

На правах рукописи

ЩИРЫЙ АНДРЕЙ ОЛЕГОВИЧ

РАЗРАБОТКА И МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ
АВТОМАТИЧЕСКОГО ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК
ИОНОСФЕРНЫХ КОРОТКОВОЛНОВЫХ РАДИОЛИНИЙ

Специальность: 05.12.04. – Радиотехника,
в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель: Колчев А.А., канд. физ.-мат. наук, доц.

Йошкар-Ола, 2007

Содержание

ВВЕДЕНИЕ.....	6
1. МНОГОЛУЧЕВАЯ ИОНОСФЕРНАЯ КВ РАДИОЛИНИЯ: ОСОБЕННОСТИ И ДИАГНОСТИКА	24
1.1. Распространение КВ радиосигнала в ионосфере.....	24
1.1.1. Распространение коротких радиоволн в ионосфере. Многолучевость.....	24
1.1.2. Замирания амплитуды КВ радиосигнала.....	28
1.2. Помехи в ДКМ диапазоне	33
1.2.1. Классификация помех	33
1.2.2. Измерение помех: алгоритмы, методики и устройства.....	39
1.3. Зондирование ионосферных КВ радиолиний	42
1.3.1. Необходимость диагностики. Роль диагностики радиолиний в технологиях КВ радиосвязи. Развитие средств диагностики. Ионозонды ...	42
1.3.2. Ионозонд наклонного зондирования ионосферы непрерывным ЛЧМ сигналом.....	44
1.3.3. Подавление сосредоточенных помех при зондировании непрерывным ЛЧМ сигналом.....	47
1.4. АЧХ многолучевой ионосферной КВ радиолинии: модели, ключевые характеристики, измерение.....	51
1.5. Постановка задач исследования	55
1.6. Выводы	56
2. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ АВТОМАТИЧЕСКОГО ИЗМЕРЕНИЯ И ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ ДКМ ДИАПАЗОНА	58
2.1. Алгоритм автоматического обнаружения и оценки характеристик сосредоточенных по спектру помех при зондировании ионосферы непрерывным ЛЧМ сигналом	58
2.1.1. Математическая модель смеси сигнала и помех на выходе приемника ЛЧМ ионозонда.....	58
2.1.2. Алгоритм обнаружения сосредоточенных помех	61
2.1.3. Модельная оценка вероятности обнаружения.....	65
2.1.4. Экспериментальная оценка вероятности обнаружения.....	66
2.1.5. Оценка характеристик сосредоточенных помех	67
2.2. Алгоритм подавления сосредоточенных по спектру помех при зондировании ионосферы непрерывным ЛЧМ сигналом.....	69
2.2.1. Алгоритм подавления.....	69
2.2.2. Модельная оценка эффективности подавления	69
2.2.3. Экспериментальная оценка эффективности подавления	71
2.3. Алгоритм измерения спектра помех	74
2.3.1. Гибкоперестраиваемый алгоритм получения панорамы спектра помех ...	74
2.3.2. Оценка уровня фоновых шумов по панораме спектра помех.....	78
2.3.3. Результаты натурных экспериментов. Сопоставление с данными моделирования.....	79
2.4. Выводы	84

3. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ АВТОМАТИЧЕСКОГО ИЗМЕРЕНИЯ АЧХ МНОГОЛУЧЕВОЙ ИОНОСФЕРНОЙ КВ РАДИОЛИНИИ И ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТОВ МНОГОЛУЧЕВОСТИ ПОСРЕДСТВОМ НАКЛОННОГО ЛЧМ-ИОНОЗОНДА	85
3.1. Математическая модель ионосферной КВ радиолинии, предназначенная для систематизации данных о многолучевом распространении КВ	85
3.1.1. Математическая модель передаточной функции и АЧХ КВ радиолинии	85
3.1.2. Моделирование влияния параметров на форму АЧХ КВ радиолинии	91
3.1.3. Вычисление по ионограмме параметров модели АЧХ КВ радиолинии	94
3.2. Алгоритм автоматического измерения с высоким частотным разрешением АЧХ многолучевой ионосферной КВ радиолинии посредством ЛЧМ-ионозонда	100
3.2.1. Алгоритм измерения АЧХ КВ радиолинии	100
3.2.2. Выделение спектральных составляющих сигнала на ионограмме	105
3.2.3. Моделирование алгоритма измерения АЧХ КВ радиолинии	107
3.3. Классификация характеристик многолучевого ионосферного распространения КВ	108
3.3.1. Методика классификации характеристик многолучевого распространения КВ по эмпирическим моделям многолучевости. Идентификация моделей многолучевости	108
3.3.2. География и условия проведения натурных экспериментов	114
3.3.3. Выявленные модели многолучевости, их частоты и относительные частотные границы	117
3.3.4. Межмодовые задержки для различных моделей многолучевости	123
3.4. Измерение характеристик АЧХ многолучевой ионосферной КВ радиолинии: глубины замираний и частотных полос конструктивной интерференции	132
3.4.1. Методика измерения	132
3.4.2. Результаты натурных экспериментов измерения характеристик АЧХ КВ радиолинии для различных моделей многолучевости	133
3.4.3. Исследование корреляции характеристик АЧХ с параметрами модели многолучевости	135
3.5. Выводы	138
4. АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС НА ОСНОВЕ НАКЛОННОГО ЛЧМ-ИОНОЗОНДА, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИЙ ИЗМЕРЕНИЕ АЧХ КВ РАДИОЛИНИИ, ПОМЕХ РАЗЛИЧНЫХ ВИДОВ И ИССЛЕДОВАНИЕ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ КВ.....	141
4.1. Состав и функциональная схема аппаратуры комплекса	141
4.1.1. Лабораторный вариант измерительного комплекса (“Сириус”)	141
4.1.2. Промышленно выпускаемый вариант измерительного комплекса (“БСИМ «Лань»”)	144
4.2. Типы и форматы данных	154

4.3. ПО управления и обработки в традиционных режимах ионозонда ..	159
4.3.1. Общие принципы и архитектура ПО комплекса: первичная и вторичная обработка	159
4.3.2. ПО первичной обработки: информационная схема. Расписание	160
4.3.3. ПО вторичной обработки. Пакетная обработка	164
4.3.4. Режим наклонного ЛЧМ-зондирования и его модификации	166
4.4. ПО повышения точности и информативности наклонного зондирования — программная реализация разработанных в диссертации алгоритмов и методик	167
4.4.1. Режим измерения помех. Реализация алгоритмов обнаружения, подавления и измерения сосредоточенных помех	167
4.4.2. Реализация алгоритма измерения АЧХ и ее характеристик	168
4.4.3. Реализация методики классификации по моделям многолучевости	169
4.5. Выводы	171
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	173
ПРИЛОЖЕНИЕ.....	176
ЛИТЕРАТУРА	180

Список сокращений

АЧХ	амплитудно-частотная характеристика
БнД	банк данных
БПФ	быстрое преобразование Фурье
ДКМ	декаметровый (диапазон)
КВ	короткие волны
ЛЧМ	линейно - частотная модуляция
МККР	Международный Консультативный Комитет по Радио
МЛ	многолучевость
ММЛ	модель многолучевости
МНЧ	максимальная наблюдаемая частота
МПЧ	максимальная применимая частота
НЗИ	наклонное зондирование ионосферы
ННЧ	наименьшая наблюдаемая частота
ОРЧ	оптимальная рабочая частота
ОС	операционная система
ПДИ	полоса деструктивной интерференции
ПКИ	полоса конструктивной интерференции
ПО	программное обеспечение
РПУ	радиоприемное устройство
СКО	среднеквадратическое отклонение
ФЧХ	фазо-частотная характеристика

Введение

Актуальность темы. Несмотря на развитие спутниковых и оптических линий связи, коротковолновая (КВ) радиосвязь по-прежнему играет важную роль. Однако, надежность и качество систем КВ радиосвязи сильно зависит от условий распространения сигналов в ионосферной радиолинии и помеховой обстановки. Наиболее важными особенностями распространения КВ в ионосфере, которые накладывают ограничения на использование высокоскоростных и широкополосных систем КВ радиосвязи, являются: многолуче́вость распространения, частотные и временные вариации характеристик радиолинии. Влияние этих особенностей ионосферной радиолинии на сигналы систем КВ радиосвязи зависит от протяженности и географического расположения радиотрассы, времени суток, времени года, солнечной и магнитной активности.

В связи с этим актуальной является проблема адаптации системы связи к характеристикам канала, к которым относятся амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) многолучевого радиоканала и частотная структура помех. Процедура адаптации требует предварительного измерения указанных характеристик. Для этого организуют диагностику ионосферной радиолинии путём передачи зондирующих сигналов, а также используют анализаторы загруженности канала (измерители помех) для получения данных о помеховой обстановке. Из большого многообразия используемых для диагностики ионосферных радиолиний сигналов наиболее перспективным является линейно частотно-модулированный (ЛЧМ) сигнал (“Barry Research”, В.П. Урядов, В.В. Шумаев, В.А. Иванов, В.И. Куркин, Ю.Н. Черкашин). Применение таких сигналов позволяет существенно повысить помехозащищенность и разрешающую способность систем диагностики. Наклонное зондирование ионосферы (НЗИ) сигналами с ЛЧМ потенциально позволяет получить полную информацию о прохождении сигнала и наличии помех в радиоканале с высоким частотным разрешением.

Сосредоточенные помехи в канале существенно влияют на результаты зондирования. Известны методы обнаружения и подавления сосредоточенных помех на основе оптимальной фильтрации и корреляционной обработки (А.А. Степаненко, В.Е. Носов). Однако мощные сосредоточенные помехи существенно искажаются в приемном тракте ЛЧМ ионозонда и указанные способы подавления сосредоточенных помех оказываются в этом случае неэффективными. Кроме того, частотные и временные характеристики помех являются случайными, что требует адаптивного выбора порога в соответствии с текущей помеховой обстановкой.

Известные алгоритмы обработки данных НЗИ (И.А. Галкин, А.Б. Егшин, В.Ф. Брянцев) производят оценку характеристик радиолинии в полосе порядка 100 кГц, в то время как реальные системы связи работают в каналах с полосой в единицы кГц. Так как характеристики радиоканала быстро меняются, для их измерения в реальном времени требуется автоматическая обработка данных НЗИ.

Поэтому актуальной является задача разработки алгоритмов автоматического определения характеристик КВ радиолинии по данным ЛЧМ-ионозонда с высоким разрешением по частоте.

Цель работы. Разработка, исследование и реализация алгоритмов автоматического измерения характеристик ионосферных коротковолновых радиолиний с высоким частотным разрешением.

Решаемые задачи:

1. разработка алгоритмов автоматического обнаружения, измерения и подавления сосредоточенных по спектру помех при зондировании ионосферы непрерывным ЛЧМ сигналом; оценка эффективности алгоритмов;
2. разработка алгоритма измерения панорамы спектра помех декаметрового (ДКМ) диапазона, позволяющего в широких пределах варьировать параметры измерения и обработки;

3. разработка алгоритма автоматического измерения АЧХ многолучевой ионосферной КВ радиолинии;
4. уточнение и экспериментальное применение методики систематизации и классификации данных о многолучевом распространении КВ по эмпирическим моделям многолучевости;
5. реализация разработанных алгоритмов и методик в виде программного обеспечения автоматизированного измерительного комплекса.

Методы исследования. Для решения поставленных задач были использованы: методы математического моделирования, теория распространения радиоволн в ионосфере, методы цифровой обработки сигналов, методы статистического оценивания, методы интерполяции данных, классические периодограммные методы спектрального оценивания, вычислительный эксперимент на ЭВМ. Натурные эксперименты проведены с использованием Российской сети ЛЧМ-ионозондов и специально разработанного автором программного обеспечения (ПО). При проектировании и разработке ПО применялся объектно-ориентированный подход с использованием среды разработки Borland Delphi.

На защиту выносятся:

1. алгоритмы автоматического обнаружения и измерения сосредоточенных по спектру помех при зондировании ионосферы непрерывным ЛЧМ сигналом;
2. алгоритм адаптивного подавления сосредоточенных по спектру помех на выходе приемника ЛЧМ ионозонда;
3. алгоритм измерения панорамы спектра помех с высоким частотным разрешением в ДКМ диапазоне и с возможностью варьирования параметров в широких пределах;
4. алгоритм автоматического измерения АЧХ многолучевой КВ радиолинии с высоким частотным разрешением по данным ЛЧМ-ионозонда;

5. экспериментальные результаты измерения с высоким частотным разрешением АЧХ многолучевой КВ радиолинии и характеристик АЧХ, а также статистические данные о суточных, сезонных, сезонно-годовых вариациях характеристик многолучевого распространения КВ на трех среднеширотных радиолиниях;
6. автоматизированный аппаратно-программный измерительный комплекс на основе ЛЧМ-ионозонда, в котором реализованы разработанные алгоритмы.

Научная новизна результатов состоит в следующем:

1. Разработаны алгоритмы автоматического обнаружения и измерения сосредоточенных по спектру помех при зондировании ионосферы непрерывным ЛЧМ сигналом, позволившие одновременно с приемом и исследованием полезного сигнала определять характеристики сосредоточенных помех. Впервые задача обнаружения сосредоточенных помех в смеси сигнала и помех сведена к задаче обнаружения грубых промахов в результатах измерений.
2. Предложен алгоритм адаптивного подавления сосредоточенных по спектру помех на выходе приемника ЛЧМ ионозонда. Теоретически и экспериментально исследована эффективность работы алгоритма.
3. Разработан алгоритм измерения панорамы спектра помех с высоким частотным разрешением в ДКМ диапазоне, отличающийся от известных возможностью варьирования параметров измерения в широких пределах.
4. Предложена методика восстановления комплексных передаточных функций отдельных лучей с точностью до начальной фазы. На основе этой методики разработан алгоритм автоматического измерения АЧХ многолучевой КВ радиолинии с высоким частотным разрешением по данным ЛЧМ-ионозонда; впервые измерение АЧХ многолучевой КВ радиолинии производится по данным во временной области после предшествующего

выделения компонентов полезного сигнала в частотной области. Впервые для выделения спектральных компонентов полезного сигнала применен метод обнаружения грубых промахов в экспериментальных данных.

5. Развита классификация характеристик многолучевого распространения на основе уточненной методики классификации по эмпирическим моделям многолучевости и обработки большого массива экспериментальных данных наклонного зондирования.

Достоверность результатов, выводов и рекомендаций обеспечивается соответствием результатов, полученных путем аналитических расчетов и численного моделирования, результатам экспериментальных исследований, выполненных в рамках данной работы и другими исследователями; использованием современных средств математического моделирования; повторяемостью результатов на больших объемах экспериментальных данных.

Практическая ценность работы состоит в следующем:

1. Разработанные алгоритмы измерения АЧХ многолучевых КВ радиолиний и характеристик АЧХ, экспериментальные данные таких измерений, а также алгоритмы автоматического обнаружения, измерения и подавления сосредоточенных помех при приеме непрерывного ЛЧМ сигнала могут быть использованы при разработке новых систем связи, в том числе, использующих широкополосные и сверхширокополосные сигналы.
2. Разработанный автоматизированный аппаратно-программный измерительный комплекс может быть использован для диагностики КВ радиолиний: измерения АЧХ и ее характеристик, измерения помех и их частотно-временной структуры, а также для накопления и вторичной обработки большого объема экспериментальных данных с целью исследования их сезонно-суточных вариаций.

Реализация и внедрение результатов исследований.

1. Разработанные алгоритмы и ПО оценки АЧХ КВ радиоканала; ПО управления, сбора и обработки в реальном масштабе времени данных ЛЧМ-ионозонда; алгоритмы и ПО измерения помех ДКМВ диапазона использованы при диагностике экспериментально-технологических радиолиний в процессе испытаний новых образцов аппаратуры КВ связи в сети полигонов ФГУП “НПП «Полет»”; использованы и вошли в отчеты по ОКР “Опора-КВ” и ОКР “Планета”, выполнявшихся по заказам Российского Агентства по системам управления, в том числе использованы при разработке изделия “БСИМ «Лань»” в ходе ОКР “Планета” (подтверждается актом).

2. Разработанное программное обеспечение автоматизированного аппаратно-программного комплекса для сбора и спектральной обработки в реальном масштабе времени данных ЛЧМ-ионозонда; алгоритмы и ПО оценки АЧХ многолучевой КВ радиолинии внедрены в ЛЧМ комплекс диагностики ионосферных КВ радиолиний Нижегородского научно-исследовательского радиофизического института (НИРФИ) и были использованы при выполнении работ по грантам РФФИ №№ 02-05-64383, 05-05-08011, 06-02-16075, при выполнении работ по проекту №199/2001 «Многофункциональный радиокомплекс СУРА — центр коллективного пользования для проведения научных исследований и подготовки студентов, аспирантов и докторантов в области физики космического пространства, атмосферы и земной коры» в рамках федеральной целевой программы «Государственная поддержка интеграции высшего образования и фундаментальной науки», при выполнении работ в рамках федеральной целевой научно-технической программы "Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития науки и техники» на 2002-2006 гг. по приоритетному направлению «Информационно-телекоммуникационные системы» по государственному контракту «Исследование и развитие радиофизических методов и технологий для информационных систем дистанционного исследования сред и объектов,

включая критическое воздействие на ионосферу мощными электромагнитными и акустическими волнами» (шифр ИТ-12.2/004) (подтверждается актом).

3. Разработанные алгоритмы и программное обеспечение автоматизированного аппаратно-программного комплекса для сбора и спектральной обработки в реальном масштабе времени данных ЛЧМ-ионозонда, а также алгоритмы и ПО фильтрации сосредоточенных помех используются в составе приемной станции наклонного зондирования ионосферы Института земного магнетизма, ионосферы и распространения радиоволн РАН (ИЗМИРАН) (подтверждается актом).

Личный вклад в проведенных исследованиях. Совместно с научным руководителем были выполнены теоретические исследования. Автором разработаны алгоритмы адаптивного обнаружения, измерения и подавления сосредоточенных помех при НЗИ, алгоритма измерения панорамы спектра помех, алгоритм измерения АЧХ многолучевой КВ радиолинии. Лично автором разработаны схемы вычислительных экспериментов. Автор принимал непосредственное участие в проведении натурных экспериментов, обработке и интерпретации полученных данных. Лично автором разработано специализированное программное обеспечение, использовавшееся при выполнении работы. Автором проанализированы полученные результаты и сделаны выводы. Некоторые печатные работы написаны автором самостоятельно.

Апробация результатов. Результаты диссертационной работы были представлены и обсуждались на XII Всероссийской школе-конференции по дифракции и распространению волн (Москва, 2001); VIII, X, XII, XIII Международных научно-технических конференциях “Радиолокация, навигация, связь” RLNC (Воронеж, 2002, 2004, 2006, 2007); XX Всероссийской научной конференции "Распространение радиоволн" (Нижний Новгород, 2002); IX, XI, XII, XIII Joint International Symposium "Atmospheric and Ocean Optics. Atmospheric Physics" (2002, 2004, 2005, 2006); 5-ой Сессии молодых учёных

"Гелио- и геофизические исследования" Байкальской молодежной научной школы по фундаментальной физике (Иркутск, 2002); Международной конференции молодых ученых по математическому моделированию и информационным технологиям (Новосибирск, 2002); на сессии "Информационно-вычислительные технологии в решении фундаментальных и прикладных научных задач" (Москва, 2004); 12-ой Всероссийской конференции "Математические методы распознавания образов" (Москва, 2005); XXIV Всероссийском симпозиуме "Радиолокационное исследование природных сред" (Санкт-Петербург, 2006); научных сессиях МИФИ 2003, 2006, 2007 (Москва); XXVIIIth General Assembly of International Union of Radio Science (URSI), 2005 (New Delhi, India) и др.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 74 научных работы, из них 3 статьи и 1 сообщение в журналах рекомендованных ВАК ("Известия вузов. Радиофизика", "Технологии электромагнитной совместимости", "Системы управления и информационные технологии", "Обозрение прикладной и промышленной математики"); 1 статья в зарубежном журнале "Journal Radiophysics and Quantum Electronics" (англоязычное издание журнала "Изв.вузов. Радиофизика"); 2 статьи приняты к печати в журналах рекомендованных ВАК ("Оптика атмосферы и океана", "Известия вузов. Радиоэлектроника"; подтверждается справками из редакций); 3 статьи депонированы в ВИНТИ; 62 печатных работы в сборниках статей, в трудах и тезисах конференций и симпозиумов; получен 1 патент РФ на изобретение.

СОДЕРЖАНИЕ ДИССЕРТАЦИИ

Во Введении обоснована актуальность темы диссертационной работы, обозначена цель и основные задачи исследования, показаны научная новизна и практическая ценность полученных в работе результатов, перечислены

основные положения и результаты, выносимые на защиту. Приведено краткое содержание диссертации.

В первой главе рассматриваются особенности ионосферной линии связи: распространение коротких радиоволн в ионосфере и помехи в ДКМ диапазоне.

Описаны основные физические свойства и принципы распространения коротких радиоволн в ионосфере. Перечислены факторы, влияющие на прием радиоволн в ДКМ диапазоне и затрудняющие организацию КВ связи. Особое внимание уделено эффектам многолучевого распространения КВ. Обсуждены замирания амплитуды радиосигнала и методы борьбы с ними.

Приведена классификация помех в ДКМ диапазоне по форме, природе и источникам. Даны описания и характеристики различных видов помех. Отмечается, что практически на всем ДКМ диапазоне преобладают сосредоточенные по спектру помехи – помехи работающих радиопередатчиков. Проведен обзор алгоритмов, методов и устройств измерения помех.

Утверждается необходимость диагностики ионосферных КВ радиолиний. Приводится обзор развития средств диагностики ионосферных КВ радиолиний. Особое внимание уделено наклонному зондированию ионосферы непрерывными ЛЧМ сигналами. Использование маломощного непрерывного ЛЧМ сигнала в качестве диагностирующего сигнала позволяет при приемлемых массогабаритных характеристиках аппаратуры, меньшем энергопотреблении и лучшей ЭМС решить задачу диагностики. Описан принцип наклонного ЛЧМ-зондирования. Идея метода получения связных параметров КВ радиолинии посредством наклонного ЛЧМ-ионозонда состоит в том, что ионозонд моделирует работу системы КВ связи, что позволяет оценивать качество каналов и определять оптимальные рабочие частоты. Проводится обзор методов борьбы с сосредоточенными по спектру помехами при ЛЧМ-зондировании; дело в том, что при согласованном приеме ЛЧМ сигнала, принятый сигнал, в сумме с сосредоточенной помехой, демодулируется путем перемножения с ЛЧМ сигналом гетеродина и в результате демодуляции

сосредоточенная помеха становится импульсной; “загрязненность” ионограммы импульсными помехами препятствует достоверному определению параметров радиолинии по ионограмме. Отмечено, что применение известных методов подавления помех на основе дисперсионных линий задержки сопровождается техническими трудностями для сигналов с базами 10^4 - 10^5 , а корреляционные методы, которым отдается предпочтение на практике, обладают тем недостатком, что мощные сосредоточенные помехи существенно искажаются в приемном тракте ЛЧМ ионозонда и корреляционный способ обнаружения сосредоточенных помех оказывается в этом случае неприменимым, кроме того, частотные и временные параметры помех являются случайными, что требует адаптивного выбора порога, быстро перестраивающегося к текущей помеховой обстановке.

Рассматривались модели и методы измерения АЧХ многолучевой ионосферной КВ радиолинии. Анализ показал, что традиционное непосредственное измерение коэффициента передачи в ДКМ диапазоне обладает рядом недостатков, а при применении радиофизических моделей задача измерения тонкой структуры АЧХ либо не ставилась, либо решалась на упрощенных моделях.

На основе проведенного анализа в конце первой главы сформулированы цель и задачи диссертационного исследования.

Во второй главе приводятся разработанные алгоритмы автоматического измерения и подавления помех ДКМ диапазона.

Построена модель преобразования помех в тракте приемника ЛЧМ сигнала. На основе анализа оценок моментов распределения смеси сигнала и помех разработан адаптивный алгоритм обнаружения сосредоточенных по спектру помех на выходе приемника ЛЧМ ионозонда. Основная его идея заключается в следующем. Для обнаружения сосредоточенной помехи сигнал разностной частоты на выходе ионозонда длительностью T разбивался на K не перекрывающихся элементов длительностью T_s . Величина T_s выбиралась таким

образом, чтобы соответствующая полоса частот Δf_s была равна значению ширины спектра сосредоточенной помехи. Для каждого k -го элемента сигнала находились несмещенные оценки среднеквадратичного отклонения (СКО) σ_k . Двухмодальность выборки σ_k говорит о наличии в ней сосредоточенной помехи и, производится цензурирование этой выборки для выделения отсчетов принадлежащих помехе. Значимость различий между σ_k оценивается на основе критерия обнаружения грубых ошибок в экспериментальных измерениях, справедливого для большого числа законов распределения. Если для величины σ_k выполняется оценка

$$|\sigma_k - \bar{\sigma}| \leq s \cdot (1,55 + 0,8\sqrt{E + 2} \cdot \lg(K/10)), \quad (1)$$

где $\bar{\sigma} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \sigma_i$, s – СКО для значений σ_k , E – эксцесс, то нет оснований считать это значение значительно отличающимся от среднего. Если неравенство (1) для некоторого элемента не выполняется и $\sigma_k > \bar{\sigma}$, то предполагается, что этот элемент сигнала относится к сосредоточенной помехе.

Достоинством предложенного алгоритма является также то, что обнаружение осуществляется на основе оценок числовых характеристик сигнала, не прибегая к выбору закона распределения.

Оценена эффективность работы алгоритма. Вероятность правильного обнаружения сосредоточенной помехи по данным моделирования составила 99%, а вероятность ложной тревоги 3%. По экспериментальным данным вероятность правильного обнаружения помехи составила 95% (использованы 1500 выборок сигнала полосой 100 кГц из 300 сеансов наклонного зондирования радиолинии Великобритании – Нижний Новгород).

Обнаруженная помеха может быть объектом дальнейшего исследования: можно оценить такие параметры как число помех в заданной полосе частот, полоса частот помехи, вероятность появления помехи в случайно выбранном канале с заданной полосой и т.п. Поэтому на основе алгоритма обнаружения

разработан алгоритм оценки характеристик сосредоточенных помех. Приведены данные натурных экспериментов.

На основе алгоритма обнаружения разработан адаптивный алгоритм подавления сосредоточенных помех. После обнаружения помех дальнейшая обработка заключается в том, что элементы сигнала (отсчеты оцифрованного сигнала), признанные в соответствии с условием (1) “поражёнными” сосредоточенными помехами, подавляются либо путем обнуления (т.н. режекция), либо путём ограничения амплитуды сигнала этого элемента средним значением для нережектируемых элементов и умножением величины режектируемых отсчётов на соответствующие значения весовой функции; как показало моделирование, практически, нет заметной разницы между режекцией и подавлением путем домножения на весовую функцию, поэтому далее все результаты вычислительных и натурных экспериментов в диссертации приведены для режекции.

Оценена эффективность работы алгоритма на основе выигрыша в отношении сигнал/шум после подавления помех: приведены результаты вычислительного и натурального экспериментов оценки эффективности подавления. Эффективность алгоритма подавления оценивалась по величине $\eta = 10 \lg(P_2 / P_1)$ (P_1 – исходное отношение сигнал/шум, P_2 – отношение сигнал/шум после подавления), которая была названа выигрышем из-за подавления. Из обработанных в проведенных экспериментах 1500 спектров сосредоточенная помеха, подлежащая подавлению, была обнаружена в 60% спектрах. При этом среднее значение вырезанной полосы частот составило 14 кГц при полосе частот сигнала в 100 кГц. Средний выигрыш из-за подавления равен 3 дБ, максимальный равен 13 дБ. Экспериментально установлено, что выигрыш из-за подавления зависит от отношения сигнал/шум P_1 : при увеличении P_1 среднее значение η уменьшается. Если для значений $P_1 \in (5\text{дБ}; 20\text{дБ})$ среднее значение η равно 3.3дБ (максимальное 13 дБ), то для $P_1 \in (20\text{дБ}; 40\text{дБ})$ равно 2.5дБ (максимальное 9дБ).

Важнейшим достоинством алгоритма измерения сосредоточенных помех по данным НЗИ является одновременное измерение характеристик и сигнала, и помех. Однако, если исследователя подробно интересуют характеристики только помех, то целесообразно разработать специальный алгоритм измерения помех не в режиме ЛЧМ, а в режиме обычного “классического” приема. Поэтому разработан гибкоперестраиваемый алгоритм измерения панорамы спектра помех ДКМ диапазона, позволяющий в широких пределах варьировать параметры обработки, благодаря чему может быть использован как для изучения “мгновенной” тонкой структуры помех, так и для исследования вариаций характеристик помех всего ДКМ диапазона на основе сбора обширной статистики. Основная идея алгоритма заключается в том, что последовательно с заданным шагом происходит перестройка РПУ в заданном диапазоне, РПУ “стоит” на текущей частоте заданное время, данные с низкочастотного выхода РПУ оцифровываются, над ними выполняется БПФ. Полученные спектры, выстроенные последовательно, в общем, и представляют собой панораму спектра помех. Повышение статистической устойчивости спектра возможно за счет потери разрешения по частоте путем суммирования соседних спектральных компонент (для достижения заданного разрешения), либо за счет потери разрешения по времени. Последний вариант в рамках данной методики может быть осуществлен двумя способами: увеличением времени измерения на частоте, либо сканированием заданного интервала заданное число раз n с последующим усреднением панорамы спектра помех по всем n сканированиям. Важно то, что эти действия могут производиться над сохраненными оцифрованными данными после процесса измерений, т.е. одни и те же данные могут быть обработаны с разными параметрами и использоваться для разных целей исследования.

Приведена методика оценки уровня фонового шума по панораме спектра помех. Приводятся результаты натурных экспериментов и их сопоставление с данными моделирования по модели помех МККР.

В третьей главе рассматривается модель АЧХ многолучевой КВ радиолинии, проводится разработка алгоритма автоматического измерения АЧХ многолучевой ионосферной КВ радиолинии посредством наклонного ЛЧМ-ионозонда, проводится исследование эффектов многолучевого распространения КВ с классификацией результатов по эмпирическим моделям многолучевости.

На основе математических моделей распространения КВ в приближении геометрической оптики получена модель АЧХ многолучевой КВ-радиолинии. Передаточная функция многолучевой КВ-радиолинии равна сумме m передаточных функций отдельных мод, при этом параметрами модели для каждой моды являются зависимости $\tau_j(f)$ и $|H_j(f)|$, а также начальные фазы мод $\varphi_{0j}(f, t)$; указанные параметры заданы для канала с величиной частотной полосы Δf . В результате аналитическое выражение для оценки АЧХ КВ радиолинии с высоким частотным разрешением имеет следующий вид:

$$|H(f_p, t)| = \left| \sum_{j=1}^m |H_j(f_p)| \exp \left[-i \left(\varphi_{0j}(f_p, t_0) + 2\pi \cdot \int_{f_p}^{f_p + \Delta f} \tau_j(f) df + 2\pi \cdot F_{\text{Дл}} \cdot \Delta t \right) \right] \right| \quad (2)$$

Также в выражении фазы учитывается вклад доплеровского смещения частоты $F_{\text{Дл}}$. Оно влияет не на форму АЧХ, а на ее дрейф по оси частот во времени t .

Вычислительный эксперимент по моделированию АЧХ многолучевой КВ радиолинии показал, что для двухлучевых радиоканалов, ширина полос конструктивной интерференции обратно пропорциональна разности времени группового запаздывания двух лучей; найдены соотношения для полос конструктивной и деструктивной интерференции, а также их зависимости от межмодовых задержек и соотношений амплитуд.

Предложена методика вычисления по ионограмме параметров модели АЧХ КВ радиолинии. На ионограмме наклонного ЛЧМ-зондирования радиолинии выделяются области, ограничивающие моды сигнала. Затем в выделенных областях в каждом спектре находятся точки максимума

амплитуды. Далее производится их аппроксимация полиномом n -ой степени. Таким образом находится время группового запаздывания как функция частоты. Амплитуда моды находится по ионограмме (функция частоты и времени группового запаздывания), затем для удаления одиночных выбросов (вызванных, скорее всего, ошибкой выделения моды) подвергается медианной фильтрации.

Эта модель удобна для схематического представления характеристик многолучевого распространения (в частности позволила провести наглядное моделирование вида АЧХ) и хорошо стыкуется с используемой методикой систематизации и классификации по моделям многолучевости. Однако при практическом использовании для оценки АЧХ КВ радиолинии она обладает рядом недостатков, поэтому для автоматического вычисления АЧХ по данным наклонного зондирования потребовалась разработка следующей модели.

$$H(\omega; t) = \sum_{i=1}^m H_i(2\pi \cdot f_o + 2\pi \cdot \dot{f} \cdot t; t) = \frac{2\pi}{a_o^2} \sum_{i=1}^m A_i(t) \cdot \exp[-j(\frac{\Omega_i^2}{4\pi \dot{f}})]. \quad (3)$$

где $\Omega_i = 2\pi F_{Ди} - 2\pi \dot{f} \tau_i$; $A_i(t)$ – сигнал разностной частоты i -ой моды на выходе приемника ионозонда; ω – круговая частота, $\omega = 2\pi \cdot f_o + 2\pi \cdot \dot{f} \cdot t$; f_o – начальная частота излучения, a_o – амплитуда ЛЧМ сигнала; \dot{f} – скорость изменения частоты.

Отличие модели (3) от модели, представленной выражением (2) в том, что в (3) не требуется выделение трека (траектории моды), а достаточно лишь выделить спектральные компоненты полезного сигнала на ионограмме (и не решать вопрос о принадлежности их к трекам). Поэтому также для алгоритма автоматического измерения АЧХ КВ радиолинии был разработан алгоритм автоматического выделения спектральных составляющих сигнала (“полезного сигнала”) на ионограмме НЗИ. Он основан на критерии обнаружения резко выделяющихся значений выборки, уже применявшегося для обнаружения сосредоточенных помех. Однако в данном случае метод применяется “наоборот”, т.е. резко выделяющиеся отсчеты выборки (спектра разностного

сигнала) считаются полезным сигналом, оставшиеся зануляются. Обработка данных организована здесь также совершенно иначе: обрабатываются спектры сигнала разностной частоты, а не сигнал разностной частоты, кроме того, резко выделяющееся наблюдение соответствует полезному сигналу, а не помехе. В диссертации приведены примеры работы алгоритма выделения сигнала. Таким образом процесс вычисления АЧХ КВ радиолинии по ионограмме НЗИ полностью автоматизирован; измерительные возможности ионозонда расширены, т.к. теперь он может быть использован и в качестве измерителя АЧХ многолучевой ионосферной КВ радиолинии.

Достоверность измерения АЧХ КВ радиолинии проверена путем сопоставления с огибающей сигнала разностной частоты, т.к. огибающая согласно теоретическим соображениям в случае отсутствия помех подобна АЧХ КВ радиолинии.

Получены и классифицированы экспериментальные данные о вариациях характеристик многолучевого распространения и характеристик АЧХ многолучевой КВ радиолинии. Для этого было обработано более 5500 ионограмм радиолиний: 2-1 – Хабаровск–Йошкар-Ола; 3-1 – Великобритания–Йошкар-Ола; 4-1 – Кипр – Йошкар-Ола. Для радиолиний 2-1, 3-1, 4-1 выявлены эмпирические модели многолучевости (ММЛ) – устойчивые комбинации определенных мод распространения КВ радиосигнала. Модели многолучевости обозначены римскими цифрами. Наиболее вероятными (частыми) ММЛ являются II, III, IV, X, образованные модами: (в скобках для двухскачковой радиолинии 2-1): II – $1F_2, 1F_{2п} (2F_2, 2F_{2п})$; III – $1F_2 (2F_2)$; IV – $1F_2, 2F_2 (2F_2, 3F_2)$; X – $1F_2, 2F_2, 3F_2 (2F_2, 3F_2, 4F_2)$. Получены оценки частотей моделей. Оценены частотные границы ММЛ в относительных частотах, т.е. частотах нормированных относительно максимальной наблюдаемой частоты (МНЧ). СКО частотных границ для наиболее вероятных ММЛ составляет 0.04-0.16 (в относительных частотах). Для ММЛ II, IV, X собраны данные по суточным, сезонным, сезонно-годовым вариациям межмодовых задержек. Установлена

положительная корреляционная связь межмодовых задержек с солнечной активностью, что согласуется с данными других исследователей. Приведены данные о вариации межмодовых задержек для моделей II, IV, X на каждой из радиолиний 2-1, 3-1, 4-1. Приведены как данные для дня и ночи, так интегральные данные. Интегральные данные в большей степени соответствуют данным дневного времени, т.к. число ионограмм, на которых наблюдается каждая ММЛ, днем существенно больше, чем ночью.

Собраны статистические данные о характеристиках АЧХ многолучевой КВ радиолинии: глубине замираний L и ширине полос конструктивной интерференции W на уровнях 5 и 10 дБ; получено $M(L)$ около 5 дБ; $M(W_5) = 0.6 \dots 1.5$ кГц; $M(W_{10}) = 2 \dots 3$ кГц (M – математическое ожидание).

Установлена связь ширины полос конструктивной интерференции с межмодовыми задержками. Для II и IV моделей корреляция между шириной полос конструктивной интерференции и величиной $1/\Delta\tau$ составляет 0.8-0.9; зависимости имеют вид $W = k \cdot (1/\Delta\tau) + b$; найдены коэффициенты k , b . Для X модели параметрами, хорошо коррелирующими (0.6-0.7) с величиной частотных полос конструктивной интерференции, являются $T_{w1} = \frac{1}{\Delta\tau_1 \cdot \Delta\tau_2 \cdot (\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1)}$,

$T_{w3} = \frac{\Delta\tau_1}{\Delta\tau_2 \cdot (\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1)}$, $T_{w4} = \frac{\Delta\tau_2}{\Delta\tau_1 \cdot (\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1)}$. Для уравнений $W = k \cdot T_{wi} + b$ также найдены коэффициенты k , b , т.е. получены простые выражения для инженерных расчетов, описывающие связь между характеристиками АЧХ КВ радиолинии и измеряемыми характеристиками многолучевого распространения КВ.

В четвертой главе рассматривается автоматизированный аппаратно-программный комплекс на основе наклонного ЛЧМ-ионозонда, обеспечивающий измерение АЧХ КВ радиолинии, помех различных видов и исследование многолучевого распространения КВ

Описаны структура и функционирование аппаратуры двух вариантов (лабораторного и промышленно выпускаемого) измерительного комплекса на основе ЛЧМ-ионозонда. Разработаны принципы организации данных и

структуры данных для автоматизированного гибкоперестраиваемого измерительного комплекса: отсчеты сигнала разностной частоты, ионограммы, данные измерения помех, треки (траектории мод) и др. Разработаны принципы организации и архитектуры ПО комплекса; ПО комплекса состоит из подсистем первичной и вторичной обработки; (первичная – во время эксперимента – автоматическая регистрация по заданному расписанию без участия человека, в т.ч. круглосуточно; вторичная – после эксперимента с удобной для человека скоростью). Реализованы режимы пакетной обработки, предназначенные для многократного применения заданных процедур обработки над большим массивом однотипных данных с целью получения статистики о суточных, сезонных и других вариациях измеренных параметров. Решена техническая проблема реализации на базе ПЭВМ общего назначения подсистемы первичной обработки, осуществляющей сбор, обработку и сохранение экспериментальных данных в реальном времени. Программно реализована методика классификации характеристик многолучевого распространения КВ и характеристик АЧХ КВ радиолинии. Идентификация модели многолучевости производится путем сопоставления экспериментальных ионограмм с синтезированными. Средства идентификации моделей многолучевости программно реализованы. Программно реализованы разработанные в диссертации алгоритмы и методики: алгоритмы автоматического обнаружения, измерения и подавления сосредоточенных по спектру помех при зондировании ионосферы непрерывным ЛЧМ сигналом; измерения помех ДКМ диапазона с высоким частотным разрешением и оценки фонового шума; вычисления АЧХ многолучевой КВ радиолинии по данным наклонного ЛЧМ-ионозонда (ионограмме НЗИ).

В заключении сформулированы основные результаты работы и рекомендации по их использованию. Обозначены возможные направления дальнейших исследований.

В приложении приведены акты внедрения результатов работы.

1. Многолучевая ионосферная КВ радиолиния: особенности и диагностика

1.1. Распространение КВ радиосигнала в ионосфере

1.1.1. Распространение коротких радиоволн в ионосфере.

Многолучевость

Короткие радиоволны могут распространяться на многие тысячи километров путем многократных последовательных отражений от ионосферы и земной поверхности и для этого не требуется передатчиков большой мощности. Это свойство КВ используется при построении систем дальней радиосвязи и загоризонтной радиолокации.

В ионосфере различают три основные области, обозначаемые буквами D , E , F ; их называют также слоями. В слое F выделяют области F_1 и F_2 . Кроме перечисленных слоев иногда наблюдается спорадический слой E_s .

Кроме крупномасштабных квазирегулярных распределений электронной концентрации, ионосфера характеризуется хаотической неоднородной структурой, представляющей электронные облака с повышенной или пониженной относительно среднего концентрацией электронов. Эти неоднородности могут быть связаны как с турбулентной структурой атмосферы на ионосферных высотах, так и с неустойчивостями ионосферной плазмы.

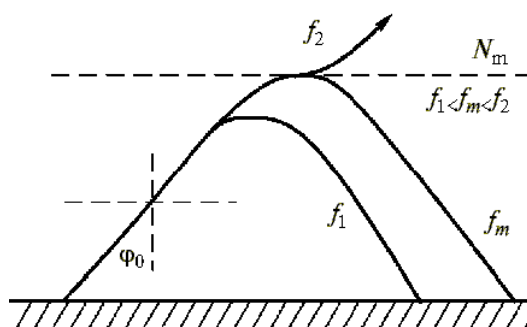


Рис. 1.1. Отражение радиоволн различных частот при одинаковом угле падения на слой

Длина волн ДКМ диапазона заметно меньше характерных регулярных ионосферных масштабов, что позволяет использовать для рассмотрения распространения волны приближение геометрической оптики, т. е.

рассматривать волну в виде луча или набора лучей. Падая под углом φ_0 на ионосферу, луч будет искривляться (угол будет изменяться). При достижении углом некоторого значения происходит полный поворот (отражение) радиоволны. Так как коэффициент преломления зависит от частоты, то и высота отражения зависит от частоты радиоволны (рис. 1.1).

Реальные антенны, излучающие волны с частотами, при которых происходит отражение от ионосферы (30-40 МГц), имеют относительно широкую диаграмму направленности, поэтому на ионосферу одновременно падает пучок лучей под различными углами φ_0 (рис. 1.2) [75]. Согласно закону секанса, чем круче траектория (меньше φ_0), тем глубже волна проникает в слой, т.е. отражение лучей одной и той же частоты происходит на разных высотах.

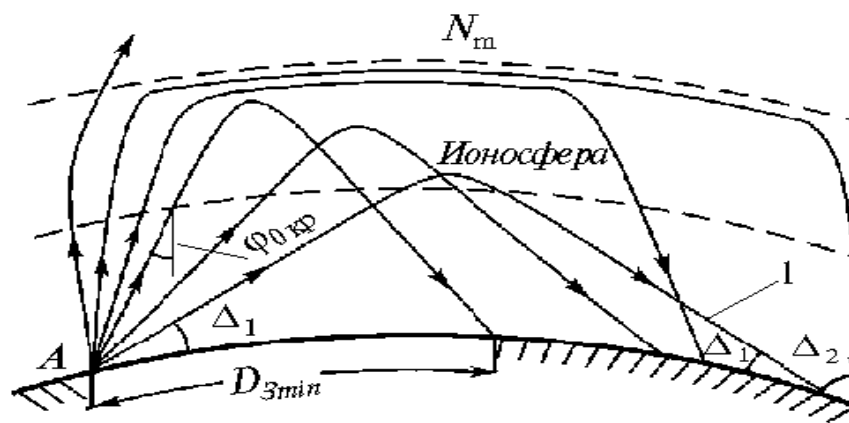


Рис. 1.2. Лучевые траектории для различных углов падения волны на ионосферный слой

Наибольшая дальность распространения волны за счет однократного отражения от ионосферы, измеренная по Земле, соответствует траекториям, касательным к земной поверхности (рис. 1.2) и отражающимся вблизи высоты N_m . Так для слоя F_2 дальность составляет 2500-4000 км, а для слоя E - 2000 км [76]. Если расстояние между передатчиком и приемником больше 4000 км, то волна может достигать точки приема лишь путем многократных отражений от ионосферы и поверхности Земли.

Радиоволны, распространяющиеся от передатчика к приемнику за счет скачков, называются скачковыми модами. В их обозначениях указывается число скачков и отражающий слой. Например, обозначение $3F_2$ означает, что сигнал распространялся тремя скачками, отражаясь от слоя F_2 .

При определенных условиях [77] луч может войти в ионосферный волновод и пройти в нем значительную часть траектории (испытывая значительно меньшее поглощение по сравнению с соответствующими скачковыми модами, т.к. отсутствует отражение от Земли). Радиоволны, распространяющиеся верхними лучами, называются также Педерсеновскими модами и в диссертации обозначены индексом “п”, например $1F_{2п}$. Если в распространении радиоволны задействованы и скачковый и волноводный механизмы, то такая мода распространения называется комбинированной.

Увеличение числа приходящих лучей происходит, кроме того, из-за двойного лучепреломления в ионосферной плазме, находящейся под воздействием постоянного магнитного поля Земли, когда одна волна с линейной поляризацией расщепляется на две [78] – обыкновенную (О) и необыкновенную (Х). На средних широтах вращение вектора электрического поля по часовой стрелке соответствует обыкновенной волне, то есть такой же волне, как и в изотропном случае, а против – необыкновенной. Каждая составляющая при этом распространяется в ионосфере со своей групповой скоростью и отражается от различных уровней (высот) ионосферы, испытывает разное поглощение в ионосфере, а также имеет разные углы прихода. Естественно, что эти лучи попадают в различные точки поверхности Земли, но ясно, что в точку приема на поверхности Земли будут попадать лучи как О, так и Х, правда, отразившиеся от различных областей ионосферы. Очевидно, что различно время распространения О и Х лучей от передатчика к приемнику.

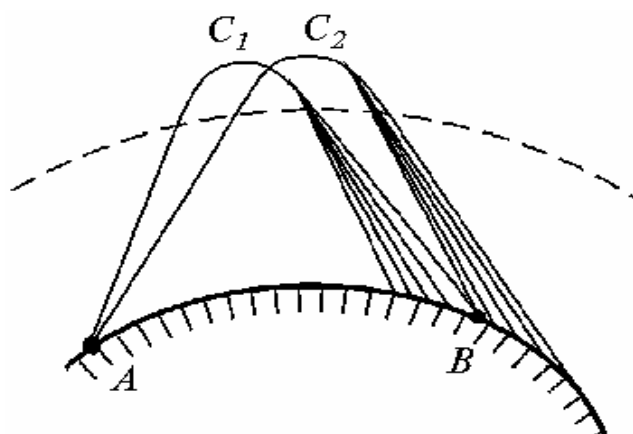


Рис. 1.3. Диффузная многолучевость

Говорят, что скачковый и волноводный механизмы распространения КВ и двойное лучепреломление приводят к дискретной многолучевости приема. Еще одним важным типом многолучевости является диффузная многолучевость. Дело в том, что ионосферу нельзя уподобить идеальной гладкой отражающей поверхности. Неизбежные неоднородности в ионосфере приводят к тому, что вместо зеркального отражения лучей от ионосферы, которое мы рассмотрели, возникают частично диффузные отражения, как показано на рис. 1.3, где падающий на нижнюю границу ионосферы один луч на выходе из ионосферы представляет собой пучок, содержащий множество элементарных лучей. Таким образом, в место приема попадает множество элементарных лучей, относящихся к различным пучкам.

Важно также, что состояние ионосферы может быть весьма неоднородным и поэтому рассмотренная простая схема распространения в ряде случаев не оправдывается. В частности, области E и F_1 могут вызвать поворот или преломление луча (изменения траектории при прохождении слоя насквозь). Усложняет картину распространения также спорадический слой E_s . Некоторые типы траекторий распространения КВ в ионосфере показаны схематически на рис. 1.4 [79]. Расчет сложных траекторий затруднен из-за того, что необходимо располагать точными сведениями о состоянии слоев вдоль всей трассы.

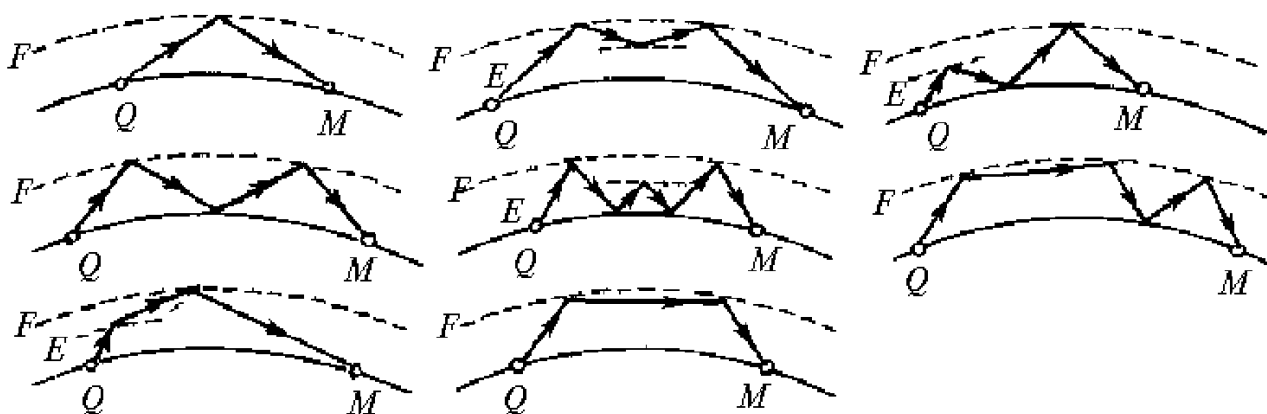


Рис. 1.4. Некоторые типы траекторий коротких радиоволн

Наименьшей наблюдаемой частотой (ННЧ) и максимальной наблюдаемой частотой (МНЧ), соответственно, называются наименьшая и наибольшая частоты, на которых наблюдаются сигналы от данного радиопередатчика

независимо от типа моды, по которой они распространяются. Аналогично и для парциальных мод также вводятся понятия и обозначения МНЧ и ННЧ.

В литературе [80] при исследованиях многолучевых радиолиний принят подход, состоящий в разбиении всего диапазона распространения на интервалы по числу и типам мод распространения КВ радиосигнала и отнесения наиболее часто встречающихся сочетаний числа и типов мод к так называемым моделям многолучевости (ММЛ).

Часто ось рабочих частот нормируют относительно МНЧ, т.е. абсолютные рабочие частоты переводятся в относительные.

1.1.2. Замирания амплитуды КВ радиосигнала

Многолучевость оказывает негативное влияние на работу систем КВ радиосвязи: принятый сигнал испытывает замирания амплитуды (в частотной и временной областях), вследствие чего ограничивается полоса неискаженной передачи и скорость передачи информации. Нужно отметить, что в литературе [81 - 91] основное внимание уделялось замираниям КВ радиосигнала во временной области. Это обусловлено, в первую очередь, техническими трудностями получения панорамных характеристик радиосигнала в широком диапазоне рабочих частот (единицы-десятки МГц).

Для возникновения заметных изменений в принятом сигнале вследствие флуктуации амплитуды необходимы значительные динамические изменения в среде. С другой стороны, фаза каждой из векторных составляющих поворачивается на 2π всякий раз, когда запаздывание соответствующего луча τ изменяется на величину $1/f_p$ (f_p – частота сигнала), т. е. когда путь, по которому проходит этот луч, изменяется всего лишь на одну длину волны несущего колебания [84]. Это происходит при относительно небольших перемещениях неоднородностей среды. Далее, вследствие случайного характера движения отдельных неоднородностей в типичном радиоканале можно ожидать, что запаздывания отдельных лучей будут меняться с различной скоростью. Из этих

соображений можно полагать, что быстрые флуктуации сигнала, вызываемые динамическим характером среды, обусловлены, в первую очередь, случайными изменениями относительных запаздываний лучей или фаз векторов в сумме.

Если в канале существует достаточно большое число “рассеивателей” примерно одинакового размера и фазы переизлучаемых ими сигналов меняются случайно и взаимно независимы, то на основании центральной предельной теоремы можно утверждать, что обе квадратурные составляющие результирующего сигнала будут стремиться к независимым гауссовским случайным функциям с нулевыми средними значениями и одинаковыми дисперсиями. Такими же свойствами обладают квадратурные составляющие узкополосного гауссовского шума. Амплитуда результирующего сигнала распределена по закону Рэлея, а фаза равномерно распределена на интервале от 0 до 2π . Именно такие замирания огибающей сигнала, обычно называемые рэлеевскими замираниями, очень часто наблюдаются при передаче информации на многих линиях дальней коротковолновой радиосвязи.

Часто эти замирания называют интерференционными, а иногда быстрыми. Последнее название подчеркивает, что период подобных замираний составляет обычно секунды или доли секунд, в отличие от колебаний уровня сигнала (медленные замирания), обусловленных медленными макроскопическими изменениями среды, протекающими в течение многих минут или даже часов.

Заметим, что, в зависимости от разностей фаз интерферирующих лучей, может наблюдаться как ослабление сигнала (“деструктивная интерференция”), так и усиление сигнала (“конструктивная интерференция”).

Экспериментальные кривые рэлеевского распределения для статистики стационарных быстрых замираний огибающей сигнала наименее точны в области больших значений амплитуд (на «хвостах»), что объясняется неизбежной ограниченностью интервала наблюдения (вследствие медленных замираний). С другой стороны, на основании свойств центральной предельной теоремы можно утверждать, что обе квадратурные составляющие

принимаемого сигнала наиболее близки по своему поведению к гауссовскому процессу в области, близкой к нулевому значению. Отсюда следует, что закон Рэлея для замираний огибающей сигнала наиболее хорошо выполняется при низких значениях огибающей (т. е. когда значения обеих квадратурных составляющих близки к нулю). Именно эта часть распределения огибающей представляет наибольший интерес при изучении вредного воздействия замираний на качество связи. Поэтому, когда оказывается, что рэлеевский закон хорошо описывает распределение огибающей в среднем, то это значит, что он наверняка достаточно точен для значений огибающей вблизи нуля. Разумеется, при больших значениях огибающей кривая ее распределения может значительно отличаться от закона Рэлея, поскольку свойства центральной предельной теоремы проявляются в этой области наиболее слабо. Однако для оценки помехоустойчивости системы связи характер распределения огибающей при очень больших уровнях сигнала не играет существенной роли.

Хорошая аппроксимация закона Рэлея в указанном выше смысле (т. е. за исключением участка больших значений огибающей на «хвосте» кривой) получается при сложении всего лишь шести независимо меняющихся векторов приблизительно одинаковой амплитуды. Кроме того, ясно, что если амплитуда одного из векторов (лучей) равна или больше суммы остальных, то центральную теорему применять нельзя. Такая сильная составляющая часто называется зеркальной или регулярной и обычно характерна для лучей с относительно устойчивой трассой распространения, как, например, при отражении луча от четко выраженного слоя (например, в работе [88] на основе экспериментальных данных, показано, что в ДКМ диапазоне быстрые замирания подчиняются рэлеевскому распределению в подавляющем меньшинстве случаев). Тогда остальные лучи, складываясь, дают составляющую с рэлеевскими замираниями, а весь сигнал в целом будет испытывать так называемые квазирэлеевские замирания.

Статистические свойства замираний огибающей принятого сигнала в последнем случае полностью совпадают со статистическими свойствами огибающей суммы синусоидального сигнала и аддитивного гауссовского шума, которая имеет распределение Райса (обобщенное распределение Рэлея). Поэтому квазирэлеевские замирания иногда называют райсовскими замираниями.

Таким образом, вследствие дискретной многолучевости в точке приема возникают рэлеевские, или райсовские, замирания уровня одиночного гармонического (тонального) сигнала. При непрерывной многолучевости имеется как бы бесконечное число лучей и можно получить те же выводы.

Когда полоса частот передаваемого сигнала примерно равна или превышает ширину функции взаимной ковариации по частоте, то коэффициенты передачи канала на разных частотах оказываются разными, а зависимость фазы от частоты становится нелинейной. Оба эти фактора могут привести к сильным случайным искажениям формы передаваемого сигнала. Подобное явление носит название селективных замираний. Очень часто подобные замирания настолько ухудшают верность приема в системе, что обычно применяют такие методы передачи, при которых ширина спектра сигнала не превышает полосу частот, где частотная функция взаимной ковариации близка к единице. Эту полосу частот называют полосой когерентности среды, или полосой частот когерентного распространения. Конечно, ширина полосы когерентности определена лишь весьма грубо; обычно задается только порядок ее величины, поскольку точная величина допустимых искажений зависит от вида сигнала и метода приема, а также от требуемой верности. Считают, что в пределах этой полосы замирания на всех частотных составляющих протекают во времени одинаково. Иногда такие замирания, в отличие от селективных, называют гладкими.

Для канала с идеальными гладкими замираниями (гладкими в пределах ширины спектра сигнала) комплексная огибающая принятого сигнала, если

отвлечься от общего запаздывания в среде, равна комплексной огибающей переданного, умноженной на комплексный гауссовский процесс. Поэтому случай идеальных неселективных замираний с математической точки зрения можно рассматривать как искажение сигнала мультипликативным гауссовским шумом; вводят также понятие канал с мультипликативным шумом или просто мультипликативные рэлеевские замирания. Иногда при анализе замираний в качестве модели канала выбирают канал с мультипликативным шумом. К сожалению, мультипликативный шум в лучшем случае может служить лишь первым приближением реальных процессов в канале.

Традиционным методом борьбы с замираниями [92] является разнесенный прием, однако это требует громоздких и сложных антенных систем.

В системе Rake [93] производится отдельный прием сигналов, соответствующих отдельным лучам, с последующим детектированием и суммированием. Раздельный прием сигналов обеспечивается за счет применения сигналов с расширенным спектром. В ряде работ отечественных [94] и зарубежных [95] исследователей применяется т.н. “доплеровская фильтрация”, т.е. разделение мод основано на разнице их доплеровских смещений. В [96] для борьбы с многолучевостью, обусловленной магнитоионным расщеплением КВ радиоволн в ионосфере на обыкновенную и необыкновенную, предлагается излучать одну из этих волн (заранее поляризованную). Многие современные системы связи для борьбы с многолучевостью используют псевдослучайную перестройку рабочей частоты (ППРЧ). Примером может служить HF ITF (Intra Task Force) Network – оперативная КВ радиосеть ВМС США [97]. Утверждается, что скорости 2400 скачков в секунду достаточно для исключения влияния отражений от слоя F при связи на расстоянии до 300 км. Для обеспечения нескольким пользователям сети возможности одновременно осуществлять передачу с требуемым качеством, используются методы многостанционного доступа с кодовым уплотнением. Другие методы борьбы [92, 98] с замираниями: компенсация

искажений, вызванных паразитной амплитудной модуляцией, за счет использования двух каналов – рабочего и пробного; антифединговое кодирование и др.

Кроме искажений сигнала в точке приема за счет многолучевости, большое влияние на качество связи оказывают помехи различного рода, возникающие в КВ радиоканале.

1.2. Помехи в ДКМ диапазоне

1.2.1. Классификация помех

Под помехами понимают все действующие в радиоканале колебания, которые мешают приему полезного сигнала и приводят к его искажению.

По форме и характеристикам В.А. Котельников подразделял радиопомехи на следующие виды [99].

А. Синусоидальные помехи в виде одного или конечного, обычно небольшого, числа синусоидальных колебаний. К таким помехам обычно сводятся помехи от паразитного излучения радиостанций или от радиостанций, работающих на близких к принимаемой частотах.

В. Импульсные помехи в виде одиночных импульсов, следующих один за другим через такие большие промежутки времени, что нестационарные явления в радиоприемнике от одного импульса успевают практически затухнуть к моменту прихода следующего импульса. К таким помехам следует отнести некоторые виды атмосферных помех и помех от электрических приборов.

С. Нормально флюктуационные или, как их иногда называют, гладкие помехи, состоящие также из отдельных импульсов, но возникающих один за другим настолько часто через случайные промежутки времени, что нестационарные явления в приемнике от отдельных импульсов накладываются друг на друга в таком числе, что к ним можно применить законы больших чисел теории вероятностей. К таким помехам относятся ламповые шумы, шум

от теплового движения электронов в контурах, некоторые виды атмосферных помех и помех от электрических приборов.

Д. Импульсные помехи промежуточного типа, когда нестационарные явления в радиоприемнике от отдельных импульсов хотя и накладываются друг на друга, но не в таком большом количестве, чтобы к ним можно было применять с достаточной точностью законы больших чисел. Этот случай помех является промежуточным между случаями В и С.

Важно также классифицировать помехи по их природе и источникам.

Радиопомехи могут возникнуть внутри РПУ (внутренние помехи) и вне РПУ, т.е. в среде распространения – ионосферном канале (внешние помехи), которым будет уделено особое внимание.

Уровень собственных шумов современных РПУ ДКМ диапазона существенно ниже минимального уровня внешних помех даже в высокочастотной части ДКМ диапазона (>20 МГц). Практический интерес могут представлять различные виды внутренних помех, возникающих в приемнике при действии на него мощных станционных помех (превышающих динамический диапазон), в том числе внеполосных [100, 101].

Внешние помехи подразделяются на активные и пассивные. Разновидностями активных помех в ДКМ диапазоне являются: помехи, обусловленные тепловым излучением земной поверхности; атмосферные помехи; космические (галактические) помехи, помехи от радиостанций (сосредоточенные помехи); промышленные помехи. Помехи, имеющие сравнительно равномерный спектр мощности, иногда называют фоновыми помехами [114]. Помехи природного происхождения, имеющие сравнительно равномерный спектр мощности (атмосферные флуктуационные, галактические, тепловые), вместе называют естественными фоновыми помехами.

Коротко рассмотрим перечисленные виды помех и их характеристики.

1. Помехи, обусловленные тепловым излучением земной поверхности.

Поверхность Земли, как и всякое нагретое тело, является источником

электромагнитного излучения в широком диапазоне частот [75]. Шумы, обусловленные тепловым излучением земной поверхности, в ДКМ диапазоне очень малы по сравнению с другими видами помех.

2. Атмосферные помехи. Основным источником атмосферных помех являются электрические процессы в атмосфере [78]. К ним относятся, прежде всего, грозовые разряды, происходящие одновременно в различных районах земного шара. Каждую секунду на земном шаре происходит около 100 разрядов молний. Распространяясь путем ионосферных отражений, грозовые разряды, происходящие в так называемых мировых очагах интенсивной грозовой деятельности [76], расположенных в приэкваториальных районах, воздействуют на РПУ даже в отсутствие местных гроз. Уровень создаваемых атмосферных помех зависит от координат места приема, времени года и суток. Для атмосферных помех характерны электрические процессы двух видов: импульсные (ближние грозы) и флуктуационные (дальние грозы). Наиболее подробно характеристики атмосферных помех и методика расчета их уровня рассмотрены в отчете МККР № 322 [102]. Более современное представление в некоторых вопросах о моделях атмосферных помех дано в обзоре [103].

Имеются карты пространственно-временного распределения атмосферных помех, получаемых с помощью мировой сети станций наблюдения на серии частот, при использовании стандартизированного оборудования. Уровень атмосферных помех зависит от географического положения точки приема, причем области повышенных атмосферных помех находятся над сушей. С повышением географической широты интенсивность помех уменьшается. Ночью уровень атмосферных помех выше, чем днем.

Космические (галактические) помехи, особенно в высокочастотной части диапазона (> 10 МГц), часто преобладают над атмосферными в среднеширотных районах и в приполярных областях [104].

3. Космические помехи обусловлены радиоизлучениями звезд, межзвездного газа и др. Уровень помех зависит от многих факторов: частоты,

географических координат места приема, ориентации антенны относительно звездного неба, времени суток, года и т.д. Сплошной фон общего радиоизлучения наблюдается во всех направлениях на небесной сфере. Особенно интенсивным он является в ее экваториальной плоскости в направлении центра нашей звездной системы - созвездий Скорпиона и Стрельца [105]. Уровень космических помех достаточно устойчив. С ростом частоты галактические помехи имеют тенденцию к убыванию. Помеха имеет в основном флуктуационный характер, однако иногда проявляется как квазипериодическая в виде моногармонического излучения, “мерцающего” источника и т.д. По своим функциональным характеристикам галактические помехи близки к “белому” тепловому шуму. Поэтому функция распределения космических помех в рабочей полосе частот ДКМ диапазона близка к гауссовскому закону.

4. *Индустриальные (промышленные) помехи* обусловлены работой всевозможных электрических установок, создающих побочные излучения в диапазоне ДКМ. Почти все источники индустриальных помех практически создают непрерывный спектр частот. Амплитуды напряжения отдельных частот спектра убывают обратно пропорционально частоте [106].

Индустриальные помехи распространяются либо в виде электромагнитных излучений земной волной, либо в виде высокочастотных токов по токонесущим проводам, которые также могут являться излучателями помех. Уровень индустриальных помех зависит в основном от координат места приема, времени суток, с ростом частоты имеют тенденцию к убыванию.

Для “спокойных” условий приема (приемные пункты, вынесенные на 30 - 60 км от индустриального центра) индустриальные помехи в ДКМ диапазоне волн не являются доминирующими. Однако в больших городах индустриальные помехи определяют условия приема в диапазоне 1-100МГц.

5. *Сосредоточенными помехами* называются помехи, создаваемые радиостанциями [107], т.к. их энергия заключена, как правило, в узком

частотном диапазоне. Помехи от различных радиостанций бывают преднамеренными (организованными) и непреднамеренными. Преднамеренные помехи широко применяются в военной технике как эффективный метод подавления радиосредств противника. Непреднамеренные помехи могут быть обусловлены нарушением регламента распределения радиочастот или при расположении РПУ вблизи радиопередатчиков с недостаточной “чистотой” спектра его излучения. Нежелательное излучение состоит из гармонических и субгармонических относительно несущей частоты радиопередатчика колебаний, колебаний комбинационных и интермодуляционных частот, связанных с нелинейными процессами в нем [100, 101]. Поэтому соответствующие государственные и международные организации (см., например, [108]) контролируют использование радиоспектра: занятость частот, ширину полос излучений (отчет МККР №275-1 [109]). В нашей стране нормы на ширину полос и внеполосные излучения введены в [110, 111]. Обзор современных международных нормативных документов в этой области дан в [112].

При рассмотрении интегральной картины сосредоточенных помех ДКМ диапазона следует учитывать, что эти помехи образуются большим числом отдельных независимых составляющих, число которых на некоторых участках диапазона может исчисляться тысячами при случайной фазе этих составляющих. Результаты проведенных в течение ряда лет исследований [113] показали, что временные статистические распределения вероятности уровня помех на любой, случайно выбранной частоте ДКМ диапазона в большинстве случаев достаточно хорошо аппроксимируются нормальным законом:

$$P(X) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_{X,T}} \int_{-\infty}^X \exp \left[-\frac{(X - \bar{X}_T)^2}{2 \cdot \sigma_{X,T}^2} \right] dX, \quad (1.1)$$

где $X = 20 \lg U_{\Pi}$ – уровень помехи; U_{Π} – напряжение помехи;

\bar{X}_T – среднее значение, дБ;

$\sigma_{X,T}$ – среднеквадратическое отклонение уровней помех за время T , дБ.

Изменение уровня помех в месте приема во времени зависит от состояния ионосферы и условий распространения радиоволны. Так из-за интерференции лучей помехи замирают. В течение суток происходят большие перепады уровня помех, достигающие до 40-50 дБ. Это объясняется тем, что в течение суток при работе на одной и той же частоте существенно изменяется поглощение радиоволн. В дневные часы, когда уровень помех мал, часть станций работает на более высоких частотах.

Из приведенных соображений следует, что экспериментальные значения уровней помех от соседних каналов, приведенные в литературе, носят лишь ориентировочный характер. Несмотря на достаточно высокий уровень сосредоточенных помех, часто реализуются условия, когда уровень помех на отдельных частотах оказывается незначительным. Это позволяет использовать эти ‘свободные’ от помех каналы как рабочие, если применяемая система связи обладает способностью частотной адаптации к помеховым условиям. Уровень сосредоточенных помех является наиболее высоким из всех активных помех ДКМ диапазона.

6. Пассивными помехами иногда называют помехи, вызванные неоднородностью и случайными изменениями свойств канала распространения радиоволн. Основными источниками пассивных помех могут быть: дискретная и диффузная многолучевости (а также рассеянные сигналы, отраженные от земной поверхности), доплеровское смещение частоты, частотная дисперсия, сигналы кругосветного эха. Пассивные помехи образуются большим числом рассеивающих элементов (Земли и ионосферы), имеющих сложный характер.

Пассивные помехи являются мультипликативными, тогда как активные - аддитивными. Далее под помехами (без специального уточнения) в диссертации подразумеваются активные помехи.

Активные помехи ДКМ диапазона обладают большой неравномерностью по частоте и нестационарностью по времени. При этом помехи в рабочем КВ радиоканале РТС носят характер случайного процесса с коррелированными

параметрами функций распределения уровней (небелый шум). Уровень активных помех на входе РПУ существенно зависит от ширины полосы приемного тракта. Существенное влияние оказывают также характеристики приемной антенны (диаграмма направленности, коэффициент усиления и пр.).

1.2.2. Измерение помех: алгоритмы, методики и устройства

В зависимости от целей исследования к аппаратуре и методу измерений помех предъявляются различные требования. Так геофизические исследования не требуют высокого разрешения по частоте, потому что для построения суточных, годовых и других зависимостей не нужно знать “тонкую” структуру шумов (которая к тому же сильно подвержена быстрым флуктуациям), а требуется накопление статистических данных за длительный период (таков измерительный комплекс, описанный в [114, 115, 116]). Кроме того, измерение шумов должно производиться в абсолютных единицах – единицах измерения напряженности поля. Значит перед каждым сеансом измерения нужно производить калибровку радиоприемного устройства (РПУ), учитывать тип антенны. Для задач радиосвязи и радиолокации, наоборот, измерения могут проводиться в относительных единицах, но важно высокое спектральное разрешение метода и аппаратуры, как, например, при выборе узкополосных (десятки или сотни герц) экстремальных каналов.

Описанная в [113] методика измерения помех, позволяющая получить интегральные оценки загруженности частотных каналов, заключается в следующем. Сигнал с выхода приемника, дискретно во времени, подается на интегратор, где интегрируется за 1.5 или 5 сек, а далее через преобразователь на вход регистрирующего устройства (цифропечатающей машинки). После регистрации измерения автоматический коммутатор осуществляет перестройку приемника на следующую частоту. Разрешение по частоте определяется шириной полосы РПУ, что не позволяет измерять “тонкую” структуру помех.

Рассматривается вопрос о пересчете напряжения на входе приемника в напряженность поля.

В [80] описана система, предназначенная для измерения помех от соседних каналов и определения углов прихода в вертикальной плоскости с помощью приема сигнала на разнесенные антенны. При измерении помех от соседних каналов используются два передатчика и два приемника, настроенные на соседние частотные каналы. При этом достоверность результатов обеспечивается только при условии, что в рабочем и измерительном каналах используются идентичные антенны, передатчики сравнимой мощности, совпадает географическое положение измерительного и приемного пункта.

В отчете МККР № 278-1 [117] приводятся принципы построения автоматической системы контроля занятости радиочастотного спектра, т.е. заданного набора частот или частотного диапазона. Приводятся примеры таких систем, созданных в США, Японии, СФРЮ (Югославии), осуществляющих автоматическую регистрацию на бумаге или фотопленке. Обсуждается также вопрос точности измерения составляющих волны с различной поляризацией, даются рекомендации по выбору антенн.

В [118] описано измерительное устройство на базе РПУ “Артек-Гелиос”, в котором применяется метод вычисления среднеквадратического значения уровня помехи за определенное время интегрирования. Интересной его особенностью является наличие режима экспресс-анализа уровней помех, т.е. такого анализа, когда измерение на данной частоте автоматически прекращается при достижении среднеквадратическим значением некоторого заданного порога, выше которого абсолютное значение измеряемого уровня не представляет интереса. Здесь же, в [118] приведено описание и других измерителей помех, работающих по методике [113], обеспечивающих измерение среднего (за период анализа) уровня в децибелах. За счет коммутируемых фильтров обеспечиваются полосы 0.05-15 кГц, время анализа (интегрирования) в указанных устройствах составляет от 0.0078 до 4 сек.

В состав РТС частотного обеспечения (ЧО), выпускаемой фирмой Barry Research [139] входит спектральный монитор загруженности канала. Он может работать в двух режимах: сканирование частотного диапазона 2-30 МГц (или его части) и контроль за отдельной частотой. Ширина каналов 3 кГц, расположены через 2 кГц. Спектр помех отображается в виде гистограммы 0-30 дБ; порог отсчета взят относительно собственных шумов, что не позволяет получать абсолютные значения уровней помех.

В системе частотного обеспечения австралийского загоризонтного радиолокатора Jindalee [119] измерения проходят в два этапа. Целью первого этапа является получение зависимости спектральной плотности сигнала от частоты, для чего производится сканирование в заданном диапазоне частот. На первом этапе используется антенна с широкой диаграммой направленности. Затем по данным, полученным на первом этапе, выбираются наиболее “тихие” участки (участки с наименьшим уровнем помех) в каждом интервале 1 МГц. На втором этапе в выбранных участках измеряются уровни фонового шума с использованием восьми антенн, имеющих узкие диаграммы направленности, что позволяет определять направление прихода радиопомех в горизонтальной плоскости, причем для систем радиосвязи направление прихода радиопомех не столь существенно как для систем радиолокации.

Очевидно, достоинствами последнего метода являются: высокое первоначальное спектральное разрешение (на первом этапе), высокая статистическая устойчивость в результате последующих усреднений; наличие двух этапов, на первом из которых измеряется “тонкая” структура помех, а на втором – зависимость фонового шума от частоты с низким разрешением по частоте (но с учетом направления прихода помех). Метод может быть взят за основу как при решении задач радиосвязи и радиолокации, так и задач радиоастрономии, гелио- и геофизики, и легко может быть реализован на базе современных ПЭВМ.

1.3. Зондирование ионосферных КВ радиолиний

1.3.1. Необходимость диагностики. Роль диагностики радиолиний в технологиях КВ радиосвязи. Развитие средств диагностики.

Ионозонды

Сложные условия распространения и постоянно меняющаяся помеховая обстановка требует для эффективной работы различных РТС ДКМ диапазона сведений о текущих условиях распространения радиоволн и помеховой обстановке, по данным которых меняются параметры систем (производится их адаптация). При этом возможна адаптация системы КВ радиосвязи по рабочей частоте (выбор оптимальных рабочих частот (ОРЧ)), мощности излучения, скорости передачи информации.

В основу прогноза положена гипотеза об инертности ионосферы, т.е. о том, что все изменения в ней происходят за конечное время. Заблаговременность прогноза определяет тот минимальный временной интервал, внутри которого возмущения прогнозировать не нужно.

Первым шагом, вызвавшим существенное увеличение надежности КВ связи, было создание системы долгосрочных и краткосрочных прогнозов на основе данных ионосферных служб [120]. Однако эти прогнозы не обладают достаточной оперативностью и в периоды внезапных ионосферных и магнитосферных возмущений надежность связи ухудшается. Кроме того, эти прогнозы не обеспечивают надежность работы быстродействующих систем КВ связи, поскольку не содержат данных о многолучевости, об аномальных модах распространения сигнала, связь на которых для решения ряда задач может оказаться наивыгоднейшей.

Следующим значительным шагом на пути увеличения надежности КВ связи следует считать создание системы оперативного прогноза на основе экспериментального моделирования распространения связных сигналов с помощью импульсного наклонного зондирования (НЗ) ионосферы на трассах связи. К ним относятся зарубежные системы CURTS [121], CHEC [122]. Нужно

заметить, что долгосрочный прогноз обеспечивает надежность связи на уровне 50% [123]. Оперативное определение частот увеличивает надежность связи до 95-98% [124 - 127, 128].

Импульсный ионозонд для НЗ ионосферы работает по принципу лоатора, излучая в сеансе диагностики последовательно радиоимпульсы, частота заполнения которых изменяется от импульса к импульсу в диапазоне 2 - 30 МГц. Передатчик и приемник в данном методе разнесены в пространстве, и размещаются на передающем и приемном концах радиолинии. Передающая антенна излучает целый пучок лучей. Лучи заданной частоты f , отразившись один, два и более раз от ионосферы, попадают на антенну приемника со своим временем распространения в ионосфере.

Являясь моделью связного сигнала, диагностирующий сигнал несет достаточно полную информацию об условиях распространения на трассе, а широкий частотный диапазон зондирования и измерение в нем уровня помех позволяют определить ОРЧ, величину быстродействия связи и энергетику связного сигнала. Поскольку НЗ ионосферы осуществляется достаточно часто, то система быстро и гибко реагирует на все изменения, происходящие в канале связи, в результате чего повышаются надежность и быстродействие связи.

Вообще, существуют три типа ионозондов: ионозонд вертикального зондирования (ВЗ), ионозонд наклонного зондирования (НЗ), ионозонд возвратно-наклонного зондирования (ВНЗ) [128]. Только режим НЗ ионосферы (НЗИ) совпадает с режимом работы радиолинии связи, а режим ВНЗ – с режимом работы загоризонтного радиолокатора. Поэтому, если для диагностики радиолинии КВ радиосвязи используются ионозонды для ВЗ или ВНЗ, то их результаты требуют пересчета на случай наклонного распространения радиоволн на радиолинии [128, 129]. Такие расчеты из-за ряда проблем теоретического характера обладают ограниченной точностью и позволяют установить не все характеристики, необходимые для обеспечения

современных систем КВ связи. В данной работе под словом ионозонд (без явного уточнения) далее будет пониматься ионозонд НЗ.

В нашей стране также был создан ряд станций импульсного НЗ ионосферы, таких, как НАИС [130], “Сойка” [131], “Базис” [132], “Циклон” [133].

При всей своей эффективности импульсные ионозонды имеют один недостаток: импульсный сигнал, применяемый в НЗ ионосферы, переносит с собой очень малую долю энергии (т.к. длительность импульса $\sim 10^{-3} - 10^{-4}$ с) и для обеспечения заданного отношения сигнал/помеха, приходится увеличивать мощность излучения до десятков кВт. Например, у ионозонда “Сойка” пиковая мощность передатчика составляет 40 кВт. С ростом «заселенности» ДКМ диапазона в ближайшем будущем этих мощностей будет уже недостаточно. С ростом импульсной мощности передатчиков резко возрастают и без того значительные их масса и габариты, существенно ухудшается электромагнитная совместимость (ЭМС) диагностирующей аппаратуры с аппаратурой связи, требуются отдельные от связных антенные системы, что создает определенные проблемы с интерпретацией результатов диагностики.

1.3.2. Ионозонд наклонного зондирования ионосферы непрерывным ЛЧМ сигналом

Существенным прогрессом в развитии средств диагностики ионосферных каналов КВ связи является создание маломощных ионозондов с непрерывным ЛЧМ сигналом [134 - 138]. В этом случае задача диагностики ионосферы решается при приемлемых массогабаритных характеристиках аппаратуры, меньшем энергопотреблении и лучшей ЭМС. Также важно то, что для диагностики канала становится возможным использование антенн, работающих в системе связи. Для обеспечения надежной КВ связью вооруженных сил стран НАТО создана сеть ЛЧМ ионозондов по всему миру, основанная на системе AN/TRQ-35 (Tactical Frequency Sounding System) [139].

Упрощенная блок-схема ЛЧМ-ионозонда приведена на рис.1.5.

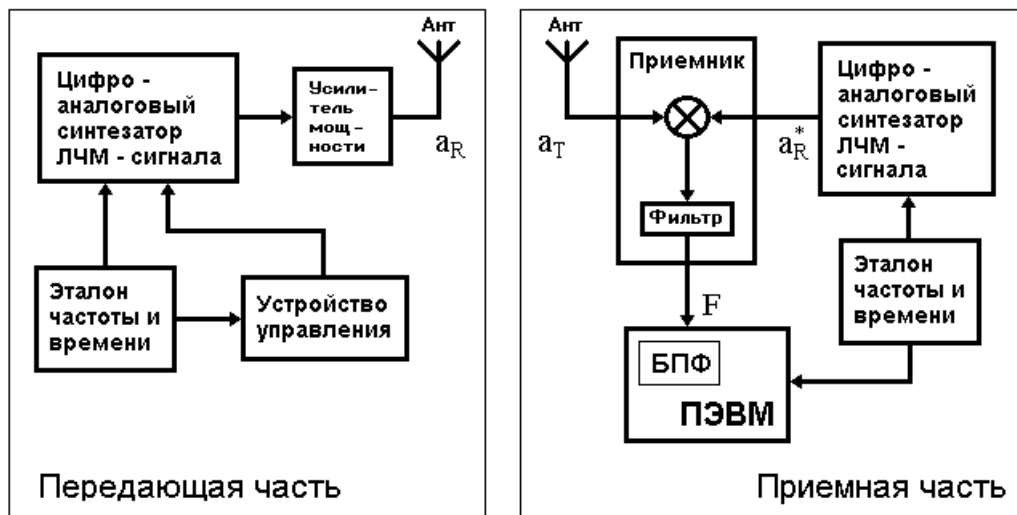


Рис. 1.5

ЛЧМ сигнал, излучаемый передатчиком ионозонда, может быть представлен в виде [140, 141]:

$$a_T(t) = a_0 \cdot \cos(2\pi(f_n t + 0,5 \dot{f} \cdot t^2) + \phi_1) \quad , \quad (1.2)$$

где $f = f_H + \dot{f} \cdot t$ – текущая частота; $f \in [f_H, f_K]$,

f_H и f_K – начальная и конечная частоты излучаемого сигнала соответственно;

$\dot{f} = df/dt$ – скорость изменения частоты,

ϕ_1 – начальная фаза сигнала.

После распространения диагностирующего ЛЧМ сигнала (1.2) в ионосферном стационарном радиоканале ($\tau_\phi(t) = \text{const}$) принимаемый сигнал $a_R(t)$ можно записать следующим образом:

$$a_R(t) = \sum_{j=1}^m |H_j(f)| \cdot a_0 \cos(\varphi_{Rj}(t)), \quad (1.3)$$

где $\varphi_R(t) = (2\pi(f_n \cdot (t - \tau_\phi) + 0,5 \dot{f} \cdot (t - \tau_\phi)^2) + \phi_1)$, τ_ϕ – фазовая задержка;

m – число принимаемых мод КВ радиосигнала.

Отметим, что фазовая задержка τ_ϕ ЛЧМ сигнала зависит от частоты излучаемого сигнала f : $\tau_\phi = \tau_\phi(f)$. Принимаемый ЛЧМ сигнал, попадая в приемник, обрабатывается методом сжатия в частотной области. Суть метода

заключается в перемножении принимаемого ЛЧМ сигнала с сигналом гетеродина $a_T(t)$, когерентным излучаемому ЛЧМ сигналу, и в выделении низкочастотного разностного сигнала. Такая обработка является оптимальной при наличии аддитивной помехи в виде белого шума. Математически это соответствует следующей операции:

$$A(t) = a_R(t) \cdot a_T^*(t), \quad (1.4)$$

$$\text{где } a_T(t) = a_0 \cos(\varphi_T(t)), \quad (1.5)$$

$$\text{а } \varphi_T(t) = 2\pi(f_H t + 0,5 \dot{f} \cdot t^2) + \phi_2,$$

где ϕ_2 – начальная фаза сигнала гетеродина.

Низкочастотный разностный сигнал $A(t)$, выделяемый фильтром низкой частоты, можно записать в виде [142]:

$$A(t) = \sum_{j=1}^m \frac{|H_j(f)| \cdot a_0^2}{2} \cdot \cos\left(2\pi\left(f_H \tau_j - 0,5 \dot{f} \cdot \tau_j^2 + \dot{f} \cdot \tau_{\phi j} \cdot t\right) + \Delta\phi\right), \quad (1.6)$$

где $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$.

Частота F разностного сигнала $A(t)$ может быть вычислена нахождением производной от фазы по времени. Используя (1.6), находим:

$$\begin{aligned} F_j &= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\left(2\pi\left(f_H \tau_{\phi} - 0,5 \dot{f} \cdot \tau_{\phi}^2 + \dot{f} \cdot \tau_{\phi} \cdot t\right) + \Delta\phi\right)}{dt} = \\ &= \frac{d\left(\tau_{\phi} \cdot (f_H + \dot{f} \cdot t)\right)}{dt} - 0,5 \cdot \frac{d\left(\dot{f} \cdot \tau_{\phi}^2\right)}{dt}. \end{aligned} \quad (1.7)$$

Выражение $f_H + \dot{f} \cdot t$ показывает как изменяется текущая частота f ЛЧМ сигнала в зависимости от времени t , а выражение $0,5 \cdot \frac{d(\dot{f} \cdot \tau_{\phi}^2)}{dt}$ можно в дальнейшем не учитывать, поскольку $f \gg \dot{f} \cdot \tau_{\phi}$. Действительно текущая частота f изменяется в диапазоне 2-32 МГц, $\dot{f} = 50..500$ кГц/с, а $\tau_{\phi} = 0...5 \cdot 10^{-3}$ с.

На основании сделанных приближений выражение (1.6) можно записать в следующем виде:

$$F_j = \frac{d}{dt}(\tau_{\phi}(f) \cdot f) = \frac{d\tau(f)}{dt} \cdot f + \tau(f) \cdot \frac{df}{dt} = \dot{f} \cdot \left(f \cdot \frac{d\tau_{\phi}}{df} + \tau_{\phi}(f)\right) = \dot{f} \cdot \tau. \quad (1.8)$$

Выражение (1.8) показывает, что частота разностного сигнала зависит от скорости изменения частоты ЛЧМ сигнала и его групповой задержки τ в ионосферном радиоканале.

Далее разностный сигнал подвергается спектральному анализу с частотным разрешением δF , которому соответствует время анализа $T_{\Sigma} \sim 1/\delta F$. Для этого сигнал разбивается на N примыкающих друг к другу элементов длительностью T_{Σ} и для каждого вычисляется быстрое преобразование Фурье.

Последовательность спектров для всех частот из диагностируемого диапазона может быть представлена в виде ионограммы, где разностная частота пересчитывается в задержку по формуле:

$$F = \dot{f} \cdot \tau. \quad (1.9)$$

Таким образом сигнал разностной частоты на интервале T_{Σ} имеет вид:

$$A(t) = |A| \cos(2\pi \cdot F \cdot t). \quad (1.10)$$

Если в результате многолучевости в точку приема одновременно приходит несколько (m) лучей с разной задержкой τ_j , то каждому из них будет соответствовать своя разностная частота.

Результатом работы ионозонда является ионограмма, характеризующая зависимость времени группового запаздывания τ и амплитуды A луча от частоты f .

Ионозонд позволяет также извлекать информацию о помеховой обстановке в исследуемом диапазоне. Однако, для получения более полных и точных данных о помехах необходимы специализированные средства.

1.3.3. Подавление сосредоточенных помех при зондировании непрерывным ЛЧМ сигналом

Основным источником помех в ДКМ диапазоне являются работающие радиостанции. При согласованном приеме ЛЧМ сигнала, принятый сигнал, в сумме с сосредоточенной помехой, демодулируется путем перемножения с

ЛЧМ сигналом гетеродина. В результате демодуляции сосредоточенная (станционная) помеха становится импульсной (точнее, ЛЧМ-импульсом) [81].

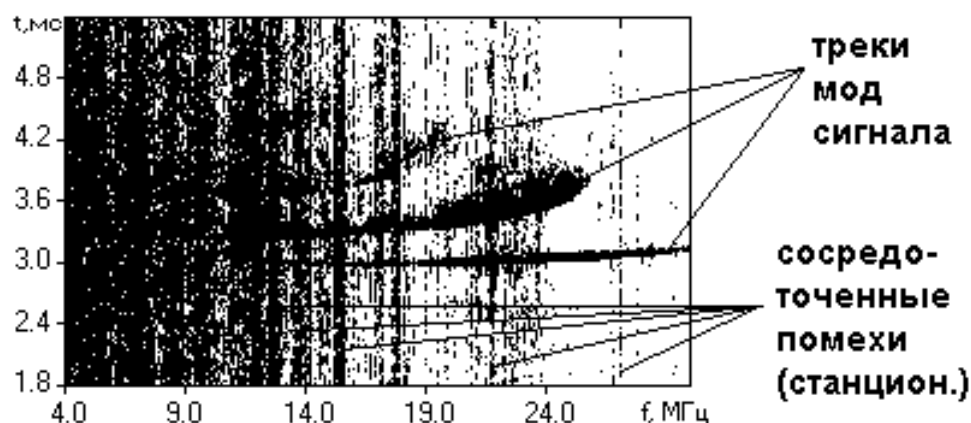


Рис. 1.6. Пример ионограммы НЗИ

“Загрязненность” ионограммы импульсными помехами препятствует достоверному определению параметров радиолинии по ионограмме. Однако, ЛЧМ-ионозонд, в отличие от импульсного ионозонда, позволяет подавить такие помехи, основываясь на различие свойств сигнала и помехи на выходе приемника ЛЧМ-ионозонда.

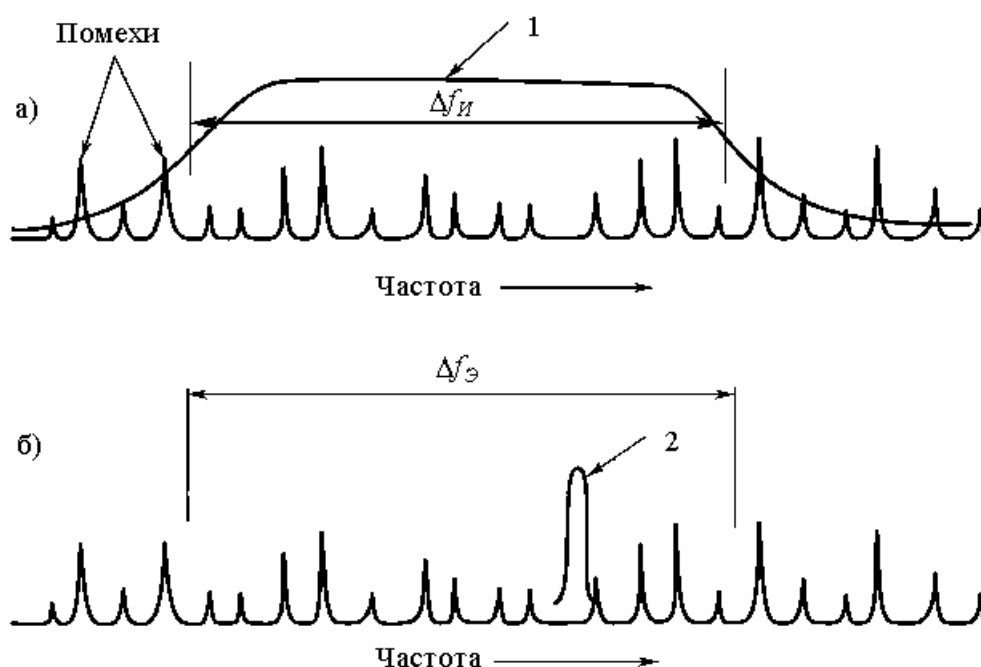


Рис. 1.7

На рис. 1.7а (кривая 1) показана полоса пропускания импульсного приемника [143]. Все станционные помехи попадают в нее одновременно. В этом случае подавить их практически невозможно. Приемник ЛЧМ сигнала

имеет значительно более узкую полосу пропускания (рис. 1.7б, кривая 2) и "проходит" сигналы станций последовательно.

Если на входе приемника присутствует n -я сосредоточенная помеха $a_n(t) = u_n \cos 2\pi f_n t$, с амплитудой u_n и частотой f_n , то после перемножения с сигналом гетеродина она принимает вид [143]:

$$a_{sn}(t) = u_s \cos(2\pi f_s t - \pi \cdot \dot{f} \cdot t^2), \quad t \in [t_n, t_n + \Delta t_n], \quad (1.11)$$

где t_n – время начала воздействия сосредоточенной помехи на вход приемника, Δt_n – длительность воздействия, $f_s = f_n - f_0$ и $u_s = u_n a_0$.

Таким образом, она имеет вид ЛЧМ-импульса, в то время как сигнал разностной частоты для i -й моды $A_i(t)$ за время T можно считать квазигармоническим:

$$A_i(t) = a_{Pi}(t) \cos(2\pi \cdot F_{Pi} \cdot t), \quad (1.12)$$

где $a_{Pi}(t)$, F_{Pi} – его амплитуда и частота соответственно.

Вся его мощность приходится на элемент δF_Σ . За время T_Σ мощность помехи P_Π распределяется на полосу частот Δf_Σ так, что спектральная плотность ее мощности равна $S_\Pi = P_\Pi / \Delta f_\Sigma$; следовательно, на элемент δF_Σ будет приходиться мощность помехи $S_{\Pi\Sigma} = \delta F_\Sigma \cdot (P_\Pi / \Delta f_\Sigma) = P_\Pi / B_\Sigma$, откуда

$$(S/N)_{\text{вх}} = B_\Sigma (S/N)_{\text{вх}} \quad (1.13)$$

Итак, согласно формуле (1.13) отношение сигнал/шум при действии стационарной помехи на входе приемника ЛЧМ сигнала повышается в B_Σ раз, что позволяет значительно снизить мощность передатчика РТС диагностики КВ радиолинии.

Использование ограничения (режекции) мощных сосредоточенных помех на входе РПУ является более эффективным по сравнению с методами, основанных на специальной вычислительной обработке последетекторного сигнала на выходе РПУ в решающем устройстве. Дело в том, что попадание в полосу радиоприёма одновременно несколько мощных помех приводит в

каскадах РПУ [100, 101] к нелинейным искажениям (эффектам), перекрёстной модуляции, интермодуляции, забитию и др.

В настоящее время имеется значительное количество литературных источников, в которых рассматривается данный метод подавления помех [144-148]. В указанных работах большое внимание уделено также вопросу аналитического определения показателя эффективности систем с использованием фильтров подавления помех. В качестве такого показателя используется коэффициент выигрыша в отношении сигнал-помеха в системе с режекторным фильтром подавления помех по сравнению с системой без такого фильтра. По исследованиям, проведённым в данных работах, выигрыш в отношении сигнал-помеха может достигать десятки дБ и он тем больше, чем больше мощность сигнала помехи.

Однако, подавление помех на входе РПУ возможно лишь при наличии определенных аппаратных возможностей (такие возможности есть, например, у описанного в §4.1.2 комплекса “БСИМ «Лань»”), а в общем случае подавление помех приходится производить специальной обработкой на выходе РПУ.

Известен способ подавления сосредоточенных помех при приеме ЛЧМ сигнала путем ослабления участка спектра сигнала, пораженного сосредоточенной помехой, основывающийся на методике оптимальной фильтрации [149, 150]. Этот способ обладает тем недостатком, что частотные и временные параметры помех являются случайными, что требует адаптивной подстройки к текущей помеховой обстановке.

Способ подавления сосредоточенных помех при приеме ЛЧМ сигнала на основе корреляционной обработки сигнала заранее известной формы изложен в работе [151]. В этой работе наличие помехи определялось путем сравнения функции корреляции с пороговым значением. В качестве порога обнаружения сосредоточенной помехи выбиралось превышение функцией корреляции среднего значения в три раза. Однако мощные сосредоточенные помехи существенно искажаются в приемном тракте ЛЧМ ионозонда и предложенный

в указанной работе способ подавления сосредоточенных помех оказывается в этом случае неприменимым. Кроме того, частотные и временные параметры помех являются случайными, что требует адаптивного выбора порога, быстро перестраивающегося к текущей помеховой обстановке.

Поэтому в настоящей диссертационной работе будет уделено особое внимание разработке адаптивного алгоритма обнаружения и подавления сосредоточенных по спектру помех при наклонном зондировании ионосферы непрерывным ЛЧМ сигналом.

1.4. АЧХ многолучевой ионосферной КВ радиолинии: модели, ключевые характеристики, измерение

Использование узкополосных каналов (3 кГц) не позволяет разделять по задержке принимаемые парциальные моды, соответствующие разным лучам, и они интерферируют между собой. Интерференция приводит к тому, что амплитудно - частотная характеристика (АЧХ) линии связи становится изрезанной. Ей присущи подъемы, соответствующие полосам конструктивной интерференции, и провалы, обусловленные деструктивной интерференцией. Очевидно, что для устойчивой работы РТС ее радиоканал должен быть вложен в полосу конструктивной интерференции. Таким образом, возникает научная проблема определения АЧХ линии связи с высоким частотным разрешением, а также исследования характеристик АЧХ радиолинии: глубин провалов и ширины полос конструктивной интерференции.

Использование широкополосных сигналов (в широкополосных каналах) позволяет разделить принимаемые моды и, кроме того, предполагает оптимальную обработку сигнала в приемнике. При этом оптимизация осуществляется по отношению к излучаемому сигналу. Однако при распространении в ионосферном радиоканале, амплитуды и фазы спектральных составляющих парциальных мод сигнала искажаются, в результате чего оптимальность приема утрачивается. Для компенсации искажений

широкополосных радиосигналов также должна быть решена задача определения АЧХ радиолинии [152, 153].

Подходы к решению задачи измерения АЧХ радиолинии и ее характеристик можно разделить на две группы: 1. непосредственное измерение; 2. использование радиофизических моделей.

Так форму амплитудно-частотной характеристики различных радиолиний традиционно определяют путем непосредственного измерения коэффициентов передачи в требуемом диапазоне частот (см. например [154 - 156]). Такой же подход используется и для других линий передачи, например, при измерении АЧХ световодов [157]. Существуют способы определения АЧХ, подобные непосредственному измерению коэффициентов передачи, например, на основе фурье-преобразования импульсного отклика [158].

Характеристики АЧХ, важные для практики радиосвязи, также могли измеряться непосредственно. Например, способ контроля канала связи [159] заключается в том, что в качестве контрольного сигнала на передаче формируют периодический ЛЧМ сигнал, а на приеме суммируют в одинаковой фазе все его спектральные составляющие и контролируют длительность суммарного сигнала на выбранном уровне амплитуды. Фактически это способ для измерения ширины полос конструктивной интерференции.

Известны результаты определения статистических характеристик АЧХ с помощью гармонического сигнала, когда экспериментальные законы распределения аппроксимировались известными функциями (нормальный, райсовский, релеевский, Накагами, см. например [89, 160 - 165]). Кроме того, исследовался вопрос корреляции флуктуаций значений $|H(f_1)|$ и $|H(f_2)|$ в полосе частот $|f_1 - f_2| \approx 1-10$ кГц [166 - 169].

Для непосредственного измерения коэффициента передачи обычно в качестве зондирующего используется гармонический сигнал. В качестве примера устройств этого класса можно привести “Невод-200” [155, 156].

При таком измерении коэффициентов передачи радиолинии первая проблема заключается в наличии помех: в ДКМ диапазоне станционными помехами (которые невозможно отличить от гармонического пробного сигнала) может быть “забит” практически весь частотный диапазон прохождения радиоволн. Для исключения влияния постоянно работающих мощных радиостанций, предлагаемое в [155, 156] усреднение по времени не поможет, а значит в каналах, занятых мощными радиостанциями, коэффициент передачи измерить нельзя. Таким образом, этот подход можно использовать только для диагностики радиолинии на фиксированных частотах, при условии, что эти частоты с высокой вероятностью свободны от станционных помех (т.к. эти частоты выделенные). Однако, существуют непреднамеренные и индустриальные помехи. Поэтому (и это вторая проблема), невозможно получить панораму АЧХ радиолинии.

По этим причинам для исследования свойств АЧХ МЛ КВ радиолинии используют радиофизические модели. Однако, чаще всего целью таких исследований ставится не моделирование “тонких” эффектов многолучевого распространения, а получение АЧХ с низким разрешением – порядка 1 МГц [170 - 174]. К этой же группе моделирования “нетонкой” структуры АЧХ можно отнести и методы моделирования напряженности поля в точке приема [175, 176].

В работах [177, 178] на основе метода нормальных волн строится модель передаточной функции в виде ряда нормальных волн изотропного ионосферного КВ радиоканала, состоящего из приемно-передающих антенно-фидерных устройств и регулярного волновода Земля-ионосфера.

Часто ионосферный радиоканал рассматривается как линейная система с одним входом и несколькими выходами, соответствующими различным модам распространения сигнала. Интегральная передаточная функция в этом случае является случайной функцией частоты и времени [129, 179].

Решению проблемы значительного частотно зависимого поглощения в среде распространения методами математического моделирования посвящена диссертационная работа [180]. В ней обращается внимание на то, что среда с частотно-зависимым поглощением может обладать практически линейной фазовой функцией. Наличие частотно-зависимого поглощения, в свою очередь, может привести к искажениям импульсных сигналов, связанным с несоответствием средних частот приемного модуля и сигнала, прошедшего участок такой среды.

В работах [181, 182, 183] построены модели декаметрового канала связи, учитывающие многолучевое распространение и различные виды помех.

В работе [184] оценивается пропускная способность КВ радиоканала в условиях раздельного приема лучей и их некогерентного квадратичного сложения (т.е. сложение по мощности). Рассматриваются случаи с числом лучей $m = 1, 2, 3$, а также $m = 1/2$. Наибольшее внимание уделено пропускной способности двухлучевого канала с равными интенсивностями лучей (худший из всех случаев в условиях многолучевости).

Чаще всего исследование свойств АЧХ многолучевой КВ радиолинии на моделях проводилось только для случая двух лучей с равными амплитудами [185 - 189]. В этом случае глубина замираний максимальна. Поэтому такой случай представляет интерес как предельный.

В отечественной литературе задача оценки тонкой структуры АЧХ многолучевой КВ радиолинии была поставлена в работах [190, 191], там же предложены некоторые возможные подходы к решению. Однако, эти рекомендации построены на основе предположений и допущений, недостаточно подкреплённых экспериментальными данными. О неверности этих допущений можно судить, сравнивая полученные авторами работ результаты с данными НЗИ.

Таким образом, даже в тех случаях, когда ставилась задача исследования тонкой структуры АЧХ многолучевой КВ радиолинии, она решалась на основе

упрощенных, и даже неверных положений. Поэтому, АЧХ многолучевой КВ радиолинии должна вычисляться по таким характеристикам радиолинии, которые можно непосредственно измерить.

В работах А.А. Колчева, В.А. Иванова, В.В. Шумаева [192, 193, 194, 206] была решена задача определения комплексных передаточных функций парциальных мод распространения КВ радиосигнала на основе данных наклонного ЛЧМ-зондирования КВ радиолиний. Однако, определение фазовой части передаточной функции для каждой моды этим способом осуществляется с точностью до линейного слагаемого, что не дает возможность определить полный коэффициент передачи всего многолучевого канала.

Выбранный в качестве зондирующего ЛЧМ сигнал, благодаря своим свойствам [143], и в отличие от гармонического сигнала, может быть выделен из сосредоточенных помех. Задачу выделения полезного сигнала из сосредоточенных помех также была решена в диссертации.

Вследствие изменчивости ионосферы, возникает необходимость оперативного измерения АЧХ КВ радиолинии, а для получения устойчивых оценок характеристик АЧХ КВ радиолинии возникает необходимость сбора большого массива данных для различных суточных, сезонных, гео- и гелиофизических и других условий. Поэтому, возникает потребность в разработке автоматизированного измерительного комплекса на базе наклонного ЛЧМ-ионозонда.

1.5. Постановка задач исследования

Исходя из выше изложенного, была сформулирована цель диссертационного исследования: разработка, моделирование и реализация алгоритмов автоматического измерения характеристик ионосферных коротковолновых радиолиний.

Для достижения этой цели решались следующие задачи:

1. разработка алгоритмов автоматического обнаружения, измерения и подавления сосредоточенных по спектру помех при зондировании ионосферы непрерывным ЛЧМ сигналом; оценка эффективности алгоритмов;
2. разработка алгоритма измерения панорамы спектра помех ДКМ диапазона, позволяющего в широких пределах варьировать параметры измерения и обработки;
3. разработка алгоритма автоматического измерения АЧХ многолучевой ионосферной КВ радиолинии;
4. уточнение и экспериментальное применение методики систематизации и классификации данных о многолучевом распространении КВ по эмпирическим моделям многолучевости;
5. реализация разработанных алгоритмов и методик в виде программного обеспечения автоматизированного измерительного комплекса.

1.6. Выводы

1. Описаны основные физические свойства и принципы распространения коротких радиоволн в ионосфере. Перечислены факторы, влияющие на прием радиоволн в ДКМ диапазоне и затрудняющие организацию КВ связи. Особое внимание уделено эффектам многолучевого распространения КВ. Введено понятие моделей многолучевости. Обсуждены замирания амплитуды радиосигнала и методы борьбы с ними.
2. Приведена классификация помех в ДКМ диапазоне по форме, природе и источникам. Даны описания и характеристики различных видов помех. Отмечается, что практически на всем КВ-диапазоне преобладают сосредоточенные помехи – помехи работающих радиопередатчиков.

3. Утверждается необходимость диагностики ионосферных КВ радиолиний. Приводится обзор развития средств диагностики ионосферных КВ радиолиний. Описан принцип наклонного ЛЧМ-зондирования. Идея метода получения связных параметров КВ радиоканала посредством наклонного ЛЧМ-ионозонда состоит в том, что ионозонд моделирует работу системы КВ связи, что позволяет оценивать качество каналов и определять оптимальные рабочие частоты. Однако, актуальной является задача обнаружения и подавления сосредоточенных помех при ЛЧМ зондировании.
4. Обзор и анализ моделей и методов измерения АЧХ многолучевой ионосферной КВ радиолинии показал, что традиционное непосредственное измерение коэффициента передачи в ДКМ диапазоне обладает рядом недостатков, а при применении радиофизических моделей задача измерения тонкой структуры АЧХ либо не ставилась, либо решалась на упрощенных моделях.
5. На основе проведенного анализа сформулированы цель и задачи диссертационного исследования.

2. Разработка алгоритмов автоматического измерения и подавления помех ДКМ диапазона

2.1. Алгоритм автоматического обнаружения и оценки характеристик сосредоточенных по спектру помех при зондировании ионосферы непрерывным ЛЧМ сигналом

2.1.1. Математическая модель смеси сигнала и помех на выходе приемника ЛЧМ ионозонда

В соответствии со сформулированными задачами диссертационного исследования был разработан [47,49,57-59,65,70,72] алгоритм автоматического обнаружения сосредоточенных по спектру помех при зондировании ионосферы непрерывным ЛЧМ сигналом.

Так как работа ионозонда, во многих случаях, осуществляется в режиме энергетической скрытности (спектральная плотность принимаемого сигнала меньше спектральной плотности флуктуационного шума), то появляется возможность использовать данные зондирования для мониторинга помеховой обстановки в КВ диапазоне, расширяя измерительные возможности ионозонда. То есть обнаруженные сосредоточенные помехи могут быть объектом исследования (этому посвящен §2.1.5).

Особое практическое значение, однако, имеет задача подавления сосредоточенных помех при ЛЧМ-зондировании (§1.3.3). Поэтому алгоритм обнаружения сосредоточенных помех является необходимой частью алгоритма подавления этих помех (изложен в §2.2).

При решении задачи обнаружения сосредоточенной помехи этот сигнал помехи выступает в роли анализируемого сигнала, а сигнал передатчика ионозонда выступает в качестве своего рода помехи. При этом мощные сосредоточенные помехи существенно искажаются в приемном тракте ЛЧМ ионозонда и способы обнаружения, основанные на фильтрации или

корреляционной обработке сигналов известной формы, оказываются неприменимыми (подробнее об этом было в §1.3.3).

Непрерывный сигнал с ЛЧМ, излучаемый ионозондом, можно представить следующим математическим выражением:

$$a_{\text{ex}}(t) = a_o \cdot \exp[j(2\pi f_o t + \pi \dot{f} t^2)], \quad t \in [0, T] \quad (2.1)$$

где f_o – начальная частота сигнала; $\dot{f} = \frac{df}{dt}$ – скорость изменения частоты;

a_o – амплитуда сигнала; T – время излучения.

Текущая частота ЛЧМ сигнала связана с текущим временем соотношением:

$$f = f_0 + \dot{f} \cdot t. \quad (2.2)$$

Особенностью ионосферного радиоканала является дискретная многолучевость, обусловленная приходом в точку приема скачковых мод и диффузная многолучевость, связанная с рассеянием на неоднородностях.

В лучевом приближении сигнал i -й моды на выходе ионосферного радиоканала с дискретной многолучевостью, при отсутствии частотной дисперсии, можно представить в следующем виде :

$$a_{i \text{ вых}} = a_{\text{ex}}(t - \tau_i) \cdot \gamma_{i0}, \quad (2.3)$$

где γ_{i0} – коэффициент ослабления в ионосферном радиоканале;

τ_i – задержка сигнала при ионосферном распространении.

Диффузная многолучевость имеет случайных характер. В силу этого диффузную составляющую i -й моды можно рассматривать как мультипликативную помеху для сигнала дискретной моды [81].

Сигнал на входе приемника равен сумме диффузных и дискретных составляющих всех мод:

$$a_{\text{вых}}(t) = \sum_{i=1}^m a_{\text{ex}}(t - \tau_i) \cdot (\mu_i(t) + 1) \cdot \gamma_{i0}, \quad (2.4)$$

где m – количество мод, $\mu_i(t)$ – случайный процесс, соответствующий диффузной многолучевости i -й моды.

В приемнике происходит операция сжатия сигнала $a_{\text{блх}}(t)$ в частотной области (формула (1.4), см. §1.3.2), которая состоит в умножении принятого сигнала на сигнал гетеродина, комплексно-сопряженный излучаемому сигналу и дальнейшему спектральному анализу сигнала разностной частоты, в результате чего разделяются дискретные моды распространения сигнала [143].

Если на входе приемника присутствует n -я сосредоточенная помеха $a_n(t) = u_n \exp(j \cdot 2\pi f_n t)$, с амплитудой u_n и частотой f_n , то после перемножения с сигналом гетеродина она принимает вид :

$$a_{sn}(t) = u_s \exp[j(2\pi f_s t - \pi \cdot \dot{f} \cdot t^2)], \quad t \in [t_n, t_n + \Delta t_n], \quad (2.5)$$

где t_n – время начала воздействия сосредоточенной помехи на вход приемника, Δt_n – длительность воздействия, $f_s = f_n - f_0$ и $u_s = u_n a_0$.

Таким образом, она имеет вид ЛЧМ-импульса, в то время как сигнал разностной частоты для i -й моды $A_i(t)$ за время T можно считать квазигармоническим (диффузная компонента сигнала значительно меньше регулярной):

$$A_i(t) = a_{Pi}(t) \exp[j(2\pi F_{Pi} t)], \quad (2.6)$$

где $a_{Pi}(t)$ – амплитуда, $F_{Pi} = \dot{f}\tau_i$ – частота.

Предположим, что на вход приемника ионозонда поступает также флуктуационный шум, тогда математическую модель сигнала на выходе системы сжатия $A_{\text{блх}}(t)$ в частотной области можно записать в виде суммы сигнала разностной частоты $A(t)$, флуктуационного шума $a_l(t)$ и суммы сосредоточенных помех $a_{sn}(t)$:

$$A_{\text{блх}}(t) = \sum_{i=1}^m A_i(t) + \sum_{n=1}^N a_{sn}(t) + a_l(t), \quad (2.7)$$

где N – количество сосредоточенных помех в полосе частот сигнала.

Случайными в предложенной модели являются процессы $A_i(t)$, $a_i(t)$, а также параметры сосредоточенных помех: t_n , Δt_n , f_s , u_s и числа m , N . Предполагается, что $\mu_i(t)$ является случайным гауссовским процессом.

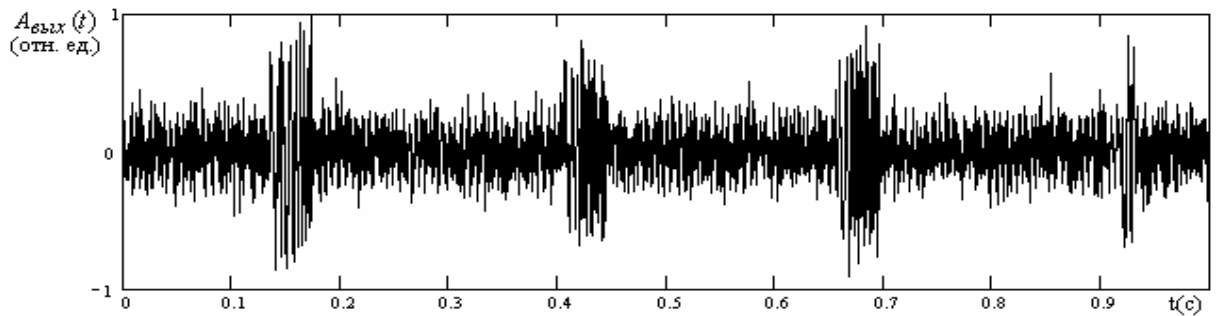


Рис. 2.1. Сигнал $A_{блх}(t)$

На рис.2.1 в качестве примера показана осциллограмма сигнала разностной частоты в сумме с помехами $A_{блх}(t)$, полученная в соответствии с выражением (2.7). Видно, что кроме “дорожки”, образованной смесью сигнала разностной частоты и флуктуационного шума, наблюдаются импульсы, порожденные сосредоточенными помехами. Требуется, путем соответствующей обработки сигнала $A_{блх}(t)$, выделить в нем сосредоточенные помехи $a_{sn}(t)$.

2.1.2. Алгоритм обнаружения сосредоточенных помех

Проблема обнаружения $a_{sn}(t)$ заключается в том, что процесс $A_{блх}(t)$ является существенно нестационарным. Можно отметить, что в ранних работах автора [3,5,8,16] для обнаружения помехи применялся простой неадаптивный пороговый метод, однако, в случае приема многомодового сигнала, имеющего глубокие замирания, эта методика приводила к ошибкам при автоматическом выделении сосредоточенных помех [61]. Результаты имитационного моделирования $A_{блх}(t)$ при различных значениях параметров сигналов и помех показали, что по критерию Колмогорова – Смирнова 50% соседних выборок сигнала $A_{блх}(t)$ на выходе системы сжатия в частотной области длительностью 0,05 с соответствуют разным генеральным совокупностям. При этом

изменяются не только числовые характеристики распределения, но и сам закон распределения. Таким образом, возникает задача обнаружения и оценивания сигналов на выходе нестационарных многолучевых каналов в условиях априорной неопределенности характеристик сигналов, каналов и помех.

В работе, для решения этой задачи, используется тот факт, что спектральная плотность помехи существенно больше спектральной плотностью смеси принимаемого сигнала и флуктуационного шума, а длительность – значительно меньше. Поэтому предлагается использовать подходы, применяемые для обнаружения грубых ошибок в экспериментальных измерениях, считая отсчеты, принадлежащие помехам промахами и для разделения отсчетов использовать методики цензурирования выборки.

При таком подходе сигнал $A_{блх}(t)$ рассматривается в рамках модели смеси двух распределений с существенно различающимися дисперсиями [195]:

$$f(x, \sigma) = h_1 f_1(x, \sigma_1) + h_2 f_2(x, \sigma_2), \quad (2.8)$$

где $f(x, \sigma)$ – плотность распределения сигнала $A_{блх}(t)$; $f_1(x, \sigma_1)$ – плотность распределения суммы сигнала разностной частоты и флуктуационного шума; $f_2(x, \sigma_2)$ – плотность распределения импульсной помехи; h_1, h_2 – удельный вес распределения в общей генеральной совокупности; $\sigma^2, \sigma_1^2, \sigma_2^2$ – соответствующие дисперсии. Здесь $\sigma_1 \ll \sigma_2$ и $h_2 \ll h_1$. При работе в режиме энергетической скрытности (спектральная плотность принимаемого сигнала меньше спектральной плотности флуктуационного шума) зависимость $f_1(x, \sigma_1)$ будет близка к плотности нормального распределения.

В этом случае суммарное распределение имеет вид распределения с “утяжеленными концами” (см. рис.2.2). В качестве меры «засоренности» концов распределения может служить несмещенная оценка коэффициента эксцесса E : удлинение концов распределения увеличивает ее значение.

Следовательно, положительное значение коэффициента эксцесса для $A_{\text{внх}}(t)$ указывает на наличие в этом сигнале импульсной помехи.

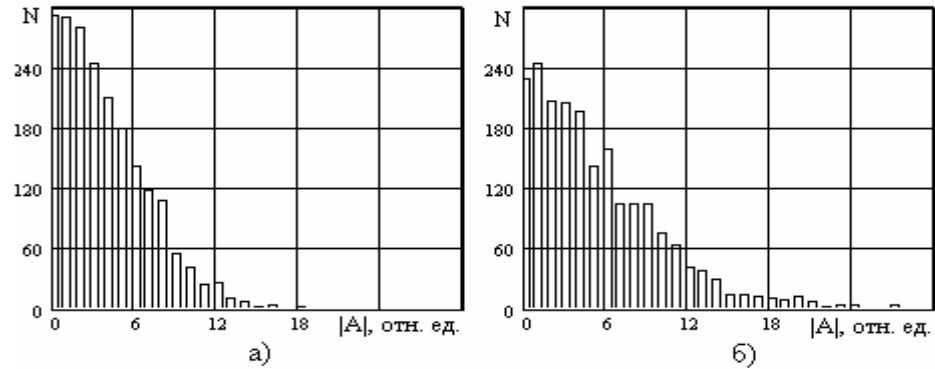


Рис.2.2. Гистограммы распределений абсолютных значений смеси сигнала разностной частоты с флуктуационным шумом (а) и смеси сигнала разностной частоты, флуктуационного шума и сосредоточенной помехи (б)

Значимость отклонения E от нуля можно оценить по критерию Чебышева [196]. Если

$$E > 5\sqrt{D(E)}, \quad (2.9)$$

где $D(E)$ – дисперсия оценки коэффициента эксцесса, то с надежностью 0,95 можно говорить о значительном вкладе сосредоточенной помехи в общее распределение $A_{\text{внх}}(t)$. Значение $D(E)$ зависит только от объема выборки n и равно

$$D(E) = \frac{24n(n-2)(n-3)}{(n+1)^2(n+3)(n+5)}. \quad (2.10)$$

Для обнаружения сосредоточенной помехи сигнал $A_{\text{внх}}(t)$ длительностью T разбивался на K не перекрывающихся элементов длительностью T_9 . Величина T_9 выбиралась таким образом, чтобы соответствующая полоса частот Δf_9 была равна значению ширины спектра сосредоточенной помехи. Для каждого k -го элемента сигнала находились несмещенные оценки среднеквадратичного отклонения σ_k . В зависимости от значений h_2 и σ_2 будет меняться характер распределения σ_k . Если $h_2 = 0$, то распределение будет одномодальным, если $h_2 \neq 0$, то распределение становится двухмодальным.

Приближенная идентификация формы распределения значений σ_k осуществлялась по сочетанию оценок контрэксцесса и энтропийного коэффициента с использованием алгоритма, предложенного в работе [197] при исследовании случайных погрешностей измерительных устройств.

Признаком отсчета, принадлежащего сосредоточенной помехе является его большое удаление от центра распределения. Тогда этот отсчет можно рассматривать как промах для совокупности отсчетов суммы сигнала разностной частоты и флуктуационного шума.

Энтропийный коэффициент по гистограмме распределения σ_k вычисляется как [197]

$$k_{\text{э}} = \frac{h \cdot n}{2\bar{\sigma}} 10^{\frac{1}{n} \sum_{j=1}^m n_j \lg n_j}, \quad (2.11)$$

где $\bar{\sigma} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \sigma_i$; h – ширина столбца гистограммы,

n – объем выборки, m – число столбцов гистограммы,

n_j – число наблюдений в j -м столбце гистограммы.

Контрэксцесс распределения равен

$$\chi = \frac{1}{\sqrt{E}}$$

где E – эксцесс.

Выборка значений σ_k считается двухмодальной если $k_{\text{э}} < 1,87$ и не выполняется неравенство

$$k(\chi - \Delta\chi) - \Delta k < k_{\text{э}} < k(\chi + \Delta\chi) + \Delta k, \quad (2.12)$$

где $k(\chi) = \sqrt{\frac{\pi e}{2}} - 5,2 \left(\frac{1}{\sqrt{3}} - \chi \right)^2$,

$$\Delta k = \frac{1,6}{k(\chi) \sqrt{k(\chi) n \sqrt{\chi^3}}}, \quad \Delta \chi = \frac{1,6 \chi^4 \sqrt{(E^2 - 1)^3}}{\sqrt{29n}}.$$

Двухмодальность выборки говорит о наличии в ней сосредоточенной помехи и производится цензурирование этой выборки для выделения отсчетов принадлежащих $a_{sn}(t)$. Значимость различий между σ_k оценивается на основе критерия обнаружения грубых ошибок в экспериментальных измерениях [197], справедливого для большого числа законов распределения.

Если для величины σ_k выполняется оценка

$$|\sigma_k - \bar{\sigma}| \leq s \cdot (1,55 + 0,8\sqrt{E + 2 \cdot \lg(K/10)}), \quad (2.13)$$

где $\bar{\sigma} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \sigma_i$, s – СКО для значений σ_k , то нет оснований считать это

значение значительно отличающимся от среднего. Если неравенство (2.13) для некоторого элемента не выполняется и $\sigma_k > \bar{\sigma}$, то предполагается, что этот элемент сигнала относится к сосредоточенной помехе.

Так как далеко отстоящие наблюдения могут существенно изменить оценки σ_k , E и $\bar{\sigma}$, то их вычисление и расчет границы цензурирования производился без учета тех отсчетов, которые наиболее удалены от центра. В работе для расчета числовых характеристик использовались первые 75% отсчетов вариационного ряда. После определения границ цензурирования изъятие из исходной выборки наиболее удаленных от центра отсчетов проводилось с учетом этих границ, и расчет всех оценок повторялся заново.

Достоинством предложенного алгоритма является также то, что обнаружение осуществляется на основе оценок числовых характеристик сигнала, не прибегая к выбору закона распределения.

2.1.3. Модельная оценка вероятности обнаружения

Было проведено моделирование обнаружения сосредоточенной помехи в соответствии с предложенным алгоритмом. На рис.2.3 изображена зависимость коэффициента эксцесса от отношения энергии сигнала разностной частоты E_s

к энергии сосредоточенной помехи E_{cn} в полосе частот приемника Δf_n . Сплошной линией на этом рисунке отмечено значение величины $5\sqrt{D(E)}$.

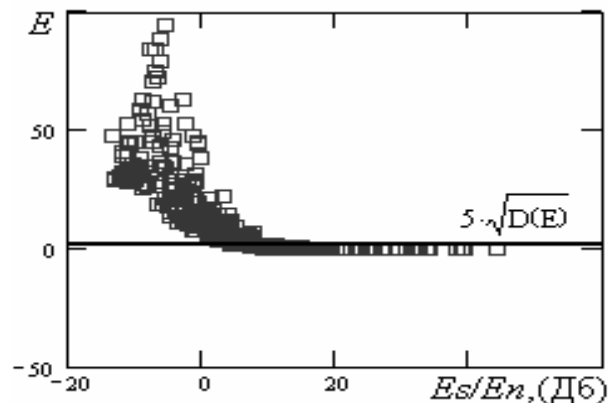


Рис. 2.3. Зависимость эксцесса от отношения E_s / E_{cn}

Исследовался диапазон значений отношения E_s / E_{cn} от -15 дБ до 45 дБ. По этому рисунку видно, что для $E_s / E_{cn} < 1$ значения E превосходят пороговое значение. Установлено, что вероятность правильного обнаружения сосредоточенной помехи в соответствии с критерием (2.9) составила 99% , а вероятность ложной тревоги 3% . Таким образом, результаты имитационного моделирования показывают хорошее соответствие между выполнением критерия (2.9) и наличием в сигнале сосредоточенных помех.

2.1.4. Экспериментальная оценка вероятности обнаружения

Для исследования эффективности предложенного алгоритма обнаружения сосредоточенных помех проводились круглосуточные эксперименты 16-19 декабря 2003г. на следующих радиотрассах наклонного ЛЧМ-зондирования: Великобритания – Нижний-Новгород, Кипр – Нижний-Новгород, Иркутск – Нижний-Новгород. Были обработаны данные свыше 300 сеансов зондирования длительностью по 5 мин. В проведенных экспериментах выбирались следующие параметры обработки данных: $T = 1$ сек, $\Delta f_z = 250$ Гц. На рис.2.4, в качестве примера, приведены осциллограммы сигнала разностной частоты (а) в сумме с помехами и сигнала соответствующего сосредоточенным помехам (б).

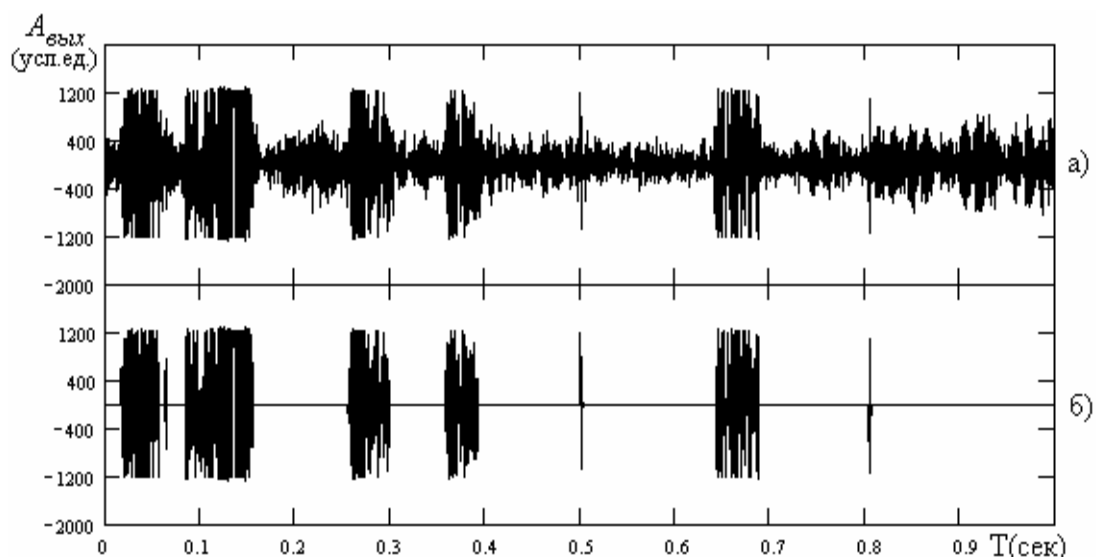


Рис. 2.4. Осциллограммы сеанса зондирования Великобритании – Нижний Новгород, 16.12.2003, 10:52 а) сигнал разностной частоты, б) выделенные сосредоточенные помехи

Видно, что применение предложенного алгоритма позволяет достаточно эффективно выделять сосредоточенные помехи. Из обработанных в проведенных экспериментах 1500 выборках сигнала полосой 100 кГц сосредоточенная помеха была обнаружена в 90% выборок. Вероятность правильного обнаружения сосредоточенной помехи составила 95%. Заметим, что цензурирование выборки в предположении нормального распределения суммы сигналов $A(t)$ и $a_l(t)$ обеспечивало правильное обнаружение помехи только в 60% случаев.

2.1.5. Оценка характеристик сосредоточенных помех

Как было сказано в начале этого параграфа, обнаруженная помеха может быть объектом дальнейшего исследования: можно оценить такие параметры как число помех в заданной полосе частот, полоса частот помехи, вероятность появления помехи в случайно выбранном канале с заданной полосой и т.п. [48,51,70,72,74].

При вычислении "ширины" (т.е. величины занимаемой частотной полосы) сосредоточенной помехи возникла задача восстановления разрывов в последовательностях отсчетов, идентифицированных как содержащих помеху;

разрывы, как правило, составляли величину в один-два отсчета (так как частотная полоса пропуска существенно меньше полос соседних обнаруженных помех, то можно утверждать с высокой долей вероятности, что на самом деле обе эти помехи и пропуск между ними представляют собой одну помеху). Вообще, для удаления одиночных выбросов целесообразно использовать медианный фильтр. Однако, в данном случае прямое применение медианного фильтра привело бы к удалению обнаруженных узкополосных помех (занимающих полосу, аналогичную полосе удаляемых пропусков). Поэтому потребовалась модификация фильтра [48], а именно, введение условия его применения: значение отсчета заменяется значением медианы только в случае, если этот отсчет не идентифицирован ранее как принадлежащий помехе.

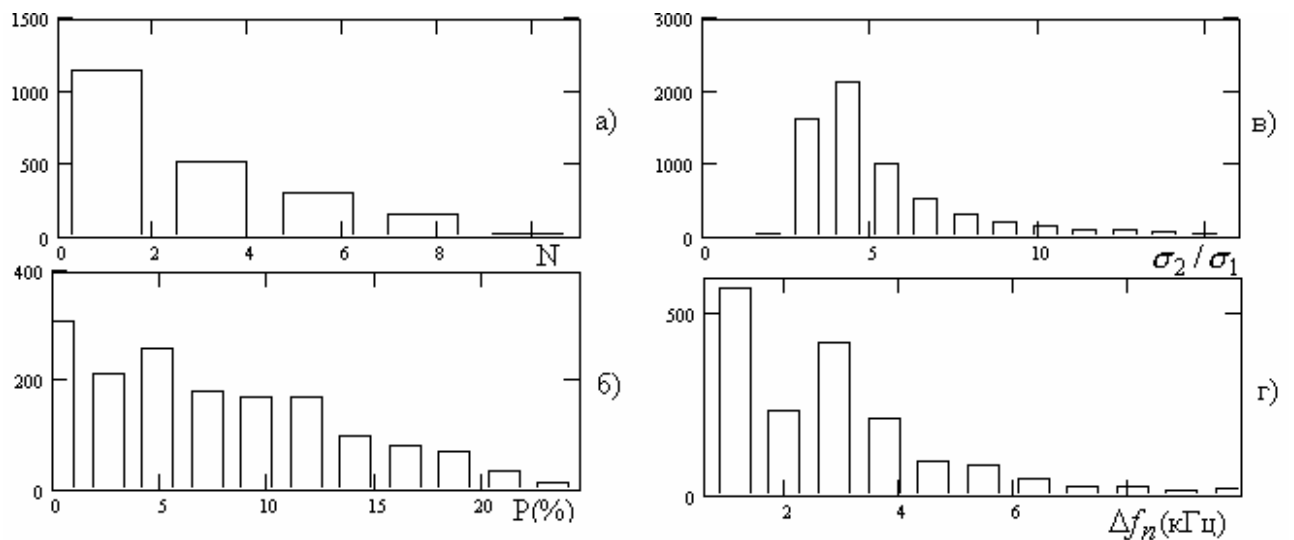


Рис. 2.5. Гистограммы распределений N , P , σ_2/σ_1 , Δf_n по данным экспериментов

В ходе обработки той же выборки экспериментальных данных, по которой оценивалась вероятность обнаружения (§2.1.4), исследовались обнаруженные помехи. Вычислялись следующие параметры: число помех N в полосе частот $\Delta f = 100$ кГц, полоса частот помехи Δf_n , отношение σ_2/σ_1 , вероятность P появления сосредоточенной помехи в случайно выбранном канале с полосой в 3 кГц. На рис.2.5 представлены гистограммы распределения этих параметров по всем обработанным данным.

При этом среднее число помех в полосе частот сигнала в 100 кГц составило $N=4$, среднее значение $\Delta f_n = 1$ кГц, а среднее отношение

$\sigma_2 / \sigma_1 = 3.9$. На рис.2.5г выделяется пик в окрестности 3 кГц, который соответствует характерной полосе частот радиовещательных станций.

2.2. Алгоритм подавления сосредоточенных по спектру помех при зондировании ионосферы непрерывным ЛЧМ сигналом

2.2.1. Алгоритм подавления

В соответствии со сформулированными задачами диссертационного исследования, был разработан [49,57-59,65,70] алгоритм подавления сосредоточенных по спектру помех при ЛЧМ-зондировании. Первым этапом данного алгоритма является описанный в §2.1 алгоритм обнаружения сосредоточенных по спектру помех. Дальнейшая обработка после обнаружения помех (второй этап) заключается в том, что элементы сигнала (отсчеты оцифрованного сигнала), признанные в соответствии с условием (2.13) “поражёнными” сосредоточенными помехами, подавляются либо путем обнуления (т.н. режекция), либо путём ограничения амплитуды сигнала этого элемента средним значением для нережектируемых элементов и умножением величины режектируемых отсчётов на соответствующие значения весовой функции $1-w_x$, где w_x — весовая функция Хэмминга. Как показало моделирование, практически, нет заметной разницы между обнулением (режекцией) и подавлением путем домножения на весовую функцию, поэтому далее все результаты вычислительных и натурных экспериментов приведены для режекции.

2.2.2. Модельная оценка эффективности подавления

Результаты моделирования обнаружения помех были представлены в §2.1, здесь будут представлены результаты только по подавлению помех. Эффективность использования алгоритма подавления оценивалась по величине

$\eta = 10 \lg(P_2 / P_1)$ (P_1 – исходное отношение сигнал/шум, P_2 – отношение сигнал/шум после подавления), которую назовем выигрышем из-за подавления. При обработке ЛЧМ сигнала методом сжатия в частотной области отношение сигнал/шум для i -й моды на выходе приемника равно отношению спектральной плотности мощности сигнала разностной частоты S_{si} к спектральной плотности мощности аддитивной помехи S_a .

В предположении квазигармоничности сигнала $A_i(t)$ его полосу частот Δf_s и энергию E_{si} можно представить, как $\Delta f_s = \frac{1}{T}$ и $E_{si} = P_{si}T$ соответственно, где P_{si} – средняя мощность сигнала $A_i(t)$. Тогда для P_1 можно записать:

$$P_1 = (E_{si} / \Delta f_s) : \left(\frac{E_{cn} + E_n}{\Delta f_n} \right) = \frac{P_{si} T^2 \Delta f_n}{E_{cn} + E_n}, \quad (2.14)$$

где E_n – энергия флуктуационного шума в полосе частот приемника Δf_n .

После подавления сосредоточенных помех спектральная плотность флуктуационного шума не изменяется, а полоса и энергия сигнала разностной частоты становятся равными $\frac{1}{T - \sum_{n=1}^N \Delta t_n}$ и $P_{si} \left(T - \sum_{n=1}^N \Delta t_n \right)$ соответственно. В

этом случае P_2 можно представить в следующем виде:

$$P_2 = \frac{P_{si} \left(T - \sum_{n=1}^N \Delta t_n \right)^2 \Delta f_n}{E_n}. \quad (2.15)$$

Из (2.14) и (2.15) следует, что выигрыш из-за подавления равен:

$$\eta = 10 \cdot \lg \left[\left(1 + \frac{E_{cn}}{E_n} \right) \cdot \left(1 - \frac{\sum_{n=1}^N \Delta t_n}{T} \right)^2 \right]. \quad (2.16)$$

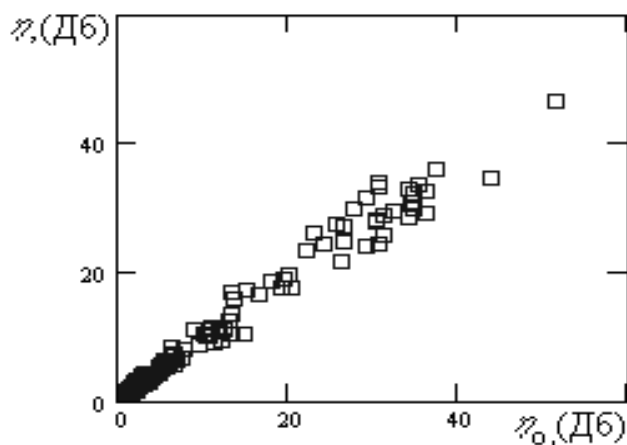


Рис. 2.6. Зависимость выигрыша η от выигрыша η_0

На рис.2.6 изображена зависимость выигрыша из-за подавления η , полученного в результате моделирования, от выигрыша из-за подавления η_0 , рассчитанного в соответствии с формулой (2.16). Видно, что эта зависимость практически линейна. Уравнение линейной регрессии для данных, приведенных на рис.2.6 имеет вид $\eta = 0.94\eta_0 + 0.2$. Коэффициент корреляции между этими величинами равен 0.99. Результаты моделирования показывают, что, несмотря на сделанные приближения, формула (2.16) хорошо описывает результаты процедуры подавления.

2.2.3. Экспериментальная оценка эффективности подавления

Для исследования эффективности предложенной процедуры подавления были обработаны данные круглосуточных экспериментов по ЛЧМ-зондированию ионосферы проведенных в ФГУП “НПП «Полет»” (г. Нижний Новгород) 16-19 декабря 2003 г. на радиотрассах Великобритания – Нижний Новгород, Кипр – Нижний Новгород, Иркутск – Нижний Новгород. Было обработано свыше 300 ионограмм.

Обработка данных осуществлялась при следующих условиях. С выхода приемника сигнал поступал на вход АЦП, где преобразовывался в цифровую форму с частотой дискретизации 4410 Гц. Каждая выборка длительностью $T=1$

сек, соответствующая полосе сигнала $\Delta f = 100$ кГц, разбивалась на 400 элементов с полосой частот элемента сигнала $\Delta f_{\text{э}} = 250$ Гц.

Для определения выигрыша из-за подавления на ионограммах выбиралась область, содержащая только одну моду. В пределах этой области в каждом спектре разностного сигнала находился максимум спектральной плотности мощности. Затем полученные точки с помощью метода наименьших квадратов аппроксимировались полиномом. Точки выделенной таким образом моды и точки на некотором заданном интервале вокруг них считались сигналом, а все оставшиеся точки – шумом. Для каждого спектра находились уровень сигнала и уровень шума. Далее находилось отношение сигнал/шум для исходной ионограммы P_1 , и для ионограммы, полученной после подавления помех P_2 . Затем определялся выигрыш из-за подавления сосредоточенной помехи.

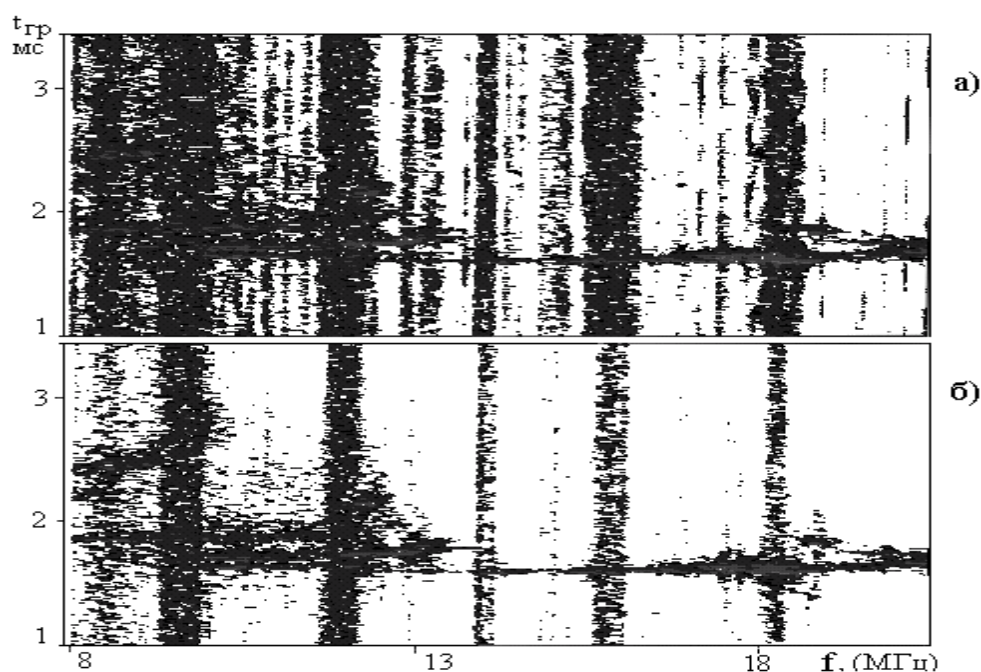


Рис. 2.7. Ионограммы НЗИ радиолинии Великобритания – Нижний Новгород, 16.12.2003, Время: 13:52; до (а) и после (б) подавления

На рис.2.7 для сравнения приведен фрагмент ионограммы до (а) и после (б) подавления помех, полученную для трассы Великобритания – Нижний Новгород. Видно, что применение предложенного алгоритма обработки позволяет достаточно эффективно подавлять сосредоточенные помехи, позволяя распознать те моды сигнала, которые были скрыты за помехами.

На рис.2.8 показаны отдельные осциллограммы и спектры разностного сигнала до (а, в) и после (б,г) подавления помех. Как видно по рис.2.8г применение процедуры подавления дает возможность на частоте 700 Гц выделить сигнал, который не может быть выделен в исходном спектре.

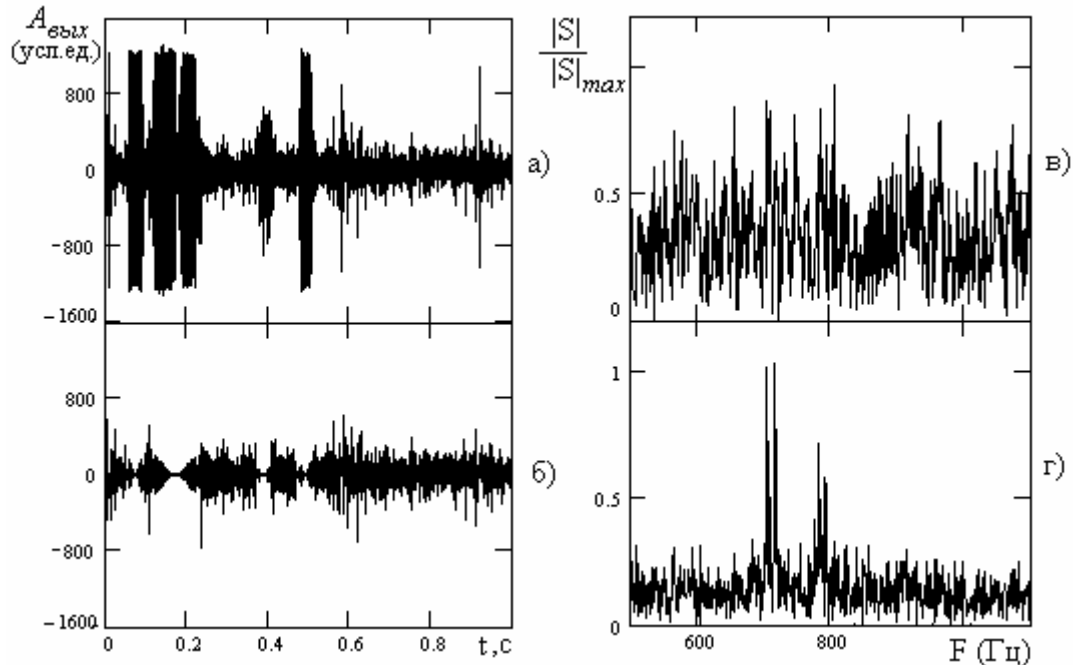


Рис. 2.8. Осциллограммы и спектры ионограммы Великобритании – Нижний Новгород, 16.12.2003, 10:52 а), в) –до ; б), г) –после подавления

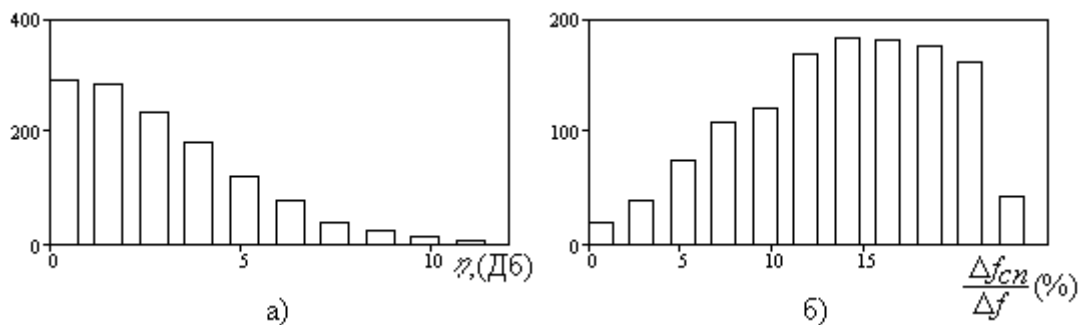


Рис. 2.9. Гистограммы распределения η и $\frac{\Delta f_{cn}}{\Delta f}$ в проведенных экспериментах

На рис.2.9 представлены гистограммы распределения выигрыша из-за подавления (режекции) и отношения подавляемой (режектируемой) полосы частот к Δf по всем обработанным данным.

Из обработанных в проведенных экспериментах 1500 спектрах сосредоточенная помеха, подлежащая подавлению, была обнаружена в 60% спектрах. При этом среднее значение вырезанной полосы частот составило 14

кГц при полосе частот сигнала в 100 кГц, а среднее отношение σ_2/σ_1 составило 3.9. Средний выигрыш из-за подавления равен 3 дБ, максимальный равен 13 дБ. Экспериментально установлено, что выигрыш из-за подавления зависит от отношения сигнал/шум P_I : при увеличении P_I среднее значение η уменьшается. Если для значений $P_I \in (5\text{дБ}; 20\text{дБ})$ среднее значение η равно 3.3дБ (максимальное 13 дБ), то для $P_I \in (20\text{дБ}; 40\text{дБ})$ равно 2.5дБ (максимальное 9дБ).

Применение разработанного алгоритма подавления сосредоточенных помех позволит повысить достоверность определения ионосферных параметров, особенно при работе маломощных ЛЧМ ионозондов, при исследовании мод высокого порядка и слабых кругосветных сигналов.

2.3. Алгоритм измерения спектра помех

2.3.1. Гибкоперестраиваемый алгоритм получения панорамы спектра помех

Важнейшим достоинством алгоритма измерения сосредоточенных помех по данным НЗИ, описанного в §2.1, (кроме возможности извлечения дополнительной информации из данных НЗИ) является одновременное измерение характеристик и сигнала, и помех. Однако если исследователя подробно интересуют характеристики только помех, то целесообразно разработать специальный алгоритм измерения помех не в режиме ЛЧМ, а в режиме обычного “классического” приема (что технически несложно т.к. в качестве РПУ ионозондов обычно используются стандартные серийно выпускаемые профессиональные РПУ). Разработка такого алгоритма позволит производить измерения с широчайшими возможностями по изменению параметров (в то время как в режиме ЛЧМ приема есть “привязка” к параметрам работы ЛЧМ передатчиков и т.п., а если слушать эфир в режиме ЛЧМ “отвязавшись” от расписания передатчиков и их параметров, то пропадут преимущества ЛЧМ режима – одновременное измерение и помех, и

прохождения сигнала). При этом алгоритм будет реализован на имеющейся аппаратуре, т.е. за счет одних только программных средств управления и обработки.

Такой алгоритм был разработан [66], основная его идея заключается в том, что последовательно с заданным шагом происходит перестройка РПУ в заданном диапазоне, РПУ “стоит” на текущей частоте заданное время, данные с низкочастотного выхода РПУ оцифровываются, над ними выполняется БПФ. Полученные спектры, выстроенные последовательно, в общем, и представляют собой панораму спектра помех.

Вообще, информация о частотно-временной структуре помех имеет значение для практики радиосвязи и решения различных научно-исследовательских задач. Однако разнообразие задач ведет к противоречивым требованиям к измерительным данным (§1.2.2). Так геофизические исследования не требуют высокого разрешения по частоте, потому что для построения суточных, годовых и других зависимостей не нужно знать “тонкую” структуру шумов (которая к тому же сильно подвержена быстрым флуктуациям), а требуется накопление статистических данных за длительный период. Для задач радиосвязи и радиолокации, наоборот, важно высокое частотное разрешение [2]. Разработанный алгоритм [66] позволяет в широких пределах варьировать параметры обработки, благодаря чему разработанный измерительный комплекс может быть использован как для изучения тонкой структуры помех, так и для исследования вариаций параметров помех.

Перестройка РПУ происходит (под управлением ПЭВМ) последовательно с установленным шагом. Причем шаг перестройки примерно равен полосе РПУ (как видно из последующих рассуждений, шаг несколько меньше полосы).

В зависимости от целей исследования задаются:

f_n и f_k – начальная и конечная частоты сканируемого интервала;

t_f – время измерения на одной частоте (один спектр);

n – число сканирований интервала (для усреднения по сканированиям);

δ_p – результирующее разрешение по частоте (для усреднения по частотам);

$\Delta f_{\text{фон}}$ – интервал выбора уровня фоновых шумов (см. §2.3.2).

Исходя из характеристик приемника задаются:

Δf – полоса пропускания РПУ;

t_n – время перестройки РПУ.

Время перестройки РПУ учитывается следующим образом: отсчеты сигнала, приходящиеся на это время, отбрасываются. Поэтому разность $t_f - t_n$ назовем значимым временем измерения на частоте.

Частота дискретизации f_d сигнала выбирается из соображения необходимости обеспечения полосы анализа больше чем полоса пропускания РПУ Δf (т.е. $f_d > 2\Delta f$), т.е. ближайшая большая от удвоенной полосы РПУ (если нет возможности задания точно требуемой, а только выбора из фиксированного списка частот дискретизации).

Число точек БПФ выбирается ближайшим большим (степень числа 2) от произведения частоты дискретизации и значимого времени измерения на частоте:

$$N_{\text{БПФ}i} = 2^{\text{ceil}(\log_2(f_{di}(t_{fi} - t_{ni})))}, \quad (2.17)$$

где ceil – функция округления в большую сторону.

В полосе РПУ выбирается для дальнейшей обработки полоса, которую назовем полезной Δf_n . Для чего отбрасываются частотные участки в полосе РПУ перед ней (Δf_{s1}) и после нее (Δf_{s2}); шаг перестройки РПУ должен быть равен Δf_n . Нижняя часть полосы РПУ (Δf_{s1}) отбрасывается для исключения низкочастотных наводок (от электросети и др.). Необходимость отбрасывания верхней части полосы РПУ (Δf_{s2}) обусловлена особенностью аппаратуры и методики измерений: частота дискретизации не может регулироваться плавно и выбирается ближайшей больше от удвоенной полосы РПУ, т.е. полоса анализа БПФ несколько больше, чем полоса РПУ. При задании Δf_{s2} требуется учесть “лишнюю” полосу. Отбрасывание полос учитывается при вычислении

величины шага перестройки Δf_n , так что все полезные полосы Δf_n выстраиваются последовательно без пропусков и наложений, образуя панораму спектра помех. Поэтому шаг перестройки Δf_n меньше полосы РПУ Δf .

Величина интервала, приходящегося на один спектральный элемент, определяется отношением полосы анализа БПФ и числа спектральных элементов. Поэтому заданные Δf_{s1} и Δf_{s2} выравниваются по границам ближайших спектральных элементов.

Необходимость исключения из рассмотрения импульсных помех приводит к следующему алгоритму обработки спектров. Вначале, в выбранном частотном диапазоне для повышения устойчивости оценки спектра, его измерения производились n раз. Среди выборочных спектров отсеивались те, которые подвергались воздействию широкополосной импульсной помехи. Для определения факта воздействия вычислялось математическое ожидание спектральной плотности, и определялся пороговый уровень. Спектры, для которых математическое ожидание превышало порог, отбрасывались. Эта помеха может быть как природного происхождения (ближние грозы), так и искусственного (индустриальные помехи). Нужно отметить, что эта помеха является импульсной в "обыкновенном" режиме работы приемника, в то время как сосредоточенная помеха становится импульсной (точнее, ЛЧМ-квазиимпульсом) только в режиме ЛЧМ-приема.

Повышение статистической устойчивости спектра возможно за счет потери разрешения по частоте путем суммирования m соседних спектральных компонент (для достижения заданного разрешения δ_p), либо за счет потери разрешения по времени. Последний вариант в рамках данной методики может быть осуществлен двумя способами: увеличением времени измерения на частоте t_f , либо сканированием заданного интервала заданное число раз n с последующим усреднением панорамы спектра помех по всем n сканированиям. Важно то, что эти действия могут производиться над сохраненными оцифрованными данными после процесса измерений, т.е. одни и те же данные

могут быть обработаны с разными параметрами и использоваться для разных целей исследования.

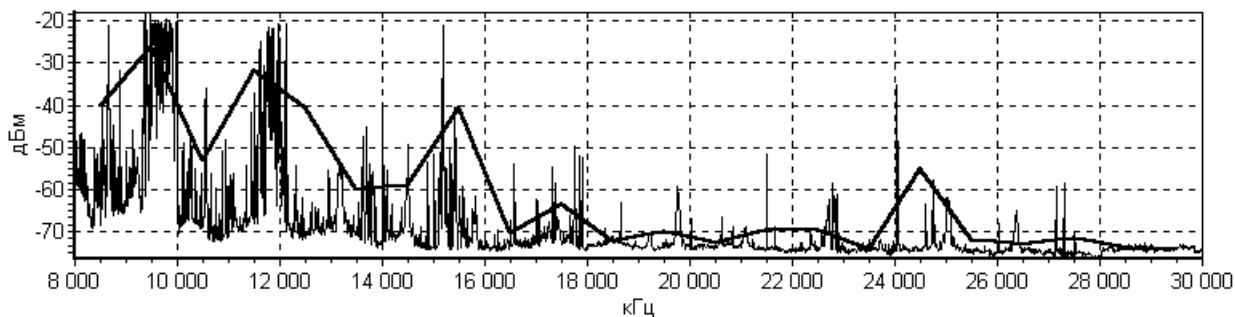


Рис. 2.10

На рис. 2.10 в качестве примера показаны спектры помех с разрешением $\delta_p = 10$ кГц (тонкая линия), $\delta_p = 1$ МГц (жирн. линия).

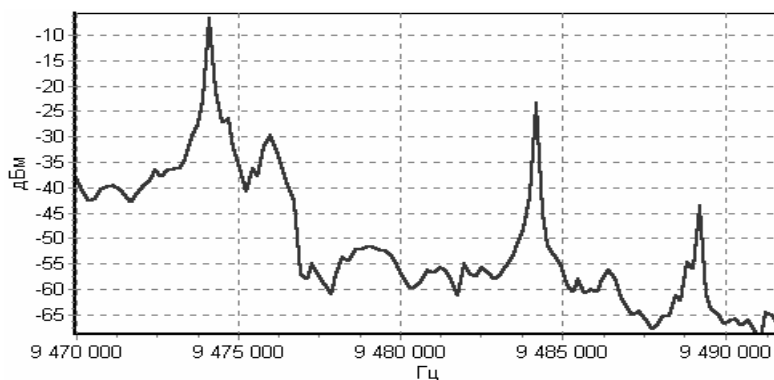


Рис. 2.11

На рис. 2.11 в качестве примера приведен фрагмент спектра помех с высоким частотным разрешением (200 Гц). Видно, что стационарные помехи занимают полосы примерно 0.5-1.5 кГц, в то же время имеются небольшие частотные диапазоны шириной менее 1 кГц практически не занятые стационарными помехами, что и позволяет оценивать уровень фоновое шума.

2.3.2. Оценка уровня фоновое шума по панораме спектра помех

Напомним, что под фоновым шумом понимается сумма помех (атмосферный флуктуационный, тепловой, галактический шум), уровни которых на порядки меньше уровней (и медленнее меняются во времени) мощных помех природного (атмосферный импульсный шум – ближние грозы) и антропогенного (стационарные и индустриальные помехи) происхождения.

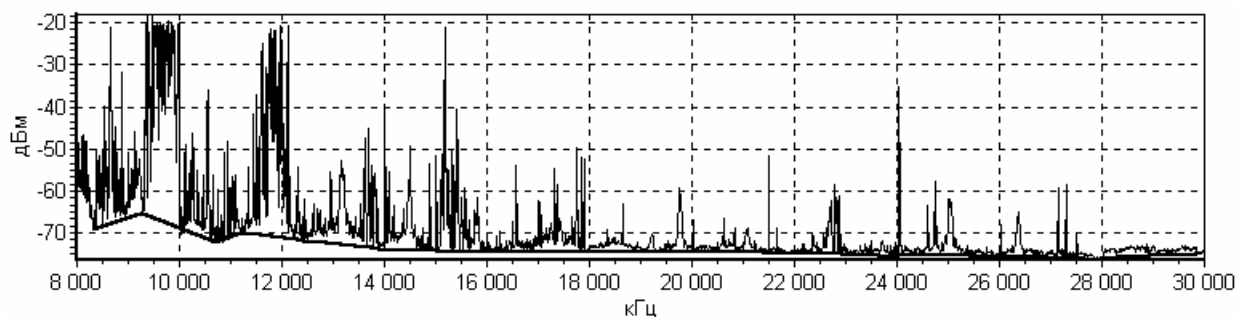


Рис. 2.12. Фоновый шум соответствующий данным с рис. 2.10

Для оценки уровня фонового шума по панораме спектра помех на выбранной частоте в заданном частотном интервале $\Delta f_{фон}$ (10 кГц - 1 МГц) выбираются частотные элементы с минимальным уровнем помехи, который принимается за уровень фонового шума на заданном интервале (см. рис. 2.12, разрешение усредненного спектра помех (тонкая линия) 10 кГц, фонового шума на интервале $\Delta f_{фон} = 1$ МГц (толстая линия)).

2.3.3. Результаты натурных экспериментов. Сопоставление с данными моделирования.

Покажем возможности разработанного алгоритма измерения панорамы спектра помех. Круглосуточные измерения спектра помех в приемном пункте г. Йошкар-Олы были проведены 18-20 марта 2001, 05-06 сентября 2001, 03-04 декабря 2001, 17-18 февраля 2002 гг. Измерения 18-19 марта 2001г проводились в диапазоне 6-30 МГц, параметры измерителя были следующими: $t_f = 50$ мс; $t_n = 3.6$ мс; величины Δf_{s1} и Δf_{s2} в этом эксперименте были равны 0. В другие из указанных дней измерения проводились в диапазоне 2-32 МГц; $t_f = 75$ мс; $t_n = 5.3$ мс; $\Delta f_{s1} = 1000$ Гц; $\Delta f_{s2} = 2340$ Гц. Величина t_f задавалась в соответствии с требуемым частотным разрешением, при задании величин t_n , Δf_{s1} , Δf_{s2} учитывалось требование равенства числа точек в одной выборке числу 2^N , для избежания некоторых побочных эффектов БПФ. Во всех экспериментах полоса пропускания РПУ Δf была задана равной 6000 Гц; число сканирований интервала за сеанс $n = 1$ (кроме этого 19 марта 2001 были проведены измерения в течении 8 часов при $n = 3$). Значение результирующего (после усреднений)

разрешения по частоте δ_p варьировалось в процессе вторичной обработки в широких пределах и, при обсуждении результатов, всегда будет оговариваться.

Всего за указанные дни было проведено около 280 сеансов измерения помех, каждый из которых представлял панораму спектра помех ДКМ диапазона, и был подвергнут вторичной обработке с различными параметрами.

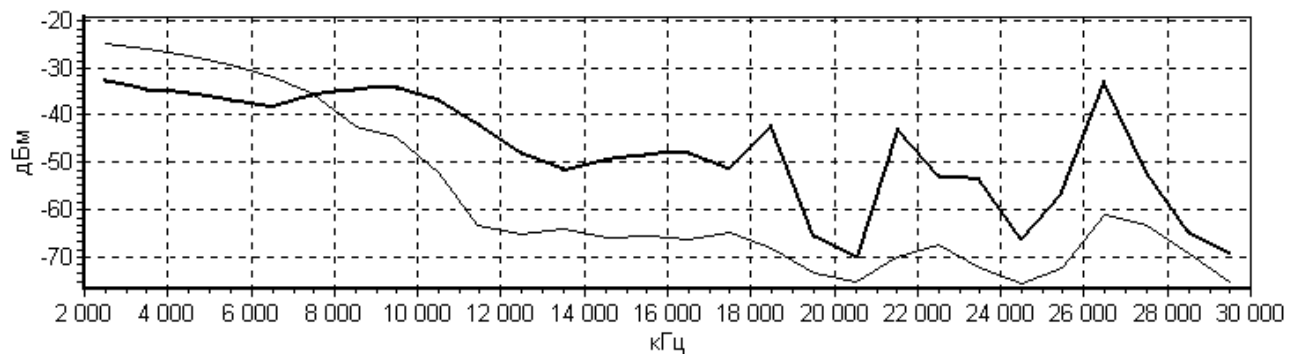


Рис. 2.13. Усредненные измеренные уровни помех для дня (жирн.) и ночи (тонк.)

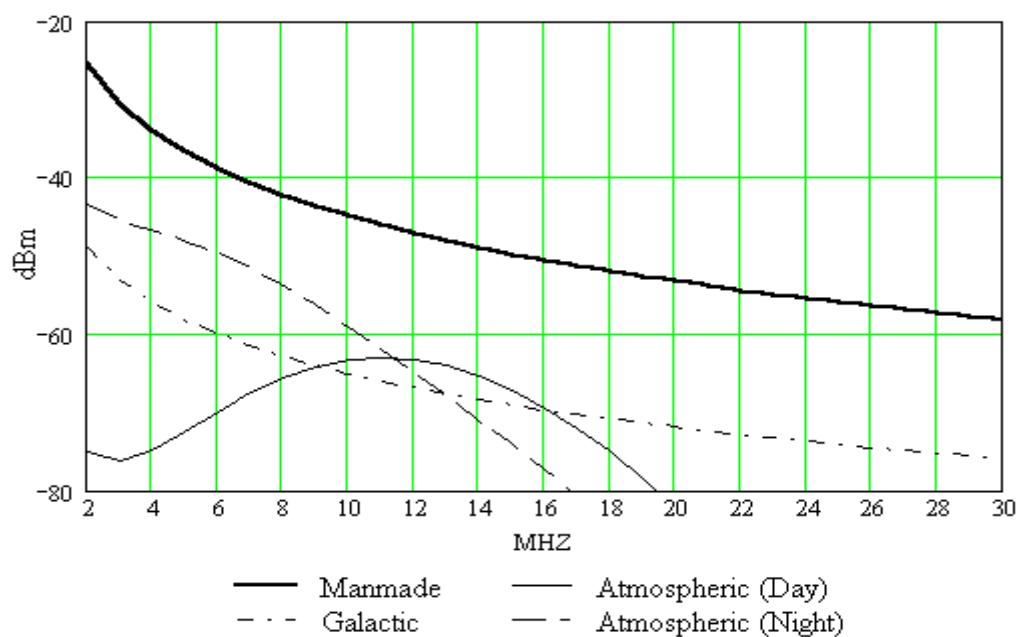


Рис. 2.14. Уровни помех различных видов по модели МККР для городской местности, весна

На рис.2.13 показан спектр помех, усредненный по всем дням измерения для дня (07-19 ч) и ночи (19-07 ч).

Для интерпретации результатов было проведено численное моделирование, для чего выбрана модель, рекомендованная МККР для городской местности [102]. На рис. 2.14 показаны результаты моделирования уровней различных видов помех: промышленных (Manmade); галактических (Galactic); атмосферных (Atmospheric) для дня (Day) и ночи (Night). Схожие

данные (но без разделения атмосферных помех на дневные и ночные) приводятся и в [128].

Однако, преобладающими практически на всем ДКМ диапазоне являются станционные помехи (см. 1 главу). Об этом же говорит рис. 2.13: диапазон (2-7 МГц) превышения ночного уровня над дневным, обусловлен станционными помехами из-за смещения к нижним частотам диапазона распространения к ночи и маневром по частоте (в пределах набора разрешенных частот) радиопередатчиков. В остальной части ДКМ диапазона (7-30 МГц) наблюдается превышение дневного уровня над ночным, что также соответствует дневным диапазонам прохождения радиоволн. Днем, очевидно, промышленные помехи вносят больший вклад, чем ночью: хотя в модели МККР принято, что они не зависят от времени суток, активность антропогенных источников помех ночью ниже, чем днем (во всяком случае, в приемном пункте 1 – г. Йошкар-Ола).

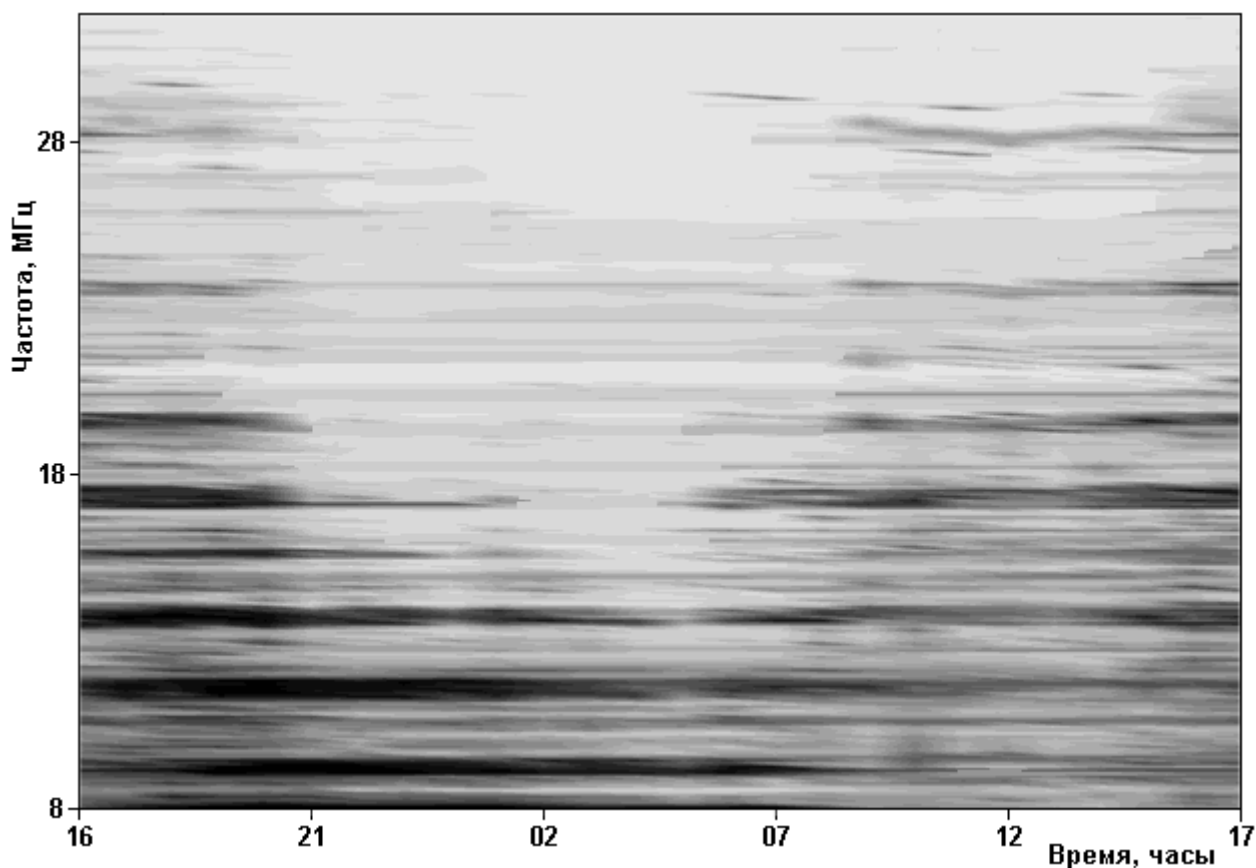


Рис. 2.15. Суточные вариации спектра КВ радиопомех в г. Йошкар-Ола, 19-20 марта 2001, черный цвет обозначает максимум

Результаты измерения помех (например, за сутки) можно наглядно представить в виде развертки (рис. 2.15). По рисунку видно, что в нижней части ДКМ диапазона преобладают сосредоточенные помехи – сигналы работающих радиопередатчиков. Видны диапазоны, постоянно занятые мощными радиовещательными станциями. Нижняя часть диапазона загружена больше, к ночи (16ч-05ч) также происходит смещение загруженности вниз по частотам.

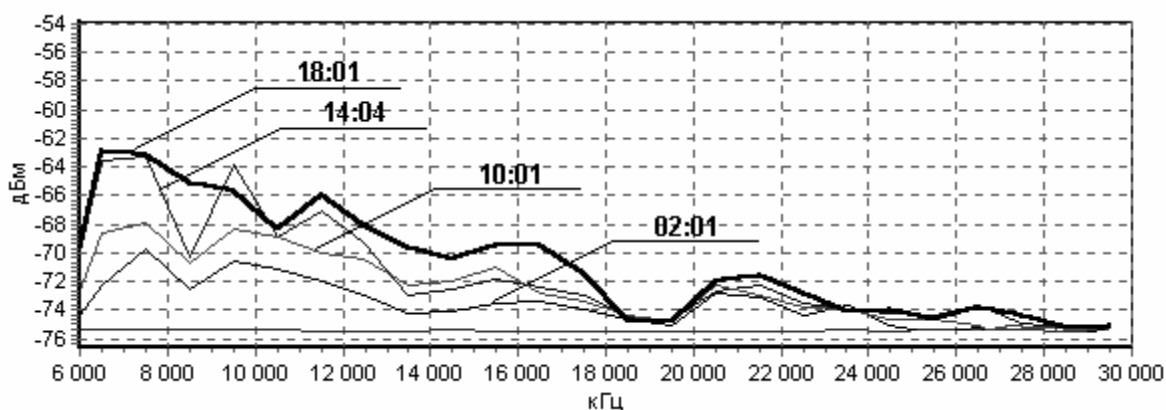


Рис. 2.16. Фоновые помехи, 18-19.03.2001, 6 – 30 МГц, $\delta_{pi}=1$ МГц

Далее из общего спектра помех выделялся фоновый шум. На рис.2.16 – пример вариаций спектра фонового шума в течение суток (на уровне около – 75 дБ показан уровень собственных шумов приемника).

Максимальный уровень этого шума во все дни наблюдается вечером. Целесообразно проводить рассмотрение фоновых помех отдельно в нижней (< 20 МГц) и верхней (> 20 МГц) частях ДКМ диапазона по причине различной суточной динамики в этих частотных диапазонах.

В диапазоне 2-20 МГц максимальный уровень фоновых помех наблюдался вечером, минимальный – ночью; коэффициент вариации от 0.8 до 5. Решающий вклад здесь вносят промышленные помехи. Уровень убывал с ростом частоты. Днем разница между максимумом и минимумом по всему диапазону 40-60 дБ; на одной частоте: средняя 8 дБ, максимальная 30 дБ. Ночью разница между максимумом и минимумом по всему диапазону 10-18 дБ; на одной частоте: средняя 2 дБ, максимальная 6 дБ.

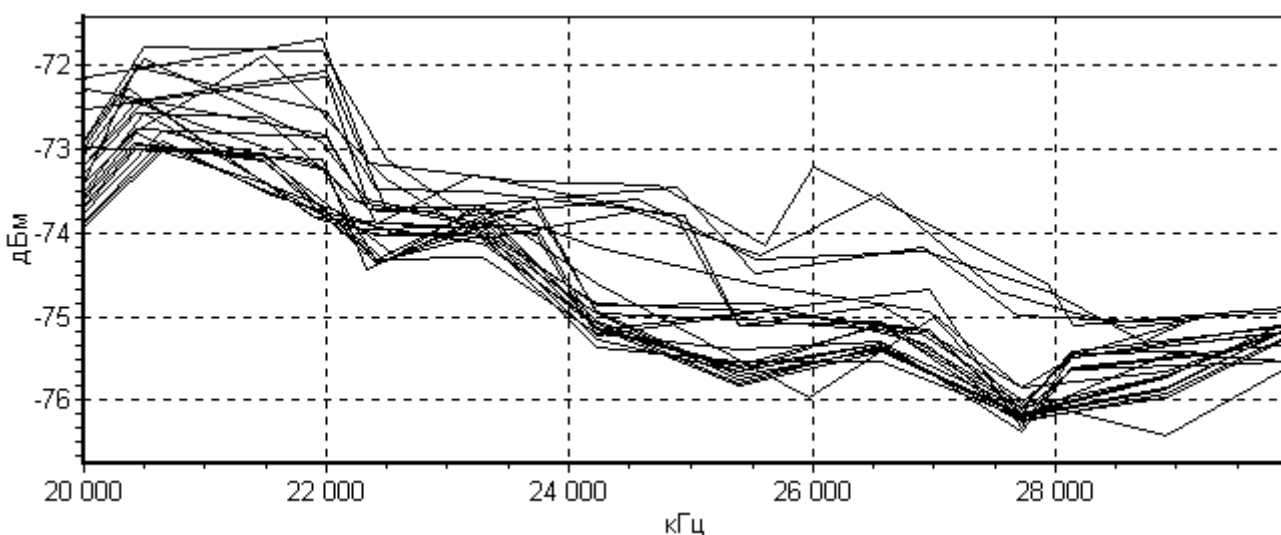


Рис. 2.17. Фоновый шум (измеренный), 18-19.03.2001, 20 – 30 МГц, $\delta_{pi} = 500$ кГц

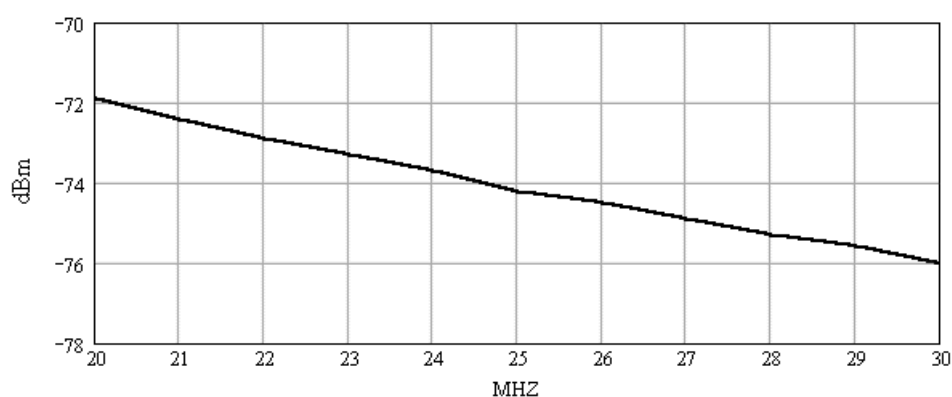


Рис. 2.18. Галактический шум (модель МККР) , 20 – 30 МГц

В диапазоне 20-32 МГц, где промышленные помехи малы, фоновые помехи ведут себя как галактические: суточные изменения на одной частоте менее 1 дБ (коэффициент вариации 0.1), разница между максимумом и минимумом 5 дБ (рис. 2.17). В модели галактических помех, рекомендованной МККР (Отчет 258-4), медианные значения уровней галактических помех вообще не зависят от времени суток, а разница между максимумом и минимумом в диапазоне 20-30 МГц составляет около 4 дБ (см. рис. 2.18). Корреляция между модельными кривыми галактических помех и экспериментальными кривыми фоновых помех в диапазоне 20-30 МГц составляет 0.8-0.95, что и позволяет идентифицировать последние как галактические. К ночи происходит незначительное увеличение уровня фоновых помех (0.5-1 дБ) в этой части диапазона. Это происходит, по-видимому, из-за снижения поглощения слоем D галактических помех.

Итак, среди фоновых помех в нижней части ДКМ диапазона (2 - 20 МГц) преобладают индустриальные помехи, существенно уменьшающиеся ночью; в верхней части ДКМ диапазона (20 - 32 МГц) преобладают галактические помехи, характеризующиеся незначительными суточными вариациями.

2.4. Выводы

1. Разработан и экспериментально проверен адаптивный алгоритм обнаружения сосредоточенных по спектру помех на выходе приемника ионозонда. Оценена эффективность работы алгоритма. Вероятность правильного обнаружения сосредоточенной помехи по данным моделирования составила 99%, а вероятность ложной тревоги 3%. По экспериментальным данным вероятность правильного обнаружения помехи составила 95%.
2. На основе алгоритма обнаружения разработан алгоритм оценки характеристик сосредоточенных помех. Приведены данные экспериментов.
3. На основе алгоритма обнаружения разработан адаптивный алгоритм подавления сосредоточенных помех. Оценена эффективность работы алгоритма на основе выигрыша в отношении сигнал/шум после подавления помех: приведены результаты вычислительного и натурного экспериментов оценки эффективности подавления.
4. Разработан гибкоперестраиваемый алгоритм измерения панорамы спектра помех ДКМ диапазона, позволяющий в широких пределах варьировать параметры обработки, благодаря чему может быть использован как для изучения “мгновенной” тонкой структуры помех, так и для исследования вариаций характеристик помех всего ДКМ диапазона на основе сбора обширной статистики. Приведена методика оценки фонового шума. Приводятся результаты натурных экспериментов и их сопоставление с данными моделирования по модели помех МККР.

3. Разработка алгоритмов автоматического измерения АЧХ многолучевой ионосферной КВ радиолинии и исследования эффектов многолучевости посредством наклонного ЛЧМ-ионозонда

3.1. Математическая модель ионосферной КВ радиолинии, предназначенная для систематизации данных о многолучевом распространении КВ

3.1.1. Математическая модель передаточной функции и АЧХ КВ радиолинии

Используем метод геометрической оптики для перехода от лучевой трактовки распространения радиосигналов в ионосфере к радиотехническому описанию их распространения в линейных цепях, к которым в большинстве случаев можно отнести ионосферный радиоканал. Это позволит научно обосновать способ оценивания АЧХ многолучевой ионосферной КВ радиолинии.

Согласно [198 - 200] для условий ионосферы и радиоволн частотой 2-30 МГц электрическое поле (волны) удовлетворяет следующему уравнению:

$$\nabla^2 E + k_0^2 n^2 E = 0, \quad n = n(x, y, z) \quad (3.1)$$

где E – электрическое поле, $k_0 = \omega / c = 2\pi / \lambda_0$, λ_0 – длина волны в вакууме, $\omega = 2\pi f$, f – частота волны, c – скорость света в вакууме, n – комплексный показатель преломления.

Рассматривая монохроматическую волну $E = E(\vec{r}, f)e^{i\omega t}$ (где \vec{r} – радиус вектор точки наблюдения) в случае, когда показатель преломления $n(\vec{r})$ медленно меняется в зависимости от \vec{r} , решение волнового уравнения в приближении геометрической оптики для диапазона частот 2-30 МГц и условий ионосферы можно представить в виде:

$$E(\vec{r}, f) = u(\vec{r}, f) e^{-ik_o \psi(\vec{r}, f)}, \quad (3.2)$$

где $u(\vec{r}, f)$ – амплитуда поля, $\psi(\vec{r}, f)$ – эйконал. Для радиолинии необходимо рассматривать краевую задачу, которая приводит к дискретным решениям (модам) для поля. Для этой задачи \vec{r} – фиксировано и поле зависит только от частоты волны $f = \omega / 2\pi$ и характеристик среды распространения, следовательно, поле в точке приема для многолучевой ионосферной радиолинии можно записать в виде:

$$E(f) = \sum_{j=1}^m E_j(f) = \sum_{j=1}^m u_j(f) e^{-ik_o \psi_j(f)}, \quad (3.3)$$

где $u_j(f)$ – амплитуда поля j -й моды, $\psi_j(f)$ – эйконал j -й моды, m – количество принимаемых мод (лучей). Частотная зависимость реакции системы на сигналы вида $e^{i\omega t}$ называется [201, 202] комплексной передаточной функцией $H(f) = E(f) = |H(f)| e^{-i\varphi(f)}$, для которой зависимость $|H_j(f)| = u_j(f)$ является амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) j -й моды, а $\varphi_j(f)$ – фазо-частотной характеристикой (ФЧХ) j -й моды. Получим:

$$H(f, t) = \sum_{j=1}^m |H_j(f, t)| e^{-i\varphi_j(f, t)}. \quad (3.4)$$

Хорошо известно, что радиолиния "пропускает" частоты f от так называемой "наименьшей применимой частоты" (НПЧ) до "максимальной наблюдаемой частоты" (МНЧ). Первая определяется поглощением радиоволн в ионосфере, а вторая — рефракцией, т.е. условиями поворота луча. На частотах $f > \text{МНЧ}$ волна пронизывает ионосферу, уходя за ее пределы. Итак, $f \in (\text{НПЧ}, \text{МНЧ})$.

Вообще говоря, для исследования свойств $|H(f, t)|$ можно было бы задать $\varphi_j(f)$ и $|H_j(f, t)|$ из теоретических соображений. Однако, исходя из поставленных задач диссертационного исследования, преобразуем выражение

(3.4) так, чтобы $H(f, t)$ выражалась через характеристики радиолinii, которые можно непосредственно измерить.

Обычно к концам радиолinii подключается каналообразующая аппаратура (передатчик и приемник), основная задача которой состоит в "вырезании" на частоте $f=f_p$ (f_p – рабочая частота) полосы частот Δf , т.е. задание интервала $[f_p, f_p + \Delta f] \subset (НПЧ, МНЧ)$. Кроме того, каналообразующая аппаратура задает краевые условия (координаты передатчика и приемника) для волнового уравнения.

Интервал с полосой частот Δf можно рассматривать как частотный канал, соответствующий рабочей частоте f_p .

Каналы могут быть примыкающие (рис. 3.1 а) и перекрывающиеся (рис. 3.1 б).

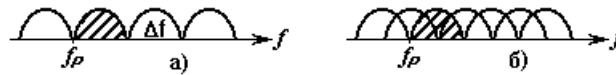


Рис. 3.1

При выполнении условия $\Delta f \ll f_p$ канал является узкополосным [203, 204, 205]. Малость параметра $\Delta f/f_p$ позволяет предположить, что в полосе канала:

$$|H_j(f, t)| \approx |H_j(f_p)|, \quad (3.5)$$

а для ФЧХ можно применить разложение в ряд Тейлора около рабочей частоты канала [206]:

$$\varphi_j(f, t) \approx \varphi_j(f_p, t_0) + \frac{d\varphi_j}{df}(f - f_p) + \frac{d\varphi_j}{dt}(t - t_0) \quad (3.6)$$

где t_0 – начало отсчета времени.

В (3.6) опущены слагаемые с производными более высокого порядка, поэтому, оценим условия, при которых ими можно пренебречь. Если время определения передаточной функции канала в полосе частот Δf равно T , то слагаемыми высокого порядка в (3.6) можно пренебречь при следующих условиях [206]:

$$2\pi \Delta f \frac{dF_D}{df} T \ll 1 \quad (3.7)$$

$$\pi \frac{dF_D}{dt} T^2 \ll 1 \quad (3.8)$$

где $\Delta f = f - f_p$, $F_D = -\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi}{dt}$ – доплеровский сдвиг частоты.

Для средних широт и невозмущенной ионосферы $dF_D/dt \sim 0.01 \text{ Гц/с}$, а условие (3.8) выполняется при $T < 2 \text{ с}$ [206]. Доплеровский сдвиг частот прямо пропорционален несущей частоте сигнала, поэтому условие (3.7) можно записать следующим образом:

$$F_D T \ll f_o / \Delta f. \quad (3.9)$$

Например, при $T = 1 \text{ с}$, $f_o = 10 \text{ МГц}$ и $F_D = 1 \text{ Гц}$ полоса частот, в которой определяется передаточная функция, должна быть не более 150 кГц , а при $F_D = 0.1 \text{ Гц}$ она может достигать 1.5 МГц .

Производная $\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi_j}{df}$ имеет смысл времени группового запаздывания и сама может зависеть от частоты. Поэтому введем обозначение:

$$\frac{d\varphi_j}{df} = 2\pi \tau_j(f). \quad (3.10)$$

Откуда с учетом (3.6), ФЧХ можно выразить в интегральном виде:

$$\varphi_j(f, t) \approx \varphi_j(f_p, t_0) + 2\pi \cdot \int_{f_p}^{f_p + \Delta f} \tau_j(f) df + 2\pi \cdot F_D \cdot \Delta t, \quad (3.11)$$

где $\Delta t = t - t_0$.

Тогда выражение для АЧХ КВ радиолинии можно записать в виде:

$$|H(f_p, t)| = \left| \sum_{j=1}^m |H_j(f_p)| \exp \left[-i \left(\varphi_j(f_p, t_0) + 2\pi \cdot \int_{f_p}^{f_p + \Delta f} \tau_j(f) df + 2\pi \cdot F_{Di} \cdot \Delta t \right) \right] \right| \quad (3.12)$$

Практически возможно получить точечные оценки параметров (как будет показано далее, в случае с используемым в данной диссертации методом, точечные оценки параметров $\tau_j(f)$ и $|H_j(f)|$ по ионограмме НЗИ были получены с дискретом $10\text{-}100 \text{ кГц}$). Поэтому для получения передаточной

функции радиолинии с высоким частотным разрешением (10-100 Гц) возникает проблема ее восстановления.

Как следует из формулы (3.12), для этого нужно решить задачу получения по дискретным моделям $\tau_j(f_p)$ и $|H_j(f_p)|$ их непрерывных моделей. Заметим, что дискретные модели (т.е. точечные оценки) содержат регулярную и случайную компоненты. При этом для получения непрерывной модели $|H_j(f)|$ воспользуемся кусочно-линейной интерполяцией, а для $\tau_j(f_p)$ удобнее получить аналитическое выражение непрерывной модели, так как $\tau_j(f_p)$ стоит в подынтегральном выражении.

Дискретная модель $\tau_{Dj}(f)$ определяется множеством точек с координатами $(f_t, \tau_{Dj}(f_t))$ или, иначе говоря, последовательностью $\{\tau_{Dj}(f_t)\}$, где $t = 0, 1, \dots, N$. Задачу построения и анализа непрерывной модели $\tau_j(f)$ можно свести к минимизации функционала $\min_{\tau \in T_{fp}} J(\tau)$ [207]:

$$J(\tau) = \sum_{t=0}^N [\tau_D(f_t) - \tau(f_t)]^2, \quad (3.13)$$

где T_{fp} – множество непрерывно дифференцируемых на отрезке $[f_p; f_p + \Delta f]$ функций; τ – искомая непрерывная функция.

Решим эту задачу, используя полиномы Чебышева [208, 207]. Они применяются потому, что для них, в отличие от полиномов вообще, строго доказана сходимость данного метода.

Полиномы Чебышева $P_n(x)$, $n \geq 0$ определяются соотношениями:

$$\begin{aligned} P_0(x) &= 1, \quad P_1(x) = x, \\ P_{n+1}(x) &= 2xP_n(x) - P_{n-1}(x) \quad \text{при } n > 0. \end{aligned} \quad (3.14)$$

Полиномы Чебышева ортогональны на системе равноотстоящих точек:

$$\sum_{t=0}^N P_j(t) \cdot P_h(t) = \delta_{jh} \quad (j, h \leq N) \quad (3.15)$$

В этом случае искомая функция $\tau(f)$ может быть представлена в виде:

$$\tau(f) = \sum_{j=0}^M c_j P_j(f) \quad (3.16)$$

Коэффициенты c_j можно найти из условия:

$$\frac{\partial J(c_0, c_1, c_2 \dots c_k)}{\partial c_k} = 0, \quad (3.17)$$

$$\text{где } J(c_0, c_1, c_2 \dots c_k) = \sum_{t=0}^N \left[\tau_D(f_t) - \sum_{j=0}^M c_j P_j(f_t) \right]^2,$$

$(f_t, \tau_D(f_t))$ – точки дискретной модели.

Получим:

$$c_j = \sum_{t=0}^N \tau_D(f_t) \cdot P_j(f_t) \quad (3.18)$$

Применение полиномов Чебышева позволяет решить важную задачу: определить оптимальную степень M аппроксимирующего полинома на основе критерия Гаусса [208]. Для этого необходимо вычислить эмпирическую дисперсию σ_M^2 :

$$\sigma_M^2 = \frac{J(c_0, c_1, c_2 \dots c_k)}{N - M} \quad (3.19)$$

Тогда, согласно критерию Гаусса, будем постепенно увеличивать M , вычисляя новые коэффициенты (3.18) и добавляя новые слагаемые в разложение (3.16). При этом величина σ_M^2 уменьшается и, достигнув минимума при некотором M , затем начинает возрастать; этот минимум σ_M^2 и дает оптимальное значение M .

Решение, полученное в виде (3.16) путем перегруппировки слагаемых можно преобразовать к виду:

$$\tau(f) = \sum_{k=0}^n \alpha_k \cdot f^n, \quad \text{где } n \in N \quad (3.20)$$

Преобразуем в выражении (3.11) слагаемое $2\pi \cdot \int_{f_p}^{f_p + \Delta f} \tau_j(f) df$, интегрируя

$\tau_j(f)$ в виде (3.20). Тогда выражение (3.11) преобразуется в:

$$\varphi_j(f, t) \approx \varphi_j(f_p, t_0) + 2\pi \cdot \sum_{k=0}^n \frac{a_{jk}}{k+1} ((f_p + \Delta f)^{k+1} - f_p^{k+1}) + 2\pi \cdot F_d \cdot \Delta t \quad (3.21)$$

В результате всех преобразований получим выражение для определения АЧХ многолучевой КВ радиолинии:

$$|H(f_p, t)| = \left| \sum_{j=1}^m |H_j(f_p)| \exp \left[-i \left(\varphi_j(f_p, t_0) + 2\pi \cdot \sum_{k=0}^n \frac{a_{jk}}{k+1} ((f_p + \Delta f)^{k+1} - f_p^{k+1}) + 2\pi \cdot F_d \cdot \Delta t \right) \right] \right| \quad (3.22)$$

Полученное выражение (3.22) позволяет восстановить АЧХ многолучевой ионосферной КВ радиолинии с высоким частотным разрешением и провести исследование ее основных характеристик.

Таким образом, для практического определения АЧХ КВ радиолинии с высоким частотным разрешением по этой математической модели, необходимо решить задачи измерения параметров $\tau_j(f)$ и $|H_j(f)|$ многолучевой КВ радиолинии для каждой j -ой моды. Теоретическое обоснование методики определения этих параметров с помощью наклонного ЛЧМ-ионозонда приводится в § 3.1.3.

3.1.2. Моделирование влияния параметров на форму АЧХ КВ радиолинии

Проведем вычислительный эксперимент по исследованию зависимости вида АЧХ радиолинии от параметров модели АЧХ [39, 53]. Для этого представим передаточную функцию радиолинии в следующем виде:

$$H(f) = |H_1(f)| \cdot e^{-i\varphi_{01}} + |H_2(f)| \cdot e^{-i(2\pi f(\tau_2(f) - \tau_1(f)) + \varphi_{02})} + |H_3(f)| \cdot e^{-i(2\pi f(\tau_3(f) - \tau_1(f)) + \varphi_{03})} + \dots \quad (3.23)$$

Считая амплитуды парциальных мод и межмодовые задержки постоянными на интервале анализа, для случая двух мод запишем выражение АЧХ радиолинии в виде:

$$|H(f)| = \left| A_1 \cdot e^{-i\varphi_{01}} + A_2 \cdot e^{-i(2\pi f(\tau_2 - \tau_1) + \varphi_{02})} \right| \quad (3.24)$$

Вычислительный эксперимент показал, что на форму АЧХ влияет соотношение амплитуд $k = A_1/A_2$ (см. рис.3.2), а абсолютная величина амплитуд влияет на масштаб АЧХ по амплитуде. Подтвержден известный факт, что период АЧХ в двухмодовом случае обратно пропорционален $\Delta\tau = \tau_2 - \tau_1$. Начальные фазы φ_{01} и φ_{02} не влияют на форму АЧХ, их разность $\Delta\varphi = \varphi_{02} - \varphi_{01}$ определяет сдвиг АЧХ по частоте.

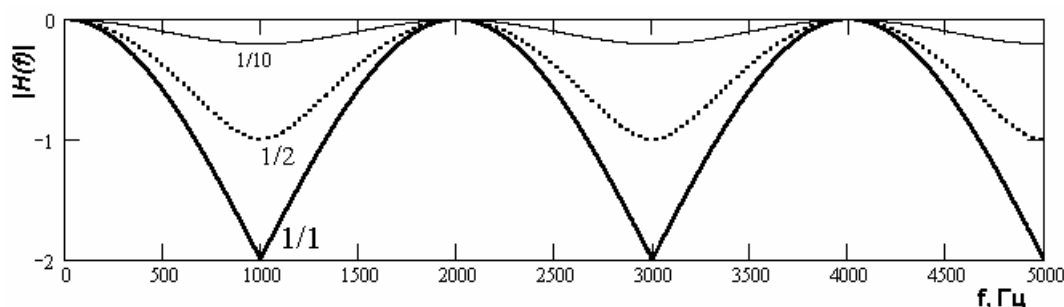


Рис. 3.2. Модуль передаточной функции двухмодового радиоканала при $\Delta\tau = 0.5$ мс с различным соотношением k амплитуд мод, масштаб верт.оси – линейный

Исследовались ширины полос конструктивной (W) и деструктивной (Wd) интерференции (см. рис. 3.3) на уровнях -5 и -10 дБ от максимума. Очевидно:

$$W_5 + Wd_5 = F, \quad W_{10} + Wd_{10} = F, \quad (3.25)$$

где F – период АЧХ.

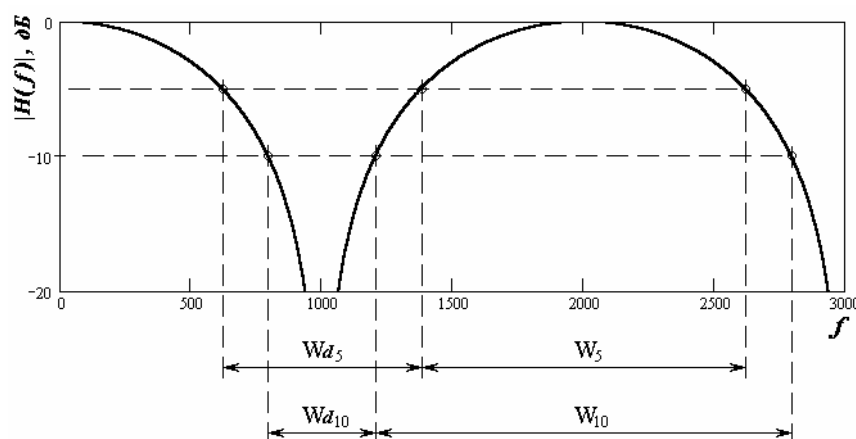


Рис. 3.3. АЧХ двухмодовой радиолинии, $\Delta\tau = 0.5$ мс, $k=1$; масштаб верт.оси – логарифмич.; полосы конструктивной W и деструктивной Wd интерференции

Таблица 3.1

$W = k \cdot (1/\Delta\tau) + b$	W_5	W_{10}	Wd_5	Wd_{10}
k	0.620	0.795	0.380	0.205
b	1.004	-0.556	-0.682	0.105

Величины W_5 , W_{10} , Wd_5 , Wd_{10} прямо пропорциональны $1/\Delta\tau$ (в таблице 3.1 приведены коэффициенты уравнения $W = k \cdot (1/\Delta\tau) + b$). Этот факт подтвержден экспериментально §3.4.3 диссертации.

На рисунке 3.4 показаны графики зависимостей W_5 , W_{10} , Wd_5 , Wd_{10} от отношений амплитуд k . При этом моделировании соотношение амплитуд k варьировалось в пределах от 1:0.52 (для k меньшего 0.52 нет уровня -10 дБ от максимума) до 1:1 (перемена мест амплитуд роли не играет).

На рис. 3.5 представлены графики зависимостей отношений ширин полос Wd_5/W_5 , Wd_{10}/W_{10} , W_5/W_{10} , Wd_{10}/Wd_5 от k . Важно, что эти отношения не зависят от $\Delta\tau$, так как величины, и в числителях, и в знаменателях перечисленных отношений линейно зависят от $1/\Delta\tau$.

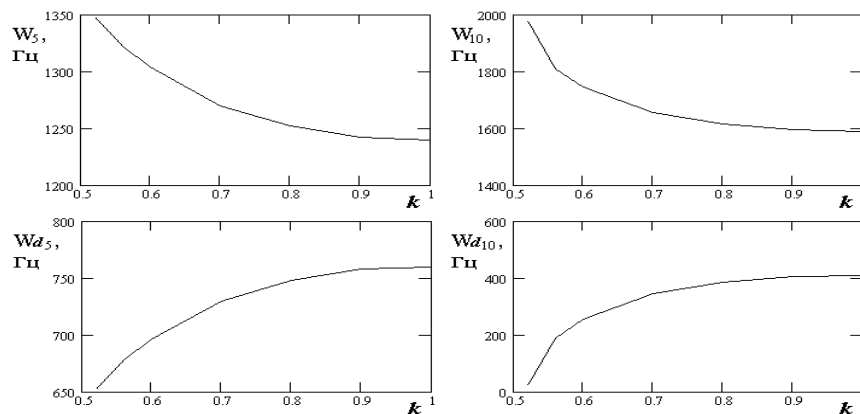


Рис. 3.4. Зависимости полос конструктивной W и деструктивной Wd интерференции от отношения амплитуд лучей k при $\Delta\tau = 0.5$ мс

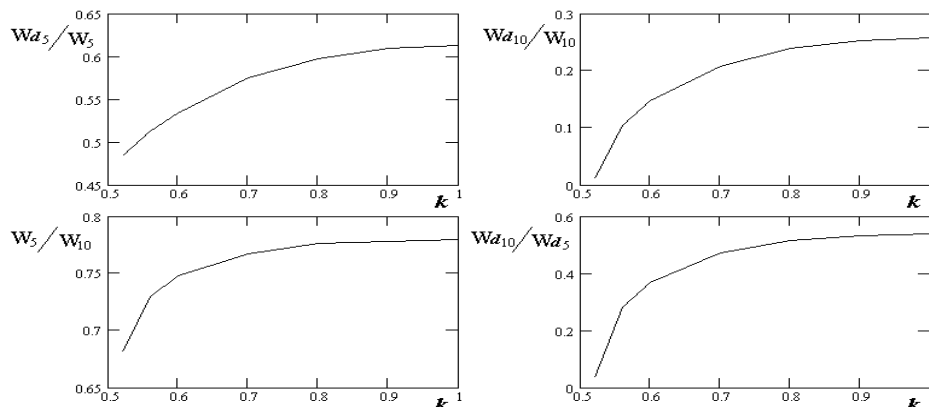


Рис. 3.5.

В таблицах 3.2 и 3.3 представлены результаты аппроксимации различных соотношений характеристик АЧХ, как функций от k – отношений амплитуд.

Таблица 3.2

$f(k)$	N	Коэффициенты a_i аппроксимирующего полинома			
		a_0	a_1	a_2	a_3
Wd_5 / W_5	2	- 0.017	1.343	- 0.715	
Wd_{10} / W_{10}	3	- 3.270	12.228	- 14.202	5.506
W_5 / W_{10}	3	- 1.127	6.947	- 8.393	3.354
Wd_{10} / Wd_5	3	- 8.857	34.055	- 40.961	16.313

Таблица 3.3

$f(k)$	N	Коэффициенты a_i аппроксимирующего полинома			
		a_0	a_1	a_2	a_3
$1 / W_5$	2	$4.895 \cdot 10^{-4}$	$6.766 \cdot 10^{-4}$	$- 3.606 \cdot 10^{-4}$	
$1 / W_{10}$	3	$- 1.123 \cdot 10^{-3}$	$6.065 \cdot 10^{-3}$	$- 7.036 \cdot 10^{-3}$	$2.725 \cdot 10^{-3}$
Wd_5	2	$2.21 \cdot 10^2$	$1.162 \cdot 10^3$	$- 6.25 \cdot 10^2$	
Wd_{10}	3	$- 5.917 \cdot 10^3$	$2.246 \cdot 10^4$	$- 2.66 \cdot 10^4$	$1.047 \cdot 10^4$

В таблице 3.2 собраны зависимости от k соотношений полос, а в таблице 3.3 – зависимости от k самих полос. Приведенные в табл. 3.3 полиномы получены при $\Delta\tau = 0.5$ мс, а соотношения полос (табл. 3.2) от $\Delta\tau$ не зависят.

Таким образом, для 2-х лучевых радиоканалов установлена связь полос конструктивной и деструктивной интерференции на заданном уровне.

При моделировании 3-х лучевых радиоканалов необходимо варьировать 6 параметров моделей: две межмодовые задержки (задержки второй и третьей мод относительно первой), два отношения амплитуд (отношения амплитуд второй и третьей мод к амплитуде первой), две разности фаз (в отличие от 2-х лучевого случая, разности фаз влияют не только на сдвиг, но и на форму АЧХ). Так что из-за большой размерности результаты наглядно представить не удастся.

3.1.3. Вычисление по ионограмме параметров модели АЧХ КВ радиолинии

Вообще говоря, для определения $|H(f)|$ необходимо использовать такие пробные сигналы и методы обработки, которые бы позволили разделить принимаемые моды по времени группового запаздывания и измерить

частотную зависимость $\tau_i(f)$ и $|H_i(f)|$ за время стационарности канала. Такую возможность дают простые импульсные сигналы с $T < \Delta\tau$ (где T – длительность импульса, а $\Delta\tau$ – минимальная межмодовая задержка) или сложные сигналы с $\Delta f_s > 1/\delta\tau$ [209]. Большие базы сложных сигналов ($B = \Delta f_s T_s \geq 1$, где $T_s, \Delta f_s$ – длительность и полоса частот элемента сигнала) обеспечивают значительный выигрыш в отношении сигнал/шум по сравнению с простыми сигналами в базу B раз. На сегодняшний день самой большой базой обладают сигналы с ЛЧМ.

Передатчик ЛЧМ-ионозонда излучает непрерывный ЛЧМ сигнал. Сигнал распространяется по ионосферной КВ радиолинии (см. §1.3.2), подвергаясь различным искажениям, обусловленным природой среды (ионосферы). Принимаемый ЛЧМ сигнал, попадая в приемник, обрабатывается методом сжатия в частотной области. Суть метода заключается в перемножении принимаемого ЛЧМ сигнала с сигналом гетеродина (см. §1.3.2), когерентным излучаемому ЛЧМ сигналу, и в выделении низкочастотного разностного сигнала. Частота разностного сигнала зависит от скорости изменения частоты ЛЧМ сигнала и его групповой задержки τ в ионосферном радиоканале.

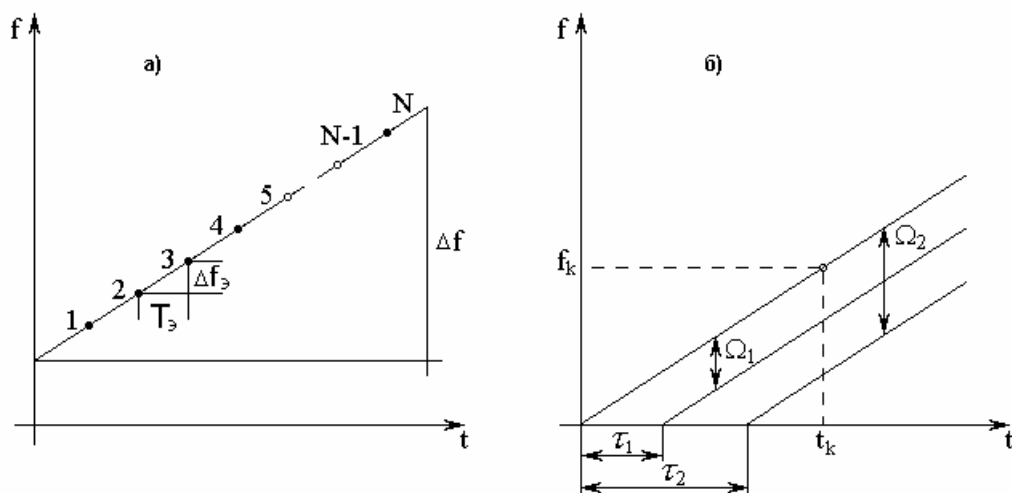


Рис. 3.6

Далее разностный сигнал подвергается спектральному анализу с частотным разрешением δF , которому соответствует время анализа $T_3 \sim 1/\delta F$. Для этого сигнал разбивается на N примыкающих друг к другу элементов (что

соответствует дискретизации передаточной функции по частоте, см. рис. 3.6а) длительностью T_{Δ} и для каждого вычисляется быстрое преобразование Фурье.

Число элементов N необходимо выбрать таким, чтобы обеспечить как частотное разрешение при измерении передаточной функции, так и разделение мод распространения. В излучаемом сигнале каждому элементу будет соответствовать ЛЧМ сигнал с полосой $\Delta f_{\Delta} = \dot{f} \cdot T_{\Delta}$ и базой $B_{\Delta} = \Delta f_{\Delta} \cdot T_{\Delta}$. Отдельный элемент разностного сигнала на протяжении T_{Δ} представляет собой отрезок гармонического колебания с разностной частотой пропорциональной его задержке. Поскольку $\Delta f_{\Delta} \ll f$ (f – текущая частота), то каждый элемент разностного сигнала относят к центральной частоте элемента Δf_{Δ} . Соответственно, спектр элемента сигнала также можно отнести к этой частоте. Последовательность спектров для всех частот из диагностируемого диапазона может быть представлена в виде ионограммы, где разностная частота пересчитывается в задержку по формуле:

$$F = \dot{f} \cdot \tau. \quad (3.26)$$

Таким образом сигнал разностной частоты на интервале T_{Δ} имеет вид:

$$A(t) = |A| \cos(2\pi \cdot F \cdot t). \quad (3.27)$$

Результатом работы ионозонда является ионограмма, характеризующая зависимость времени группового запаздывания τ и амплитуды A луча от частоты f .

Если в результате многолучевости в точку приема одновременно приходит несколько лучей с разной задержкой τ_j , то каждому из них будет соответствовать своя разностная частота. Пояснение процедуры обработки K -го элемента при двух принимаемых модах с временами запаздывания τ_1 и τ_2 соответственно, дает рис. 3.6б. Здесь Ω_1 и Ω_2 - разность значений мгновенных частот сигналов гетеродина и 1-й и 2-й моды соответственно.

Перед выполнением процедуры спектрального анализа [210, 211, 212] сигнал разностной частоты умножается на “оконную” весовую функцию [213].

Если разностная частота моды, приходящей в точку приема первой равна $F_1 = \dot{f}\tau_1$, а последней – $F_n = \dot{f}\tau_n$, то для обеспечения приема всех мод сигнала необходимо, чтобы полоса пропускания приемника составляла: $\Delta F = \dot{f}\Delta\tau$, где $\Delta\tau = \tau_n - \tau_1$. Анализатор спектра разбивает полосу пропускания приемника ΔF на k равных частей (обычно $k = 500$; причем диапазон анализируемых частот смещен на 700 Гц для того чтобы снизить влияние аппаратных низкочастотных шумов), каждая величиной $\delta F_{\text{э}} = \dot{f}\delta\tau$. Принимаемые моды сигнала, если они не испытали рассеяния в ионосфере или дисперсионного искажения, будут занимать каждая отдельный элемент спектра.

Таким образом, выбранный в качестве пробного ЛЧМ сигнал и методы его обработки обеспечивают разделение принимаемых мод радиосигнала, т.е. значения $\tau_j(f)$ и $|H_j(f)|$ могут быть получены по ионограмме НЗИ для каждого j -го выделенного на ней луча.

Для оценки АЧХ КВ радиолинии по данным НЗИ обозначим $\varphi_{0j}(f_p) \approx \varphi_j(f_p, t_0) + 2\pi \cdot F_d \cdot \Delta t$ и формулу (3.22) запишем в виде:

$$|H(f_p)| = \left| \sum_{j=1}^m |H_j(f_p)| \exp \left[-i \left(\varphi_{0j}(f_p) + 2\pi \cdot \sum_{k=0}^n \frac{a_{jk}}{k+1} ((f_p + \Delta f)^{k+1} - f_p^{k+1}) \right) \right] \right|. \quad (3.28)$$

Слагаемое $\varphi_{0j}(f_p)$ будем определять по соответствующей компоненте j -ой моды фазового спектра сигнала разностной частоты, полученного через БПФ.

В отличие от $\tau_j(f)$, являющейся достаточно гладкой и медленно меняющейся функцией на масштабах порядка 1 МГц (рис. 3.8), значения функции $|H_j(f)|$ испытывают значительные вариации (рис. 3.9). Поэтому, для получения непрерывной модели $|H_j(f)|$ производится кусочно-линейная аппроксимация. Для удаления одиночных выбросов (вызванных, скорее всего, ошибкой выделения моды) $|H_j(f)|$ подвергается медианной фильтрации. Важным преимуществом медианной фильтрации является способность к удалению импульсных помех практически без искажения плавно изменяющихся последовательностей значения сигнала, длительность которых превышает половину длины апертуры медианного фильтра [214, 215].

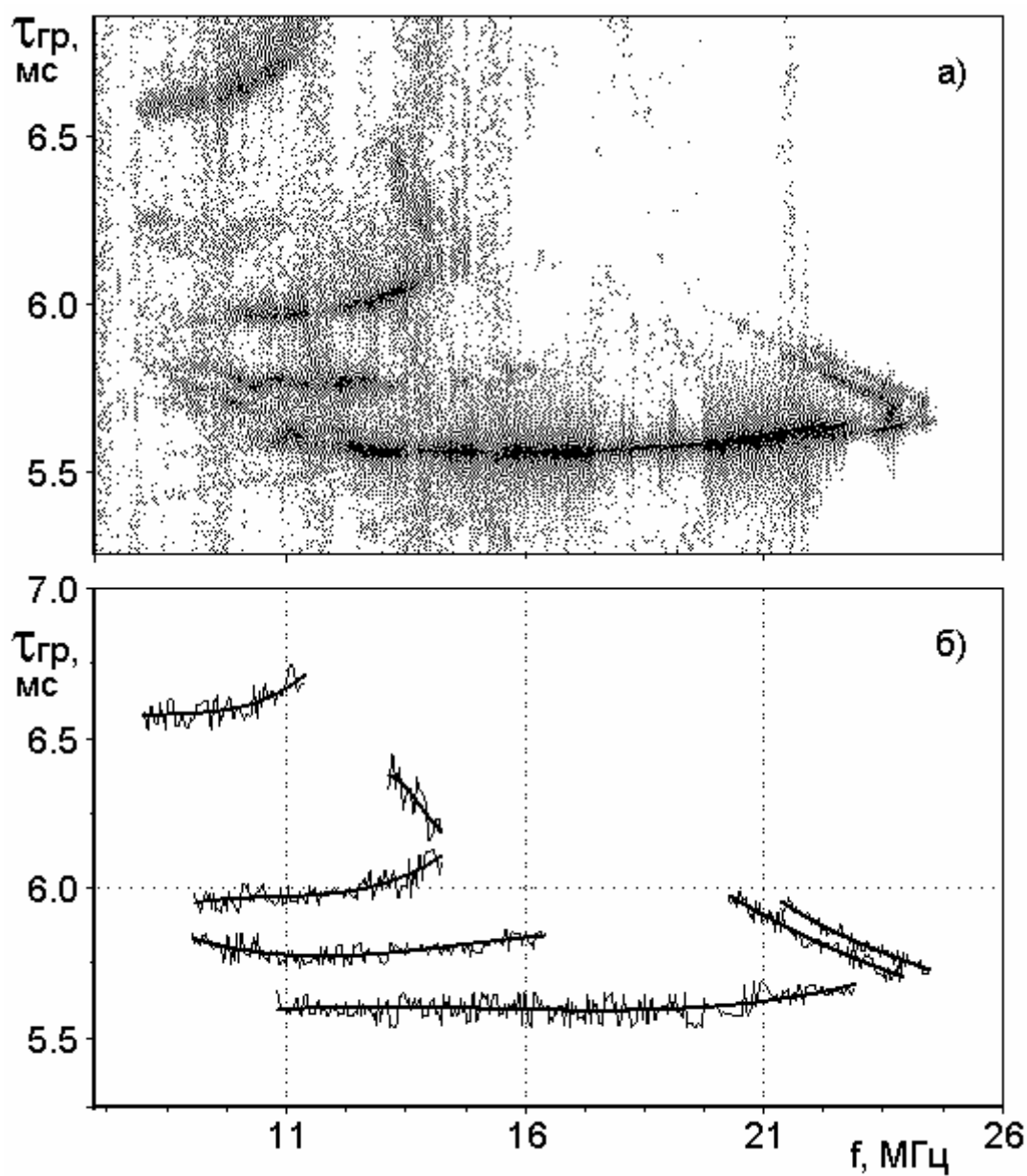


Рис. 3.7

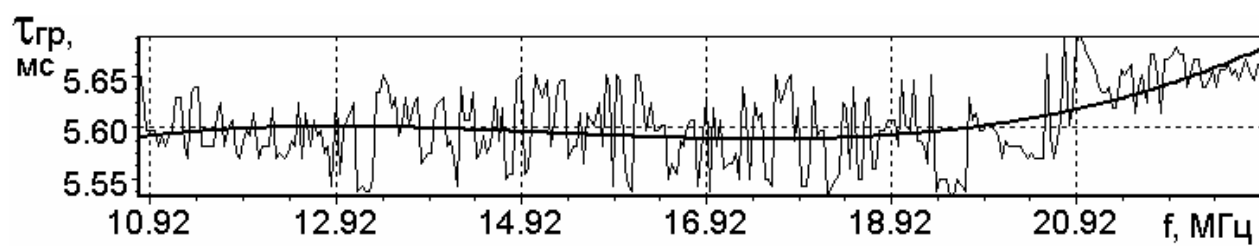


Рис. 3.8

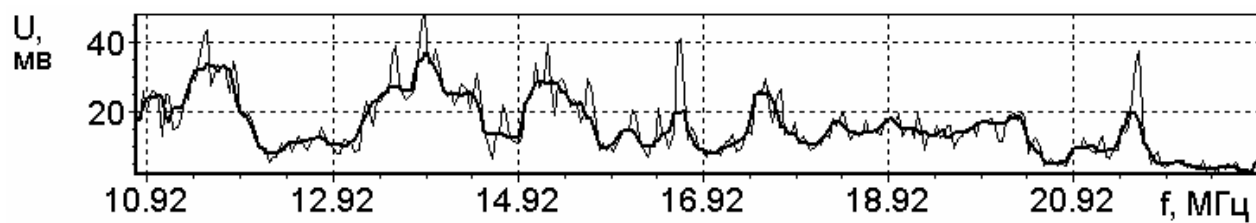


Рис. 3.9

Одномерный медианный фильтр представляет собой “скользящее окно” протяженностью N отсчетов, в котором центральный элемент заменяется медианой (т.е. средним элементом последовательности, упорядоченной в порядке возрастания значений сигнала в “окне”). Таким образом, операция медианной фильтрации K -последовательности значений сигнала характеризуется соотношением:

$$med_{1 \leq k \leq N} \{s_k\} = \begin{cases} 0.5 \cdot (s_n + s_{n+1}), & N = 2n \\ s_n, & N = 2n - 1 \end{cases} \quad (3.29)$$

где фиксированное значение $n = 1, 2, \dots$ определяет апертуру фильтра N .

Апертуру медианного фильтра зададим $N = 6$ (для сглаживания одно- и двухточечных выбросов).

В общем, алгоритм вычисления АЧХ КВ радиолинии, основанный на модели, разработанной в данном параграфе, состоит из следующих шагов:

1. построение ионограммы НЗИ;
2. разделение принимаемых мод радиосигнала;
3. получение точечных оценок $\tau_j(f)$ и $|H_j(f)|$ для каждого луча;
4. получение непрерывных моделей $\tau_j(f)$ и $|H_j(f)|$;
5. оценка начальных фаз лучей;
6. восстановление АЧХ радиолинии по формуле (3.28).

Таким образом, разработанная модель позволяет производить оценку с высоким частотным разрешением АЧХ многолучевой ионосферной КВ радиолинии по ионограмме наклонного ЛЧМ-зондирования ионосферы. Однако этому подходу присущи недостатки о которых сказано в следующем параграфе, и там же предлагается другой алгоритм измерения АЧХ многолучевой КВ радиолинии по данным НЗИ. Тем не менее, для схематического представления характеристик многолучевого распространения она удобна (в частности позволила провести наглядное моделирование вида АЧХ) и хорошо стыкуется с используемой методикой систематизации и классификации по моделям многолучевости.

3.2. Алгоритм автоматического измерения с высоким частотным разрешением АЧХ многолучевой ионосферной КВ радиолинии посредством ЛЧМ-ионозонда

3.2.1. Алгоритм измерения АЧХ КВ радиолинии

В параграфе 3.1 построена математическая модель, используемая в данной работе для систематизации данных о многолучевом распространении КВ. Там же показано, что с помощью этой модели возможно вычисление АЧХ многолучевой ионосферной КВ радиолинии. В этом качестве модель использовалась автором в ранних работах [10-15,17,19,21,22,26,27]. Однако, данная модель (и, вообще, подход) обладает двумя существенными недостатками: неправильным определением амплитуды мод в случае диффузного (размытого по спектру) сигнала и невозможностью автоматизации вычислений, так как требует ручного выделения треков (а удовлетворительного автоматического алгоритма выделения треков пока не разработано, см. §3.2.3; в §3.2.3 диссертации разработан алгоритм выделения спектральных компонент полезного сигнала на ионограмме, но это не выделение треков, т.к. еще нужно решить вопрос о принадлежности выделенных компонент сигнала трекам).

В данном параграфе представлены разработанные [50,56,70,73] модель и алгоритм автоматического измерения АЧХ многолучевой ионосферной КВ радиолинии, лишенные указанных выше недостатков. При построении модели будут использованы некоторые выражения, представленные в §3.1.1.

Передатчик зондирующей аппаратуры излучает непрерывный ЛЧМ сигнал $a(t)$ который можно представить в виде:

$$a(t) = a_o \exp[j(2\pi \cdot f_o \cdot t + \pi \cdot \dot{f} \cdot (t)^2)] \quad t \in [-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}], \quad (3.30)$$

где f_o – начальная частота излучения, $\dot{f} = \frac{df}{dt}$ скорость изменения частоты,

a_o – амплитуда сигнала, T – длительность излучения.

Мгновенная круговая частота этого сигнала ω изменяется со временем линейно $\omega = 2\pi \cdot f_o + 2\pi \cdot \dot{f} \cdot t$.

Как упоминалось в §1.3.2, обработка принятого ЛЧМ сигнала в приемнике методом сжатия в частотной области состоит в умножении его на сигнал гетеродина, комплексно-сопряженный излучаемому сигналу, и в анализе спектра полученного сигнала разностной частоты. Этим операциям соответствуют следующие математические соотношения [143]:

$$A(t) = a_{\text{вх}}(t) \cdot a^*(t)$$

$$S(\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} A(t) \cdot e^{-j\Omega t} dt \quad (3.31)$$

где $A(t)$ – сигнал разностной частоты; $S(\Omega)$ – его спектр;

$a_{\text{вх}}(t)$ – сигнал на выходе из ионосферы.

Элемент зондирующего сигнала занимает некоторую полосу $\Delta f = \dot{f} \cdot T$ около частоты f_o . Считая канал квазистационарным для небольших масштабов времени T , фазу передаточной функции отдельного луча, при отсутствии частотной дисперсии, можно разложить в ряд Тейлора по степеням $\Delta\omega = 2\pi \cdot (f - f_o)$ и $\Delta t = t - t_o$, ограничившись линейными слагаемыми, а $|H_i(\omega, t)|$ считать постоянным, как это сделано в выражении (3.6). Напомним, что первая производная от фазы по частоте равна времени группового запаздывания сигнала, а зависимость $\varphi(t)$ связана с доплеровским смещением частоты F_{di} :

$$\varphi'_{it}(t_o) = -\omega_{di} = -2\pi F_{di} \quad (3.32)$$

Доплеровский сдвиг частоты прямо пропорционален несущей частоте сигнала f_o . поэтому условие (3.7) можно записать следующим образом: $F_{di}\Delta t \ll f_o / \Delta f$. Например, при $\Delta t = 1\text{с}$, $f_o = 10\text{МГц}$ и $F_{di} = 1\text{Гц}$ неравенство (3.7) выполняется для $\Delta f \approx 1\text{МГц}$, т.е. для полосы частот превосходящей полосу частот используемых в КВ связи сигналов.

Слагаемое, содержащее вторую производную по времени, описывает нестационарность однолучевого ионосферного канала. Для средних широт и невозмущенной ионосферы $\frac{\partial F_{oi}}{\partial t} \sim 0,01$ Гц/с [143] и условие (3.8) выполняется при $\Delta t < 7c$.

Отсутствие частотной дисперсии предполагает, что зондирующий сигнал занимает полосу частот Δf , которая меньше полосы когерентности канала (т.е. диапазона частот с центром в точке f_o на краях которого набег нелинейной составляющей фазы из-за частотной дисперсии по абсолютной величине равен 1 радиан [216]).

Таким образом, приближение (3.6) будет выполняться, когда зондирующие сигналы имеют полосу $\Delta f \leq 100$ кГц и длительность $T \leq 1$ с.

При ионосферном распространении $\tau_{oi} \sim 10^{-3} - 10^{-2}$ с и $T \gg \tau_{oi}$ [143]. В этом случае из (3.31) и (3.6) находим:

$$A(t) = \sum_{i=1}^m A_i(t) = \frac{a_o^2}{2\pi} \sum_{i=1}^m |H_{oi}| \cdot \exp j(\pi \dot{f} \cdot \tau_{oi}^2) \cdot \exp[-j(\varphi_i(\omega_o; t_o) - 2\pi F_{oi}(t - t_o) + 2\pi \dot{f} \tau_{oi} t)]. \quad (3.33)$$

Учитывая, что $\omega_o = 2\pi f_o$ и $2\pi \dot{f} t = \Delta \omega$, для $A(t)$ имеем:

$$A(t) = \frac{a_o^2}{2\pi} \sum_{i=1}^m |H_{oi}| \cdot \exp j(\pi \dot{f} \cdot \tau_{oi}^2) \cdot \exp[-j(\varphi_i(\omega_o; t_o) - 2\pi F_{oi} \Delta t + \tau_{oi} \Delta \omega(t))] \quad (3.34)$$

Сравнивая (3.34) с (3.4) и (3.6) видим, что разностный сигнал i -ой моды с точностью до масштабного множителя $\frac{a_o^2}{2\pi}$ и постоянной фазы $\pi \dot{f} \cdot \tau_{oi}^2$ совпадает со значением передаточной функцией этой моды. Зная параметры сигнала a_o , \dot{f} и измеряя τ_{oi} можно определить значение передаточной функции ионосферного радиоканала в полосе частот $\left[f_o - \frac{\Delta f}{2}; f_o + \frac{\Delta f}{2} \right]$.

Для определения времени группового запаздывания используем спектр разностного сигнала. Как видно из (3.34) разностный сигнал длительностью T

представляет собой отрезок гармонического колебания. С учетом этого $S(\Omega)$ можно записать:

$$S(\Omega) = \sum_{i=1}^m S_i(\Omega) = \frac{a_o^2 T}{2\pi} \sum_{i=1}^m |H_{oi}| \exp[-j(\varphi_i(\omega_o; t_o) - \pi \dot{f} \cdot \tau_{oi}^2)] \cdot \sin c\left(\frac{\Omega - 2\pi F_{oi} + 2\pi \dot{f} \tau_{oi}}{2} T\right), \quad (3.35)$$

$$\text{где } \sin c(x) = \frac{\sin x}{x}.$$

Модуль $|S(\Omega)|$ имеет максимумы на частотах $\Omega_{oi} = 2\pi F_{oi} - 2\pi \dot{f} \tau_{oi}$. Так как $\dot{f} \tau_{oi} \gg F_{oi}$, то время группового запаздывания отдельных мод распространения определяется формулой $\tau_{oi} = \left| \frac{\Omega_{oi}}{2\pi \dot{f}} \right|$.

В результате, для передаточной функции многолучевого КВ радиоканала с полосой частот $\left[f_o - \frac{\Delta f}{2}; f_o + \frac{\Delta f}{2} \right]$ можно записать:

$$H(\omega; t) = \sum_{i=1}^m H_i \left(2\pi \cdot f_o + 2\pi \cdot \dot{f} \cdot t; t \right) = \frac{2\pi}{a_o^2} \sum_{i=1}^m A_i(t) \cdot \exp[-j(\frac{\Omega_{oi}^2}{4\pi \dot{f}})]. \quad (3.36)$$

Пусть в результате многолучевости в точку приема одновременно приходит несколько лучей с различной задержкой τ_{oi} . Каждому из них будет соответствовать своя разностная частота F (см. Рис.3.10, где F_1 – разностная частота нижнего луча моды 1F2, F_2 – моды 2F2, F_3 – верхнего луча моды 3F2, f_H и f_K – начальная и конечная частота излучения, t_o и t_K – начальное и конечное время излучения). При этом разрешающая способность по частоте δF задается соотношением $\delta F \approx \frac{1}{T}$. Отсюда разрешающая способность по задержке $\delta \tau$ будет равна [143]:

$$\delta \tau \approx \frac{\delta F}{\dot{f}} \approx \frac{1}{\Delta f}. \quad (3.37)$$

Например, при частотном диапазоне элемента сигнала Δf равном 100 кГц потенциальная разрешающая способность метода составит 10 мкс.

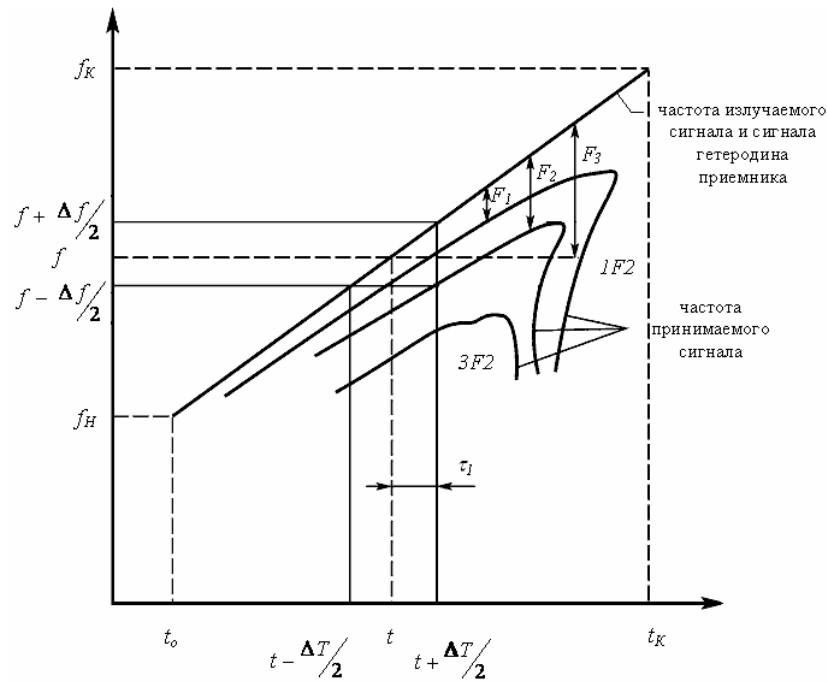


Рис. 3.10

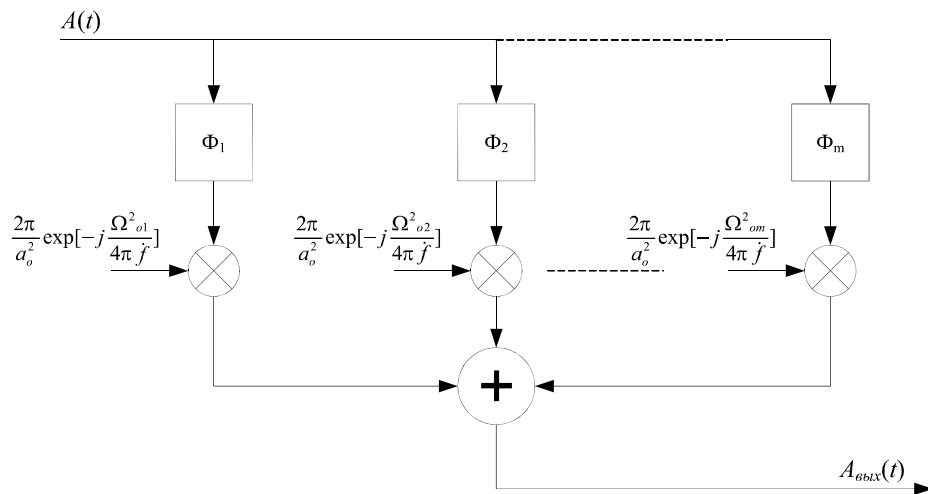


Рис. 3.11

Разделение принимаемых мод в разностном сигнале можно провести с помощью полосовых фильтров, согласованных с сигналами соответствующих мод (см. рис.3.11). Разностный сигнал, проходящий через i -й частотный фильтр

Φ_i ($1 \leq i \leq m$) умножается на комплексный множитель $\frac{2\pi}{a_o^2} \exp[-j(\frac{\Omega_{oi}^2}{4\pi f})]$.

Амплитуда и фаза сигнала на выходе сумматора $A_{вых}(t)$ в момент времени t

будет соответствовать амплитуде и фазе коэффициента отражения на частоте $f = f_H + \dot{f} \cdot t$.

Реально для практического применения алгоритма автоматического измерения АЧХ КВ радиолинии разработан алгоритм автоматического выделения спектральных составляющих сигнала на ионограмме НЗИ (этот алгоритм описан в §3.2.2).

3.2.2. Выделение спектральных составляющих сигнала на ионограмме

Как было указано выше, для практического применения алгоритма автоматического измерения АЧХ КВ радиолинии нужен алгоритм автоматического выделения спектральных составляющих сигнала (“полезного сигнала”) на ионограмме НЗИ.

Для решения задачи автоматического выделения спектральных составляющих сигнала на ионограмме НЗИ был применен [50,70] метод [197] обнаружения резко выделяющихся значений выборки, уже применявшийся для обнаружения сосредоточенных помех в §2.1. Очевидно, что для решаемой здесь задачи, метод должен применяться “наоборот”, т.е. резко выделяющиеся отсчеты выборки (спектра разностного сигнала) считались полезным сигналом, оставшиеся занулялись. Математические выражения, описывающие метод, уже приводились в §2.1, но обработка данных организована здесь совершенно иначе: обрабатываются спектры сигнала разностной частоты, а не сигнал разностной частоты (как это было в §2.1), кроме того, резко выделяющееся наблюдение соответствует полезному сигналу, а не помехе (как это было в §2.1). Напомним лишь основное выражение. Если для величины a_k выполняется

$$\text{условие } |a_k - \bar{a}| \leq \sigma \cdot (1,55 + 0,8\sqrt{E+2} \cdot \lg(N/10)), \quad \text{где } \bar{a} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N a_i,$$

σ и E – соответственно СКО и эксцесс выборки a размером N , то нет оснований считать это значение значительно отличающимся от среднего.

Обработка производилась блоками соответствующими одному спектру сигнала, т.е. одной вертикальной линии изображения ионограммы. Следует еще раз обратить внимание, что в отличие от §2.1. здесь обработка производится в частотной области.

Эффективность описанного алгоритма иллюстрирует рис.3.12, где приведен пример удаления с ионограммы всех спектральных компонентов, кроме компонентов полезного сигнала.

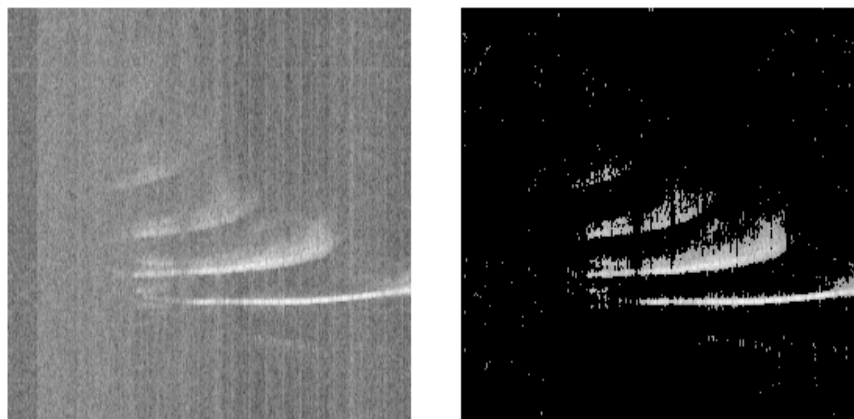


Рис. 3.12. Пример удаления зашумленного фона ионограммы

Предложенный алгоритм обладает рядом преимуществ перед известными ранее алгоритмами и методиками очистки ионограмм от помех и выделения полезного сигнала на ионограмме [217 - 227], важнейшие из которых: существенно меньшая вычислительная трудоемкость (примерно на порядок), позволяющая производить выделение полезного сигнала в реальном времени в течение сеанса зондирования; отсутствие параметров алгоритма, задаваемых оператором в зависимости от протяженности трассы, порядка мод, зашумленности и т.п. [217], что позволяет полностью автоматизировать процесс обработки.

Таким образом процесс вычисления АЧХ КВ радиолинии по ионограмме НЗИ полностью автоматизирован; измерительные возможности ионозонда расширены, т.к. теперь он может быть использован и в качестве измерителя АЧХ многолучевой ионосферной КВ радиолинии.

3.2.3. Моделирование алгоритма измерения АЧХ КВ радиолинии

Достоверность измерения АЧХ КВ радиолинии была проверена путем сопоставления с огибающей сигнала разностной частоты, т.к. огибающая согласно теоретическим соображениям [143,151] в случае отсутствия помех подобна АЧХ КВ радиолинии (так что в случае отсутствия помех задача оценки АЧХ КВ радиолинии, могла бы быть сведена к отысканию огибающей временного ряда сигнала разностной частоты).

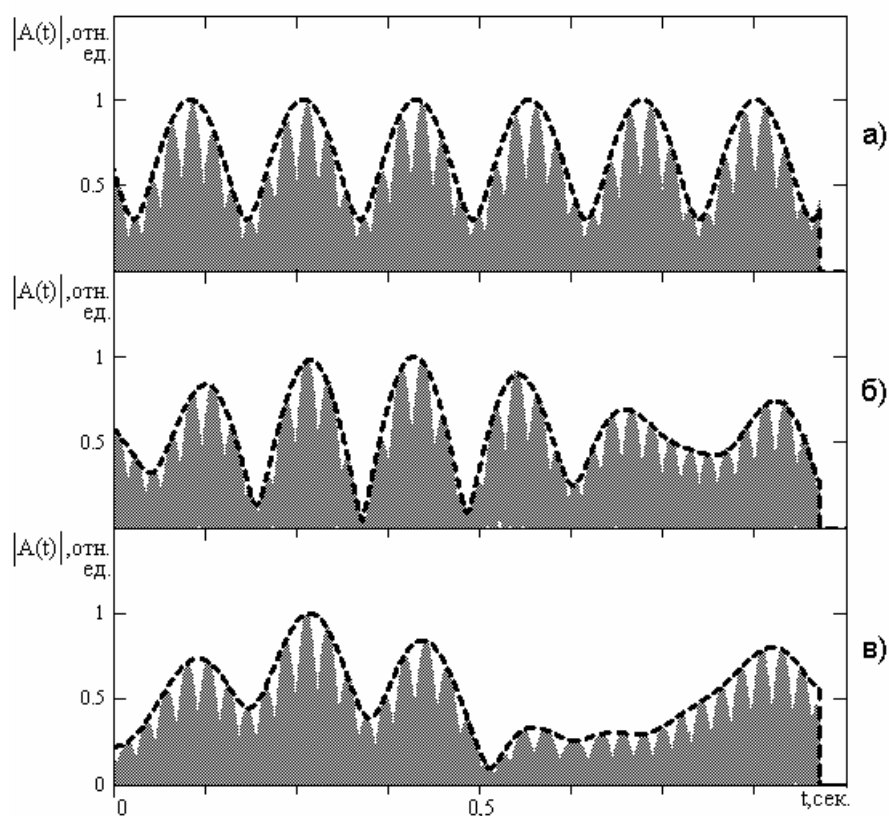


Рис. 3.13

На рис.3.13 изображена зависимость $|A_{вых}(t)|$ (серым цветом) полученная в результате имитационного моделирования прохождения ЛЧМ сигнала (3.30) через радиоканал с передаточной функцией (3.6) при $\Delta t = 1$ сек, $\dot{f} = 100$ кГц/с и его обработки в соответствии со схемой приведенной на рис.3.11. На этом же рисунке пунктирной линией изображена зависимость $|H(t)|$. На рис.3.13 а отображены результаты моделирования для двухмодового канала распространения с параметрами $\dot{f}\tau_{o1} - F_{o1} = 404$ Гц, $\dot{f}\tau_{o2} - F_{o2} = 411$ Гц,

$|H_{o1}|:|H_{o2}|=2:3,8$. На рис.3.13 б и рис.3.13 в показаны результаты моделирования для трехмодового и четырехмодового каналов с параметрами дополнительных мод $\dot{f}\tau_{o3}-F_{o3}=407$ Гц, $|H_{o1}|:|H_{o2}|:|H_{o3}|=2:3,8:1,5$ и $\dot{f}\tau_{o4}-F_{o4}=417$ Гц, $|H_{o1}|:|H_{o2}|:|H_{o3}|:|H_{o4}|=2:3,8:1,5:1,1$ соответственно.

Видно, что на всех рисунках огибающая $A_{\text{вх}}(t)$ хорошо согласуется с $|H(t)|$. Это говорит о том, что правильно определяются не только амплитуды отдельных мод распространения, но и фазы.

3.3. Классификация характеристик многолучевого ионосферного распространения КВ

3.3.1. Методика классификации характеристик многолучевого распространения КВ по эмпирическим моделям многолучевости.

Идентификация моделей многолучевости

В первой главе был рассмотрен принятый подход классификации результатов исследования характеристик распространения радиосигнала по т.н. моделям многолучевости, когда диапазон распространения разбивается на интервалы по числу и типам мод распространения сигнала. Причем, при такой классификации под частотой понимается т.н. относительная частота, равная отношению рабочей частоты к МНЧ: $f_p/\text{МНЧ}$. Поэтому после выделения треков вычисляется также МНЧ $1F_2$ (для односкачковой радиолинии) или МНЧ $2F_2$ (для двухскачковой радиолинии). Если требуемая мода выходит за пределы ионограммы, то производится пересчет по МНЧ моды более высокого порядка.

Известные методы расчета МНЧ достаточно сложны. Например, в работе [228] приводится формула для расчета МНЧ на основе некоторые ионосферных параметров, оперативное измерение которых представляет отдельную задачу, а использование их среднестатистических значений приведет к слишком

большим ошибкам. По этой же причине не подходят и многочисленные методы прогноза МНЧ (например [229] или отчет МККР №340 [176]).

Возникла идея для расчета МНЧ мод, выходящих за пределы ионограммы, использовать МНЧ мод более высоких порядков. Действительно, проведенные исследования (по ионограммам с обеими МНЧ) показали [62] наличие сильной корреляции (0.92-0.99) между МНЧ мод 1-го и 2-го порядков (по ионограммам с обеими МНЧ). Этот факт иллюстрируют рис. 3.14 и 3.15, построенные по данным НЗИ радиолинии 2-1. Корреляция – это линейная связь. Таким образом, ионограммы, содержащие МНЧ мод 1-го и 2-го порядка были использованы для нахождения коэффициентов уравнения линейной регрессии, что позволило для ионограмм не содержащих МНЧ моды 1-го порядка, рассчитывать эту МНЧ по МНЧ моды 2-го порядка.

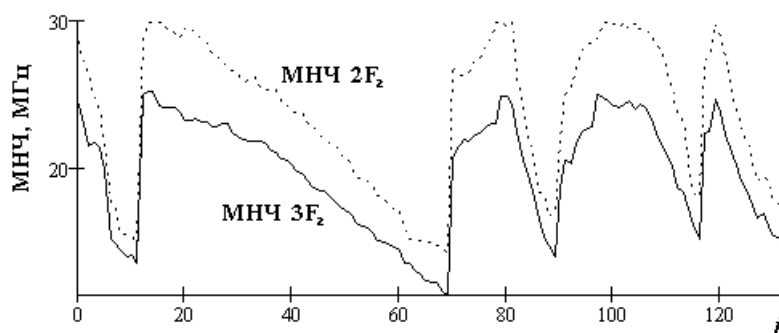


Рис. 3.14. Числовые последовательности соответствующих МНЧ $3F_2$ и МНЧ $2F_2$

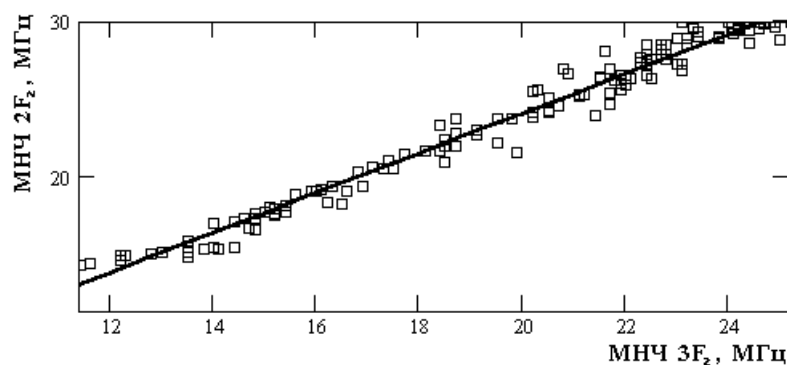


Рис. 3.15. Корреляционное поле для данных с рис. 3.14

Таким образом, ионограммы, содержащие МНЧ мод 1-го и 2-го порядка могут быть использованы для нахождения коэффициентов уравнения линейной регрессии, что позволяет для ионограмм не содержащих МНЧ моды 1-го порядка, рассчитывать эту МНЧ по МНЧ моды 2-го порядка.

Таблица 3.4

	24.11.1998	25.10.2000	01.03.2001	02.03.2001	29.10.2002	30.10.2002
N	11	15	55	9	27	17
Корр.	0.993	0.993	0.995	0.779	0.975	0.998
k	1.264	1.254	1.233	1.339	1.240	1.358
b	-1.757	-2.019	-0.536	-2.146	-0.219	-3.235
СКО	0.601	0.673	0.501	0.748	0.780	0.292

Таблица 3.5

	01.03.2001	10.09.2001	11.09.2001	12.09.2001	13.09.2001	14.09.2001
N	21	22	67	51	39	35
Корр.	0.992	0.920	0.993	0.972	0.982	0.996
k	1.494	1.456	1.490	1.354	1.557	1.651
b	-0.349	1.053	-0.043	2.254	-0.642	-1.974
СКО	0.611	0.872	0.690	0.522	0.836	0.646

Таблица 3.6

	28.02.2001	01.03.2001	29.11.2001	30.11.2001	29.10.2002	30.10.2002
N	22	24	20	9	25	28
Корр.	0.989	0.985	0.989	0.948	0.966	0.983
k	1.535	1.706	1.377	1.459	1.550	1.546
b	0.466	-1.361	2.296	1.983	1.267	0.696
СКО	0.860	0.647	0.821	1.253	1.370	0.985

Для трасс 2-1, 3-1, 4-1 соответственно в таблицах 3.4 - 3.6, приведены примеры вычисленных коэффициентов уравнения линейной регрессии для такого пересчета. Вид уравнения для 3-1, 4-1: $МНЧ_{1F} = k \cdot МНЧ_{2F} + b$; для 2-1: $МНЧ_{2F} = k \cdot МНЧ_{3F} + b$ (расшифровку обозначения трасс см. в §3.3.2).

В таблицах 3.4-3.6 обозначены: N – число ионограмм; Корр. – коэффициент корреляции между $МНЧ_{1F}$ в $МНЧ_{2F}$ (для радиолинии 2-1 – это $МНЧ_{2F}$ и $МНЧ_{3F}$ соответственно); k , b – коэффициенты уравнения линейной регрессии, полученные методом наименьших квадратов; СКО – среднее квадратичное отклонение выборочных значений от прямой регрессии.

Таким образом, даже если $МНЧ$ мод оказываются за пределом (выше) диапазона частот зондирования, нормирование частотной оси (перевод рабочих частот в относительные $f_p/МНЧ$) все равно будет произведено.

Для нахождения интервалов многолучевости (т.е. диапазонов, в которых число лучей постоянно) используется следующий алгоритм: находятся контрольные точки, к которым относятся начала и концы треков, сортируются

по возрастанию рабочей частоты, в интервале между двумя контрольными точками число лучей постоянно; для таких интервалов производится идентификация моделей МЛ.

Идентификация эмпирической модели многолучевости производится путем сопоставления экспериментальной ионограммы с искусственно синтезированной (т.е. такой ионограммой где известны названия парциальных мод распространения радиосигнала). Сопоставление ионограмм производится оператором, так как существующие подходы к автоматической идентификации треков мод [217-227] дают достаточно хороший результат правильной идентификации (60 - 80 %) треков только для ионограмм вертикального зондирования.

Синтез ионограмм осуществляется ПО для ПЭВМ, разработанным в ИЗМИРАН [230, 231]. Это ПО позволяет синтезировать ионограммы вертикального и наклонного зондирования ионосферы в краевой задаче, а также строить траектории волн в задаче с начальными условиями.

Вообще говоря, можно построить ионограмму НЗИ упрощенным методом на основе синтеза ионограмм вертикального зондирования, с последующим применением теорем эквивалентности и метода равных скачков [79, 232, 233]. Однако, использованное ПО [230] основано на другом подходе, позволяющем при синтезе ионограмм НЗИ учесть некоторые “тонкие” эффекты.

Алгоритм синтеза ионограмм наклонного зондирования радиолинии основан на решении краевой задачи распространения радиоволн в двумерно-неоднородной ионосфере в приближении геометрической оптики. Решение для системы лучей находится методом пристрелки по начальным условиям входа луча. Решение задачи основано на следующих рассуждениях. Радиолучи заданной частоты, исходящие из точки излучения под разными углами могут не попадать в точку приема. Требуется выделить из множества ту траекторию, которая соединяет точки приема и передачи. При решении системы дифференциальных уравнений для выбранной модели ионосферы можно

рассчитать ряд основных характеристик КВ сигналов (углы излучения и прихода, фазовый и групповой путь, фокусировка и т. д.) и на их основе синтезировать ионограммы трассы.

Достоверность результатов численного моделирования в значительной мере определяется точностью задания ионосферной модели распределения электронной концентрации и числа соударения электронов. В качестве глобальной модели применена усовершенствованная эмпирическая модель ионосферы СМИ-88 [234]. В данной программе расчет высотного профиля электронной концентрации в области F и на высотах ниже 200 км рассчитывается по двум независимым моделям. В области F используется модель IRI (ее модифицированный вариант IRI-82) [235], ниже 200 км расчет осуществляется по “Справочной модели ионосферы-83” [236].

Так как верхняя и нижняя части профиля рассчитываются по разным моделям, которые построены независимо друг от друга, то выделяется переходная область для формирования плавного перехода от нижней части профиля электронной концентрации n_e к его верхней части.

Схема расчета n_e заимствована из модели IRI [235]. Профиль электронной концентрации в зависимости от высоты разбивается на 6 составных частей, в каждой из которых приняты свои формулы расчета.

Внешняя ионосфера охватывает области высот выше максимума слоя F₂ ($h > h_{mF2}$). Выражение для расчета профиля имеет вид:

$$n_1(h) = n_e(h_0) + m_1(h - h_0) + \sum_{i=1}^n (m_{i+1} - m_i) d_i \cdot \ln \left[\frac{1 + \exp\left(\frac{h - h_i}{d_i}\right)}{1 + \exp\left(\frac{h_0 - h_i}{d_i}\right)} \right], \quad (3.38)$$

где $n_e(h_0)$ – электронная концентрация в максимуме слоя F₂,

m_i, d_i – параметры данной аналитической функции, которые определяются по значениям концентрации в ряде узловых точек на фиксированных высотах (с интервалом 50-100 км); количество узловых точек (i) определяется программно.

Электронная концентрация в них рассчитывается по формуле:

$$n_e(h) = N_{mF2} \cdot k \cdot \exp(-y), \quad (3.39)$$

где k – корректирующий множитель,

$$y = f(x, \beta, \eta, \delta, \xi),$$

$$x = \frac{h - h_{mF2}}{1000 - h_{mF2}} \cdot 700 + 300 - \delta,$$

β, η, δ, ξ – функции геомагнитной широты Φ , солнечной активности и критической частоты слоя F_2 .

Расчетные формулы для $y, \beta, \eta, \delta, \xi$ взяты из [235]. Параметры максимума области $F(N_{mF2}, h_{mF2})$ на низких и средних широтах и значения h_{mF2} рассчитываются с использованием коэффициентов МККР, содержащихся в [235] для высоких широт до области полярной шапки значения N_{mF2} определяется по специально разработанной модели, построенной на основе работы [237].

$$f_{0F2} = k \cdot M \cdot A_0 \cos^n \chi_0, \quad (3.40)$$

$$A_0 = a[1 + b(\lg F_{10.7} - 1.812)], \quad (3.41)$$

$$n = c + d \cdot R, \quad (3.42)$$

где a, b, c, d – сезонные коэффициенты,

χ_0 – зенитный угол Солнца в полдень,

M – магнитный фактор, отражающий различие условий на обоих концах магнитной силовой трубки,

K – параметр, зависящий от уровня солнечной и магнитной активности, сезона и времени суток.

В области полярной шапки используется модель института экспериментальной метеорологии [238]:

$$f_{0F2} = \alpha_1 f_1 + \alpha_2 f_2 + \alpha_3 f_3 + \alpha_4 f_4 + \alpha_5 f_5, \quad (3.43)$$

где α_i – параметры, зависящие от уровня солнечной и геомагнитной активности, времени суток и номера дня года,

f_i – функции, описывающие наиболее типичные пространственные распределения электронной концентрации в области полярной шапки.

В нижней части области F и области F₁ электронная концентрация рассчитывается в полном соответствии с моделью IRI. В нижней ионосфере электронная концентрация рассчитывается по формуле:

$$\ln n_e(h, \chi, \Phi, N_d) = \sum_{i=1}^{11} \alpha_i(\chi, \Phi, N_d) \cdot Z^{i-1}(h, \chi, \Phi) \quad (3.44)$$

где χ – зенитный угол солнца,

N_d – номер дня в году,

α_i – коэффициенты аппроксимирующего полинома,

$$Z = \frac{h - h_0(\chi, \Phi)}{200 - h_0(\chi, \Phi)}, \quad (3.45)$$

где h_0 – начальная высота расчета.

Так вычисляется точка $\tau_j(f)$ для j -ой моды на частоте f .

Синтезированные ионограммы позволяли идентифицировать основные моды распространения КВ радиосигнала путем сопоставления обрабатываемой ионограммы с ионограммой, синтезированной по описанной выше методике.

3.3.2. География и условия проведения натурных экспериментов

Российская сеть станций наклонного ЛЧМ-зондирования КВ радиолний состоит из передающих пунктов в городах Йошкар-Оле, Иркутске, Магадане, Хабаровске (пос. Вяземский Хабар. края), Норильске и приемных – в городах Йошкар-Оле, Иркутске, Нижнем Новгороде, Хабаровске, Троицке (Моск. обл.) и Ростове-на-Дону (рис.3.16). Проведенные исследования [239] позволили осуществлять прием зондирующих сигналов передающих пунктов ЛЧМ-ионозондов НАТО, расположенных (рис.3.16) в Великобритании (Inskip, Farnborough), в Норвегии на о. Ян-Майен, на о. Шпицберген (Svalbard), на о. Кипр, в Испании (San Torcaz).



Рис. 3.16

В данной диссертационной работе для экспериментальной проверки разработанных алгоритмов и методик были использованы данные НЗИ на трех радиотрассах: Хабаровск – Йошкар-Ола, Великобритания – Йошкар-Ола, Кипр – Йошкар-Ола. Координаты приемного и передающих пунктов приведены в таблице 3.7; длина трасс и диапазон излучаемых частот – в таблице 3.8; далее в тексте вместо полных названий трасс используются их номера.

Таблица 3.7

Номер пункта	Название пункта	Широта	Долгота
1	Йошкар-Ола	056.6 сев. ш.	047.8 вост. д.
2	Хабаровск (пос. Вяземский)	047.5 сев. ш.	134.7 вост. д.
3	Великобритания (Inskip)	054.0 сев. ш.	003.0 зап. д.
4	Кипр	035.0 сев. ш.	034.0 вост. д.

Таблица 3.8

Номер трассы	Пункты передачи – приема	Длина трассы, км	Начальная – конечная частоты излучения, МГц
2-1	Хабаровск – Йошкар-Ола	5700	4 – 30
3-1	Великобритания – Йошкар-Ола	3100	4.2 – 30 (32)
4-1	Кипр – Йошкар-Ола	2600	5 – 30 (32)

Все три трассы относятся к среднеширотным, однако, имеют разную географическую ориентацию (рис.3.16): восток-запад, запад-восток и юг-север

для трасс 2-1, 3-1, 4-1 соответственно. Трассы покрывают различные часовые пояса. На трассе 2-1 вследствие ее протяженности отсутствует прохождение односкачковых мод (в отличие от трасс 3-1, 4-1). Широта приемного пункта 1 близка к широте передающего пункта 3, а долгота приемного пункта 1 близка к долготе передающего пункта 4, так что трассы 3-1 и 4-1 образуют угол близкий к прямому. Все это обуславливает разные условия прохождения радиоволн на радиотрассах 2-1, 3-1, 4-1.

Скорость перестройки частоты зондирующего ЛЧМ сигнала для всех трасс была равна 100 кГц/с. Верхний частотный предел диапазона зондирования (см. табл. 3.8) на трассах 3-1, 4-1 в экспериментах конца 2002 – 2003 гг. был равен 32 МГц, в других – 30 МГц. Тип приемной антенны в пункте 1 – широкополосный горизонтальный диполь; тип передающей антенны в пункте 2 – горизонтальный ромб, а в пунктах 3 и 4 – антенны типа ЛПА.

Выборка ионограмм охватывает все сезоны года; ионограммы снимались, как правило, круглосуточно с периодом 15 минут. Всего было обработано около 5560 ионограмм (точнее, временных рядов сигнала разностной частоты, т.к. требовалась их спектральная обработка с “нестандартными” параметрами).

При “стандартной” обработке, временной ряд сигнала разностной частоты разбивается на элементы длительностью 0.4 секунды с перекрытием 50 %, так, что база элемента составляла $0.4 \cdot 10^5$; а разрешающая способность по задержке была равна 25 мкс. Разрешающая способность по частоте равна 100 кГц. Перед применением процедуры БПФ, элементы временного ряда умножаются на весовую функцию Хемминга. В данной работе для увеличения разрешения по рабочей частоте, было увеличено перекрытие выборок сигнала разностной частоты, т.о. разрешение по рабочей частоте составило 20 кГц.

Автор принимал непосредственное участие в подготовке и проведении экспериментов НЗИ на радиотрассах 2-1 в 1999–2003 гг. и 3-1, 4-1 в 2001–2003 гг. Кроме того, были использованы данные НЗИ трассы 2-1 в 1996–1998 гг., полученные без личного участия автора.

3.3.3. Выявленные модели многолучевости, их частоты и относительные частотные границы

Модели многолучевости выявлялись [33,38,67] и получали свои номера по мере увеличения выборки ионограмм. На рис. 3.17 показан порядок следования моделей на “классической” ионограмме (сигнал сильный, для основных мод КВ радиосигнала наблюдается прохождение и нижних и верхних лучей).

Все выявленные модели МЛ представлены в таблице 3.9. В таблице обозначения мод на рисунках даны для односкачковых радиолиний. Далее в тексте, для краткости, поступим так же: обозначения мод будем приводить для односкачковых радиолиний, подразумевая для двухскачковых соответствие согласно табл. 3.9, если нет особых оговорок.

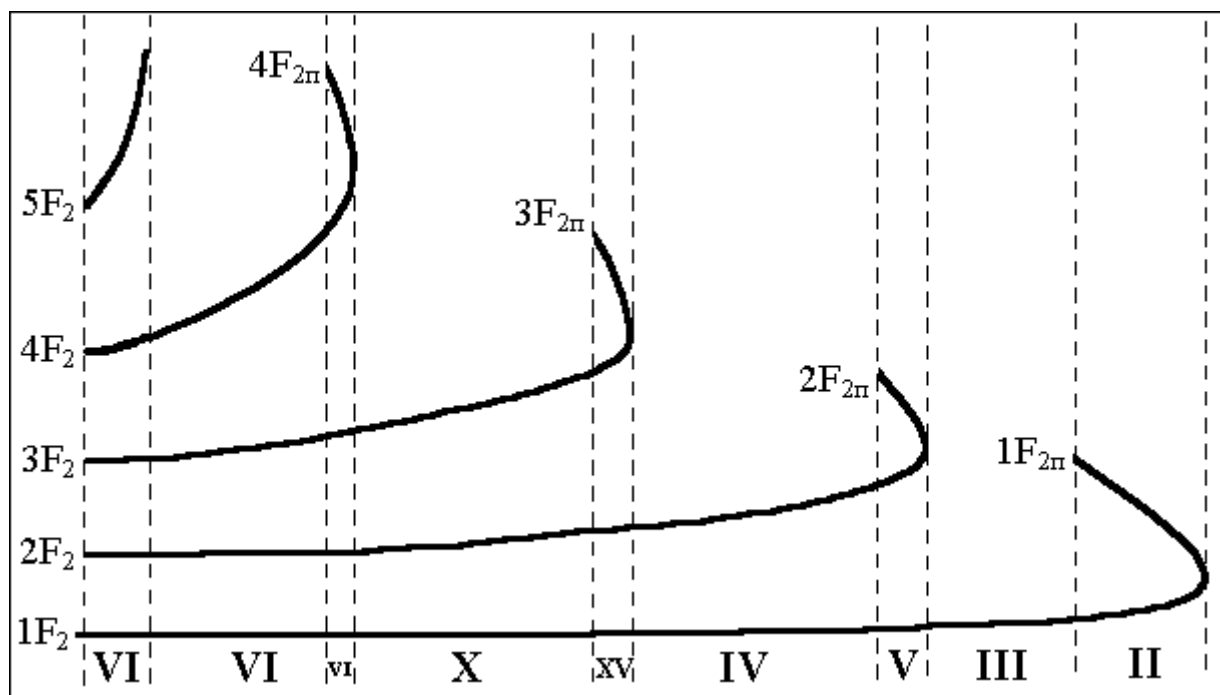


Рис. 3.17. Расположение моделей многолучевости на “классической” ионограмме

К модели VI были отнесены случаи с любыми сочетаниями мод, если мод три и более, и находящиеся по частоте до X модели. Частота каждого отдельного случая невелика, поэтому они объединены в одну модель. Чаще всего, в VI модели было 4 или 5 мод. На одной ионограмме могло быть несколько диапазонов многолучевости, отнесенных к VI модели, и отличавшихся числом мод. На рисунке VI модели пунктирными линиями показаны комбинированные моды.

Таблица 3.9

<i>M</i>	<i>N</i>	<i>Моды для односкачковых</i>	<i>Моды для двухскачковых</i>	<i>Расположение (схематично) треков мод на ионограмме НЗИ</i>
I	1	1E (1Es)	2E (2Es)	
II	2	1F ₂ , 1F _{2п}	2F ₂ , 2F _{2п}	
III	1	1F ₂	2F ₂	
IV	2	1F ₂ , 2F ₂	2F ₂ , 3F ₂	
V	3	1F ₂ , 2F ₂ , 2F _{2п}	2F ₂ , 3F ₂ , 3F _{2п}	
VI	3-8	1F ₂ , 2F ₂ , 3F ₂ , 4F ₂ , 4F _{2п} , 1E, и др.	2F ₂ , 3F ₂ , 4F ₂ , 5F ₂ , 5F _{2п} , 2E, и др.	
VII	3	1F ₂ , 1F _{2пО} , 1F _{2пХ}	2F ₂ , 2F _{2пО} , 2F _{2пХ}	
VIII	3	1F ₂ , 2F _{2О} , 2F _{2Х}	2F ₂ , 3F _{2О} , 3F _{2Х}	
IX	3	1F ₂ , комб., 2F ₂	2F ₂ , комб., 3F ₂	
X	3	1F ₂ , 2F ₂ , 3F ₂	2F ₂ , 3F ₂ , 4F ₂	
XI	1	2F ₂	3F ₂	
XII	1	1F _{2п}	2F _{2п}	
XIII	2	2F ₂ , 2F _{2п}	3F ₂ , 3F _{2п}	
XIV	2	2F ₂ , 3F ₂	3F ₂ , 4F ₂	
XV	4	1F ₂ , 2F ₂ , 3F ₂ , 3F _{2п}	2F ₂ , 3F ₂ , 4F ₂ , 4F _{2п}	

Во всех моделях, кроме VII и VIII, обыкновенный и необыкновенный магнитоионные компоненты луча не разделяются (не разрешаются). Поэтому, например, запись 1F₂ подразумевает оба магнитоионных компонента О и Х.

Для моделей VII и VIII, образованных в результате магнитоионного расщепления мод $1F_{2п}$ и $2F_2$ соответственно, магнитоионные компоненты луча обозначены нижними индексами: $1F_{2пO}$, $1F_{2пX}$ и $2F_{2O}$, $2F_{2X}$.

Модель IX образована при участии комбинированной моды.

Модели XI, XII, XIII, XIV возникают при отсутствии нижнего луча $1F_2$ (или он очень короткий), но при условии наличия верхнего луча $1F_{2п}$.

Была исследована частость моделей многолучевости [33, 38, 52, 67].

Для всех выявленных моделей многолучевости был подсчитан процент ионограмм, на которых присутствует эта модель. Результат – в таблице 3.10.

Таблица 3.10

<i>M</i>	Модели присутствуют, % ионограмм		
	Трасса 2-1	Трасса 3-1	Трасса 4-1
I	0.01	0.00	5.14
II	44.07	62.15	85.63
III	50.21	51.47	53.65
IV	38.90	57.22	55.91
V	18.74	12.46	39.99
VI	96.37	96.01	92.17
VII	2.79	0.06	9.53
VIII	0.00	0.00	11.36
IX	0.00	14.48	6.38
X	33.28	41.94	29.45
XI	0.00	10.09	0.00
XII	0.00	10.67	0.00
XIII	0.00	3.51	0.00
XIV	0.00	9.13	0.00
XV	0.00	0.00	35.59

На основе этой таблицы делаем вывод о наиболее вероятных моделях. Детально исследуем модели, встречающиеся на более чем 20 % ионограмм для всех трех трасс. Это модели II, III, IV, VI, X. Для трассы 4-1 этому условию удовлетворяют также модели V и XV.

Для наиболее частых моделей II, III, IV, VI, X частость была подсчитана также по следующему алгоритму: если модель существует на обеих соседних ионограммах (при условии что между этими соседними ионограммами не больше 1 часа), то считается, что модель существует все время от начала первой ионограммы до конца второй. Результат этого подсчета в таблице 3.11.

Таблица 3.11

Трасса	Год	Модели присутствуют, % от времени суток				
		III	VI	II	IV	X
2-1	все	43.34	87.22	42.20	35.36	29.67
2-1	1996	60.72	92.52	30.06	37.97	13.69
2-1	1997	59.03	88.32	11.44	15.12	15.74
2-1	1998	21.39	82.16	70.45	26.82	24.24
2-1	1999	38.82	93.17	45.19	34.79	41.77
2-1	2000	53.48	96.91	52.88	51.70	25.46
2-1	2001	16.63	88.31	24.79	46.64	53.49
2-1	2002	62.12	95.67	76.18	65.22	60.90
2-1	2003	9.23	88.66	38.54	15.88	21.76
3-1	все	48.69	84.52	55.19	48.71	38.61
3-1	2001	32.72	88.76	60.75	39.91	32.41
3-1	2002	66.96	81.50	54.27	60.89	49.23
3-1	2003	42.62	79.90	44.29	40.47	28.37
4-1	все	44.32	75.14	68.76	44.59	21.10
4-1	2001	40.82	77.54	64.95	41.32	11.06
4-1	2002	59.51	68.69	86.17	58.87	48.37
4-1	2003	47.15	90.93	75.53	47.35	43.59

Подчеркнем, что это не процент ионограмм, а процент времени. Так подсчитывать частоту моделей точнее, так как в различных экспериментах НЗИ была разная периодичность съема ионограмм из-за разницы в наборе принимаемых радиолиний. В большинстве случаев, однако, снималась 1 ионограмма одной радиолинии раз в 15 минут. Поэтому, и частоты для моделей II, III, IV, VI, X в таблице 3.10 (% ионограмм), и частоты тех же моделей за все годы в таблице 3.11 (% времени) являются близкими.

В таблице 3.11 частоты моделей приведены, как по годам, так и интегрально. Могут быть значительные годовые вариации частоты моделей (см. например р/л 2-1, ММЛ II: 1997 – 11.44 %, 1998 – 70.45 %). Из этого можно сделать вывод, что желательно оперативно измерять АЧХ КВ радиолинии.

Были получены статистические данные о частотных границах ММЛ в относительных частотах [33, 60, 67]. Результаты – в табл. 3.12, 3.13, 3.14 для радиолиний 2-1, 3-1, 4-1 соответственно. На рис. 3.18, 3.19 показаны вариации частотных границ моделей МЛ в течение одних суток для радиолиний 2-1, 3-1.

Таблица 3.12

Модель	$f_0 / \text{МНЧ}$		$f_1 / \text{МНЧ}$		$M(f_1 / \text{МНЧ}) - M(f_0 / \text{МНЧ})$
	M	σ	M	σ	
II	0.94	0.11	1.00	0.01	0.06
III	0.78	0.16	0.94	0.11	0.16
IV	0.62	0.09	0.78	0.16	0.16
VI	0.36	0.06	0.53	0.08	0.17
X	0.54	0.08	0.62	0.09	0.08

Таблица 3.13

Модель	$f_0 / \text{МНЧ}$		$f_1 / \text{МНЧ}$		$M(f_1 / \text{МНЧ}) - M(f_0 / \text{МНЧ})$
	M	σ	M	σ	
II	0.89	0.09	0.95	0.02	0.06
III	0.74	0.12	0.89	0.09	0.15
IV	0.51	0.07	0.74	0.12	0.23
VI	0.31	0.07	0.38	0.05	0.07
X	0.38	0.05	0.51	0.07	0.13

Таблица 3.14

Модель	$f_0 / \text{МНЧ}$		$f_1 / \text{МНЧ}$		$M(f_1 / \text{МНЧ}) - M(f_0 / \text{МНЧ})$
	M	σ	M	σ	
II	0.76	0.10	0.97	0.04	0.21
III	0.69	0.09	0.76	0.10	0.07
V	0.66	0.22	0.69	0.21	0.03
IV	0.54	0.13	0.66	0.08	0.12
VI	0.24	0.04	0.43	0.04	0.19
X	0.43	0.04	0.52	0.09	0.09
XV	0.52	0.08	0.53	0.12	0.01

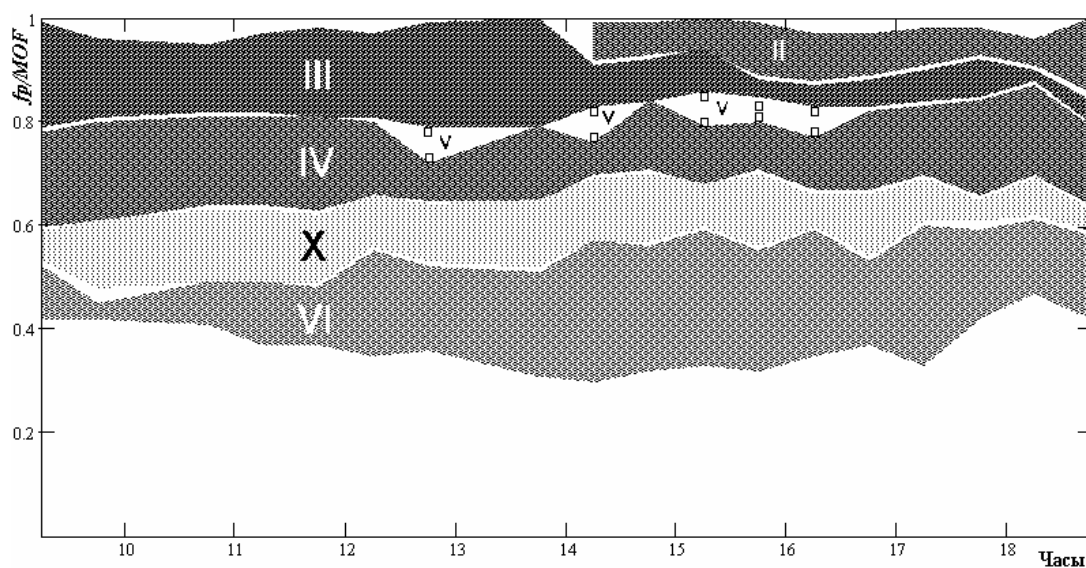


Рис. 3.18. Частотные границы моделей МЛ, 01.03.2001, трасса 2-1

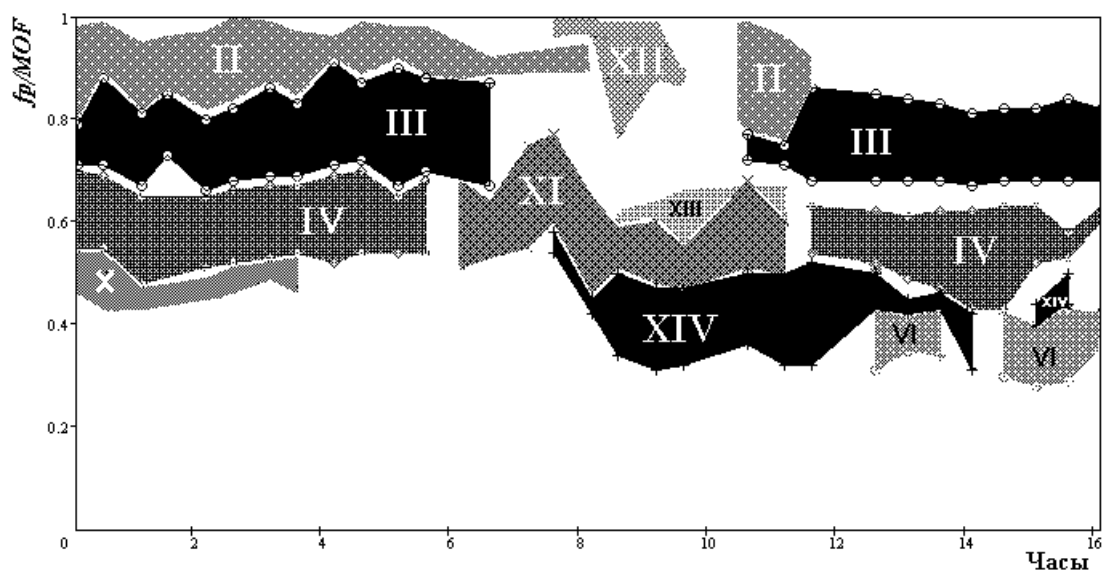


Рис. 3.19. Частотные границы моделей МЛ, 01.03.2001, трасса 3-1

Малые значения СКО относительных частотных границ для основных ММЛ (II, III, IV, VI, X) свидетельствует об устойчивости результатов. Устойчивы они и в течение суток (рис.3.18). Могут, однако, наблюдаться сильные вариации из-за, например, исчезновения моды $1F_2$ (рис. 3.19).

Сравнительно высокие значения СКО (0.13-0.16) характерны для границы между III и IV моделями для радиолиний 2-1, 3-1. Этот эффект объясняется тем, что между этими ММЛ иногда может существовать относительно редкая ММЛ V (см. табл. 3.10). Для радиолинии 4-1, где вероятность ММЛ V выше (табл. 3.10), СКО границ между ММЛ III и IV вдвое меньше и составляет 0.08 .

Для границы между II и III моделями характерно также сравнительно высокое СКО (0.09-0.11), что обусловлено сильными вариациями диапазона прохождения верхнего луча $1F_{2п}$, который более чувствителен к ионосферным возмущениям, чем нижний луч $1F_2$. Высокие значения СКО характерно также для границ моделей V и XV на радиолинии 4-1 (СКО, соответственно, 0.21-0.22 и 0.08-0.12), и моделей граничащих с ними, что так же объясняется нестабильностью верхних лучей, входящих в модели V и XV (это соответственно, $2F_{2п}$ и $3F_{2п}$).

Модели V и XV для радиолинии 4-1 при определении параметров модели АЧХ КВ радиолинии рассматриваться не будут т.к. эти модели занимают небольшие частотные диапазоны: 0.03 и 0.01 в относительных частотах

соответственно. Кроме того, эти модели образованы при участии мод $2F_{2п}$ и $3F_{2п}$ соответственно, а треки этих мод имеют практически вертикальную направленность и сильно размыты, что затрудняет определение параметров модели АЧХ КВ радиолинии.

В последней колонке табл. 3.12-3.14 приведены диапазоны, занимаемые моделями в относительных частотах. Заметим, что прохождение КВ радиоволн обычно начинается с 0.3-0.4, и весь диапазон прохождения составляет 0.6-0.7.

3.3.4. Межмодовые задержки для различных моделей многолучевости

Проведена оценка статистических характеристик межмодовых задержек для наиболее вероятных моделей многолучевости. В результате исследований (в предыдущем подпараграфе) установлено, что это модели II, III, IV, VI, X.

Межмодовые задержки были исследованы для моделей II, IV, X [31-33,36,55]. Модели III и VI из этого исследования исключены т.к. модель III – однолучевая, а модель VI – “неудобная”: число и состав лучей модели VI различно, а частота каждой “подмодели” невелика (именно поэтому они и объединены в одну модель).

Математические ожидания межмодовых задержек Δt и их СКО представлены в таблице 3.15 (см. также рис. 3.25). На рисунках 3.20 - 3.24 показаны диаграммы вариаций межмодовых задержек. Приведенное на каждом рисунке N – число ионограмм с этой моделью МЛ.

Для двухмодовых моделей II, IV на рисунках приведено по одному графику, а в таблице 3.15 по одной межмодовой задержке Δt_1 ; для трехмодовой модели X приведено по два графика и по две межмодовые задержки Δt_1 и Δt_2 (это задержки второй и третьей мод относительно первой). В таблице 3.15 приведены как данные для дня и ночи, так интегральные данные.

К дневному времени на радиотрассах 2-1, 3-1, 4-1 относили соответственно интервалы 6-18 ч, 10-21 ч, 9-19 ч по московскому времени (в приемном пункте),

а к ночным – все остальное время суток. Интегральные данные в таблице 3.15 ближе к дневным т.к. число ионограмм, на которых наблюдаются ММЛ днем в несколько раз больше, чем ночью (см. число N на диаграммах для дня и ночи).

Таблица 3.15

р/л	М	Межмодовые задержки, мс											
		День				Ночь				Общ.			
		$\Delta\tau_1$	$\sigma(\Delta\tau_1)$	$\Delta\tau_2$	$\sigma(\Delta\tau_2)$	$\Delta\tau_1$	$\sigma(\Delta\tau_1)$	$\Delta\tau_2$	$\sigma(\Delta\tau_2)$	$\Delta\tau_1$	$\sigma(\Delta\tau_1)$	$\Delta\tau_2$	$\sigma(\Delta\tau_2)$
2-1	II	0.57	0.20	-	-	0.62	0.22	-	-	0.58	0.21	-	-
	IV	0.51	0.12	-	-	0.55	0.19	-	-	0.51	0.13	-	-
	X	0.41	0.11	1.07	0.22	0.39	0.15	1.04	0.27	0.41	0.12	1.06	0.23
3-1	II	0.52	0.15	-	-	0.57	0.16	-	-	0.54	0.16	-	-
	IV	0.48	0.13	-	-	0.62	0.16	-	-	0.52	0.15	-	-
	X	0.42	0.09	1.21	0.22	0.49	0.11	1.34	0.22	0.43	0.10	1.26	0.23
4-1	II	0.53	0.16	-	-	0.55	0.15	-	-	0.54	0.16	-	-
	IV	0.51	0.12	-	-	0.60	0.16	-	-	0.54	0.14	-	-
	X	0.40	0.08	1.19	0.17	0.42	0.10	1.12	0.18	0.40	0.08	1.19	0.18

На рис.3.20 показаны суточные вариации межмодовых задержек для моделей II, IV, X на каждой из радиолиний 2-1, 3-1, 4-1.

На рис. 3.21, 3.22, 3.23 показаны сезонные вариации межмодовых задержек на радиолиниях 2-1, 3-1, 4-1 соответственно; на каждом рисунке (для каждой модели II, IV, X) показаны, как вариации данных, разделенных на дневные и ночные (нижние половины рис. 3.21, 3.22, 3.23), так и не разделенных (верхние).

На рис.3.24 показаны сезонно-годовые вариации межмодовых задержек для моделей II, IV, X на каждой из радиолиний 2-1, 3-1, 4-1.

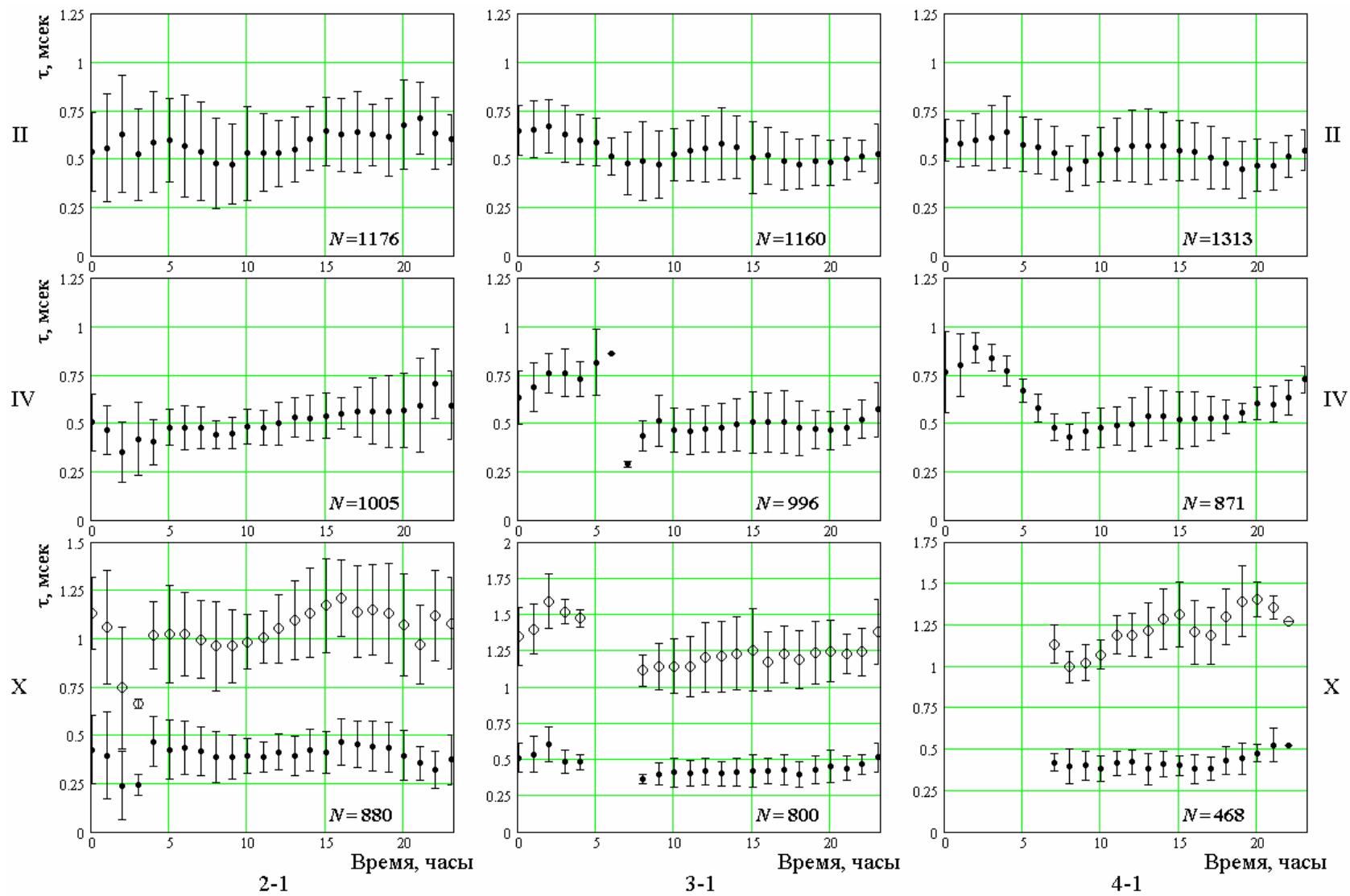


Рис. 3.20. Суточные вариации межмодовых задержек на радиолиниях 2-1, 3-1, 4-1 для моделей II, IV, X

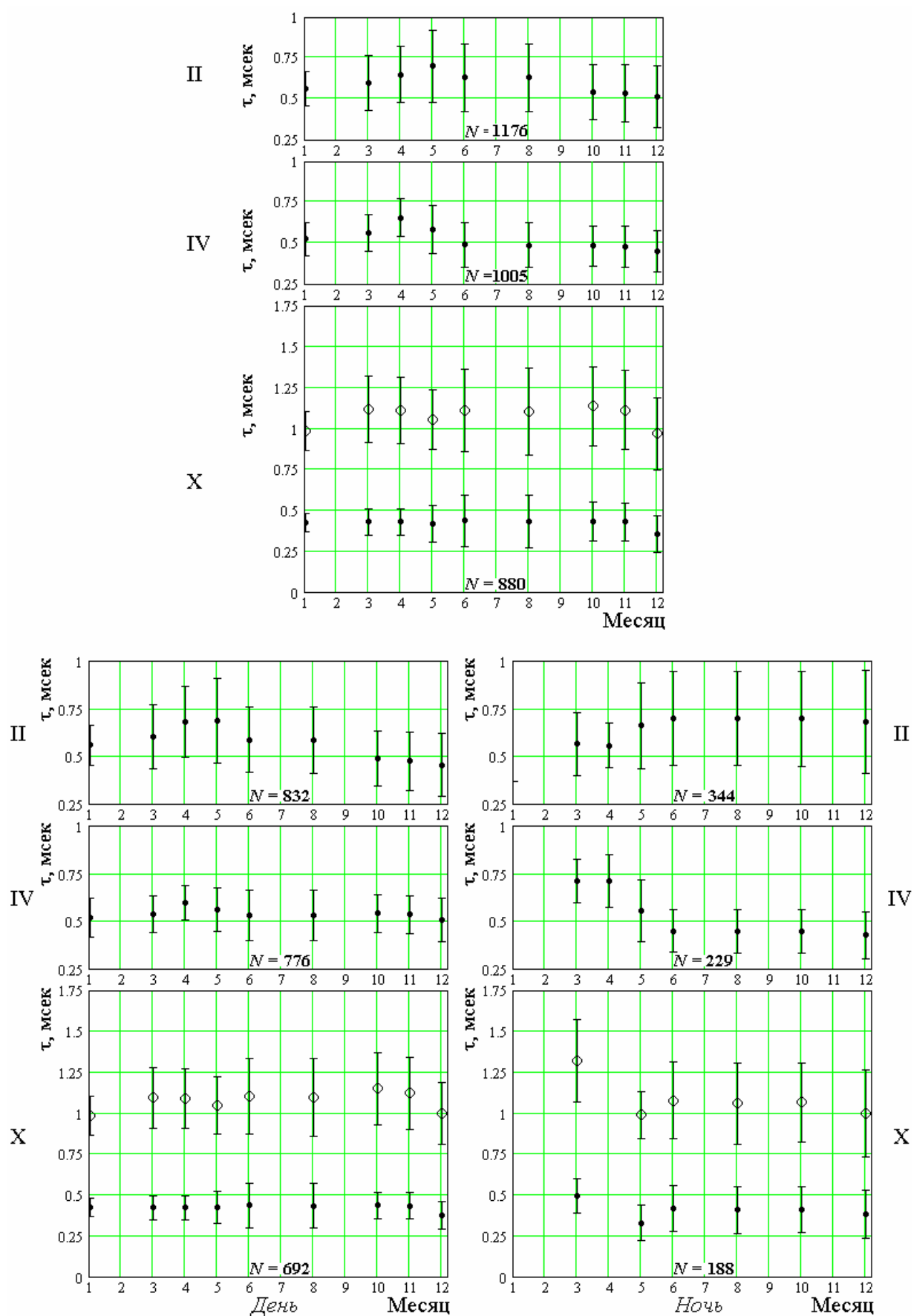


Рис. 3.21. Сезонные вариации межмодовых задержек на радиолинии 2-1

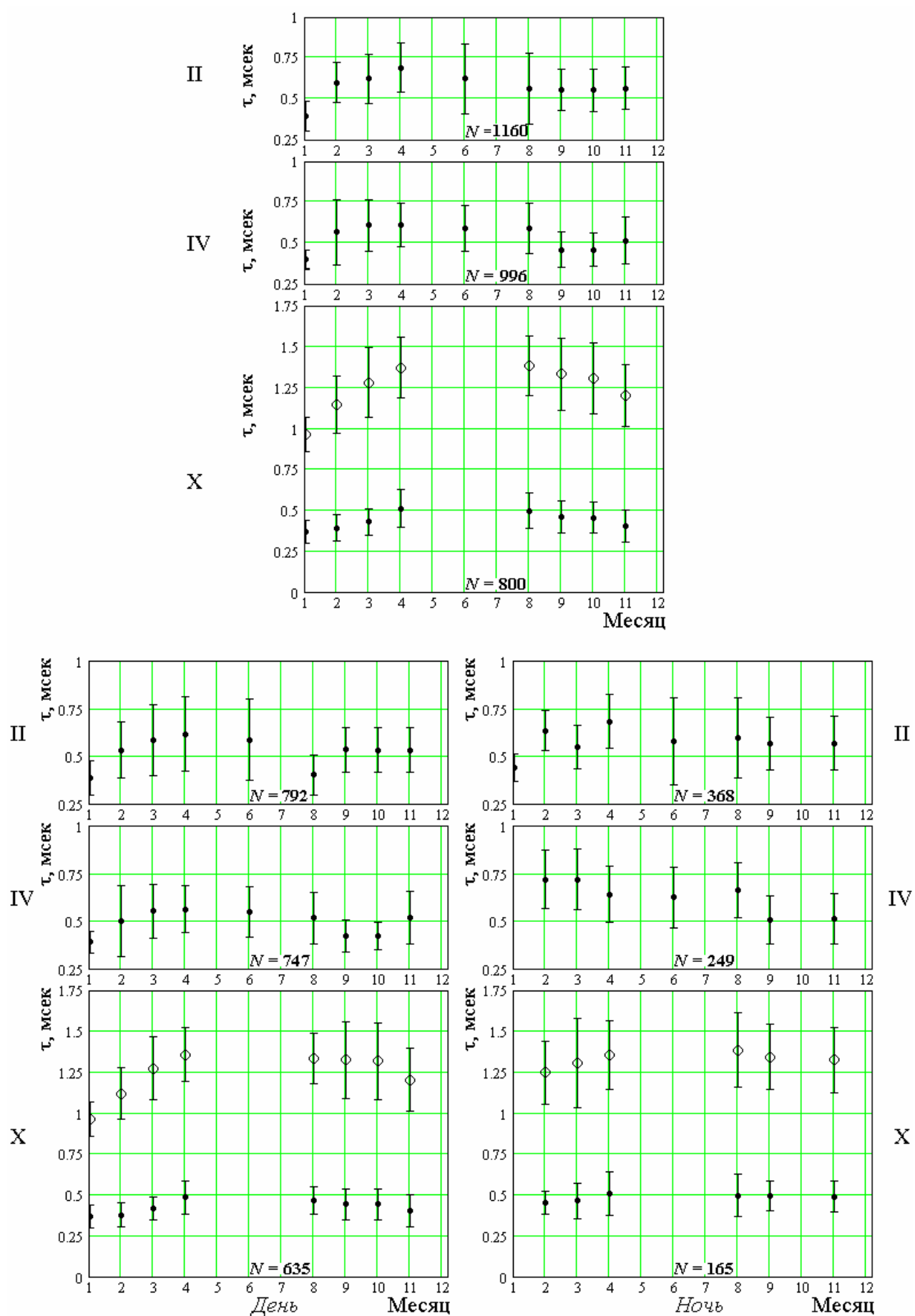


Рис. 3.22. Сезонные вариации межмодовых задержек на радиолинии 3-1

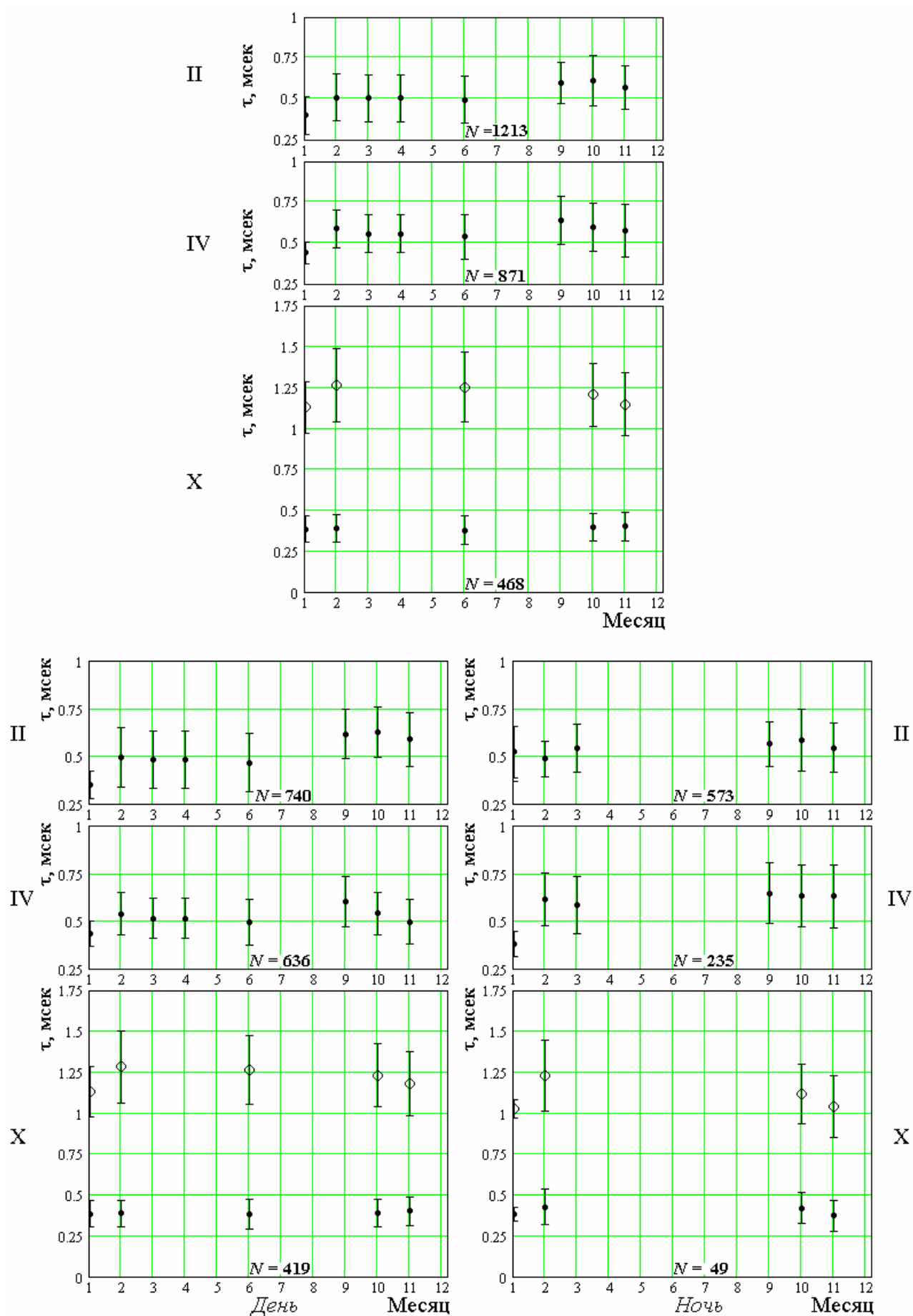


Рис. 3.23. Сезонные вариации межмодовых задержек на радиолинии 4-1

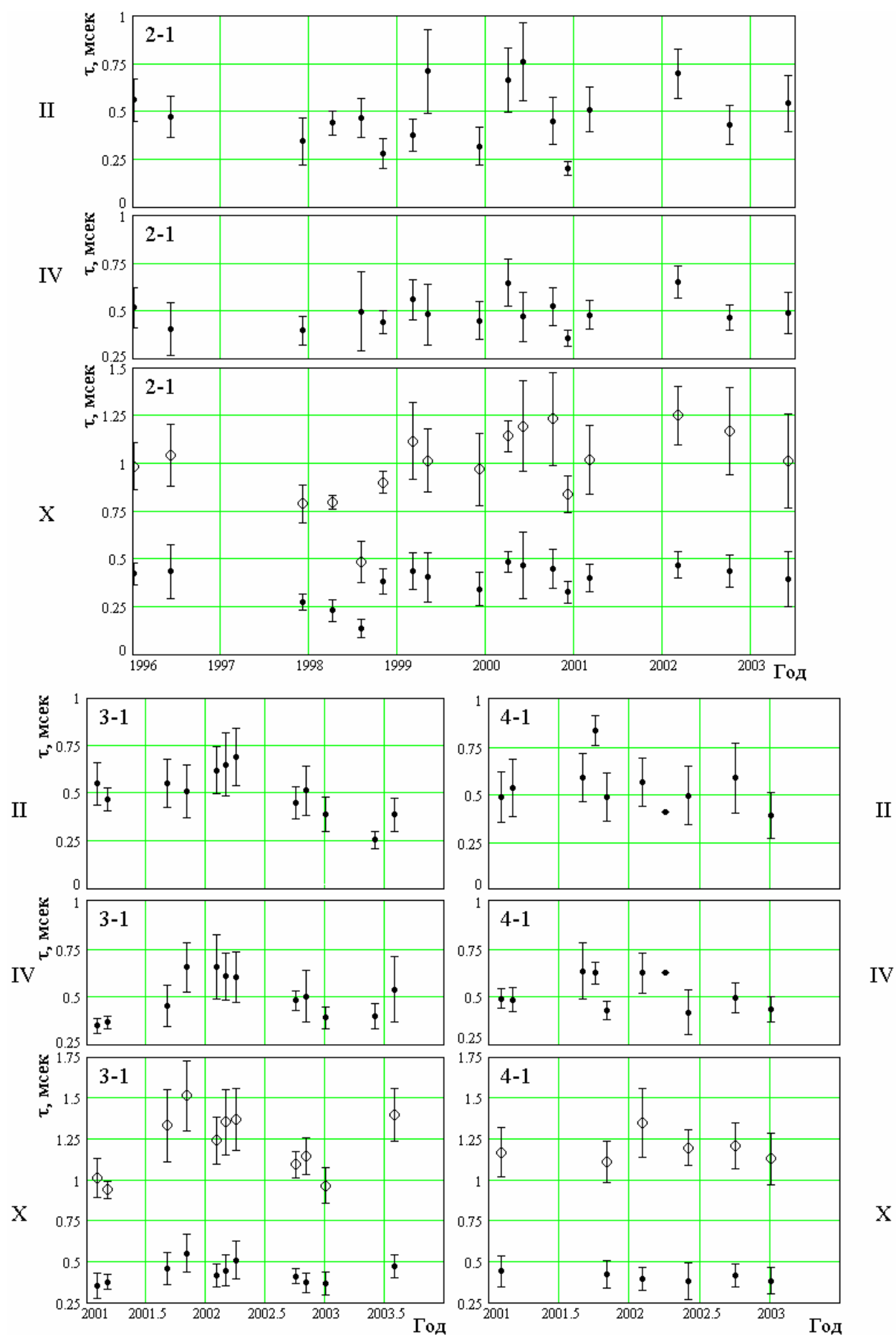


Рис. 3.24. Сезонно-годовые вариации межмодовых задержек на радиолниях 2-1, 3-1, 4-1

Разрывы на диаграммах суточных вариаций для некоторых ММЛ (особенно для X) на рис.3.20 обусловлены отсутствием ММЛ в это время суток, а на диаграммах сезонных и сезонно-годовых вариаций рис.3.21 - 3.24 — отсутствием данных наблюдений в соответствующие месяцы.

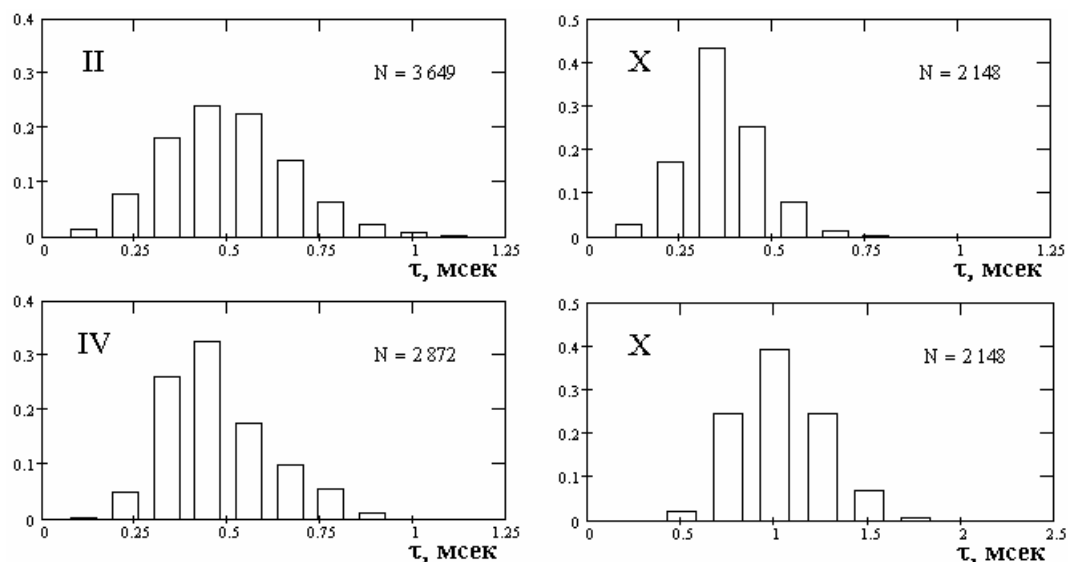


Рис. 3.25. Распределения ММЗ для ММЛ II, IV, X на всех трех радиолниях вместе

На рис.3.25 показаны гистограммы распределений ММЗ для различных ММЛ по всем трем радиолниям вместе (N – число ионограмм).

Для ММЛ II, IV, X были проведены исследования [31] корреляционных связей между межмодовыми задержками $\Delta\tau$ и индексом солнечной активности W (число Вольфа). Результаты представлены в таблице 3.16.

Таблица 3.16

Трас- са	Мо- дель	Годы		Порог		Число точек		Число ионограмм		Коэффициент корреляции			
		нач	кон	дн	нч	дн	нч	дн	нч	$(\Delta\tau_1, W)$		$(\Delta\tau_2, W)$	
										день	ночь	день	ночь
2-1	II	1996	2003	21	11	10	6	724	300	0.719	0.717		
2-1	IV	1996	2003	20	10	13	6	733	207	0.606	0.508		
2-1	X	1996	2003	17	5	11	6	643	180	0.774	0.527	0.688	0.519
3-1	II	2001	2003	25	5	8	9	738	363	0.510	0.596		
3-1	IV	2001	2003	15	5	10	7	728	249	0.281	-0.186		
3-1	X	2001	2003	30	15	7	3	560	134	0.709	0.572	0.749	0.628
4-1	II	2001	2003	20	5	6	7	693	573	0.718	0.386		
4-1	IV	2001	2003	35	0	6	7	573	235	0.754	0.680		
4-1	X	2001	2003	17	0	5	5	403	049	0.772	-0.434	0.505	-0.114

При вычислении коэффициента корреляции учитывались те точки ($W, \Delta\tau$), которые были получены по числу ионограмм, не меньше заданного (столбец

“порог”). Порог задавался как 0.2 от максимального в этой строке числа ионограмм на точку. В столбце “число ионограмм” дано общее число ионограмм, по которым получены учтенные точки (число этих точек указано в столбце “число точек”).

В большинстве случаев (табл. 3.16) наблюдается значимая положительная корреляция (0.5-0.7) между W и $\Delta\tau$. Естественно, что корреляция днем больше, чем ночью; однако уменьшение ионизации ионосферы происходит в течение всей ночи (а не с ее наступлением) и влияние дневной солнечной активности заметно и здесь. Наблюдаемая в ряде случаев отрицательная корреляция (1/6 от числа коэффициентов) также относится к ночному времени.

Положительная корреляция между W и $\Delta\tau$ говорит о возрастании межмодовых задержек с повышением солнечной активности. Эти, полученные экспериментально, результаты качественно подтверждаются результатами расчетов [240] времен группового запаздывания парциальных мод на основе данных о вариациях геометрических параметров ионосферы.

Также была исследована корреляция межмодовых задержек и Dst индекса магнитной активности [64]. Для среднесуточных значений $\Delta\tau$ и Dst для наиболее вероятных ММЛ II, IV, X были получены значения коэффициента корреляции, составившие по модулю от 0.026 до 0.519 для различных трасс и ММЛ. Наибольшее влияние магнитной активности испытывает радиолиния 2-1. Наименьшее влияние магнитной активности испытывает радиолиния 4-1, так как она расположена дальше двух других от верхних широт (т.е. магнитного полюса). Было проведено также исследование корреляции среднечасовых значений $\Delta\tau$ и Dst для тех же ММЛ на тех же радиолиниях; коэффициент корреляции был равен не более 0.2 по модулю. Это говорит о том, что время суток является более важным фактором (чем магнитная активность), определяющим регулярные вариации значений $\Delta\tau$.

3.4. Измерение характеристик АЧХ многолучевой ионосферной КВ радиолинии: глубины замираний и частотных полос конструктивной интерференции

3.4.1. Методика измерения

По АЧХ каждого идентифицированного интервала многолучевости вычисляются ключевые характеристики АЧХ (введенные в 1 главе): строятся гистограммы распределений глубины замираний и величины (ширины) частотных полос конструктивной интерференции [25, 29].

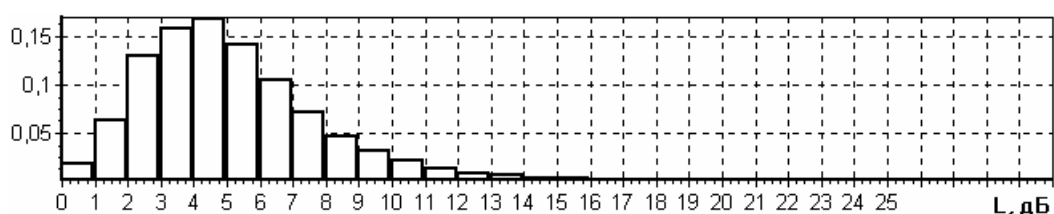


Рис. 3.26

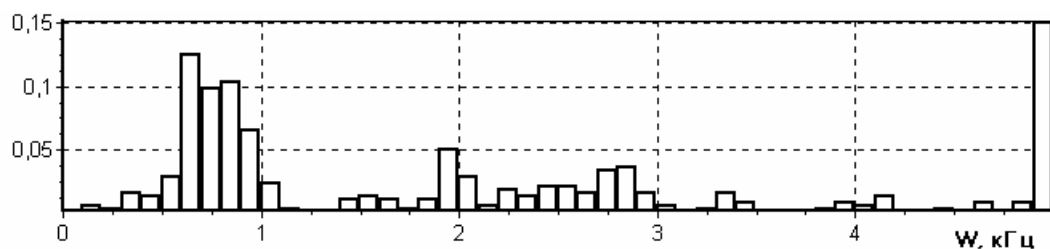


Рис. 3.27

Гистограмма распределений глубины замираний (рис. 3.26) представляет собой долю точек АЧХ (или вероятность попадания в интервал), находящихся на уровне L от максимума. Гистограмма распределения ширины полос конструктивной интерференции (рис. 3.27) представляет вероятность попадания ширины полосы конструктивной интерференции на заданном уровне от максимума (в данном примере задан равным 10 дБ) в интервал $[W, W + \Delta W]$.

3.4.2. Результаты натурных экспериментов измерения характеристик АЧХ КВ радиолинии для различных моделей многолучевости

В таблице 3.17. собраны полученные [34] статистические данные (M и σ – мат.ожидание и СКО) о характеристиках АЧХ: L , W_5 , W_{10} – глубине замираний, величине полос конструктивной интерференции АЧХ КВ радиолинии на уровнях 5 и 10 дБ соответственно; N – число ионограмм с этой ММЛ.

Таблица 3.17

Модель	Р/линия	N	L , дБ		W_5 , кГц		W_{10} , кГц	
			M	σ	M	σ	M	σ
II	все	3649	4.634	3.352	1.497	1.667	2.497	7.695
	2-1	1176	5.108	3.481	1.404	1.267	2.125	4.444
	3-1	1160	4.201	3.167	1.579	1.947	2.951	10.852
	4-1	1313	4.227	3.122	1.565	1.951	2.840	9.924
IV	все	2872	4.953	3.272	1.136	1.143	2.057	8.071
	2-1	1005	5.490	3.309	1.102	0.399	1.984	5.927
	3-1	996	4.180	3.057	1.177	1.627	2.167	10.489
	4-1	871	4.338	3.245	1.126	1.515	1.991	10.117
X	все	2148	5.063	2.760	0.670	0.436	2.281	3.834
	2-1	880	5.204	2.769	0.710	0.455	2.357	3.756
	3-1	800	4.359	2.601	0.545	0.340	1.971	4.125
	4-1	468	4.835	2.690	0.622	0.392	2.192	4.093

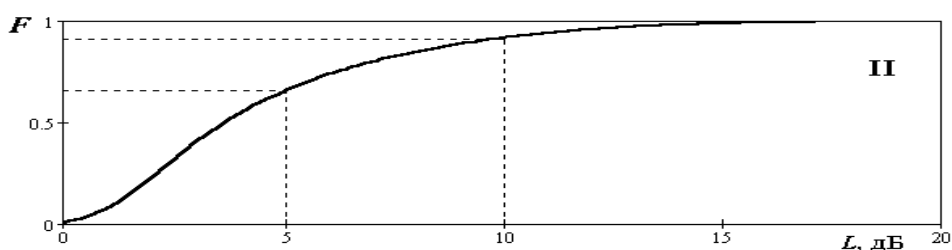


Рис. 3.28. Функция распределения глубины замираний для ММЛ II

Таблица 3.18

$L_{п}$, дБ	Вероятность непревышения глубиной замираний уровня $L_{п}$		
	II	IV	X
5	0.660	0.614	0.563
10	0.922	0.919	0.951

На рисунке 3.28 в качестве примера показана функция распределения глубины замираний для II модели МЛ. В таблице 3.18 для моделей II, IV, X

приведены вероятности непревышения глубиной замираний уровней 5 и 10 дБ, полученные по соответствующим функциям распределения.

На рисунках 3.29 и 3.30 – гистограммы распределения глубины замираний и ширины полос конструктивной интерференции по всем трем радиоприемам вместе. Это стало возможным из-за установленной близости рассматриваемых характеристик для исследуемых радиоприемов (видно по таблице 3.17).

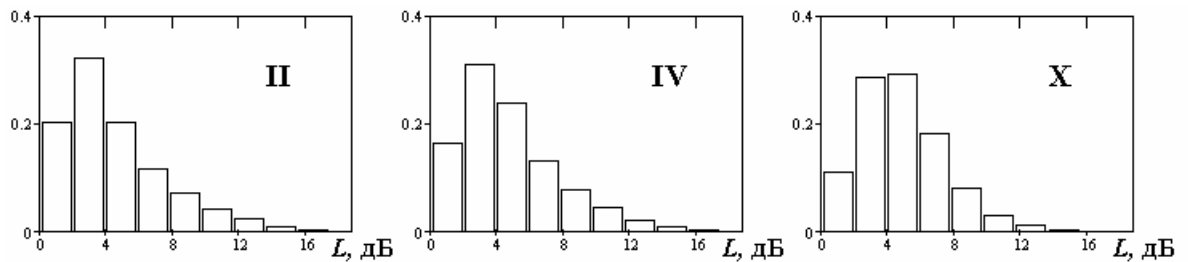


Рис. 3.29. Гистограммы распределений глубины замираний для ММЛ II, IV, X

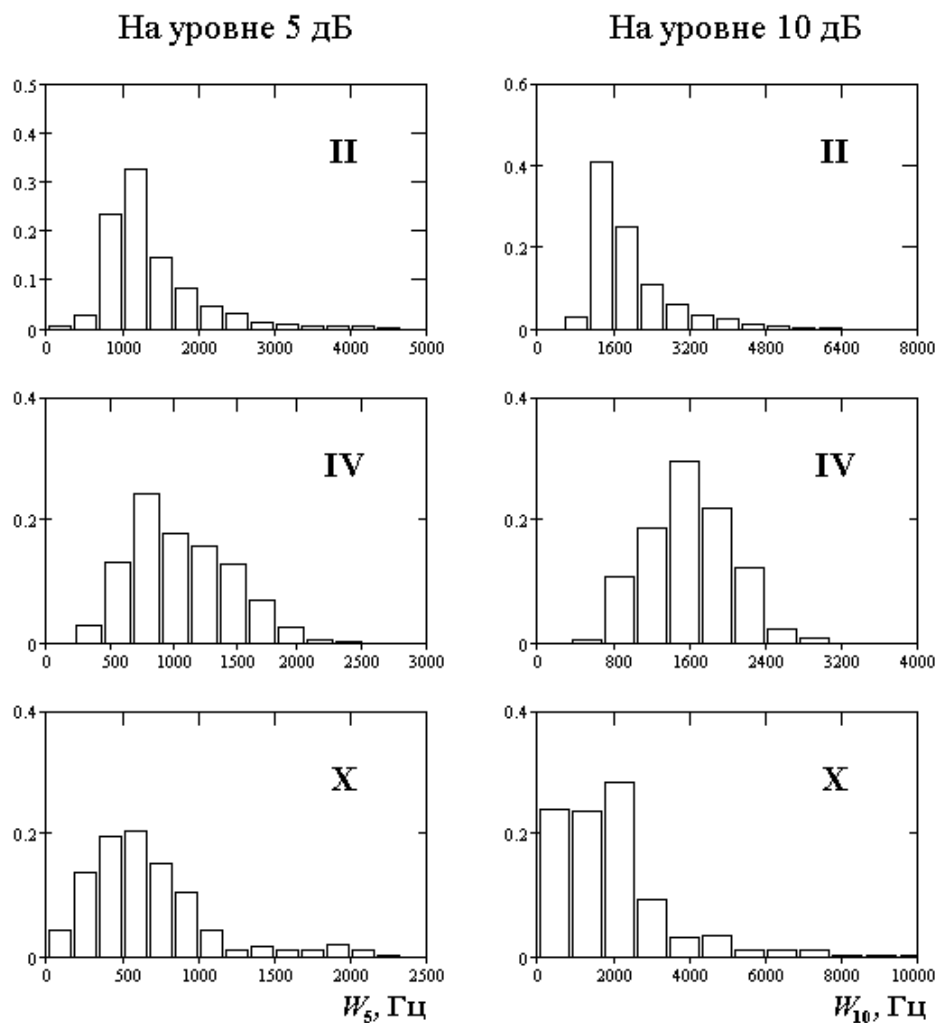


Рис. 3.30. Гистограммы распределений ширины полос конструктивной интерференции для ММЛ II, IV, X

В работе [241] на основе анализа построенной модели (на уровне 0.7 от максимума с вероятностью превышения 90%) сделан вывод об ограниченности полосы передачи несколькими килогерцами.

3.4.3. Исследование корреляции характеристик АЧХ с параметрами модели многолучевости

Была исследована [37, 44] связь ширины частотных полос конструктивной интерференции с межмодовыми задержками для моделей II, IV, X.

Для этого для каждой ионограммы строились таблицы статистических характеристик параметров модели АЧХ и характеристик АЧХ. Кроме таблицы эти данные сохранялись также в исходном виде для построения общих распределений и общих характеристик.

Примеры таких таблиц – в таблицах 3.20 и 3.21. В этих таблицах не приведены столбцы статистики ширины полос конструктивной интерференции на уровне 5 дБ от максимума, аналогичные (по названиям) столбцам для полос конструктивной интерференции на уровне 10 дБ.

Для моделей II, IV (таблица 3.19) обнаружена [37] высокая корреляция (0.8-0.9) между шириной полос конструктивной интерференции и величиной $1/\Delta\tau$. В таблице 3.19 также приведены коэффициенты уравнений $W = k \cdot (1/\Delta\tau) + b$, полученные методом наименьших квадратов.

Таблица 3.19

	Трасса	II модель			IV модель		
		Корр.	k	b	Корр.	k	b
W5	2-1	0.915	0.852	– 0.799	0.937	0.566	– 0.153
	3-1	0.801	0.743	– 0.672	0.815	0.529	– 0.084
	4-1	0.958	0.577	– 0.294	0.949	0.511	– 0.056
	все	0.834	0.789	– 0.447	0.921	0.542	– 0.101
W10	2-1	0.929	1.409	– 1.523	0.940	1.031	– 0.293
	3-1	0.742	1.126	– 0.968	0.819	0.975	– 0.155
	4-1	0.977	1.079	– 0.560	0.956	0.901	– 0.112
	все	0.811	1.314	– 1.457	0.937	0.918	– 0.159

Таблица 3.20

$f0, \text{кГц}$	$f1, \text{кГц}$	$f0/\text{МГц}$	$f1/\text{МГц}$	N	M	L_6	$p(L_6)$	L_{max}	W_{61}	$p(W_{61})$	$W_{60.1}$	$p(W_{60.1})$	A_0/A_m	$\sigma(A_0/A_m)$	A_1/A_m	$\sigma(A_1/A_m)$	A_2/A_m	$\sigma(A_2/A_m)$	A_3/A_m	$\sigma(A_3/A_m)$	$\Delta\tau_1$	$\sigma(\Delta\tau_1)$	$\Delta\tau_2$	$\sigma(\Delta\tau_2)$	$\Delta\tau_3$	$\sigma(\Delta\tau_3)$
12820	13407	0,42	0,44	3	6	2	0,165	26,8	1	0,414	4,9	0,337	0,83	0,17	1,00	0,16	0,96	0,11	0	0	0,50	0,03	1,14	0,04	0	0
13607	14040	0,45	0,47	4	6	3	0,183	30,6	1	0,386	1,5	0,196	0,84	0,11	1,00	0,05	0,94	0,07	1,00	0,20	0,14	0,02	0,68	0,03	1,32	0,03
14240	14568	0,47	0,48	3	6	1	0,169	20,2	5	0,478	4,9	0,609	1,00	0,12	0,92	0,09	1,00	0,09	0	0	0,16	0,02	0,69	0,02	0	0
14768	15740	0,49	0,52	2	6	1	0,230	29,7	1	0,985	1,7	0,913	1,00	0,16	0,92	0,20	0	0	0	0	0,56	0,06	0	0	0	0
15940	17800	0,53	0,59	3	10	3	0,169	25,1	0	0,259	4,9	0,102	1,00	0,23	0,84	0,23	0,91	0,30	0	0	0,38	0,03	0,98	0,05	0	0
18000	23500	0,60	0,78	2	4	4	0,200	36,3	1	0,721	1,8	0,157	0,97	0,37	1,00	0,31	0	0	0	0	0,47	0,07	0	0	0	0
23700	29820	0,79	0,99	1	3	4	0,320	7,5	9	1,000	4,9	1,000	1,00	0,34	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Таблица 3.21

$f0, \text{кГц}$	$f1, \text{кГц}$	$f0/\text{МГц}$	$f1/\text{МГц}$	N	M	L_6	$p(L_6)$	L_{max}	W_{61}	$p(W_{61})$	$W_{60.1}$	$p(W_{60.1})$	A_0/A_m	$\sigma(A_0/A_m)$	A_1/A_m	$\sigma(A_1/A_m)$	A_2/A_m	$\sigma(A_2/A_m)$	A_3/A_m	$\sigma(A_3/A_m)$	$\Delta\tau_1$	$\sigma(\Delta\tau_1)$	$\Delta\tau_2$	$\sigma(\Delta\tau_2)$	$\Delta\tau_3$	$\sigma(\Delta\tau_3)$
6340	6900	0,46	0,51	3	10	3	0,175	25,1	1	0,621	1,4	0,280	1,00	0,48	0,55	0,11	0,46	0,07	0	0	0,63	0,03	2,06	0,07	0	0
7100	9060	0,52	0,66	2	4	2	0,236	31,0	1	0,517	0,9	0,231	0,93	0,20	1,00	0,17	0	0	0	0	0,86	0,15	0	0	0	0
9260	11220	0,68	0,82	1	3	0	0,582	2,4	9	1,000	4,9	1,000	1,00	0,14	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
11420	13600	0,84	1,00	2	2	1	0,237	29,7	1	0,645	1,1	0,157	1,00	0,19	0,97	0,18	0	0	0	0	0,46	0,25	0	0	0	0

$f0, f1$ – начальная и конечная частоты участка многолучевости (кГц); $f0/\text{МГц}, f1/\text{МГц}$ – соответствующие им относительные частоты;

N – число лучей на интервале; M – номер модели многолучевости;

L_6 – начало наиболее вероятного 1-дБ интервала значения глубины замираний, $p(L_6)$ – вероятность попадания в этот интервал;

L_{max} – максимальное значение глубины замираний на участке МЛ;

$W_{61}, W_{60.1}$ – наиболее вероятные 1-кГц и 0.1-кГц интервалы ширины полосы конструктивной интерференции на уровне 10 дБ от максимума (для W_{61} число 9 означает “9 и более”, для $W_{60.1}$ число 4.9 означает “4.9 и более”), $p(W_{61}), p(W_{60.1})$ – вероятности попадания в эти интервалы;

$A_0/A_m, A_1/A_m, A_2/A_m, A_3/A_m$ – нормированные мат. ожидания (относительно максимума амплитуд на участке) значения амплитуд лучей,

$\sigma(A_0/A_m), \sigma(A_1/A_m), \sigma(A_2/A_m), \sigma(A_3/A_m)$ – их среднеквадратичные отклонения;

$\Delta\tau_1, \Delta\tau_2, \Delta\tau_3$ – средние разности межмодовых задержек (относительно минимальной),

$\sigma(\Delta\tau_1), \sigma(\Delta\tau_2), \sigma(\Delta\tau_3)$ – их среднеквадратичные отклонения;

На рис.3.31 в качестве примера приведены корреляционные поля W_{10} (по гориз. оси) и $1/\Delta\tau$ (по вертик. оси) для ММЛ II и IV на радиолинии 3-1.

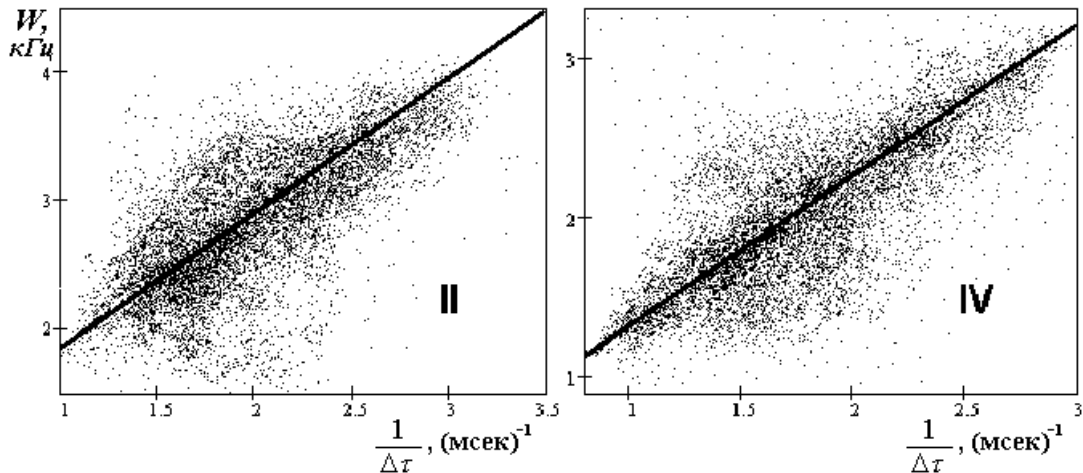


Рис. 3.31. Корреляционные поля $(1/\Delta\tau)$ и W_{10} для II, IV моделей МЛ на р/линии 3-1

Более сложная ситуация возникла при установлении функциональных связей для X модели ММЛ, поскольку в этом случае прием является трехлучевым, а параметрами модели являются уже две межмодовые задержки $\Delta\tau_1$ и $\Delta\tau_2$. Было исследовано наличие корреляционной связи между величинами W_5 и W_{10} с отношениями: $1/\Delta\tau_1$, $1/\Delta\tau_2$, $\frac{1}{\Delta\tau_1 \cdot \Delta\tau_2}$ и $TW_1 = \frac{1}{\Delta\tau_1 \cdot \Delta\tau_2 \cdot (\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1)}$.

Полученные результаты приведены в таблицах 3.22 и 3.23. В последних двух столбцах таблиц – коэффициенты уравнения $W = k \cdot Tw + b$.

Таблица 3.22

Трасса	Коэффициент корреляции W_5 с				$W_5 = k \cdot Tw + b$	
	$\frac{1}{\Delta\tau_1}$	$\frac{1}{\Delta\tau_2}$	$\frac{1}{\Delta\tau_1 \cdot \Delta\tau_2}$	$\frac{1}{\Delta\tau_1 \cdot \Delta\tau_2 \cdot (\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1)}$	k	b
2-1	0.34	0.34	0.59	0.75	0.31	0.16
3-1	0.39	0.33	0.54	0.68	0.22	0.12
4-1	0.30	0.35	0.44	0.60	0.25	0.09
все	0.35	0.33	0.54	0.74	0.26	0.11

Таблица 3.23

Трасса	Коэффициент корреляции W_{10} с				$W_{10} = k \cdot Tw + b$	
	$\frac{1}{\Delta\tau_1}$	$\frac{1}{\Delta\tau_2}$	$\frac{1}{\Delta\tau_1 \cdot \Delta\tau_2}$	$\frac{1}{\Delta\tau_1 \cdot \Delta\tau_2 \cdot (\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1)}$	k	b
2-1	0.34	0.33	0.60	0.77	0.75	0.44
3-1	0.41	0.32	0.55	0.70	0.81	0.15
4-1	0.30	0.35	0.42	0.62	0.70	1.10
Все	0.36	0.33	0.54	0.71	0.79	0.18

Поскольку величина $\Delta\tau$ имеет размерность [мсек], т.е. $[10^{-3} \text{ сек}]$, то параметр T_{w1} имеет размерность $[10^9 \text{ сек}^{-3}]$. Для более корректного представления линейной зависимости W , выраженной в Гц (сек^{-1}), от ключевого параметра, была также исследована [44] корреляция с параметрами:

$$T_{w2} = \frac{\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1}{\Delta\tau_1 \cdot \Delta\tau_2}, \quad T_{w3} = \frac{\Delta\tau_1}{\Delta\tau_2 \cdot (\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1)}, \quad T_{w4} = \frac{\Delta\tau_2}{\Delta\tau_1 \cdot (\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1)}.$$

Эти “ключевые” параметры были выбраны по аналогии с двухлучевым случаем, т.е. обратные ММЗ в различных комбинациях; величины T_{w2} , T_{w3} , T_{w4} имеют требуемую размерность. Для T_{w2} , T_{w3} , T_{w4} КК с W_{10} равны соответственно 0.301, 0.610, 0.608 (значения для трех радиолиний вместе). Для W_5 КК имеют близкие значения.

Результаты корреляционного анализа указывают на значимую связь между полосой конструктивной интерференции и выделенным параметром многолучевости для трехлучевого канала. Этот результат позволяет в инженерных расчетах пользоваться для оценки полосы конструктивной интерференции упрощенной формулой.

3.5. Выводы

1. На основе физических моделей распространения КВ и приближения геометрической оптики получена модель АЧХ многолучевой КВ радиолинии. Показано, что передаточная функция многолучевой КВ радиолинии равна сумме передаточных функций отдельных мод. Параметрами модели для каждой моды являются зависимости $\tau_j(f)$ и $|H_j(f)|$. В результате получено аналитическое выражение для оценки АЧХ КВ радиолинии с высоким частотным разрешением. Обоснована методика вычисления параметров модели АЧХ многолучевой КВ радиолинии по ионограмме НЗИ.
2. Вычислительный эксперимент по моделированию вида АЧХ многолучевой КВ радиолинии показал, что для двухлучевых

радиоканалов, ширина полос конструктивной интерференции обратно пропорциональна разности времени группового запаздывания двух лучей; найдены соотношения для полос конструктивной и деструктивной интерференции, а также их зависимости от межмодовых задержек и соотношений амплитуд.

3. Разработан алгоритм автоматического измерения АЧХ многолучевой ионосферной КВ радиолинии. Для обеспечения автоматической работы этого алгоритма разработан алгоритм автоматического выделения полезного сигнала на ионограмме НЗИ. Достоверность измерения АЧХ КВ радиолинии проверена путем сопоставления с огибающей сигнала разностной частоты.
4. Для радиолиний 2-1, 3-1, 4-1 выявлены различные модели многолучевости – устойчивые комбинации определенных мод распространения КВ радиосигнала; получены оценки частотей моделей. Наиболее вероятными (частыми) моделями являются II, III, IV, VI, X. Оценены частотные границы моделей многолучевости в относительных частотах, СКО частотных границ для наиболее вероятных моделей составляет 0.04-0.16 (в относительных частотах).
5. Для моделей II, IV, X собраны данные по вариациям межмодовых задержек: исследованы суточные, сезонные, сезонно-годовые вариации. Было обработано более 5500 ионограмм. Была установлена положительная корреляционная связь межмодовых задержек с солнечной активностью, что согласуется с данными других исследователей.
6. Собраны статистические данные о ключевых характеристиках АЧХ многолучевой КВ радиолинии: глубине замираний L и ширине полос конструктивной интерференции W на уровнях 5 и 10 дБ; получено $M(L)$ около 5 дБ; $M(W_5) = 0.6 \dots 1.5$ кГц; $M(W_{10}) = 2 \dots 3$ кГц.
7. Установлена связь ширины полос конструктивной интерференции с межмодовыми задержками. Для II и IV моделей корреляция между

шириной полос конструктивной интерференции и величиной $1/\Delta\tau$ составляет 0.8-0.9; зависимости имеют вид $W = k \cdot (1/\Delta\tau) + b$; для них найдены коэффициенты k , b . Для X модели параметрами, хорошо коррелирующими (0.6-0.7) с величиной частотных полос конструктивной интерференции, являются

$$T_{w1} = \frac{1}{\Delta\tau_1 \cdot \Delta\tau_2 \cdot (\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1)}, \quad T_{w3} = \frac{\Delta\tau_1}{\Delta\tau_2 \cdot (\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1)},$$

$$T_{w4} = \frac{\Delta\tau_2}{\Delta\tau_1 \cdot (\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1)}.$$

4. Автоматизированный аппаратно-программный комплекс на основе наклонного ЛЧМ-ионозонда, обеспечивающий измерение АЧХ КВ радиолинии, помех различных видов и исследование многолучевого распространения КВ

4.1. Состав и функциональная схема аппаратуры комплекса

4.1.1. Лабораторный вариант измерительного комплекса (“Сириус”)

Лабораторный вариант измерительного комплекса разработан при участии автора и был установлен в различных вариантах и реализациях в ряде научных и научно-производственных организаций (см. акты о внедрении в Приложении). Во ФГУП “НПП «Полет»” он получил кодовое наименование “Сириус”, так что далее для краткости в тексте может использоваться это обозначение. Надо отметить, что описанная в §4.1.2 гораздо более сложная аппаратура “БСИМ «Лань»” основана на тех же общих принципах.

Общая структурная схема комплекса диагностики ионосферных радиолиний представлена на рис.4.1 [242, 1,41,68].

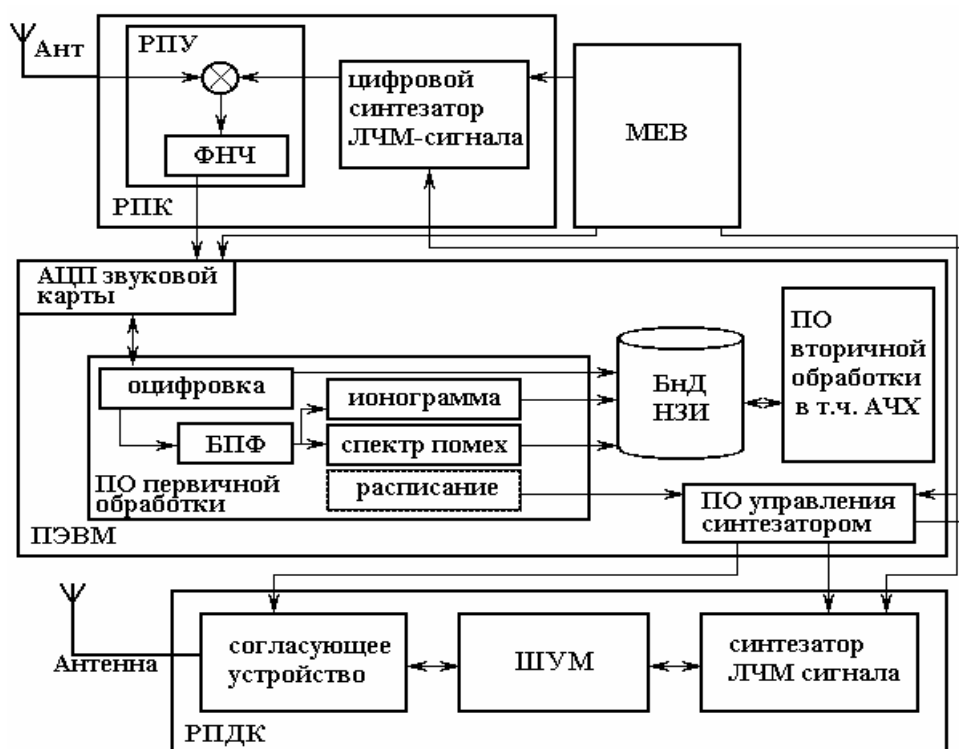


Рис. 4.1

Он состоит из трех взаимосвязанных частей: радиоприемного комплекса (РПК), радиопередающего комплекса (РПДК) и ПЭВМ управления и обработки. Рассмотрим кратко назначение каждого блока.

РПДК используется в режиме передачи диагностирующего сигнала и служит для формирования диагностирующего непрерывного ЛЧМ сигнала, его усилении по мощности и излучения в пространство. В состав РПДК входят:

- синтезатор непрерывного ЛЧМ сигнала;
- широкополосный усилитель мощности (ШУМ);
- согласующее устройство (СУ);
- передающая антенна.

РПК используется в режиме приема диагностирующего сигнала и служит для приема диагностирующего ЛЧМ сигнала, его корреляционной обработки, и демодуляции. В состав РПК входят:

- синтезатор непрерывного ЛЧМ сигнала;
- радиоприемное устройство (РПУ);
- приемная антенна.

ПЭВМ управляет работой всех технических средств комплекса диагностики в режимах приема и передачи диагностирующего сигнала, а также обрабатывает результаты диагностики радиолиний. В ПЭВМ установлено программное обеспечение (ПО) управления синтезатором ЛЧМ сигнала РПК и РПДК, построения ионограмм, их обработки и занесения в банк данных (БнД); ПО вторичной обработки (см. далее). В ПЭВМ находится также модуль единого времени (МЕВ), являющийся источником точного времени.

Кроме того, в состав диагностирующего комплекса входит опорный генератор, формирующий высокостабильный опорный сигнал заданной частоты. Этот сигнал используется для формирования когерентных ЛЧМ сигналов. Также этот сигнал поступает в МЕВ для формирования импульса запуска аппаратуры в режиме диагностики и тактовых последовательностей управления электронными часами.

Рассмотрим функционирование технических средств в режиме излучения диагностирующего ЛЧМ сигнала. В этом режиме оператор в программе управления синтезатором задает параметры диагностирующего сигнала и время начала его излучения. Эти данные поступают от ПЭВМ в синтезатор ЛЧМ сигнала РПДК и в МЕВ. В момент, когда показания часов МЕВ совпадают со временем начала излучения диагностирующего сигнала, МЕВ формирует импульс «Пуск». С приходом этого импульса в синтезатор ЛЧМ сигнала, тот начинает формировать непрерывный ЛЧМ сигнал с параметрами, заданными оператором. Диагностирующий сигнал с выхода синтезатора поступает в ШУМ, где он усиливается по мощности и через СУ, предназначенное для согласования антенны с выходным импедансом ШУМ, поступает на антенну РПДК. РПК комплекса диагностики в режиме излучения диагностирующего ЛЧМ сигнала не принимает участие.

Прием диагностирующего сигнала осуществляется РПК. Оператор в программе управления синтезатором, как и при излучении, задает параметры ЛЧМ сигнала и время начала его излучения. Эти данные поступают от ПЭВМ в синтезатор ЛЧМ сигнала РПДК и в МЕВ. Поскольку часы МЕВ приемного и передающего пунктов синхронизированы между собой, то в момент начала излучения диагностирующего ЛЧМ сигнала совпадает с началом приема диагностирующего сигнала на приемном пункте. Диагностирующий сигнал, распространяясь в ионосфере, попадает на антенну РПК. Синтезатор РПК формирует ЛЧМ сигнал для первого гетеродина РПУ, когерентный излучаемому и отличающийся начальной частотой на величину первой промежуточной частоты (ПЧ) РПУ. Кроме того, синтезатор ЛЧМ сигнала формирует цифровой сигнал для управления преселектором РПУ. В РПУ происходит селекция и усиление принимаемого ЛЧМ сигнала, его преобразование и сжатие в частотной области. Низкочастотный сигнал разностный сигнал с РПУ поступает на вход аналогово-цифровой преобразователь (АЦП) звуковой карты ПЭВМ, где он оцифровывается и

подвергается дальнейшей обработке. РПДК комплекса диагностики в режиме приема диагностирующего ЛЧМ сигнала не принимает участие.

В качестве генератора ЛЧМ сигнала используется синтезатор, построенный по методу прямого цифрового синтеза [243].

Кроме того, в состав технических средств синтезатора ЛЧМ сигнала должен входить тактовый генератор, формирующий тактовые частоты для синтезатора ПЦС и МК из высокостабильного сигнала от опорного генератора.

Дополнительно отметим, что программа управления синтезатором, разработанная А.Г. Черновым [243], позволяет в автоматическом режиме проводить эксперименты, в которых проводится диагностика нескольких радиолиний различной протяженности. Использование параметра «Задержка» при составлении расписания для каждой радиолинии обеспечивает прием информационного сигнала в заданной полосе анализа РПУ независимо от групповой задержки диагностирующего сигнала для каждой радиолинии.

Особо нужно отметить одно важное требование к ПО ионозонда, которое осуществляет дальнейшую обработку сигнала разностной частоты: формирование ионограммы должно начинаться по приходу стартового импульса от МЭВ.

4.1.2. Промышленно выпускаемый вариант измерительного комплекса (“БСИМ «Лань»”)

Базовая станция ионосферного мониторинга (БСИМ), разработанная при участии автора [45] в ФГУП “НПП «Полет»” (г. Нижний Новгород), представляет собой двухканальный приемо-передающий комплекс, построенный на основе передовых технологий, новейших методов цифровой обработки, а также использования шумоподобных сигналов (ШПС) различного вида, что позволяет создать устойчивые, гибкие каналы передачи для удовлетворения требований различных радиосетей. При разработке БСИМ была выбрана единая для всех комплексов перспективная модульная

архитектура с использованием современного стандартного оборудования. Это позволит достичь новых технических характеристик для систем радиосвязи. БСИМ обеспечивает выполнение следующих основных функциональных задач:

- диагностику (зондирование) КВ радиолиний;
- обработку сигналов зондирования и измерения ключевых параметров (КП) радиолиний и каналов КВ связи;
- передачу и прием КП и информационных сигналов (СИ);
- измерение уровня помех в заданных каналах (определение загруженности радиоканалов (ОЗР));
- статистическую обработку данных и ведение банка данных (БнД).

На рис.Рис.4.2 приведена упрощенная общая структурная схема БСИМ, в которой можно выделить пять основных функционально-законченных радиотехнических системы (РТС):

- антенно-фидерное устройство (АФУ);
- два профессиональных радио приемо-передающих устройства (ПРППУ);
- автоматическое рабочее место (АРМ) оператора на базе персональной электронно-вычислительной машины (ПЭВМ);
- блок синтеза ЛЧМ сигнала и управления (БСУ ЛЧМ);
- модуль единого времени (МЕВ) на базе GPS (Global Position Systems) приемника и часов с микроконтроллерным блоком управления (ЧМКУ).

АФУ предназначено для управляемого с МК БСУ ЛЧМ выбора приемных или передающих КВ антенн и согласования их с ПРППУ БСИМ. В состав АФУ входят:

- набор КВ приемных и передающих антенн (Ант);
- согласующие устройства (СУ) для приемных антенн;
- управляемый антенный коммутатор (УАК).

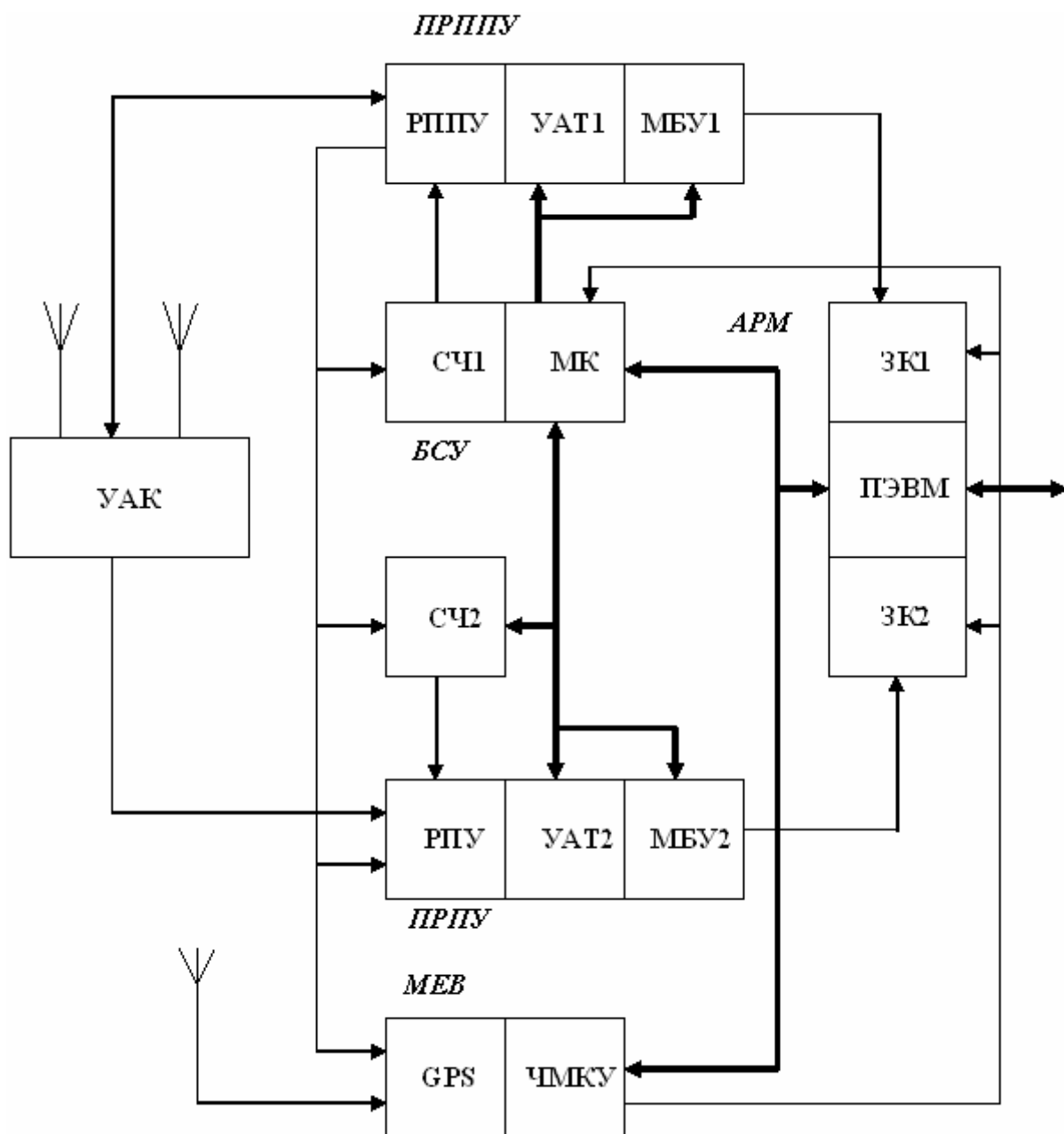


Рис.4.2.Общая упрощенная структурная схема станции ионосферного мониторинга (БСИМ)

ПРППУ предназначен для приема или передачи зондирующего ЛЧМ сигнала и информационных сигналов (СИ), а также приема сигналов помех в режиме ОЗР. В состав ПРППУ входят:

- главный тракт приема (передачи) (ГТП) или собственно ПРППУ;
- управляемый аттенюатор (УАТ);
- микропроцессорный блок управления (МБУ).

ПРППУ представляет стандартное изделие ICOM IC-78, которое построено по модульному принципу с встроенным микроконтроллером со своим

программным обеспечением. МК ПРППУ через стандартный последовательный двунаправленный интерфейс CI-V соединяется с МК БСУ ЛЧМ, предусматривающий возможность увеличения (изменения) количества выполняемых задач и адаптацию к изменяющемуся составу технических средств БСИМ.

МЕВ предназначен для формирования сигналов точного времени («привязка» к мировому времени с помощью GPS), формирования совместно с ПЭВМ временного режима работы БСИМ и сигнала «Пуск» («Старт»). В состав МЕВ входят:

- GPS приемник;
- Электронные часы с микроконтроллерным блоком управления (ЧМКУ).

АРМ предназначен для контроля и управления работой всех технических средств БСИМ, а также для обработки сигналов зондирования радиолиний и помеховой обстановки, статистической обработки данных и создания БнД. В состав АРМ входят:

- персональная электронная вычислительная машина (ПЭВМ);
- две стандартные звуковые карты (ЗК) , или два модуля цифровой обработки сигналов с АЦП;
- внешние устройства для отображения обработанных сигналов зондирования, помеховой обстановки и хранения базы данных.

АРМ реализован на базе ПЭВМ. ПЭВМ взаимодействует с МК БСУ ЛЧМ и МЕВ через стандартные порты последовательного типа (RS-232). Все сопряжения технических средств рассчитаны на обеспечение «свободной» связи между ними и в результате на принцип иерархического представления всей структуры построения БСИМ. Для обеспечения оперативности и централизованного управления взаимодействия РТС и с целью их адаптации к задачам (режимам) информационной системы в состав БСИМ входит центральная ПЭВМ с разработанными специализированными программными

средствами [45]. Функционально законченные РТС БСИМ объединены соответствующими функциональными связями. Для формирования когерентного непрерывного ЛЧМ сигнала и информационных сигналов (СИ) используется высокостабильный ОГ, расположенный в ПРППУ IC-78, сигнал которого поступает на СЧ БСУ ЛЧМ, ПРПУ второго канала и МЕВ. МЕВ формирует импульс «старта» (запуска), поступающий на первые входы ЗК в составе ПЭВМ и на МК БСУ ЛЧМ.

Все технические средства, входящие в БСИМ, разделяются на передающую, приемную и управляющую РТС, управляемые встроенными микроконтроллерами, которые через последовательные интерфейсы связаны с ПЭВМ. Вся информация, обеспечивающая функционирование отдельных РТС и БСИМ в целом выводится для контроля на рабочее место оператора ПЭВМ. При необходимости она может выводиться на внешние устройства и сети связи. Для повышения надежности функционирования БСИМ может быть зарезервирована ПЭВМ. Так как отдельные РТС БСИМ могут выполнять свои функции самостоятельно, то в них предусмотрена возможность ручного управления. Взаимодействие РТС, входящих в состав БСИМ, строится на основе локальной электрической связи МК БСУ ЛЧМ с МК ПРППУ, МК МЕВ и с центральной ПЭВМ через стандартные последовательные порты.

Модульный принцип построения БСИМ позволяет в процессе эксплуатации производить ее дальнейшее совершенствование в направлениях: передовой технологии электронных комплектующих изделий и приборов, адаптивного подавления помех и коррекции искажений в радиоканале, а также совершенствование потоков управления каналами передачи данных. Достижения в двух первых направлениях обеспечат повышение надежности работы обработки сигналов, а достижения в третьем направлении, имеющем исключительную важность для сети, придадут ей дополнительную гибкость и живучесть.

Рассмотрим работу БСИМ в режиме зондирования КВ радиолинии. В этом режиме БСИМ выполняет следующие основные функции:

- формирование когерентного непрерывного ЛЧМ сигнала и его излучение в эфир;
- формирование когерентного непрерывного ЛЧМ сигнала для первого гетеродина ПРПУ;
- прием зондирующего ЛЧМ сигнала, его корреляционную обработку в частотной области и аналого-цифровое преобразование;
- цифровую обработку сигналов зондирования, определение КП радиолинии и частотных каналов и занесение их в БД.

Рассмотрим работу БСИМ в *режиме излучения* зондирующего ЛЧМ сигнала. АРМ в этом режиме совместно с МК БСУ ЛЧМ выполняет функции контроля и управления профессионального радио передающего устройства (ПРПДУ), входящего в состав трансивера. С ПЭВМ АРМ на МК БСУ ЛЧМ поступают данные о времени зондирования и о параметрах ЛЧМ сигнала. По команде с ПЭВМ функции управления ПРПДУ передаются МК БСУ ЛЧМ. МК диагностирует технические средства ПРПДУ на работоспособность (исправность) и в заданное ПЭВМ время по сигналам точного времени МЭВ формирует стартовый импульс, который поступает на БСУ ЛЧМ и один из каналов звуковой карты в составе ПЭВМ. При этом СЧ БСУ ЛЧМ начинает формировать непрерывный зондирующий ЛЧМ сигнал в диапазоне 2-30 МГц. Этот сигнал усиливается по мощности в ШУМ и через СУ, входящее в АФУ и в котором осуществляется согласование антенны с выходным импедансом ШУМ, поступает на одну из передающих антенн для НЗ КВ радиолиний. В случае возникновения рассогласования и перегрузок выходных каскадов ШУМ, происходит их отключение с помощью МК и в ПЭВМ АРМ передается сообщение о неисправности. При этом формирование ЛЧМ сигнала в СЧ БСУ ЛЧМ не прерывается и в случае восстановления согласования возобновляется режим излучения. МК по последовательному интерфейсу СI-V обеспечивает

автоматическую работу ПРПДУ в режиме зондирования радиолинии. По окончании режима излучения зондирующего ЛЧМ сигнала БСУ ЛЧМ совместно с ПРПДУ трансивера переходит в дежурный режим ожидания команды с ПЭВМ АРМ. Прерывание режима зондирования возможно только при поступлении команды с ПЭВМ АРМ о передаче СИ.

Рассмотрим работу БСИМ в *режиме приёма* зондирующего ЛЧМ сигнала. АРМ в этом режиме выполняет функции контроля и управления МК БСУ ЛЧМ и обработку зондирующего сигнала. С ПЭВМ АРМ на МК БСУ ЛЧМ поступают данные о параметрах ЛЧМ сигнала и команда о времени зондирования, по которой функции управления ПРППУ передаются МК БСУ ЛЧМ. МЕВ по заданному расписанию с помощью сигнала точного времени формирует стартовый импульс начала режима приема зондирующего ЛЧМ сигнала. При этом в СЧ БСУ ЛЧМ формируются непрерывный ЛЧМ сигнал первого гетеродина ПРППУ, а МК БСУ ЛЧМ управляет его частотно-селективными блоками. В ПРППУ происходит корреляционная обработка («сжатие» в частотной области) принимаемого ЛЧМ сигнала, выделение сигнала разностной частоты, преобразование и усиление. С выхода ПРППУ низкочастотный сигнал разностной частоты (полоса которого (ΔF) при скорости изменения частоты ЛЧМ сигнала 100 кГц/с не превышает 500 Гц) поступает на второй вход звуковой карты (ЗК), входящей в ПЭВМ, которая производит преобразование аналогового сигнала с выхода ПРППУ в цифровую форму. В АРМ ПЭВМ по стандартным (БПФ) и специализированным программам происходит цифровая обработка сигнала. ПЭВМ АРМ осуществляет вторичную обработку данных зондирования, формирует КП для данной радиолинии и запоминает в БД. В АРМ также происходит контроль синхронизации приема зондирующего ЛЧМ сигнала, а также, в случае необходимости, ее коррекция. При этом в ПЭВМ запоминается временной интервал этой коррекции и передается на ЧМКУ МЕВ для последующих сеансов зондирования.

Возможны и другие режимы функционирования БСИМ, однако в данной работе алгоритмы этих режимов не рассматриваются. Отметим только те задачи и условия, которые приводят к необходимости использования (применения) двух радиоприёмных (радиопередающих) каналов в составе БСИМ. В состав БСИМ включены два РПУ с целью обеспечения непрерывного (без потери информации) приема сигналов во всех режимах работы БСИМ, определяемый темповым (временным) графиком в сети заданным пользователем. Наличие двух радиоприёмных каналов в составе БСИМ необходимо из следующих основных соображений. БСИМ разрабатывается для работы в нескольких режимах: диагностики ионосферных КВ радиолиний, приёма-передачи ключевых параметров (КП) зондируемых КВ радиолиний, приёма-передачи служебной информации (СИ) и общих команд управления в КВ сети сигналами различной частотно-временной структуры (или широкополосными сигналами (ШПС)) и определения загруженности частотных каналов связи (ОЗР). Причём БСИМ может работать в двух режимах одновременно в различных сочетаниях. Например, один канал БСИМ работает в режиме диагностики ионосферных КВ радиолиний непрерывным ЛЧМ сигналом (приём), а второй канал – в режиме определения загруженности частотных каналов связи. Либо один канал работает в режиме приёма информационных сообщений, а другой – или в режиме ОЗР, или в режиме диагностики ионосферных КВ радиолиний. В случае работы одного из каналов в режиме диагностики КВ радиолиний (передача непрерывного ЛЧМ сигнала), второй канал может работать или в режиме ОЗР или в режиме приёма СИ. Последний совместный режим возможен в случае разнесения приёмных и передающих антенн. Выбор режимов работы каналов БСИМ определяется оператором АРМ или автоматически по заданной программе и порядку приоритетов режимов. Последнее устанавливается оператором АРМ по важности выполняемых задач БСИМ в оперативной сети радиосвязи. Например, режимы ОЗР и диагностики КВ радиолиний проводится в сети

постоянно по заданной программе, но прерываются на время передачи СИ или срочных команд управления (приказов) в сети.

Применение двух каналов приёма в БСИМ приводит к существенным преимуществам как в режиме диагностики КВ радиолиний, так и в режиме приёма СИ. Наличие как минимум двухканального построения БСИМ имеет огромную важность (необходимость) при её работе в перспективных и бурно развивающихся в последнее время пакетных КВ радиосетях оперативного соединения. Вопросы организации функционирования (алгоритма работы) многоканального БСИМ в таких сетях представляет особый интерес и всесторонних научных исследований её использования на различных уровнях: *физическом*, то есть определение связности между узлами сети; *канальном*, то есть организация каналов передачи данных в сети; *коммутационном*, то есть на основании результатов двух предыдущих уровней организовать стопроцентную связность узлов сети (маршрутизация). Таким образом, использование БСИМ в существующих и проектируемых перспективных пакетных КВ радиосетях является отдельной довольно сложной научно-исследовательской задачей и в данной работе не рассматривается [35].

Два радиоприёмных канала в составе БСИМ можно использовать как в режиме диагностики КВ радиолиний, так и в режиме приёма СИ. В случае диагностики КВ радиолиний наличие двух радиоприёмных каналов позволяет:

- повысить точность измерения основных характеристик КВ радиолинии за счёт увеличения отношения сигнал-помеха;
- повысить надёжность приёма сигналов ЛЧМ на радиолиниях сети, использующих радиопередатчики малой мощности;
- автоматически одновременно фиксировать частотные каналы мощных станционных помех и их уровни;
- применять более точные методы фазовых измерений ДЧХ, доплеровского смещения частоты и углов прихода принимаемых радиосигналов;

- обеспечить непрерывность диагностики КВ радиолиний, даже в случае приёма СИ или важной команды в сети.

В случае приёма СИ наличие двух радиоприёмных каналов позволяет:

- улучшить качество (достоверность) принимаемых радиосигналов, используя разнесенный приём;
- улучшить качество принимаемых радиосигналов, используя частотное разнесение, требующее одновременного приёма (передачи) одного и того же информационного сообщения в разных частотных каналах;
- использовать современные методы передачи СИ цифровыми данными с помощью ШПС, то есть приём (передача) ортогональными ШПС цифровых сигналов «0» и «1» в различных каналах.

БСИМ имеет аппаратные возможности для реализации режекции сосредоточенных помех на входе, в случае использовании второго канала в “упреждающем” режиме: второй канал в режиме приема ЛЧМ “бежит” немного впереди первого канала с той же скоростью перестройки, и давая информацию о наличии в канале мощных помех (на основе этой информации программно управляемый аттенюатор отключает первый канал).

Все возможности использования двух каналов не исчерпываются упомянутыми здесь. Например, известна методика измерения углов прихода радиосигналов различных мод с помощью двухканального приёма непрерывного ЛЧМ сигнала [244] и это может быть реализовано доработкой одного только ПО; возможен режим однопозиционного вертикального зондирования, и т.п.

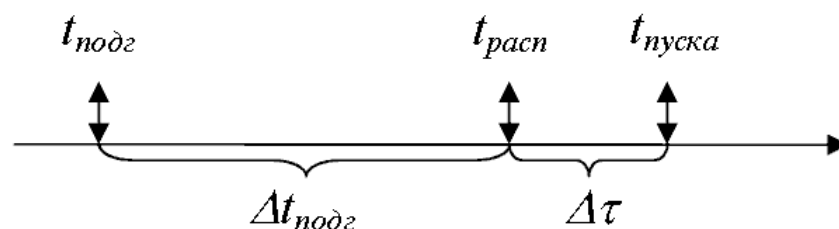


Рис. 4.3. Временная диаграмма запуска сеанса

Характер работы БСИМ предполагает ее работу в автоматическом режиме, когда по заданному расписанию происходит автоматическая смена рабочего

режима БСИМ. Для каждого из двух каналов это выглядит следующим образом. При активации работы по расписанию ПЭВМ корректирует по часам МЭВ БСИМ свои часы и выбирает ближайший к текущему времени сеанс среди всех сеансов работы указанных в расписании. Заданный в этом сеансе временной режим работы (для режима приема/передачи ЛЧМ сигнала - время запуска и его задержка) пересылается в МЭВ. Затем начинается ожидание запуска режима, в течение которого МЭВ сравнивает свои часы с заданным в расписании временем запуска. За несколько секунд ($\Delta t_{подг}$, может быть задано оператором) до начала сеанса по расписанию $t_{расп}$ субблок МЭВ сообщает ПЭВМ о наступившем времени запуска (см. рис.4.3). ПЭВМ посылает в субблок управления частотно-временные параметры сеанса и готовится к приему данных от субблока АЦП. В момент времени $t_{пуска}$ равное $t_{расп}$ плюс заданная задержка $\Delta \tau$, МЭВ формирует сигнал пуска для субблоков управления и АЦП, по которому начинается сеанс измерений.

4.2. Типы и форматы данных

Для удобства дальнейшего изложения введем понятие уровня экспериментальных данных [63]. Данные большего по номеру уровня получаются из данных меньшего уровня; данные меньшего по номеру уровня не могут быть получены из данных большего по номеру уровня. Эти уровни: 1 – оцифрованный сигнал (отсчеты) разностной частоты; 2 – ионограммы, спектры помех; 3 – треки мод, спектр фоновых шума, характеристики стационарных помех; 4 – АЧХ КВ радиолинии, модели многолучевости, МНЧ, МПЧ, ННЧ, КДО, ОРЧ, отношение сигнал/шум (S/N); 5 – статистика вариаций.

ПО для определения ОРЧ, S/N и КДО разработано А.Б.Егошиным [217] и в данной диссертационной работе обсуждаться не будет; эти типы данных были упомянуты для общности, т.к. разработанный в диссертации программный комплекс интегрирован с адаптивной автоматизированной системой обработки данных радиозондирования ионосферных радиолиний [217].

Рассмотрим далее кратко физическую организацию хранения ключевых типов данных. Необходимо различать организацию хранения данных в памяти и формат файлов на внешних устройствах. Так, в файлах не хранятся избыточные данные, то есть те данные которые можно вычислить на основе имеющихся (“базовых”), а в памяти эти избыточные (“вычисляемые”) данные могут храниться для увеличения скорости доступа к этим “вычисляемым” данным (при этом надо обеспечивать механизмы синхронного пересчета вычисляемых данных при изменении базовых). С другой стороны, файлы очень большого размера (десятки-сотни мегабайт) обычно не загружаются в память целиком, а обрабатываются блоками. Так что организация хранения данных в памяти и на внешних устройствах может сильно различаться.

При разработке и программной реализации хранения данных в оперативной памяти использовалось ООП (объектно-ориентированное проектирование) [245]. Каждый тип данных был представлен классом, объединяющим в себе поля для хранения данных и методы, реализующие операции над этими данными.

Поскольку, как было сказано, файлы не содержат избыточных полей данных, рассмотрение основных типов данных проведем на основе форматов файлов. Каждый из перечисленных ниже форматов включают заголовок, расположенный в самом начале файла. В начале заголовка содержится некоторая сигнатура, позволяющая идентифицировать тип файла (хотя для каждого типа файлов расширение имени специфично, идентификация типа файла по расширению имени очень ненадежна). Также в заголовках всех типов имеются поля, хранящие дату и время, соответствующие началу сеанса получения данных 1-го уровня (оцифрованных отсчетов сигнала с выхода РПУ). Данные более высоких уровней “наследуют” значения этих полей (кроме данных 5-го уровня, так как они получены на основе обработки больших массивов данных нижних уровней). Например, четыре файла (1,2,3,4 уровней соответственно) – файл отсчетов, файл ионограммы НЗИ (построенной по

этому файлу отсчетов), файл треков ионограммы (выделенных на этой ионограмме) и файл АЧХ многолучевой КВ радиолинии (АЧХ, вычисленной по этому файлу треков) – будут иметь в заголовках равные поля даты и времени (и равные дате и времени начала сеанса НЗИ). Естественно, что поля даты и времени в заголовках никак не связаны с атрибутами даты и времени создания (модификации, и др.) файла, хранящимися в файловой системе ОС.

Рассмотрим форматы файлов основных типов данных.

1. Оцифрованные отсчеты сигнала. Данные 1-го уровня. В заголовке хранятся параметры временного ряда отсчетов (частота дискретизации, число отсчетов, разрядность отсчетов), режим (НЗИ, измерение помех, АЧХ РПУ), в котором получены эти отсчеты, и параметры режима (радиолиния, диапазон частот, скорость перестройки и др.).

Разрядность отсчетов 16 или 12 бит. Как показали проведенные измерения, из 16 бит, получаемых с АЦП обычной звуковой карты, не менее 4 младших бит – это шум. Поэтому существует версия этих файлов с 12-ти битными отсчетами, т.е. размер аналогичного файла на 25 % меньше. Для удобства, в реальном времени создаются 16-ти битные файлы (при желании их можно затем преобразовать в 12-ти битные специальной утилитой). ПО работы с файлами отсчетов поддерживает и 12-ти и 16-ти битные версии файлов.

Все данные 2-го уровня могут быть получены только из файлов отсчетов.

2. Ионограммы. Данные 2-го уровня. Получаются в режиме НЗИ. В начале файла ионограммы – заголовок с параметрами НЗИ: частотным диапазоном и скоростью зондирования, идентификатором радиолинии, положением полосы анализа НЗИ (см. §1.3.2 и §3.1.3). За заголовком – спектры разностного сигнала, из которых и состоит ионограмма. Обычно записывается не весь спектр разностного сигнала, а в полосе анализа НЗИ, выровненной по границам спектральных элементов.

3. Панорама спектра помех. Данные 2-го уровня. Получаются в режиме измерения помех. В начале файла – заголовок с параметрами измерения помех

(см. §2.3). После заголовка – один или несколько массивов спектра мощности помех. Массивов больше одного, если было произведено несколько сканирований частотного диапазона ($n > 1$). Один массив может быть либо, если было проведено одно сканирование ($n = 1$), либо если все сканирования были усреднены (этот факт отмечается в специальном поле заголовка).

4. Панорама спектра фоновых шумов. Данные 3-го уровня. Получаются из панорамы спектра помех. После заголовка – два массива: массив спектра мощности фоновых шумов и массив частот (равный по размерности массиву спектра), на которых соответствующие элементы спектра фоновых помех были получены.

5. Характеристики сосредоточенных помех. Данные 3-го уровня. Получаются из панорамы спектра помех. После заголовка – три массива: массив – распределение ширин сосредоточенных помех; массив с числами сосредоточенных помех на частотных интервалах; массив с частотными интервалами (пары чисел в виде структуры), занятыми сосредоточенными помехами, превышающими заданный уровень.

6. Треки (траектории мод). Данные 3-го уровня. Получаются по ионограмме. В начале – заголовок, содержащий информацию о радиолинии и параметрах ее зондирования (как в ионограмме). Затем – список областей ионограммы. Область характеризуется своими границами (структура с четырьмя полями). Далее в файле трека, после списка областей, располагаются два массива (и поля, хранящие число их элементов): массив для хранения коэффициентов аппроксимирующего полинома траектории трека моды и массив с АЧХ моды (АЧХ обычно сглажена медианным фильтром).

7. Файлы АЧХ КВ радиолинии. Данные 4-го уровня. Получаются по трекам ионограммы НЗИ. В начале – заголовок, содержащий информацию о радиолинии и параметрах ее зондирования (как в ионограмме), а также параметры вычисления АЧХ. Затем собственно АЧХ КВ радиолинии – массив коэффициентов.

8. Файлы АЧХ РПУ. Данные 2-го уровня. Получаются в режиме калибровки РПУ. За заголовком – массив коэффициентов (АЧХ РПУ) – зависящий от частоты коэффициент усиления РПУ.

9. Файлы выделенных моделей многолучевости. Данные 4-го уровня. Получаются с использованием информации о треках ионограммы НЗИ. За заголовком – массив структур, имеющих три поля: начальную и конечную частоты диапазона многолучевости и номер модели многолучевости.

Следует упомянуть также о формате файла расписания. Это не файл экспериментальных данных, но расписание работы является важнейшим элементом разработанного измерительного комплекса, обеспечивающим работу в автоматическом режиме. В начале файла – заголовок. За заголовком – массив строк расписания (строка здесь – не в смысле последовательность символов). Строка расписания – структура с полями: время; режим; параметры обработки, которые будут установлены при активации этой строки. Эти параметры делятся на: не зависящие от режима и зависящие от режима. Параметры, не зависящие от режима: нужно ли ожидать стартовый импульс, нужно ли сохранять файл оцифрованных отсчетов, уровень "громкости" звуковой карты и др. Параметры зависящие от режима для режима НЗИ: начальная и конечная частоты зондирования, скорость зондирования, ширина спектра, полоса анализа по задержке разностного сигнала, весовая оконная функция, параметры сглаживания спектров по Уэлчу (количество спектров и коэффициент перекрытия).

4.3. ПО управления и обработки в традиционных режимах ионозонда

4.3.1. Общие принципы и архитектура ПО комплекса: первичная и вторичная обработка

Первый принцип, положенный в основу при проектировании ПО это деление на подсистемы первичной и вторичной обработки: первичная обработка – автоматическая регистрация и сохранение полученных данных в реальном времени; вторичная – анализ полученных данных с удобной для человека скоростью (в т.ч. пакетная обработка большого массива данных с целью вычисления статистических характеристик).

ПО первичной обработки для варианта комплекса “Сириус” реализовано для операционной системы (ОС) Microsoft Windows (версий 9х/ME/NT/2000/XP, далее – MS Windows). Выбор MS Windows обусловлен не техническими преимуществами данного семейства ОС с точки зрения управления и обработки, а распространенностью и доступностью освоения пользователями. Поэтому решена техническая проблема реализации на базе ПЭВМ общего назначения и ОС MS Windows подсистемы первичной обработки, осуществляющей сбор, обработку и сохранение экспериментальных данных в реальном времени [1, 6].

ПО первичной обработки для варианта комплекса “БСИМ «Лань»” разработано [45] для двух ОС: Linux и MS Windows. Пользовательский интерфейс разработан на основе библиотеки Qt, имеющей реализации как для Linux, так и для MS Windows. ОС-зависимые процедуры управления аппаратурой БСИМ реализованы для каждой из этих ОС отдельно (реализовано средствами директив условной компиляции).

ПО вторичной обработки реализовано для ОС MS Windows. Так как оно работает с файлами данных, то является общим для всех реализаций комплекса (т.к. соблюдается совместимость форматов данных).

4.3.2. ПО первичной обработки: информационная схема.

Расписание

Для обеспечения гибкости, переносимости и расширяемости ПО управления разделено на следующие слои:

1. низкоуровневые ОС-зависимые процедуры доступа к портам ПЭВМ;
2. классы для работы с субблоками комплекса низкоуровневыми командами субблоков;
3. классы для работы с функциональностью субблоков комплекса в терминах их функций (классы "виртуальных устройств");
4. сеансы режимов измерений.

Выбор режима и задание параметров обработки может осуществляться либо вручную, либо по составленному расписанию. На расписании основана работа комплекса в автоматическом режиме без участия человека. Формат файлов расписания был описан в параграфе 4.2. Для программного управления работой по расписанию предназначен отдельный программный поток (thread), вычисляющий по расписанию время ближайшего старта $t_{расч}$ (среди всех строк загруженного расписания выбирается ближайшая по времени) и засыпающий до момента времени $t_{нодг}$. После пробуждения в $t_{нодг}$, этот поток создает объект сеанса, заданного в расписании (и с параметрами заданными в расписании). Для каждого канала (в случае двухканального варианта комплекса) в данный момент может существовать только один объект сеанса. Объект сеанса, в соответствии с заданными в расписании параметрами и спецификой заданного режима измерений, управляет объектами виртуальных устройств, которые, в свою очередь, через 2 и 1 слои управляют соответствующими субблоками комплекса.

В варианте комплекса с АЦП звуковой карты, из-за описанной ниже специфики ожидания стартового импульса, далее происходит следующее. Если в параметрах выбранной строки расписания (сеанса) задано ожидание

стартового импульса, то производится ожидание момента времени $t_{подг}$, по наступлении этого момента времени запускается оцифровка, далее происходит ожидание стартового импульса как это описано выше. Если в параметрах выбранной строки расписания (сеанса) не задано ожидание стартового импульса, то производится ожидание момента времени, $t_{расч}$, затем запуск оцифровки без ожидания стартового импульса.

Во время сеанса происходит отображение текущих получаемых данных. Так в режиме приема ионограммы НЗИ на экране монитора строится ионограмма. В режиме измерения спектра помех – спектр помех в виде двумерного графика, либо трехмерная развертка спектров помех по данным цикла измерения (например, суточного). По завершении режима в журнал работы БСИМ делается запись о прошедшем сеансе работы. Затем опять выбирается ближайший по времени сеанс в расписании, и т.д. пока работа программы не будет остановлена оператором.

Упомянутая (в предыдущем подпараграфе) техническая проблема при реализации процесса обработки для ПЭВМ общего назначения в MS Windows (как известно, не являющейся ОС реального времени) и использования для оцифровки звуковой карты ПЭВМ заключалась в неопределенности времени реакции системы (всех ОС семейства Windows, особенно ветви Windows 9x) на внешние события, что препятствует точному запуску по стартовому импульсу процедуры формирования ионограммы. По этой причине не приемлемы различные варианты подачи стартового импульса в порты ввода/вывода (например, СОМ-порт). Было предложено следующее решение [1]: стартовый импульс подавать на один из каналов звуковой карты (другой – для информационного сигнала), оцифровку запускать заранее, а момент прихода стартового импульса определять по значениям отсчетов. В результате реализован следующий алгоритм определения команды запуска: запуск оцифровки в режиме стерео; 1. ожидание заполнения буфера (буфер заполняется отсчетами обоих каналов); 2. просмотр отсчетов только канала

управления: если не обнаружен уровень сигнала, превышающий уровень фоновых шума, то возвращаемся к шагу 1, а данные информационного канала никуда не передаются и в файл не записываются; при обнаружении превышения уровня фоновых шума, считается, что подана команда запуска, и все данные, поступающие по информационному каналу, начиная с момента старта (т.е. с отсчета информационного канала, соответствующего стартовому отсчету по каналу управления) передаются для дальнейшей обработки и записываются в файл. Хотя на входе звуковой карты имеется фильтр с полосой пропускания более 20 Гц, а стартовым импульсом служит сигнал постоянного уровня, в момент его прихода через фильтр проходит импульс, что и позволяет определить момент старта. Точность установки команды запуска определяется частотой дискретизации АЦП звуковой карты и составляет 25..100 мкс. Таким образом, задача обнаружения стартового импульса в реальном времени сводится к просмотру содержимого массива отсчетов, что в простейшем случае вообще можно делать не в реальном времени. Однако, ввиду больших объемов экспериментальных данных (оцифрованного сигнала разностной частоты), и для обеспечения непрерывности обработки, и для построения ионограмм прямо в ходе эксперимента НЗИ, делать это нужно параллельно с процессом оцифровки. Тогда одновременно должны выполняться несколько программных потоков (подзадач), синхронизируя доступ к общим данным. В качестве средства синхронизации потоков целесообразно использовать семафоры (или их упрощенную разновидность – мьютексы) – переменные специального вида, для которых ОС гарантирует атомарность операций проверка-блокировка и проверка-разрешение [246].

На рис. 4.4 показана информационная схема ПО ЛЧМ-ионозонда с встроенными в него подсистемами измерения помех и режектирования сосредоточенных помех.

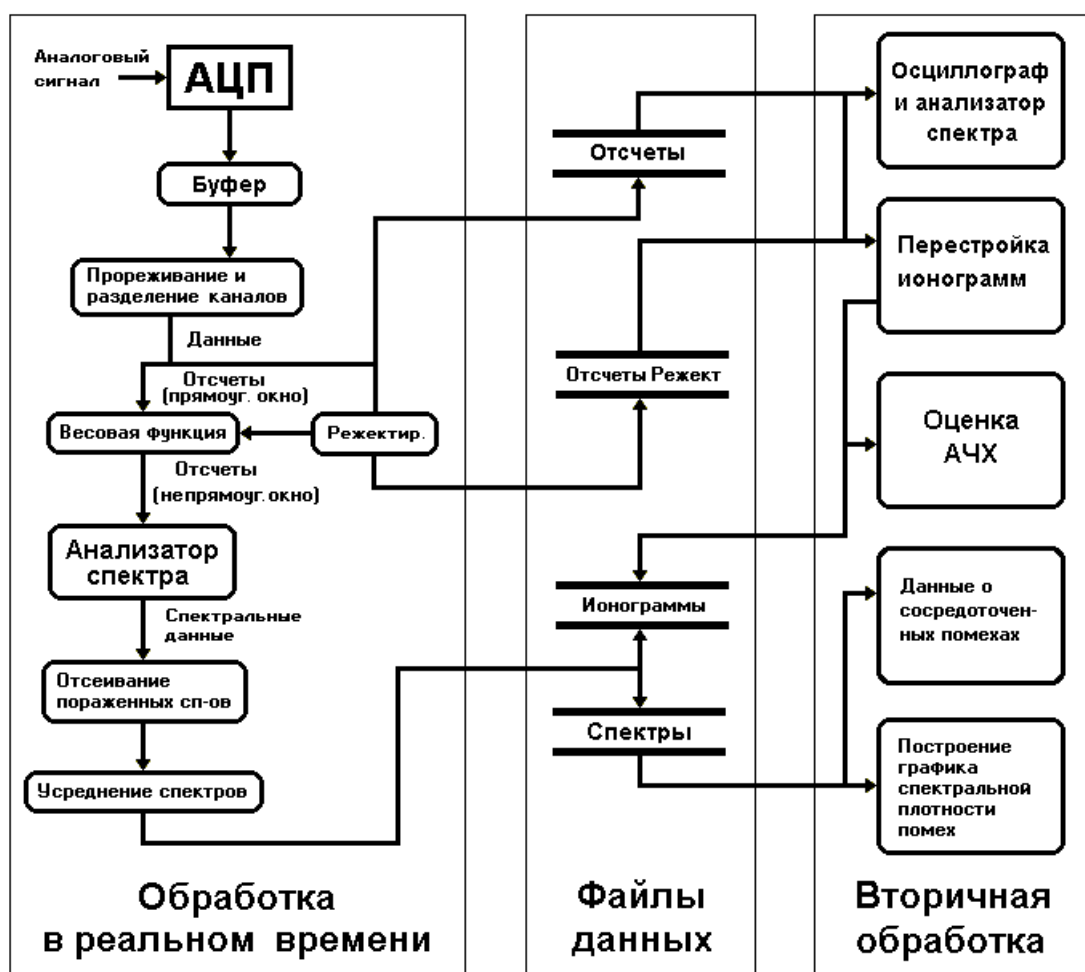


Рис. 4.4

Оцифровка и спектральный анализ сигнала осуществляются в многозадачном режиме (рис. 4.5, схема передачи управления (тонкие линии) и данных (толстые линии)): одновременно выполняются несколько потоков (thread) с различным приоритетом. Поток с высшим приоритетом осуществляет сохранение в файле отсчетов приемного буфера по приходу прерывания от звуковой карты (через драйвер), означающего заполнение буфера; сообщает об этом другим потокам, устанавливая семафор [6].

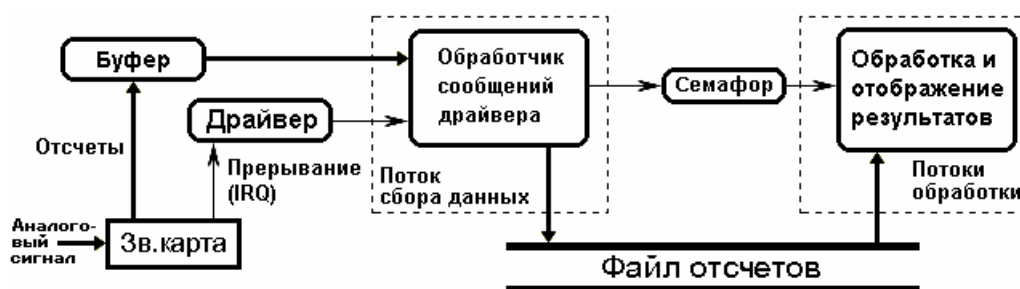


Рис. 4.5

Продолжительность сеанса оцифровки задается временем, которое умножается на частоту дискретизации для нахождения числа требуемых отсчетов. Когда счетчик оцифрованных отсчетов становится равен этому числу, оцифровка останавливается.

Для реализации БПФ был выбран один из классических алгоритмов – т.н. алгоритм БПФ с прореживанием по времени [247].

Предусмотрен режим калибровки АЧХ РПУ. В этом режиме на вход РПУ подается гармонический сигнал известного уровня и частоты; в файле сохраняется частотно-зависимый коэффициент усиления РПУ (отношение уровня выходного сигнала к уровню эталонного сигнала), используемый для коррекции АЧХ РПУ на этой частоте. Процедура повторяется для заданного частотного диапазона с заданным шагом.

4.3.3. ПО вторичной обработки. Пакетная обработка

Вторичная обработка экспериментальных данных подразумевает обработку после эксперимента, в отличие от первичной обработки, проводящейся во время эксперимента в реальном масштабе времени.

Основным типом исходных данных, которые подвергаются вторичной обработке являются оцифрованные отсчеты сигнала с выхода РПУ (сигнала разностной частоты ЛЧМ-ионозонда или сигнала уровня помех ДКМ диапазона). Вообще же, исходными данными могут быть данные уровней 1...4 для получения данных большего по номеру уровня (см. § 4.2).

ПО вторичной обработки включает (но не ограничивается):

- ПО построения ионограмм НЗИ с заданными параметрами спектральной обработки (весовые окна, перекрытие спектров, число точек БПФ и др.), а также с возможностью предварительного подавления сосредоточенных помех;
- ПО построения панорамы и оценки характеристик различных видов помех ДКМ диапазона;

- ПО оценки тонкой структуры АЧХ и ее характеристик.

ПО вторичной обработки предоставляет также возможности просмотра полученных данных, поиска, группировки. Это необходимо для просмотра сохраненных данных, причем с удобной для человека скоростью, используя функции навигации по выбранному файлу данных (прокрутка вперед, назад, в начало, в конец, изменить масштаб и др.).

Пакетная обработка представляет собой обработку набора однотипных данных, при этом над каждым экземпляром данных выполняется заданный набор действий. Выполнение такого заданного набора действий назовем итерацией пакетной обработки. Физически данные организованы в виде файлов. Экземпляром (обрабатываемым одной итерацией) из набора исходных данных, в общем случае, является несколько файлов (например, файл ионограммы и файл выделенных треков этой ионограммы).

Одна итерация представляет собой обработку заданного множества файлов, а результат обработки (применение заданного набора операций с заданными параметрами) может представлять собой множество файлов для каждой итерации, либо множество файлов для всех итераций. Поэтому множество режимов пакетной обработки можно разделить на два класса: 1. данные обрабатываются независимо, результаты такой обработки помещаются, как правило, в отдельные файлы; 2. результаты пакетной обработки данных собираются в одном месте. Режимы пакетной обработки первого типа представляют собой некоторую конвертацию данных по заданным алгоритмам (например, построение ионограммы на основе файла оцифрованного сигнала разностной частоты, получение из общего спектра помех уровня фоновых шума). Режимы пакетной обработки второго типа предназначены для сбора статистической информации о наборе данных (например, суточные вариации границ моделей многолучевости, характеристик АЧХ КВ радиолинии, характеристик помех ДКМ диапазона).

Разработанный комплекс позволяет обрабатывать данные, как в “ручном”, так и пакетном режиме. Пакетная обработка может быть остановлена на любом ее этапе, продолжена с места останова, перезапущена с новыми параметрами и т.д., так как в большинстве режимов текущие результаты обработки отображаются на экране монитора, оператор может контролировать ход обработки в зависимости от получающихся результатов. Однако, отображение текущих результатов пакетной обработки является вспомогательным способом контроля за обработкой. Полученные в результате обработки данные могут быть затем просмотрены с удобной для человека скоростью, последовательностью и т.п., при просмотре может быть выбран требуемый фрагмент данных, задан удобный для его просмотра масштаб. Эти средства позволяют перед запуском в пакетном режиме обработки большого набора данных, подобрать параметры обработки и “отладить” их на небольшом наборе, или на одном экземпляре из набора.

4.3.4. Режим наклонного ЛЧМ-зондирования и его модификации

В этом режиме сигнал с выхода РПУ представляет собой сигнал разностной частоты. Начало съема ионограммы жестко “привязано” к расписанию работы требуемого передатчика ЛЧМ сигнала.

В этом режиме поток (подзадача) обработки считывает и обрабатывают информацию из файла отсчетов таким образом: производится режектирование сосредоточенных помех, на отсчеты накладывается заданная весовая функция, выполняется БПФ, а полученные спектры усредняются по методу Уэлча, спектральные элементы, попавшие в заданное по τ окно анализа (см. §3.3) записываются в файл ионограммы. Результаты отображаются также на экране монитора. Нужно отметить, что перед запуском работы в автоматическом режиме по расписанию оператор должен убедиться, что сигнал разностной частоты всех принимаемых радиотрасс попадает в полосу анализа, равную обычно 500 Гц и смещенную от начала на 700 Гц. Если сигнал не попадает в

полосу анализа, оператор задает соответствующее смещение начала полосы анализа или меняет параметр “Задержка” в программе управления синтезатором ЛЧМ сигнала (см. §4.1.1).

Для “БСИМ «Лань»” реализованы также комбинированные (с использованием двух каналов, см. §4.1.2) и специальные режимы наклонного ЛЧМ-зондирования (зондирования в выделенных каналах), рассмотрение которых выходит за рамки данной работы.

4.4. ПО повышения точности и информативности наклонного зондирования — программная реализация разработанных в диссертации алгоритмов и методик

4.4.1. Режим измерения помех. Реализация алгоритмов обнаружения, подавления и измерения сосредоточенных помех

Детально алгоритм измерения спектра помех ДКМ диапазона был описан во 2-ой главе. Еще раз отметим, что состав приемной аппаратуры в режиме измерения помех отличен от ее состава в режиме наклонного ЛЧМ-зондирования. Отметим также, что сеанс в режиме измерения помех может иметь произвольное время начала, в отличие от режимов НЗИ, “привязанных” к расписанию работы передатчиков.

Над оцифрованными данными в этом режиме выполняются следующие операции [24]: поток (подзадача) обработки считывает информацию из файла отсчетов; далее отбрасываются отсчеты, приходящиеся на время перестройки РПУ; умножается каждый отсчет временного ряда на коэффициент, обратный коэффициенту усиления РПУ на текущей частоте (для коррекции АЧХ РПУ), далее на отсчеты накладывается весовая функция, выполняется БПФ, спектры из “полезной” полосы записываются в файл спектральной плотности помех. Результаты отображаются также на экране монитора, что позволяет осуществлять наблюдение за панорамой спектра помех в реальном времени. Из

общего спектра помех может выделяться также и выводиться на экран монитора спектр фоновых шумов.

Можно задать расписание работы автоматизированного измерительного комплекса таким образом, чтобы между сеансами НЗИ проводилось измерение помех. Режим измерения помех может запускаться между режимами наклонного ЛЧМ-зондирования, если между последними есть достаточный (более 1 минуты) временной интервал (одно только время перестройки РПУ, которое необходимо отбросить, составляет примерно 40 секунд при стандартных параметрах: диапазон 4-30 МГц, шаг перестройки 6000 Гц).

Алгоритмы обнаружения, подавления и измерения сосредоточенных помех также были описаны во 2-ой главе. Здесь же заметим, что реализация этих алгоритмов используется в подсистемах ПО как первичной, так и вторичной обработки. В первом случае обработке подвергаются получаемые в реальном времени данные (оцифрованный сигнал разностной частоты ионозонда). Во втором случае обрабатывается тот же (“по смыслу”) сигнал, но считываемый из файла. Понятно, что в первом случае использование алгоритмов обеспечивает улучшение оперативной оценки параметров в реальном времени, а во втором – возможность точного подбора параметров, зависящих от специфики проводимого исследования.

4.4.2. Реализация алгоритма измерения АЧХ и ее характеристик

Описанный в §3.2.1 алгоритм автоматического измерения АЧХ КВ радиолинии требует в качестве входных данных спектральные компоненты (ионограммы НЗИ) полезного сигнала. Алгоритм выделения этих компонент описан в §3.2.2. Так что возможно вычисление АЧХ радиолинии во время эксперимента в реальном времени. Разумеется, возможно вычисление АЧХ КВ радиолинии по уже накопленным многолетним данным НЗИ в режиме вторичной обработки (с заданным частотным разрешением, любые фрагменты, панорамы и т.п.).

4.4.3. Реализация методики классификации по моделям многолучевости

На рис. 4.6 показана связь между этапами оценки параметров модели АЧХ многолучевой КВ радиолинии и моделей МЛ. ИONOграмма, извлекаемая из банка данных (БНД) НЗИ, может предварительно обрабатываться по алгоритму подавления сосредоточенных помех (на диаграмме не показано). Далее происходит выделение треков (т.е. зависимостей $\tau_j(f)$ для каждого трека), а также (по выделенным трекам) АЧХ парциальных мод $|H_j(f)|$ (см. §3.1, §3.2).

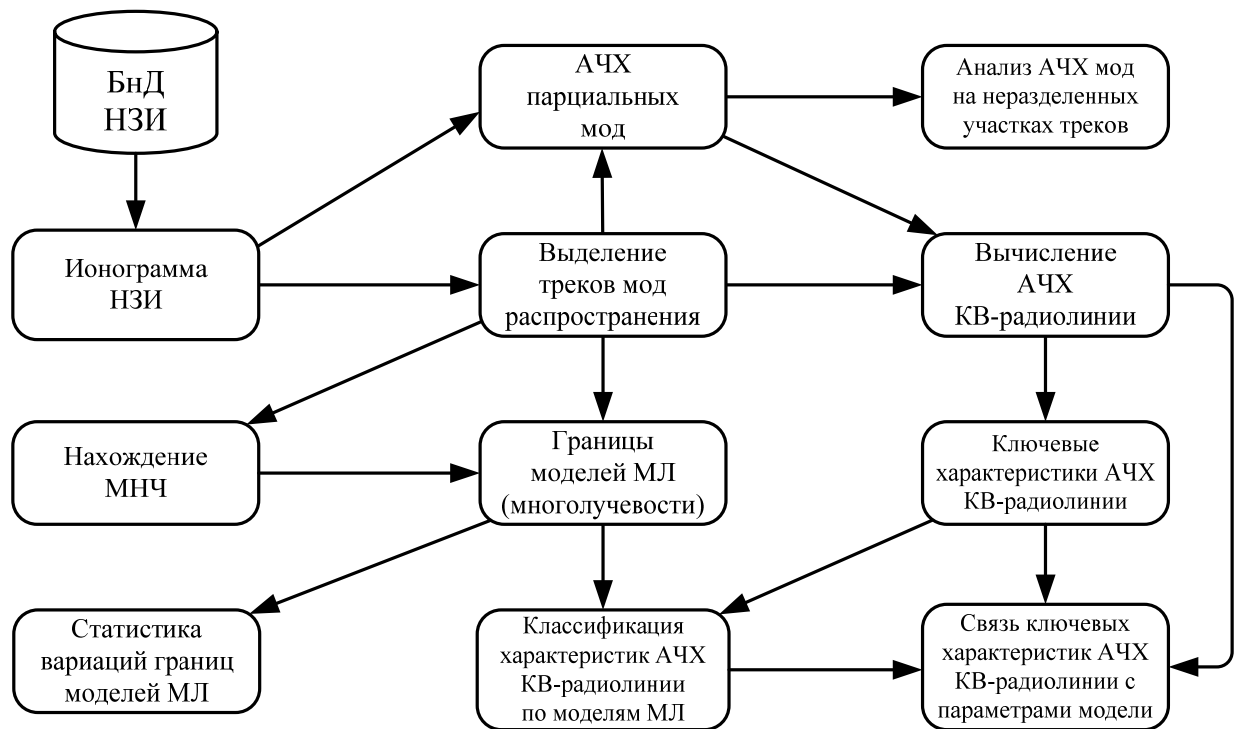


Рис. 4.6

Выделение треков включает два этапа: алгоритм обнаружения полезного сигнала в спектре разностного сигнала и разбиение на области; на этом этапе создаются объекты треков и станционных помех. В общем случае можно выделить три класса объектов иONOграммы [23]: треки мод сигнала – протяженные по горизонтали кривые; сосредоточенные (станционные) помехи – вертикальные линии; фоновый шум – основной фон иONOграммы.

В найденных таким образом областях производится поиск максимумов амплитуды и аппроксимация траектории трека полиномом, в соответствии с описанной в §3.1.3. методикой.

В целом, это автоматическое выделение, используемое как предварительное для ручной обработки, существенно ускоряет процесс выделения треков и позволило обработать большой массив данных – около 5560 ионограмм (см. 3 главу диссертации).

По АЧХ каждого идентифицированного интервала многолучевости вычисляются ключевые характеристики АЧХ. Кроме того, собирается статистика по вариациям частотных границ моделей МЛ; статистика по параметрам модели АЧХ КВ радиолинии (межмодовые задержки и соотношения амплитуд лучей) для каждой модели МЛ. И ключевые характеристики АЧХ КВ радиолинии и параметры модели АЧХ КВ радиолинии классифицируются по моделям МЛ, что необходимо для разработки простых методик расчета (прогноза) характеристик АЧХ многолучевой КВ радиолинии.

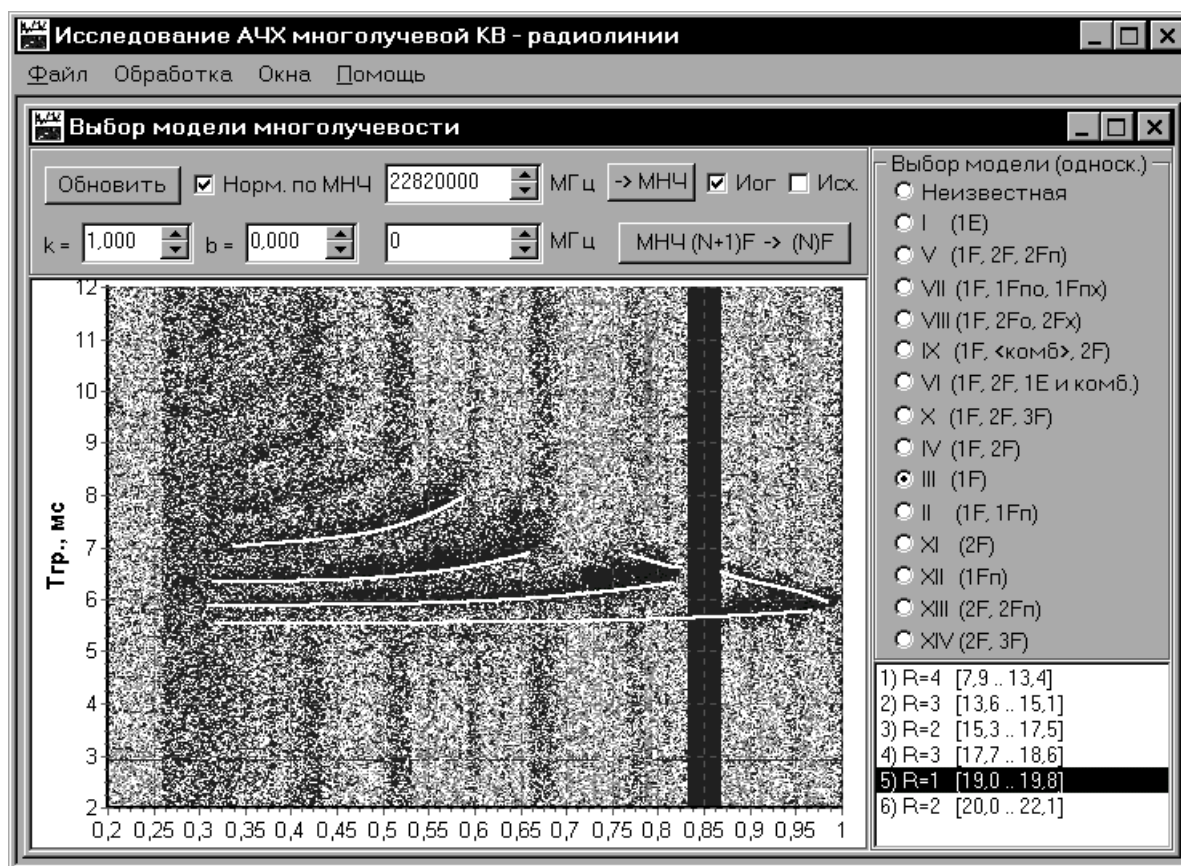


Рис. 4.7

Идентификация модели МЛ производится путем сопоставления экспериментальных ионограмм НЗИ с синтезированными ионограммами. Обработка производится оператором.

На рис. 4.7 показано окно программы для указания номера модели многолучевости для каждого диапазона многолучевости.

Выявленные модели многолучевости и их характеристики, а также результаты измерения АЧХ КВ радиолинии и ключевых характеристик АЧХ, классифицированные по выявленным моделям многолучевости, приведены в 3 главе диссертации.

4.5. Выводы

1. Описаны структура и функционирование аппаратуры двух вариантов (лабораторного и промышленно выпускаемого) измерительного комплекса на основе ЛЧМ-ионозонда.
2. Разработаны принципы организации данных и структуры данных измерительного комплекса.
3. Разработаны принципы организации и архитектуры ПО комплекса; ПО состоит из подсистем первичной и вторичной обработки.
4. Разработано ПО для функционирования измерительного комплекса в стандартных режимах ЛЧМ-зондирования; реализованы режимы пакетной обработки, предназначенные для многократного применения заданных процедур обработки над большим массивом однотипных данных.
5. Программно реализованы разработанные в диссертации алгоритмы и методики: алгоритмы автоматического обнаружения, измерения и подавления сосредоточенных по спектру помех при зондировании ионосферы непрерывным ЛЧМ сигналом; измерения помех ДКМ диапазона с высоким частотным разрешением и оценки фонового шума;

вычисления АЧХ многолучевой КВ радиолинии по данным наклонного ЛЧМ-ионозонда (ионограмме НЗИ).

6. Программно реализована методика классификации характеристик многолучевого распространения КВ и характеристик АЧХ КВ радиолинии на основе классификации по т.н. эмпирическим моделям многолучевости.

Заключение

Сформулируем основные результаты работы.

1. Разработаны алгоритмы автоматического обнаружения, измерения и подавления сосредоточенных по спектру помех при зондировании ионосферы непрерывным ЛЧМ сигналом. Оценена их эффективность как на основе численного моделирования, так и по экспериментальным данным наклонного ЛЧМ-зондирования: вероятность правильного обнаружения сосредоточенной помехи по данным моделирования составила 99%, а вероятность ложной тревоги 3%; по экспериментальным данным вероятность правильного обнаружения помехи составила 95% .

2. Разработан гибкоперестраиваемый алгоритм измерения панорамы спектра помех с высоким частотным разрешением в ДКМ диапазоне. Полученные данные измерения различных видов помех в г. Йошкар-Ола согласуются с известными моделями помех.

3. Разработан алгоритм автоматического измерения АЧХ многолучевой КВ радиолинии с высоким частотным разрешением по данным ЛЧМ-ионозонда.

4. Разработана методика измерения ключевых характеристик АЧХ КВ радиолинии (глубины замираний, полосы конструктивной интерференции).

5. Получены экспериментальные данные о вариациях характеристик многолучевого распространения и характеристик АЧХ многолучевой КВ радиолинии. При этом применена методика систематизации и классификации данных о многолучевом распространении КВ по эмпирическим моделям многолучевости. Установлена функциональная связь параметров модели АЧХ КВ радиолинии с ключевыми характеристиками АЧХ КВ радиолинии для двухлучевых и трехлучевых радиоканалов.

6. Разработанные алгоритмы и методики реализованы в виде программного обеспечения автоматизированных измерительных комплексов внедренных в научных и научно-производственных организациях.

Можно наметить перспективные направления дальнейших исследований на основе полученных результатов диссертации:

1. разработка алгоритмов оптимального управления частотным обеспечением КВ радиосвязи на основе данных вычисляемых по алгоритмам разработанным в диссертации – АЧХ КВ радиолинии и данных о помехах (то есть на основе данных о сигнале и помехах в частотной области);
2. разработка алгоритма выделения треков на основе алгоритма выделения элементов полезного сигнала на ионограмме НЗИ;
3. исследование дополнительных возможностей при обнаружении сосредоточенных помех, в случае учета законов распределения сигналов и помех (первая попытка сделана в [46]);
4. разработка метрологических методик для условий применений разработанных алгоритмов (калибровка аппаратуры и т.п.).

Перспективным направлением дальнейших исследований является использование полученного массива экспериментальных данных об амплитудах парциальных мод для изучения эффектов магнитоионного расщепления [15, 28, 32]. Для выявления периодичности АЧХ парциальных мод перспективно использование кепстрального анализа [248], так как исследованы его свойства, введена терминология и т.п. О применимости этого подхода говорит тот факт, что полученные [28] на основе периода АЧХ парциальных мод оценки межмодовых задержек $\Delta\tau$ между магнитоионными компонентами совпадают по порядку величин (1.5 мксек) с результатами, полученными

интерферометрическим методом [249] ранее. Но самое интересное, обработка данных показала, что в кепстре наблюдаются два и даже три максимума, не считая нулевой кепстральной компоненты. Множество максимумов в кепстре означает, что интерферируют не два, а три или четыре луча – лучей на единицу больше чем максимумов. По-видимому, это обусловлено расслоением ионосферных слоев, и может найти применение в исследовании физической природы тонкого расслоения ионосферы.

Результаты работы могут быть использованы разработчиками перспективных РТС ДКМ диапазона.

Приложение

Акты о внедрении и использовании результатов диссертационной работы
(копии)

Литература

1. Батухтин В.И., Иванов В.А., Щирый А.О. Программный комплекс обработки в реальном времени сигналов наклонного зондирования ионосферы // Труды Марийского государственного технического университета. Выпуск 7. Материалы 52-й межвузовской студенческой научно-технической конференции. 12-22 апреля 1999. – Йошкар-Ола: Издательство МарГТУ, 2000. – с. 260-264.
2. Батухтин В.И., Иванов В.А., Рябова Н.В., Щирый А.О. Метод оценки загруженности узкополосных радиоканалов ДКМ диапазона // Тр. науч. конф. по итогам н.-и. работ Мар. гос. техн. ун-та. Секц. радиофизики, техники, локации и связи, 24-28 апреля 2000 / Мар. гос. техн. ун-т. – Йошкар-Ола, 2000. – с. 67-76. – Деп. в ВИНТИ 29.12.00, № 3332-B00.
3. Щирый А.О. Борьба с сосредоточенными помехами при приеме непрерывного ЛЧМ сигнала // Труды XII Всероссийской школы - конференции по дифракции и распространению волн. В 2-х томах. Том 2. – М.: МФТИ, 2001. – с. 448-449.
4. Иванов В.А., Щирый А.О. Результаты измерения спектра помех в ДКМ диапазоне // Тр. науч. конф. по итогам н.-и. работ Мар. гос. техн. ун-та. Секц. радиофизики, техники, локации и связи, 19-23 марта 2001 / Мар. гос. техн. ун-т. – Йошкар-Ола, 2001. – с. 18-26. – Деп. в ВИНТИ 21.03.2002, № 515-B2002.
5. Иванов В.А., Колчев А.А., Щирый А.О. Подавление сосредоточенных помех при зондировании ионосферы непрерывным ЛЧМ сигналом // Труды VIII Международной научно-технической конференции “Радиолокация, навигация, связь” RLNC'2002, 23-25 апреля 2002. – Воронеж: Воронежский НИИ связи, 2002. – т.2, с. 977-986.
6. Щирый А.О. Автоматизированный программно-аппаратный комплекс обработки в реальном времени сигналов в системе частотного обеспечения КВ-связи // Тез. докл. IV Всерос. науч.-техн. конф. "Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике", 2002. – Чебоксары: ЧГУ, 2002. – с. 323-324.
7. Колчев А.А., Щирый А.О. Исследовательский программный комплекс фильтрации принимаемых сигналов ЛЧМ ионозонда // Тез. докл. IV Всерос. науч.-техн. конф. "Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике", 2002. – Чебоксары: ЧГУ, 2002. – с. 325-326.
8. Иванов В.А., Колчев А.А., Щирый А.О. Фильтрация помех при зондировании ионосферы непрерывным ЛЧМ сигналом // Труды XX Всероссийской научной конференции "Распространение радиоволн", 2-4 июля 2002 года, Н. Новгород. – Н. Новгород, 2002. – с. 110.
9. A.O. Shiriy. HF atmospheric noise variations // "Atmospheric and Ocean Optics. Atmospheric Physics": IX Joint International Symposium, July 4-5, 2002, Tomsk. – Tomsk: Institute of Atmospheric Optic SB RAS, 2002. – P.147.

10. *Щирий А.О.* Методика и результаты исследования АЧХ многолучевой ионосферной КВ-радиолинии с использованием ЛЧМ-ионозонда // Труды 5-ой Сессии молодых учёных "Гелио- и геофизические исследования" Байкальской молодежной научной школы по фундаментальной физике. – Иркутск: ИСЗФ СО РАН, 2002. – с.88-90.
11. *Щирий А.О.* Измеритель АЧХ многолучевых КВ-радиоканалов // Материалы 5-ой Международной научно-технической конференции "Актуальные проблемы электронного приборостроения", 18-19 сентября 2002. – Саратов: СГТУ, 2002. – ISBN 5-7433-1065-3. – с. 365-369.
12. *Щирий А.О.* Математическая модель для оценки с высоким частотным разрешением модуля передаточной функции ионосферного КВ-радиоканала по данным ЛЧМ-ионозонда // Тезисы докладов 11-ой Всероссийской конференции молодых ученых "Математическое моделирование в естественных науках", 2-5 октября 2002 г. – Пермь: ПермГТУ, 2002. – ISBN 5-88151-319-5. – с. 94-95.
13. *Иванов В.А., Щирий А.О.* РТС измерения тонкой структуры АЧХ многолучевых КВ-радиоканалов // Тезисы докладов VI Всероссийской научной конференции студентов и аспирантов "Техническая кибернетика, радиоэлектроника и системы управления", 10-11 октября 2002. – Таганрог: Издательство Таганрогского государственного радиотехнического университета, 2002. – с. 32-33.
14. *Иванов В.А., Рябова Н.В., Щирий А.О.* Методика и результаты измерения тонкой структуры АЧХ многолучевого КВ-радиоканала // Доклады Всероссийской научно-практической конференции, посвященной 40-летию Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники "Проблемы современной радиоэлектроники и систем управления", 2-4 октября 2002 г.: Т 1. – Томск: ТУСУР, 2002. – с. 208-210.
15. *Щирий А.О., Рассейкин А.А., Скорняков А.А., Смышляев А.Н.* Предварительные результаты оценки тонкой структуры АЧХ многолучевых КВ-радиоканалов // Юбилейный сборник статей студентов, аспирантов и докторантов по итогам научно-технических конференций МарГТУ в 2002 г. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2003.–с.9-13.
16. *Щирий А.О.* Исследование эффективности подавления сосредоточенных помех при приеме непрерывного ЛЧМ сигнала // Юбилейный сборник статей студентов, аспирантов и докторантов по итогам научно-технических конференций МарГТУ в 2002 г. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2003. – с.14-17.
17. *Щирий А.О.* Влияние геомагнитных возмущений на тонкую структуру модуля передаточной функции ионосферной КВ-радиолинии // Сб. тезисов докладов Всероссийской конференции "Проблемы физики космических лучей и солнечно-земных связей", Якутск, 22-24 октября 2002 г. – Якутск: ЯФ Изд-ва СО РАН, 2002. – ISBN 5-7862-0092-2. – с. 50-51.

18. *Щирий А.О.* Методика выделения треков на ионограмме наклонного зондирования ионосферы для оценки АЧХ КВ-радиоканала // Тезисы докладов Всероссийской междисциплинарной научной конференции "Шестые Вавиловские чтения", 2002 г.: Ч2. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2002. – с. 192-193.
19. *Щирий А.О.* Методика определения тонкой структуры АЧХ многолучевых КВ - радиоканалов по данным ЛЧМ-ионозонда // Труды Четвертой международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых специалистов стран СНГ "Техника и технология связи", 16-19 сентября 2002 г. – Алматы: Алматинский институт энергетики и связи, 2002. – ISBN 9965-494-40-1. – с. 126-129.
20. *Щирий А.О.* Выделение треков мод распространения сигнала на ионограмме наклонного зондирования // Тезисы докладов Международной конференции молодых ученых по математическому моделированию и информационным технологиям, Новосибирск, 29-31 октября 2002 г. – Новосибирск: Институт вычислительных технологий СО РАН, 2002. – с.72-73.
21. *Иванов В.А., Рябова Н.В., Щирий А.О.* Автоматизированный комплекс для измерения АЧХ многолучевых ионосферных КВ - радиолиний на основе ЛЧМ - ионозонда // Сб. трудов научной сессии МИФИ-2003: В 14 томах. – Т1. – М.: МИФИ, 2003. – с.209-210.
22. *Иванов В.А., Рябова Н.В., Щирий А.О.* Сравнение АЧХ ионосферной многолучевой КВ - радиолинии, измеренной с помощью ЛЧМ - ионозонда, с данными моделирования напряженности поля в точке приема // Сб. трудов научной сессии МИФИ-2003: В 14 томах. – Т5. – М.: МИФИ, 2003. – с.89-90.
23. *Щирий А.О.* Объектная модель ионограммы наклонного ЛЧМ-зондирования // Материалы Всероссийской научно-практической конференции "Информационные технологии и математическое моделирование", Анжеро-Судженск, 15 ноября 2002 г. – Томск, 2002. – ISBN 5-88839-042-9. – с. 354-356.
24. *Щирий А.О.* Обработка экспериментальных данных в автоматизированном аппаратно-программном комплексе измерения параметров различных видов помех ДКМ диапазона // Материалы шестого научно-практического семинара "Новые информационные технологии". – М.: Московский гос. ин-т электроники и математики, 2003. – ISBN 5-94506-019-4. – с. 87-89.
25. *Щирий А.О.* Реализация вторичной обработки данных в автоматизированном комплексе измерения АЧХ многолучевой КВ-радиолинии // Материалы V Всероссийской научно - технической конференции "Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем" (ДНДС2003). – Чебоксары: ЧГУ, 2003. – с.243-247.
26. *Щирий А.О.* Исследование свойств модуля комплексной передаточной функции многолучевой КВ-радиолинии с помощью его программного имитатора //

- Сборник докладов Первой всероссийской научно-практической конференции "Опыт практического применения языков и программных систем имитационного моделирования в промышленности и прикладных разработках" (ИММОД-2003), Санкт-Петербург, 2003: В двух томах. Том II. – СПб.:ЦНИИТС, 2003. – с.218-223.
27. *Щирий А.О.* Моделирование свойств АЧХ многолучевой КВ-радиолинии на основе полуэмпирической модели // Тезисы докладов IV Всероссийской конференции молодых ученых по математическому моделированию и информационным технологиям, Красноярск, 3-5 ноября 2003 г. – Красноярск: ИВТ СО РАН, 2003. – с.53-54.
28. *Щирий А.О.* Исследование амплитуд парциальных мод распространения КВ-радиосигнала методами биспектрального и кепстрального анализа // Материалы III республиканской научной конференции молодых ученых и студентов "Современные проблемы математики и вычислительной техники", 26-28 ноября 2003 г. – Брест: УО "БГТУ", 2003. – с.75-78.
29. *Щирий А.О.* Инженерная методика, основанная на эмпирических моделях многолучевости, и гибкоперестраиваемый автоматизированный измерительный комплекс для оперативной оценки свойств амплитудно-частотной характеристики многолучевой КВ-радиолинии // Измерения, автоматизация и моделирование в промышленности и научных исследованиях: Межвузовский сборник / Под редакцией Г.В.Леонова. – Бийск: Изд-во Алт. гос. техн. ун-та, 2003. – ISBN 5-9257-0038-4. – с.97-103.
30. *Иванов В.А., Иванов Д.В., Рябова Н.В., Чернов А.Г., Щирий А.О., Махмутов А.Н., Лацевский А.Р.* Многофункциональный комплекс ЗОНД для дистанционного мониторинга ионосферы Земли // Сборник тезисов докладов Всероссийской научно-технической дистанционной конференции "Информационно-телекоммуникационные технологии". – М.: МАИ, 2003.– с.78.
31. *Щирий А.О.* Связь с солнечной активностью разности времен группового запаздывания парциальных мод распространения КВ-радиоволн в ионосфере // Тезисы докладов Дальневосточной региональной конференции студентов, аспирантов и молодых ученых по физике. 3-5 декабря 2003 г. – Владивосток: Изд-во Дальневост. ун-та., 2003. – с.24-25.
32. *Щирий А.О.* Автоматизированный комплекс для исследования характеристик ионосферных магнитоионных расщеплений при распространении КВ-радиоволн // Тезисы докладов Дальневосточной региональной конференции студентов, аспирантов и молодых ученых по физике. 3-5 декабря 2003 г. – Владивосток: Изд-во Дальневост. ун-та., 2003. – с.54-55.
33. *Иванов В.А., Рябова Н.В., Щирий А.О.* Экспериментальные исследования моделей многолучевости на КВ-радиолиниях протяженностью 2.6-5.7 ММ // Труды Юбилейной X Международной научно-технической конференции

- “Радиолокация, навигация, связь” RLNC'2004. – Воронеж: Воронежский НИИ связи, 2004. – ISBN 5-9900094-3-7. – т.2, с.1087-1098.
34. *Иванов В.А., Рябова Н.В., Щирий А.О.* Результаты измерения ключевых характеристик АЧХ многолучевых ионосферных КВ-радиолиний // Труды Юбилейной X Международной научно-технической конференции “Радиолокация, навигация, связь” RLNC'2004. – Воронеж: Воронежский НИИ связи, 2004. – ISBN 5-9900094-3-7. – т.2, с.1099-1107.
35. *Щирий А.О.* О необходимости доработки сетевых протоколов с учетом многолучевого распространения КВ при реализации беспроводных сетей в ДКМ диапазоне // Материалы 4-ой Всероссийской научно-практической конференции “Информационные технологии в экономике, науке и образовании”, 2004 г. – Бийск: Изд-во Алт. гос. техн. ун-та, 2004. – ISBN 5-9257-0046-5. – с. 49-50.
36. *Щирий А.О.* Вариации межмодовых задержек в двухмодовых и трехмодовых КВ-радиоканалах по данным наклонного зондирования ионосферы // Современные проблемы радиоэлектроники: Сб. науч. тр. / Под ред. А.И. Громыко, А.В. Сарафанова. – Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2004. – ISBN 5-7636-0620-5. – с. 37- 41.
37. *Щирий А.О.* Результаты экспериментальных исследований зависимости ширины полос конструктивной интерференции от межмодовых задержек в двухмодовых и трехмодовых КВ-радиоканалах // Современные проблемы радиоэлектроники: Сб. науч. тр. / Под ред. А.И.Громыко, А.В.Сарафанова. – Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2004. – ISBN 5-7636-0620-5. – с. 41- 44.
38. *A.O. Shiriy.* Most probable partition rays combinations on middle-latitude multipath HF radiolines // "Atmospheric and Ocean Optics. Atmospheric Physics": XI International Symposium, June 23-26, 2004. – Tomsk: Institute of Atmospheric Optic SB RAS, 2004. – ISBN 5-94458-038-0. – P. 79.
39. *Щирий А.О.* Моделирование влияния характеристик двухлучевого КВ радиоканала на глубину замираний, ширину полос конструктивной и деструктивной интерференции // Материалы V Всерос. науч.-техн. конф. "Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике", 2004. – Чебоксары: ЧГУ, 2004. – с. 273-277.
40. *Щирий А.О.* Использование языка описания структур данных ASN.1 в автоматизированной системе обработки экспериментальных данных // Тезисы докладов V Всероссийской конференции молодых ученых по математическому моделированию и информационным технологиям, Новосибирск, 2004 г. – Новосибирск: Институт вычислительных технологий СО РАН, 2004. – с.55-56.
41. *Щирий А.О.* Программное обеспечение автоматизированного радиофизического измерительного комплекса на основе наклонного ионозонда // Сборник материалов сессии "Информационно-вычислительные технологии в решении

- фундаментальных и прикладных научных задач" (ИБТН-2004). – М.: NC Group/НБК "Вист", 2004. – с.59.
42. *Чернов А.Г., Шумаев В.В., Щирый А.О.* Модуль расписания работы автоматизированного измерительного комплекса // Измерения, автоматизация и моделирование в промышленности и научных исследованиях: Межвузовский сборник / Под редакцией Г.В.Леонова. – Бийск: Изд-во Алт. гос. техн. ун-та, 2004. – ISBN 5-9257-0051-1. – с.26-27.
 43. *Щирый А.О.* Визуализация экспериментальных данных в виде трехмерной развертки по времени или частоте последовательности спектров или гистограмм на примере результатов исследования КВ радиолний // Материалы восьмого научно-практического семинара “Новые информационные технологии”. – М.: Московский гос. ин-т электроники и математики, 2005. – ISBN 5-94506-094-1. – с. 35-41.
 44. *Шумаев В.В., Щирый А.О.* Зависимость ширины полос прозрачности амплитудно-частотной характеристики трехмодового КВ радиоканала от межмодовых задержек // Материалы VIII Республиканской научной конференции студентов и аспирантов "Новые математические методы и компьютерные технологии в проектировании, производстве и научных исследованиях", 14-16 марта 2005 г. – Гомель: Изд-во Гомельского ГУ им. Ф.Скорины, 2005. – ISBN 985-439-047-0. – с. 114-115.
 45. *Щирый А.О.* Программное обеспечение управления базовой станцией ионосферного мониторинга // Известия Белорусской инженерной академии. – № 2(20)/1-2005. – с.204-207.
 46. *Колчев А.А., Щирый А.О.* Режекция сосредоточенных помех с использованием топографической классификации законов распределения // Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, сер. “Научная сессия, посвященная дню Радио”, 2005, вып. LX-1. – Т.1. – с. 363-366.
 47. *A.A. Kolchev, A.O. Shiriy.* Detection of the narrow band noise at LFM sounding of an ionosphere // XII Joint International Symposium "Atmospheric and Ocean Optics. Atmospheric Physics", June 27-30, 2005. – Tomsk: Institute of Atmospheric Optic SB RAS, 2005. – P. 192.
 48. *Колчев А.А., Щирый А.О.* Применение условно-медианного фильтра для восстановления пропусков при вычислении частотных полос сосредоточенных помех ДКМ диапазона // Тезисы докладов VI Всероссийской конференции молодых ученых по математическому моделированию и информационным технологиям, Кемерово, 2005.– Кемерово: ИБТ СО РАН, 2005. – с.22.

49. *A. Kolchev, A. Shiriy.* Narrow band noise attenuation for FMCW sounding // XXVIIIth General Assembly of International Union of Radio Science (URSI), New Delhi (India), 23-29 October, 2005. – GP1.30 (0553).
50. *Колчев А.А., Щирий А.О.* Удаление зашумленного фона с изображения ионограммы наклонного зондирования ионосферы // Сборник докладов 12-ой Всероссийской конференции “Математические методы распознавания образов”. – М.: МАКС Пресс, 2005. – с. 344-346.
51. *Колчев А.А., Щирий А.О.* Измеритель сосредоточенных помех ДКМ диапазона на основе ЛЧМ-ионозонда // Сб. трудов научной сессии МИФИ-2006: В 16 томах. – ISBN 5-7262-0633-9. – Т1. – М.: МИФИ, 2006. – с.248-249.
52. *Колчев А.А., Шумаев В.В., Щирий А.О.* Экспериментальные данные о частотах эмпирических моделей многолучевости на среднеширотных КВ радиоперелиниях // Сб. трудов научной сессии МИФИ-2006: В 16 томах. – ISBN 5-7262-0633-9. – Т5. – М.: МИФИ, 2006. – с. 106-108.
53. *Брянцев В.Ф., Стародубровский А.С., Щирий А.О.* Интерференционные явления при многолучевости на трассах наклонного зондирования и их влияние на диагностику каналов радиосвязи // Труды XII Международной научно-технической конференции "Радиолокация, навигация, связь" RLNC'2006. – Воронеж, 2006. – Т.2, с.1037-1045.
54. *Колчев А.А., Шумаев В.В., Щирий А.О.* Сопоставление огибающей сигнала разностной частоты на выходе ЛЧМ-ионозонда с АЧХ КВ радиоперелинии, вычисленной на основе полуэмпирической модели // Материалы VI Всерос. науч.-техн. конф. "Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике", 2006. – Чебоксары: ЧГУ, 2006. – с.336-339.
55. *Колчев А.А., Шумаев В.В., Щирий А.О.* Суточные вариации межмодовых задержек по данным наклонного зондирования среднеширотных КВ радиоперелиний // Труды XXIV Всероссийского симпозиума "Радиолокационное исследование природных сред", 18-20 апреля 2006 года, Санкт-Петербург. – СПб.: АНО им. Л.Т. Тучкова, 2006. – ISBN 978-5-98905-009-3. – с. 479-484.
56. *A.A. Kolchev, A.O. Shiriy.* Reconstruction of frequency dependence of complex coefficient of reflection using FMCW sounding data // XIII Joint International Symposium "Atmospheric and Ocean Optics. Atmospheric Physics": Symposium Proceedings. – Tomsk: Institute of Atmospheric Optic SB RAS, 2006. – P.198.
57. *Колчев А.А., Щирий А.О.* Использование критерия обнаружения промахов при подавлении сосредоточенных по спектру помех // Обозрение прикладной и промышленной математики. – 2006, т.13, в.4. – с. 654-655.
58. *Колчев А.А., Щирий А.О.* Режекция сосредоточенных по спектру помех при ЛЧМ зондировании ионосферы // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2006, т.XLIX, № 9. – с.751-759.

59. *A.A. Kolchev, A.O. Shiriy.* Rejection of spectrally lumped noise during chirp sounding of the ionosphere // *Journal Radiophysics and Quantum Electronics* (ISSN 0033-8443). – Vol. 49, №9/Sept., 2006. – P.675-682.
60. *Колчев А.А., Шумаев В.В., Щирий А.О.* Экспериментальные данные об относительных частотных границах моделей многолучевости КВ радиолиний // Тезисы докладов региональной XII конференции по распространению радиоволн, Санкт-Петербург, 31 октября - 1 ноября 2006 г. – СПб: СПбГУ, 2006. – ISBN 5-98340-042-8. – с.35.
61. *Колчев А.А., Щирий А.О.* О двух методиках подавления сосредоточенных помех при приеме ЛЧМ сигнала // Тезисы докладов VII Всероссийской конференции молодых ученых по математическому моделированию и информационным технологиям, Красноярск, 2006 г. – Красноярск: ИВТ СО РАН, 2006 – с.22.
62. *Колчев А.А., Шумаев В.В., Щирий А.О.* Исследование корреляции максимальных наблюдаемых частот разных мод распространения КВ радиосигнала // Тезисы докладов VII Всероссийской конференции молодых ученых по математическому моделированию и информационным технологиям, Красноярск, 1-3 ноября 2006 г. – Красноярск: ИВТ СО РАН, 2006 – с.55.
63. *Щирий А.О.* Классификация экспериментальных данных в измерительной системе // Сб. трудов научной сессии МИФИ-2007: В 17 томах. – ISBN 5-7262-0710-6. – Т1. – М.: МИФИ, 2007. – с. 198-199.
64. *Колчев А.А., Шумаев В.В., Щирий А.О.* Исследование корреляции Dst индекса магнитной активности и разности времен группового запаздывания парциальных мод распространения КВ в ионосфере // Сб. трудов научной сессии МИФИ-2007: В 17 томах. – ISBN 5-7262-0710-6. – Т5. – М.: МИФИ, 2007. – с. 98-100.
65. Пат. 2290756 РФ. Способ подавления сосредоточенных помех при приеме непрерывного линейно-частотно-модулированного сигнала / *А.А. Колчев, А.О. Щирий*; Марийский гос. ун-т. № 2005115593/09; Заявл. 23.05.2005; Опубл. 27.12.2006. Бюл. № 36.
66. *Колчев А.А., Шумаев В.В., Щирий А.О.* Гибкоперестраиваемая методика измерения радиопомех // Технологии электромагнитной совместимости. – 2007, № 1.– с. 50-55.
67. *Колчев А.А., Шумаев В.В., Щирий А.О.* Наиболее вероятные модели многолучевости при распространении коротких волн на магистральных среднеширотных радиолиниях // Информационные технологии моделирования и управления. – 2007, № 1 (35).– с. 70-76.
68. *Брянцев В.Ф., Колчев А.А., Чернов А.Г., Шумаев В.В., Щирий А.О.* Разработка программного обеспечения комплекса зондирования ионосферы "Сириус" / ФГУП "НПП "Полет". – Нижний Новгород, 2006. – 18 с. – Деп. в ВИНТИ 12.02.2007, № 124-B2007.

69. *Брянцев В.Ф., Колчев А.А., Шумаев В.В., Щирий А.О.* Обработка ионограмм наклонного зондирования для получения характеристик многолучевого распространения КВ // Труды XIII Международной научно-технической конференции "Радиолокация, навигация, связь" (RLNC'2007). – Воронеж, 2007. – Т.2 – с.1091-1097.
70. *Колчев А.А., Недопекин А.Е., Фомин Д.А., Шумаев В.В., Щирий А.О.* Развитие алгоритмов обнаружения и различения сигналов на выходе КВ каналов в условиях априорной неопределенности характеристик сигналов и помех // Труды XIII Международной научно-технической конференции "Радиолокация, навигация, связь" (RLNC'2007). – Воронеж, 2007. – Т.1 – с.145-152.
71. *Шумаев В.В., Шумаев Р.В., Щирий А.О.* Расчет оптимальных частотно-временных параметров цифрового вычислительного синтезатора ЛЧМ сигнала с заданной скоростью изменения частоты // Труды XIII Международной научно-технической конференции "Радиолокация, навигация, связь" (RLNC'2007). – Воронеж, 2007. – Т.2 – с.1227-1237.
72. *Щирий А.О.* Разработка алгоритмов для повышения точности измерения и расширения возможностей традиционного применения наклонного ионозонда // Системы управления и информационные технологии.–2007, №1.1(27).–с.202-204.
73. *Колчев А.А., Щирий А.О.* Восстановление частотной зависимости комплексного коэффициента отражения по данным наклонного ЛЧМ ионозонда // Оптика атмосферы и океана. – 2007, № 7 (в печати).
74. *Колчев А.А., Щирий А.О.* Оценивание параметров сосредоточенных по спектру помех на выходе приемника ЛЧМ ионозонда // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2007, № 5 (в печати).
75. *Черенкова Е. Л., Чернышев О. В.* Распространение радиоволн. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.
76. *Калинин А. И., Черенкова Е. Л.* Распространение радиоволн и работа радиолиний. – М.: Связь, 1971. – 440 с.
77. *Erukhimov L. M., Uryadov V. P., Ivanov V. A.* Pedersen mode ducting in a randomly stratified ionosphere // Waves in random media. – 1997, V.7, № 4. – P. 531-544.
78. *Долуханов М. П.* Распространение радиоволн. – М.: Связь, 1972. – 386с.
79. *Дэвис К.* Радиоволны в ионосфере / Под ред. А.А. Корчака; пер. с англ. – М.: Мир, 1973. – 502 с.
80. *Хмельницкий Е. А.* Оценка реальной помехозащищенности приема сигналов в ДКМ диапазоне. – М.: Связь, 1975. – 232 с.
81. *Финк Л. М.* Теория передачи дискретных сообщений. – М.: Сов.радио, 1970. – 325с.
82. *Кеннеди Р.* Каналы связи с замираниями и рассеянием. – М.: Советское радио, 1973. – 304 с.

83. *Поляков П. Ф.* Прием сигналов в многолучевых каналах. – М.: Радио и связь, 1986. – 248 с.
84. *Стейн С., Джонс Дж.* Принципы современной теории связи и их применение к передаче дискретных сообщений. – М.: Связь, 1971. – 376 с.
85. *Кловский Д. Д.* Передача дискретных сообщений по радиоканалам. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1982. – 304 с.
86. *Искам В. Я., Шапцев В. А.* Свойства распределения Накагами-Райса – модели замираний сигналов // Радиотехника, 1985, т.40, № 1. – с.76-78.
87. *Долуханов М. П.* Флуктуационные процессы при распространении радиоволн. – М.: Связь, 1971. – 184 с.
88. *Бахметьева Н. В., Шавин П. Б.* Статистические характеристики сигналов КВ диапазона при наклонном зондировании // Радиотехника, 1987, № 8. – С.49-52.
89. *Всехсвятская И. С.* Статистические свойства сигналов, отраженных от ионосферы. – М.: Наука, 1973. – 136 с.
90. *Думбрава З. Ф., Горшкова Э. З., Кияновский М. П., Машкова Е. А.* Аппроксимация эмпирических распределений амплитуды декаметрового сигнала // Исследования по геомагнетизму, аэрономии и физике Солнца, вып. 80. – М.: Наука, 1988. – С.164-168.
91. *Кириллов Н. Е.* Помехоустойчивая передача сообщений по линейным каналам со случайно изменяющимися параметрами. – М.: Связь, 1971. – 256 с.
92. *Зюко А. Г.* Помехоустойчивость и эффективность систем связи. М.: Связьиздат, 1963. – 320 с.
93. *Price R., Green P. E.* A communication technique for multipath channels. Proc. IRE, 1958, v.46, № 3.
94. *Афраймович Э. Л., Брынько И. Г., Вугмейстер Б. О., Грозов В. П., Захаров В. Н., Королев В. А., Мамченко М. С., Носов В. Е., Панюта И. Н., Суслов Л. П., Хачатуров А. И.* Измерение углов прихода коротковолнового радиосигнала при наклонном распространении фазовым методом с доплеровской фильтрацией. – Препринт СибИЗМИР СО АН СССР, № 15-78. – Иркутск, 1978. – 11 с.
95. *Bennet S. M.* Electromagnetic wave direction finding using doppler techniques. Патент США № 3991418, Nov.9, 1976.
96. *Арефьев Л. Н., Березин Ю. В., Балинов В. В., Полищук С. Е.* Новые возможности ионосферного канала связи при использовании метода селективного возбуждения характеристических волн // Радиотехника и электроника, 2000, № 1. – с.37-44.
97. *Эфремидес Э., Уизелтир Дж. Э., Бейкер Д. Дж.* Вопросы проектирования надежных мобильных радиосетей, использующих методы передачи и приема сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты // ТИИЭР, 1987, т.75, № 1. – с. 68-90.

98. *Харкевич А. А.* Теория информации. Опознавание образов. Избранные труды в трех томах. – Т. III, М.: Наука, 1973. – 524 с.
99. *Котельников В. А.* Теория потенциальной помехоустойчивости. – М.: Радио и связь, 1998. – 152 с.
100. *Ред Э. Т.* Схемотехника радиоприемников. Практическое пособие: Пер. с нем. – М.: Мир, 1989. – 152 с.
101. *Поляков В.* О реальной селективности КВ-приемников // Радио, 1981, №3. – с. 18-20.
102. Распространение по земному шару атмосферных помех и их характеристики. Отчет 322: Документы X Пленарной Ассамблеи МККР. Женева, 1963. – М.: Связь, 1965. – 80 с.
103. *Ремизов Л. Т.* Модели радиопомех естественного происхождения (обзор) // Радиотехника и электроника. – 1981, №2, с. 211-237.
104. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи / Сост. *Д. Р. Ж. Уайт*. Вып. 1. Общие вопросы ЭМС. Межсистемные помехи: Сокр. пер. с англ. / Под ред. А. И. Сапгира. – М.: Сов. радио, 1977. – 347 с.
105. Основы долгосрочного прогнозирования / *Е. М. Жулина, Т. С. Керблай, Е. М. Ковалевская и др.* – М.: Наука, 1969. – 68 с.
106. *Люттов С. А.* Индустриальные помехи радиоприему и борьба с ними. – М.: Госэнергоиздат, 1951. – 237 с.
107. *Чельшев В. Д.* Приемные радиоцентры. – М.: Связь, 1975. – 264 с.
108. *Бычков С. Г., Зеленков В. Е., Китайгородский А. М., Козин В. И., Козин И. Д., Лобанов Д. Ф.* Автоматизированный контроль занятости радиоэфира // Электросвязь, 1998, №12. – с. 29-30.
109. Измерение ширины полосы частот на контрольных станциях. Отчет 275-1 // Документы XI Пленарной Ассамблеи МККР: В 5-ти т., Осло, 1966. Пер. с англ. – М.: Связь, 1968. – т. 3, с. 336-341.
110. ГОСТ Р 50016-92. Совместимость технических средств электромагнитная. Требования к ширине полосы радиочастот и внеполосным излучениям радиопередатчиков. Методы измерения и контроля. – М.: 1993. – 53 с.
111. Государственная комиссия по радиочастотам (ГКРЧ). Нормы 19-02. Нормы на ширину полосы радиочастот и внеполосные излучения радиопередатчиков гражданского применения, 2002.
112. *Егоров Е. И., Павлюк А. П.* Новый этап в нормировании и контроле ширины полосы частот и внеполосных излучений радиопередатчиков // Электросвязь, 2003, №3. – с. 24-27.
113. *Комарович В. Ф., Сосунов В. Н.* Случайные радиопомехи и надежность КВ связи. – М.: Связь, 1977. – 136 с.

114. Колесник С. А. Уровень электромагнитного фона КВ диапазона: Автореф. ... канд. физ.-мат. наук / Томский госуд. университет. – Томск, 1997.
115. Колесник А. Г., Колесник С. А., Нагорский П. М., Шинкевич Б. М. Радиотехнический комплекс диагностики и контроля параметров электромагнитного фона в канале Земля - ионосфера // Ионосферные исследования, № 50. – Казань: Изд. КазГУ, 1997. – С. 244-252.
116. Колесник С. А., Колмаков А. А., Топольник С. В. Сезонно-суточные вариации уровня ЭМ фона в диапазоне частот 1-7 МГц // Труды XII Всероссийской школы-конференции по дифракции и распространению волн. В 2-х т. Том 2. – М.: Издательство МФТИ, 2001. – с.369-370.
117. Автоматический контроль занятости радиочастотного спектра. Отчет 278-1 // Документы XI Пленарной Ассамблеи МККР: В 5-ти т., Осло, 1966. Пер. с англ. – М.: Связь, 1968. – т.3, с. 349-355.
118. Промежуточный отчет по НИР “Радуга-А”, 1997, в/ч 25871, вх. № 404.
119. Earl G. F., Ward B. D. The frequency management system of the Jindalee over-the-horizon backscatter HF radar // Radio Science, 1987, V.22, №2, p.275-291.
120. Ионосферно-магнитная служба / Под. ред. С.И. Авдюшина, А.Д. Данилова. Л.: Госкомгидромет, 1978. – 274 с.
121. Probst S. E. The CURTS concept and current status of development // Signal (USA). – 1967, V.22, №3.
122. Page D. E., Hidson W. D. The CHEC system - towards automatic selection of optimum communication channels // Canadian Aeronautics and Space Journal. – 1967, September, P.303-306.
123. Иванов В. А., Рябова Н. В., Урядов В. П., Шумаев В. В. Прогнозирование и экстраполяция параметров КВ радиоканала по данным наклонного зондирования ионосферы. – Радиотехника, 1997, №7, с.28-30.
124. Иванов В. А., Рябова Н. В., Шумаев В. В. Частотное обеспечение КВ-радиосвязи на базе автоматизированного ЛЧМ-ионозонда // Проблемы дифракции и распространения радиоволн. – М.: МФТИ, 1995. – с. 110-121.
125. Иванов В. А., Шумаев В. В., Иванов Д. В. и др. Оперативное определение основных характеристик радиолиний и ключевых параметров частотных КВ радиоканалов // Проблемы радиосвязи: Сб. тр. X науч.-техн. конф. – Н.Новгород, 1999. – с. 130-132.
126. Рябова Н. В. Экспериментальное исследование многолучевости на КВ радиолиниях протяженностью 2500-5700 км // LVIII Научная сессия, посвящ. Дню радио, РНТО РЭС им. А.С.Попова.– М., 2003. –Т.1,с.205-207.
127. Иванов В. А., Егошин А. Б., Иванов Д. В., Колчев А. А., Рябова Н. В., Шумаев В. В. Оперативное моделирование работы систем КВ-связи // Радиолокация, навигация

- и связь: Материалы V Междунар. науч.-техн. конф. – Т.3. – Воронеж: Воронежский НИИ связи, 1999. – с. 1711-1716.
128. *Иванов В. А., Рябова Н. В., Шумаев В. В.* Основы радиотехнических систем ДКМ диапазона: Учеб. пособие. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 1998. – 204 с.
129. *Альперт Я. Л.* Распространение электромагнитных волн в ионосфере. – М.: Наука, 1972. – 563 с.
130. *Смирнов В. Б., Балакин Р. А., Кондрашов А. В. и др.* Аппаратура наклонного зондирования ионосферы // Наклонное зондирование ионосферы. – Л.: Госкомгипромет, 1972. – с. 57-85.
131. *Мирохин А. М., Кольцов В. В., Лобачевский Л. А.* Цифровой ионосферный комплекс “Сойка-6000” // Распространение радиоволн в ионосфере. – М.: Наука, 1983. – с.53-61.
132. *Погода Э. В.* Ионосферный диагностический комплекс “Базис” и его модификация // Экспериментальные методы зондирования ионосферы. – М.: 1981. – с.145-152.
133. *Минуллин Р. Г., Шерстюков О. Н., Сапаев А. Л., Назаренко В. И. и др.* Цифровой ионосферный комплекс “Циклон” // Ионосферные исследования, № 46. – М.: 1989. – с.109-115.
134. *Barry G. H., Fenwick R. B.* Extraterrestrial and Ionospheric Sounding with Synthesised Frequency Sweep // Hewlett Packard J. – 1965, V.16. – P.8-12.
135. *Barry G. H.* A low power incidence ionosonde // IEEE Trans. Geosci. Electron. – 1971. – GE-9(2). – P.86-89.
136. *Fenwick R. B.* Oblique chirp-sounder the H.F. communications test set // Commun. News. – 1974. – V.11. – P.32-33.
137. *Flood W. A.* Revised theory for partial reflection D-region measurements // J.Geophys. Res. – 1968.- V.73. - №26. – P.5584-5598.
138. *Иванов В. А., Фролов В. А., Шумаев В. В.* Зондирование ионосферы непрерывными ЛЧМ сигналами // Изв. вузов. Радиофизика. – 1986. – Т. XXIX, №2. – С.235-237.
139. *Barry Research Communications.* AN/TRQ-35(v) Tactical frequency Management System. 1985.
140. *Винницкий А. С.* Очерки основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн. – М.: Сов. радио, 1961. – 495 с.
141. *Кук Ч., Бернфельд М.* Радиолокационные сигналы. – М.: Сов. радио, 1971. – 224 с.
142. *Poole A. W. V.* Advanced sounding. The FMCW alternative // Radio Science, 1985, V.20, №6. – P.1609-1616.
143. *Филипп Н. Д., Блаунштейн Н. Ш., Ерухимов Л. М., Иванов В. А., Урядов В. П.* Современные методы исследования динамических процессов в ионосфере. – Кишинев: Штиинца, 1991. – 286 с.

144. *Mason J., Sclater N.* Over-the-horizon radars scan skies for FOBS. – *Electronic Design.*, 1967, v.15, №26, p.25-28.
145. *Сколник М.* Справочник по радиолокации: Пер. с англ. – в 4-х т. – М.: Сов. радио, 1976-1978. – т.1. Основы радиолокации / Под ред. К.Н. Трофимова, 1976. – 454 с.
146. Теоретические основы радиолокации / *Я.Д. Ширман, В.Н. Голиков, И.Н. Бусыгин и др.*, Под. ред. *Я.Д. Ширмана*. – М. Сов.радио, 1970 – 559 с.
147. *Haukins G. S., Winter D. F.* Radar echoes from overdense meteor trails under conditions of several diffusion. – *Proc. IRE*, 1957, v.45, №9, p.1290-1291.
148. *Stuart W. D.* Meteors.–Radar Cross Section Handbook, 1970, v.2, p.829-839.
149. *Степаненко А. А.* Подавление сосредоточенных помех при передаче дискретных сообщений сигналами с линейной частотной модуляцией // *Радиотехника*, 1978, т.33, №11. – с.43-48.
150. *Гольдберг А. П.* Режекция комплекса сосредоточенных помех // *Радиотехника*, 1978, т.33, №6. – с.3-9.
151. *Бернгардт О. И., Носов В. Е., Рудых Т. Ю.* Способ подавления сосредоточенных помех в ЛЧМ-ионозонде // *Материалы Байкальской молодежной научной школы по фундаментальной физике.* — Иркутск: ИСЗФ СО РАН, 1999. – с.549-554.
152. *Halpin T. F., Urkowitz H., Marrou D. E.* Propagation compensation by waveform predistortion // *IEEE Int. RadarConf. New York*, 1990, p.238-242.
153. *Гуревич Б. А., Кокарев А. К., Хирьянов А. Т.* Об адаптивном приеме сигналов в нестационарных инерционных каналах // *Техника средств связи, Сер. Техн. радиосвязи*, 1992, №5. – с.59-79.
154. А.с. 1305880 СССР, МПК Н 04 В 3/46. Способ измерения характеристики группового времени замедления и амплитудно-частотной характеристики канала связи / *А.Д. Зорьев (СССР)*. – 4475118/24-09; Заявлено 08.08.88; Опубл. 07.10.90; Бюл. № 37. – 4 с.; ил.
155. *Брянцев В. Ф., Ежов А. И., Красильникова Л. М, Тихонов Ю. Г.* К методике измерений средних характеристик радиосигналов на трассах наклонного зондирования // *Исследования по геомагнетизму, аэронавигации и физике Солнца*, Вып.67. – М., 1984. – с.188-196.
156. *Брянцев В. Ф., Стародубровский А. С.* Измерения АЧХ при наклонном зондировании ионосферы широкополосными сигналами // *Труды всероссийской научной конференции "Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике"*, Муром. – Муром, 2003. – с. 263-266.
157. *Коришунов И. П., Матвеев Р. Ф.* Об одном способе определения АЧХ регулярных многомодовых световодов // *Радиотехника и электроника*, 1983, т.28, №6. – с.1219-1222.
158. *Бабкина Т. В., Григорьянц В. В., Смирнов В. Б.* Частотные характеристики волоконных световодов // *Радиотехника*, 1982, №2. – с.29-34.

159. А.с. 1305880 СССР, МПК Н 04 В 3/46. Способ контроля канала связи / Т.А. Золотухина, Крютченко Т.В. (СССР). – 4481081/00-09; Заявлено 17.06.88; Опубл. 23.06.91; Бюл. № 23. – 2 с.; ил.
160. *Nokagami M.* Statistic Methods in Radio Wave Propagation. – Pergamon Press, 1960.
161. *Алимов В. А., Ерухимов Л. М.* О распределениях флуктуаций КВ-сигналов // Изв. вузов. Радиофизика. – 1973, т.16. №10. – с.1540-1551.
162. *Алимов В. А., Ерухимов Л. М.* К вопросу о глубоких замираниях КВ сигналов // Изв. вузов. Радиофизика. – 1975, т.18. N7. – с.948-957.
163. *Chryssomallis M. T., Gibson A. J.* Amplitude statistics of HF signal and noise on a 2300 km path over Europe // Electron. Lett., 1992, 28, №19, p.1827-1828.
164. *Горишкова Э. З., Думбрава З. Ф., Писарева Л. В.* Восстановление функции плотности вероятности по эмпирической выборке // Исследование явлений в ионосфере и магнитосфере Земли. – Владивосток: Ин-т космофиз. исслед. и распротр. радиоволн ДВО АН СССР, 1990. – с.48-57.
165. *Вовк В. Я., Шумилов И. А.* Измерение амплитудных характеристик многомодового сигнала при НЗ на субавроральной радиолинии // Тр. Аркт. и Антаркт. НИИ. – 1991, №427. – с.131-138.
166. *Алимов В. А.* О частотной корреляции флуктуаций радиоволн, отраженных от ионосферы // Геомагнетизм и аэрономия, 1972, т.12. №3. – с.548-551.
167. *Гайлит Т. А., Гусев В. Д., Ерухимов Л. М. и др.* О спектре фазовых флуктуаций при зондировании ионосферы // Изв. вузов. Радиофизика, 1983, т.26, №7. – с.798-801.
168. *Бичуч Е. И., Кольцов В. В.* Использование амплитудно-частотных характеристик отраженных сигналов для диагностики области Е ионосферы // Ионосферное распространение радиоволн. – М., 1989, с.72-76.
169. *Бичуч Е. И., Кольцов В. В.* Определение частоты столкновений по амплитудно-частотным характеристикам вертикального зондирования // Геомагнетизм и аэрономия, 1985, т.25, №2. – с.315-317.
170. *Михайлов С. Я.* Моделирование отклика анализатора спектров вертикального ЛЧМ-ионозонда и восстановление передаточной функции в области полупрозрачности Е-слоя ионосферы // Изв. вузов. Радиофизика. Т. 44, 2001, №8, с. – 641-652.
171. *Куницин В. Е., Усачев А. Б.* Амплитудно- и фазочастотные характеристики вертикального радиозондирования магнитоактивной ионосферы // Радиотехника. – 1991, № 1. – с. 8-10.
172. *Rand Timothy H., Yeh. K. C.* Transfer functions and pulse distortion for an ionospheric reflection channel with embedded random irregularities // Radio science. – 1991, V.26, № 1. – P. 1-14.

173. Барабашев Б. Г., Вертоградов Г. Г. Динамическая адаптивная структурно-физическая модель ионосферного радиоканала // Математическое моделирование. – 1996, Т. 8, № 2. – с. 3-18.
174. Анишин М. М. Моделирование и исследование полей декаметровых волн: Автореф... канд. техн. наук. / РГУ. – Ростов-на-Дону, 2003. – 22 с.
175. Черенкова Е. Л. Оценка методов расчета напряженности поля на коротких волнах // Электросвязь, 1959, №10. – с.23-29.
176. Документы XI Пленарной Ассамблеи МККР: В 5-ти т., Осло, 1966. Пер. с англ. – М.: Связь, 1968.
177. Куркин В. И., Орлов И. И., Попов В. Н. Метод нормальных волн в проблеме коротковолновой радиосвязи. – М.: Наука, 1981. – 124 с.
178. Куркин В. И. Моделирование, диагностика и прогнозирование характеристик КВ сигналов на основе метода нормальных волн: Дис. ... докт. физ.-мат. наук / ИСЗФ СО РАН. – Иркутск, 1999.
179. Немировский А. С. Борьба с замираниями при передаче аналоговых сигналов. – М.: Радио и связь, 1984. – 208с.
180. Лапин А. В. Моделирование дисперсионных искажений широкополосных сигналов: Дис. ... канд физ.-мат. наук. /МФТИ. – М., 1994.
181. Хазан В. Л., Зенков А. Н. Математическая модель дискретного канала связи декаметрового диапазона радиоволн // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. – 1991, Вып. 9. – с.17-26.
182. Юрьев А. Н., Хазан В. Л., Мереминский И. А., Зенков А. Н. Идентификация параметров модели дискретного канала связи декаметрового диапазона // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. – 1991, Вып. 9. – с.27-32.
183. Еришов Л. А., Коренной А. В., Шелковников М. А. Марковская модель декаметрового канала связи // Радиотехника, 1998, №3. – с.57-60.
184. Брайнина И. С. О пропускной способности двухлучевого КВ канала с медленными замираниями // Радиотехника, 1969, №4. – с.92-94.
185. Вологдин А. Г. Исследование эргодичности многомодовых КВ сигналов в ионосфере // Радиотехника, 1991, №6. – с.70-73.
186. Вологдин А. Г., Смородинов В. А. Экспериментальное исследование поля двухмодового ионосферного сигнала // Радиотехника, 1986, №8. – с.77-79.
187. Вологдин А. Г., Осокина Е. Р., Смородинов В. А. Стохастические свойства двухмодовых ионосферных сигналов // Радиотехника, 1988, №10. – с.35-37.
188. Вологдин А. Г. Алгоритм анализа парциальных элементов многомодового радиосигнала в ионосфере // Радиотехника, 1996, №8. – с.25-27.
189. Вологдин А. Г. Экспериментальный анализ параметров двухмодовых коротковолновых сигналов в ионосфере // Радиотехника, 1997, №6, с.18-21.

190. Терехов Л. С., Четверкина О. И. О структуре АЧХ радиоприема ДКМ диапазона // Тез. докл. междунар. симпоз. "Мониторинг окружающей среды и проблемы солнечно-земной физики", посвящ. 60-летию регулярных ионосферных исследований в России, 18-21 июня 1996 г. – Томск: СФТИ, 1996. – с. 119-120.
191. Терехов Л. С., Шапцев В. А. Повышение точности радиозондирования ионосферы. – Новосибирск: Изд. СО РАН, 1997. – 131с.
192. Колчев А. А. Исследование ионосферных каналов распространения ДКМВ для сигналов с расширенным спектром: Дис. ... канд. физ.-мат. наук / КГУ. – Казань, 1996.
193. Иванов В. А., Колчев А. А., Шумаев В. В. Аппаратно-программный комплекс для определения передаточной функции широкополосного КВ - радиоканала // Проблемы дифракции и распространения волн: Межвед. сб. – М.: МФТИ, 1995. – с.103-109.
194. Иванов В. А., Шумаев В. В., Колчев А. А., Батухтин В. И. Адаптация АЧХ и ФЧХ КВ-радиоканала к дисперсному рассогласованию СРС в ионосфере // Проблемы радиосвязи: Сб. тр. X науч.-техн. конф. – Н.Новгород, 1999. – с. 133-136.
195. Айвазян С. А., Енюков И. С., Мешалкин Л. Д. Прикладная статистика: Основы моделирования и первичная обработка данных. – М.: Финансы и статистика, 1983. – 471с.
196. Калиткин Н. Н. Численные методы. – М.: Наука, 1978.
197. Новицкий П. В., Зограф И. А. Оценка погрешностей результатов измерений. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1991. – 304 с.
198. Гинзбург В. Л. Распространение электромагнитных волн в плазме. – М.: Наука, 1967. – 684с.
199. Гершман Б. Н., Ерухимов Л. М., Яшин Ю. Я. Волновые явления в ионосфере и космической плазме. – М.: Наука, 1986. – 392 с.
200. Лучевое приближение и вопросы распространения радиоволн / Под ред. Кияновского М. П. – М.: Наука, 1971. – 311 с.
201. Бакалов В. П., Воробийченко П. П., Крук Б. И. Теория электрических цепей: Учебник для вузов; под ред. В.П. Бакалова. – М.: Радио и связь, 1998.- 444с.
202. Бендат Дж., Пирсол А. Прикладной анализ случайных данных. – М.: Мир, 1989. – 540 с.
203. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
204. Колосов М.А., Арманд Н.А., Яковлев О.И. Распространение радиоволн при космической связи. – М.: Связь, 1969. – 155с.
205. Кравицов Ю.А., Орлов Ю.И. Геометрическая оптика неоднородных сред. – М.: Наука, 1980. – 304 с.
206. Иванов В. А., Колчев А. А., Шумаев В. В. Определение передаточной функции широкополосного КВ – радиоканала для отдельных мод распространения //

- Проблемы дифракции и распространение волн: Межвед. сб. – М.: МФТИ, 1995. – с. 122-131.
207. Бахвалов Н. С. Численные методы. – М.: Наука, 1975. – 632 с.
208. Вайнштейн Л. А., Вакман Д. Е. Разделение частот в теории колебаний и волн. – М.: Наука, 1983. – 288 с.
209. Вакман Д. Е. Сложные сигналы и принцип неопределенности в радиолокации. – М.: Сов. Радио, 1965. – 304 с.
210. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М.: Мир, 1990. – 584 с.
211. Кей С. М., Марпл-мл. С. Л. Современные методы спектрального анализа // ТИИЭР, 1981, т.69, № 11. – с. 5-51.
212. Жежерин В. Р. Применение Микро-ЭВМ при спектральной обработке выходного сигнала непрерывной системы с частотной модуляцией. – Москва, Всесоюзный Заочный Машиностроительный Ин-т, 1983. – Деп. в ВИНТИ 1984, № 794-84.
213. Хэррис Ф. Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье // ТИИЭР, 1978, т.66, № 1. – с.60-98.
214. Васильев В. Н., Гуров И. П. Компьютерная обработка сигналов в приложении к интерферометрическим системам. – СПб.: БХВ-Санкт-Петербург, 1998. – 240 с.
215. Быстрые алгоритмы в цифровой обработке изображений / Под ред. Т.С. Хуанга. – М.: Радио и связь, 1984. – 221 с.
216. Иванов В. А., Колчев А. А., Рябова Н. В., Шумаев В. В. Исследование искажений сигналов с расширенным спектром на выходе сквозного радиоканала с дисперсией. Проблемы дифракции и распространения волн: Междув.сб. МФТИ.М., 1994. С.62-72.
217. Егошин А. Б. Автоматизированная система адаптивной обработки сигналов со сверхбольшой базой для радиозондирования ионосферных радиолоний: Дис. ... канд. техн. наук / МарГТУ. – Йошкар-Ола, 2003.
218. Батухтин В. И., Егошин А. Б., Иванов В. А., Колчев А. А., Шумаев В. В. Методы цифровой обработки сигналов радиолокационного зондирования ионосферы // Радиолокация, навигация и связь: Тр. V междунар. науч.-техн. конф. – Т.2. – Воронеж: ВНИИС, 1999. – с.1025-1036.
219. Егошин А. Б., Рябова Н. В. Автоматическое обнаружение сигнала на выходе системы сжатия ЛЧМ ионозонда // Труды IX Международной научно-технической конференции “Радиолокация, навигация, связь” RLNC'2003. – Т.2. – Воронеж: ВНИИС, 2003. – с. 940-951.
220. Егошин А. Б., Иванов В. А., Колчев А. А., Шумаев В. В. Методы обработки и интерпретации ионограмм наклонного ЛЧМ-зондирования // Распространение радиоволн: Тез. докл. XIX Всерос. науч. конф. – Казань, 1999. – с.118-119.
221. Галкин И. А. Программное обеспечение системы автоматической обработки

- ионограмм вертикального зондирования. I. Первичная обработка ионограммы. – Препринт СиБИЗМИР СО АН СССР, № 20-87. – Иркутск, 1987. – 17 с.
222. *Галкин И. А.* Программное обеспечение системы автоматической обработки ионограмм вертикального зондирования. II. Интерпретация высотно-частотной характеристики. – Препр. СиБИЗМИР СО АН СССР № 22-88. – Иркутск, 1988. – 13 с.
223. *Pulinets S. A.* Automating vertical ionogram collection, processing and interpretation // Ionosonde networks and stations. Proceeding of Session G6 at the XXIV General Assembly of the International Union of Radio Science (URSI). Kyoto, Japan, National Geophysical Data Center, 1995. – P. 37 - 43.
224. *Грозов В. П., Носов В. Е., Ососков Г. А.* Вопросы обработки изображений применительно к задачам автоматической обработки ионограмм // Оптика атмосферы и океана, том 11, 1998, № 05. – с.543-546.
225. *Зыков Е. Ю., Минуллин Р. Г., Шерстюков О. Н., Акчурун А. Д.* Автоматическая обработка ионограмм в ионосферном комплексе "Циклон - 10" // Ионосферные исследования, №50. – Казань: Изд. КазГУ, 1997 – с.232-243.
226. *Зазнобина Е. Г., Ососков Г. А.* Применение нейронных сетей в анализе данных вертикального зондирования ионосферы. Препринт P10-93-404, Дубна, ОИЯИ, 1993. – 10 с.
227. *Piggot W. R., Rawer K.* URSI hand book of ionogram interpretation and reduction. World Data Centre A. Rep. UAG-23A. Boulder, 1978, 206 p.
228. *Агарышев А. И.* Метод расчета максимальных наблюдаемых частот при двухскачковом распространении декаметровых радиоволн // Радиотехника, 1985, №4. – с. 67-70.
229. *Чернышев О. В., Васильев Т. Н.* Прогноз максимальных применимых частот ($W = 10, 50, 100, 150$). – М.: Наука, 1973.
230. Прогнозирование состояния КВ-радиоканала на протяженных трассах путем математического моделирования ионограмм НЗ: Отчет о НИР. Часть I / Мособлсовет ВОИР; рук. *Ю.Н. Черкашин, И.В. Крашенинников*. – М., 1990. – 27 с.
231. *Крашенинников И. В., Егоров И. Б., Коломийцев О. П., Черкашин Ю. Н.* Погрешности прогнозирования ионосферного прохождения радиоволн на основе глобальной ионосферной модели // Геомагнетизм и аэрономия, т.44, №2, 2004. – с.221-226.
232. *Коев М. А.* Моделирование ионосферы в прикладных задачах геофизики. – Иркутск, 1983. – 278 с.
233. *Данилкин Н. П., Мальцева О. А.* Ионосферные радиоволны. – Ростов-на-Дону: РГУ, 1977. – 176 с.
234. Ионосфера Земли. Модель глобального распределения концентрации, температуры и эффективной частоты соударений электронов. 4.2. Таблица параметров. ГОСТ 25645, 146-89 СССР.

235. Rawer K. International Reference Ionosphere Report UAG-82, WDC-A for STP, Boulder, USA, 1981, 247 p.
236. Справочная модель распределения концентрации температуры и эффективной частоты соударений электронов в ионосфере на высотах ниже 200 км / Под ред. Часовитина Ю. К. – Обнинск: ИЭМ, 1983. – 133с.
237. Безprozванная Ф. С., Широчков Ф. В., Шука Т. Е. Эмпирические модели электронной концентрации в полярной ионосфере при различных гелиогеофизических условиях // В кн: Прогнозирование ионосферы и условий распространения радиоволн. – М., 1985. – с. 29-39.
238. Chasovitin Yu. K., Shirochkov F. V., Besprozvannaya F. S., et. al. The global ampirical model with the distribution of density, temperature and effectiv collision frequency of electrons in the ionosphere. XXVI COSPAR Plenare Meeting (France, June - Jule 1986) Abstracts. – 1986, p.211.
239. Иванов В. А., Чернов А. Г., Шумаев В. В. Интеграция в европейскую сеть ЛЧМ ионозондов // Тр. науч. конф. по итогам н.-и. работ Мар. гос. техн. ун-та. Секц. радиофизики, техники, локации и связи / Мар. гос. техн. ун-т. – Йошкар-Ола, 2001. – с. 2-17. – Деп. в ВИНТИ 21.03.2002, № 515-B2002.
240. Хмельницкий Е. А. Запаздывание между сигналами отдельных лучей на линиях КВ радиосвязи // Электросвязь, 1981, №4. – с.26-30.
241. Фикс Я. А. Об искажениях сигнала, обусловленных многолучевым характером механизма рассеяния в ионосфере // Электросвязь, 1964, №10. – с.7-16.
242. Богута Н. М., Иванов В. А., Нога Ю. В., Терехов С. А., Урядов В. П., Шумаев В. В. Использование ЛЧМ ионозонда в адаптивной системе КВ радиосвязи // Радиотехника, 1993, №4. – с.77-79.
243. Чернов А. Г. Программируемый синтезатор непрерывного ЛЧМ - сигнала с заданным уровнем шумов для диагностики КВ радиолиний: Дис. ... канд. техн. наук / КГТУ. – Казань, 2000.
244. Shereil W. M., Green T. C., Martin P. E. Interferometric direction finding on an FM-CW ionosonde // Radio Sci. – 1972, Vol.7, N2. – P.251-256.
245. Буч Г. Объектно-ориентированный анализ и проектирование с примерами приложений на C++. 2-е изд. / Пер. с англ. – М.: Издательство Бином, СПб.: Невский диалект, 1998. – 560 с.
246. Таненбаум Э. Современные операционные системы. – СПб.: Питер, 2002. – 1040 с.
247. Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н. Цифровая обработка сигналов. – 2-изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1990. – 256 с.
248. Чайлдерс Д. Дж., Скиннер Д. П., Кемерейт Р. Ч. Кепстр и его применение при обработке данных. Обзор // ТИИЭР, 1977, т.65, №10. – с. 5-23.
249. Дробжес В. И., Куделин Г. М., Нургожин Б. И. и др. Волновые возмущения в ионосфере. – Алма-Ата: Наука Казахской ССР, 1975. – 179 с.