МАГИСТЕРСКАЯ ДИСЕРТАЦИЯ

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ В ГОРОДСКИХ УСЛОВИЯХ

Санкт-Петербург 2018

Оглавление

Перечень сокращений…… 4

Введение……...6

1. Анализ условий функционирования комплексов местоопределения ИРИ ОВЧ-УВЧ диапазонов в городе…….……...…..……..10

1.1 Условия применения комплексов местоопределения…….....11

1.2 Особенности сигнально–помеховой обстановки в условиях города…….15

1.3 Условия эксплуатации комплексов местоопределения в городе……25

1.4 Требования к городским комплексам местоопределения……...28

2. Модель распространения радиоволн в условиях городской застройки……...33

2.1 Энергетическая модель городской трассы радиоконтроля…….35

2.2. Модель трассы радиоконтроля в условиях многолучевости…….....41

2.3 Обобщенная модель распространения радиоволн в условиях города…..43

2.4 Анализ адекватности, чувствительности и надежности модели……....51

3. Алгоритмы обработки координатно-информативных параметров радиосигналов в комплексах местоопределения……..57

3.1. Алгоритмы обработки в измерителе…….....59

3.2 Алгоритмы обработки в системе...…….....72

3.3 Одноэтапный алгоритм определения координат ИРИ...……78

3.4 Алгоритм определения координат подвижного источника радиоизлучений…….84

3.5 Алгоритм определения координат ИРИ на подвижном комплексе местоопределения…….93

Заключение……....97

Список использованных источников……..99

Перечень сокращений

ИРИ	–	источник радиоизлучения
ОВЧ	–	очень высокие частоты
УВЧ	–	ультравысокие частоты
РЭС	–	радиоэлектронное средство
ППРЧ	–	программная перестройка рабочей частоты
ППП	–	пространственно - поляризационные параметры
ЭМВ	–	электромагнитные волны
ЭМД	–	электромагнитная доступность
МФСС	–	многофункциональные системы связи
ЭДС	–	электродвижущая сила
АЭ	–	антенный элемент
МНК	–	метод наименьших квадратов
АЦП	–	аналого – цифровое преобразование
СВ	–	собственный вектор
ПП	–	пространственно поляризованные
СЗ	–	собственные значения
КМ	–	ковариационная матрица
ОМП	–	определение местоположения
АР	–	антенная решетка
МНК	–	метод наименьших модулей
МВВКП	–	метод вариационно – взвешенных квадратических приближений
МП	–	максимально правдоподобный
РРВ	–	распространение радиоволны
ССРН	–	система спутниковой радионавигации
СКО	–	среднеквадратическое отклонение
РЭО	–	радиоэлектронная обстановка
МОК	–	метод определения координат

Введение

В настоящее время в радиолокации, радионавигации, для средств радиоэлектронной разведки определили появление и развитие в составе силовых структур систем радиоконтроля в ОВЧ-УВЧ диапазоне, которые приходятся в основном на территории городов и населенных пунктов, актуальной является определение координат источников радиоизлучения (ИРИ). В частности, большое распространение получила задача определения направления и координат источника радиоизлучения с помощью комплексов местоопределения.

Среди известных методов определения координат ИРИ можно, прежде всего, выделить позиционные методы (угломерный, разностно-дальномерный и угломерно-дальномерный). Наиболее широко в системах определения координат ИРИ применяются угломерные методы, реализуемые с использованием радиопеленгаторов. При этом в случае неизменности положения ИРИ в процессе измерений возможно дальнейшая оптимизация для повышения точности местоопределения путем соответствующего усреднения полученных результатов многократных измерений координаты источника с использованием алгоритмов максимума правдоподобия и минимума среднеквадратического отклонения (СКО). Данный метод является двухэтапным: на первом этапе измеряются пеленги ИРИ, соответствующие двум положениям, и вычисляются значения координат источника; на втором этапе по полученному массиву значений координат производится оценка истинного значения координат источника.

Таким образом, объективное существование выше изложенного противоречия, а также недостаточный уровень развития алгоритмического обеспечения процесса обеспечения ЭМД объектов КБС определяют актуальность настоящего исследования, направленного на разработку алгоритмов обеспечения ЭМД объектов КБС в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки, применение которых на практике приведет к повышению качества как процесса обеспечения ЭМД объектов КБС, так и процесса КБСИ в целом. В качестве объекта исследования в диссертационной работе выбраны перспективные комплексы контроля безопасности связи. Предметом исследования является процесс обеспечения ЭМД радиосиг-налов подлежащих КБС в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки.

Актуальность темы магистерской диссертации является разработка одноэтапного алгоритма обработки координатно-информативных параметров сигналов, в качестве которых выступают регистрируемые напряжения сигнала на входах приемных трактов, подключенных к соответствующим распределенным в пространстве датчикам поля (антенным элементам) получить оценки координат их (сигналов) источников.

Основой для выполнения указанных требований является совершенствование и развитие информационных, расчетно-аналитических и измерительно-пеленгационных систем, в состав которых должны входить стационарные, мобильные и носимые пеленгационные комплексы, позволяющие определять координаты источников радиоизлучения (ИРИ) в условиях высокой плотности городской застройки. К тому же даже имеющаяся пеленгационная техника не всегда удовлетворяет требованиям качества и функциональности и требует дальнейшей доработки в направлении повышения точности определения координат ИРИ в городских условиях.

Таким образом, целью магистерской диссертации является повышение точности определения координат источников радиоизлучения (ИРИ) в городских условиях.

Для достижения поставленной цели в магистерской диссертации решается задача определения координат источников радиоизлучения. Условия, в которых решается задача, представляют собой городскую среду с высокой плотностью застройки и соответственно многолучевым характером распространения радиоволн (наличием многочисленных переотражении ЭМВ от зданий-интерференционных помех). При этом задача осложняется тем, что при наличии в точке измерения нескольких ЭМВ с различными направлениями прихода на одной частоте радиопеленгатор измеряет направление прихода результирующей волны (не различает одновременно несколько различных направлений прихода).

Для достижения целей в магистерской диссертации решается следующая задача:

разработка одноэтапного алгоритма обработки координатно-информативных параметров сигналов в движении и получение экспериментальных данных от истинного направления на источник излучения в городском многолучевом канале.

Объектом исследования является процесс определения местоположения источников радиоизлучения.

Предметом исследования являются алгоритмы расчёта координат источников радиоизлучений и преобразования координатно-пеленговой информации при использовании комплексов местоопределения.

Диссертация состоит из введения, трёх глав, заключения, списка использованных источников, включающий в себя 35 наименований. Основной текст работы изложен на 87 страницах, содержит 22 рисунка и 4 таблицы.

1. Анализ условий функционирования комплексов местоопределения ИРИ ОВЧ-УВЧ диапазонов в городе

Условия функционирования комплексов местоопределения можно условно разделить на три группы: условия применения; условия электромагнитной обстановки; условия эксплуатации.

К условиям применения обычно относят:

задачи систем радиоконтроля, в интересах которых необходимо определять местоположение ИРИ;

совокупность объектов радиоконтроля, систем связи и непосредственно источников радиоизлучений, их принадлежность, условия размещения и эксплуатации;

характеристики городской застройки в районе сбора информации;

Условия электромагнитной обстановки характеризуют:

параметры загрузки диапазона “полезными” и “фоновыми” радиоизлучениями, а также помехами искусственного и естественного происхождения;

количество и плотность ИРИ в районе сбора информации системы радиоконтроля;

технические характеристики систем связи и ИРИ различной принадлежности.

К условиям эксплуатации можно отнести:

технические характеристики измерителей координатно-информативных параметров сигналов ИРИ ОВЧ-УВЧ диапазона;

ограничения на состав, структуру и топологию системы местоопределения, развернутой в городе;

алгоритмы обработки, измеряемых координатно-информативных параметров радиосигналов;

алгоритмы управления пространственно разнесенными измерителями из состава системы.

1.1. Условия применения комплексов местоопределения

Преимущества современных сетей и средств радиосвязи в ОВЧ-УВЧ диапазоне, в том числе достаточно высокое качество связи при относительно низких затратах и глобальность, обеспечили им одно из ведущих мест в мировой телекоммуникационной сети. Следствием этого явилось увеличение количества и плотности, особенно в городах, активно работающих средств радиосвязи ОВЧ-УВЧ диапазона.

Опыт последних локальных вооруженных конфликтов свидетельствует о том, что радиосвязь в ОВЧ-УВЧ диапазоне становится основной в системах боевого управления противоборствующих сторон. Свидетельством этому является и тот факт, что организация управления незаконными вооруженными формированиями в период контртеррористической операции на Северном Кавказе РФ осуществлялась в основном с использованием специально разработанной системы радиосвязи боевого управления.

Следует отметить, что наряду со специальными сетями радиосвязи, объекты оперативной заинтересованности практически всех силовых структур активно пользуются услугами, предоставляемыми гражданскими сетями мобильной радиосвязи (сетями связи общего пользования).

Данные обстоятельства определили появление и развитие в составе силовых структур систем радиоконтроля (радиоэлектронной разведки) в

ОВЧ-УВЧ диапазоне, районы сбора информации, которых приходятся в основном на территории городов и населенных пунктов.

Интенсивное освоение ОВЧ-УВЧ диапазона сетями связи различного назначения актуализировало проблему контроля его использования со стороны государства, что привело в свою очередь к наращиванию соответствующей компоненты радиоконтроля в подразделениях радиочастотной службы на территории РФ.

Объективной особенностью функционирования систем радиоконтроля различного назначения сегодня является возрастание ценности информации о местоположении источников радиоизлучений.

Типовыми задачами систем радиоконтроля различной принадлежности могут быть:

- ведение разведки в сетях боевого управления вероятного противника в локальных вооруженных конфликтах с определением местоположения объектов-носителей ИРИ и ретрансляторов;

- сопровождение групп специального назначения (своих войск), оснащенных радиомаяками;

- радиоразведывательное обеспечение при проведении оперативно-технических мероприятий силовыми структурами, в том числе специальными органами ПС ФСБ РФ на границе и приграничной территории с определением местоположения объектов оперативной заинтересованности, использующих радиотелефоны и портативные радиостанции;

- техническое обеспечения контроля использования радиочастотного ресурса РФ в регионах, городах и населенных пунктах, в том числе определение местоположения источников помех и другие.

Основным объектом и одновременно источником радиоконтроля в условиях мирного времени на территории РФ является взаимоувязанная сеть связи РФ, представляющая собой комплекс технически сопряженных сетей связи общего пользования и ведомственных сетей.

Анализ принадлежности средств радиосвязи гражданского применения в диапазоне 30…3000 МГц, которые используются в большинстве промышленных регионов страны, показывает, что значительную долю в их общем количестве занимают РЭС, относящиеся к сухопутной подвижной службе. К сухопутной подвижной службе относятся: системы сотовой связи, системы транкинговой связи и системы персонального радиовызова.

В условиях локального вооруженного конфликта, на примере контртеррористической операции в Чеченской республике, основными источниками радиоэлектронной разведки могут быть:

- специально создаваемые конвенциальные сети радиосвязи на базе полупрофессиональных комплексов радиосредств (носимые, автомобильные радиостанции, ретрансляторы и др.) как правило, одной фирмы;

- сети радиосвязи на базе профессиональных комплексов и радиостанций военного назначения, работающих, в том числе в режиме ППРЧ;

- системы спутниковой связи INMARSAT, THURAYA, IRIDIUM (в первую очередь речь идет об абонентских терминалах в зоне конфликта);

- сети связи общего пользования (сотовые, транкинговые, персонального вызова);

- радиорелейные линии связи;

- сети связи, реализованные по технологии RadioEthernet.

Объективно необходимым условием радиоконтроля, в том числе определения местоположения ИРИ в заданном районе сбора является электромагнитная доступность к ним с позиций измерительных пунктов. Перемещение районов сбора информации на территории городов и населенных пунктов требует, во-первых, учета особенностей распространения радиоволн в условиях городской застройки и, во-вторых, учета условий размещения контролируемых ИРИ и собственно измерителей.

К основным особенностям распространения радиоволн ОВЧ-УВЧ диапазона в городских условиях следует отнести:

- наличие в основном закрытых трасс радиоконтроля;

- дифракцию электромагнитных волн (ЭМВ) от крыш ближних зданий к проезжей части улиц;

- дифракцию ЭМВ на сложном экране в виде рядов зданий;

- сложную интерференцию множества отраженных сигналов;

- большое число «фоновых» ИРИ;

- высокий уровень промышленных помех;

- неравномерность городской застройки;

- значительный разброс параметров распространения на трассах радиоконтроля в широком диапазоне частот (от 30 до 3000 МГц);

- достаточно широкий диапазон характеристик ИРИ выступающих объектами радиоконтроля.

Констатация факта закрытых трассах радиоконтроля в городских условиях следует из того, что чаще всего объектом контроля выступает абонентская станция (возимая или носимая), следовательно, располагаться она будет чаще всего на уровне полутора метров от земли. Измеритель, в свою очередь, находясь даже на уровне (выше уровня на 3-5 метров) крыш зданий, будет иметь прямую видимость с ИРИ, как правило, только в случае нахождения с ним на одной улице. Ситуация еще более усложняется если измеритель находится на транспортном средстве. Таким образом, в большинстве случаев между измерителем и ИРИ не будет прямой видимости или хотя бы радиовидимости, и как следствие этого до измерителя будет доходить только дифракционная составляющая излучения.

В пределах городской застройки, в том числе пересеченной местности, к антенне измерителя приходит результирующее поле от ИРИ и от отражающих предметов, что обуславливает сложную интерференционную картину, а также возможность несовпадения направления прихода и поляризации волны с направлением и поляризацией антенны ИРИ.

1.2. Особенности сигнально-помеховой обстановки в условиях города

Загрузку частотного спектра в ОВЧ-УВЧ диапазоне в конкретном районе сбора информации в самом общем виде зависит от уровня урбанизации конкретного региона, состояния его базовой инфраструктуры, в первую очередь телекоммуникационной сети.

Общая характеристика загрузки радиочастотного спектра в диапазоне 30…3000 МГц приведена в таблице 1.1.

Таблица 1.1

Тип радиоэлектронной системы	Диапазон частот, МГц	Мощность ИРИ, Вт
Радиолюбительский диапазон	144..146	5..50
Системы радиосвязи ОВЧ-УВЧ диапазона Министерства обороны	30..88, 108..174, 225..400	0,1..1000
Ведомственные системы радиосвязи с подвижными объектами ОВЧ-УВЧ диапазона	108..174, 430..470	0,1..60
Системы радиорелейной и тропосферной связи	60..3000	1..50000
Радио и телевизионное вещание	40..700	100..1000
Разведывательно-сигнализационные системы	100..200	1..15
Системы радионавигации	100..400, 1500..1600	10..10000
Транкинговые сети	140..170, 330..350, 420..450	базовые станции 50..100, абонентские возимые до 20, абонентские носимые до 5
Радио удлинители	250..390, 800..900, 1880..1900	0,1..1
Системы спутниковой связи	1500..1700 2480..2500	1..100
Система СПРС стандарта CDMA	450..470, 800..900	базовые станции 50..100, абонентские носимые до 5
Система СПРС стандарта GSM	890..960, 1700..1900	базовые станции 10..50, абонентские носимые до 5
Системы радиолокации и радиоуправления	1000..3000	1000..1000000
Радиоинтерфейсы в сетях межмашинного	2400..3000	0,01..2

обмена		

В настоящее время на территории РФ применяются стандарты следующих сотовых систем связи: NMT-450, AMPS, D-AMPS, GSM, DCS-1800, IS-95, IMT-MC. Два из них, NMT-450 и GSM, приняты в качестве федеральных.

В стандарте NMT-450 для базовых станций выделен диапазон частот 463-468 МГц, для подвижных станций – 453-458 МГц. При сетке частот 25 кГц, система обеспечивает, соответственно, 180 каналов связи. Радиус соты 15…40 км. Служебные сигналы передаются по цифровому каналу со скоростью 1200 бит/с, тип манипуляции FFSK.

В стандарте AMPS для базовых станций выделен диапазон частот 870-890 МГц, для подвижных станций - 825-845 МГц. Сетка частот 30 кГц. Радиус сот 2…13 км. Возможно использование секторных антенных систем. Развитием данного стандарта является его цифровая модификация D-AMPS. В последнем используется технология множественного доступа с временным уплотнением (TDMA).

В стандарте GSM для базовых станций выделен диапазон частот 920-960 МГц, для подвижных станций – 875-915 МГц. В данном стандарте используется многостанционный доступ с временным разделением каналов. В структуре TDMA кадра длительность 4 миллисекунды содержатся 8 временных позиций на каждой из 124 несущих. Система синхронизации рассчитана на компенсацию абсолютного времени задержки сигналов до 233 мкс, что определяет максимальный радиус ячейки 35 км. В стандарте GSM выбрана гаусовская манипуляция с минимальным частотным сдвигом. Стандарт обеспечивает высокую степень безопасности передачи сообщений благодаря использованию алгоритма шифрования с открытым ключом (RSA).

В стандарте DCS-1800 для базовых станций выделен диапазон частот 1805-1880 МГц, для подвижных станций - 1710-1785 МГц. Стандарт

реализован по аналогии со стандартом GSM и при сетке частот 200 кГц образует, соответственно, 374 частотных канала. Радиус ячейки в зависимости от плотности застройки и мощности передатчика базовой станции варьирует от 0,5 до 8 км.

Стандарт IS-95 относится к стандартам систем сотовой связи на основе метода множественного доступа с кодовым разделением каналов (CDMA). Диапазон рабочих частот 825-850 МГц для подвижных станций и 870-894 МГц для базовых станций. Кодовое разделение позволяет на одной несущей в полосе 1,25 МГц организовать одновременно до 55 каналов. Развитием этого стандарта явился CDMA-2000. Основное отличие состоит в когерентном приеме сигналов подвижных станций.

В профессиональных системах подвижной радиосвязи наиболее эффективное использование выделенного частотного ресурса обеспечивается в транкинговых системах. В России нашли широкое применение сети следующих стандартов: Алтай, Smartrunk, MPT 1327, EDACS, TETRA. Первые три системы относятся к аналоговым и имеют зону покрытия для одной базовой станцией до 60 км. Система EDACS работает, как в аналоговом, так и в цифровом режиме передачи речевых сообщений. Ширина полосы индивидуального канала 25 кГц. В цифровом режиме в нем обеспечивается передача сообщений со скоростью 9600 бод.

Стандарт TETRA является утвержденным на цифровой транкинг в Европе. В стандарте используется частотно-временное уплотнение каналов с сеткой частот 25 кГц и четырьмя временными окнами на каждой частотной позиции.

Для использования в системах персонального радиовызова наиболее широкое распространение получили протоколы POCSAG, ERMES и FLEX. Ширина полосы частот одного канала для всех протоколов 25 кГц, скорость передачи сообщений варьируется от 512 до 6400 бод. Система POCSAG использует двухуровневую частотную модуляцию с девиацией частоты 4,5 кГц. Протокол FLEX отличается более высокой скоростью передачи

информации, поскольку при работе на скорости 6400 бод использует четырехуровневую частотную модуляцию (значение частоты девиации - 4,8 кГц). Для функционирования пейджинговых систем по протоколу ERMES выделяется единый диапазон частот 169,4-169,8 МГц, что дает возможность организовать роуминг между системами данного стандарта.

Как уже отмечалось в локальных вооруженных конфликтах управление войсками (силами) может осуществляться в сетях радиосвязи на базе профессиональных комплексов и радиостанций военного назначения.

В соответствии со сложившимся распределением основных пользователей в ОВЧ-УВЧ диапазоне частот для работы различных систем и средств радиосвязи военного назначения следующие поддиапазоны :

- 30-88 Мгц (войсковые радиостанции оперативно-тактического звена управления сухопутных войск и в том числе нового поколения типа SINCGARS);

- 108÷136 Мгц (диапазон для управления воздушным движением в режиме радиоканала);

- 136÷156 Мгц (диапазон для связи с наземными средствами);

- 156÷174 Мгц (диапазон для связи с морскими объектами);

- 225÷400 Мгц (войсковые радиостанции ближней связи тактической авиации ВВС и ВМС США, выпускаемые по программе Have Quick);

- 420÷450 Мгц (многофункциональные системы связи и контроля местоположения объектов типа EPLRS);

- 960÷1215 Мгц (системы и средства управления воздушным движением и в том числе МФСС типа ДЖИТИДС);

Типовыми представителями современных профессиональных радиостанций, которые активно применяются в локальных вооруженных конфликтах, являются радиостанции серии «Фалкон 3», их основные тактико-технические характеристики приведены в **приложений А.**

Процесс радиоконтроля, в том числе местоопределения объективно реализуется в условиях помех радиоприему [15]. Последние можно

классифицировать: по характеру воздействия на принимаемый сигнал; по электрическим, спектральным и статистическим характеристикам; по месту и причинам возникновения.

По характеру воздействия на принимаемый сигнал помехи разделяют на закрывающие и модулирующие. Закрывающие помехи линейно складываются с сигналом, вызывая его искажение. Модулирующие помехи случайным образом изменяют интенсивность сигнала. Они проявляются в виде замираний, их воздействие аналогично паразитной модуляции. И те и другие типы помех характерны для городских трасс радиоконтроля.

По электрическим, спектральным и статистическим характеристикам радиопомехи делятся на флуктуационные, импульсные и сосредоточенные.

Флюктуационная помеха представляет собой непрерывный во времени случайный процесс с нормальным распределением мгновенных значений и нулевой дисперсией. Энергетический спектр флюктуационной помехи в пределах полосы частот сигнала чаще всего неизменный (“белый шум”). Типичным примером флюктуационной помехи являются внутренние шумы приемника.

Импульсная помеха [22] представляет собой случайную последовательность одиночных импульсов, следующих друг за другом через промежутки времени, обеспечивающие затухание предыдущего до начала последующего импульса. К таким помехам относятся многие виды промышленных помех.

Сосредоточенная помеха имеет энергетический спектр, сосредоточенный в узкой полосе, соизмеримой либо меньшей полосы сигнала. К таким помехам относятся станционные помехи и излучения аппаратов различного назначения и др. Результат воздействия большого числа сосредоточенных помех от удаленных источников может создавать помеху, близкую по своим свойствам к флуктуационной.

По месту возникновения помехи делят на внутренние и внешние.

Внутренние помехи – собственно тепловые шумы антенно-приемного тракта измерителя.

Внешние помехи (внешние шумы), складываются из помех за счет грозовых разрядов в атмосфере, индустриальных помех, станционных помех, шумов космического пространства, шумов обусловленных излучением атмосферы с учетом гидрометеоров, шумов обусловленных излучением поверхности Земли.

По причинам возникновения помехи можно классифицировать на промышленные, взаимные и помехи в движении.

Промышленные помехи обусловлены излучениями различного рода электрических устройств, используемых в промышленности, на транспорте, в медицине, связи, быту и т.д. Уровень промышленных помех, как правило, уменьшается с укорочением волны. Поляризация поля промышленных помех преимущественно вертикальная, так как их распространение происходит в основном земной волной.

Взаимные помехи представляют собой дискретные сигналы с посторонних радиостанций, выделяющиеся на фоне станционных помех. Их электрические и статистические характеристики подобны характеристикам полезных сигналов. Энергетический спектр взаимных радиопомех сосредоточен на отдельных участках, соизмеримых или даже меньших полосы частот сигнала. Поэтому их часто называют случайными сосредоточенными помехами.

Помехи в движении возникают в результате радиоизлучений от искрения в работающих электроустановках, электризации в процессе трения о грунт шин и гусениц либо соударения частиц грунта, пыли, гидрометеоров и воздуха о токонесущие элементы подвижного объекта (особенно об антенны), а также в результате вторичного излучения различного рода подвижных контактов под действием работающих на объекте радиопередатчиков.

Источниками искрения являются система зажигания двигателя, электродвигатели стартера, вентиляторов и стеклоочистителей, цепи зарядки аккумуляторов с системой генератора, импульсные датчики контрольных приборов и электропереключатели. У подвижных объектов, не имеющих специального оборудования для подавления помех, их уровень особенно значителен в диапазоне 30-120 МГц и может превышать тысячи микровольт на метр.

Все виды помех, за исключением взаимных и комбинационных, создают в месте приема так называемое шумовое поле, характеризуемое случайным сочетанием фаз, амплитуд, поляризации и направлений прихода и подчиняющихся определенным статистическим закономерностям.

Для городских условий в ОВЧ-УВЧ диапазоне наибольший вклад в помеховую обстановку вносят станционные (взаимные) шумы, промышленные (индустриальные помехи), шумы космического пространства и помехи в движении.

Реальная загрузка ОВЧ-УВЧ диапазона в городе на примере Санкт-Петербурга проиллюстрирована на рисунках 1.1. (30-200 МГц), 1.2. (300-500 МГц), 1.3. (500-700 МГц), 1.4. (2300-2500 МГц) и 1.5. (2700-2900 МГц).

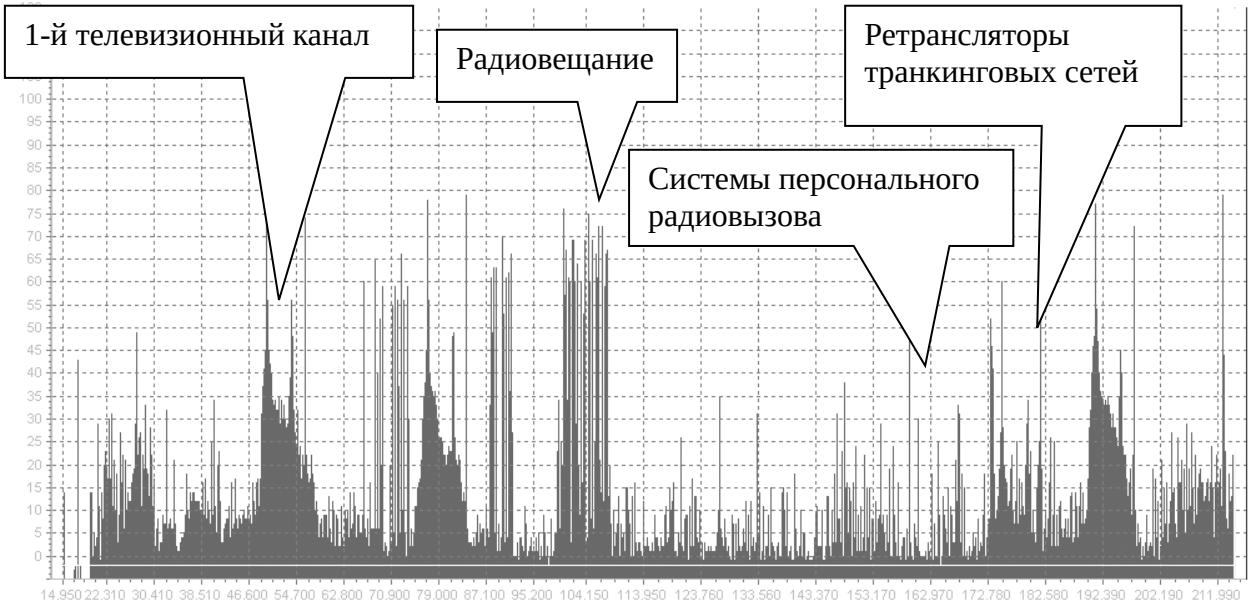


Рис 1.1

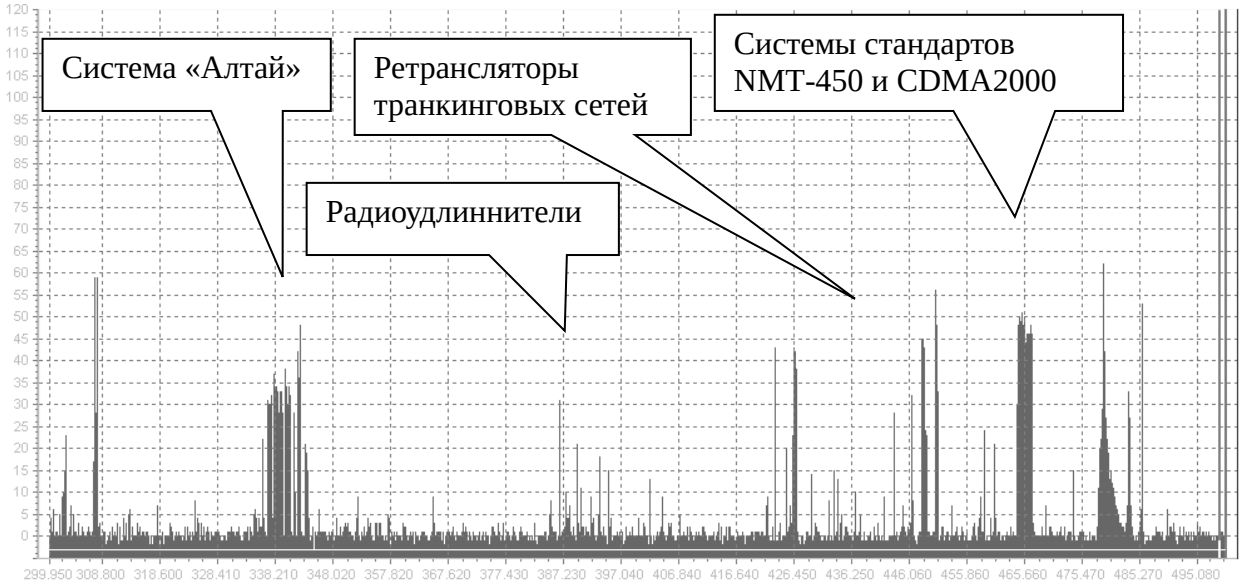

Система «Алтай»
Ретрансляторы транкинговых сетей
Системы стандартов NMT-450 и CDMA2000
Радиоудлиннители

Рис.1.2

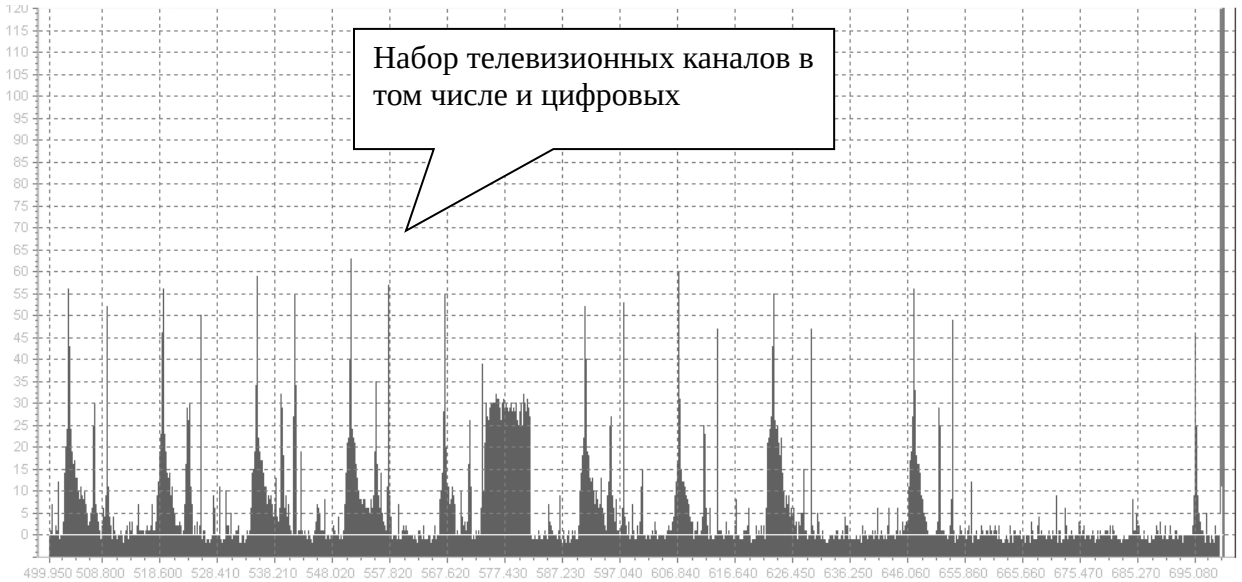

Набор телевизионных каналов в том числе и цифровых

Рис.1.3

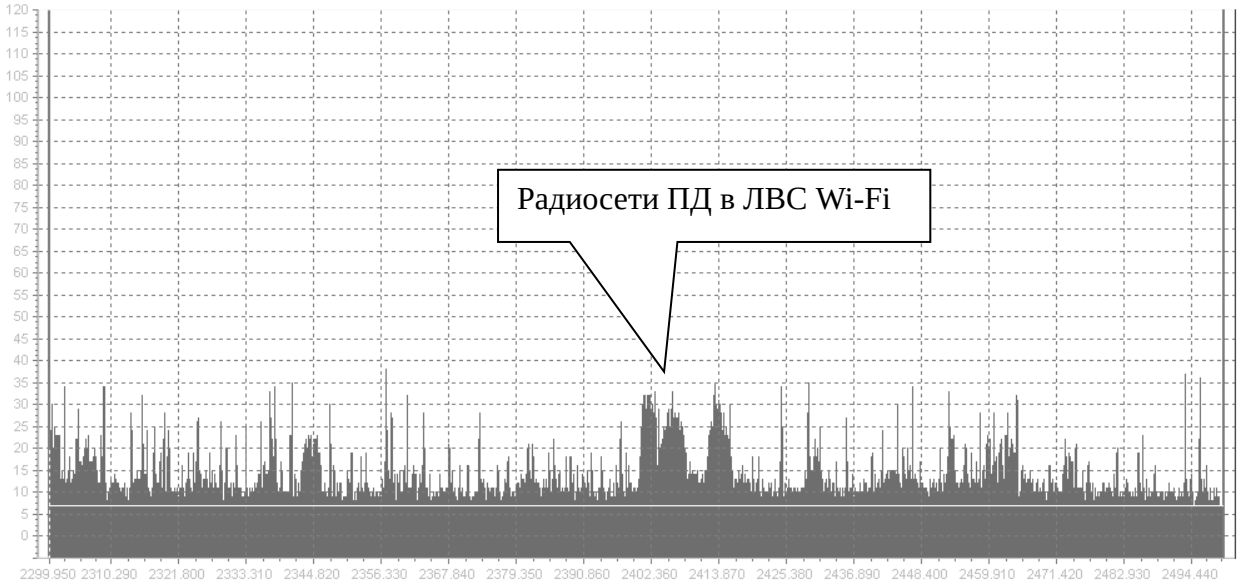


Рис.1.4



Рис.1.5

Анализируя загрузку в ОВЧ-УВЧ диапазоне необходимо отметить следующее:

- для диапазона 30-300 МГц (рис. 1.1.) характерно достаточно плотное размещение мощных радиоизлучений в сетях телевизионного, радиовещания

и персонального вызова. Кроме того, данный диапазон активно задействуют ведомственные, любительские радиосети, а также сети охранной сигнализации. Средний шумовой фон в этом диапазоне на 30...40 дБ превосходит уровень собственных шумов современного приемного тракта;

- менее интенсивно загружен диапазон 300-800 МГц (рис. 1.2, 1.3). Из мощных радиопередающих устройств работают базовые станции в сетях сотовой связи стандартов NMT-450, CDMA-2000, ретрансляторы транкинговых сетей TETRA, Алтай передатчики телевизионных каналов, в том числе цифрового телевидения;

- наиболее динамична сигнально-помеховая обстановка в диапазоне 800-3000 МГц. Вместе с работой сетей сотовой связи стандартов AMPS, IS-95(CDMA), GSM900 и DCS1800 здесь отмечаются ретрансляторы транкинговой системы стандарта EDACS, радиоудлиннители стандарта DECT, излучения в радиорелейных линиях связи, излучения базовых станций и абонентских терминалов в сетях подвижной спутниковой связи стандартов THURAYA, INMARSAT, IRIDIUM, GLOBALSTAR. Диапазон 2300 - 2500 МГц активно задействуется для передачи данных в локальных вычислительных сетях.

Сравнительный анализ сигнально-помеховой обстановки для пяти измерительных пунктов в составе межведомственной системы радиоконтроля на территории Санкт-Петербурга указывает на то, что:

во-первых, она достаточно сильно коррелированна для ОВЧ диапазона во времени, по частоте и в пространстве, в то время как средний шумовой фон в отдельных пунктах может существенно отличаться (на 20...30 дБ);

во-вторых, в УВЧ диапазоне уже на удалении 7...10 км между стационарными измерительными пунктами в них может наблюдаться значительная декорреляция по его загрузке, как вследствие ухудшения дифракционных свойств радиосигналов с увеличением частоты, так и из-за повторного использования частот в сетях подвижной радиосвязи.

1.3. Условия эксплуатации комплексов местоопределения в городе

Современные комплексы радиоконтроля (местоопределения) в городе, как правило, могут включать стационарную и мобильную (подвижную) компоненты, а также портативные (носимые) средства [17].

Стационарная компонента – совокупность стационарных измерителей, объединенных общей системой управления, составляет основу системы радиоконтроля. Действительно, антенные системы стационарных измерителей размещают на крышах доминирующих по высоте зданий, что обеспечивает максимальную зону ЭМД. При наименьших ограничениях на массогабаритные характеристики, энергопотребление, климатические и механические воздействия в стационарных измерителях могут быть использованы несколько литеров антенных устройств, многоканальные высоко динамичные аналого-цифровые приемные тракты, высокоскоростные тракты сбора и обработки результатов измерений и, таким образом, реализованы максимально высокие потенциально достижимые технические характеристики.

Мобильная компонента включает мобильные (подвижные) измерители, которые могут размещаться на автомобилях, в некоторых случаях на летно-подъемных средствах и выполнять задачи радиоконтроля со стоянок и в движении. Мобильные средства предназначены для наращивания возможностей стационарной компоненты в районах с ограниченной ЭМД, а также проведение высокоточных измерений в непосредственной близости от источника радиоконтроля. Как правило, при таком исполнении измерителей существуют ограничения на массогабаритные характеристики, энергопотребление, возрастают требования к надежности (профессиональному исполнению) приемных трактов и трактов обработки часто за счет снижения уровня технических характеристик, наконец, требует

решения задача их навигационного обеспечения (постоянное знание своих координат и ориентации антенной системы).

Портативные (носимые) средства в городе предназначены для ведения радиоконтроля в ближней зоне (100...200 метров). Основные требования к ним – минимальные массогабаритные характеристики, энергопотребление и иногда скрытность исполнения. Приемлемое качество работы данных средств радиоконтроля достигается при их узко диапазонном исполнении. В интересах силовых структур в этих средствах могут комплексировать аппаратуру радио и видео наблюдения.

Особенности эксплуатации комплексов местоопределения в городе определяются также принятым способом управления в общем случае в пространственно распределенной системе.

Различают командный, автономно-командный и автономный способы управления системой.

При командном способе – поиск и опознавание радиоизлучения реализуются на пункте управления системой. После чего последний формирует и передает периферийным измерителям команду на местоопределение его источника. После перестройки измерителей, выполнения ими измерений и передачи результатов на пункт управления в последнем осуществляется их обработка с целью получения координат источника радиоизлучения.

При автономно-командном способе процедуры поиска, опознавания радиоизлучения, подачи команды в сеть на местоопределение его источника и обработки результатов измерений могут выполняться любым из измерителей сети. Данный способ управления предпочтителен для реализации в сетях, где доступность ИРИ для различных территориально разнесенных элементов изменяется в широких пределах. При автономно-командном способе управления могут формироваться динамические сети для местоопределения конкретного источника радиоизлучения с максимальной

эффективностью (получить требуемое качество при минимизации задействуемого сетевого ресурса).

При автономном способе управления каждый измеритель в сети работает автономно (по заданию) в заданном диапазоне частот и (или) секторе разведки. Результаты измерений независимо с временной меткой передаются на пункт управления для обработки. При данном способе управления снижаются требования к качеству каналов связи в пространственно - распределенной системе, однако затруднен контроль маршрута перемещения ИРИ на подвижном объекте.

Решение задачи – определение координат ИРИ возможно одним подвижным измерителем. В данном случае различают два способа его применения: путем набора необходимой статистики и ее обработки на "благоприятном" (по кругу относительно ИРИ) маршруте движения; путем "наезда" на ИРИ, когда измеритель движется в направлении прихода радиосигнала. В обоих случаях процесс местоопределения ИРИ подвижным измерителем достаточно длительный, однако позволяет задействовать минимальное количество средств, в том числе вне района действия стационарно компоненты.

1.4. Требования к городским комплексам местоопределения

В общем перечне требований к комплексам местоопределения выделяют, как правило, требования к отдельным измерителям различного исполнения (стационарного, мобильного и портативного) и требования к пространственно - распределенным системам.

Перечень основных параметров измерителей, к которым могут быть предъявлены требования:

- диапазон рабочих частот;

- точность и достоверность определения параметров положения ИРИ (направление в азимутальной и угломестной плоскостях; время задержки распространения сигнала до двух пунктов приема, время распространения сигнала до пункта приема);

- быстродействие (минимальное необходимое время контакта с радиоизлучением);

- скорость просмотра рабочего диапазона частот при энергетическом и пространственном обнаружении ИРИ;

- возможность и разрешающая способность при пространственной селекции ИРИ;

- массогабаритные характеристики;

- энергопотребление;

- скрытность исполнения и другие.

Для стационарных и мобильных измерителей рабочий диапазон частот должен охватывать, очевидно, весь ОВЧ-УВЧ диапазон. Исключения могут составлять специализированные варианты их исполнения, а также портативные средства радиоконтроля.

Требования к точности и достоверности измерений параметров положения ИРИ формируются исходя из необходимости или их

пространственного разделения, или определения их координат с точностью, необходимой для принятия по ним решения в конкретной ситуации. Как правило, стационарные измерители должны измерять параметры положения с отклонением от истинных не хуже 1...2% от дальности при достоверности не хуже 0,9, что соответствует, например, погрешности измерения углов по азимуту и углу места не более 0,5...1 градуса. Это позволит при необходимости увеличения точности определения координат ИРИ адресно вывести в заданный район, например, подвижный измеритель. Потенциально достижимые точности, пеленгования подвижным измерителем на автомобиле в ОВЧ-УВЧ диапазоне могут составлять 1..2 градуса в УВЧ диапазоне и до 10 градусов в нижней части ОВЧ диапазона. "Узким" местом в случае с подвижным измерителем, если он находится на земле и когда интенсивно меняется его "окружение", является определение достоверности проводимых измерений.

Требование к минимально необходимому времени контакта с радиоизлучением для местоопределения его источника обусловлено необходимость радиоконтроля в сетях радиосвязи с временным разделением каналов (например, GSM), псевдослучайной перестройкой рабочей частоты и составляет единицы – доли миллисекунд.

Требуемая сегодня скорость просмотра рабочего диапазона частот не только с целью энергетического, но и пространственного обнаружения ИРИ кратковременно работающих на излучение должна составлять единицы ГГц в секунду. Что позволит обнаружить "коротко живущий" радиосигнал в любом участке ОВЧ-УВЧ диапазона частот и обновить информацию о загрузке рабочего диапазона частот за время не более 2...3 секунды.

Наличие функции пространственной селекции в современных измерителях является необходимым условием ведения радиоконтроля в условиях многолучевости и в системах с кодовым разделением каналов, когда наличие функций частотной и временной селекции радиосигналов оказывается недостаточно.

Перечень основных параметров пространственно – распределенных систем измерителей, к которым могут быть предъявлены требования, это:

- точность и достоверность определения координат ИРИ;
- пропускная способность;
- количество и плотность размещения измерителей;
- возможность и точность синхронизации работы измерителей;
- наличие централизованного и децентрализованного управления элементами системы.

Требования к системе местоопределения определяет старшая система (например, разведки конкретной силовой структуры), в интересах которой она функционирует. Считается допустимой погрешность определения координат стационарной компонентой не более 100...300 метров. Дальнейшее уточнение местоположения ИРИ (до десятков метров) может быть реализовано за счет адресного применения мобильных, либо портативных средств.

Количество и плотность размещения измерителей в составе пространственно – распределенной системы диктуется необходимостью обеспечения из каждой частной зоны района сбора информации ЭМД как минимум к трем измерителя при их рациональной геометрии относительно данной зоны и, наконец, обеспечения требуемой точности определения координат. В связи с этим, требования к данным параметрам системы зависят от конкретного поддиапазона работы ИРИ в пределах общего ОВЧ-УВЧ диапазона, их мощности и плотности размещения в районе сбора информации. Результаты моделирования и экспериментальных исследований подтверждают, что для контроля, например, мощных передатчиков в ОВЧ диапазоне в городе Санкт - Петербург достаточно пяти измерительных пунктов, а для сопровождения абонентов сетей связи общего пользования, работающих на частотах 900 и 1800 МГц, необходимо от 20 до 50 измерителей.

Обеспечение возможности ведения радиоконтроля в сетях сотовой связи с частотно-временным и кодовым разделением каналов, а потому предусматривающих синхронизацию работы базовых и абонентских станций, определило необходимость синхронизации работы измерителей в системе с точностью десятки наносекунд.

Выводы по разделу

1. Проведенный анализ условий применения систем радиоконтроля ОВЧ-УВЧ в настоящее время подтверждает возрастание объема и сложности решаемых ими задач, как в мирное время, так и в ходе локальных вооруженных конфликтов. При этом, общими тенденциями являются перемещение районов сбора информации в города (населенные пункты) и возрастание ценности информации о местоположении источников радиоизлучений. Возможные варианты размещения измерителей и собственно интересующих источников радиоизлучений в городских условиях позволяют предположить, что между ними не будет прямой видимости или хотя бы радиовидимости, и как следствие этого до измерителя будет доходить только дифракционная составляющая излучения.

2. Результаты исследования сигнально-помеховой обстановки ОВЧ-УВЧ диапазона в условиях города указывают на его достаточно большую загрузку потенциальными источниками радиоконтроля, а так же помехами искусственного и естественного происхождения. При это в числе потенциальных источников радиоконтроля повышается удельный вес цифровых сетей радиосвязи с частотно-временным и кодовым разделением каналов, использующих принцип повторного использования частот на ограниченной территории с учетом особенностей распространения радиоволн УВЧ диапазона в городе.

3. На основе анализа условий применения, сигнально-помеховой обстановки и эксплуатации комплексов местоопределения в городе сформулированы требования к отдельным измерителям различного

исполнения и пространственно-распределенным системам в целом. На объективную необходимость внесения качественных изменений в существующие комплексы местоопределения указывают такие требования, как: ограниченное единицами-долями миллисекунд время электромагнитного контакта с радиоизлучением; необходимость пространственного разрешения ИРИ, работающих в одной полосе частот; ограниченное единицами секунд время просмотра ОВЧ-УВЧ диапазона с сохранением возможности пространственно-энергетического обнаружения ИРИ; необходимость синхронизации работы измерителей, как с источниками радиоконтроля, так и между собой в системе с точностью десятки наносекунд, наконец, погрешность определения местоположения ИРИ (особенно подвижных) в городе не более десятков метров при достоверности не хуже 0,9.

2. Модель распространения радиоволн в условиях городской застройки

Несмотря на объективность воздействия канала распространения радиоволн на радиосигнал в пункте измерений его параметров, знание характера этого воздействия, очевидно, позволит выработать рациональную стратегию измерений. Один из способов получения этих знаний – моделирование канала распространения радиоволн.

В задаче – определение местоположения ИРИ в ОВЧ-УВЧ диапазоне, традиционно, оценка характера воздействия канала распространения радиоволн складывалась из трех аспектов: оценки затухания радиосигнала с выхода передатчика до входа приемника; оценки уровня суммарных шумов (помех) на входе приемника; наконец, оценки влияния отношения сигнал/шум (помеха) на точность измерения координатно-информативных параметров радиосигналов. Данная процедура сопровождалась одним существенным ограничением – предполагалось однолучевое распространение радиоволн, именно, с искомого направления до пункта приема. Как мы выяснили в п. 1.1. такое ограничение нельзя считать приемлемым для условий города, когда зачастую отсутствует прямая видимость между ИРИ и измерителем. Правомочно предположить, что суммарный радиосигнал в пункте измерений будет представлять собой сумму радиосигналов часто без явно доминирующего, приходящих в общем случае с разных направлений. Подобная модель нашла свое применение, например, в ВЧ диапазоне для случая преимущественно пространственного распространения радиоволн. В нашем случае ситуация усугубляется еще и тем, что помимо опасности столкнуться с глубокими замираниями радиосигнала, что характерно для многолучевого распространения радиоволн, могут иметь место случаи ошибочной классификации направления прихода сигнала при доминирующем луче с другого направления.

В связи с этим, уметь прогнозировать подобную ситуацию на основе моделирования условий распространения радиоволн до пунктов измерений в пространственно распределенной системе местоопределения, одновременно, с учетом факторов затухания и многолучевости представляется актуальным.

В результате моделирования в данном случае мы должны в широком смысле оценить влияние параметров распространения радиоволн в конкретных условиях размещения измерителей и ИРИ в городе на измеряемые первичные пространственно информативные параметры радиосигналов.

Процедура моделирования условий распространения радиоволн может быть востребована, как на этапе проектирования городской системы местоопределения, так и в ходе ее эксплуатации.

На этапе проектирования - учет результатов выполнения данной процедуры позволит, например, определить рациональный алгоритм обработки результатов измерений и выбрать места для развертывания измерителей.

В ходе эксплуатации на основании результатов моделирования могут быть выработаны рациональные управляющие воздействия в системе местоопределения, например, выбран рациональный состав подсети измерителей для конкретного, частного района сбора информации при их стационарном исполнении, либо рациональный маршрут перемещения подвижного измерителя относительно предполагаемого района размещения ИРИ.

2.1. Энергетическая модель городской трассы радиоконтроля

В общем случае энергетический расчет линий радиоконтроля предполагает три этапа: расчет мощности сигнала ИРИ в пункте приема (измерений); расчет мощности шумов в пункте приема; определение отношения сигнал/ шум в пункте приема и сравнение его с пороговым значением для принятия решения.

Расчет мощности сигнала осуществляется из известного [7] уравнения передачи (2.1).

$$P_{пр} = P_{пер} - W_{фпер} + G_{пер} + G_{пр} - W_{фпр} - W_T, \qquad (2.1)$$

где $P_{пр}$ – мощность сигнала в пункте приема (измерений); $P_{пер}$ – мощность на выходе передатчика; $W_{фпер}$ – затухание в фидере передатчика; $G_{пер}$ – коэффициент усиления передающей антенны; $G_{пр}$ – коэффициент усиления приемной антенны; $W_{фпр}$ – затухание в фидере приемника (измерителя); W_T – коэффициент затухания на трассе распространения.

Мощность (шумов+помех) определяют из выражения [27]

$$P_ш = 10\lg\left\{K_b \cdot B \cdot \left[\eta \cdot T_Я + T_0(1 - \eta)\right] + 10^{0.1 \cdot P_{шст}}\right\}, \qquad (2.2)$$

где K_b – постоянная Больцмана; B – ширина полосы пропускания приемника; η – КПД АФУ приемного тракта; $T_Я = T_K + T_И$ – яркостная температура внешних шумов (здесь, T_K – температура шумов космического пространства, $T_И$ – температура шумов индустриальных помех, T_0 – температура атмосферы); $P_{ШСТ}$ – уровень станционных помех.

С точки зрения энергетической части модели распространения радиоволн ОВЧ-УВЧ диапазона в городе принципиальное значение имеет процедура оценки коэффициента затухания на трассе распространения.

Известны три подхода [7] для оценки коэффициента затухания на трассе распространения в ОВЧ-УВЧ диапазоне:

- статистическая модель;

- детерминированная модель;

- дифракционно-аналитическая модель.

Статистическая модель [7, 24, 25] представляет собой уравнение для расчета напряженности поля сигнала с набором коэффициентов, каждый из которых учитывает определенные условия распространения. В их числе:

- коэффициент, зависящий от степени неровности местности;

- коэффициент, зависящий от высоты приемной антенны и характера местности в зоне приема;

- коэффициент, зависящий от процента пунктов приема, для которых напряженность поля превысит прогнозируемый уровень;

- коэффициент, зависящий от угла просвета местности;

- коэффициент, учитывающий климатические зоны.

В основном эти коэффициенты имеют сложные многофакторные зависимости, которые предлагается аппроксимировать иногда при значительном разбросе значений исходных параметров распространения.

Данная модель дает приемлемые для практики результаты на открытой местности в условиях прямой видимости между ИРИ и измерителем.

Детерминированная модель [7, 23] содержит вычисления напряженности поля в пункте приема на основе построения профиля трассы распространения, выделения на ней основных препятствий и аппроксимации их по определенным правилам. Причем для применения модели, необходимо выполнение следующих условий:

- наличие на пути распространения радиоволн не более двух клиновидных препятствий;

- недопустимость перекрытия первой зоны Френеля на участках распространения от антенны до препятствия и между препятствиями;

- допустимая ширина препятствия не должна превышать одной двадцатой от всей длины трассы распространения.

Насколько можно видеть, эти условия существенно сужают область применения данной модели. Данный подход наиболее применим для горных

условий, но с учетом выполнения всех ограничений налагаемых на данную модель.

Дифракционно-аналитическая модель [7, 26] была разработана специально для расчетов затухания на трассах систем подвижной связи в городских и пригородных зонах. Она позволяет вести расчеты в широком диапазоне частот (до 3000 МГц), при удалении абонента от антенны базовой станции от сотен метров до единиц километров и для разных возвышений установки антенны базовой станции. Необходимо отметить, что модель в первую очередь предназначена для расчета затуханий на закрытых трассах, когда сигнал, приходящий от ИРИ, получается как результат сложной интерференции множества отраженных сигналов. Можно сказать, что дифракционная модель позволяет рассчитывать усредненные значения сигнала в точке приема в зависимости от характеристик городской застройки.

Для нашего случая в данной модели существует очень важная, с точки зрения практического применения, особенность, помимо параметров городской застройки, допускается варьировать значениями таких параметров, как высота подвеса антенны измерителя относительно высоты зданий и значение «погружения» ИРИ относительно высоты окружающих зданий.

Для практики местоопределения в городе интерес представляют два случая - измеритель находиться на уровне крыш зданий (и несколько приподнят над ними) и измеритель находиться на земле (на транспортном средстве).

Суммарные потери на трассе распространения радиосигнала от источника до измерителя при рассматриваемом подходе будут включать:

- затухание при распространении в свободном пространстве (W_0);

- затухание при дифракции от крыши ближайшего к ИРИ здания (W_{rd});

- затухание от множественной дифракции плоских волн, вызванной рядами зданий на трассе (W_{md}).

Рассмотрим особенности расчета перечисленных выше составляющих суммарного коэффициента затухания:

Затухание в свободном пространстве определяется из выражения

$$W_0 = -10\lg\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2, \qquad (2.3)$$

где λ – длина волны ИРИ; R – расстояние от измерителя до ИРИ.

Затухание при дифракции от крыши ближайшего к ИРИ определяется из выражения

$$W_{rd} = -10\lg\left[\frac{\lambda}{2\pi^2 r}\left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi+\theta}\right)^2\right], \qquad (2.4)$$

где $r = \sqrt{(\delta h_m)^2 + x^2}$ - наклонная дальность (здесь, δh_m - среднее «погружение» относительно высоты окружающих зданий, x – расстояние от ИРИ до стенки ближнего, по направлению к измерителю, дому (в расчетах эта величина берется как половина ширины улицы); $\theta = arctg(\delta h_m / x)$ - угол закрытия.

Затухание от множественной дифракции плоских волн, вызванной рядами зданий на трассе определяется из выражения

$$W_{md} = -10\lg(Q_m^2), \qquad (2.5)$$

где Q_m - сложная функция, зависящая от числа экранов m (домов, находящихся между ИРИ и измерителем), высоты подвеса антенны измерителя δh_b, среднего расстояния между улицами d и длины волны λ.

$Q_m(zas)$

Общее выражение для расчета затухания на трассе распространения радиоволн определим для трех наиболее типовых и поэтому интересных с точки зрения практики вариантов подвеса антенны измерителя.

Антенна измерителя находится непосредственно на уровне крыш зданий $\delta h_b = 0$. Этот случай характерен для районов, застроенных однотипными зданиями равной высоты, а выражение для расчета суммарного затухания на трассе имеет вид:

$$W_{mp} = -10\lg\left(\frac{\lambda}{2\sqrt{2}\pi R}\right)^2 - 10\lg\left[\frac{\lambda}{2\pi^2 R}\left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi+\theta}\right)^2\right] - 10\lg\left(\frac{d}{R}\right)^2, \quad (2.6)$$

В выражение (2.6) поправочный коэффициент 1/√2 в первом слагаемом (для W_0) учитывает изменение структуры основного лепестка излучения

антенны. Таким образом, затухание в данном случае возрастает пропорционально четвертой степени расстояния и третьей степени частоты.

Антенна измерителя приподнята на несколько метров над крышами зданий. В этом случае выражение для Q_m аппроксимируют формулой

$$Q_m \approx 2{,}35\left(\frac{\delta h_b}{R}\sqrt{\frac{d}{\lambda}}\right)^{0{,}9}, \qquad (2.7)$$

соответственно, затухание на трассе рассчитывается из выражения

$$W_{mp} = -10\lg\left[\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2\right] - 10\lg\left[\frac{\lambda}{2\pi^2 R}\left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi+\theta}\right)^2\right] - 10\lg\left[(2{,}35)^2\left(\frac{\delta h_b}{R}\sqrt{\frac{d}{\lambda}}\right)^{1{,}8}\right] \qquad (2.8)$$

Как следует из (2.8), затухание для такого варианта размещения измерителя и ИРИ приближенно возрастает как четвертая степень расстояния и как вторая степень частоты.

Антенна измерителя расположена ниже крыши дома. Этот случай $\delta h_b < 0$ можно рассматривать для расчетов затухания, когда и измеритель и ИРИ находятся на уровне земли. При этом процесс дифракции и отражений волн обусловлен противоположными стенами домов улиц, где находятся ИРИ и измеритель. Результирующее выражение для расчета затухания представляют в виде

$$W_{mp} = -10\lg\left(\frac{\lambda}{2\sqrt{2}\pi R}\right)^2 - 10\lg\left[\frac{\lambda}{2\pi^2 R}\left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi+\theta}\right)^2\right] - 10\lg\left\{\left[\frac{d}{2\pi(R-d)}\right]^2 \frac{\lambda}{\sqrt{(\delta h_b)^2 + d^2}}\left(\frac{1}{\psi} - \frac{1}{2\pi+\psi}\right)^2\right\}, \qquad (2.9)$$

где $\psi = arctg(-\delta h_b / d)$ - угол закрытия.

Отметим, что выражение (2.9) позволяет рассчитать потери в затененной области через один или несколько рядов зданий.

При формировании исходных данных для проведения расчетов необходимо учесть ряд ограничений речь идет об эмпирических формулах.

При расчете затухания для случая дифракции от крыши ближайшего к ИРИ здания, необходимо учитывать, что величина «погружения» δh_m не должна стремиться к нулю.

Для всех вариантов расчета длина волны должна находиться в пределах от 10 метров до 10 сантиметров (ОВЧ-УВЧ диапазон), расстояние от измерителя до ИРИ не менее 10 метров.

Расстояние от ИРИ до стенки ближнего здания должно иметь положительное не нулевое значение.

При "размещении" антенны измерителя ниже крыши дома необходимо исключить равенство расстояния от измерителя до ИРИ и среднего расстояния между улицами.

В целом, можно предположить, что изложенный подход наиболее применим для городских условий и может быть взят в основу энергетической части модели распространения радиоволн ОВЧ-УВЧ диапазона в городе.

С учетом сделанных замечаний и допущений предлагается следующая последовательность моделирования трассы радиоконтроля в городе, в части касающейся определения затухания радиосигнала, который распространяется по конкретному пути до пункта измерений.

- анализируется рельеф местности и определяются параметры застройки конкретной трассы радиоконтроля;

- формируются исходные данные (диапазон частот, параметры передающего тракта ИРИ и высота подъема его антенны, параметры измерителя и высота "подвеса" его антенны;

- определяется затухание на трассе распространения радиоволн и прогнозируемый уровень радиосигнала в пункте приема;

- рассчитывается мощность суммарных шумов на входе приемного устройства измерителя и определяется прогнозируемое отношение сигнал/шум на входе решающего устройства измерителя для принятия решения.

2.2. Модель трассы радиоконтроля в условиях многолучевости

Известная модель радиоканала в условиях многолучевости [31, 32] приведена рис.2.1.

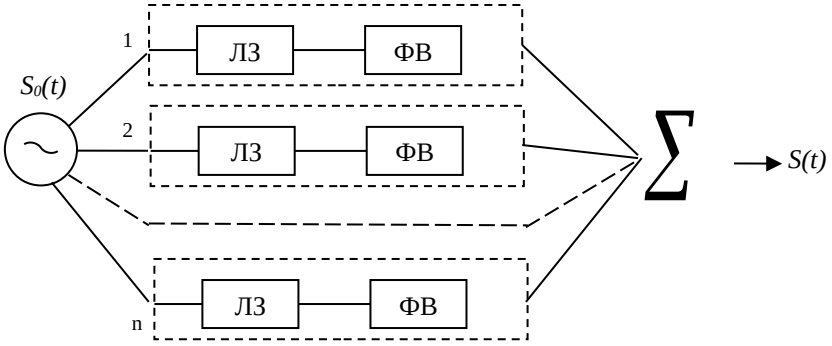


Рис 2.1.

Она предполагает, что сигнал от ИРИ

$$S_0(t) = a_0 \exp\left| j(2\pi f_0 t + \varphi_0)\right| , \qquad (2.10)$$

где a_0 - амплитуда, f_0 - частота и φ_0 начальная фаза сигнала при прохождении через радиоканал, в пункте приема будет представлять собой в общем случае сумму n сигналов (лучей), которые распространялись по отличным радиотрассам. Последнее обстоятельство может быть смоделировано процедурами задержки сигнала и изменения его фазы в соответствии с выражением

$$S(t) = a_0 \exp(j(2\pi f_0 t + \varphi_0)) \sum_{i=1}^{N} \exp(- j2\pi f_0 \tau_i), \qquad (2.11)$$

где τ_i - время распространения *i*-го луча.

К ограничениям модели следует отнести:

- отсутствие учета затухания на трассе распространения каждого из n лучей;

- исключение процедуры оценки воздействия шума (помехи) на радиосигнал в пункте приема;

- наконец, не учет динамики изменения во времени значений затухания, задержки и фазы радиосигнала принимаемого с i-ой трассы, что очевидно будет иметь место, если ИРИ и (или) измеритель находятся в движении, либо

меняется их окружение при условии размещения на земле даже в стационарном положении.

2.3. Обобщенная модель распространения радиоволн в условиях города

Приведенные для энергетической и многолучевой моделей ограничения и допущения в известной степени могут быть сняты в предлагаемой обобщенной модели распространения радиоволн в условиях города, схема которой представлена на рис. 2.2. Согласно схеме данная модель должна описывать ситуацию, когда сигнал $S_0(t)$ к каждому из М – датчиков поля в общем случае распространяется по n – путям. Как следует из рис. 2.2, сигнал на входе j-го датчика поля (антенного элемента) должен формироваться в результате моделирования процедур: затухания на трассе распространения i-го луча, задержки распространения, набега фазы, сложения n лучей и зашумления.

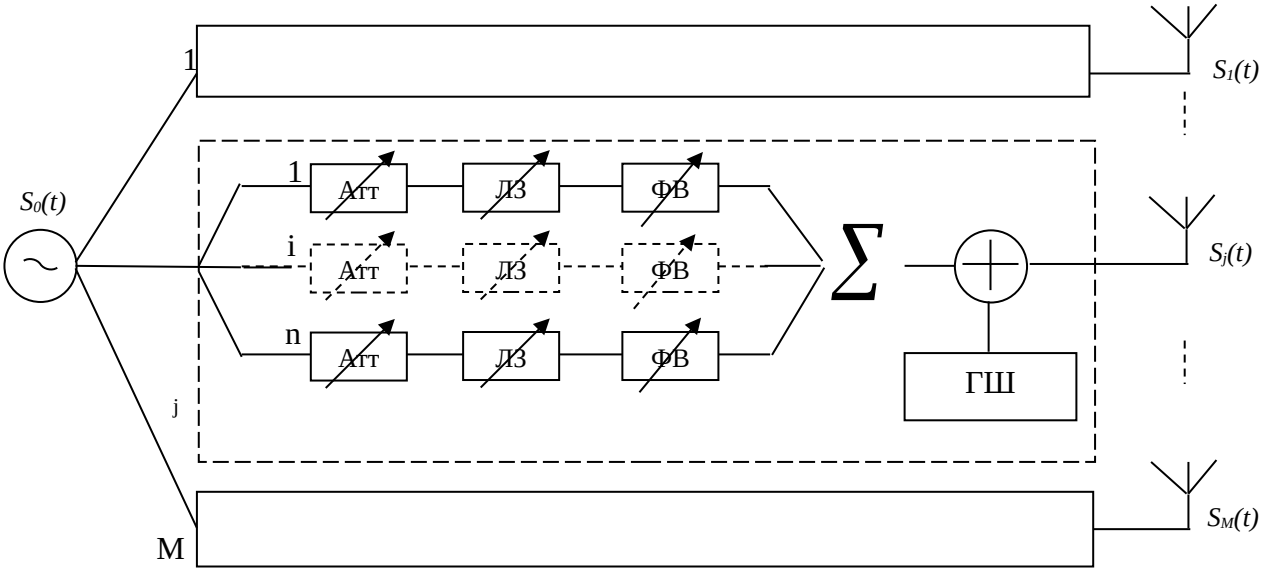


Рис. 2.2.

Модель распространения радиоволн формализуем для трех типовых для практики местоопределения в городе случаев: ИРИ и измеритель неподвижны; - ИРИ и измеритель неподвижны, но меняется их окружение; - ИРИ или измеритель находятся в движении.

В первом случае результирующее выражение для определения сигнала в j-ом антенном элементе может быть представлено в виде:

$$S_j(t) = a_0 \exp(j(2\pi f_0 t + \varphi_0)) \sum_{i=1}^{n} a_i \exp(- j2\pi f_0 \tau_i), \qquad (2.15)$$

где a_i - коэффициент ослабления на трассе i- го луча и учета закона сохранения энергии.

Во втором случае - ИРИ и измеритель неподвижны, но меняется их окружение, что приводит к изменению во времени трасс распространения отдельных лучей, а следовательно, их затухания и задержки распространения, что следует из выражения

$$S_j(t) = a_0 \exp(j(2\pi f_0 t + \varphi_0)) \sum_{i=1}^{n} a_i(t) \exp(-j2\pi f_0 \tau_i(t)), \qquad (2.16)$$

где $a_i(t)$ - коэффициент ослабления на трассе i - го луча и учета закона сохранения энергии, $\tau_i(t)$ - время распространения *i*-го луча.

Наконец в третьем случае, когда ИРИ или измеритель находятся в движении помимо условий оговоренных во втором – будет иметь место изменение фазы сигнала каждого из лучей в зависимости от скорости и направления движения. В первом случае результирующее выражение для определения сигнала в j-ом антенном элементе может быть представлено в виде:

$$S_j(t) = a_0 \exp(j(2\pi f_0 t + \varphi_0)) \sum_{i=1}^{n} a_i(t) \exp(-j2\pi f_0 \tau_i(t)) \exp(-j\frac{2\pi}{\lambda} Vt \cos(\theta_i)), \qquad (2.17)$$

где - λ - длина волны, V – скорость движения ИРИ (измерителя), θ_i - угол между направлением движения ИРИ и направлением прихода *i*-го луча.

Общая последовательность моделирования распространения радиоволн в городе от ИРИ ОВЧ-УВЧ диапазона до антенной системы измерителя в составе М – датчиков поля (антенных элементов) включает следующие процедуры (для каждого датчика поля):

- формируются координаты и параметры размещения ИРИ и измерителя, в том числе параметры их движения;

- формируются технические параметры ИРИ и измерителя, а также параметры для расчета мощности помех в пункте приема;

- задается возможные сектора в азимутальной и угломестной плоскостях прихода (излучения) лучей в точку приема и их количество. Предполагается что в заданных секторах лучи распределены равномерно;

- анализируется рельеф местности между ИРИ и измерителем, а также определяются параметры застройки в зоне существенной для распространения радиоволн на конкретной трассе радиоконтроля;

- для начального временного "среза" (t=0) определяются значения затухания на трассе распространения радиоволн в пункте приема для основного и других лучей в зависимости от варианта размещения ИРИ и антенны измерителя. Считается, что принципиальными с точки зрения переотражения (изменения направления прихода) являются препятствия в ближней зоне по отношению к ИРИ и (или) измерителю. После сравнения значения затухания по каждому лучу с пороговым значением уточняется количество лучей, формирующих результирующий сигнал на выходе датчика поля. Для каждого "существенного" луча определяется задержка распространения радиоволн.

- в случае, когда ИРИ и измеритель неподвижны для t=0 и последующих временных "срезов" прогнозируется результирующий радиосигнал (амплитуда и фаза) с использованием выражения 2.15;

- для второго случая на очередном временном "срезе" моделируется изменение окружения у ИРИ или измерителя, например, изменением их исходных координат случайным образом в пределе десятков длин волн и повторяются расчеты параметров отдельных лучей. Результирующий радиосигнал прогнозируется с использованием выражения 2.16. Таким образом, на каждом новом временном срезе фактически моделируется новая интерференционная картина;

- для третьего случая на каждом временном "срезе" определяются новые мгновенные координаты ИРИ или измерителя в зависимости от маршрута и скорости его движения. Результирующий радиосигнал прогнозируется с

использованием выражения 2.17, которое позволяет учесть возможный доплеровский эффект;

- рассчитывается мощность суммарных шумов на входе j-го антенно-приемного тракта измерителя;

- для каждого временного "среза" определяется прогнозируемые отношение сигнал/шум и значения интересующих координатно-информативных параметров радиосигналов на входе j-го канала решающего устройства измерителя для принятия решения. Считается что j-й приемный тракт линейный и "нормально шумит" в согласованной с сигналом полосе пропускания.

Применять описанную модель следует с учетом следующих замечаний:

во-первых, для проведения расчетов необходима высокоточная и достаточно подробная цифровая карта района сбора информации. При этом для расчета реальных трасс в городе необходимо использовать карты последних лет выпуска, учитывающие его изменяющуюся застройку;

во-вторых, степень адекватности модели действительности зависит от уровня детализации при подготовке исходных данных в пространстве и времени, что находится в противоречии с достаточно большим объемом вычислений даже с использованием современных ПЭВМ.

Ниже рассмотрим результаты моделирования для условий г. Санкт-Петербурга для одной из типовых ситуаций, когда антенная система измерителя размещена на крыше доминирующего по высоте здания, а ИРИ размещен на автомобиле, который может находиться либо на стоянке, либо в движении.

На рис. 2.3, 2.4, 2.5, показана зависимость огибающих исходного и принимаемого сигнала от времени наблюдения (на интервале моделирования) для первого, второго и третьего случаев, соответственно, возможного совместного состояния ИРИ и измерителя.

$S_j(t)$

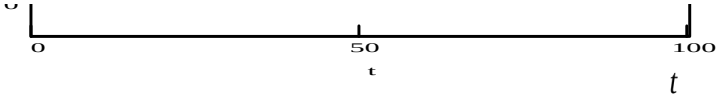


Рис. 2.3.

$S_j(t)$

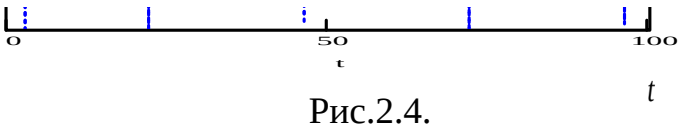


Рис.2.4.

$S_j(t)$

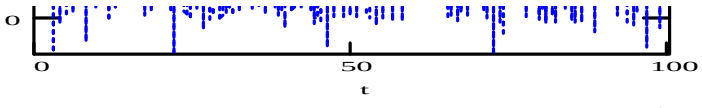
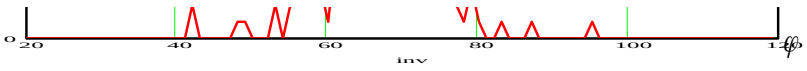


Рис 2.5.

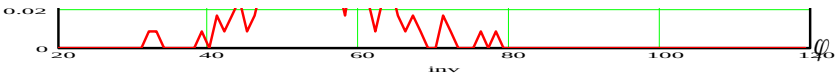
Как следует из рис. 2.3 - 2.5 для случаев, когда изменяется окружение ИРИ, либо когда последний находится в движении могут иметь место глубокие замирания сигнала.

Для случая, когда ИРИ находится в движении на рис. 2.6, 2.7, 2.8, 2.9 приведена плотность вероятности распределения фазы сигнала в точке приема относительно фазы опорного канала приема (на выходе одного антенного элемента) для временных интервалов, соизмеримых с временем измерений (единицы-десятки миллисекунд), на рис 2.10 и 2.11, соответственно, показаны результирующие плотности распределений фазы и амплитуды сигнала (обозначены красным) на достаточно длительном временном интервале (сотни миллисекунд - единицы секунд).

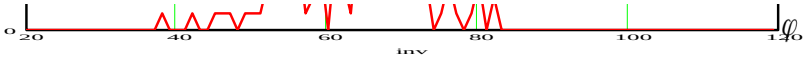
$P(\varphi)$



$P(\varphi)$



$P(\varphi)$



$P(\varphi)$

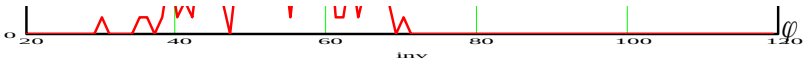


Рис. 2.9

$P(\varphi)$

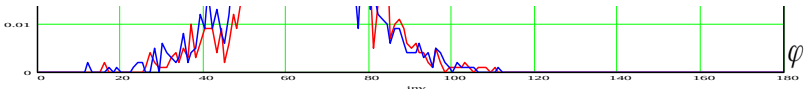


Рис. 2.10

$P(S(t))$

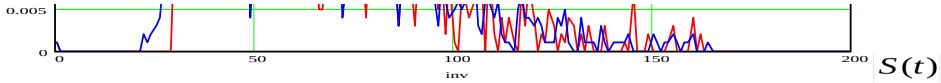


Рис. 2.11

Из рисунков 2.6-2.11 следует:

- во-первых, распределения первичных параметров в нашем случае фазы на отдельных интервалах измерений (отличных временных "срезах"), если не отличаются по виду, то, как правило, имеют различные первый и второй моменты, что подчеркивает нестационарность исследуемых случайных процессов;

во-вторых, результирующее распределение на длительном интервале вполне предсказуемо, а именно фаза распределена по нормальному закону, а амплитуда по закону Релея.

Устойчивость распределения фазы на длительных временных интервалах подтверждает возможность извлечения достоверной информации о ней если, например, временную статистику компенсировать статистикой пространственной (что подтверждено экспериментальными исследованиями).

Распределение амплитуды сигнала подчеркивает возможность наличия глубоких замираний в точке приема.

По результатам испытаний модели в условиях Санкт-Петербурга с применением цифровой карты города получен набор тематических карт, демонстрирующих работу модели в различных условиях. Например, на рис. 2.12. представлен результат моделирования радиотрассы между антенной измерителя, находящейся на крыше здания, на мачте 3 метра и подвижным ИРИ работающем на частоте 900 МГц. Мощность излучения 2 ватта, скорость движения 60 км/ч.

На фрагменте карты города (рис. 2.12.) проиллюстрированы результаты расчета затухания на трассах распространения радиоволн от ИРИ, который перемещается на автомобиле в районе размещения измерителя. Различная интенсивность цвета транспортных магистралей соответствует различной энергетической доступности. При этом максимальная интенсивность к северо-западу от измерителя указывает на минимальное затухание на трассах радиоконтроля.



Рис 2.12.

2.4. Анализ адекватности, чувствительности и надежности модели

Исследование модели на адекватность осуществлялось путем сопоставления полученных в ходе моделирования результатов с данными экспериментальных исследований. Сравнение результатов моделирования и эксперимента проводилось для одного из стационарных измерителей из состава межведомственной системы радиоконтроля в г. Санкт-Петербурге на рис. 2.13.

Сравнение проводилось для трех оговоренных в настоящем разделе случаев: измеритель, источник излучения их окружение; измеритель и источник излучения неподвижны, но меняется их окружение; измеритель неподвижен, а источник находятся в движении.

Варьируемыми параметрами считалась частота излучения. Количество испытаний - 1000. Результаты моделирования для частоты излучения 100 МГц представлены на рис.2.10 и 2.11.

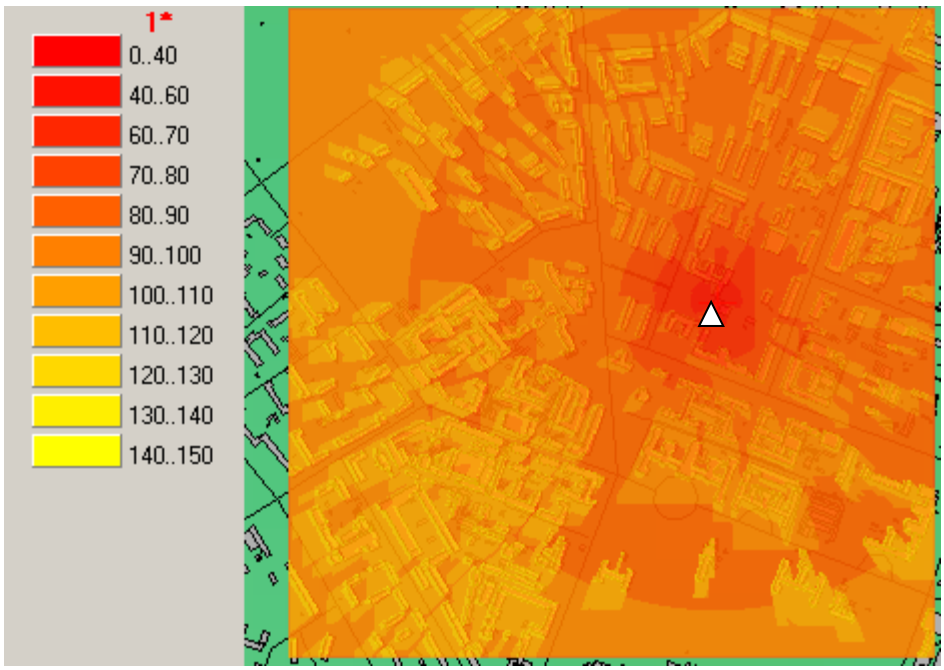


Рис. 2.13.

На графиках представлены, как уже отмечалось, функции плотности вероятности распределения координатно-информативных параметров

(амплитуды сигнала принимаемого одним из антенных элементов – рис. 2.11. и разности фаз между сигналами, принимаемого двумя антенными элементами, расположенными в одной плоскости на удалении 0.51 метра - рис. 2.10). Красным цветом выделены результаты моделирования, синим – результаты экспериментальных измерений для второго случая. Результаты, полученные в ходе моделирования, в части касающейся разности фаз составили: математическое ожидание 65.587; среднеквадратическое отклонение 19.634; эксцесс -0.239; коэффициент асимметрии -0.046. По результатам эксперимента получены, соответственно, следующие результаты: 62.547; 15.334; 0.021; 0.033

Из полученных результатов можно сделать вывод, что закон распределения разности фаз сигналов; принимаемых двумя антенными элементами (датчиками поля) нормальный с математическим ожиданием 65 градусов и СКО 19 градусов. Коэффициент корреляции функций плотности распределения по результатам моделирования и эксперимента составил 0.92.

Результаты, полученные в ходе моделирования, в части касающейся амплитуды сигнала, составили: математическое ожидание 67.798; среднее квадратическое отклонение 28.205; эксцесс -3.98; коэффициент асимметрии - 1.217. По результатам эксперимента, соответственно, получены следующие результаты: 70.731; 28.487; 3.993; 1.17.

Из полученных результатов можно сделать вывод, что закон распределения амплитуды сигнала принимаемого антенным элементом (датчиком поля) близок к распределению Релея. Коэффициент корреляции функций плотности распределения по результатам моделирования и эксперимента составил 0.877.

Результаты моделирования и измерений для частот 100, 300, 900, 2700 МГц, для трех рассматриваемых случаев представлены в таблицах 2.1. (для распределения амплитуды принимаемого сигнала) и 2.2. (для распределения разности фаз).

Таблица 2.1.

Частота	Номер эксп.	$М_{мод}$ /$М_{изм}$	$СКО_{мод}$ /$СКО_{изм}$	К
100 МГц	1	89.8/92.5	1.3/4.9	0.51
	2	67.8/70.7	28.2/28.5	0.88
	3	52.9/.55.8	12.9/14.3	0.84
300 МГц	1	83.2/86.01	1.05/4.95	0.55
	2	62.9/66.0	20.6/20.9	0.92
	3	49.3/52.2	4.4/6.8	0.81
900 МГц	1	81.01/83.7	0.98/4.92	0.53
	2	58.8/62.01	4.91/7.16	0.86
	3	46.48/46.9	2.01/2.6	0.78
2700 МГц	1	80.2/81.2	0.95/2.2	0.58
	2	53.1/54.1	2.4/3.8	0.87
	3	45.08/45.9	1.6/2.2	0.75

Таблица 2.2

Частота	Номер экс.	$М_{мод}$ /$М_{изм}$	$СКО_{мод}$ /$СКО_{изм}$	К
100 МГц	1	65.04/63.0	0.99/4.9	0.6
	2	65.6/62.55	19.6/15.3	0.92
	3	66.1/63.4	27.3/22.4	0.87
300 МГц	1	-179/-177	0.9/4.5	0.67
	2	-178/-178.5	18.4/14.9	0.90
	3	180/-179.5	24.7/21.9	0.85
900 МГц	1	-72/-75	0.87/3.8	0.65
	2	-73/-74	15.5/13.1	0.89
	3	-74/-73	21/18.4	0.83
2700 МГц	1	38/38.7	0.82/2.9	0.71
	2	38.5/37.9	11/9.8	0.87
	3	37.5/38.1	14/11.5	0.81

Анализ данных, представленных в таблицах, позволят констатировать достаточно высокую адекватность модели. Наихудшее совпадение получилось в случае, когда неподвижны измеритель, ИРИ и их окружение. Данное обстоятельство можно объяснить, что исключить изменения окружения ИРИ, который находится у земле, на реальной трассе распространения радиоволн в городских условиях практически сложно.

Выявленные по результатам моделирования законы распределения основных координатно-информативных параметров сигналов на городских трассах радиоконтроля в целом подтверждены результатами экспериментальных исследований.

Под надежностью разработанной модели будем понимать степень соответствия получаемых при моделировании результатов теоретическим представлениям.

Необходимо отметить, что полученные в результате моделирования законы распределения основных координатно-информативных параметров используются в теории распространения радиоволн для описания многолучевого канала распространения радиосигнала, который, очевидно имеет место на закрытых трассах радиоконтроля в ОВЧ-УВЧ диапазоне (размеры препятствий много больше длинны волны). В то же время характерно для города постоянно меняющееся окружение ИРИ (измерителя), если он находится у поверхности земли, приводит к динамичному изменению трассы распространения, и как следствие, к изменению затухания на ней, поэтому значение данного параметра распространения объективно зависит от времени. Более того, функцией времени, очевидно, будет и задержка распространения радиосигнала, поскольку зависит от протяженности трассы луча и диэлектрических свойств препятствий на его пути.

Чувствительность модели характеризует ее свойство сохранять устойчивые значения оцениваемых параметров в определенном диапазоне

изменения исходных данных. Оценка чувствительности позволяет соразмерить методические погрешности, полученные при огрублении модели, с неточностями задания исходных данных и допустимыми отклонениями оцениваемых параметров. Заметим, что огрубление модели часто вынужденная мера с целью сокращения времени моделирования. Проведенный анализ адекватности и надежности модели подтверждает ее удовлетворительную чувствительность к основным группам исходных данных (табл. 2.1, 2.2). Поэтому ограничимся рассмотрением чувствительности модели по отношению к одному параметру - количество испытаний.

При малом количестве испытаний (менее 100) отмечалось существенное снижение адекватности полученных в ходе моделирования параметров реальным измерениям, в том числе нельзя было установить закон распределения. В свою очередь увеличение числа измерений более 1000 не приводило к существенному изменению оцениваемых параметров распределений. Данные обстоятельства позволяют определить рациональный объем испытаний по критерию: адекватность – продолжительность моделирования.

Выводы по разделу.

1. На основе анализа известных моделей распространения радиоволн, в том числе предусматривающих расчет напряженности поля в пункте приема в условиях потерь в канале распространения или наличия многолучевости, сформулированы их преимущества и ограничения в условиях города. Показано, что каждая из моделей при частном применении не может претендовать на адекватность для городских условий распространения радиоволн.

2. Предложена обобщенная модель распространения радиоволн в условиях городской застройки, в которой объединены энергетическая часть расчета на основе дифракционно-аналитического подхода с идеей многолучевости распространения на закрытых трассах, характерных для

ОВЧ-УВЧ диапазона в городе. Показано, что в предложенной модели снимаются в определенной степени ограничения частных моделей.

3. На основе результатов моделирования подтверждена в общем случае нестационарность во времени процесса измерений координатно-информативных параметров радиосигналов на городских трассах радиоконтроля. Вместе с тем, установлено на примере распределений амплитуды и разностей фаз, что результирующие распределения на достаточно длительном интервале вполне предсказуемы, при этом в первом случае речь идет о распределении Релея, а во втором о нормальном распределении. На основе экспериментальных данных сделано предположение о возможности компенсировать временную статистику за счет пространственной.

4. На основе сравнения результатов моделирования и экспериментальных исследований подтверждены адекватность, надежность и уточнены условия чувствительности предложенной модели распространения радиоволн в условиях города.

3. АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ КООРДИНАТНО-ИНФОРМАТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ РАДИОСИГНАЛОВ В КОМПЛЕКСАХ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ

Процесс определения координат ИРИ в ОВЧ/УВЧ диапазоне традиционно включают двухэтапную процедуру обработки результатов измерений первичных координатно-информативных параметров радиосигналов (амплитуда, фаза, задержка распространения). При этом, на первом этапе осуществляется определение параметров линий положения, а на втором, обработка последних с целью определения координат ИРИ. Каждый из этапов обработки получили свое самостоятельное развитие и реализацию в теории местоопределения и существующих комплексах радиоконтроля.

3.1. Классификация и анализ алгоритмов обработки координатно-информативных параметров радиосигналов

Рассмотрим известные алгоритмы обработки координатно-информативных параметров сигналов [33, 34, 35, 36] с учетом их традиционной классификации по схеме – на первом этапе и на втором этапе, а также анализа их применимости в городских системах местоопределения.

3.1.1. Алгоритмы обработки в измерителе

Амплитудный метод пеленгования.

Амплитудным называют метод определения пеленга путем измерения амплитуды или параметров амплитудной модуляции выходного напряжения приемоиндикатора [33]. Рассмотрим вариант построения амплитудного радиопеленгатора с неподвижными антеннами. Антенная система состоит из четырех вертикальных антенных элементов в соответствии с рис. 3.1

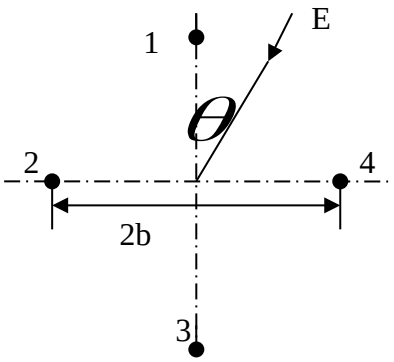


Рис.3.1

Антенны 1, 2, 3, 4 расположены в вершинах квадрата, причем направление одной из диагоналей квадрата с антеннами 1-3 совпадает с начальной линией отсчета пеленга. Обозначим: U_A – амплитуда радиосигнала в точке приема; 2b – разнос противоположных антенн (длинна диагонали); ϕ - начальная фаза поля в центре системы. Тогда напряжение на выходе датчиков поля могут быть получены из выражений

$$\left.\begin{aligned} U_1 &= U_A e^{j[\phi + mb\cos\theta\cos\beta]} \\ U_2 &= U_A e^{j[\phi - mb\sin\theta\cos\beta]} \\ U_3 &= U_A e^{j[\phi - mb\cos\theta\cos\beta]} \\ U_4 &= U_A e^{j[\phi + mb\sin\theta\cos\beta]} \end{aligned}\right\}. \qquad (3.1)$$

В таком случае разностные напряжения противоположных антенн получаются равными

$$\left.\begin{aligned} U_{13} &= U_1 - U_3 = j2U_A e^{j\phi}\sin(mb\cos\theta\cos\beta) \\ U_{24} &= U_2 - U_4 = j2U_A e^{j\phi}\sin(mb\cos\theta\sin\beta) \end{aligned}\right\}. \qquad (3.2)$$

Таким образом, могут быть получены два напряжения одинаковой фазы, амплитуда которых зависит от пеленга θ и от угла наклона фронта волны β. С помощью соответствующего счетно-решающего устройства можно определить по полученным напряжениям оба угла θ и β.

При возможности использования для реализации данного метода простого одноканального тракта приема, во-первых, становиться проблематичным пеленгование источников с амплитудными типами модуляции и, во-вторых, высокие требования предъявляются к точности измерения амплитуд сигналов в антенных элементах.

Доплеровский метод пеленгования.

Возможно построение радиопеленгатора с использованием обусловленной эффектом Доплера фазовой модуляции [34], возникающей при круговом вращении (механическом или электрическом) приемной антенны. Сущность эффекта Доплера (рис. 3.2) заключается в том, что относительное перемещение приемника и передатчика приводит к изменению фазы, а следовательно и частоты принимаемого радиосигнала. Частота принимаемых колебаний становиться отличной от частоты излучаемых.

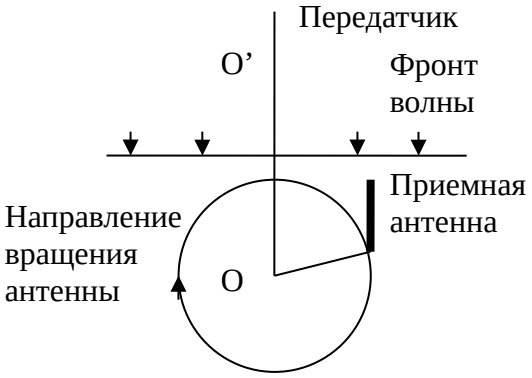


Рис. 3.2

Пусть ненаправленная в горизонтальной плоскости приемная антенна вращается с угловой частотой Ω по окружности радиусом R в поле, создаваемом удаленным передатчиком электромагнитных колебаний частоты ω. Обусловленное вращением антенны приращение фазы наводимой в ней ЭДС отрицательно в промежутки времени, когда антенна удаляется от передатчика. В этом случае проекция вектора скорости антенны на линию

ОО’ совпадает с направлением распространения радиоволны. Приращение фазы положительно, когда антенна приближается к передатчику, и равно нулю, когда антенна движется перпендикулярно направлению распространения. Фазу ЭДС, наводимой в антенне, расположенной в центре окружности, примем за начальную и равную $\varphi_0 = \omega t$. При вращении антенны мгновенное значение фазы, наводимой ЭДС, отличается от φ_0 на величину

$$\varphi = (2\pi / \lambda) R \cos(\Omega t - \alpha), \qquad (3.3)$$

где α - азимут на передатчик; Ωt - текущее значение азимута вращающейся антенны.

Тогда мгновенное значение напряжение на выходе датчика поля

$$U = U_A \sin(\omega t + \frac{2\pi}{\lambda} R \cos(\Omega t - \alpha)), \qquad (3.4)$$

то есть последняя модулирована по фазе частотой Ω, причем фаза модулирующего колебания соответствует азимуту на пеленгуемую радиостанцию.

При простоте реализации применение данного метода ограничено классом узкополосных (немодулированных) радиосигналов. Точность определения направления прихода радиосигнала при данном методе существенно падает, если речь идет о пеленговании модулированных сигналов (пеленговании в полосе).

Фазовый метод пеленгования в двухканальном измерителе.

Фазовом будем называть метод измерения пеленга путем измерения разностей фаз сигналов, принятых на разнесенные в пространстве антенны. Действительно, как следует из рисунка 3.3. сигналы, принимаемые 1-й и 2-й антеннами с некоторого направления θ относительно направления перпендикулярного их базе отличаются по фазе

$$\left\{ \begin{array}{l} U_1 = U_A e^{j(\phi - \frac{\pi d}{\lambda} \sin(\theta))} \\ U_2 = U_A e^{j(\phi + \frac{\pi d}{\lambda} \sin(\theta))} \end{array} \right\}. \qquad (3.5)$$

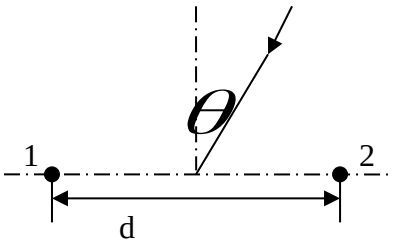


Рис 3.3.

При чем, разность фаз напряжений сигнала на выходе антенн является функцией угла его прихода.

$$\Delta\phi_{12} = \frac{2\pi d}{\lambda}\sin(\theta). \qquad (3.6)$$

Реализационный аспект данного метода пеленгования основан на утверждении, что при условии линейных преобразований в приемных трактах разность фаз сигналов на промежуточной частоте равна таковой на радиочастоте.

Отметим, из выражения 3.6 следует, что точность измерения направления на источник радиосигнала зависит, во первых, от точности измерения разности фаз и, во-вторых, - от соотношения значений базы антенной пары и длинны волны. Для малых углов θ справедливо выражение

$$\sigma_\theta \approx \frac{\lambda}{2\pi d}\sigma_\phi. \qquad (3.7)$$

По понятной причине для повышения точности измерения пеленга в измерителях, реализующих рассматриваемый метод, стремятся увеличить базу антенной пары, что приводит в свою очередь к неоднозначностям в отсчете пеленга (уже при $d > \frac{\lambda}{2}$ конкретной разности фаз соответствуют 4 значения пеленга). Для устранения данного явления в фазовых пеленгаторах применяют, как правило, несколько антенн, разнесенных в пространстве, которые поочередно попарно подключают к приемным трактам измерителя.

Ниже приводится один из алгоритмов функционирования фазового измерителя, реализующий способ пеленгования и поясняющий принцип работы устройства, его реализующего [37].

Антенный коммутатор обеспечивает синхронное подключение в едином промежутке времени любых пар АЭ к опорному и сигнальному выходам (входам приемника).

Радиосигналы, поступившие на вход приемника, преобразуются в высокочастотные электрические сигналы, усиливаются, фильтруются и переносятся на промежуточную частоту.

С опорного и сигнального выходов приемника сигналы промежуточной частоты поступают на соответствующие входы АЦП, где синхронно преобразуются в цифровые сигналы.

Особенностью следующего шага обработки является то, что, сигнал

$$u(t) = U(t)\cos(\omega_0 t + \varphi(t)), \qquad (3.8)$$

где $U(t)$ - огибающая амплитуды сигнала; $\varphi(t)$ - фаза сигнала; ω_0 - частота сигнала, представляют в виде суммы его квадратурных составляющих:

$$\mathrm{U(t)} = U(t)e^{[j\varphi(t)]} = V_c(t) + jV_s(t), \qquad (3.9)$$

где $V_c(t) = U(t)\cos(\varphi(t))$ и $V_s(t) = U(t)\sin(\varphi(t))$ - квадратурные составляющие сигнала (здесь, составляющие $V_c(t)$ и $V_s(t)$ соответствуют действительной и мнимой частям комплексной огибающей $\mathrm{U(t)}$ сигнала $u(t)$).

На очередном шаге каждую пару отсчетов одного канала умножают на комплексно сопряженную пару отсчетов другого канала

$$u_{n,m}(t) = u_n(t)u_m^*(t), \qquad (3.10)$$

где $n,m = 1\ldots N; n \neq m$ номера антенных элементов. арктангенс отношения квадратурных составляющих соответствует разности фаз сигналов, принятых разными антенными элементами n и m

$$\Delta\varphi_{n,m}(t) = \arg(u_{n,m}(t)). \qquad (3.11)$$

На следующем шаге формируются таблицы эталонных значений разностей фаз $\Delta\varphi_{n,m,i,j,эт}(f)$ для различных пар антенных элементов. Исходными данными для заполнения этих таблиц в общем случае могут быть: предварительно заданные сектора обработки по азимуту $(\theta_{\min}, \theta_{\max})$ и

углу места $(\beta_{\min}, \beta_{\max})$ прихода радиосигнала; значение разрешения (точности) вычисления угловых параметров $\Delta\theta$ и; удаление гипотетических эталонных источников D; топология размещения антенных элементов $\{r_n\}$, где $r_n = (x_n, y_n, z_n)$. Промежуточным этапом являются вычисления координат гипотетических эталонных источников, расположенных на удалении D и имеющих угловых координаты (θ_i, β_j)

$$X_{i,j} = D\cos(\theta_i)\cos(\beta_j), Y_{i,j} = D\sin(\theta_i)\cos(\beta_j), Z_{i,j} = D\sin(\beta_j). \quad (3.12)$$

Для каждой угловой координаты (θ_i, β_j) эталонного источника вычисляются значения разностей фаз $\Delta\varphi_{n,m,i,j,эт}(f)$ для всех возможных комбинаций пар элементов антенной решетки

$$\Delta\varphi_{n,m,i,j,эт}(f_k) = \frac{2\pi f_k (R_{n,i,j} - R_{m,i,j})}{C}, \quad (3.13)$$

где $R_{n,i,j} = \sqrt{(X_{i,j} - X_n)^2 + (Y_{i,j} - Y_n)^2 + (Z_{i,j} - Z_n)^2}$ - расстояние между антенным элементом и эталонным источником; $n, m \in (1 \ldots N)$, $n \neq m$ - номер антенного элемента.

Следующий шаг алгоритма - вычисление значений функции дисперсии невязок разностей фаз по всем угловым параметрам (θ_i, β_j). Данная операция выполняется в соответствии с выражением

$$F(\theta_i, \beta_j) = \sum_n^N \sum_m^N (\Delta\varphi_{n,m,i,j,эт} - \Delta\varphi_{n,m,изм})^2, \quad (3.14)$$

где $i \in \left(1 \ldots \left(\frac{\theta_{\max} - \theta_{\min}}{\Delta\theta}\right)\right)$, $j \in \left(1 \ldots \left(\frac{\beta_{\max} - \beta_{\min}}{\Delta\beta}\right)\right)$, здесь, $\Delta\theta$ и $\Delta\beta$ - заданные точности измерения пеленга в азимутальной и угломестной плоскостях.

В результате находятся элементы двухмерного спектра значений функции дисперсии невязок разностей фаз по заданным параметрам (θ_i, β_j).

В заключении осуществляется исследование функции дисперсии невязок $F(\theta_i, \beta_j)$ на экстремум. Аргумент (θ_i, β_j) минимального значения функции $F(\theta_i, \beta_j)$ является наиболее вероятными пространственными параметрами сигнала (θ, β).

Данный алгоритм лежит в основе алгоритма обработки измерений, реализуемом в комплексе ТОРН [76].

Фазовый метод не имеет недостатков амплитудного и доплеровского методов пеленгования, более того в описанном выше варианте его реализации он претендует на робастность, поскольку обеспечивает поиск глобального экстремума в заданном пространстве. Вместе с тем, применение данного метода принципиально связано с необходимостью переключения пар антенных элементов, что приводит к увеличению минимально необходимого времени контакта с радиоизлучением, пеленгуемого источника.

Метод сканирования диаграммой направленности.

Метод сканирования диаграммой направленности или корреляционный метод, как и фазовый основан на измерении задержки времени прихода электромагнитной волны к двум разнесенным в пространстве антеннам. Однако, в отличии от фазового здесь разность времени прихода радиоволны определяется не путем измерения разности фаз сигналов, приходящих к обеим антеннам, а путем измерения значения функции взаимной корреляции этих сигналов. Функция взаимной корреляции измеряется с помощью коррелятора, состоящего из перемножителя, выполняющего функцию перемножения мгновенных значений сигналов, и интегратора, усредняющего полученное на выходе перемножителя напряжения. Схема измерителя, реализующего данный метод, представлена на рисунке 3.8.

Сигналы с выходов обоих приемников (один через переменную линию задержки (фазовращатель), а другой непосредственно) поступают на вход коррелятора. Регулируя фазовращатель до получения максимума напряжения на выходе коррелятора, определяют величину Δt ($\Delta\varphi$). Угол θ между

направлением на пеленгуемый объект и направлением антенной базы $D \le \frac{\lambda}{2}$ определяется из выражения

$$\cos(\theta) = \frac{c\Delta t}{D} = \frac{\lambda \Delta \varphi}{2\pi D}, \qquad (3.15)$$

где с – скорость света.

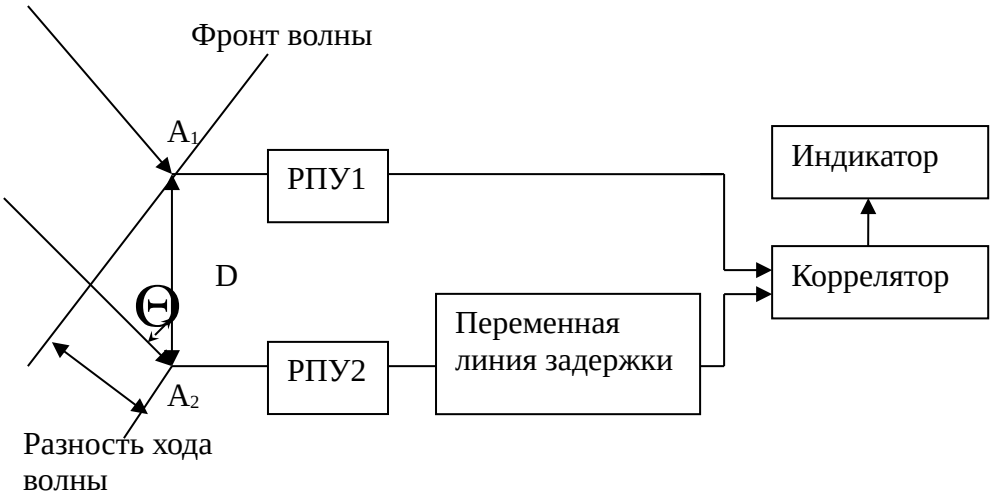


рис.3.8

В случае двухканального измерителя данному методу в равной степени присущи преимущества и недостатки фазового метода.

Представляет интерес реализация данного метода в многоканальном измерителе, когда за каждой антенной закреплен свой приемный тракт. Построение измерителя в данном случае аналогично представленному на рис.3.8. При этом, выход одного из приемников (опорного тракта) подключают к коррелятору непосредственно, а другие приемники - через свой фазовращатель. Перестраивая согласованно фазовращатели приемных трактов относительно опорного, добиваются эффекта сканирования диаграммой направленности в данном случае антенной решетки. Совпадение диаграммы направленности с направлением прихода радиосигнала подтверждается откликом на выходе коррелятора (индикаторе).

Следует иметь в виду, многоканальный измеритель значительно сложнее в аппаратно-программной реализации, чем двухканальный. Вместе с тем часто это бывает оправдано, поскольку, во-первых, максимально повышается быстродействие измерителя и, во вторых, может быть получен выигрыш в энергетике на трассе радиоконтроля за счет коэффициента направленного действия антенной решетки, который определяется количеством антенных элементов в ее составе. Считается [77], что метод сканирования диаграммой направленности в многоканальном измерителе обеспечивает наибольшую помехоустойчивость и поэтому находит в настоящее время широкое применение в современных комплексах местоопределения, функционирующих в сложной сигнально-помеховой обстановке, в том числе в городах.

Метод собственных векторов

Особую группу методов для реализации в многоканальном измерителе занимают так называемые методы сверх разрешения, результатом применения которых в конечном итоге должны являться оценки пространственно-поляризационных параметров (ППП) в общем случае одновременно нескольких радиосигналов, приходящих с различных направлений, но находящихся в одной полосе частот. Одним из таких методов является метод собственных векторов (СВ). Реализуемый в данном случае подход к решению задачи оценки ППП основан на выделении СВ шумового подпространства [36, 39], что адекватно усечению разложенной по СВ матрицы Фишера $\dot{\Phi}_{xx}^{-1} = \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{\lambda} \dot{e}_i \dot{e}_i^{+}$ (здесь, λ - собственное значение, n - количество датчиков поля, e_i - собственный вектор) с тем, чтобы включить в нее только члены, не отвечающие ППП сигналов: $\sum_{i=N+1}^{n} \frac{1}{\lambda_i} \dot{e}_i \dot{e}_i^{+}$ (здесь, N - количество ИРИ). Для определения ППП строится ПП спектр G(0). Обычно при этом пользуются обращенной эрмитовой формой

$$G(0) = \left[\sum_{i=N+1}^{n} \frac{1}{\lambda_i} \left| \dot{a}^{+}(0) \dot{e}_i \right|^2 \right]^{-1}, \qquad (3.16)$$

где $\dot{a}(0)$ - вектор сканирования.

Эффективность использования усеченных матриц зависит от предположений, сделанных в процессе анализа (например, о количестве имеющихся сигналов).

Шмидт [40] предложил аналогичный алгоритм, получивший название MUSIC (Multiple Signal Classification), для которого усечение имеет вид $\sum_{i=N+1}^{n} \dot{e}_i \dot{e}_i^{+}$. Замена единицей малых собственных значений (СЗ) соответствует «обелению» тех участков ПП спектра, которые не отвечают ППП источников. Основой для этого алгоритма послужила работа Писаренко [41]. В дальнейшем он был усовершенствован и более детально исследован в трудах Кайлатца, Паулрея, Гриффитса, Джонсона и ряда других ученых.

Рассмотрим антенную систему (решетку) произвольной геометрии. Предположим, что на нее воздействуют с различных направлений N независимых узкополосных источников. Считаем, что шум в антенных элементах является белым, т. е. равноуровневым и некоррелированным от элемента к элементу. При этом допущении ковариационная матрица (КМ) принимаемых сигналов может быть записана в виде

$$\dot{\Phi}_{xx} = \dot{A}\dot{S}\dot{A}^{+} + \sigma^2 I, \qquad (3.17)$$

где $\dot{A}$ - матрица n x N, чьи столбцы $a_j = a(\theta_j)$, $j = \overline{1, N}$, являются направляющими векторами сигналов, несущими информацию о направлении прихода и поляризации волны каждого источника излучения; $S = U(t)U^T(t)$, $U(t)$ - N-мерный вектор сигнала.

Матрица S описывает энергетику и взаимосвязность ИРИ. Считается, что она имеет полный ранг, то есть принимаемые ИРИ независимы или их корреляция меньше единицы. Матрица $\dot{A}$ - также полного ранга, что соответствует отсутствию вторичных главных лепестков диаграммы

направленности антенной решетки (АР) в зоне обзора. Это справедливо для линейной АР с разносом $d \le \lambda/2$.

Пусть $\{\lambda_1 \ge \lambda_2 \ge ... \ge \lambda_n\}$ и $\{\dot{e}_1 \dot{e}_2 ... \dot{e}_n\}$ - СЗ и СВ матрицы $\dot{\Phi}_{xx}$. В силу ортогональности СВ $\{\dot{e}_1 \perp \dot{e}_2 \perp ... \perp \dot{e}_n\}$ их разбиение на два подпространства - сигнальное $\dot{E}_c$ и шумовое $\dot{E}_{Ш}$ - приводит к тому, что $\dot{E}_c \perp \dot{E}_{Ш}$. Шмидт в своих работах показал, что если матрица является невырожденной, то верно следующее:

во-первых, n-N СЗ определяются как

$$\lambda_{N+1} = \lambda_{N+2} = ... = \lambda_n = \sigma^2 \qquad (3.18)$$

во-вторых, СВ, соответствующие этим СЗ, ортогональны столбцам матрицы $\dot{A}$, т. е.

$$\{\dot{e}_{N+1} \dot{e}_{N+2} ... \dot{e}_n\} \perp \{\dot{a}_j, j = \overline{1, N}\}. \qquad (3.19)$$

Условие (3.19) выполняется в силу того, что $\dot{a}_j, j = \overline{1, N}$ принадлежит пространству сигнальных СВ. Знание геометрии антенной системы и характеристик отдельных ее элементов позволяет сформировать вектор $\dot{a}(\theta)$, как функцию ППП. Сканируя им в пространственно-поляризационной области при совпадении текущих значений вектора $\theta \subset \theta_j, j = \overline{1, N}$, получаем

$$\dot{a}(\theta_j) = \dot{a}(\theta) \perp \dot{E}_{Ш}, \qquad (3.20)$$

где $\dot{E}_{Ш}$ есть n x (n - N) - мерная матрица, столбцами которой являются СВ, связанные с минимальными СЗ.

Данное свойство служит основой для построения ПП сектора, расчет которого осуществляется в соответствии с выражением

$$G(\theta) = \left[\dot{a}^+(\theta) \dot{E}_{Ш} \dot{E}^+_{Ш} \dot{a}(\theta)\right]^{-1} = \left[\sum_{i=N+1}^{n} \left|\dot{a}^+(\theta) \dot{e}_i\right|^2\right]^{-1} \qquad (3.21).$$

В случае соблюдения (3.20) произведение в квадратных скобках выражения (3.21) обращается в нуль. В результате этого $G(\theta)$ устремляется в бесконечность, то есть наблюдается мощный выброс в ПП спектре, соответствующий параметрам одного из источников.

Рассмотренные и другие методы сверх разрешения претендуют на наилучшие точность и пространственное разрешение, хотя и требуют достаточно сложных аппаратно-программных решений, связанных в том числе с необходимостью сложных вычислений. В тоже время, допущения, которых были приведены выше, а именно: знание количества и независимость принимаемых радиосигналов; независимый (белый) шум в антенных элементах; достаточно высокие требования к соотношению сигнал/шум (15...20дБ и более) - существенно ограничивают их применение в современных комплексах местоопределения. Тем более, когда речь идет о районах сбора в городе, для которых, как мы выяснили характерно наличие многолучевости, преобладание станционных помех, наконец, предельные соотношения сигнал/(помеха+шум).

3.1.2. Алгоритмы обработки в системе

Задача определения координат ИРИ на основании данных об их параметрах положения, полученных от распределенных в пространстве измерителей традиционно рассматривалась, как самостоятельная в теории и практики местоопределения, а также в теории оценивания. В связи с этим говорят о втором этапе обработки при местоопределения ИРИ и, соответственно об алгоритмах обработки в системе.

Вектор измерений – совокупность измеренных параметров линий положения ИРИ, очевидно функционально связан с вектором координат

$$W - F(X) = Y \qquad (3.22)$$

где W - вектор измерений; Y - вектор размерностью n, учитывающий ошибки измерений и модели; X - вектор истинных координат размерностью m. При решении задачи точные значения вектора Y остаются неизвестными. Его обычно рассматривают как случайный вектор с заданными вероятностными характеристиками.

Выражение (3.22) представляет собой систему из n уравнений с m неизвестными, при чём n > m, только в этом случае имеет смысл говорить о статистической обработке. В общем случае из системы (3.22) нельзя получить истинное значение координат ИРИ, а может быть найдена только их оценка $\hat{X}$ в соответствии с некоторым алгоритмом. Последняя, как правило, не удовлетворяет системе (3.22), то есть

$$W = F(\hat{X}) + \Delta, \qquad (3.23)$$

где Δ - вектор невязок.

В широком смысле задача сводится к отысканию алгоритма вида

$$\hat{X} = \Phi(W), \qquad (3.24)$$

позволяющего находить оценку координат по измеренному значению W. Структура алгоритма зависит от вида системы (3.22) и априорной информации об ошибках Y. Причём основное требование к алгоритму минимальное влияние ошибок Y на оценку вектора координат, а также реализация свойств: однозначность и несмещённость.

Наряду с нахождением оценки $\hat{X}$ не менее важное значение имеет решение задачи оценки погрешности $(X - \hat{X})$, зависящей от алгоритма обработки (3.20) и ошибок Y.

Метод наименьших квадратов.

В существующих системах местоопределения ОВЧ/УВЧ диапазона задачу оценки координат традиционно решают с использованием хорошо зарекомендовавшего себя в практике измерений метода наименьших квадратов (МНК).

Действительно, МНК обеспечивает получение максимально правдоподобной оценки в случае нормального закона распределения ошибок измерений и обладает известной простотой. Однако, оптимальность МНК тесно связана с предположениями: во-первых о знании числовых характеристик закона распределения и, во-вторых, о достаточно хорошем "первом приближении". Наконец, в условиях "сильных помех измерений", то

есть при наличии анормальных измерений в случае МНК возникают, как правило значительные трудности при их отбраковке. Появление анормальных измерений способно "увести" получаемые оценки от истинных значений настолько, что другие качественные измерения могут быть отбракованы. В связи с этим фактическая точность измерений, в том числе в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки, на трассах с многолучевостью оказывается значительно хуже расчётной.

Метод вариационно-взвешенных квадратических приближений.

Чаще в практике местоопределения предположение об отсутствии или приближенном знании закона распределения ошибок измерения является более обоснованным. Допустим, что среднеквадратичная ошибка измерений известна лишь в среднем и распределена по закону Релея. Тогда порождаемое ею распределение ошибок измерений является лапласовским. Получение максимально правдоподобной оценки в данном случае обеспечивается при использовании метода наименьших модулей (МНМ). Однако, в "чистом" виде вычислительную схему МНМ, как правило, не применяют. Удобным частным решением в данном случае является вычислительная схема, реализующая метод вариационно-взвешенных квадратических приближений (МВВКП), являющейся общей для МНК, МНМ и некоторых других методов. Суть ее состоит в использовании стандартной процедуры МНК при соответствующей по шаговой корректировке весов составляющих вектора измерений.

В табл.3.1 [37] приведены данные сравнительной оценки различных методов обработки применительно к следующим распределениям ошибок измерений:

1. $f(x) = (1/\sigma\sqrt{2\pi})\exp(-(x - Mx)^2/(2\sigma^2))$
2. $f(x) = (1/2\Lambda)\exp(-|x - Mx|/\lambda)$
3. $f(x) = (2/r\Gamma(1/4))\exp(-(x - Mx)^4/r^4)$, где Г(z) - Гамма - функция;
4. $f(x) = K/\pi(K^2 + (x - Mx)^2)$, где K - параметр Коши.

Таблица 3.1

Условный номер метода обработки	Отношение дисперсий максимально правдоподобной и квазиправдоподобных оценок			
	Условный номер распределения			
	1	2	3	4
1(МНК)	1	0.5	0.736	0
2(МНМ)	0.637	1	0.312	0.81
3(МП оценка при 3-ем распределении)	0.6	0.05	1	0
4(МП оценка при 4-ем распределении)	0.074	0.79	0.074	1

Из табл. 3.1 следует, что каждому из распределений соответствует свой конкретный метод обработки, обеспечивающий минимальную дисперсию оценки. Очевидно, что при неизвестном законе распределения, рационально сочетание методов обработки результатов измерений. В нашем случае целесообразно сочетание первого (МНК) и второго методов (МНМ), которые в совокупности дают оценку с эффективностью не хуже 0,73. Это достигают в вычислительной схеме, реализующей МВВКП.

$$(B^T PB)\Delta X = B^T P(W - F^O) \qquad (3.25)$$

где B - матрица частных производных решающей функции, связывающей измерения с координатами ИРИ; P - матрица весовых коэффициентов измерений; ΔX - вектор приращений решающей функции, уточняющих положение опорной точки; W - вектор измерений; F^O - вектор значений решающей функции в опорной точке.

Изменяя правило заполнения матрицы P, можно осуществлять выбор метода получения оценок. Такой подход достаточно универсален и позволяет расширить перечень классов оцениваемых распределений ошибок измерений.

До и после получения оценок $\hat{X}$ возникает вопрос об их точности.

В первом случае речь идёт об априорной оценке точности, которая базируется на некоторых априорных сведениях об ошибках исходных данных. Такая оценка совершенно необходима при проектировании подсистемы обработки, а также на этапе принятия решения. Любая априорная оценка неизбежно базируется на ряде допущений о характере погрешностей используемой математической модели, а также свойствах ошибок измерений.

Во втором случае оценка осуществляется на основе полученных результатов, она принципиально важна для принятия решения по их дальнейшему использованию. Кроме того, данные апостериорной оценки точности могут быть использованы в качестве априорных при последующих измерениях. При апостериорной оценке точности полученных координат в свою очередь возможны случаи когда:

1. Весовые характеристики назначены в виде величин, обратно пропорциональных дисперсиям измерений.

2. Весовые характеристики назначены произвольно и не связаны с точностными характеристиками измерений ввиду отсутствия достоверных сведений о последних.

В первом случае способ называют оценкой точности по внутренней сходимости. При наличии значительных систематических ошибок этот способ может привести к неоправданно оптимистическим оценкам.

Во втором случае речь идет о "гарантирующем" подходе к оценке точности. При данном подходе закон распределения ошибок и его численные характеристики полагаются неизвестными и задаются в виде множеств, которым принадлежат эти ошибки или их характеристики. К методам, реализующим данный подход, относится метод минимакса [37]. Фактическая точность решения задачи оценивания при данном методе оказывается всегда не хуже расчётной. Поэтому получаемые в результате границы возможных ошибок оцениваемых параметров являются обычно излишне расширенными. Кроме того, при данном методе не полностью

используются возможности имеющегося массива измерений. В связи с перечисленными особенностями метода минимакса его в "чистом" виде в задаче оценки координат, как правило, не применяют. Следует считать целесообразным применение минимаксного подхода на этапе прогнозирования поведения системы местоопределения с целью, например, приближенного определения района размещения ИРИ.

В целом анализ двухэтапной схемы обработки первичных координатно-информативных параметров сигналов в комплексах местоопределения на основе результатов моделирования и большого объема экспериментальных данных позволил выявить ее низкую устойчивость к анормальным измерениям, особенно на втором этапе обработки. Так уже при наличии 10% недостоверных измерений параметров линий положения метод наименьших квадратов практически перестает работать, наблюдаются "выбросы" – недостоверные оценки. Аналогичная ситуация происходит и с МВВКП, когда в выборке присутствуют 30% и более анормальных измерений. Таким образом, можно констатировать, что двухэтапная схема обработки обладает свойством тиражирования ошибок измерений.

В тоже время, анализ результатов моделирования и экспериментальных исследований алгоритмов на первом этапе обработки показывает, при применении наиболее помехоустойчивых фазового метода пеленгования (в двухканальном измерителе) и метода сканирования диаграммой направленности (в многоканальном измерителе) в исходных выборках измерений, как правило, присутствует достоверная информация о параметрах положения ИРИ даже при отрицательном конечном результате. Таким образом, в двух этапной схеме обработки эта достоверная информации оказывается невостребованной при получении конечного результата.

3.2. Одноэтапный алгоритм определения координат ИРИ

Существенные недостатки двух этапной схемы обработки подтверждают актуальность разработки одноэтапной схемы, в которой можно предположить они будут в определенной степени устранены. В связи с этим, далее предлагается одноэтапный алгоритм обработки координатно-информативных параметров сигналов, позволяющих на основе первичных измерений, в качестве которых выступают регистрируемые напряжения сигнала на входах приемных трактов, подключенных к соответствующим распределенным в пространстве датчикам поля (антенным элементам) получить оценки координат их (сигналов) источников.

Постановка задачи.

Дано: Матрица измерений $\mathbf{U(t) = S(t) + \xi}$, размерностью NxM, где N – количество измерителей в системе местоопределения, M – количество датчиков поля (антенных элементов) в составе каждого измерителя, ξ-матрица ошибок модели, NxM, $\mathbf{S}$-матрица сигналов в антенных элементах, NxM. Элемент матрицы сигналов можно записать в виде $S_{i,j}(t) = S(t - \tau_i - \tau_j)$, где τ_i и τ_j время распространения сигнала от источника до i, j датчика поля соответственно.

Необходимо синтезировать алгоритм, максимально не чувствительный к анормальным измерениям, обеспечивающий в тоже время достоверность и несмещенность получаемых оценок координат.

Считаем, что устойчивость к анормальным измерениям может быть реализована при условии поиска глобального экстремума некоторой функции ошибок. Как известно, достоверность и несмещенность достигается при получении максимально правдоподобной оценки, которая в свою очередь обеспечивается, например, при нормальном законе распределения ошибок измерений, если воспользоваться квадратичной метрикой в пространстве измерений. Вместе с тем, как уже отмечалось и доказано во втором разделе в

условиях многолучевости городского канала распространения радиоволн, сложной сигнально-помеховой обстановки предположение о нормальности закона распределения ошибок измерений не всегда оправдано.

В условиях, когда неизвестен закон распределения ошибок измерений, либо априорно неизвестны параметры закона распределения в качества критерия, позволяющего претендовать синтезируемому алгоритму обработки на робастность, может быть выбран критерий – максимума отношения сигнал/шум по всей совокупности измерений [34].

Пусть $U_{изм,j,i}$ - реализация аддитивной смеси детерминированного в пространственном смысле сигнала $S_{j,i}$ и случайного шума $\eta_{j,i}$ с нулевым средним. Измерения производят N датчиками поля на M измерительных пунктах.

Оценкой координат источника радиоизлучения будем считать состояние вектора координат {x,y,z}, при котором характеристика некоторого пространственного фильтра $U_{ЭТ,j,i}(x,y,z,f)$ является оптимальной по критерию максимума отношения сигнал/шум на его выходе, то есть согласованного пространственного фильтра в нашем случае.

Можно доказать, что наилучшим способом обработки оцениваемого радиосигнала $U_{изм,j,i}$ является операция взаимной ковариации с вариантами реализации значений $U_{ЭТ,j,i}(x,y,z,f)$ для всех возможных состояний вектора координат, то есть вычисление

$$Cov(x,y,z,f)=\left|\sum_{j=1}^{M}\sum_{i=1}^{N}U_{изм,j,i}(f)U_{ЭТ,j,i}(x,y,z,f)\right|= \left|\sum_{j=1}^{M}\sum_{i=1}^{N}S_{j,i}(X,Y,Z,f)U_{ЭТ,j,i}(x,y,z,f)\right|+\left|\sum_{j=1}^{M}\sum_{i=1}^{N}\eta_{j,i}(f)U_{ЭТ,j,i}(x,y,z,f)\right| \quad (3.26)$$

Действительно, в выражении (3.26) мы представили пространственную функцию взаимной ковариации в виде суммы двух слагаемых. При чем первое слагаемое в ней характеризует энергию сигнала, а второе – случайная

величина, обусловленная помехами различного происхождения. При увеличении статистики (достаточно большом количестве измерителей и датчиков поля) второе слагаемое можно считать величиной постоянной и, следовательно, соотношение сигнал/шум будет определяться и зависеть от величины первого слагаемого. Из выше сказанного можно сделать вывод, что некоторый пространственный фильтр с откликом

$$U_{ЭТ,j,i}(x,y,z,f) = S_{j,i}(X,Y,Z,f)$$

будет согласованным с сигналом, а соответствующее ему состояние вектора координат будет являться достоверной оценкой координат ИРИ.

Предложенная схема (3.26) не совсем удобна в использовании, поскольку значение максимизируемой функции зависит от уровня сигнала в точке приема. Для устранения данной зависимости предлагается использовать корреляционную функцию вида

$$K(x,y,z,f) = \left| \sum_{j=1}^{M} \sum_{i=1}^{N} U_{изм,j,i}(f) U_{ЭТ,j,i}(x,y,z,f) \right| \Big/ \sum_{j=1}^{M} \sum_{i=1}^{N} \left| U_{изм,j,i}(f) \right| . \qquad (3.27)$$

Таким образом, для решения нашей задачи выбираем целевую функцию вида

$$\max_{\Omega} \left| K(x,y,z,\mathbf{U},f) \right|, (x,y,z) = (\hat{x},\hat{y},\hat{z}), \qquad (3.28)$$

где Ω - множество состояний вектора координат.

Задача обработки в данном случае сводится к определению результирующего вектора оценок координат на множестве его состояний, обеспечивающего максимальное значение функции (3.28).

Содержание алгоритма обработки.

Содержание предлагаемого одноэтапного алгоритма обработки результатов измерений в системе местоопределения из N измерителей, в составе которых по M датчиков поля приведено на рисунке. 3.4.

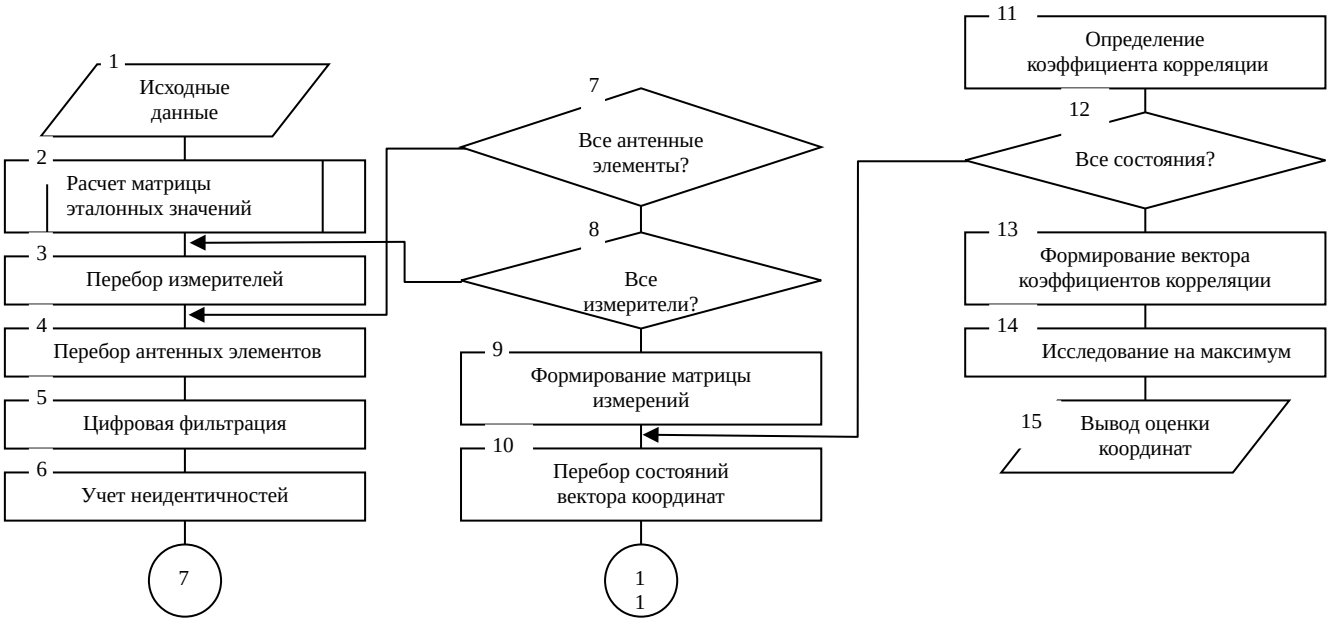


Рис. 3.4

Исходными данными в рассматриваемом алгоритме будут:

- количество N и топология (координаты) измерителей;

- количество M и топология (координаты) антенных элементов в составе каждого измерителя $\{x_{i,j}, y_{i,j}, z_{i,j}\}$;

- координаты и шаг дискретизации района сбора информации (множество состояний вектора координат Ω);

- результаты измерений (комплексные напряжения на выходах индивидуальных приемных трактов по всей совокупности измерителей $\mathbf{U}_{изм}(t) = \{U_{изм,i,j}(t)\}$);

- данных калибровки индивидуальных антенно-приемных трактов по конкретным измерителям $a_{клб} = \{a_{клб,i,j}\}$, $\tau_{клб} = \{\tau_{клб,i,j}\}$;

- параметры процедуры фильтрации (импульсная характеристика $h(\tau)$)

Алгоритм предусматривает, после ввода исходных данных, расчет матрицы эталонных значений коплексных напряжений (бл.2) для каждой элементарной зоны в заданном районе (элементарного объема в заданной области пространства) в соответствии с выражением

$$U_{эт} = \{U_{эт,i,j}\},\ U_{эт,i,j}(x,y,z,f) = \exp(j2\pi f(\tau_{i,1}(x,y,z) - \tau_{i,j}(x,y,z))), \qquad (3.29)$$

где $\tau_{i,j}(x,y,z) = R_{i,j}(x,y,z)/C$ (здесь, $R_{i,j}(x,y,z) = \sqrt{(x_{i,i} - x)^2 + (y_{i,j} - y)^2 + (z_{i,j} - z)^2}$); $(x_{i,j}, y_{i,j}, z_{i,j})$ - координаты электрического центра j-го антенного элемента i-го измерителя; (x, y, z) - координаты элементарного объема.

Далее для каждого измерителя и антенного элемента из его состава в блоке 5 осуществляется процедура фильтрации текущего напряжения сигнала, в соответствии с выражением

$$U_{изм,фильтр,j,i}(f) = \sum_{l=1}^{L} U_{изм,j,i}(t - \tau_l) h(\tau_l) \exp(-j2\pi f(t - \tau_l)), \quad (3.30)$$

где L -длинна импульсной характеристики; f - частота излучения.

В блоке 6 выполняется учет неидентичностей индивидуальных приемных трактов в соответствии с выражением

$$U_{изм,i,j}(f) = U_{изм,фильтр,i,j}(f) a_{клб,i,j} \exp(-j2\pi f \tau_{клб,i,j}), \quad (3.31)$$

после чего в блоке после чего в блоке 9 формируется матрица измерений.

В блоках 10-12 для каждого из возможных состояний (для каждого элементарного объема) вектора координат ИРИ определяется коэффициент корреляции в соответствии с выражением 3.27.

После формирования вектора коэффициентов корреляции, последний в бл. 14 исследуется на экстремум (определяется максимальное значение) и соответствующее ему состояние вектора координат принимается за их оценку

$$\max_{\Omega} |K(x, y, z, \mathbf{U}, f)|, (x, y, z) = (\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}) \quad (3.32).$$

К частному случаю рассмотренного алгоритма относится алгоритм оценки направления на ИРИ в азимутальной и угломестной плоскостях в отдельно взятом измерителе[38].

По аналогии, алгоритм оценки направления на ИРИ включает следующие этапы:

Ввод исходных данных.

- количество М и топология (координаты) антенных элементов в составе измерителя $\{x_j, y_j, z_j\}$;

- множество состояний вектора углов Δ;

- результаты измерений (комплексные напряжения на выходах индивидуальных приемных трактов по всей совокупности измерителей $\mathbf{U}_{изм}(t) = \{U_{изм,j}(t)\}$);

- данных калибровки индивидуальных антенно-приемных трактов по конкретным измерителям $a_{клб} = \{a_{клб,j}\}$, $\tau_{клб} = \{\tau_{клб,j}\}$;

- параметры процедуры фильтрации (импульсная характеристика $h(\tau)$)

Расчет вектора эталонных значений комплексных напряжений для всего множества возможных состояний вектора углов

$$\mathbf{U}_{эт}(\theta,\beta,f) = |1 \quad ... \quad \exp(j2\pi f(\tau_1(\theta,\beta) - \tau_j(\theta,\beta))) \quad ... \quad \exp(j2\pi f(\tau_1(\theta,\beta) - \tau_M(\theta,\beta)))|, \quad (3.33)$$

где (θ,β) - угловые координаты пренадлежащие множеству состояний вектора углов; $\tau_j(\theta,\beta) = (\cos(\theta)\cos(\beta)x_j + \sin(\theta)\cos(\beta)y_j + \sin(\beta)z_j)/C$ (здесь, (x_j, y_j, z_j) - координаты электрического центра j-го антенного элемента). Следует отметить, что выражение для расчета $\tau_j(\theta,\beta)$ справедливо при допущении о плоском фронте электромагнитной волны, в противном случае необходимо задаваться дистанцией между измерителем и ИРИ.

Выполнение процедуры фильтрации измеренного сигнала с шириной полосы фильтра, согласованной с полосой принимаемого сигнала

$$U_{изм,фильтр,j}(f) = \sum_{l=1}^{L} U_{изм,j}(t - \tau_l)h(\tau_l)\exp(-j2\pi f(t - \tau_l)), \quad (3.34)$$

где L-длинна импульсной характеристики; f - частота излучения.

Учет неидентичностей индивидуальных антенно-приемных трактов в соответствии с выражением

$$U_{изм,j}(f) = U_{изм,фильтр,j}(f)a_{клб,j}\exp(-j2\pi f\tau_{клб,j}). \quad (3.35)$$

Расчет коэффициентов корреляции эталонных и измеренных значений комплексных напряжений по всем возможным состояниям вектора углов

$$K(\theta,\beta,f)=\left|\sum_{j=1}^{M}U_{изм,j}(f)U_{эт,j}(\theta,\beta,f)\right| \Big/ \sum_{j=1}^{M}\left|U_{изм,j}(f)\right|, \qquad (3.36)$$

Формирование вектора коэффициентов корреляции и исследование его на экстремум для определения пространственных параметров ИРИ.

$$\max_{\Delta} K(\theta,\beta) \Rightarrow (\hat{\theta},\hat{\beta}) \qquad (3.37)$$

Следует иметь в виду, что в предложенных алгоритмах имеется возможность апостериорной оценки качества проведенных измерений по значению результирующего коэффициента корреляции, то есть, максимального в сформированном векторе результатов и, соответствующего оценкам координат (углов). При наличии достаточной истории измерительного процесса, такая оценка может быть весьма полезной и принципиально позволит реализовать бинарную схему принятия решения – оценки достоверны, либо недостоверны.

3. Алгоритм определения координат подвижного источника радиоизлучений

Задачу пеленгования (местоопределения) ИРИ, размещаемых на подвижных объектах [43], следует рассматривать как самостоятельную задачу в проблематике – определение местоположения (линий положения) источников радиоизлучений.

Во-первых, она может считаться более общей по отношению к задаче определения координат неподвижного ИРИ, так как часто имеет целью не только определение местоположения источника на подвижном объекте в каждый момент времени, но и определение траектории и параметров движения последнего.

Во-вторых, при проведении измерений по подвижному источнику в сложной, высокодинамичной (слабо коррелированной) в процессе движения сигнально-помеховой обстановки, характерной, например, для города

(особенно, когда подвижный ИРИ находится у поверхности земли) появляется принципиальная возможность статистической обработки измерений по маршруту движения, имеющей целью сгладить "грубые" ошибки.

Постановка задачи.

Считаем, что состояние объекта измерений (подвижного ИРИ) в каждый момент времени описывается полностью следующими параметрами: координатами, скоростью движения и ускорением.

В общем случае при решении задачи определения траектории [44] и параметров движения источника радиоизлучений, размещаемого на подвижном объекте, находится конечное число точек с определенными географическими координатами, которые, можно расположить в определенной последовательности на временной оси, восстановить траекторию движения и, в конечном итоге, определить обозначенные выше параметры состояния интересующего нас объекта.

Описанная модель имеет право на существование, хотя в прямой постановке не в полной мере учитывает специфику измерений в условиях города.

Обратимся к постановке рассматриваемой задаче в наиболее общем виде, сопровождая ее необходимыми комментариями.

Действительно, выбор используемой математической модели зависит от природы исследуемой системы (объекта) и существа решаемой задачи. Однако, во всех случаях состояние системы (объекта) в выбранной модели должно полностью определяться конечным числом параметров $q_1, q_2, \ldots q_m$ совокупность которых будем называть вектором состояния

$$\overline{Q} = \{ q_1, q_2, \ldots q_m \}. \qquad (3.38)$$

Число m составляющих вектора $\overline{Q}$ мы будем называть размерностью модели (или задачи).

Для определения вектора $\overline{Q}$ используются измерения некоторых величин, зависящих от состояния системы. В нашем случае для определения состояния подвижного ИРИ в пространственно разнесенных измерительных пунктах измеряются координатно-информативные параметры сигналов от данного источника. В общем случае, это могут быть разности фаз сигналов в антенных элементах, уровень сигнала в пункте приема, задержка распространения сигнала до разнесенных пунктов приема и др.

Совокупность всех используемых измерений образует вектор измерений:

$$\overline{W} = \{ w_1, w_2, ..., w_n \}, \qquad (3.39)$$

где n — число измерений. Для того, чтобы по измеренному значению вектора $\overline{W}$ оценить соответствующий вектор $\overline{Q}$, необходимо знать зависимость между ними. Для принятой математической модели она имеет вид

$$\overline{W} = F(\overline{Q}) \qquad (3.40)$$

В действительности, измеренные значения составляющих вектора $\overline{W}$ получаются в результате наблюдений за состоянием реальной системы, в то время как зависимость (3.48) соответствует принятой математической модели. Обозначим через $\overline{\eta} = \{\eta_1, \eta_2, ...\eta_n \}$ вектор ошибок этой модели, тогда

$$\overline{\eta} = \overline{W}_И - F(\overline{Q}_И), \qquad (3.41)$$

где $\overline{W}_И$ и $\overline{Q}_И$ — истинные значения соответствующих векторов. Погрешности $\overline{\eta}$ иногда называют методическими ошибками.

Физическая интерпретация приведенных выше утверждений для нашего случая заключается в том, что в основе математической модели, в рамках которой осуществляется определение местоположения ИРИ, лежит теория распространения радиоволн в свободном пространстве. Более того, и источник радиоизлучения и приемная антенна в модели представляют собой либо изотропные излучатель (приемник), либо излучатель (приемник) с вполне определенными (считаемыми) пространственными и

энергетическими характеристиками. Реально (особенно, в условиях города) ни одно из этих утверждений не соответствует действительности и мы осознанно (доказательно) говорим о наличии функции ошибок. Но даже и на этом не ограничиваются подстерегающие нас ошибки при решении задачи местоопределения ИРИ. Так как всегда имеют место ошибки измерений, например, за счет конечного отношения сигнал/(помеха + шум).

Пусть $\tilde{\bar{W}}$ - значение вектора $\bar{W}$, полученное в результате измерений. Оно связано с $\bar{W}_{И}$ соотношением:

$$\tilde{\bar{W}} = \bar{W}_{И} + \bar{\xi}, \qquad (3.42)$$

где $\bar{\xi} = \{\xi_1, \xi_{2,} \ldots \xi_n\}$ - вектор ошибок измерений. Таким образом,

$$\tilde{\bar{W}} = F(\bar{Q}_{И}) + \bar{\xi} + \bar{\eta} \qquad (3.43)$$

При решении рассматриваемой задачи точные значения векторов ξ и η остаются неизвестными. Их обычно рассматривают как случайные векторы с заданными (или неизвестными) вероятностными характеристиками (законами распределения, моментами и т. п.). При этом зависимость (3.43) заменяется так называемой системой условных уравнений:

$$F(\bar{Q}) = \tilde{\bar{W}}, \qquad (3.44)$$

представляющей собой систему из n уравнений относительно m неизвестных $q_1, q_2, \ldots q_m$. Система условных уравнений является неточной и из нее нельзя получить истинное значение $\bar{Q}_{И}$ вектора состояния. Может быть найдена лишь некоторая оценка $\hat{Q}$ этого вектора. Она должна по возможности мало отличаться от $\bar{Q}_{И}$. При этом задача сводится к отысканию алгоритма вида

$$\bar{Q} = \Phi(\tilde{\bar{W}}), \qquad (3.45)$$

позволяющего находить оценку $\hat{Q}$ по измеренному значению $\tilde{\bar{W}}$.

Структура этого алгоритма зависит от вида системы условных уравнений и имеющихся сведений об ошибках модели и измерений. Основной задачей данного алгоритма является возможное уменьшение

(фильтрация) влияния этих ошибок. Его обычно называют алгоритмом фильтрации.

Полученная в результате оценка $\hat{Q}$, как правило, не удовлетворяет системе условных уравнений (3.46). После подстановки этой оценки в левую часть указанной системы получаем систему уравнений вида

$$\tilde{\overline{W}} = F(\overline{Q}_{И}) + \overline{\delta}, \qquad (3.47)$$

где $\overline{\delta} = \{\delta_1, \delta_2, ...\delta_n\}$ - так называемый вектор невязок. Из изложенного следует, что задача построения алгоритма фильтрации является, вообще говоря, неоднозначной. Поэтому возникает вопрос о выборе в некотором смысле оптимального алгоритма фильтрации. При этом мы будем исходить из того, что любой используемый на практике алгоритм фильтрации должен обладать следующими свойствами:

- определяемая зависимость (3.46) должна быть однозначной (для данного алгоритма);

- в предположении об отсутствии ошибок измерения и модели он должен давать истинное значение вектора состояния, иначе говоря, должно удовлетворяться так называемое условие несмещенности алгоритма фильтрации

$$\overline{Q} = \Phi[F(\overline{Q})]. \qquad (3.48)$$

Наряду с задачей нахождения оценки $\hat{Q}$ возникает проблема оценки точности полученного результата. Этот этап заставляет задуматься о несмещенности и эффективности получаемой оценки и может привести к пересмотру алгоритма фильтрации. Находясь в рамках классической теории точечного оценивания, на этом можно было бы ограничиться в постановке рассматриваемой нами задачи.

Однако, в нашем случае состояние реальной системы (объекта) изменяется с течением времени. Поэтому вектор $\overline{Q}$, является функцией времени t:

$$\overline{Q}(t) = \Phi(\overline{Q}_{И}, t) \qquad (3.49),$$

более того, ее поведение часто непредсказуемо, или ограниченно предсказуемо.

Будем называть модель непрогнозируемой в случае, когда зависимость вида (3.49) либо не может быть составлена, либо не используется в процессе решения рассматриваемой задачи. Примером может служить определение движения автомобиля в том случае, когда нам неизвестны намерения его водителя. Определяя в каждый момент t вектор его состояния (например, координат на плоскости), мы находим, как уже отмечалось, ряд последовательных положений автомобиля, а соединяя их плавной кривой — траекторию его движения. Как видно подобная задача определения состояния непрогнозируемой модели решается для каждого момента независимо и требует проведения единовременных измерений. Основное отличие прогнозируемой модели, по-видимому, заключается в том, что для определения состояния системы могут быть совместно использованы измерения, проводимые в различные моменты времени.

Отметим здесь, что непрогнозируемая модель всего лишь модель, а реально нельзя (и неправильно) полностью абстрагироваться от некоторых представлений о поведении системы (например, характере движения автомобиля с интересующим ИРИ), хотя бы потому, что невозможно строго соблюсти условия единовременности проводимых измерений (речь идет об определенном (необходимом) объеме выборки). В связи с этим, обычно в подобных случаях обрабатывают измерения, проводимые на интервале, в течение которого исследуемая система может рассматриваться как неподвижная. В зависимости от параметров движения этот интервал может быть чрезвычайно маленьким (для быстро летящего самолета) или, наоборот, очень большим. Так, например, при определении фигуры Земли по данным геодезических измерений считают ее неизменной в течение длительного интервала времени, хотя в действительности она представляет собой медленно изменяющуюся непрогнозируемую систему.

Рассмотрим применительно к нашей задаче более простой случай - непрогнозируемой модели. Считаем, что для некоторых моментов проводятся измерения одной и той же величины (величин). Требуется восстановить зависимость данной величины (величин) в заданном интервале измерений. В интерполяционной задаче [45] определения траектории (маршрута) движения подвижного объекта может быть использован почти любой из перечня обыкновенных действительных полиномов, например, интерполяционный полином Лагранжа

$$P(x)=\sum_{m=0}^{n} f(x_m)\frac{(x-x_0)...(x-x_{m-1})(x-x_{m+1})...(x-x_n)}{(x_m-x_0)...(x_m-x_{m-1})(x_m-x_{m+1})...(x_m-x_n)}, \qquad (3.50)$$

либо для равных временных интервалов измерений при неизменной скорости движения (равноотстоящих узлов) интерполяционный полином Ньютона

$$P(x)=p_0+(x-x_0)\Delta_1(x_0,x_1)+(x-x_0)(x-x_1)\Delta_2(x_0,x_1,x_2)+...+\prod_{k=0}^{n-1}(x-x_k)\Delta_n(x_0,x_1,x_2...x_n), \qquad (3.51)$$

где

$$\Delta_1(x_0,x_1)=(y_1-y_0)/(x_1-x_0),$$

$$\Delta_r(x_0,x_1,x_2,...,x_r)=\frac{\Delta_{r-1}(x_1,x_2,...,x_r)-\Delta_{r-1}(x_0,x_1,...,x_{r-1})}{x_r-x_o}, \qquad (r=2,3,....).$$

В отличии от выражения (3.51) в формуле Ньютона прибавление новой пары (x_{n+1},y_{n+1}), то есть очередного узла и, соответственно, увеличение степени многочлена на единицу, сводится просто к прибавлению одного нового члена.

Как отмечалось, непосредственное применение процедуры интерполяции в случае эмпирических функций не всегда оправдано. И очень часто, желательно, предварительное сглаживание всегда имеющихся колебаний, вызванных случайными ошибками, например, посредством процедуры аппроксимации.

Для случая независимых измерений в отдельных точках (узлах) известно наилучшее решение для выполнения процедуры аппроксимации – использование метода наименьших квадратов. Однако, применительно к

рассматриваемой задачи данное решение нельзя считать удачным, поскольку, вообще говоря, измерения, проводимые по ИРИ, размещаемом на подвижном объекте реально оказываются зависимыми. При чем, прогнозируемая корреляция между измерениями в отдельных точках (узлах) может меняться в значительных пределах от максимальной на стоянке до минимальной, когда объект движется с ускорением [29].

Предположим, что в процессе измерений по получаемым результатом мы умеем ее (корреляцию) оценивать. В этом случае, очевидна необходимость учета полученной апостериорно информации в процедуре аппроксимации, наполнив ее содержание элементами адаптации.

Сформулируем задачу сглаживания (аппроксимации) следующим образом.

Зафиксируем порядок аппроксимирующего полинома. Считаем, что узлы измерений равноотстоящие.

Требование совпадения значений полинома в узлах со значениями измеренной величины заменяется требованием "достаточной их близости".

Пусть m — назначенный порядок сглаживающего полинома m < n. Для определения его коэффициентов запишем систему линейных уравнений

$$\begin{cases} P(t_1) = p_1 + p_2 \cdot t_1 + ... + p_m \cdot t_1^{m-1} = y_1 \\ ..... \\ P(t_n) = p_1 + p_2 \cdot t_n + ... + p_m \cdot t_n^{m-1} = y_n \end{cases} \quad \text{или} \quad \overline{T}\overline{P} = \overline{Y}, \qquad 3.52$$

где

$\overline{T} = \begin{bmatrix} 1, t_1, ..., t_1^{m-1} \\ ..... \\ 1, t_n, ..., t_n^{m-1} \end{bmatrix}$ - матрица размером $n \times m$;

$\overline{P} = [p_1, ..., p_m]^T$ – столбец искомых коэффициентов аппроксимирующего полинома; $\overline{Y} = [y_1, ..., y_m]^T$ – столбец результатов измерений.

Введем вместо времени t целочисленную переменную (номер измерения), связанную с t формулой

$$t_k = t_1 + (k - 1) \cdot \Delta t; k = 1, ..., n, \qquad (3.53)$$

тогда сглаживающий полином примет вид

$$S(k) = s_1 + s_2 \cdot k + ... + s_m \cdot k^{m-1} \qquad (3.54),$$

а столбец его коэффициентов $\overline{S}$ будет псевдорешением линейной системы $\overline{\overline{T}\,\overline{S}} = \overline{Y}$, где

$\tilde{T} = \begin{bmatrix} 1,1,...,1 \\ 1,2,...,2^{m-1} \\ ..... \\ 1, n_n, ..., n^{m-1} \end{bmatrix}$ -стандартная (при фиксированных значениях n и m) матрица, для которой заранее может быть найдена псевдообратная.

Построенный сглаживающий полином служит для вычисления значений измеряемой функции (например, координат ИРИ) y в табличных точках $t_1, ..., t_n$.

При известном характере движения объекта коэффициенты сглаживающего полинома могут быть определены заранее, в соответствии с некоторой функцией.

Содержание алгоритма.

С учетом сделанных замечаний и допущений алгоритм оценки координат подвижного объекта - носителя ИРИ представлен на рис 3.5.

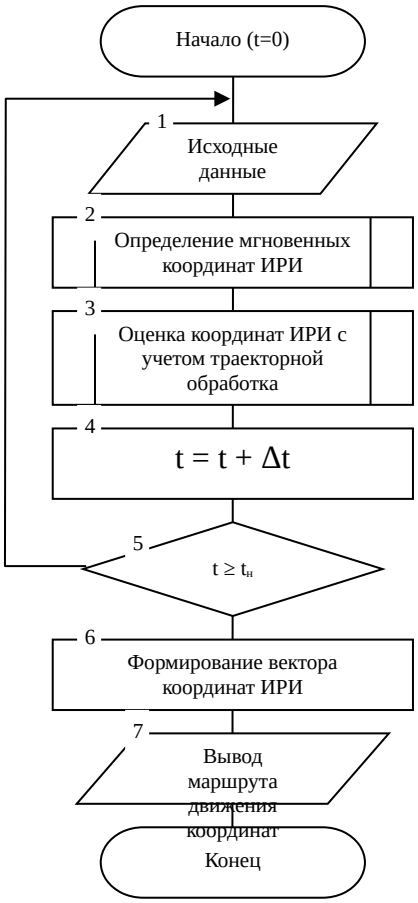


Рис 3.5.

После ввода исходных данных в бл. 2 реализуется сложная процедура оценки мгновенных координат ИРИ в соответствии с одноэтапным алгоритмом, представленном в п. 3.2. Далее в бл.3 выполняется процедура оценки текущих координат ИРИ на основе траекторной обработки, учитывающей историю поведения подвижного объекта с ИРИ. Выполнение траекторной обработки предполагает реализацию процедур интерполяции и аппроксимации координат в соответствии с выражением

$$x = \sum_{l}^{L} x(t - l\Delta t)W_l \,, y = \sum_{l}^{L} y(t - l\Delta t)W_l \,, z = \sum_{l}^{L} z(t - l\Delta t)W_l \,, \qquad (3.55)$$

где W_l – l-ый коэффициент сглаживающего полинома, Δt- время наблюдения. В общем случае вид и значения коэффициентов сглаживающего полинома зависят от скорости движения объекта.

По результатам выполнения траекторной обработки формируется вектор текущих координат подвижного объекта с ИРИ и, соответственно маршрут его движения.

3.4. Алгоритм определения координат ИРИ на подвижном комплексе местоопределения

Задача пеленгования (местоопределения) ИРИ [38,72], когда измеритель находится в движении, может считаться более общей по отношению к задаче определения координат неподвижного ИРИ совокупностью стационарных измерителей, так как возникает необходимость подтверждения ориентации измерителя каждый раз, когда проводятся измерения. При проведении измерений по неподвижному источнику в сложной, высокодинамичной (слабо коррелированной) сигнально-помеховой обстановке в процессе движения измерителя по аналогии с ситуацией рассмотренной в п. 3.3. особенно актуальна статистическая обработка измерений по маршруту движения, имеющей целью сгладить "грубые" ошибки измерений.

Особенности статистической обработки измерений при размещении измерителя на подвижном объекте близки к таковым для случая пеленгования (местоопределения) подвижного ИРИ. Они заключаются в чередовании процедур аппроксимации и интерполяции.

Одним из основных вопросов, который требует более детального рассмотрения и разрешения при размещении измерителя на подвижном объекте, является вопрос определения местоположения мобильного носителя и его ориентации в пространстве с требуемыми точностями.

Как вариант, для определения указанных выше параметров может быть использованы возможности систем спутниковой радионавигации [47] (ССРН), например GPS или ГЛОНАСС.

Алгоритм оценки координат ИРИ подвижным измерителем представлен на рис.3.6



рис.3.6

После ввода исходных данных в бл. 2 выполняется сложная процедура оценки мгновенных значений углов на ИРИ в азимутальной и угломестной плоскостях, в соответствии с алгоритмом из п.3.2. Для того, чтобы убедиться в качестве (достоверности) текущего измерения в бл. 4 предлагается реализовать бинарную схему принятия решения о достоверности выполненного измерения по правилу

$$\max_{\Delta} K(\theta, \beta) \geq l \,, \qquad (3.56)$$

где *l*- порог по коэффициенту корреляции

В бл. 5 формируется вектор коэффициентов корреляции на множестве элементарных объемов в пределах общей области сбора информации в соответствии с выражением

$$K_{рез}(x, y, z) = \sum_{j}^{N} K\left[arctg\left(\frac{x - x_j}{y - y_j} \right), arctg\left(\frac{\sqrt{(x - x_j) + (y - y_j)}}{z - z_j} \right) \right], \quad (3.57)$$

где (x_j, y_j, z_j) - координаты измерительного пункта в j-ой точке измерений.

Одним из проблемных моментов в рассматриваемом алгоритме является определение достаточности проведенных измерений, очевидно, с автоматическим учетом геометрического фактора. В связи с этим в бл. 7 предлагается на каждом очередном шаге (очередном измерении) вычислять дисперсию оценки каждой координаты в окрестностях максимума коэффициента корреляции, после предварительной нормировки последнего

$$\begin{aligned} D_x &= \sum_{i}^{n} \sum_{j}^{m} \sum_{h}^{p} \left[M(x) - x_i \right]^2 \hat{k}_{i,j,h} \\ D_y &= \sum_{i}^{n} \sum_{j}^{m} \sum_{h}^{p} \left[M(y) - y_i \right]^2 \hat{k}_{i,j,h} \,, \\ D_z &= \sum_{i}^{n} \sum_{j}^{m} \sum_{h}^{p} \left[M(z) - z_h \right]^2 \hat{k}_{i,j,h} \end{aligned} \quad . (3.58)$$

где $M[x] = \sum_{i}^{n} \sum_{j}^{m} \sum_{h}^{p} x_i \hat{k}_{i,j,h}$, $M[y] = \sum_{i}^{n} \sum_{j}^{m} \sum_{h}^{p} y_j \hat{k}_{i,j,h}$, $M[z] = \sum_{i}^{n} \sum_{j}^{m} \sum_{h}^{p} z_j \hat{k}_{i,j,h}$,

здесь $\hat{k}_{i,j,h} = \frac{K_{i,j,h}}{\sum_{i}^{n} \sum_{j}^{m} \sum_{h}^{p} K_{i,j,h}}$; i, j, h – номера координат x,y,z на множестве их состояний Ω.

В блоке 8 проверяется выполнение условия - непревышение дисперсиями оценок координат ИРИ заданного порогового значения, что является признаком достаточности измерений.

Выводы по разделу.

1. Показано, что существующие алгоритмы обработки в комплексах местоопределения реализуются, как правило, по двухэтапной схеме. Из анализа алгоритмов обработки на первом этапе (то есть непосредственно координатно-информативных параметров в измерителе) следует, что наиболее помехоустойчивыми и, следовательно, адаптированными для городских условий функционирования являются фазовый метод при двухканальном исполнении измерителя и метод сканирования диаграммой направленности при его многоканальном исполнении.

2. Проведен анализ наиболее распространенных вычислительных схем, реализующих, в том числе метод максимального правдоподобия и применяемых на втором этапе обработки в комплексах местоопределения. Показано, что в существующих двухэтапных схемах обработки при наличии в выборке анормальных измерений существуют тенденции, во-первых, к тиражированию ошибок измерений, и, во-вторых, к потере положительной статистики от первого этапа.

3. Предложен одноэтапный алгоритм обработки координатно-информативных параметров радиосигналов в комплексах местоопределения, показано, что в определенной степени он устраняет недостатки двух этапной схемы обработки, в том числе менее чувствителен к анормальным измерениям, поскольку обеспечивает, во-первых, поиск глобального экстремума некоторой функции ошибок по всей исходной выборке и, во-вторых, достоверную оценку координат ИРИ по критерию максимума отношения сигнал/шум в интерпретации к процессу местоопределения.

4. Предложены алгоритмы обработки координатно-информативных параметров радиосигналов для оценки координат их источников для двух наиболее интересных для практики случаев: первый - измерители неподвижны, а источник находится в движении и второй - источник неподвижен, в то время как измеритель находится в движении. Показано для

обоих случаев принципиальное значение процедур аппроксимации и интерполяции в ходе обработки результатов измерений и особенности их применения в виде конкретных вычислительных схем.

Заключение

Исследования, проведённые в рамках магистерской диссертации, были направлены на решение задачи повышения точности определения местоположении источников радиоизлучений в городских условиях, с применением алгоритмов определения их координат с помощью комплексов.

При размещении комплекса вне главного лепестка диаграммы направленности антенны возможна реализация задачи определения координат станций, как угломерно-дальномерным способом, так и угломерным, что позволит устранить высотную ошибку, повысив этим точность определения местоположения ИРИ, а так же возможность одновременного использования нескольких комплексов в составе пеленгаторной сети.

Значимость этой задачи определяется непосредственным влиянием точности измерения пеленга комплексов местоопределения, а также алгоритмами координатометрии на величину ошибки определения координат ИРИ и, следовательно, на вероятность определения источников разведки за заданное время. Применение комплекса обеспечивает возможность определение местоположения.

В ходе магистерской диссертации получены следующие основные результаты:

для решения задач координатометрии ИРИ доработаны по критерию МНК отклонений азимутов прямой и итерационный алгоритмы определения координат ИРИ на плоскости;

доработаны по критерию МНК отклонений азимутов и углов места прямой и итерационный алгоритмы, позволяющие определять пространственные координаты ИРИ на комплексах до ИРИ в условиях прямой видимости ИРИ;

предложены вычислительные процедуры преобразований данных измерений координатно-пеленговой информации из сферической системы

координат в декартову систему, позволяющие наиболее эффективно решать задачи определения и отображения координат ИРИ с использованием комплексов;

методом имитационного моделирования проведены исследования зависимостей характеристик существующих и полученных в работе методов определения координат ИРИ от параметров траектории радиопеленгатора и параметров закона распределения отклонений пеленгов от истинного значения. Показано преимущество геостатистического метода максимального правдоподобия по величине средней ошибки и ее дисперсии в условиях наличия интерференционных помех.

Обоснованность и достоверность результатов и выводов обеспечивается адекватностью применяемых методов исследования особенностям рассматриваемых задач, корректностью постановок решаемых задач, вводимых допущений и ограничений, и подтверждаются непротиворечивостью полученных экспериментальных результатов данным предшествующих исследований и практики.

Таким образом, в совокупности представленные результаты составляют решение сформулированных задач магистерской диссертации, заключающейся в доработке (применении) алгоритмов определения местоположения ИРИ с использованием комплексов и обеспечивают достижение поставленной цели − повышение точности определения координат источников радиоизлучения комплексов в соответствии с актуальной темой проведенных исследований.

Список использованных источников

1. Рембовский А.М. «Радиомониторинг: задачи, методы, средства» выпуск 2006.
2. Ашихмин А.В., Козьмин В.А., Кочкин Д.Е., Чубов Е.А. Использование цифрового измерительного приемника «Аргамак-ИМ» для измерения напряженности поля в мобильных станциях радиомониторинга. – Специальная техника, №3, 2006, с. 35-44.
3. Ашихмин А.В., Козьмин В.А., «Наземные мобильные комплексы радио контроля и пеленгования» выпуск 2002.
4. Журналы серии «зарубежное военное обозрение».
5. Справочник по радиоконтролю. МСЭ 2002. Женева. 2004. – 584 с.
6. Глазнев А.А., Козьмин В.А., Литвинов Г.В., Шадрин И.А. Многостанционные системы радиоконтроля и определения местоположения источников радиоизлучения. - Специальная техника. Специальный выпуск. М. 2002. С. 20-29 (http://ircos.ru/zip/spc_teh.pdf)
7. Ашихмин А. В., Козьмин В. А., Рембовский А. М. Наземные мобильные комплексы радиоконтроля и пеленгования. Специальная техника. Специальный выпуск, 2002. С. 30-41 (http://ircos.ru/zip/spc_teh.pdf)
8. Ашихмин А.В., Жуков А.А., Козьмин В.А., Шадрин И.А., Локализация источников радиоизлучения и измерение напряженности поля с помощью мобильной станции радиоконтроля. - Специальная техника. Специальный выпуск. М. 2003. С. 9-18 (http://ircos.ru/zip/spc_teh2.zip)
9. Ашихмин А.В., Коровин А.Г., Рембовский А.М., Козьмин В.А. Распределенные системы радиомониторинга и пеленгования. Специальная техника, № 5., Москва, 2006. С. 38-53 (http://ircos.ru/zip/st5_06.pdf)
10. Козьмин В.А., Савельев А.М., Уфаев В.А., Чубов Е.А. Сравнение методов местоопределения источников радиоизлучения. Специальная техника, №1 . М. 2007. С. 30-38 (http://ircos.ru/zip/st1_07.pdf)

11. Авраамов А.В., Саяпин В.Н. Анализ радиоэлектронной обстановки диапазонов УВЧ-СВЧ, образуемой радиостанциями цифровых радиорелейных линий связи//Депонир. рукопись, инв. № А29259. 2006
12. Саяпин В.Н, Симонов А.Н. Теоретические основы координатометрии источников радиоизлучений. – СПб.: ВАС, 2007.
13. Саяпин В.Н., Симонов А.Н. Угломерные системы координатометрии источников радиоизлучений. – СПб.: ВАС, 2007.
14. Махлуф Х.Ю., Саяпин В.Н. Двухэтапное определение координат ИРИ в подвижной системе местоопределения.//Сборник трудов XII региональной
15. Симаков В.А. Разработка алгоритмов обработки информации в адаптивных угломерно-разностно-дальномерных системах.//Дисертация. Белгород, 2005. – 134 с.
16. Иванов Ю.В., Наумов А.С., Саяпин В.Н. и др. Способ и устройство определения координат источника радиоизлучения. – СПб.: ВАС, 2011.
17. Эльясберг П.Е. Определение движения по результатам измерений. – М.: Наука, 1976. – 416 с.
18. Царьков Н.М. Многоканальные радиолокационные измерители. –М. Сов.радио,1980.
19. Каталог 2007. ИРКОС. Технические средства радиомониторинга. Москва ЗАО ИРКОС.
20. Способ многоканальной пеленгации. Патент GB № 1392343, МПК G01S 3/74.
21. Дубров А.В. Потенциальная точность измерения направления на излучатель для пеленгационных средств с кольцевыми антенными решетками. – Антенны, вып. 2, 2006.
22. Радиоприемные устройства. Под редакцией Н.Н. Фомина. – М. Горячая линия. – Телеком. 2007.
23. Станция радиотехнической разведки. Патент RU 2275746, МПК G01S 7/28, G01S 13/32, опубл. 27.04.2006.

24. Способ определения координат источников радиоизлучения с ППРЧ. Авторское свидетельство № 0. 303374, МПК G01S 1/08, зарегистрировано 01.11.1989.
25. Потехин Д.С., Тарасов И.Е. Разработка систем цифровой обработки сигналов на базе ПЛИС. – М: Горячая линия. – Телеком. 2007.
26. Дрогалин В.В. Алгоритмы оценивания угловых координат источников излучений, основные на методах спектрального анализа, Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники, 1998, № 2, с. 3-17.
27. Ашихмин А.В., Виноградов А.Д., Рембовский А.М. Принципы построения современных радиопеленгаторов \\ Ведомственные корпоративные сети и системы. 2002. № 2.
28. Ашихмин А.В., Жуков А.А., Козьмин В.А., Стопкин В.М., Шадрин И.А. Выявление источников электромагнитных волн в объектах с помощью мобильного комплекса радиоконтроля и пеленгования \\ Специальная техника. 2003. Спец. Выпуск. С. 42-50.
29. Ашихмин А.В., Козьмин В.А., Рембовский А.М. Наземные мобильные комплексы радиоконтроля и пеленгования \\ Специальная техника. 2002. Спец выпуск. С. 30-41.
30. Адаптивная пространственно-временная обработка сигналов в линиях многоканальной радиосвязи / Под ред. А.П. Родимова. – Д.: Изд-во ВАС, 1987. – 97 с.
31. Алешин А.А., Варакин Л.Е. Опыт эксплуатации и перспективы развития сотовых систем подвижной радиосвязи // Зарубежная радиоэлектроника. 1986. - № 12. С. 40-63.
32. Андреянов Б.Г., Каминский С.Р. Экспериментальные исследования системы пеленгации в условиях большого города // Измерительная техника. – 1994. № 4. – с. 54-55.
33. Понамарев Г.А. Распространение УКВ в городе. – Томск: ТГУ. 1991. – 224 с.

34. Рубцов А.В. Оценка максимального правдоподобия координат источника сигналов при многопозиционном пеленговании. Радиотехника. 1987.
35. Ботов В.А. Сравнительный анализ методов определения координат источников радиоизлучения. Радиотехника. 2006. № 2.- с. 28-32.