

**МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ
ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ
БОРТОВЫХ КОГЕРЕНТНО-
ИМПУЛЬСНЫХ
РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ
ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ
БЕЗОПАСНОСТИ ПОЛЕТОВ
САМОЛЕТОВ В СЛОЖНЫХ
МЕТЕОУСЛОВИЯХ**

Министерство образования и науки Российской Федерации
Балтийский государственный технический университет "Военмех"

МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ
СИГНАЛОВ БОРТОВЫХ
КОГЕРЕНТНО-ИМПУЛЬСНЫХ
РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ
ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ
ПОЛЕТОВ САМОЛЕТОВ В СЛОЖНЫХ
МЕТЕОУСЛОВИЯХ

Под редакцией Е.А. Сеницына

Санкт-Петербург
2012

Научное издание

Авторы: *А.В. Верещагин*, канд. техн. наук; *А.Ю. Коршунов*;
К.Т. Михайлуца, канд. техн. наук; *В.А. Сеницын*, канд. техн. наук;
Е.А. Сеницын, д-р техн. наук

УДК 629.7.058.7

М54

М54 **Методы** и алгоритмы обработки сигналов бортовых когерентно-импульсных радиолокационных станций для повышения безопасности полетов самолетов в сложных метеорологических условиях / *А.В. Верещагин* [и др.]; под ред. *Е.А. Сеницына*; Балт. гос. техн. ун-т. – СПб., 2012. – 238 с.
ISBN 978-5-85546-713-0

Рассматривается разработка методов и алгоритмов обработки сигналов бортовых первичных когерентно-импульсных радиолокационных станций (РЛС) для повышения безопасности полетов самолетов в сложных метеорологических условиях. Приводятся результаты анализа особенностей построения и основных характеристик устройств обработки метеорологических радиолокационных сигналов в аппаратуре бортовых РЛС.

Для инженерно-технических работников, специализирующихся в области систем управления воздушным движением.

УДК 629.7.058.7

Р е ц е н з е н т ы: д-р техн. наук, проф., засл. изобретатель РФ, главный конструктор ОАО «НПФ «Меридиан» (С.-Петербург) *О.Н. Музыченко*;
д-р техн. наук, главный науч. сотрудник ОАО «Всероссийский НИИ радиоаппаратуры» (С.-Петербург) *М.Д. Максименко*

*Утверждено
редакционно-издательским
советом университета*

Публикуется в авторской редакции

ISBN 978-5-85546-713-0

© Авторы, 2012

© БГТУ, 2012

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АК	–	авиационный комплекс
АКМ	–	автокорреляционная матрица
АКФ	–	автокорреляционная функция
АПЧ	–	автоматическая подстройка частоты
АР	–	авторегрессия
АРСС	–	авторегрессия и скользящее среднее
АРУ	–	автоматическая регулировка усиления
АС	–	антенная система
АСК	–	антенная система координат
АФР	–	амплитудно-фазовое распределение
АХ	–	амплитудная характеристика
АЦП	–	аналого-цифровой преобразователь
АЧХ	–	амплитудно-частотная характеристика
АЭ	–	антенный элемент
БП	–	безопасность полетов
БПФ	–	быстрое преобразование Фурье
БРЭО	–	бортовое радиоэлектронное оборудование
БУФЦ	–	блок управления положением фазового центра
БФК	–	блок фазовой коррекции
БЦВМ	–	бортовая цифровая вычислительная машина
ВП	–	воздушное пространство
ВЧП	–	высокая частота повторения
ВЩАР	–	волноводно-щелевая антенная решетка
ГМ	–	гидрометеор
ДН	–	диаграмма направленности
ЗС	–	зондирующий сигнал
ЗУ	–	запоминающее устройство
ИНС	–	инерциальная навигационная система
КГ	–	когерентный гетеродин
ЛА	–	летательный аппарат
МНК	–	метод наименьших квадратов
МО	–	метеорологический объект
МП	–	максимальное правдоподобие
НЧП	–	низкая частота повторения
ОЗУ	–	оперативное запоминающее устройство
ОСПШ	–	отношение мощностей сигнала, помех и шумов
ОСШ	–	отношение мощностей сигнала и шумов
ПЗУ	–	постоянное запоминающее устройство
ПЛИС	–	программируемая логическая интегральная схема

ПО	–	программное обеспечение
ПП	–	подстилающая поверхность
ППС	–	программируемый процессор сигналов
РЛ	–	радиолокационный
РЛС	–	радиолокационная станция
РО	–	радиолокационная отражаемость
СВ	–	сдвиг ветра
СВЧ	–	сверхвысокочастотный
СДЦ	–	селекция движущихся целей
СК	–	среднеквадратический
СКО	–	среднеквадратическая ошибка
СП	–	случайный процесс
СПМ	–	спектральная плотность мощности
СС	–	скользящее среднее
ССК	–	связанная система координат
СЧП	–	средняя частота повторения
ТН	–	траекторные неустойчивости
ТТХ	–	тактико-технические характеристики
УБЛ	–	уровень боковых лепестков
УВД	–	управление воздушным движением
УКК	–	упругие колебания конструкции
УПЧ	–	усилитель промежуточной частоты
ФАР	–	фазированная антенная решетка
ФВ	–	фазовращатель
ФЧХ	–	фазочастотная характеристика
ФЦА	–	фазовый центр антенной системы
ЦМ	–	центр масс
ЦОС	–	цифровая обработка сигналов
ЦСП	–	цифровой сигнальный процессор
ЭВМ	–	электронная вычислительная машина
ЭМВ	–	электромагнитная волна
ЭПР	–	эффективная поверхность рассеяния
ICAO	–	International Civil Aviation Organization (Международная Организация Гражданской Авиации)
MUSIC	–	<i>Multiple Signal Classification</i> (Метод классификации множественных сигналов)

ВВЕДЕНИЕ

Обеспечение безопасности полетов (БП) летательных аппаратов (ЛА), т.е. выполнение полетов без происшествий, является одной из основных задач, решаемых разнообразными авиационными средствами системы управления воздушным движением (УВД) [15, 22, 67].

В настоящее время, несмотря на достигнутые успехи в совершенствовании достоверности и информативности сообщений средств УВД, автоматизации основных режимов полета ЛА, повышении надежности его бортовых систем и профессионализма экипажа, все еще имеют место авиационные происшествия и аварийные ситуации, связанные с воздействием на ЛА неблагоприятных условий внешней среды. В частности, по статистическим данным Международной Организации Гражданской Авиации (*International Civil Aviation Organization, ICAO*) [15, 163, 170, 171], около 20% всех авиационных происшествий происходит из-за влияния неблагоприятных метеорологических условий, а если учесть случаи, когда погода была косвенной причиной авиационного происшествия, то указанная доля возрастает до 30% и более.

Для обеспечения БП необходима оперативная информация о метеорологических условиях на маршруте. Метеорологическое обеспечение БП направлено на решение задачи определения безопасной траектории полета ЛА, соответствующей минимальным затратам времени и других ресурсов.

К основным метеорологическим явлениям, потенциально влияющим на БП, относятся грозы, сдвиг ветра (СВ), сильная турбулентность, ограниченная видимость и низкая облачность, а также интенсивное обледенение ЛА, не устраняемое имеющимися противообледенительными средствами [112, 129, 163].

Обнаружение зон грозовой активности, потенциального обледенения, а также ограниченной видимости и низкой облачности в настоящее время достаточно эффективно производится с помощью различных современных средств УВД и бортовых систем ЛА. В то же время, по данным *ICAO* [15], свыше 50% от общего числа авиационных происшествий и аварийных ситуаций по метеорологическим причинам приходится на полеты в условиях развития мощных кучевых и кучево-дождевых облаков и связанных с ними опасных явлений. В частности, значительную опасность для самолетовождения представляют зоны повышенной тур-

булентности и сдвига ветра (СВ), а также интенсивных нисходящих и восходящих потоков, причем, вероятность попадания ЛА в эти опасные зоны в последнее время резко увеличилась из-за роста интенсивности полетов и снижения требований к допустимым погодным условиям.

При оценке влияния ветровых возмущений атмосферы на полет ЛА скорость ветра может условно рассматриваться в виде суммы двух составляющих: постоянной и переменной. Изменение постоянной скорости ветра в двух пространственно разнесенных точках характеризует *сдвиг ветра*. Переменная составляющая скорости ветра (относительно ее среднего значения) характеризует *атмосферную турбулентность*.

Опасность сильного СВ заключается в резком изменении воздушной скорости ЛА, что приводит к существенному отклонению ЛА от заданной траектории. Наибольшую опасность для ЛА представляют продольный и вертикальный сдвиги продольной воздушной скорости, особенно на этапах предпосадочного маневрирования и захода на посадку. Интенсивные турбулентные пульсации скорости ветра вызывают болтанку ЛА, при этом внезапно и в значительных пределах изменяются высота, курс, скорость и режим полета ЛА, ухудшается устойчивость и управляемость ЛА.

В связи с большой опасностью зон повышенной турбулентности и СВ в руководящих документах ИКАО, определяющих требования к бортовым радиолокационным станциям (РЛС) самолетов гражданской авиации, обнаружение и оценка характеристик указанных опасных зон отнесены к основным режимам их работы. Аналогичные требования предъявляются и к бортовым РЛС, входящим в состав перспективных авиационных комплексов военного назначения.

Разработка новых методов и алгоритмов обработки отраженных сигналов в бортовой РЛС с целью оценки составляющих скорости ветра в передней полусфере ЛА с возможно более высокой точностью является актуальной научной задачей.

Большинство метеорологических явлений, потенциально опасных для полетов ЛА (грозы, СВ, турбулентность и др.), тесно связаны с образованием и развитием облаков, туманов, выпадением осадков [82, 83, 128]. Существующая высокая корреляция между областями интенсивных конвективных движений и конденсации водяных паров (с образованием облачности и выпадением осадков) позволяет использовать мелкокапельную фазу атмосферы в качестве трассера движений воздушных потоков. Этому способствует и то, что частицы облаков (*гидрометеоры* (ГМ)), как показано в работах [130, 132], хорошо увлекаются турбулентными движениями.

В настоящее время оптимальным средством для обнаружения опасных зон интенсивных воздушных движений в облачных метеорологических объектах (МО) являются РЛС 3-х сантиметрового диапазона, обес-

печивающие значительную дальность наблюдения за счет относительно малых потерь на распространение электромагнитных волн (ЭМВ) (даже в областях со значительными осадками) в сочетании с достаточно высоким отражением волн от мелкокапельной фазы атмосферы.

При облучении ЭМВ 3-х сантиметрового диапазона МО представляет собой пространственно распределенную радиолокационную (РЛ) цель, состоящую из совокупности большого числа случайно расположенных и независимо перемещающихся элементарных отражателей - гидрометеоров [39]. В этом случае задача обнаружения МО и оценки степени его опасности сводится, по существу, к задаче обнаружения РЛ сигнала, отраженного МО, на фоне пассивных помех и шумов, а также оценки его параметров.

В соответствии с положениями статистической теории проверки гипотез [31] в процессе обнаружения сигнала МО в каждом разрешаемом объеме проводится формирование отношения правдоподобия или его однозначного функционала и на основе пороговой обработки принимается решение об отсутствии или наличии потенциально опасного объекта. Качество обнаружения сигнала в каждом разрешаемом объеме определяется рабочими характеристиками приемного устройства РЛС, представляющими собой монотонно возрастающие зависимости вероятности обнаружения от величины отношения средних мощностей сигнала и шумов (ОСШ) при фиксированных значениях вероятности ложной тревоги. Реализация только пороговой обработки обнаружителем средней мощности отраженных сигналов в пределах разрешаемого объема характерна для существующих некогерентных бортовых метеорологических РЛС (метео РЛС) [28, 44, 45, 46].

Различие скоростей отдельных ГМ вследствие сдвига (градиента скорости) ветра и турбулентности определяет распределение (спектр) радиальных скоростей отражателей. Среднеквадратическая (СК) ширина этого спектра в данном разрешаемом объеме может быть использована для оценки интенсивности турбулентности, а пространственное изменение максимума спектра (средней скорости движения всего объема) – для оценки сдвига ветра. Соответственно сигнал, отраженный совокупностью ГМ, независимо перемещающихся внутри разрешаемого объема МО, будет иметь доплеровский спектр (ДС) частот, однозначно связанный со спектром радиальных составляющих скоростей ГМ [176]. Благодаря этому для оценки скоростных параметров перемещения воздушных масс могут быть использованы три первых момента ДС сигнала, отраженного МО:

а) нулевой момент, представляющий собой среднюю мощность сигналов, отраженных разрешаемым объемом МО;

б) первый момент, равный средней доплеровской частоте, пропорциональной средней радиальной скорости разрешаемого объема в целом. Для определения величины СВ в определенном направлении необходимо

оценивать разность средних доплеровских частот в двух пространственно разнесенных разрешаемых объемах;

в) второй, центральный, момент, равный дисперсии ДС и определяющий дисперсию скоростей отражателей в пределах разрешаемого объема.

Собственное движение носителя РЛС приводит к дополнительному перемещению рассеивающих частиц МО относительно фазового центра антенной системы (ФЦА) РЛС и, следовательно, к появлению в ДС отраженных сигналов дополнительных составляющих, искажающих действительный спектр радиальных скоростей отражателей. Это обстоятельство обуславливает необходимость учета и компенсации влияния собственного движения носителя РЛС при оценке параметров ДС сигналов [23].

К настоящему времени проведено достаточно большое количество исследований по использованию РЛС для оценки различных параметров МО. Основные достижения в этой области принадлежат ученым Российской Федерации (ранее СССР) и США. основополагающими работами в этой области являются труды сотрудников Главной Геофизической обсерватории им. Воейкова (г. Санкт-Петербург), Санкт-Петербургского Гидрометеорологического института и Центральной Аэрологической обсерватории (г. Долгопрудный Московской обл.) [29, 53, 54, 69, 95, 147].

Из зарубежных работ в области обработки сигналов метеорологических РЛС следует отметить труды Д. Атласа [16], Л. Баттана [21], Б. Бина и Е. Даттона [24], Р. Смита, К. Гловера, К. Харди [141], Р. Довиака и Д. Зрнича [60, 61]. В указанных работах анализируется возможность использования РЛС для целей оценки различных параметров МО и, в частности, связь характеристик отраженного от МО РЛ сигнала с физическими параметрами МО, такими, как распределение капель по размерам, интенсивность осадков, агрегатное состояние частиц МО, движение частиц в облаках и осадках. Основное внимание при этом уделялось энергетическим характеристикам отраженных сигналов, которые связаны с радиолокационной отражаемостью (РО) МО. Решение о степени опасности того или иного участка МО принималось на основании яркостной картины пространственного распределения РО, при этом на основе обработки результатов большого числа метеорологических РЛ наблюдений был разработан ряд эмпирических критериев оценки степени опасности МО. Однако следует отметить, что РО характеризует лишь степень насыщенности объема МО водой и является косвенным признаком наличия опасных зон, особенно зон турбулентности [48, 53].

Для расширения круга решаемых задач метеорологического обеспечения полетов в середине 1960-х г.г. был осуществлен переход к использованию информации, содержащейся в спектральных характеристиках сигналов, отраженных МО. В отечественных и зарубежных публикациях [53, 184] была обоснована возможность применения импульсных допле-

ровских РЛС для исследования процессов, происходящих в объеме МО. Некогерентным методам доплеровской (межпериодной) обработки сигналов посвящены многочисленные работы сотрудников ГГО [100, 131] и ЦАО [53, 102, 103], а также американских исследователей: Р. Лермитта [184] и Д. Атласа [16, 176].

С начала 1970-х годов началось интенсивное использование возможностей когерентных РЛС для анализа динамики развития МО. Этому вопросу посвящены многочисленные работы американских ученых (Д. Сирманса, Р. Довиака, Д. Зрничя, Р. Лермитта) [60, 61, 184], освещающие вопросы организации обработки информации в реальном масштабе времени как одиночными импульсно-доплеровскими РЛС, так и системами из нескольких РЛС, а также работы советских ученых [94, 131, 133], в которых делается анализ импульсно-доплеровских РЛС. В указанных работах подчеркивается существенное расширение возможностей метео РЛС при использовании когерентной обработки сигналов. Однако, подавляющее большинство указанных исследований относится к наземным РЛС кругового обзора, предназначенным для целей службы метеоповещения. При этом часто не использовались все потенциальные возможности, заложенные в когерентных радиосигналах, а обработка сводилась к анализу свойств огибающей сигнала [98, 100].

Интенсификация работ в части реализации в бортовых РЛС ЛА гражданской авиации режимов обнаружения опасных областей сдвига ветра и турбулентности связана с принятием в качестве официальных требований ICAO нормалей корпорации ARINC (США) ARINC-708 (от 04.05.1978) [174] и ARINC-708A (от 27.12.1993) [175], которыми указанные режимы отнесены к обязательным, аттестуемым при международной сертификации РЛС. В частности, фирма Rockwell/Collins (США) выпускает бортовую когерентную РЛС WXR-700X, разработанную в соответствии с требованиями нормалей ARINC-708 и ARINC-708A и предназначенную для установки на магистральные ЛА [124]. Фирма Honeywell Aerospace Inc. (США) предлагает РЛС переднего обзора с режимом обнаружения опасного СВ RDR-4000 и RDR-4B со сходными характеристиками.

Большинство отечественных метеонавигационных РЛС, находящихся в эксплуатации, построено по некогерентной схеме из-за наличия существенных технико-экономических ограничений [124], что не позволяет в полной мере использовать информацию о воздушной обстановке, содержащуюся в фазовой структуре отраженных сигналов. Однако, в настоящее время на предприятиях России разрабатывается новое поколение бортовых метеонавигационных РЛС, в которых предусматриваются режимы «Турбулентность» и «Сдвиг ветра». К нему, в частности, относится семейство перспективных когерентных РЛС «Дуэт». Один из вариантов РЛС «Дуэт», создаваемой совместно ХК «Ленинец» и фирмой FIAR (Италия), представляет собой метео РЛС 3-х сантиметрового диапазона, отвечающая требо-

ваниям нормами *ARINC-708A* и способная обнаруживать области опасных сдвигов ветра и турбулентности. ОАО «Корпорация «Фазотрон-НИИР» в настоящее время ведет разработку семейства когерентных метеонавигационных РЛС «Гукол» для ЛА гражданского назначения, отвечающих требованиям нормами *ARINC-708A*. РЛС «Гукол-1» предназначена для установки на магистральные самолеты гражданских воздушных линий, РЛС «Гукол-2» – на легкие самолеты и вертолеты, РЛС «Гукол-3» – на региональные самолеты, самолеты бизнес-класса, а также на самолеты специального назначения и поисково-спасательной службы.

Следует отметить, что ведущие зарубежные фирмы (*Rockwell / Collins, Honeywell Aerospace Inc.* и др.) в содружестве с государственными и некоммерческими учреждениями (*NASA, ARINC* и т.д.) не останавливаются на достигнутом. Они в настоящее время проводят интенсивные работы по улучшению характеристик, созданию новых аппаратных средств, алгоритмического и специального программного обеспечения для бортовых метео РЛС, существенно улучшающих их характеристики при работе в режимах обнаружения сильных сдвигов ветра и интенсивной турбулентности [177, 183, 188 и др.].

В отличие от РЛС, устанавливаемых на ЛА гражданского назначения, для которых задача обнаружения опасных зон МО является одной из основных, бортовые РЛС ЛА специального назначения являются основным средством информационного обеспечения решения разнообразных прицельно-навигационных задач [28, 57, 109]. Для РЛС ЛА специального назначения МО являются источниками пассивных помеховых сигналов, затрудняющих процесс обнаружения, классификации и сопровождения воздушных целей, поэтому принципы построения таких РЛС, режимы их использования и обработки информации направлены, прежде всего, на селекцию и подавление указанных сигналов.

В условиях применения ЛА специального назначения круглосуточно в любых метеорологических условиях экипаж ЛА должен в реальном масштабе времени получать объективную и достоверную информацию о местоположении зон МО, опасных для полетов. В отличие от гражданских метео РЛС, информация по перспективным метео РЛС специального назначения носит отрывочный характер. В частности, в США основой оборудования ЛА 5-го поколения *F-22* призвана стать бортовая РЛС *AN/APG-77* [74], одним из режимов которой является определение погодных условий по маршруту полета. В отечественной литературе в настоящее время практически отсутствуют публикации, посвященные вопросам создания бортовых доплеровских РЛС с цифровой обработкой информации в реальном масштабе времени, обеспечивающих возможность, наряду с традиционными методами оценки РО, проводить анализ динамических процессов в объеме МО, в частности, оценивать степень опасности таких явлений, как турбулентность и ветровые явления.

Целью исследований, результаты которых представлены в настоящей работе, являлась разработка методов и параметрических алгоритмов цифровой когерентной обработки сигналов бортовых РЛС, расположенных на ЛА, на основе модели авторегрессии (АР), обеспечивающих повышение точности оценки опасности для полета СВ и областей атмосферной турбулентности, а также определение путей их практической реализации.

Для достижения поставленной цели в работе решены следующие основные задачи:

1. Разработка математических моделей сигналов, отраженных от МО в условиях СВ и турбулентности и принимаемых РЛС, установленной на борту ЛА.

2. Синтез алгоритмов цифровой когерентной обработки сигналов для обнаружения и оценки опасности областей СВ и турбулентности.

3. Оценка характеристик разработанных алгоритмов путем математического моделирования.

4. Оценка влияния дестабилизирующих факторов, возникающих при полете носителя РЛС, на эффективность обработки сигналов и разработка алгоритмов компенсации этого влияния.

5. Определение путей практической реализации разработанных алгоритмов на основе современных аппаратно-программных средств, рекомендованных для использования в бортовых РЛС. Разработка рекомендаций по уточнению требований к бортовым РЛС ЛА в части режимов обнаружения опасных зон МО.

Общей методологической основой при решении основных задач работы служат положения теории преобразования и обработки пространственно-временных сигналов в радиотехнических системах [4, 70, 77, 151], а также теории цифрового спектрального анализа [12, 41, 56, 91]. В работе использованы результаты работ, заложивших основы современной теории и техники радиолокации в области селекции сигналов [85, 137, 151], адаптивной обработки сигналов [5, 49, 65], рассеяния радиоволн различными объектами [68, 83, 86, 117], селекции движущихся целей [18, 161] и др.

В работе использованы методы и математический аппарат статистической теории обнаружения и оценки параметров сигналов, теории адаптивной линейной фильтрации, векторно-матричного представления радиоволн и рассеивающих свойств объектов. Экспериментальные исследования проводились путем математического моделирования на ЭВМ.

Научную новизну работы определяют следующие основные результаты:

1. Получены аналитические соотношения для спектральных и энергетических характеристик сигнала, отраженного МО и принимаемого бортовой РЛС, установленной на подвижном носителе, в режиме обнаружения и оценки опасности СВ и зон турбулентности.

2. Предложена математическая модель сигнала, отраженного МО и принимаемого бортовой РЛС, учитывающая параметры зондирующего сигнала, физические параметры МО (водность и радиолокационную отражаемость, пространственное распределение скорости ветра по объему МО, наличие СВ и турбулентности) и параметры движения носителя РЛС (скорость, курс, наличие траекторных нестабильностей и упругих колебаний корпуса). Проанализированы аналитические зависимости, связывающие параметры модели с условиями РЛ наблюдения.

3. Разработан метод когерентной цифровой обработки сигналов в бортовой РЛС для обнаружения опасных областей СВ и турбулентности, использующий параметрический модифицированный ковариационный алгоритм оценки средней частоты и СК ширины доплеровского спектра отраженного сигнала на основе авторегрессионной (АР) модели, а также алгоритм компенсации влияния собственного движения носителя РЛС («квазинеподвижной РЛС»).

4. Разработана методика математического моделирования синтезированных алгоритмов обработки сигналов, отраженных МО в условиях пространственного сдвига ветра и атмосферной турбулентности. На основе методики исследованы основные характеристики рассмотренных алгоритмов.

Практическая значимость работы определяется прикладной направленностью задач и результатов и состоит в следующем:

1. Разработанный метод обнаружения и оценки опасности СВ и зон турбулентности в МО, а также метод компенсации собственного движения носителя бортовой РЛС позволяют существенно повысить уровень информационного обеспечения безопасности полетов ЛА, обеспечить оперативную и достоверную оценку состояния воздушного пространства по курсу полета ЛА.

2. Моделированием подтверждено, что точность оценок средней частоты и СК ширины ДС отраженного сигнала предложенным параметрическим модифицированным ковариационным алгоритмом на основе авторегрессионной (АР) модели составляет не хуже 1 м/с при приеме пачек сигналов объемом 20-30 импульсов.

3. Предложена структура тракта цифровой спектральной обработки сигналов перспективной бортовой РЛС, а также сформулированы предложения по его аппаратно-программной реализации на базе современных цифровых сигнальных процессоров. Даны рекомендации по уточнению требований к бортовым РЛС ЛА в части режимов обнаружения опасных зон МО.

1. ОСОБЕННОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ БОРТОВЫМИ РАДИОЛОКАЦИОННЫМИ СТАНЦИЯМИ

1.1. Влияние сдвига ветра и атмосферной турбулентности на полет летательных аппаратов

Одними из наиболее часто встречающихся в практике полетов ЛА неблагоприятных условий внешней среды, приводящих к опасным по своим воздействиям на ЛА последствиям, являются различные возмущения атмосферы (табл. 1.1) [15]. Вследствие роста интенсивности полетов и снижения требований к допустимым погодным условиям вероятность попадания ЛА в подобные зоны в последнее время значительно выросла.

Т а б л и ц а 1.1

Перечень атмосферных возмущений, потенциально опасных для полетов ЛА

№п.п.	Параметр	Значение параметра			
		Сла- бый	Уме- ренный	Силь- ный	Очень силь- ный
1	Вертикальный сдвиг ветра на высоте 30 м, м/с	0-2,0	2,1-4,0	4,1-6,0	> 6
2	Горизонтальный сдвиг ветра на дистанции 600 м, м/с	0-2,0	2,1-4,0	4,1-6,0	> 6
3	СКО пульсаций скорости, м/с	0-1,5	1,5-3,0	3,0-4,5	> 4,5
4	Перегрузка, g	0-0,2	0,2-0,4	0,4-0,6	> 0,6
5	Скорость диссипации турбулентной кинетической энергии, м ² /с ³	0-0,001	0,001-0,01	0,01-0,04	> 0,04
6	Влияние на управление ЛА	Незначи- тельное	Сущест- венное	Значи- тельное	Опасное

1.1.1. Пространственное поле ветра в приземном слое

Для оценки влияния ветра на полет ЛА рассмотрим вектор скорости \vec{V} в некоторой точке пространства и его проекции V_x, V_y, V_z на оси земной системы координат (рис. 1.1). В возмущенной атмосфере поток воздуха испытывает нерегулярные изменения по всем осям, вследствие чего появляются пульсации. При этом суммарная скорость ветра по каждой

из осей будет складываться из среднего значения \bar{V} и случайного отклонения V'

$$v_x = \bar{v}_x + v'_x, \quad v_y = \bar{v}_y + v'_y, \quad v_z = \bar{v}_z + v'_z,$$

где $\bar{v}_x, \bar{v}_y, \bar{v}_z$ и v'_x, v'_y, v'_z – средние значения скорости ветра и ее отклонения от средних значений по направлениям осей координат.

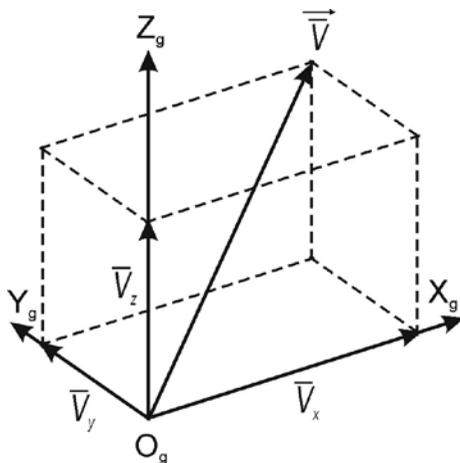


Рис. 1.1. Составляющие скорости ветра относительно земной системы координат

Таким образом, изменения характеристик пространственного поля скорости ветра по трем осям OX, OY, OZ можно описать 18 составляющими

$$\begin{aligned} & \frac{\partial \bar{v}_x}{\partial x}, \frac{\partial \bar{v}_x}{\partial y}, \frac{\partial \bar{v}_x}{\partial z}, \quad \frac{\partial v'_x}{\partial x}, \frac{\partial v'_x}{\partial y}, \frac{\partial v'_x}{\partial z}; \\ & \frac{\partial \bar{v}_y}{\partial x}, \frac{\partial \bar{v}_y}{\partial y}, \frac{\partial \bar{v}_y}{\partial z}, \quad \frac{\partial v'_y}{\partial x}, \frac{\partial v'_y}{\partial y}, \frac{\partial v'_y}{\partial z}; \\ & \frac{\partial \bar{v}_z}{\partial x}, \frac{\partial \bar{v}_z}{\partial y}, \frac{\partial \bar{v}_z}{\partial z}, \quad \frac{\partial v'_z}{\partial x}, \frac{\partial v'_z}{\partial y}, \frac{\partial v'_z}{\partial z}. \end{aligned} \quad (1.1)$$

Пространственные изменения средних значений скорости ветра характеризуют сдвиги ветра в слое воздуха по соответствующим осям, а мелко-масштабные случайные изменения скорости (со штрихом) – степень турбулентности.

1.1.2. Сдвиг ветра

Сдвиг ветра (СВ) в соответствии с рекомендациями *ICAO* равен векторной разности скоростей ветра в двух точках пространства, отнесенной к расстоянию между ними [22, 163]. СВ представляет собой резкое изменение скорости и/или направления ветра, при котором ЛА резко смещается относительно намеченной траектории и требует принятия экипажем дополнительных действий по управлению ЛА [129, 163].

Влияние СВ на полет ЛА заключается в том, что в условиях резкого изменения скорости и направления ветра изменяются условия обтекания ЛА набегающим потоком (воздушная скорость, углы атаки, скольжения). При этом, вследствие инерции массы ЛА и запаздывания в изменении режима работы двигателей, путевая скорость временно сохраняется. Резкое изменение воздушной скорости вызывает соответствующее изменение аэродинамической (подъемной) силы, прямо пропорциональной квадрату воздушной скорости, что приводит к нарушению равновесия действующих на ЛА сил и моментов [129, 159, 163]. Переходный процесс по восстановлению режима полета требует определенного времени, за которое ЛА существенно отклоняется от заданной траектории в зависимости от величины СВ, времени его воздействия и запаздывания по его парированию. Особую трудность для пилотирования представляют случаи, при которых вдоль траектории полета ЛА наблюдается смена знака СВ на противоположный. В этих случаях запаздывание действий экипажа по компенсации предыдущего воздействия может неудачно сложиться с новым воздействием. Например, уменьшение тяги двигателей при одновременном падении воздушной скорости за счет СВ может привести к опасному суммарному воздействию на ЛА.

Вектор СВ $\vec{v}_{\hat{a}}$ можно охарактеризовать модулем и углом поворота

$$|\vec{v}_{\hat{a}}| = \partial \bar{V} / \partial r \approx \Delta \bar{V} / \Delta r, \quad (1.2)$$

$$\varphi_{\hat{a}} = \angle(\vec{V}_1 \vec{V}_2), \quad (1.3)$$

где $\Delta \bar{V} = |\vec{V}_2 - \vec{V}_1|$ – модуль разности векторов скорости ветра в двух точках; $\angle(\vec{V}_1 \vec{V}_2)$ – угол между векторами скорости ветра в двух точках; Δr – расстояние между точками (обычно составляет 30 м по высоте или 600 м по дальности [72, 95]).

Определение СВ осуществляется по результатам измерений скорости ветра, отфильтрованным от мелкомасштабных турбулентных пульсаций.

С другой стороны, в соответствии с (1.1) СВ можно оценить с помощью соответствующих проекций скорости. Из перечисленных выше составляющих наибольшую опасность для ЛА представляют компоненты $\partial \bar{v}_x / \partial x$ и $\partial \bar{v}_x / \partial z$ [163]. Изменения $\partial \bar{v}_x / \partial y$ и $\partial \bar{v}_z / \partial x$ в слое Δz достаточно малы, и их влиянием на полет ЛА можно пренебречь, так как обычно ЛА проходит по горизонтали расстояние, на 1-2 порядка большее, чем по вертикали. Однако в ряде случаев (например, суперячейстые грозы) могут возникать микровихри, когда значения $\partial \bar{v}_z / \partial z$ могут стать значительными и опасными (более 10 м/с на 30 м высоты), но их вероятность мала и не превышает 10^{-8} [129].

Мерой опасности СВ является так называемый *F*-фактор (или индекс опасности, Windshear hazard index), предложенный Р. Боулзом (R. Bowles) [177, 188] в рамках работ, проводимых NASA совместно с Rockwell Collins Avionics (США). *F*-фактор характеризует изменение полной энергии ЛА вследствие воздействия сдвига ветра и определяется выражением

$$F = \dot{v}_x / g - W_x / W_z, \quad (1.4)$$

где \dot{v}_x – скорость изменения горизонтальной проекции скорости ветра; g – ускорение свободного падения; W_x и W_z – горизонтальная и вертикальная проекции воздушной скорости ЛА.

Положительное значение *F*-фактора соответствует уменьшению полной энергии ЛА. Уменьшение полной энергии ЛА происходит либо за счет уменьшения его потенциальной энергии (при снижении ЛА $W_z < 0$), либо за счет уменьшения его кинетической энергии вследствие усиления встречного ветра ($\dot{v}_x > 0$).

Скорость изменения горизонтальной проекции скорости ветра одновременно является функцией метеорологических характеристик ветра и параметров траектории ЛА

$$\dot{v}_x = \frac{\partial v_x}{\partial x} \dot{x} + \frac{\partial v_x}{\partial z} \dot{z} + \frac{\partial v_x}{\partial t}. \quad (1.5)$$

Первое слагаемое в (1.5) является результатом произведения горизонтального СВ вдоль траектории ЛА $\partial v_x / \partial x$ и путевой скорости ЛА \dot{x} . Второе слагаемое представляет собой произведение вертикального сдвига продольного ветра $\partial v_x / \partial z$ и скорости снижения ЛА \dot{z} . Третье слагаемое характеризует скорость изменения скорости продольного ветра со временем.

Выражения (1.4) и (1.5) характеризуют влияние СВ лишь на мгновенные значения полной энергии ЛА и его воздушной скорости. Для использования *F*-фактора в качестве индекса опасности необходимо произ-

вести его усреднение на определенной дистанции вдоль траектории полета. По результатам натурных измерений с использованием самолетов-лабораторий и математического моделирования [2] Федеральной авиационной администрацией США (*US Federal Aviation Administration, FAA*) для усреднения была принята дистанция $L = 1$ км. При этом опасными величинами определены значения $\bar{F} > 0,1$, а порог выработки сигнала тревоги соответствует значениям $\bar{F} \geq 0,13$.

1.1.3. Атмосферная турбулентность

Основной причиной турбулентности атмосферы являются контрасты в поле ветра и поле температуры, порождаемые различными процессами: большими вертикальными градиентами ветра в нижнем слое, деформацией воздушных течений горами, неодинаковым нагреванием различных участков подстилающей поверхности, процессами облакообразования, взаимодействием различных по своим свойствам воздушных масс. Турбулентное движение воздуха в атмосфере обычно характеризуется наличием вихрей различных размеров, перемещающихся с различными скоростями в общем (среднем) потоке.

Турбулентные пульсации, особенно пульсации вертикальной скорости ветра (вертикальные порывы), вызывают резкие перемещения ЛА в вертикальной плоскости – «болтанку», характеризующуюся появлением знакопеременных ускорений, линейных колебаний центра тяжести ЛА и угловых колебаний его корпуса относительно центра тяжести. При этом внезапно и в значительных пределах изменяются высота, курс, скорость и режим полета ЛА, ухудшается устойчивость и управляемость ЛА. Кроме того, «болтанка» вызывает дополнительные нагрузки на элементы конструкции, увеличивающие износ отдельных узлов ЛА. Степень влияния атмосферной турбулентности на полет ЛА зависит от размеров ЛА и зоны возмущений, которую он пролетает, от скорости и направления их взаимного перемещения, определяющих быстроту изменения воздушной скорости, угла атаки и скольжения ЛА.

Экспериментальным путем было установлено [2, 129], что «болтанка» в облаках на всех уровнях в атмосфере встречается значительно чаще, чем при безоблачном небе. При этом повторяемость ее в облаках различных форм неодинакова и зависит от физических причин возникновения облачности того или иного вида. Наиболее часто интенсивная «болтанка» встречается внутри кучевообразных облаков. При этом турбулентные порывы (вихри) имеют сравнительно небольшие размеры (внутри кучевых облаков – до нескольких десятков метров, а внутри кучево-дождевых – до 1000 м), соизмеримые с размерами ЛА.

Рассмотрим проекции турбулентных движений на оси земной системы координат (рис. 1.1). Порывы ветра вдоль осей OX и OY , в среднем, незначительны, составляют 0,2-0,5 м/с и, как правило, в расчетах могут не учитываться [92], хотя боковые ветры и вызывают энергичный крен ЛА вследствие действия момента поперечной устойчивости [136]. Исключения составляют условия, создаваемые мелкомасштабными вихревыми роторными циркуляциями (здесь значения $\partial v'_x / \partial z$ и $\partial v'_z / \partial z$ часто превышают 10 м/с). Турбулентные вертикальные порывы, помимо возникновения «болтанки», опасны еще и тем, что способны вывести ЛА на углы атаки, где уменьшается или теряется устойчивость по углу атаки.

Поле скоростей мелкомасштабных воздушных движений, обусловленных турбулентностью, в первом приближении может быть описано в рамках теории однородной и изотропной турбулентности Колмогорова-Обухова [157]. Здесь следует отметить, что граница между крупномасштабной компонентой, обусловленной стратификацией поля ветра, а также наличием восходящих и нисходящих конвективных потоков, и мелкомасштабной компонентой движения воздушных масс весьма условна. Такой границей может служить пространственный радиус корреляции неоднородностей скоростей ветровых потоков или внешний масштаб турбулентности L_0 . В облаках величина L_0 может меняться от сотен метров до единиц километров [34].

В соответствии с теорией Колмогорова-Обухова, в инерционном интервале масштабов (l_0, L_0), где l_0 – внутренний масштаб турбулентности, поле скоростей турбулентного движения можно считать «замороженным» (гипотеза Тейлора) на все время полета. Это обуславливается тем, что вследствие высокой собственной скорости полета по сравнению со скоростями турбулентного движения воздуха ЛА пролетает дистанцию, на протяжении которой корреляционная связь между этими скоростями достаточно сильна, настолько быстро, что за время полета этой дистанции поле скоростей ветра существенно не изменяется. Это означает, что для однородной изотропной турбулентности распределение энергии будет инвариантным относительно пространственного сечения турбулентного потока в направлении движения ЛА и временного сечения в любой из точек его траектории.

Основным показателем опасности атмосферной турбулентности является перегрузка n [2, 32], возникающая в результате «болтанки» ЛА. Величина перегрузки зависит как от характеристик турбулентного МО, так и от параметров конструкции ЛА. С другой стороны, пространственное поле турбулентных порывов может быть описано структурными функциями мелкомасштабных изменений компонент скорости

воздушной среды. В частности, структурная функция i -й компоненты скорости

$$D_i(\vec{r}) = \left\langle \left[v'_i(\vec{R} + \vec{r}) - v'_i(\vec{R}) \right]^2 \right\rangle,$$

где \vec{r} – вектор между двумя произвольными точками.

Величина $D_i(\vec{r})$ определяется расстоянием между точками r и скоростью диссипации турбулентной кинетической энергии ε , характеризующей интенсивность турбулентности, и может быть представлена выражением

$$D_i(\vec{r}) = C_i^2 \varepsilon^{2/3} r^{2/3},$$

где C_i^2 – структурная постоянная.

Отметим, что постоянная C_i^2 для продольной (по отношению к направлению вектора \vec{r}) компоненты скорости и постоянная C_t^2 для поперечной компоненты скорости связаны зависимостью

$$C_t^2 = 4/3 C_i^2.$$

Величина l_0 внутреннего масштаба турбулентности определяется значением ε и кинематической вязкостью ν

$$l_0 = 5\pi \left(\nu^3 / \varepsilon \right)^{1/4}$$

и имеет порядок миллиметров или сантиметров в пределах всей толщины тропосферы.

Подводя итог, можно отметить следующее:

1. Опасность сильного СВ заключается в резком изменении воздушной скорости ЛА, что приводит к существенному отклонению ЛА от заданной траектории. Наибольшую опасность для ЛА представляют продольный и вертикальный сдвиги продольной воздушной скорости, особенно на этапах предпосадочного маневрирования и захода ЛА на посадку.

2. Интенсивные турбулентные пульсации скорости ветра вызывают болтанку ЛА. При этом внезапно и в значительных пределах изменяются высота, курс, скорость и режим полета ЛА, ухудшается устойчивость и управляемость ЛА. Наиболее интенсивную болтанку вызывают турбулентные порывы, соизмеримые с размерами ЛА.

1.2. Принципы обнаружения опасных для полетов сильных сдвигов ветра и зон интенсивной турбулентности с использованием бортовых РЛС

Существующая высокая корреляция между областями интенсивных конвективных движений и конденсации водяных паров (с образованием облачности и выпадением осадков) (Приложение 1) позволяет использовать мелкокапельную фазу атмосферы в качестве трассера движений воздушных потоков. Основным средством для обнаружения опасных зон интенсивных воздушных движений в облачных МО является РЛС 3-х сантиметрового диапазона, обеспечивающая значительную дальность наблюдения.

При облучении ЭМВ 3-х сантиметрового диапазона МО представляет собой пространственно распределенную РЛ цель, состоящую из совокупности большого числа случайно расположенных независимо перемещающихся элементарных отражателей – гидрометеоров (ГМ) [117]. В этом случае задача обнаружения МО и оценки степени его опасности сводится, по существу, к задаче обнаружения РЛ сигнала, отраженного МО, на фоне помех и шумов, а также оценки (измерения) параметров его ДС.

Разобьем весь объем МО на отдельные разрешаемые объемы $V_{\varrho} = V_{\varrho}[\delta r, \delta \alpha, \delta \beta]$ (рис. 1.2), размеры которых определяются разрешающей способностью РЛС по дальности, азимуту и углу места – соответственно $\delta r, \delta \alpha, \delta \beta$.

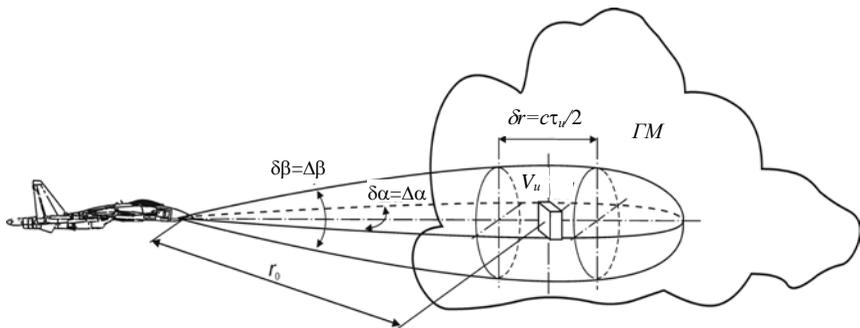


Рис. 1.2. Пространственное положение разрешаемого объема ГМ

Пренебрегая многократным рассеянием, а также поглощением ЭМВ в объеме МО, суммарный сигнал, отраженный произвольным разрешаемым объемом, на входе приемника РЛС можно представить в виде су-

перпозиции составляющих, обусловленных каждым находящимся в пределах V_u элементарным отражателем,

$$s(t) = \sum_{V_u} s_n(t), \quad (1.6)$$

где $s_n(t) = A_n(t) \exp[-j2\pi f_0 t + j\varphi_0]$ (1.7) – сигнал, отраженный n -м ГМ, входящим в объем V_u ; $A_n(t)$ – амплитуда сигнала, отраженного n -м ГМ; f_0 – несущая частота зондирующего сигнала (ЗС) РЛС; φ_0 – начальная фаза ЗС РЛС.

Следует отметить, что сигнал любого ГМ много меньше суммарного сигнала, отраженного объемом V_u , т.е. предполагается, что в состав МО не входят отдельные крупные частицы («яркие точки»), имеющие высокую эффективную поверхность рассеяния (ЭПР).

Предположим, что каждый элементарный отражатель, входящий в объем V_u , движется со своей скоростью \vec{v}_n . Различие скоростей отдельных ГМ может быть обусловлено градиентом скорости (сдвигом) ветра в радиальном направлении, турбулентностью, различным влиянием силы тяжести на отражатели с разной массой. Под действием ветра отражатели, входящие в разрешаемый объем, участвуют в двух типах движения:

- крупномасштабном, обуславливающим регулярное перемещение всех отражателей данного разрешаемого объема;
- мелкомасштабном, представляющем собой случайные перемещения отражателей относительно центра разрешаемого объема.

Таким образом, скорость любого отражателя содержит две составляющие и определяется векторным выражением

$$\vec{v}_n = \vec{V} + \vec{v}_{\Delta n}, \quad (1.8)$$

где \vec{v}_n – вектор скорости n -го отражателя в составе разрешаемого объема; \vec{V} – вектор скорости крупномасштабного движения отражателей; $\vec{v}_{\Delta n}$ – вектор скорости мелкомасштабного движения n -го отражателя.

Величину радиальной проекции скорости n -го отражателя с учетом (3) можно представить в виде выражения

$$v_n = \bar{v} + v_{\Delta n}, \quad (1.9)$$

где v_n – радиальная проекция скорости n -го отражателя; \bar{v} – радиальная проекция скорости крупномасштабного движения; $v_{\Delta n}$ – радиальная проекция скорости мелкомасштабного движения n -го отражателя.

Если ввести функцию $S(v)$, определяющую распределение (спектр) радиальных скоростей отражателей для данного разрешаемого объема, то максимум $S(v)$ соответствует некоторой средней скорости \bar{v} движения всего объема V_u , которая может быть принята в качестве оценки радиальной составляющей скорости крупномасштабного движения.

Разброс скоростей отдельных ГМ относительно \bar{v} характеризуется среднеквадратической (СК) шириной спектра радиальных скоростей Δv , которая может быть использована для оценки интенсивности мелкомасштабных перемещений отражателей.

Перемещение ГМ приводит к появлению в отраженном сигнале $s_n(t)$ доплеровского сдвига частоты

$$f_{\dot{a}n}(t) = \pm 2 \frac{\partial r_n}{\partial t} f_0 = \pm \frac{2v_n(t)}{c} f_0, \quad (1.10)$$

где r_n – дальность от РЛС до отражателя; c – скорость распространения ЭМВ в пространстве.

Знак доплеровского сдвига частоты определяется направлением движения отражателя относительно РЛС.

Таким образом, сигнал (1.6), отраженный совокупностью независимо перемещающихся ГМ, расположенных внутри объема V_u , будет содержать спектр частот, соответствующий спектру радиальных составляющих скоростей различных элементарных отражателей, причем для любого количества ГМ в разрешаемом объеме спектр скоростей движения частиц однозначно связан с доплеровским спектром (ДС) радиосигналов, отраженных МО [176],

$$S(v)dv = S(f_{\dot{a}})df_{\dot{a}}. \quad (1.11)$$

Поскольку взаимное перемещение отражателей приводит к малому, по сравнению с несущей частотой, расширению спектра, то отраженный разрешаемым объемом сигнал будет представлять собой узкополосный случайный процесс, который во временной области можно описать выражением

$$s(t) = A(t) \exp[-j2\pi f_0 t + j\varphi_0 + j\varphi(t)]. \quad (1.12)$$

Амплитуда $A(t)$ и фаза $\varphi(t)$ в (1.12) являются случайными величинами, поскольку распределение ГМ в пространстве и во времени изменяется случайным образом, поэтому сигнал, отраженный разрешаемым объемом МО, флюктуирует. Причинами флюктуаций могут быть перемещения отражателей относительно диаграммы направленности (ДН) антенной системы (АС) РЛС вследствие ветра, турбулентности, сканирования ДН, движения носителя РЛС или других факторов. Форма и длительность флюктуаций зависят от формы и длительности зондирующего сиг-

нала (ЗС), формы ДН, а также законов движения носителя РЛС, сканирования ДН или перемещения отражателей.

Обнаружение РЛ сигнала, отраженного разрешаемым объемом МО, является частным случаем задачи статистической теории проверки гипотез [31]. В соответствии с этой теорией в процессе обнаружения сигнала МО на фоне помех и внутримприемных шумов в каждом разрешаемом объеме проводится формирование отношения правдоподобия или его однозначного функционала [172], его пороговая обработка, и принимается решение об отсутствии («0») или наличии («1») потенциально опасного объекта. Качество обнаружения сигнала, отраженного МО, может быть оценено на основе анализа рабочих характеристик приемника РЛС. Критериями эффективности обнаружения являются вероятности правильного обнаружения p_D и ложной тревоги p_F , представляющие собой элементы матрицы вероятности второго порядка [172]

$$\underline{p} = \begin{bmatrix} p_{00} & p_{01} \\ p_{10} & p_{11} \end{bmatrix},$$

где $p_{10} = p_F$ – вероятность ложной тревоги; $p_{11} = p_D$ – вероятность правильного обнаружения сигнала МО; p_{00} – вероятность правильного необнаружения сигнала МО; p_{01} – вероятность пропуска сигнала МО.

Отметим, что для указанных вероятностей выполняется условие

$$p_{00} + p_{10} + p_{01} + p_{11} = 1.$$

Для оценки вероятностных критериев эффективности обработки необходимо определить статистические характеристики сигнала (1.12), отраженного разрешаемым объемом МО, в частности, одномерный закон распределения амплитуды A . Это распределение связано с распределением удельной ЭПР по объему МО и в общем случае описывается моделью m -распределения Накагами (*M. Nakagami*) [172, 173]

$$w(A) = K_m A^{2m-1} \exp(-mA^2), \quad (1.13)$$

где $K_m = 2m^m / \Gamma(m)$ – нормирующий коэффициент.

Обычно в пределах разрешаемого объема находится большое число отражателей, частота флюктуаций достаточно велика, а область, заполненная отражателями, больше размеров V_w , благодаря чему при перемещении разрешаемого объема вдоль луча при зондировании часть отражателей входит в него, а часть выходит, создавая комбинацию возмущений. В [83, 161, 162] показано, что при таких условиях на основании центральной предельной теоремы вероятностей рассматриваемый случайный процесс можно считать гауссовым в узком смысле, т.е. плотности распределения вероятностей лю-

бого порядка являются гауссовыми. В этом случае в распределении (1.13) значение параметра $m = 1$, и распределение Накагами переходит в распределение Рэлея

$$w(A) = 2A \exp(-A^2).$$

Процедура обнаружения сигнала, отраженного разрешаемым объемом МО, сводится к обнаружению рэлеевского сигнала на фоне флуктуирующих шумов [172] путем сравнения энергетического отношения полезного сигнала и шумов (ОСШ) q на выходе приемного устройства РЛС с пороговым значением [143]

$$q_n = (\ln p_F / \ln p_D) - 1. \quad (1.14)$$

Учитывая жесткие требования по обеспечению безопасности полетов в опасных зонах [160], качество обнаружения МО должно характеризоваться следующими показателями: $p_D \geq 0,9$ и $p_F \leq 10^{-4}$ [174, 175]. Согласно (1.14), в этом случае $q_n > 64$ (18 дБ), а с учетом коэффициента потерь при обработке 4-7 дБ ОСШ должно находиться в пределах 22-25 дБ.

Поскольку рабочие характеристики приемника РЛС, представляющие собой зависимости вероятности правильного обнаружения p_D от ОСШ q при фиксированных значениях вероятности ложной тревоги p_F , являются монотонно возрастающими функциями, то вместо рассмотрения вероятностных критериев эффективности обработки РЛ информации можно перейти к анализу соответствующих энергетических критериев:

- ОСШ на входе порогового устройства обнаружения;
- коэффициент улучшения ОСШ.

Значение ОСШ на входе порогового устройства позволяет судить о наблюдаемости МО и возможности его обнаружения, поскольку, зная значение ОСШ, можно рассчитать вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги для разрабатываемого алгоритма обнаружения. Кроме того, данный критерий позволяет судить о принципиальной целесообразности обработки в сложившейся помехоцелевой ситуации.

Коэффициент улучшения ОСШ определяется выражением [4]

$$K_\delta = 10 \lg \frac{q_{\hat{\alpha}\hat{\delta}}}{q_{\hat{\alpha}\delta}} = 10 \lg \frac{(P_c/P_\phi)_{\hat{\alpha}\hat{\delta}}}{(P_c/P_\phi)_{\hat{\alpha}\delta}} = 10 \lg \frac{P_c \hat{\alpha}\hat{\delta}}{P_c \hat{\alpha}\delta} + 10 \lg \frac{P_\phi \hat{\alpha}\delta}{P_\phi \hat{\alpha}\hat{\delta}} = K_c K_\phi, \quad (1.15)$$

где P_c – мощность сигнала, отраженного разрешаемым объемом МО; P_ϕ – мощность флуктуирующих шумов; K_c – коэффициент усиления полезного сигнала; K_ϕ – коэффициент подавления шумов.

Коэффициент улучшения (1.15) одновременно отражает как степень подавления шумов, так и степень усиления полезного сигнала, отраженного МО.

Для существующих некогерентных бортовых метео РЛС характерна реализация только пороговой обработки обнаружителем средней мощности отраженных сигналов в пределах разрешаемого объема. Однако, в силу взаимно однозначной связи (1.11), ДС отраженных сигналов и спектра радиальных скоростей МО на основе оценки параметров доплеровского спектра для каждого разрешаемого объема V_u можно рассчитать соответствующие метеорологические характеристики – значения \bar{v} и Δv . В частности, для оценки скоростных параметров перемещения воздушных масс могут быть использованы три первых момента доплеровского спектра $S(f_{\bar{a}})$ [169]:

а) нулевой момент доплеровского спектра, представляющий собой среднюю мощность сигналов, отраженных разрешаемым объемом МО,

$$M_0[S(f_{\bar{a}})] = \bar{P}_c = \int S(f_{\bar{a}}) df_{\bar{a}} ; \quad (1.16)$$

б) первый момент спектра, равный средней доплеровской частоте, пропорциональной средней радиальной скорости разрешаемого объема в целом,

$$M_1[S(f_{\bar{a}})] = \bar{f}_{\bar{a}} = \frac{1}{\bar{P}_c} \int f_{\bar{a}} S(f_{\bar{a}}) df_{\bar{a}} = \frac{2\bar{v}}{\lambda}, \quad (1.17)$$

где $\lambda = c/f_0$ – длина волны ЗС РЛС;

в) второй центральный момент, равный дисперсии ДС и определяющий дисперсию Δv^2 скоростей отражателей в пределах разрешаемого объема

$$M_2[S(f_{\bar{a}})] = (\Delta f_{\bar{a}})^2 = \frac{1}{\bar{P}_c} \int (f_{\bar{a}} - \bar{f}_{\bar{a}})^2 S(f_{\bar{a}}) df_{\bar{a}} = \frac{4\Delta v^2}{\lambda^2}. \quad (1.18)$$

Наличие градиента скорости ветра (СВ) приводит к тому, что значения средней радиальной скорости \bar{v} ветра в пространственно разнесенных разрешаемых объемах будут различными. Поэтому для определения величины СВ в определенном направлении необходимо оценивать разность средних доплеровских частот в разрешаемых объемах, разнесенных на некоторое расстояние Δr . Тогда градиент скорости ветра (или величины СВ) (1.2) равен

$$|\bar{v}_{\bar{a}}| = \frac{\partial \bar{v}}{\partial r} \approx \frac{\Delta \bar{v}}{\Delta r} = \frac{|\bar{v}_2 - \bar{v}_1|}{\Delta r} = \frac{\lambda}{2\Delta r} |\bar{f}_{\bar{a}2} - \bar{f}_{\bar{a}1}|. \quad (1.19)$$

Параметры мелкомасштабных перемещений отражателей, обусловленных, в первую очередь, атмосферной турбулентностью, можно определить путем анализа дисперсии (СК ширины) ДС в каждом разрешаемом объеме.

Для случая однородной локально-изотропной турбулентности, спектральная плотность которой описывается законом Колмогорова-Обухова, среднеквадратическая ширина спектра, как отмечается в [3, 117], существенно зависит от масштаба турбулентности L

$$\Delta f_t^2 = A_t \lambda^{-2} C_t \varepsilon^{2/3} L^{2/3},$$

где A_t, C_t – константы.

В силу однородности и изотропности турбулентности на масштабах L , сравнимых с линейными размерами разрешаемого объема, а также в силу гипотезы Тейлора о «замороженности» турбулентности [67], ДС сигнала МО, обусловленный турбулентным движением элементарных отражателей, будет симметричен относительно $\bar{f}_{\text{д}}$, соответствующей средней скорости разрешаемого объема.

Рассмотренная выше величина ОСШ определяет также потенциальную точность оценки неэнергетических параметров отраженного сигнала, к которым относятся средняя частота $\bar{f}_{\text{д}}$ и ширина $\Delta f_{\text{д}}$ его ДС. В частности, точность оценки характеризуется значением СК ошибки оценивания [5]

$$\sigma_{\xi} = \sqrt{D(\hat{\xi} | \xi) + b^2(\hat{\xi} | \xi)},$$

где σ_{ξ} – СК ошибка оценки $\hat{\xi}$ неэнергетического параметра сигнала от его истинного значения ξ ; $D(\hat{\xi} | \xi) = M \left\{ \left[\hat{\xi} - M \left\{ \hat{\xi} \right\} \right]^2 \right\}$ и $b(\hat{\xi} | \xi) = M \left\{ \hat{\xi} - \xi \right\}$ – дисперсия и смещение оценки неэнергетического параметра сигнала соответственно.

При идеальной линейной характеристике измерителя (дискриминатора) оценка неэнергетического параметра является несмещенной [172], и точность полностью определяется величиной дисперсии оценки, минимально возможное значение которой задается неравенством Крамера-Рао [143]

$$D(\hat{\xi} | \xi) = - \left[M \left\{ \frac{\partial^2}{\partial \xi^2} \ln \Lambda(y | \xi) \right\} \right]^{-1},$$

где $\Lambda(y | \xi)$ – условное отношение правдоподобия.

Для сигнала со случайными амплитудой A и начальной фазой φ_0 выражение для границы Крамера-Рао оценки доплеровского сдвига частоты сигнала МО приводится к виду [148, 172]

$$D(f_{\ddot{a}}) = - \left[q^2 \frac{\partial^2}{\partial f_{\ddot{a}}^2} \rho(0, f_{\ddot{a}}) \Big|_{f_{\ddot{a}}=0} \right]^{-1} = \frac{1}{q^2 \tau_{\dot{y}\dot{e}\dot{a}}^2},$$

где $\rho(0, f_{\ddot{a}})$ – сечение двумерной нормированной время-частотной автокорреляционной функции (АКФ) [172, с. 202]; $\tau_{\dot{y}\dot{e}\dot{a}} = \sqrt{-\frac{\partial^2}{\partial f_{\ddot{a}}^2} \rho(0, f_{\ddot{a}}) \Big|_{f_{\ddot{a}}=0}}$

– эквивалентная длительность РЛ сигнала.

Чтобы обеспечить заданную точность оценки доплеровского сдвига частоты сигнала МО $D(f_{\ddot{a}})$, необходимо на входе устройства обработки иметь значение ОСШ

$$q_n = \left[1 - 2\rho_k k_{\ddot{a}} \left| \hat{f}_{\ddot{a}} - f_{\ddot{a}} \right| + \left(k_{\ddot{a}} \left| \hat{f}_{\ddot{a}} - f_{\ddot{a}} \right| \right)^2 \right] / \left[k_{\ddot{a}}^2 D \left(\hat{f}_{\ddot{a}}, f_{\ddot{a}} \right) \right], \quad (1.20)$$

где ρ_k – коэффициент межканальной корреляции сигналов; $k_{\ddot{a}}$ – крутизна дискриминационной характеристики измерителя.

При воздействии флуктуирующих шумов $\rho_k = 1$ и для несмещенной оценки выражение (1.20) преобразуется к виду

$$q_n \approx \Delta F (1 - f_{\ddot{a}} / \Delta F) / \delta(f_{\ddot{a}}),$$

где ΔF – ширина полосы пропускания измерителя (определяется шириной спектра сигнала МО, зависящей от диапазона возможных пульсаций скорости ветра, ширины ДН и закона сканирования).

Для типовой бортовой РЛС при $\Delta V_{\mu\alpha\xi} = 10$ м/с [36] и требуемом значении $\delta(f_{\ddot{a}}) = 1$ м/с [99] необходимо обеспечить $q_n \geq 600$ (то есть не менее 27 дБ). Кроме того, при определении порогового отношения необходимо также учитывать потери в тракте обработки [18], возникающие за счет того, что собственные шумы приемника РЛС на выходе устройства обработки становятся коррелированными. Как показано в [156], потери в этом случае составляют не более 2,5 дБ.

Основными статистическим параметрами, характеризующими эффективность оценки опасности СВ и турбулентности на основе анализа моментов ДС отраженных сигналов, являются вероятность правильной оценки p'_D и вероятность ложной тревоги p'_F , которые полностью определяются точностью оценок соответствующих параметров ДС.

Поскольку оценки средней скорости и ширины спектра скоростей частиц в разрешаемом объеме МО могут быть представлены в виде суммы соответствующих средних значений (соответствующих истинным

значениям параметров) и центрированных случайных процессов - шумов измерений, то вероятность правильной оценки p'_D будет равна вероятности неперевышения СК ошибкой оценки соответствующего параметра допустимого значения $\sigma_{\text{норм}}$

$$p_D^{\hat{n}\hat{a}} = p\left(\left|\sigma_{\bar{v}}\right| \leq \sigma_{\hat{n}\hat{\delta}i}\right) = \int_{-\sigma_{\hat{n}\hat{\delta}i}}^{\sigma_{\hat{n}\hat{\delta}i}} w_1(\sigma_{\bar{v}}) d\sigma_{\bar{v}}, \quad (1.21)$$

$$p_D^{\hat{o}} = p\left(\left|\sigma_{\Delta v}\right| \leq \sigma_{\hat{n}\hat{\delta}i}\right) = \int_{-\sigma_{\hat{n}\hat{\delta}i}}^{\sigma_{\hat{n}\hat{\delta}i}} w_1(\sigma_{\Delta v}) d\sigma_{\Delta v}, \quad (1.22)$$

где p_D^{CB} – вероятность правильной оценки опасного сдвига ветра; p_D^m – вероятность правильной оценки опасной турбулентности; $w_1(\sigma_{\bar{v}})$ и $w_1(\sigma_{\Delta v})$ – одномерные плотности вероятности ошибок оценки средней скорости и СК ширины спектра скоростей ГМ.

Вероятности ложной тревоги p_F при обнаружении опасных метеоявлений можно определить выражениями

$$p_F^{\hat{n}\hat{a}} = p\left(\sigma_{\bar{v}} > \sigma_{\hat{n}\hat{\delta}i}\right) = \int_{\sigma_{\hat{n}\hat{\delta}i}}^{\infty} w_1(\sigma_{\bar{v}}) d\sigma_{\bar{v}},$$

$$p_F^{\hat{o}} = p\left(\sigma_{\Delta v} > \sigma_{\hat{n}\hat{\delta}i}\right) = \int_{\sigma_{\hat{n}\hat{\delta}i}}^{\infty} w_1(\sigma_{\Delta v}) d\sigma_{\Delta v}.$$

Собственное движение носителя РЛС приводит к дополнительному перемещению рассеивающих частиц МО относительно фазового центра антенной системы (ФЦА) РЛС и, следовательно, к появлению в ДС отраженных сигналов дополнительных составляющих, искажающих действительный спектр радиальных скоростей отражателей. Это обстоятельство обуславливает необходимость учета и компенсации собственного движения носителя РЛС при оценке параметров ДС сигналов [76].

Наличие радиальной составляющей скорости носителя РЛС приводит, прежде всего, к сдвигу (рис. 1.3) всего ДС отраженных сигналов (без искажения формы) вдоль оси частот на величину

$$\vec{f}_{\hat{a}\hat{a}} = 2W_r/\lambda, \quad (1.23)$$

где $W_r = W \cos \theta_0$ – радиальная составляющая скорости носителя РЛС;

\vec{W} – вектор путевой скорости носителя РЛС; $W = \sqrt{W_r^2 + W_\tau^2}$ – модуль

путевой скорости носителя РЛС; θ_0 – угол между осью ДН и вектором скорости носителя РЛС; $W_\tau = W \sin \theta_0$ – тангенциальная составляющая скорости носителя РЛС; $\cos \theta_0 = \cos \alpha_0 \cos \beta_0$; $\sin \theta_0 = \sqrt{\sin^2 \alpha_0 + \cos^2 \alpha_0 \sin^2 \beta_0}$.

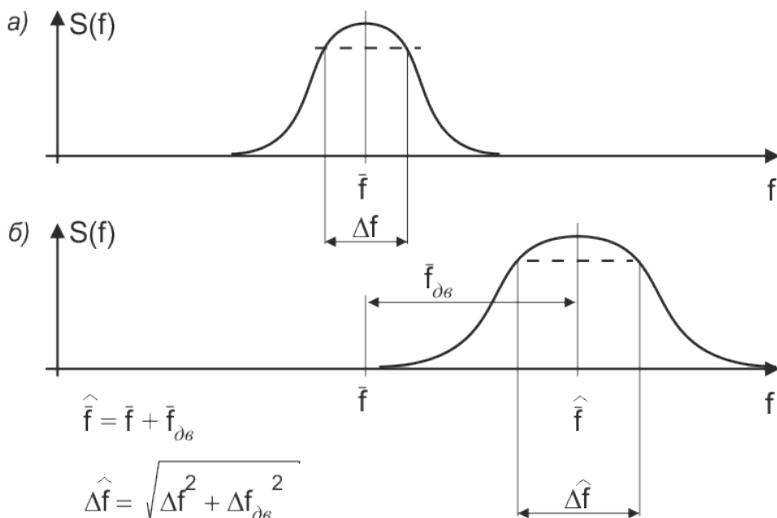


Рис. 1.3. Влияние движения носителя РЛС на вид доплеровского спектра сигналов, отраженных МО

Кроме того, высокая радиальная скорость движения носителя РЛС (при малых углах места МО) приводит также к значительной смене состава отражателей в разрешаемом объеме МО за время обработки сигналов [162]. Это вызвано тем, что при вычислении параметров спектра используются отсчеты отраженных сигналов, равномерно отстоящие друг от друга через период повторения T_p , то есть определяемые в моменты времени, фиксированные относительно момента излучения ЗС. При этом обрабатываются сигналы от разрешаемого объема, находящегося на фиксированном расстоянии от РЛС, то есть движущийся вместе с РЛС (рис. 1.4,а). Изменение пространственного положения разрешаемого объема при движении носителя РЛС приводит к смене состава отражателей, формирующих сигнал от V_{us} и, следовательно, к декорреляции отраженных сигналов, выражающейся в расширении спектра флуктуаций сигналов (так называемые «флуктуации при фиксированной дальности»).

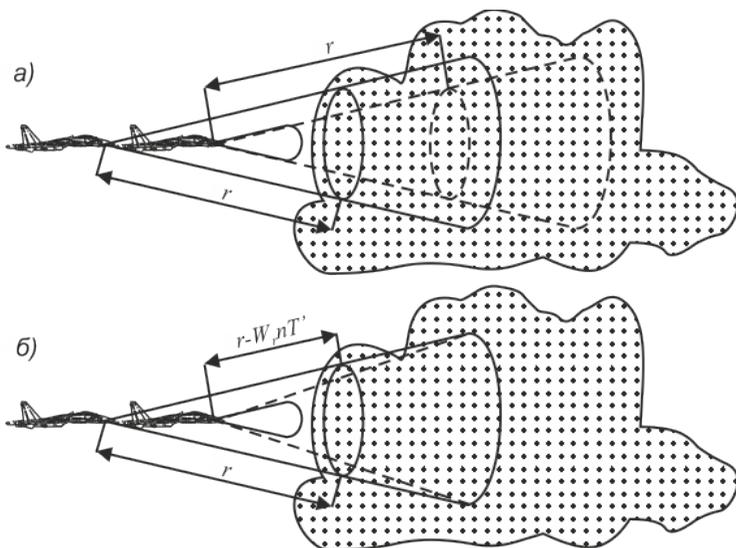


Рис. 1.4. Смена состава разрешаемого объема при движении носителя РЛС:
а – при фиксированной дальности; *б* – при скользящей дальности

Существует и другая причина расширения ДС сигналов, принимаемых подвижной РЛС. К нему приводит регулярное поперечное (по отношению к направлению излучения) перемещение отражателей, обусловленное, например, тангенциальным перемещением носителя РЛС [118, 151].

Для исключения флюктуаций сигналов, возникающих из-за радиального и тангенциального перемещения носителя РЛС, необходимо стабилизировать положение разрешаемого объема в пространстве относительно ФЦА РЛС (рис. 1.4,б) или, другими словами, смещать ФЦА таким образом, чтобы его положение относительно центра разрешаемого объема МО в течение времени обработки отраженных сигналов оставалось бы постоянным (так называемый режим «квазинеподвижной» РЛС).

Подводя итог, следует отметить, что при использовании для обнаружения в пределах облачных МО зон сильных СВ и интенсивной атмосферной турбулентности и оценки их опасности РЛС 3-х сантиметрового диапазона ЭМВ, считающегося оптимальным [130, 132] для решения указанной задачи, получаем следующие результаты:

1. МО представляет собой пространственно (объемно) распределенную РЛ цель, состоящую из совокупности большого числа случайно расположенных независимо перемещающихся элементарных отражателей – ГМ. Информация о их перемещении содержится в ДС отраженных сигнала.

лов, поэтому для оценки степени опасности РЛС должна определять три первых момента спектра сигналов в каждом разрешаемом объеме.

2. Собственное движение носителя РЛС приводит к дополнительному перемещению отражателей МО относительно ФЦА РЛС и, следовательно, к существенному искажению действительного спектра их радиальных скоростей. Поэтому при обнаружении опасных зон МО необходимо компенсировать собственное движение носителя РЛС.

3. Задача обнаружения МО и оценки степени его опасности сводится, по существу, к задаче обнаружения РЛ сигнала, отраженного МО, на фоне шумов, а также оценки параметров его ДС, причем для надежного решения этой задачи необходимо в пределах разрешаемого объема обеспечить ОСШ не менее 28-30 дБ.

1.3. Рекомендации по уточнению требований к бортовым РЛС в части обнаружения зон опасных сдвигов ветра и турбулентности

К тактическим характеристикам РЛС, существенно влияющим на эффективность обнаружения опасных зон МО, можно отнести [151] зону обзора, период обзора, разрешающую способность по дальности, угловым координатам и скорости, точность определения координат и параметров движения.

К техническим характеристикам РЛС, от которых зависит эффективность обнаружения опасных зон МО, относятся [151] тип и параметры ЗС, форма ДН, энергетический потенциал станции и динамический диапазон приемника.

1.3.1. Требования к зоне, методу и периоду обзора РЛС

Зона обзора РЛС, предназначенных для обнаружения опасных областей МО, должна обеспечивать возможность заблаговременного обнаружения их и обхода. Границы зоны обзора определяются дальностью действия РЛС и секторами обзора по азимуту и углу места.

Дальность действия РЛС (дальность обнаружения потенциально опасных МО) с учетом значений скорости полета ЛА, допустимых перегрузок, времени обнаружения и вмешательства экипажа в управление ЛА, времени запаздывания выхода тяги на номинальный режим должна составлять около 200 км [123, 124, 163]. Для сверхзвуковых ЛА эта величина возрастает до 600 км. С другой стороны, обнаружение и оценка опасности СВ часто производятся при наличии МО с низкой удельной ЭПР, а также в условиях интенсивных отражений от подстилающей поверхности (ПП) по боковым лепесткам ДН. Поэтому РЛС должна обнаруживать области опасного СВ на дальности 10-20 км [175].

Антенная система (АС) РЛС на большинстве современных ЛА размещается в носовом обтекателе фюзеляжа ЛА. Поэтому практически возможна реализация секторного обзора в передней полусфере (сектор по азимуту $\pm(90-100)^\circ$, по углу места $\pm 25^\circ$) [123]. При большем отклонении ДН по углу места существенно возрастает мощность сигнала, отраженного ПП.

Скорость обзора по угловым координатам определяется необходимым количеством импульсов M , которое должно быть получено от цели за один проход ДН для обеспечения требуемых вероятностных характеристик обнаружения цели и измерения ее параметров. Значение M зависит от периода повторения ЗС T_{Π} и времени наблюдения (анализа) цели T_A .

Период однократного обзора всей зоны равен [3]

$$T_{i\acute{a}\zeta} = T_A N_A,$$

где $T_A = MT_i / N_r$; $N_A = N_\alpha N_\beta N_r$ – количество элементов разрешения (разрешаемых объемов); $N_r = r_{\max} / \delta r$ – количество элементов разрешения по дальности; $N_\alpha = \Phi_\alpha / \delta\alpha$ – количество элементов разрешения по азимуту; $N_\beta = \Phi_\beta / \delta\beta$ – количество элементов разрешения по углу места; Φ_α, Φ_β – размеры сектора обзора по азимуту и углу места соответственно.

С другой стороны, период обзора при секторном обзоре определяется размером сектора сканирования и угловой скоростью сканирования [151]

$$T_{i\acute{a}\zeta} = k_{i\acute{a}\zeta} \frac{\Phi_\alpha \Phi_\beta}{\Omega_\alpha \delta\beta},$$

где $k_{i\acute{a}\zeta}$ – коэффициент, учитывающий потери времени на реверс луча (при механическом сканировании $k_{i\acute{a}\zeta} \approx 1,9$, а при электронном сканировании $k_{i\acute{a}\zeta} = 1$); Ω_α – угловая скорость сканирования по азимуту.

При $\delta\alpha = \delta\beta = 2,6^\circ$ [139], $\Phi_\alpha = 180^\circ$, $\Phi_\beta = 50^\circ$ [175], $r_{\max} / \delta r = 512$ [174] общее число элементов разрешения $N_A = 800\,000$.

В случае, если $M = 32$ и $T_{\Pi} = 1$ мс, то $T_{i\acute{a}\zeta} = 50$ с.

1.3.2. Требования к разрешающей способности РЛС

Разрешающие способности РЛС по дальности и угловым координатам ограничивают область пространства, в пределах которой цели не разрешаются. Такая область пространства называется разрешаемым объемом $V_{\acute{e}}$.

Разрешающая способность по дальности определяется пространственным радиусом корреляции полей радиальной скорости и радиолокационной отражаемости (РО) МО [60]. Пространственный радиус корреляции радиальной скорости МО определяется внешним масштабом зон турбулентности и СВ, которые необходимо обнаруживать с помощью РЛС. Если разрешающая способность РЛС по дальности превышает указанный размер, то имеет место уменьшение наблюдаемой интенсивности турбулентности (сглаживание ДС). РО характеризуется значительно более быстрой пространственной декорреляцией, чем радиальная скорость. Средние значения радиусов корреляции скорости и РО составляют примерно 2 км и 300 м соответственно [60]. Соответствующие времена жизни неоднородностей пространственных полей равны 500 с для скоростей и менее 200 с для РО. Таким образом, разрешающая способность бортовой РЛС в режиме обнаружения опасных зон МО должна составлять порядка 100 м [97].

Разрешающая способность РЛС по угловым координатам зависит от когерентности ЗС РЛС и вида межпериодной обработки отраженных сигналов. При некогерентной обработке разрешающая способность РЛС по угловым координатам определяется шириной ДН по мощности на уровне минус 3 дБ в плоскости отсчета соответствующей координаты [123, 158], а при когерентной обработке она может быть оценена длительностью отклика согласованного фильтра [57, 58]

$$\delta\alpha = -|\operatorname{tg}\alpha| + \sqrt{\operatorname{tg}^2\alpha + \frac{\lambda}{WT_n \cos\alpha \cos\beta}},$$

где W – путевая скорость носителя РЛС; T_n – время когерентного накопления.

Для решения задачи пространственной локализации опасных для полетов зон сильных сдвигов ветра и интенсивной турбулентности угловая разрешающая способность РЛС должна составлять порядка 1-3° [119].

1.3.3. Требования к точности РЛС

Точностные характеристики РЛС зависят от режима ее функционирования. В режиме обнаружения сигнала, отраженного МО, точность обнаружения определяется вероятностью ложной тревоги p_F и вероятностью пропуска сигнала p_D . В режиме обнаружения и оценки степени опасности областей СВ и атмосферной турбулентности на основе анализа ДС отраженных сигналов должна быть обеспечена следующая точность измерения:

- дальности и угловых координат – на уровне разрешающей способности РЛС [123], т.е. порядка 100 м по дальности и 1-3° по угловым координатам;
- радиальной скорости – не более ± 1 м/с, поскольку с такой дискретностью определяются качественные показатели опасных МО (табл. 1.1).

1.3.4. Требования к параметрам зондирующего сигнала РЛС

Для обнаружения и измерения параметров МО, как правило, используется импульсный метод излучения (модуляции) [123]. Его достоинствами являются: разделение по времени моментов излучения ЗС и приема отраженных сигналов, возможность исключения влияния передатчика на приемный тракт РЛС, удобство синхронизации трактов приема и передачи, удобство выделения и фиксации информации о дальности, а также высокая разрешающая способность по дальности. Недостаток импульсного ЗС - его малая энергоемкость по сравнению с непрерывным сигналом - может быть скомпенсирован периодичностью излучения с последующим накоплением отраженных сигналов.

К параметрам ЗС, определяющим характеристики РЛС при обнаружении и оценке степени опасности МО, относятся: длительность, период (частота) повторения, степень когерентности.

Длительность импульсного ЗС τ_{δ} с прямоугольной огибающей при колоколообразной форме амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтров усилителя промежуточной частоты (УПЧ) приемника РЛС обратно пропорциональна ширине спектра модуляции ЗС Δf_1 [158]: $\tau_{\delta} \approx 1/\Delta f_1$.

Разрешающая способность РЛС по дальности обратно пропорциональна величине Δf_1 и определяется выражением

$$\delta r = c/(2\Delta f_1),$$

максимально допустимая длительность ЗС связана с разрешающей способностью по дальности выражением

$$\tau_{\delta} = 2\delta r/c.$$

При фиксированной импульсной мощности РЛС увеличение длительности ЗС с соответствующим пропорциональным сужением полосы пропускания УПЧ приемника РЛС обеспечивает увеличение дальности обнаружения потенциально опасных МО. Однако, при этом, во-первых, существенно ухудшаются разрешающая способность и точность оценки

дальности, а во-вторых, снижаются возможности РЛС по обнаружению опасных зон мелкомасштабной атмосферной турбулентности и СВ. Характерными значениями длительности ЗС РЛС для режима обнаружения и оценки степени опасности зон турбулентности и СВ являются значения в диапазоне 0,33-1,0 мкс [119, 190].

Когерентность РЛ сигналов может обеспечиваться различными путями, однако в большинстве перспективных бортовых РЛС военного и гражданского назначения реализуется истинно когерентная схема построения РЛС. При этом источником опорного сигнала служит когерентный гетеродин (КГ). Требования к кратковременной частотной стабильности КГ определяются необходимой точностью δv измерения радиальной скорости целей

$$\Delta f_{\bar{a}}/f_{\bar{a}} \leq \sqrt{2}\delta v/c ,$$

где $f_{\bar{a}}$ – частота сигнала, вырабатываемого КГ; $\Delta f_{\bar{a}}$ – изменение значения $f_{\bar{a}}$ за период повторения ЗС РЛС.

При $\delta v = 1$ м/с относительное изменение частоты КГ за период повторения не должно превышать значений 10^{-9} - 10^{-8} [53].

Долговременные уходы частоты могут быть значительными и должны корректироваться схемой автоматической подстройки частоты (АПЧ).

В зависимости от скважности излучения истинно когерентные РЛС могут работать в режиме высокой ($Q > 10$) или малой ($Q < 10$) скважности. В последнем случае они называются также импульсно-доплеровскими (квазинепрерывными). В зависимости от используемой частоты повторения ЗС импульсно-доплеровские РЛС бывают с низкой (НЧП), средней (СЧП) или высокой (ВЧП) частотой повторения [106]. Значение частоты повторения может быть определено из условия однозначного измерения дальности до цели на границе зоны обзора

$$f_n = c/2r_{\max} .$$

Поскольку дальность действия РЛС в режимах «Метео», «Турбулентность» и «Сдвиг ветра» различна, то и значения частоты повторения зондирующих сигналов РЛС также будут различаться. В частности, в режиме «Метео» для исключения неопределенности по дальности предпочтительным является использование НЧП, а в режимах «Турбулентность» и «Сдвиг ветра» с целью уменьшения неопределенности по дальности при сохранении широкого диапазона однозначно определяемых скоростей необходимо применять СЧП.

1.3.5. Требования к диаграмме направленности АС РЛС

Характерной особенностью бортовых РЛС, предназначенных для обнаружения и оценки степени опасности МО, является использование остронаправленной (игольчатой) ДН. Ее ширина в азимутальной и угломестной плоскостях зависит от соответствующих линейных размеров АС d_α, d_β [123]

$$\Delta\alpha = (60\dots70^\circ)\lambda/d_\alpha, \quad \Delta\beta = (60\dots70^\circ)\lambda/d_\beta.$$

Существенно уменьшать ширину ДН нельзя, так как при этом сокращается число импульсов, отраженных МО, в обрабатываемой пачке, что снижает вероятность обнаружения опасного МО. При использовании АС диаметром 762 мм [174, 175] $\Delta\alpha = \Delta\beta \approx 2,6^\circ$.

Важным параметром РЛС является максимальный уровень боковых лепестков (УБЛ) ДН [104]

$$\eta = \max\{10\lg[G(\alpha_i, \beta_i)/G(\alpha_0, \beta_0)]\},$$

где α_0, β_0 – угловые координаты максимума ДН; α_i, β_i – угловые координаты i -го бокового лепестка ДН.

УБЛ при обнаружении опасных МО не должен превышать минус 23 дБ [119].

1.3.6. Требования к энергетическому потенциалу РЛС

Основной мерой энергетических возможностей РЛС является ее энергетический (метеорологический) потенциал [123, 174, 175]

$$\ddot{I}_1 = P_\epsilon K_g^2 \tau_\epsilon / P_{\min}, \quad (1.24)$$

где P_ϵ – импульсная мощность ЗС РЛС; K_g – коэффициент усиления АС; P_{\min} – чувствительность приемного устройства РЛС.

Выражение (1.24) можно записать в логарифмическом виде

$$\ddot{I}_1 [\text{дБ}] = 10\lg P_\epsilon + 20\lg K_g + 10\lg \tau_\epsilon - 10\lg P_{\min}. \quad (1.25)$$

Минимально допустимые значения энергетического потенциала (1.25) в зависимости от максимальной дальности действия РЛС и скорости ее носителя приведены в табл. 1.2 [175]. Представленные данные соответствуют 3-х сантиметровому диапазону рабочих длин волн РЛС.

Т а б л и ц а 1.2

Минимально допустимые значения энергетического потенциала РЛС [175]

Крейсерская скорость ЛА, км/ч	Дальность действия РЛС, км	$\dot{I}_{i \min}$, дБ
менее 200	50	167
200-400	100	179
400-650	150	187
650-925	200	192
925-1200	250	197
более 1200	300	201

1.3.7. Требования к динамическому диапазону приемника РЛС

В отличие от режимов обнаружения целей РЛС, в режиме оценки степени опасности МО важен не минимально обнаруживаемый сигнал, а точность измерения параметров ДС отраженных РЛ сигналов во всем динамическом диапазоне, который может достигать 110-30 дБ [141]. Это приводит к большим трудностям при построении приемного тракта РЛС, который обычно имеет два канала: логарифмический канал с большим динамическим диапазоном для измерения РО и линейный канал с ограниченным динамическим диапазоном для измерения параметров ДС отраженных сигналов. При этом на входе линейного канала приемника РЛС обычно применяется быстрая автоматическая регулировка усиления (АРУ), управляемая по сигналу с выхода логарифмического канала и позволяющая автоматически подстраивать рабочий участок амплитудной характеристики линейного канала под средний уровень отраженного сигнала в конкретном элементе разрешения. Кроме того, для точного измерения величины РО необходимо постоянно нормировать мощность принимаемого сигнала во всем диапазоне дальностей.

1.4. Анализ состояния отечественных и зарубежных исследований и разработок РЛС в части режимов оценки опасности зон МО**1.4.1. Анализ состояния исследований по определению параметров МО наземными РЛС**

К настоящему времени проведено достаточно большое количество исследований по использованию РЛС СВЧ диапазона для оценки различных параметров МО. Основные достижения в этой области принадлежат ученым Российской Федерации (ранее СССР) и США.

Основополагающими работами в этой области являются труды сотрудников Главной Геофизической обсерватории (ГГО) им. Воейкова (г. Санкт-Петербург) и Санкт-Петербургского ГМИ В.Д. Степаненко, Ю.А. Мельника, Г.Б. Брылева, В.М. Мельникова, и Центральной Аэрологической обсерватории (ЦАО) (г. Долгопрудный Московской обл.) А.А. Черникова, А.Г. Горелика, Ю.В. Мельничука и др. [29, 53, 54, 69, 95, 147]. В указанных работах анализируется возможность использования РЛС различных модификаций для целей оценки различных параметров МО и, в частности, связь характеристик отраженного сигнала с физическими параметрами МО, такими, как распределение капель по размерам, интенсивность осадков, агрегатное состояние частиц МО, движение частиц в облаках и осадках. Основное внимание при этом уделялось амплитудным характеристикам отраженных сигналов, которые связаны с РО МО.

Из зарубежных работ в области обработки сигналов метеорологических РЛС следует отметить труды Д. Атласа [16], Л. Баттана [21], Б. Бина и Е. Даттона [24], Р. Смита, К. Гловера, К. Харди [141], Р. Довиака и Д. Зрнич [60, 61].

В указанных работах при анализе энергетических характеристик РЛ сигналов, отраженных МО, решение о степени опасности того или иного участка МО принималось на основании яркостной картины пространственного распределения РО. При этом на основе обработки результатов большого числа метеорологических радиолокационных наблюдений был разработан ряд эмпирических критериев оценки степени опасности МО. Одним из таких критериев является горизонтальный градиент РО dZ/dr . В качестве другого, более сложного, критерия предлагалось использовать параметр

$$Y = h \frac{\lg Z_{\max}}{\lg Z_{\min}} - \lg Z_i,$$

где h – высота МО; Z_i – РО на уровне, превышающем на 2 км область максимальной отражаемости.

Однако здесь следует отметить, что РО характеризует лишь степень насыщенности объема МО водой и является косвенным признаком наличия опасных зон, особенно зон СВ и турбулентности [48, 53].

Для расширения круга решаемых задач естественным был переход к использованию информации, содержащейся в спектральных характеристиках сигналов, отраженных МО. К середине 1960-х г.г. советские ученые Ю.В. Мельничук, А.А. Черников, А.Г. Горелик [53] и американский исследователь Р. Лермитт [184] обосновали возможность использования импульсных доплеровских РЛС при исследовании процессов, происходящих в объеме МО, что позволило исследовать динамику этих процессов. В работе [184] Р. Лермитт впервые определил требования к им-

пульсным доплеровским РЛС для целей анализа характеристик МО. Некогерентным методам доплеровской (межпериодной) обработки сигналов посвящены многочисленные работы сотрудников ГГО [100, 131] и ЦАО [53, 102, 103], а также американского исследователя Д. Атласа [16, 176].

С начала 1970-х г.г. началось интенсивное использование когерентных РЛС для анализа динамики развития МО. Этому вопросу посвящены многочисленные работы американских ученых Д. Сирманса, Р. Довиака, Д. Зрничя, Р. Лермитта [60, 61, 184], в которых освещены вопросы организации обработки информации в реальном масштабе времени как одиночными импульсно-доплеровскими РЛС, так и системами из нескольких РЛС, а также работы советских ученых [94, 131, 133], в которых делается анализ импульсно-доплеровских РЛС вплоть до режимов с синтезированным антенным раскрытием. В указанных работах подчеркивается существенное расширение возможностей метеорологических РЛС при использовании когерентной обработки сигналов. Однако, подавляющее большинство указанных исследований относится к наземным РЛС кругового обзора, предназначенным для целей службы метеоповещения. При этом часто не использовались все потенциальные возможности, заложенные в когерентных радиосигналах, а обработка сводилась к анализу свойств огибающей сигнала [98, 100].

Кроме того, в настоящее время в отечественной литературе практически отсутствуют публикации, посвященные вопросам создания бортовых доплеровских РЛС с цифровой обработкой информации в реальном масштабе времени, обеспечивающих возможность, наряду с традиционными методами оценки РО, проводить анализ динамических процессов в объеме метеообразования, в частности, оценивать степень опасности таких явлений, как турбулентность и ветровые явления.

1.4.2. Анализ состояния отечественных и зарубежных разработок бортовых РЛС в части обнаружения и оценки опасности МО

Основные направления зарубежных разработок в области создания бортовых РЛС для ЛА гражданского назначения задаются имеющимися нормативными требованиями международных отраслевых организаций. В частности, основные требования к бортовому радиоэлектронному оборудованию (БРЭО) регламентируются документами ICAO. В качестве базовых при этом используются положения нормалей корпорации ARINC (США).

Нормалью ARINC-708 (от 04.05.1978) [174] предусмотрена реализация в бортовых метео РЛС режимов определения опасных ситуаций типа «Метео» и «Турбулентность». Требования к основным техническим параметрам бортовых РЛС, сформулированные в нормале ARINC-708, при-

ведены в табл. 1.3. Основными отличиями этой нормы от предшествующих является наличие требований:

- резкого повышения стабильности задающего генератора передающего устройства и гетеродина приемного устройства РЛС с целью формирования когерентных колебаний, необходимых для доплеровской обработки принимаемых сигналов;
- обеспечения полностью цифрового обмена информацией между блоками РЛС и с внешними системами;
- использования микропроцессорной техники;
- повышения надежности и снижения массы аппаратуры.

Нормалью *ARINC-708A* (от 27.12.1993) [175] дополнительно введен режим обнаружения СВ (табл. 1.4).

Указанные нормы корпорации ARINC определяют технические характеристики оборудования ЛА гражданского назначения. Требования к эксплуатационным характеристикам бортовых метео РЛС определяются стандартами *RTCA DO-220* [193], *RTCA DO-173* [191] и *RTCA DO-178B* [192], разработанными международной Радиотехнической комиссией по авионавигации (*RTCA*).

Т а б л и ц а 1.3

Основные технические параметры РЛС ЛА гражданского назначения [174]

Параметр	Величина
Диапазон частот, МГц	9345±20; 9375±20; 5400
Дальность действия, км	0-590
Сектор обзора, град.:	
– в горизонтальной плоскости	± 90
– в вертикальной плоскости	± 14
Число сканирований в минуту	15
Точность стабилизации антенны, град.	± 0,5
Измеряемые параметры	Азимут, дальность, интенсивность осадков
Разрешающая способность по дальности (число элементов разрешения на максимальной дальности)	128, 256 или 512
Точность индикации:	
– угловых координат, град.	± 2
– дальности, % от измеряемого расстояния	± 4
Тип антенной системы	Плоская волноводно-щелевая антенная решетка диаметром 762 мм
Уровень боковых лепестков, дБ, не более	Минус 21 дБ

**Технические требования к РЛС ЛА гражданского назначения
для реализации режима обнаружения сдвига ветра [175]**

Требование	Величина
Сектор обнаружения сдвига ветра, не менее, град.	± 25
Разрешающая способность по дальности при обнаружении опасного сдвига ветра, не хуже, км	0,37
Дальность выработки сигнала «Предупреждение об опасном сдвиге ветра» (Level 3 Alert), км	0,46-2,78
Дальность выработки сигнала «Предостережение об опасном сдвиге ветра» (Level 2 Alert), км	2,78-5,56
Дальность выработки сигнала «Информация об опасном сдвиге ветра» (Level 1 Alert), км	5,56-9,26
Динамический диапазон приемника РЛС, не менее, дБ	60
Точность стабилизации антенны, град.	$\pm 0,5$
Уровень боковых лепестков, дБ, не более	минус 25 дБ

Приведенные нормативные документы однозначно указывают на необходимость реализации режимов «Метео», «Турбулентность» и «Сдвиг ветра» в бортовых метео РЛС ЛА гражданского назначения, проходящих международную сертификацию. В связи с этим большинство фирм-производителей авионики для ЛА гражданского назначения предлагают бортовые метео РЛС, представляющие собой когерентные импульсно-доплеровские системы с твердотельным передатчиком и АС в виде плоской волноводно-щелевой антенной решеткой (ВЩАР) с горизонтальной поляризацией, соответствующие требованиям нормалей *ARINC*. В данном секторе в настоящее время доминируют американские фирмы *Rockwell/Collins* и *Honeywell Aerospace Inc.*

РЛС *WXR-700X* фирмы *Rockwell/Collins* (США) предназначена для установки на магистральные ЛА [124]. РЛС, разработанная в соответствии с требованиями нормалей *ARINC-708* и *ARINC-708A*, выполнена полностью на полупроводниковых приборах и обеспечивает импульсную излучаемую мощность 125 Вт (табл. 1.5). В РЛС применен приемник с кварцевой стабилизацией частоты гетеродина и малошумящим входным каскадом на полевых транзисторах из арсенида галлия. Для обеспечения требуемой дальности действия в системе предусмотрено увеличение длительности зондирующего импульса, повышение чувствительности приемника, уменьшение его полосы пропускания (до 70 кГц) и увеличение динамического диапазона. К настоящему времени на ЛА различных типов установлено более 6 600 систем типа *WXR-700X*.

РЛС *WXR-700X* послужила основой для создания фирмой *Rockwell/Collins* целого ряда систем гражданского и военного назначения, обеспечивающих картографирование ПП по маршруту полета, обнаруже-

ние МО с большой удельной ЭПР, а также обнаружение опасных зон турбулентности и СВ.

Фирма *Honeywell Aerospace Inc.* предлагает РЛС переднего обзора с режимом обнаружения опасного сдвига ветра *RDR-4B* со сходными характеристиками, которая впервые была сертифицирована в сентябре 1994 г. ТТХ данной РЛС также приведены в табл. 1.5.

Т а б л и ц а 1.5

Основные ТТХ бортовых РЛС гражданского назначения, выпускаемых ведущими зарубежными производителями

Наименование	WXR-700X	WXR-2100	RDR-4B	RDR-4000
Объект установки	Магистральные ЛА типа Airbus A380, Boeing-767, Boeing-777 и им подобные			
Разработчик	Rockwell/ Collins	Rockwell/ Collins	Honeywell Aerospace	Honeywell Aerospace
Дальность действия, км	600	1100	600	600
- в режиме «Метео»	-	-	75	75
- в режиме «Турбулентность»	-	10	10	10
- в режиме «Сдвиг ветра»	-	-	-	-
Зона обзора, град.:				
- по азимуту	± 90	± 90	± 90	± 90 (в режиме «СВ» ± 40)
- по углу места	± 40	± 40-50	± 40-50	-
<i>Передатчик</i>				
Мощность, Вт:				
- средняя	-	-	-	-
- импульсная	125	150	125	-
Длительность импульса, мкс	до 20	1-20	6; 18; 1,5 (сдвиг ветра)	-
Частота повторения, Гц	-	180 (до 9000)	380 (метео), 1600 (турб.), 6000 (сдвиг ветра)	-
<i>Приемник</i>				
Коэффициент шума, дБ	-	4		1,9
Чувствительность, дБм	-	минус 125		минус 124
<i>Антенная система</i>				
Тип	ВЦАР Ø 762 мм	ВЦАР Ø 762 мм	ВЦАР Ø 762 мм	ВЦАР Ø 305-762 мм (4 варианта)
Коэффициент усиления, дБ	-	34,4	35	28,5...34,8
Ширина ДН, град.				
- по азимуту	3,5	3,5	2,9	3,0...8,0
- по углу места	2,5	-	-	-
УБЛ, дБ	менее минус 30	минус 31	-	-
Скорость сканирования, град./с	45	45	45	90

Следует отметить, что ведущие зарубежные фирмы (*Rockwell/ Collins, Honeywell Aerospace Inc.* и др.) в содружестве с государственными и некоммерческими учреждениями (*NASA, ARINC* и т.д.) не останавливаются на достигнутом уровне. В настоящее время они проводят интенсивные работы по улучшению характеристик, созданию новых аппаратных средств, алгоритмического и специального программного обеспечения для бортовых метео РЛС, существенно улучшающих их характеристики при работе в режимах обнаружения сильных СВ и интенсивной турбулентности [177, 183, 188].

Так, в середине 2006 г. корпорация *Honeywell* анонсировала бортовую РЛС нового поколения *RDR-4000*, широко использующую технические решения, ранее применявшиеся только в системах военного назначения (сжатие ЗС, подавление отражений от ПП, хранение в ЗУ результатов РЛ наблюдения всей передней полусферы и т.д.). РЛС отличается существенно уменьшенными массогабаритными показателями (на 50-60%) блока обработки, усовершенствованным приводом АС (обеспечивающим большие точность и скорость обзора), доработанным ПО (обеспечивающим картографирование ПП, обнаружение опасных СВ и турбулентности с большей точностью и достоверностью).

В отечественной практике требования к бортовому радиоэлектронному оборудованию ЛА гражданского назначения определены приложением «Технические требования к оборудованию самолета» к «Единым нормам летной годности гражданских транспортных самолетов» [126]. Раздел II 8.3.9 указанных требований составляют «Технические требования к метеонавигационным радиолокаторам». В частности, обязательными режимами бортовых метео РЛС для ЛА отечественного производства являются режимы «Метео» и «Турбулентность». Режим «Сдвиг ветра» не является обязательным. Однако, представители государственных организаций, ответственные за организацию и безопасность полетов, в настоящее время считают, что наличие такого режима внесло бы существенный вклад в обеспечение безопасности полетов ЛА.

Большинство существующих отечественных метеонавигационных РЛС построено по некогерентной схеме из-за наличия существенных технико-экономических ограничений [124], что не позволяет в полной мере использовать информацию о воздушной обстановке, содержащуюся в фазовой структуре отраженных сигналов. При этом решение об опасности того или иного МО принимается экипажем ЛА на основе анализа яркостной картины пространственного распределения РО МО, т.е. фактически на основе анализа средней мощности отраженного сигнала [122].

С 1997 г. ОАО «Корпорация «Фазотрон-НИИР» ведет разработку семейства когерентных метеонавигационных РЛС семейства «Гукол» для

ЛА гражданского назначения, отвечающих требованиям нормами *ARINC-708A*. РЛС «Гукол-1» предназначена для установки на магистральные самолеты гражданских воздушных линий, РЛС «Гукол-2» - для размещения на борту легких самолетов и вертолетов, РЛС «Гукол-3» - для установки на региональные самолеты типа Ту-324, Ил-114, самолеты бизнес-класса, а также на самолеты специального назначения и поисково-спасательной службы.

В отличие от метео и метеонавигационных РЛС, устанавливаемых на ЛА гражданского назначения, для которых задача обнаружения опасных зон МО является одной из основных, бортовые многорежимные РЛС ЛА транспортной авиации служат средством информационного обеспечения решения разнообразных навигационных задач [28, 57, 109]. Однако, при решении любой из них важной является проблема обеспечения полета ЛА круглосуточно в любых метеорологических условиях, для чего экипаж ЛА должен в реальном масштабе времени получать объективную и достоверную информацию о местоположении опасных для полетов зон МО, поэтому в настоящее время остро встал вопрос об использовании в бортовых РЛС алгоритмов обработки сигналов, отраженных МО, которые позволяли бы осуществлять эффективное обнаружение динамических явлений, наиболее опасных для полета (интенсивной турбулентности, СВ и т.п.).

В частности, в США основой БРЭО перспективного ЛА 5-го поколения *F-22* призвана стать бортовая РЛС *AN/APG-77* с активной фазированной антенной решеткой (АФАР) диаметром около 1 м, содержащей приблизительно 1500 активных приемопередающих модулей. Одним из основных рабочих режимов РЛС *AN/APG-77* [74], наряду с режимами, обеспечивающими прицельное применение вооружения, разработчиками данной перспективной системы выделен режим определения метеорологических условий по маршруту полета (режим «*Weather*»/«Метео»).

Эксплуатирующиеся в настоящее время отечественные бортовые РЛС режимов «Турбулентность» и «Сдвиг ветра», как правило, не имеют. Целесообразно реализовать указанные режимы в составе многорежимной бортовой РЛС переднего обзора при минимальной доработке ее аппаратных средств. При этом разработка режимов сводится к выбору параметров ЗС и характеристик АС, а также к созданию алгоритмического и программного обеспечения вычислительных средств, включающего алгоритмы обработки РЛ информации и управления работой станции.

РЛС переднего обзора с ФАР, обеспечивающей формирование и сканирование ДН типа «острый луч», «широкий луч», «плоский луч», «косекансный луч» и «фокусированный луч», позволяет обнаруживать опасные области атмосферной турбулентности.

1.5. Основные направления совершенствования методов обработки сигналов МО в бортовых РЛС

В настоящее время методы обработки сигналов, отраженных МО, в бортовых РЛС интенсивно развиваются как по пути применения более совершенных технических средств, так и по пути разработки новых и совершенствования существующих методов обработки и интерпретации результатов РЛ наблюдений [99]. При этом возникает ряд проблем в определении структуры РЛС, учитывающей специфику ее бортового использования, в выборе алгоритмов обработки сигналов, наилучшим образом учитывающих достоинства когерентного и некогерентного методов приема, а также дающих возможность оперативной оценки степени опасности МО с учетом быстрой его изменчивости. В частности, особенностью использования штатных РЛС ЛА фронтовой авиации, ориентированных на решение функциональных задач в ходе воздушного боя, в отличие от бортовых РЛС самолетов военно-транспортной и гражданской авиации, является то, что МО предполагаются источниками помеховых сигналов, затрудняющих процесс обнаружения, классификации и сопровождения воздушных целей. Поэтому принципы построения РЛС воздушного боя, режимы их использования и обработки информации направлены, прежде всего, на селекцию и подавление указанных сигналов. Для снижения влияния МО на работу РЛС предусматривается ряд мер повышения помехозащищенности: временная АРУ, селекция движущихся целей (СДЦ), селекция по пространственным координатам, поляризационная селекция и другие. В то же время при решении задач обнаружения и оценки опасности областей СВ и атмосферной турбулентности помехами будут высокоскоростные точечные воздушные цели, сигналы от которых необходимо подавить. Кроме того, собственное движение носителя РЛС приводит к дополнительному перемещению всех РЛ целей, находящихся в зоне обзора, относительно ФЦА РЛС и, следовательно, к существенному искажению действительного спектра их радиальных скоростей. Поэтому при оценке степени опасности зон МО необходимо компенсировать перемещение носителя РЛС за время обработки.

Таким образом, целью исследований является разработка методов и параметрических алгоритмов цифровой когерентной обработки сигналов бортовых РЛС, расположенных на ЛА, на основе модели авторегрессии (АР), обеспечивающих повышение точности оценки опасности для полета СВ и областей атмосферной турбулентности, а также определение путей их практической реализации.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие основные задачи:

- разработать математические модели сигналов, отраженных от МО в условиях СВ и турбулентности и принимаемых РЛС, установленной на борту ЛА;
- синтезировать алгоритмы цифровой когерентной обработки сигналов для обнаружения и оценки опасности областей СВ и турбулентности;
- оценить характеристики разработанных алгоритмов путем математического моделирования;
- оценить влияние дестабилизирующих факторов, возникающих при полете носителя РЛС, на эффективность обработки сигналов и разработать алгоритмы компенсации этого влияния;
- определить пути практической реализации разработанных алгоритмов на основе современных аппаратно-программных средств, рекомендованных для использования в бортовых РЛС. Разработать рекомендации по уточнению требований к бортовым РЛС ЛА в части режимов обнаружения опасных зон МО.

Основные выводы по разделу 1

1. Обнаружение МО с оценкой степени опасности зон сильного СВ и интенсивной турбулентности является одним из основных режимов работы бортовой РЛС, предполагающим автоматическое обнаружение и измерение параметров ДС сигналов, отраженных МО.

2. Собственное движение носителя РЛС приводит к дополнительному перемещению отражателей МО относительно ФЦА РЛС и, следовательно, к существенному искажению действительного спектра их радиальных скоростей, поэтому при обнаружении опасных зон МО необходимо компенсировать собственное движение носителя РЛС.

3. Необходимость точной, надежной и своевременной оценки составляющих скорости ветра по объему МО предъявляет жесткие требования к характеристикам обнаружения сигнала МО (вероятность правильного обнаружения $p_D \geq 0,9$ при вероятности ложной тревоги $p_F \leq 10^{-4}$ и точности измерения параметров ДС сигнала МО (СК ошибка в пересчете на скорость не более 1 м/с), достижение которых возможно при обеспечении ОСШ не менее 28-30 дБ.

4. Целью исследований является разработка методов и параметрических алгоритмов цифровой когерентной обработки радиолокационных сигналов на основе модели авторегрессии, обеспечивающих повышение точности оценки опасности областей СВ и атмосферной турбулентности для полета ЛА, а также определение путей их практической реализации на основе аппаратно-программных средств перспективных бортовых РЛС.

5. Одним из основных методов исследований является математическое моделирование. Выбор данного метода обусловлен отсутствием априорной информации о параметрах и статистических свойствах полезного сигнала и помех.

2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЗАДАЧИ ОБНАРУЖЕНИЯ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ БОРТОВОЙ РЛС И ОЦЕНКИ СТЕПЕНИ ИХ ОПАСНОСТИ ДЛЯ ПОЛЕТОВ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

2.1. Структура математической модели

Объектом исследований является бортовая РЛС, работающая в режиме обнаружения и оценки опасности МО. Бортовая РЛС совместно с множеством объектов, расположенных в пределах зоны обзора, и носителем (ЛА) образуют радиолокационный канал [96]. В канале при проведении РЛ наблюдения осуществляется процесс преобразования поля ЭМВ, отраженных объектами, в поле РЛ сигналов, которое затем преобразуется в поле РЛ целей [106].

Поскольку алгоритмы решения задачи обнаружения и оценки опасности МО предполагают использование всех основных устройств РЛС, то организация натурных экспериментов путем проведения многочисленных полетов ЛА в различных метеоусловиях и статистической обработки получаемых результатов требует больших финансовых и других материальных ресурсов. Полунатурные исследования требуют создания на основе реальной бортовой РЛС соответствующего наземного комплекса, по сложности и стоимости сопоставимого с ней. Вследствие указанных ограничений по постановке натурных и полунатурных исследований основным методом исследований является проведение имитационного математического моделирования, представляющего собой воспроизведение на электронно-вычислительной машине (ЭВМ) натурального эксперимента с использованием математической модели, описывающей структуру и функциональные связи моделируемой системы, внешние воздействия на нее, алгоритмы работы и правила изменения состояния системы под влиянием внешних и внутренних возмущений. Моделирование позволяет рассматривать процессы в системе практически на любом уровне детализации и реализовывать различные алгоритмы ее работы. К преимуществам метода имитационного математического моделирования относятся также высокая производительность проведения статистических экспериментов на современных ЭВМ, хорошая воспроизводимость начальных условий в заданных совокупностях модельных ситуаций.

В настоящее время развивается несколько технологий математического моделирования [10, 25]. Наиболее стройной методологической разработкой характеризуется агрегативный подход к построению моделей [10], который целесообразно использовать и для разработки математической модели рассматриваемой задачи. В этом случае модель представляет собой агрегативную систему, которая последовательно декомпозируется на конечное число подсистем с сохранением связей для обеспечения их

взаимодействия. Структура агрегативной модели синтезируется на известных принципах блочного построения и специализации математических моделей радиосистем [111]. Исходя из указанных принципов, структура имитационной модели обнаружения и оценки опасности зон МО должна включать три основные части (рис. 2.1):

- модель формирования РЛ сигналов (модель МО, модель динамики носителя РЛС, модель полезного сигнала);
- модель тракта обработки сигналов бортовой РЛС;
- блок программ управления экспериментом и обработки результатов.

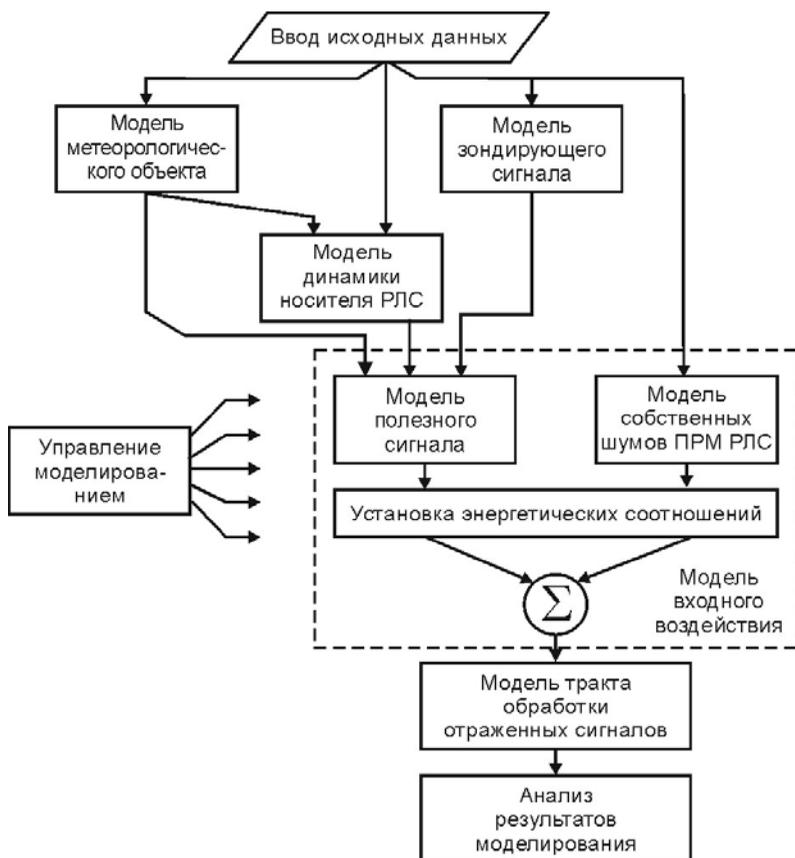


Рис. 2.1. Структура математической модели РЛ канала при решении задачи обнаружения и оценки опасности зон МО

При выборе метода математического описания сигналов и помех в модели следует учитывать, что, исходя из цели и задач экспериментального исследования, моделирование алгоритмов цифровой обработки сигналов в бортовой РЛС должно проводиться на функциональном уровне. Поскольку большинство современных устройств цифровой обработки сигналов (как программируемые, так и с жесткой логикой) оперируют с цифровыми отсчетами квадратурных составляющих комплексной огибающей принятых сигналов, в разработанной имитационной модели используется адекватный данному представлению метод комплексной огибающей [25].

2.2. Модель метеорологического объекта в условиях сдвига ветра и турбулентности

Целевая обстановка при работе РЛС в режимах «Турбулентность» и «Сдвиг ветра» задается типом МО (облачность, туман, осадки и др.), его пространственными размерами, структурой (составом ГМ, их размерами, формой и ориентацией), радиолокационными (удельной ЭПР, диэлектрической проницаемостью, РЛ отражаемостью) и кинематическими (спектр скоростей) характеристиками.

МО (облака, туманы, осадки) как природные объекты являются чрезвычайно сложными, динамичными системами, подверженными большому количеству воздействующих факторов, таких как ветровые явления, турбулентность, температура, давление, солнечная радиация и др., большинство из которых носит случайный характер как во времени, так и в пространстве.

Для описания положения и движения МО и других РЛ целей относительно РЛС введем ряд систем координат (рис. 2.2):

1. Декартова система координат, связанная с носителем РЛС (связанная система координат, ССК) $OXYZ$. Центр O ССК совпадает с ФЦА РЛС. Направление оси OX совпадает с вектором \vec{W} скорости носителя РЛС. Ось OZ направлена вверх по местной вертикали, ось OY – перпендикулярна плоскости OXZ .

2. Сферическая система координат, связанная с носителем РЛС: дальность r , азимут α и угол места β . Направление движения носителя в ней характеризуется углами $\alpha = \beta = 0$, положение оси ДНА РЛС – углами α_0, β_0 .

3. Декартова система координат, связанная с АС РЛС (или антенная система координат, АСК) $Ox_a y_a z_a$. Центр O АСК совпадает с ФЦА. Ось Ox_a направлена по оси ДНА РЛС. Плоскость $Oy_a z_a$ совмещается с плоскостью раскрытия АС РЛС.

4. Сферическая система координат, связанная с антенной системой РЛС: дальность r и углы визирования в горизонтальной φ и вертикальной ψ плоскостях. Ориентируем данную систему координат так, чтобы

плоскость $\psi(\varphi = 0)$ совпадала с угломестной плоскостью. Тогда углы α , β и ψ , φ будут связаны соотношениями

$$\varphi = (\alpha - \alpha_0) \cos \beta, \psi = \beta - \beta_0. \quad (2.1)$$

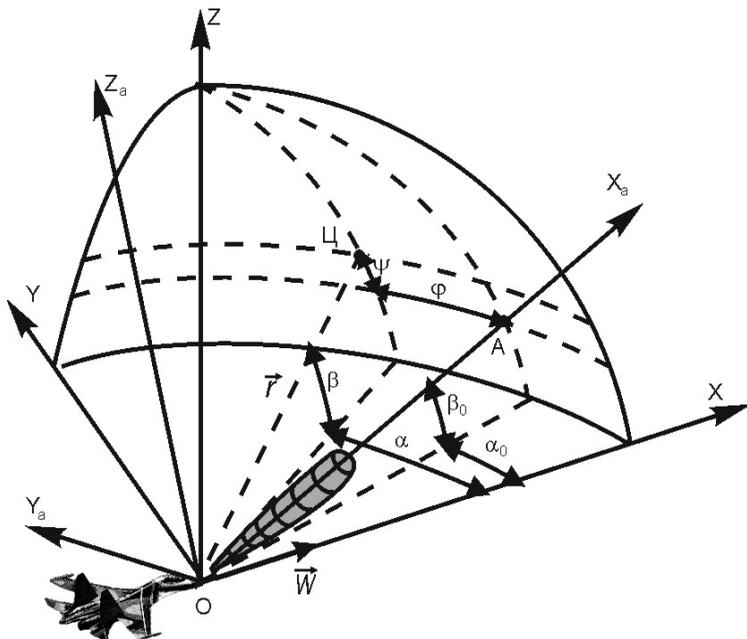


Рис. 2.2. Системы координат, используемые при анализе структуры сигналов, отраженных МО

2.2.1. Параметры метеорологического объекта, влияющие на эффективность радиолокационного наблюдения

В большинстве случаев интенсивные нисходящие потоки наблюдаются на фоне мощной кучевой облачности (Приложение 1). Поэтому основным параметром, определяющим эффективность обнаружения сигналов, отраженных МО, является его РЛ отражаемость (РО), которая, в свою очередь, существенно зависит от пространственного распределения водности МО. Значение водности МО зависит от высоты относительно нижней границы МО [92]

$$\eta(\zeta) = \frac{\zeta^m (1-\zeta)^p}{\zeta_0^m (1-\zeta_0)^p} \eta_{\max}, \quad (2.2)$$

где $\zeta = z'/H$; $z' = z - z_{\min}$ – высота над основанием облака; $H = z_{\max} - z_{\min}$ – толщина (мощность) МО. Ее среднее значение $\bar{H} = 1800$ м [92]; m, p – параметры распределения. Их наиболее часто встречающиеся (модальные) значения равны $\bar{m} = 2,8$ и $\bar{p} = 0,38$ [92]; η_{\max} – максимальное значение водности. Она зависит от толщины H и температуры T у основания облака. При $H = 2000$ м и $T = +10^\circ\text{C}$ значение водности составляет $2,0$ г/м³ [92]; ζ_0 – относительная высота слоя максимальной водности. Ее наиболее вероятное значение равно $\bar{\zeta}_0 = 0,83 \pm 0,1$ [92]; z_{\min} – высота нижней границы облачности. В [2, с.180] на основе анализа большого объема данных метеорологических наблюдений за кучево-дождевой облачностью определено, что z_{\min} в течение года изменяется в пределах $0,8 \dots 1,3$ км со средним значением $1,1$ км.

Для расчета зависимости водности МО от высоты в системе Matlab специально разработана программа Aquatic (Приложение 5). Результат расчета представлен на рисунке 2.3.

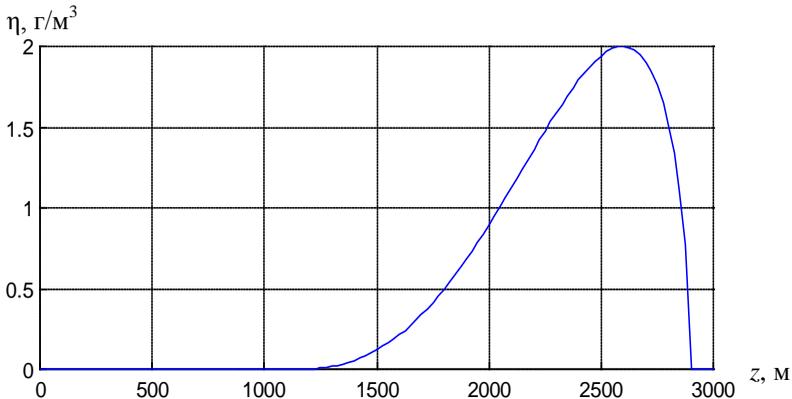


Рис. 2.3. Зависимость значения водности МО от высоты над уровнем ПП

Помимо водности, на структуру сигнала, отраженного МО, влияют и другие его параметры. В частности, в условиях опасных СВ и атмосферной турбулентности, как показано в п. 1.3, информативными являются пространственные поля среднего значения и СК ширины спектра скорости ветра.

2.2.2. Модель метеорологического объекта при наличии сдвига ветра

На основе анализа большого числа авиационных катастроф, произошедших в 1970-80 гг., установлено [33, 190], что главной причиной формирования наиболее сильных СВ на малой высоте являются интенсивные нисходящие воздушные потоки, возникающие на стационарной стадии развития грозовой облачности из-за выпадения дождя и соответствующего охлаждения воздуха. Типичный нисходящий поток представляет собой цилиндрический вертикальный поток холодного воздуха диаметром 1...4 км. При ударе о землю поток воздуха быстро растекается во все стороны (рис. 2.4,*а*). Ученые Т.Т. Фуджита (Т.Т. Fujita) и Х.Р. Байерс (H.R. Byers) предложили [179] использовать термин «микровзрыв» (microburst) для обозначения нисходящих воздушных потоков в тех случаях, когда скорость потока сравнима или превышает значение скорости снижения или набора высоты ЛА.

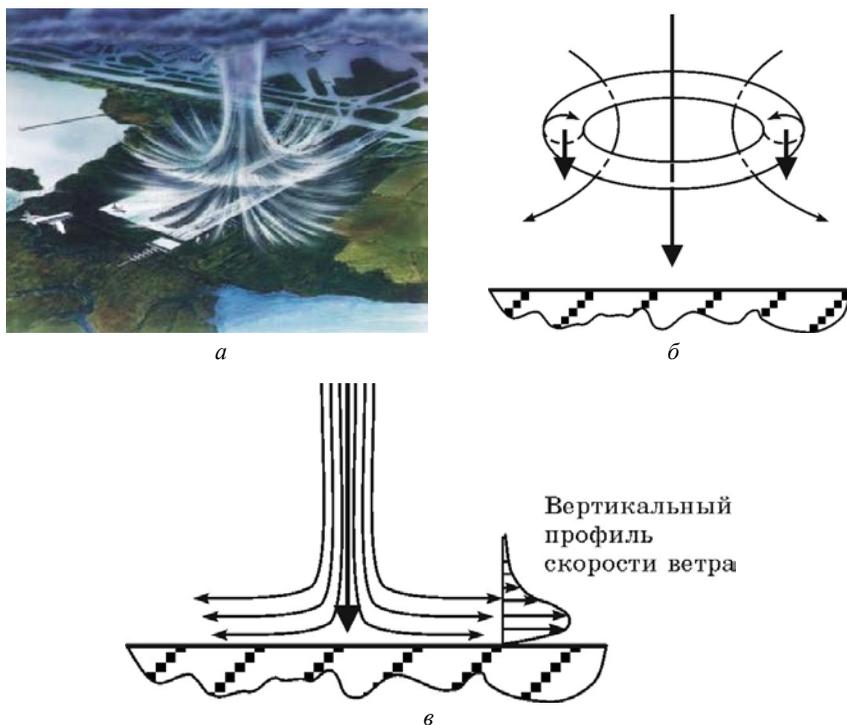


Рис. 2.4. Нисходящий воздушный поток (микровзрыв): *а* – структура, *б* – модель кольцевого вихря; *в* – модель растекающихся струй

Существуют две упрощенные модели поля ветра в нисходящем потоке: модель «кольцевого вихря» (ring-vortex model) [181] (рис. 2.4,б) и модель «растекающихся струй» (wall jet model) [73, 180] (рис. 2.4,в). В соответствии с первой моделью нисходящий поток воздуха формирует трехмерное осесимметричное вихревое поле, в котором выделяется тороидальная область («ядро»), где скорость ветра, начиная от нулевой в центре, линейно увеличивается по радиусу до границы ядра. Данная модель характерна для области падающего воздуха до касания им земли. После удара о землю более точную картину движения воздуха дает вторая модель, в соответствии с которой имеет место радиальный отток воздуха в форме приповерхностных струй.

В дальнейшем будем использовать первую из представленных моделей нисходящего потока (Приложение 2), поскольку рассматривается задача обнаружения и оценки степени опасности областей СВ, расположенных на относительно большой высоте.

Бортовая РЛС в процессе наблюдения определяет радиальную скорость ветра v_R в некоторой точке P (центре разрешаемого объема) как проекцию скорости ветра на направление, соединяющее ФЦА с указанной точкой, (П2.18)

$$v_R = v_r \cos \left| \alpha_P - \arctg \frac{y_V - y_P}{x_V - x_P} \right| \alpha_P \left| \cos \beta_P + v_z \sin \beta_P, \quad (2.3)$$

где $\left\{ \begin{array}{l} v_r = v_{\max} \frac{z_P - z_V}{R_0}, \\ v_z = v_{\max} \frac{r_P - r_V}{R_0}, \end{array} \right.$ – радиальная (П2.16) и вертикальная (П2.17) про-

екции скорости ветра в точке P ; $\left\{ \begin{array}{l} x_V = r_V \cos \alpha_V \sin \beta_V, \\ y_V = r_V \sin \alpha_V \sin \beta_V, \\ z_V = r_V \cos \beta_V, \end{array} \right.$

динаты центра вихря в ССК (П2.12); $\left\{ \begin{array}{l} x_P = r_P \cos \alpha_P \sin \beta_P, \\ y_P = r_P \sin \alpha_P \sin \beta_P, \\ z_P = r_P \cos \beta_P, \end{array} \right.$ – декар-

товы координаты точки P в ССК (П2.13); (r_V, α_V, β_V) – полярные координаты центра вихря; (r_P, α_P, β_P) – полярные координаты точки P ;

$$v_{\max} = \frac{v}{2R_V} \left\{ \left[1 + \left(\frac{z_V - z_P}{R_V} \right)^2 \right]^{-1.5} - \left[1 + \left(\frac{-z_V - z_P}{R_V} \right)^2 \right]^{-1.5} \right\} - \text{максимальная скорость на границе ядра вихря (П2.15); } R_0 - \text{ радиус ядра вихря; } R_V - \text{ радиус вихря в целом; } v = \frac{2v_V R_V}{1 - \left[1 + \left(\frac{2z_V}{R_V} \right)^2 \right]^{-1.5}} - \text{ циркуляция вихревого}$$

поля (П2.7); v_V – скорость ветра в центральной части вихревого потока.

Наличие большого количества случайных факторов, влияющих на измерение скорости ветра в определенной точке пространства в конкретный момент времени, в силу центральной теоремы математической статистики приводит к расширению спектра скорости ветра. Вследствие этого соотношение (2.3) является справедливым только для описания пространственного поля средней скорости ветра

$$\bar{v} = \frac{v_{\max}}{R_0} \left[(z_P - z_V) \cos \left| \alpha_P - \arctg \frac{y_V - y_P}{x_V - x_P} \right| \alpha_P \cos \beta_P + (r_P - r_V) \sin \beta_P \right]. \quad (2.4)$$

Для расчета средней радиальной скорости ветра в произвольной точке МО в интегрированной системе программирования Matlab разработана программа Radial (Приложение 4). Программа содержит ряд функций:

- Stream – функция расчета значения потока кругового вихря (П2.6);
- Wind1 – функция расчета проекций скорости ветра по (П2.8) и (П2.9);
- Windmax – функция расчета проекций скорости ветра по (П2.16) и (П2.17);
- Windvelocity – функция расчета средней радиальной скорости ветра по (2.4).

2.2.3. Модель метеорологического объекта в условиях интенсивной турбулентности

Однородный изотропный турбулентный поток полностью характеризуется своей пространственной корреляционной функцией (КФ) или соответствующей спектральной плотностью, а также законом распределения мгновенных значений скорости ветра. Спектральные плотности проекций скорости турбулентных пульсаций ветра на оси земной системы координат определяются соотношениями [60, 150]

$$S_X(K_1) = 2\pi \int_{K_1}^{\infty} \Phi_X(\mathbf{K}) K dK, \quad S_Y(K) = S_Z(K) = \frac{1}{2} S_X(K) - \frac{1}{2} \frac{d}{dK} S_X(K),$$

где \mathbf{K} – вектор пространственных частот;

$\Phi_X(\mathbf{K}) = \frac{1}{(2\pi)^3} \int R_X(\vec{r}' - \vec{r}) \exp(-j\mathbf{K}(\vec{r}' - \vec{r})) dV$ – тензор спектральной плотности [60], представляющий собой преобразование Фурье КФ однородного поля скорости ветра. Для изотропного векторного поля с учетом уравнения неразрывности тензор спектральной плотности имеет вид [16]

$$\Phi_X(\mathbf{K}) = \left(1 - \frac{K_1^2}{K^2}\right) \frac{E(K)}{4\pi K^2}, \quad (2.5)$$

где K – модуль вектора пространственных частот; K_1 – пространственная частота вдоль оси ОХ; $E(K)$ – спектральная плотность изотропного несжимаемого турбулентного потока, которая на высоких пространственных частотах ($K \geq 10^{-3} \text{ м}^{-1}$) удовлетворяет закону Колмогорова-Обухова [149] $E(K) = 0,25\varepsilon^{2/3} K^{-5/3}$.

Таким образом, для изотропного поля одномерные спектры проекций скорости турбулентных пульсаций ветра определяются соотношениями [60]

$$S_X(K_1) = \frac{1}{2} \int_{K_1}^{\infty} \left(1 - \frac{K_1^2}{K^2}\right) \frac{E(K)}{K} dK, \quad (2.6)$$

$$S_Y(K_1) = S_Z(K_1) = \frac{1}{4} \int_{K_1}^{\infty} \left(1 + \frac{K_1^2}{K^2}\right) \frac{E(K)}{K} dK. \quad (2.7)$$

КФ проекции турбулентных пульсаций на ось ОХ в общем случае описывается выражением [150]

$$R_X(r) = \frac{(r/a)^n \sigma_X^2}{2^{n-1} \Gamma(n)} K_n(r/a), \quad (2.8)$$

$$R_Y(r) = R_Z(r) = \frac{(r/a)^n \sigma_{Y,Z}^2}{2^n \Gamma(n)} [2K_n(r/a) - (r/a)K_{n-1}(r/a)], \quad (2.9)$$

где $K_n(x)$ – функция Бесселя мнимого аргумента; $\sigma_X^2, \sigma_Y^2, \sigma_Z^2$ – дисперсии турбулентных флюктуаций скорости ветра; n и a – параметры, оп-

ределяющие форму зависимости. Параметр a связан с внешним масштабом турбулентности соотношением

$$a = L_0 \Gamma(n) / \left[\sqrt{\pi} \Gamma(n+1/2) \right]. \quad (2.10)$$

Здесь $\Gamma(n)$ – гамма-функция.

Из выражений (2.8) - (2.10) можно получить соотношения для спектральных плотностей компонент турбулентной скорости в виде [150]

$$S_X(K_1) = 4\sigma_X^2 L_0 \frac{1}{(1 + 4\pi^2 a^2 K_1^2)^{n+1/2}}, \quad (2.11)$$

$$S_Y(K_1) = 2\sigma_Y^2 L_0 \frac{1 + 8\pi^2 a^2 K_1^2 (n+1)}{(1 + 4\pi^2 a^2 K_1^2)^{n+3/2}}, \quad (2.12)$$

$$S_Z(K_1) = 2\sigma_Z^2 L_0 \frac{1 + 8\pi^2 a^2 K_1^2 (n+1)}{(1 + 4\pi^2 a^2 K_1^2)^{n+3/2}}. \quad (2.13)$$

Выражения (2.9) - (2.11) описывают зависимости плотности распределения энергии турбулентности от масштаба L , дисперсий проекций турбулентной скорости и параметра формы n . Меняя значения n , можно получить ряд зависимостей различной формы. В частности, широко известны две модели [59, 150]. Одна из них предложена Драйдоном. В ней $n = 1/2$, тогда $a = L_0$ и

$$S_X(K_1) = 4\sigma_X^2 L_0 \frac{1}{1 + (2\pi K_1 L_0)^2}, \quad (2.14)$$

$$S_Y(K_1) = 2\sigma_Y^2 L_0 \frac{1 - 3(2\pi K_1 L_0)^2}{(1 + (2\pi K_1 L_0)^2)^2}, \quad (2.15)$$

$$S_Z(K_1) = 2\sigma_Z^2 L_0 \frac{1 - 3(2\pi K_1 L_0)^2}{(1 + (2\pi K_1 L_0)^2)^2}. \quad (2.16)$$

Соответствующие корреляционные функции имеют вид

$$R_X(r) = \sigma_X^2 \exp(-r/L_0), \quad (2.17)$$

$$R_Y(r) = R_Z(r) = \sigma_{Y,Z}^2 \left(1 - \frac{1}{2} \frac{r}{L_0} \right) \exp\left(-\frac{r}{L_0} \right). \quad (2.18)$$

Во второй модели, предложенной Карманом [67, с.30], $n = 1/3$, тогда

$$a = L_0 \frac{\Gamma(1/3)}{\sqrt{\pi}\Gamma(5/6)} \approx 1,339L_0 \text{ и } S_X(K_1) = 4\sigma_X^2 L_0 \left[\frac{1}{1 + (2\pi K_1 1,339L_0)^2} \right]^{5/6}, \quad (2.19)$$

$$S_Y(K_1) = 2\sigma_Y^2 L_0 \frac{(1+8/3)(2\pi K_1 1,339L_0)^2}{(1 + (2\pi K_1 1,339L_0)^2)^{11/6}}, \quad (2.20)$$

$$S_Z(K_1) = 2\sigma_Z^2 L_0 \frac{(1+8/3)(2\pi K_1 1,339L_0)^2}{(1 + (2\pi K_1 1,339L_0)^2)^{11/6}}, \quad (2.21)$$

$$R_X(r) = 2^{2/3} \sigma_X^2 \frac{(r/a)^{1/3}}{\Gamma(1/3)} K_{1/3}(r/a), \quad (2.22)$$

$$R_Y(r) = R_Z(r) = 2^{2/3} \sigma_{Y,Z}^2 \frac{(r/a)^{1/3}}{\Gamma(1/3)} \left[K_{1/3}(r/a) - \frac{(r/a)}{2} K_{2/3}(r/a) \right], \quad (2.23)$$

где $K_{1/3}(x)$ – модифицированная функция Бесселя дробного порядка мнимого аргумента.

Выражения, полученные Драйдоном, более удобны для использования в аналитических расчетах, однако при моделировании более предпочтительной является модель Кармана, так как она лучше согласуется с теоретическим описанием турбулентных движений в атмосфере.

Для моделирования случайных реализаций турбулентных флюктуаций v_m радиальной скорости ветра, оцениваемой бортовой РЛС в процессе доплеровских измерений, может быть использован спектральный метод [20]. При этом после численного расчета спектра турбулентных флюктуаций

$$S_X(K_1) = \int_0^{\infty} dr R_X(r) \exp(-j2\pi K_1 r)$$

реализации $v_m(r)$ моделируются в спектральной области с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ)

$$v_m(i\delta r) = \text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \xi_k \left[\frac{1}{2N\delta r} S_X \left(\frac{k}{N\delta r} \right) \right]^{1/2} \exp \left(j2\pi \frac{ki}{N} \right) \right\}, \quad (2.24)$$

где $i\delta r = r$ – текущее значение дальности; i – номер элемента разрешения по дальности; N – число спектральных каналов (точек БПФ); ξ_k – комплексная псевдослучайная величина, распределенная по

нормальному закону и удовлетворяющая следующим свойствам:
 $\langle \xi_k \xi_{k'} \rangle = 0, \langle \xi_k \xi_k^* \rangle = 1.$

Таким образом, в качестве первого шага при формировании РЛ сигналов, отраженных МО, необходимо сформировать модель самого метеорологического объекта, учитывающую пространственное распределение характеристических параметров МО, в частности, пространственную структуру трехмерного поля радиальной скорости ветра в условиях сдвига и турбулентности, а также пространственную структуру поля водности.

2.3. Математическая модель движения носителя бортовой РЛС

Собственное движение носителя РЛС приводит к дополнительному перемещению всех РЛ целей, находящиеся в зоне обзора, относительно ФЦА РЛС. Поскольку бортовая РЛС в процессе доплеровских измерений определяет радиальные скорости относительного перемещения РЛ целей, собственное движение ЛА – носителя РЛС искажает действительный спектр радиальных скоростей РЛ целей.

В [126] показано, что пространственное движение носителя РЛС можно рассматривать как суперпозицию движения по фиксированной опорной траектории (например, равномерный прямолинейный полет) и случайных отклонений ЛА от опорной траектории, вызванных непрерывным случайным изменением направления и скорости ветра, давления и плотности воздуха, модуля и направления вектора воздушной скорости и т.п., а также его угловых колебаний. Система управления ЛА, с одной стороны, не всегда успевает реагировать на эти отклонения и поддерживать заданный режим полета, а с другой – сама вносит элементы случайности в движение ЛА.

Случайное движение ЛА складывается из случайного движения ЛА как жесткого тела (траекторных неустойчивостей, ТН) и упругих смещений ФЦА (упругих колебаний конструкции, УКК) [120]

$$\vec{r} = \vec{r}_{\text{ж}} + \vec{r}_{\text{ФЦА}}, \quad (2.25)$$

где $\vec{r}_{\text{ж}}$ – вектор случайного движения ЛА как жесткого тела; $\vec{r}_{\text{ФЦА}} = \vec{r}_{\text{ЦМ}} + \vec{r}_{\text{аФЦА}}$ – вектор упругого смещения ФЦА; $\vec{r}_{\text{ЦМ}}$ – вектор случайного движения центра масс (ЦМ) упругого ЛА; $\vec{r}_{\text{аФЦА}} = \underline{\Psi} \vec{r}_{\text{а}}$ – вектор случайного движения ФЦА относительно ЦМ из-за угловых колебаний ЛА по курсу, тангажу и крену; $\underline{\Psi} = \begin{vmatrix} 1 & -\psi_1(t) & \psi_2(t) \\ \psi_1(t) & 1 & -\psi_3(t) \\ -\psi_2(t) & \psi_3(t) & 1 \end{vmatrix}$ – матрица перехода

от ССК к земной системе координат при малых значениях углов курса $\psi_1(t)$, тангажа $\psi_2(t)$ и крена $\psi_3(t)$; $\vec{r}_a = \begin{vmatrix} x_a & y_a & z_a \end{vmatrix}^T$ – вектор положения ФЦА относительно ЦМ в ССК.

ТН представляют собой реакцию ЛА на воздействие турбулентной атмосферы и шумов системы управления. К ним относятся отклонения ЛА от заданной траектории полета, его угловые колебания (рыскание по курсу в азимутальной плоскости, появление угла атаки в вертикальной плоскости и крен относительно строительной оси), случайные изменения модуля и направления вектора скорости и т.д. С другой стороны, под действием аэродинамических сил при полете в турбулентной атмосфере возникают упругие смещения элементов конструкции ЛА – УКК, которые у современных тяжелых скоростных ЛА могут быть довольно значительными. В реальных условиях полета ТН и УКК, проявляясь одновременно, вызывают случайные отклонения траектории ФЦА, что приводит к амплитудным и фазовым искажениям сигналов, поступающих на вход приемника РЛС. Такие искажения называют траекторными искажениями [126]. Они могут существенно ухудшить точностные характеристики станции.

Для оценки влияния ТН и УКК на эффективность обнаружения и определения опасности СВ и турбулентности необходимо знать их статистические характеристики. Исследование последних с помощью системных математических моделей движения ЛА в турбулентной атмосфере показало [120], что плотности вероятности любого параметра ТН и УКК в первом приближении могут быть аппроксимированы нормальным стационарным случайным процессом с нулевым математическим ожиданием и КФ вида

$$K_i(\tau) = \sigma_i^2 e^{-\frac{\tau^2}{T_i^2}} \cos \frac{\pi\tau}{2\tau_i}, \quad (2.26)$$

где σ_i^2 – дисперсия i -го параметра; T_i – интервал корреляции i -го параметра; τ_i – условное время корреляции, определяющее частоту колебаний корреляционной функции. Для всех видов случайного движения ЛА выполняется условие $T_i \gg \tau_i$ [120], а для интервалов наблюдения $T_i \leq 1$ с наблюдаются соотношения $T_i \gg \tau_i > T_i$ для ТН и $T_i > T_i \geq \tau_i$ для УКК [126], причем $T_i/\tau_i = 5 \dots 10$ как для ТН, так и для УКК [126].

Анализ, проведенный в [34], показал, что ТН являются медленными процессами с интервалом корреляции от единиц до десятков секунд в зависимости от типа ЛА. В частности, τ_i для ТН изменяется в пределах 2...12 с, для угловых колебаний – 1...5 с. СК значение σ_i линейных отклонений для ТН составляет единицы-десятки метров, угловых отклоне-

ний по крену и курсу – до $1...2^\circ$ (по тангажу – в $3...5$ раз меньше). Собственные частоты УКК ЛА значительно выше, чем для ТН, и обычно имеют несколько тонов, первый из которых близок к $1...2$ Гц (τ_i близок к 1 с [126]). Значение σ_i линейных отклонений при УКК находится в интервале от десятых долей миллиметра до нескольких сантиметров в зависимости от гибкости конструкции ЛА.

При большинстве эволюций ЛА его движение характеризуется очень малыми частотами, поэтому в этих условиях УКК не оказывают существенного влияния на динамику полета, вследствие чего ЛА обычно считается жестким телом. В то же время при полете в возмущенной атмосфере перегрузки изменяются очень резко, практически повторяя пульсации скорости ветра. В этих условиях УКК могут оказывать сильное влияние на динамику полета ЛА. При установке АС внутри фюзеляжа ЛА влияние УКК особенно сильно проявляется на тяжелых ЛА с гибкой конструкцией. По мере уменьшения размеров ЛА и увеличения жесткости его конструкции интенсивность колебаний фюзеляжа снижается и для относительно легких ЛА фронтовой авиации, ими можно пренебречь. Наиболее существенными видами УКК являются изгиб и кручение крыла, а также изгиб фюзеляжа вдоль строительной оси.

На положение элементов конструкции ЛА также оказывает влияние аэродинамическая вибрация. Характер и интенсивность вибрации существенно зависят от режима полета и вида пилотажа. При трансзвуковом режиме ($0,8 M < W < 1,0 M$) амплитуда вибрации в $3...5$ раз больше, чем при дозвуковых и сверхзвуковых режимах полета. Частотный диапазон колебаний лежит в пределах $3...1000$ Гц. Суммарные вибрационные ускорения в диапазоне частот до 300 Гц составляют 10 g и выше. Вибросмещения элементов конструкции ЛА максимальны вдоль осей Y и Z ССК и составляют единицы миллиметров.

Таким образом, результирующее положение ФЦА относительно опорной траектории определяется ТН, вращением фюзеляжа вокруг ЦМ, изгибными колебаниями и скручиванием конструкции ЛА, а также аэродинамической вибрацией. Все указанные флюктуации носят узкополосный характер и описываются КФ вида (2.26). В этом случае динамическая модель движения ЛА в возмущенной атмосфере может быть представлена системой линейных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами для каждой из координат [59]. Уравнения системы имеют вид

$$a_0 \frac{d^n y}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_n y = b_0 \frac{d^m x}{dt^m} + b_1 \frac{d^{m-1} x}{dt^{m-1}} + \dots + b_m x, \quad (2.27)$$

где x – возмущающее воздействие; y – произвольная координата ЛА; a_i, b_j – постоянные коэффициенты, зависящие от конструкции ЛА.

Линейному дифференциальному уравнению (2.27) соответствует звено с передаточной функцией (ПФ) вида

$$H(j\omega) = \frac{b_0(j\omega)^m + b_1(j\omega)^{m-1} + \dots + b_m}{a_0(j\omega)^n + a_1(j\omega)^{n-1} + \dots + a_n}. \quad (2.28)$$

Таким образом, ЛА можно рассматривать как линейный фильтр с ПФ (2.28), на вход которого поступает случайный сигнал в виде случайного воздействия турбулентной атмосферы. Тогда спектральная плотность флюктуаций вдоль координаты y равна

$$S_y(\omega) = |H(j\omega)|^2 S_x(\omega), \quad (2.29)$$

где $S_x(\omega)$ – спектральная плотность возмущающего воздействия.

Известны [47, 59] различные аналитические выражения для ПФ продольного и бокового движения ЛА при воздействии ветра. В частности, при законе управления автопилота [59]

$$\Delta\delta_{\hat{a}} = -i_g(\Delta\vartheta_{\zeta} - \Delta\vartheta) + i_{d\vartheta/dt} \frac{d\Delta\vartheta}{dt} + i_z \Delta\vartheta_{\hat{a}}, \quad (2.30)$$

где $\Delta\delta_{\hat{a}}$ – угол отклонения руля высоты; i_g – передаточное число для угла тангажа; $\Delta\vartheta_{\zeta}$ – заданное значение приращения $\Delta\vartheta$ угла тангажа; $i_{d\vartheta/dt}$ – передаточное число для угловой скорости; i_z – передаточное число для высоты.

Передаточные функции имеют вид:

– для угла тангажа при воздействии вертикальной составляющей ветра

$$H_{\vartheta_z}(j2\pi f) = \frac{c_0(j2\pi f)^3 + c_1(j2\pi f)^2 + c_2(j2\pi f) + c_3}{(j2\pi f)^5 + d_1(j2\pi f)^4 + d_2(j2\pi f)^3 + d_3(j2\pi f)^2 + d_4(j2\pi f) + d_5};$$

– для угла тангажа при воздействии горизонтальной составляющей ветра

$$H_{\vartheta_x}(j2\pi f) = \frac{e_0(j2\pi f)^3 + e_1(j2\pi f)^2 + e_2(j2\pi f)}{(j2\pi f)^5 + f_1(j2\pi f)^4 + f_2(j2\pi f)^3 + f_3(j2\pi f)^2 + f_4(j2\pi f) + f_5};$$

– для угла крена при воздействии боковой составляющей ветра

$$H_{\gamma_y}(j2\pi f) = \frac{1}{W} \frac{g_0(j2\pi f)^3 + g_1(j2\pi f)^2 + g_2(j2\pi f)}{(j2\pi f)^5 + p_1(j2\pi f)^4 + p_2(j2\pi f)^3 + p_3(j2\pi f)^2 + p_4(j2\pi f) + p_5};$$

– для угла рыскания при воздействии боковой составляющей ветра

$$H_y(j2\pi f) = \frac{1}{W} \frac{q_0(j2\pi f)^3 + q_1(j2\pi f)^2 + q_2(j2\pi f)}{(j2\pi f)^5 + p_1(j2\pi f)^4 + p_2(j2\pi f)^3 + p_3(j2\pi f)^2 + p_4(j2\pi f) + p_5};$$

– для координаты y ЦМ при воздействии боковой составляющей ветра

$$H_{9z}(j2\pi f) = \frac{h_0(j2\pi f)^4 + (k_1 - q_0)(j2\pi f)^3 + (k_2 - q_1)(j2\pi f)^2 + (k_3 - q_2)(j2\pi f) + l_5}{(j2\pi f) \left[(j2\pi f)^5 + l_1(j2\pi f)^4 + l_2(j2\pi f)^3 + l_3(j2\pi f)^2 + l_4(j2\pi f) + l_5 \right]};$$

где W – воздушная скорость ЛА в невозмущенной атмосфере; $c_i, d_i, e_i, f_i, g_i, h_i, k_i, l_i, p_i, q_i$ – постоянные коэффициенты, зависящие от конструктивных параметров ЛА и закона управления автопилота.

При отсутствии данных результатов натурных летных экспериментов, на основании которых оцениваются коэффициенты $c_i, d_i, e_i, f_i, g_i, h_i, k_i, l_i, p_i, q_i$, в первом приближении можно считать ЛА линейной системой, состоящей из последовательно соединенных колебательного и инерционного звеньев, с передаточной функцией вида (для модели №1 гипотетического ЛА [34])

$$H(p) = \frac{K_\delta}{p^2 + 4\pi d_\delta f_\delta p + (2\pi f_\delta)^2} \frac{1}{1 + T_V p},$$

где K_δ – коэффициент передачи по углу (тангажу, курсу). В канале стабилизации положения ЛА по тангажу $K_\delta \approx v_z/W$; d_δ – коэффициент демпфирования колебаний (около 1-3); f_δ – частота собственных короткопериодических колебаний ЛА (≈ 2 Гц); T_V – аэродинамическая постоянная времени ЛА (около 2-3 с для Ту-154М).

Описав с помощью ПФ динамические свойства ЛА, можно, используя (2.29), получить спектральные плотности колебаний ЦМ ЛА относительно опорной траектории и спектральные плотности значений углов тангажа, рыскания и крена при вращении ЛА вокруг ЦМ. Мгновенные значения этих параметров полностью определяют текущее положение ФЦА РЛС.

2.4. Математическая модель радиосигнала, отраженного МО

2.4.1. Структура радиосигнала, отраженного МО

Анализ поставленных задач требует подхода к МО как к пространственно (объемно) распределенной РЛ цели, состоящей из совокупности большого числа случайно расположенных независимо перемещающихся

элементарных отражателей – гидрометеоров (ГМ). Поэтому строгое решение задачи по определению РЛ характеристик МО не представляется возможным. Приближенные методы решения данной задачи строятся на основе сочетания положений электродинамики и теории случайных процессов.

Пусть ЭМВ, излучаемые АС РЛС, падают на область, заполненную отражающими частицами МО. Разобьем весь объем МО на отдельные разрешаемые объемы V_u . В дальней зоне приближенно можно считать, что объем V_u имеет форму цилиндра с основанием

$$r^2 \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} G^2(\alpha, \beta) \sin \alpha d\alpha d\beta \text{ и высотой } \int_0^{\infty} w^2(r) dr .$$

Здесь $G(\alpha, \beta)$ – двумерная ДН АС по мощности, а весовая функция $w(r)$ описывает форму ЗС РЛС по дальности [22, с.74]. При гауссовой форме ДН получим

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} G^2(\alpha, \beta) \sin \alpha d\alpha d\beta = \frac{\pi \Delta\alpha\Delta\beta}{4 \cdot 2 \ln 2} .$$

Вид весовой функции по дальности $w(r)$ определяется частотной характеристикой приемного тракта РЛС и спектром ЗС. Если ввести коэффициент L_r , учитывающий степень согласования спектра ЗС с частотной характеристикой приемника РЛС [60, с.78], то

$$\int_0^{\infty} w^2(r) dr = \frac{c\tau_{\delta}}{2} L_r .$$

В случае импульсного ЗС с прямоугольной огибающей для гауссовой АЧХ и линейной ФЧХ фильтров УПЧ приемника РЛС $L_r \approx 0,589$ [60, с.79].

Тогда разрешаемый объем РЛС равен

$$V_u = r^2 \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} G^2(\alpha, \beta) \sin \alpha d\alpha d\beta \int_0^{\infty} w^2(r) dr = \frac{\pi}{16 \ln 2} r^2 \Delta\alpha\Delta\beta c\tau_{\delta} L_r . \quad (2.31)$$

В общем случае имеет место многократное переотражение ЭМВ гидрометеорами. Однако, как показано в [83], для импульсных РЛС с длительностью импульса $\tau_{\text{и}} \leq 1$ мкс можно не учитывать многократность переотражений для большинства МО. Тогда рассеяние ЗС произвольным разрешаемым объемом МО можно рассматривать как суперпозицию парциальных сигналов отдельных элементарных отражателей, взаимно не влияющих на процессы отражения ими ЭМВ.

Сигнал (1.6), отраженный совокупностью независимо перемещающихся ГМ, расположенных внутри объема $V_{и}$, содержит спектр доплеровских частот, соответствующий спектру радиальных составляющих скоростей ГМ. Поскольку взаимное перемещение отражателей приводит к малому, по сравнению с несущей частотой, уширению спектра, то сигнал (1.6) будет представлять собой узкополосный случайный процесс (1.12). Распределение амплитудного коэффициента сигнала (1.12) связано с распределением удельной ЭПР по объему МО и, как показано в п. 1.2, описывается распределением Рэлея, а случайная фаза сигнала (1.12) равномерно распределена на интервале $[-\pi, \pi]$ [88, 152].

Поскольку в современных и перспективных бортовых РЛС обработка отраженных РЛ целями сигналов производится цифровыми методами на видеочастоте, то сигнал (1.12) после линейной аналоговой обработки и квадратурного фазового детектирования в приемнике РЛС преобразуется в блоке АЦП в дискретные отсчеты квадратурных составляющих комплексной огибающей [26]

$$\dot{S}(t) = A(t) \exp[j\varphi_0 + j\varphi(t)]. \quad (2.32)$$

Для когерентно-импульсных бортовых РЛС с НЧП и СЧП ЗС дискретные отсчеты комплексной огибающей сигналов, отраженных произвольным разрешаемым объемом МО, на входе ППС можно представить в виде вектора

$$\vec{\dot{S}} = [\dot{S}_m], \quad m = \overline{1, M}, \quad (2.33)$$

где $\dot{S}_m = \dot{S}(t_m) = \dot{S}(mT_n) = \dot{S}_m^c + j\dot{S}_m^s$ – элементы вектора (2.36), представляющие собой аддитивную смесь комплексных огибающих сигналов всех элементарных отражателей в данном разрешаемом объеме

$$\dot{S}_m = \sum_n \dot{S}_n(mT_n) = \sum_n A_n G(\alpha_n) G(\beta_n) \sigma_n^{1/2} \exp\left[j2\pi f_0 \pm j4\pi \frac{V_n(mT_n)}{c} f_0 mT_n\right]; \quad (2.34)$$

где M – число импульсов в последовательности отраженных сигналов (размер пачки); m – номер импульса в пачке, $\dot{S}_m^c = A(mT_n) \cos[\varphi_0 + \varphi(mT_n)]$ и $\dot{S}_m^s = A(mT_n) \sin[\varphi_0 + \varphi(mT_n)]$ – косинусная (синфазная) и синусная (квадратурная) составляющие комплексной огибающей сигнала МО.

Таким образом, задача построения модели сигнала МО сводится к задаче построения математической модели двух статистически связанных дискретных случайных процессов, представляющих собой две квадратуры комплексной огибающей сигнала, отраженного разрешаемым объемом МО.

Пусть радиальная составляющая средней скорости ветра $\bar{V} = 0$. Если в пределах разрешаемого объема находится достаточно большое число отражателей, то на основании центральной предельной теоремы вероятностей указанные квадратурные составляющие комплексной огибающей отраженного разрешаемым объемом МО сигнала можно считать взаимно независимыми гауссовыми случайными процессами [34, 110, 147] с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_s^2 , равной средней мощности отраженного сигнала

$$\dot{S}_{m0}^c = A(mT_n) \cos \varphi_0 \quad \text{и} \quad \dot{S}_{m0}^s = A(mT_n) \sin \varphi_0.$$

Амплитуды квадратурных составляющих распределены по закону Рэлея, а фазы равномерно распределены на интервале $[-\pi, \pi]$.

Теперь рассмотрим случай, когда $\bar{V} \neq 0$, при этом имеет место смещение спектра отраженного сигнала на $\bar{\omega}$. Квадратурные составляющие комплексной огибающей сигнала определяются выражениями

$$\begin{aligned} \dot{S}_m^c &= A(mT_n) \cos[\varphi_0 + \varphi(mT_n)] = A(mT_n) \{ \cos \varphi_0 \cos \varphi(mT_n) - \sin \varphi_0 \sin \varphi(mT_n) \} = \\ &= \dot{S}_{m0}^c \cos \varphi(mT_n) - \dot{S}_{m0}^s \sin \varphi(mT_n), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{S}_m^s &= A(mT_n) \sin[\varphi_0 + \varphi(mT_n)] = A(mT_n) \{ \sin \varphi_0 \cos \varphi(mT_n) + \cos \varphi_0 \sin \varphi(mT_n) \} = \\ &= \dot{S}_{m0}^s \cos \varphi(mT_n) + \dot{S}_{m0}^c \sin \varphi(mT_n), \end{aligned}$$

являются линейными комбинациями нормальных случайных процессов \dot{S}_{m0}^c и \dot{S}_{m0}^s и представляют собой нормальные процессы.

После усреднения по множеству реализаций получим, что математические ожидания случайных процессов \dot{S}_m^c и \dot{S}_m^s равны нулю, т.е. они совпадут с математическими ожиданиями процессов \dot{S}_{m0}^c и \dot{S}_{m0}^s , а дисперсии равны σ_s^2 , что согласуется с физической стороной процесса, так как при наличии ветра энергия отраженного сигнала, в среднем, не изменяется.

Таким образом, при отсутствии ветра математическая модель сигнала, отраженного разрешаемым объемом МО, представляет собой модель двух независимых марковских процессов первого порядка [154, 169]. При наличии ветра квадратурные составляющие комплексной огибающей сигнала становятся коррелированными марковскими процессами второго порядка.

Для полного статистического описания сигнала, отраженного разрешаемым объемом МО, недостаточно знания только одномерного закона распределения. Необходимо также оценить связь между его различными

мгновенными значениями, характеризуемую комплексной пространственно-временной АКФ, в общем случае нестационарной,

$$B(t_1, t_2) = \overline{s(t_1)s^*(t_2)}.$$

Обозначим $\tau = t_2 - t_1$; $t = (t_2 + t_1)/2$, тогда

$$B(\tau, t) = \overline{s(t - \tau/2)s^*(t + \tau/2)}. \quad (2.35)$$

Хотя выражение (2.35) включает в себя полную информацию о энергетических и спектральных свойствах отраженных сигналов, эти сведения удобно разделить, записав АКФ в виде произведения

$$B(\tau, t) = P_c(t)\rho(\tau, t),$$

где $P_c(t) = B(0, t) = \overline{s(t)s^*(t)} = |s(t)|^2$ – мощность сигнала (1.12);

$\rho(\tau, t) = \frac{B(\tau, t)}{P_c(t)} = \frac{\overline{s(t - \tau/2)s^*(t + \tau/2)}}{\overline{s(t)s^*(t)}}$ – нормированная АКФ (или коэффициент корреляции) сигнала (1.12).

Как показано в [162], нормированную АКФ флюктуаций отраженных сигналов можно представить в виде произведения двух сомножителей

$$\rho(\tau, t) = \rho_r(\tau, t)\rho_g(\tau, t). \quad (2.36)$$

Первый сомножитель описывает медленные флюктуации, вызванные различием доплеровских частот элементарных сигналов в пределах разрешаемого объема (межпериодные флюктуации). Второй сомножитель, являясь периодической функцией τ , характеризует быстрые флюктуации, связанные с распространением периодических ЗС в пространстве (внутрипериодные флюктуации).

Так как для реальных МО аналитическое определение двумерной плотности вероятности сигналов (процессов) затруднительно [82, 83], а численное моделирование вследствие малой точности задания характеристик микроструктуры МО дает результат с большой погрешностью, то обычно нормированную АКФ определяют экспериментально.

В качестве примера на рисунке 2.5 приведена нормированная временная АКФ $\rho_r(\tau, t)$ сигнала разрешаемого объема слоисто-кучевой облачности [110, с.248], характеризующая межпериодные флюктуации сигнала, а на рисунке 2.6 – нормированная пространственная АКФ $\rho_g(\tau, t)$, характеризующая изменчивость интенсивности отраженных сигналов в пространстве от одного объема к другому [82, 83].

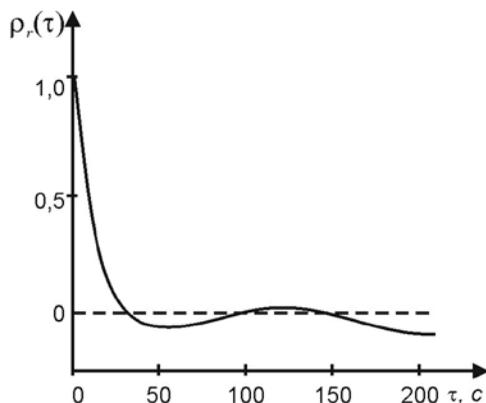


Рис. 2.5. Временная нормированная АКФ отраженных сигналов для слоисто-кучевой облачности

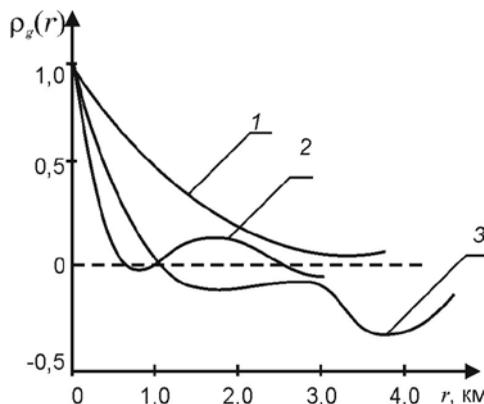


Рис. 2.6. Пространственная нормированная АКФ отраженных сигналов:
 1 – для слоисто-кучевой облачности; 2 – для слоистой облачности;
 3 – для кучево-дождевой облачности

Анализ АКФ $\rho_r(\tau, t)$ (рис. 2.5) показывает следующее:

- а) АКФ сигналов, отраженных слоисто-кучевой облачностью, практически равна единице для интервалов времени, не превышающих 3 с;
- б) АКФ сигналов, отраженных слоисто-кучевой облачностью, для интервалов времени, больших 60-90 с, практически равна нулю, т.е. это значение можно принять в качестве времени корреляции указанных сигналов [147, с.248].

Пространственный радиус корреляции, в качестве которого можно принять первый переход зависимостей, приведенных на рисунке 2.6, через нулевой уровень, изменяется от 0,7 до 3,3 км в зависимости от типа облачности. Также следует отметить, что корреляционные свойства отраженных сигналов существенно зависят от дальности до МО [122]. Так, для сигналов с $\lambda = 3$ см уменьшение интервала корреляции τ при увеличении дальности от 5 до 100 км может быть аппроксимировано формулой

$$\tau(r) = \tau_0 \exp(-\gamma r),$$

где τ_0 – интервал корреляции для начальной дальности r_0 ; $\gamma = 0,021$.

Представленную зависимость можно объяснить увеличением разрешаемого объема V_u с возрастанием дальности. В связи с этим в пределах V_u наблюдаются отражатели с большим разбросом скоростей, что приводит к расширению ДС и уменьшению интервала корреляции отраженных сигналов.

Значения АКФ межпериодных флюктуаций, определяемые математическим ожиданием

$$\rho_r(t_i, t_k) = \frac{\overline{\dot{S}(t_i) \dot{S}^*(t_k)}}{\overline{\dot{S}(t_i) \dot{S}^*(t_i)}} = \frac{\overline{\dot{S}(t_i) \dot{S}^*(t_k)}}{P_c},$$

удобно представить в виде автокорреляционной матрицы (АКМ) размером $M \times M$

$$\underline{\mathbf{B}}_r = [\rho_{r ik}], \quad (2.37)$$

элементы которой задаются известными соотношениями [71]

$$\rho_{r ik} = \rho_{0 ik} \exp[-j(i-k)2\pi f \bar{T}_n], \quad (2.38)$$

$$\rho_{0 ik} = \exp\left[-\frac{(i-k)}{2} \pi \Delta f^2 T_n^2\right]. \quad (2.39)$$

С АКФ отраженных сигналов посредством преобразования Фурье связан мгновенный (частотно-временной) спектр флюктуаций

$$S(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau, t) \exp(-j2\pi f \tau) d\tau, \quad (2.40)$$

являющийся обобщенной характеристикой отраженных сигналов в частотной области. Двум составляющим АКФ (2.36) соответствуют и два спектра: спектр медленных (доплеровских, межпериодных) флюктуаций и спектр быстрых флюктуаций (внутрипериодных флюктуаций, флюктуаций по дальности). В дальнейшем будем рассматривать первый из них.

2.4.2. Энергетические характеристики радиосигнала, отраженного МО

В соответствии с уравнением дальности РЛ наблюдения пространственно распределенных целей, заполняющих весь разрешаемый объем, средняя мощность сигнала (1.12), отраженного разрешаемым объемом МО, равна

$$\bar{P}_c = \int_{V_\varrho} P_{\text{о\ddot{a}}} dV_\varrho = \frac{P_\varrho K_g^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 r^4} F^4 \int_{V_\varrho} \sigma(V) dV_\varrho, \quad (2.41)$$

где $P_{\text{о\ddot{a}}}$ – удельная мощность, обусловленная рассеянием ЭМВ единицей объема; P_ϱ – мощность зондирующего импульсного сигнала РЛС; K_g – коэффициент усиления антенны; F – коэффициент затухания напряженности поля ЭМВ в атмосфере; $\sigma(V)$ – распределение ЭПР элементарных отражателей по объему МО.

Значение суммарной ЭПР разрешаемого объема $\sigma_\Sigma = \int_{V_c} \sigma(V) dV_u$ су-

щественно зависит от соотношения когерентной и некогерентной составляющих рассеяния падающих ЭМВ. В [82, 83] показано, что в рассматриваемом 3-х сантиметровом диапазоне волн когерентным рассеянием можно пренебречь. В этом случае суммарную ЭПР можно представить в виде произведения удельной ЭПР $\sigma_{\text{уд}}$, характеризующей интенсивность отражений от МО и равной сумме ЭПР элементарных отражателей в единице объема МО, на величину разрешаемого объема

$$\sigma_\Sigma = \int_{V_u} \sigma(V) dV_u = \sigma_{\text{уд}} V_u, \quad (2.42)$$

где
$$\sigma_{\text{о\ddot{a}}} = \frac{\sigma_\Sigma}{V_u} = \frac{1}{V_u} \sum_{i=1}^N \sigma_i; \quad (2.43)$$

N – число элементарных отражателей в разрешаемом объеме.

К частицам МО, отражающим ЗС, относятся капли воды, кристаллы льда, снежинки, градины и крупа. РЛ характеристики подобных частиц могут быть рассчитаны одним из двух известных методов [82, 83]: строгим (в соответствии с теорией дифракции Ми) и приближенным (метод Релея), причем приближенный метод является предельным случаем точного при малом размере частицы по сравнению с длиной падающей ЭМВ. Поскольку в 3-х сантиметровом диапазоне условие применимости метода Релея выполняется, то ЭПР сферической частицы, характеризующая количество энергии, рассеиваемой частицей в направлении на РЛС, равна [92, 132]

$$\sigma_i = 64\pi^5 \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2 \frac{R_i^6}{\lambda^4} = \pi^5 K_{\text{аи}}^2 \frac{D_i^6}{\lambda^4}, \quad (2.44)$$

где R_i и D_i – радиус и диаметр рассеивающей частицы соответственно; m – комплексный показатель преломления частицы, связанный с ее диэлектрической проницаемостью ε соотношением $m = \sqrt{\varepsilon}$;

$K_{\text{аи}} = \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|$ – коэффициент, характеризующий диэлектрические свойства ГМ: для воды $K_{\text{аи}}^2 = 0,93$ [90, 128], для льда $K_{\text{аи}}^2 = 0,197$ [147].

Подставляя (2.44) в (2.41), получаем следующее выражение для удельной ЭПР МО

$$\sigma_{\text{оа}} = \frac{1}{V_{\text{е}}} \sum_{i=1}^N \frac{\pi^5 K_{\text{аи}}^2}{\lambda^4} D_i^6 = \frac{\pi^5 K_{\text{аи}}^2}{\lambda^4} \sum_{i=1}^N \frac{D_i^6}{V_{\text{е}}}.$$

Величина $\sum_{i=1}^N \frac{D_i^6}{V_u}$ называется РЛ отражаемостью (РО) Z МО

[29, с.5].

РО может интерпретироваться как средняя сумма диаметров частиц в единице объема МО, возведенных в шестую степень. В общем виде РО определяется через функцию распределения частиц МО по размерам в единице объема $N(D)$

$$Z = \int_0^{+\infty} D^6 N(D) dD, \quad (2.45)$$

где $N(D)dD$ – число ГМ с диаметром от D до $D+dD$, находящихся в единичном объеме МО. На практике РО облаков и осадков измеряют в $\text{мм}^6/\text{м}^3$ или в дБз относительно $Z_0 = 1 \text{ мм}^6/\text{м}^3$.

С учетом введения понятия РО выражение для удельной ЭПР МО можно записать как

$$\sigma_{\text{оа}} = \left(\pi^5 K_{\text{аи}}^2 / \lambda^4 \right) Z. \quad (2.46)$$

Таким образом, удельная ЭПР МО определяется длиной волны РЛС и радиолокационной отражаемостью МО.

Подставляя в уравнение дальности РЛ наблюдения (2.41) выражения (2.42), (2.46) и (2.31), получим выражение для средней мощности сигнала, отраженного разрешаемым объемом МО,

$$\bar{P}_c = \frac{\pi^3}{2^{10} \ln 2} \frac{P_e G^2 \lambda^2 F^4 \Delta \alpha \Delta \beta c \tau_e}{\lambda^4} K_{\text{ai}}^2 \frac{Z}{r^2} L_r, \quad (2.47)$$

которое с учетом введенного ранее понятия энергетического потенциала \bar{I}_i (1.24) можно записать в виде

$$\bar{P}_n = \Pi_i P_{\text{min}} K_{\text{ai}}^2 \frac{Z}{r^2} L_r. \quad (2.48)$$

Для определения энергетических параметров сигнала, отраженного МО, необходимо рассмотреть пространственное распределение его РО. Подставим в выражение (2.48), получившее наибольшее распространение в работах по метеорологической радиолокации, распределение частиц МО по размерам в единице объема, предложенное Маршаллом и Пальмером [29, 132], на основе аппроксимации эмпирических данных,

$$N(D) = \begin{cases} N_0 \exp[-\Lambda D] & \text{ïðè } D \leq 6 \text{ ì} , \\ 0 & \text{ïðè } D > 6 \text{ ì} , \end{cases} \quad (2.49)$$

где $N_0 = 0,08 \text{ см}^{-4}$ – нормировочный параметр; $\Lambda = 41\eta^{0,21}$ – параметр, зависящий от водности η МО (п. 2.2).

Тогда связь между РО и водностью МО будет определяться степенной функцией вида [29, 147]

$$Z = A\eta^b, \quad (2.50)$$

параметры A и b которой зависят от типа МО.

В частности, для мощных кучевых облаков $A = 16,3$, $b = 1,46$ [147], для слоисто-дождевых облаков $A = 1380$, $b = 1,07$ [29]. В (2.50) РО Z измеряется в $\text{мм}^6/\text{м}^3$, водность η – в $\text{г}/\text{м}^3$.

С учетом (2.2) пространственное распределение РО может быть представлено соотношением

$$Z(\zeta) = A \left[\frac{\zeta^m (1-\zeta)^p}{\zeta_0^m (1-\zeta_0)^p} \eta_{\text{max}} \right]^b. \quad (2.51)$$

Для расчета зависимости РО разрешаемого объема МО от высоты в системе Matlab разработана программа Reflectivity (Приложение 4), использующая описанную в п. 2.2 процедуру Aquatic для расчета водности МО как функции (2.2) высоты. Результаты расчета РО с помощью программы Reflectivity, представленные на рисунке 2.7, показывают, что РО существенно зависит от высоты, причем наибольшей РО характеризуются верхние слои МО.

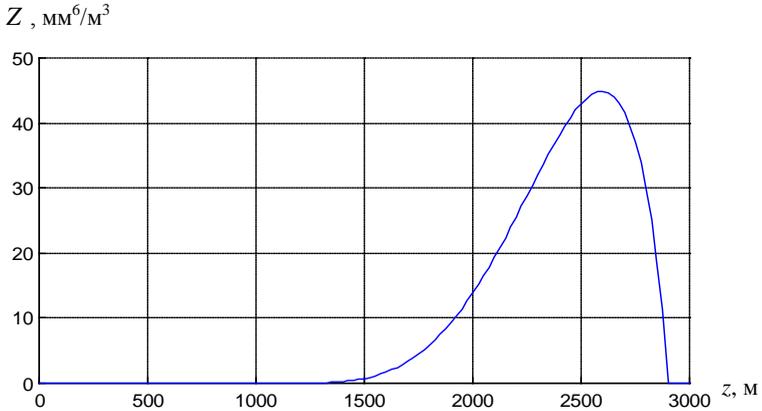


Рис. 2.7. Зависимость радиолокационной отражаемости МО от высоты над уровнем ПП

Пространственное распределение удельной ЭПР (2.46) МО с учетом выражения (2.51) для РО определяется соотношением

$$\sigma_{\text{оä}}(z) = \frac{\pi^5 \cdot 10^{-15} K^2}{\lambda^4} A \left[\frac{(z - z_{\min})^m (z_{\max} - z)^p (m + p)^{m+p}}{(z_{\max} - z_{\min})^{m+p} m^m p^p} \eta_{\max} \right]^b. \quad (2.52)$$

В случае, когда ДН охватывает весь угловой размер МО по высоте, высота центра разрешаемого объема $z_0 = (z_{\max} + z_{\min})/2$, и формула (2.52) упрощается

$$\sigma_{\text{оä}} = \frac{\pi^5 \cdot 10^{-15} K^2}{\lambda^4} A \left[\frac{(m + p)^{m+p}}{2^{m+p} m^m p^p} \eta_{\max} \right]^b. \quad (2.53)$$

Суммарная ЭПР разрешаемого объема МО (2.52), с учетом (2.31) и (2.53), может быть представлена в виде

$$\sigma_{\Sigma}(r) = \frac{\pi^6 \cdot 10^{-15} r^2 \Delta\alpha\Delta\beta c \tau_{\text{э}}}{16 \ln 2 \lambda^4} K^2 L_r A \left[\frac{(m + p)^{m+p}}{2^{m+p} m^m p^p} \eta_{\max} \right]^b. \quad (2.54)$$

На рисунке 2.8 представлена зависимость $\sigma_{\Sigma}(r)$ суммарной ЭПР разрешаемого объема МО от дальности, полученная с помощью разрабо-

танной в системе Matlab процедуры SErg (Приложение 4), реализующей соотношение (2.54) для исходных данных: $\Delta\alpha = \Delta\beta = 1^\circ$, $\tau_\delta = 1$ мкс, $K^2 = 0,93$, $\lambda = 0,03$ м, $L_r = 0,589$, $A = 16,3$, $b = 1,46$, $\eta_{\max} = 2,0$ г/м³, $m = 2,8$, $p = 0,38$. Проведенный расчет показал, что ЭПР МО для указанных параметров весьма значительна (десятки-сотни м²) и с увеличением дальности возрастает по квадратичному закону (2.57).

Пространственное распределение средней мощности (2.51) сигнала, отраженного разрешаемым объемом МО, с учетом (2.54) приводится к виду

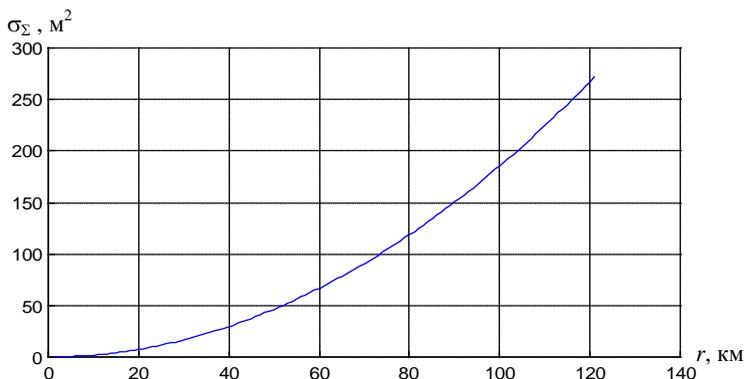


Рис. 2.8. Зависимость суммарной ЭПР разрешаемого объема МО от дальности

$$\bar{P}_c(r, \beta) = \frac{\Pi_i P_{\min} K^2 L_r A}{r^2} \left[\frac{(r \sin \beta - z_{\min})^m (z_{\max} - r \sin \beta)^p}{(z_{\max} - z_{\min})^{m+p}} \frac{(m+p)^{m+p}}{m^m p^p} \eta_{\max} \right]^b, \quad (2.55)$$

где $z = r \sin \beta$ – высота рассматриваемой точки над уровнем ПП, м.

В случае, когда ДН охватывает весь угловой размер МО по высоте, то по аналогии с (2.53) формула (2.55) также упрощается

$$\bar{P}_c(r_0) = \frac{\Pi_i P_{\min} K^2 L_r A}{r_0^2} \left[\frac{(m+p)^{m+p}}{2^{m+p} m^m p^p} \eta_{\max} \right]^b. \quad (2.56)$$

Здесь следует отметить, что для обеспечения постоянства характеристик обнаружения сигналов, отраженных МО с одинаковой ЭПР на различных дальностях, необходимо соответствующим образом изменять энергетический (метеорологический) потенциал РЛС, в частности – импульсную мощность ЗС или его длительность. Однако, увеличение дли-

тельности ЗС существенно снижает точность оценки опасности атмосферной турбулентности (п. 2.4.3.2).

Несмотря на отличие в схемных решениях и элементной базе, подавляющее большинство существующих отечественных бортовых РЛС осуществляют оценку РО на основе анализа средней мощности отраженного сигнала (2.51)

$$Z = r^2 C_1^{-1} \bar{P}_c, \quad (2.57)$$

где $C_1 = \Pi_1 P_{\min} K^2 L_r$ – коэффициент, учитывающий энергетические возможности РЛС.

В общем случае усредненная за период несущей частоты мощность сигнала, отраженного от разрешаемого объема МО, равна [60]

$$\begin{aligned} \bar{P}_c = B(0) = \overline{s(t)s^*(t)} \sim \sum_{n=1}^N \left(A_n G(\alpha_n) G(\beta_n) \sigma_n^{1/2} \right)^2 + \\ + \sum_{n=1}^N \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^N \left(A_n G(\alpha_n) G(\beta_n) \sigma_n^{1/2} \right) \left(A_l G(\alpha_l) G(\beta_l) \sigma_l^{1/2} \right) \exp[j4\pi(r_n - r_l)/\lambda]. \end{aligned} \quad (2.58)$$

Первое слагаемое в (2.58) – постоянная величина, не зависящая от положения ГМ в пределах разрешаемого объема, характеризует среднее значение \bar{P}_c мощности отраженных сигналов, и, следовательно, определяет величину РО. Второе слагаемое представляет собой флюктуирующую часть мгновенной мощности, зависящую от взаимного расположения отражателей внутри $V_{\text{н}}$, а также от их положения относительно РЛС.

Несмотря на то, что второе слагаемое в (2.58) в отдельных случаях может быть значительно больше первого (оно содержит $N(N-1)$ составляющих, тогда как первое слагаемое – только N составляющих), при усреднении по многим последовательным отсчетам оно стремится к нулю (т.к. временное среднее экспоненциального множителя в нем стремится к нулю [60]). Поэтому точная оценка средней мощности отраженных сигналов, характеризующей РО, невозможна без усреднения сигнала по M последовательным отсчетам. При этом

$$\bar{P}_c = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M P_{c m}, \quad (2.59)$$

где $P_{c m}$ – мгновенная мощность отраженных сигналов в m -м периоде зондирования.

Общее количество M отсчетов сигнала, отраженного разрешаемым объемом, определяется временем его облучения. Если отсчеты, исполь-

зуемые в процессе получения среднего значения \bar{P}_c , некоррелированы, то СК ошибка оценки \bar{P}_c , а следовательно, и оценки РО, при когерентном накоплении пропорционально $1/M$. Однако, в общем случае, из-за коррелированности отраженных сигналов математическое ожидание флюктуирующей части мощности отраженных сигналов (2.58) становится отличным от нуля, что увеличивает СК ошибку оценки РО. Степень корреляции зависит как от параметров РЛС (периода повторения импульсов, ширины ДН, углов визирования луча), так и от параметров МО (степень турбулентности, величина СВ). Кроме того, в случае размещения РЛС на борту подвижного носителя степень корреляции зависит и от скорости движения носителя.

Необходимо определить количество некоррелированных (эффективных) отсчетов M_3 . При равноотстоящих отсчетах величина M_3 равна [108]

$$\frac{1}{M_3} = \frac{1}{M} + \frac{2}{M} \sum_{m=1}^{M-1} \left(1 - \frac{m}{M}\right) \rho(mT_i). \quad (2.60)$$

Из выражения (2.60) следует, что если отсчеты некоррелированы через интервал времени T_n , то $\rho(mT_i) = 0$ для любого $T_n \neq 0$, и выражение (2.60) превратится в равенство $M_3 = M$, то есть вся накопленная пачка отраженных импульсов будет эффективной. Но если отсчеты хоть частично коррелированы, $M_3 < M$ и СК ошибка оценки РО будет возрастать, хотя размер пачки сохранится равным M отсчетов.

2.4.3. Спектральные характеристики радиосигнала, отраженного МО в условиях сдвига ветра и турбулентности атмосферы

РЛ сигнал, отраженный разрешаемым объемом МО, как отмечалось в разделе 1, представляет собой суперпозицию отражений от частиц, заполняющих этот объем, и содержит спектр частот, соответствующий спектру радиальных составляющих скоростей отдельных отражателей. Здесь необходимо отметить, что ДС отраженных сигналов описывает распределение радиальных скоростей отражателей с учетом вклада каждого из них в отраженный сигнал [3, 22], который определяется той частью мощности сигнала разрешаемого объема, которая содержится в парциальном сигнале данного элементарного отражателя.

2.4.3.1. Пространственное распределение средней частоты и ширины доплеровского спектра сигнала, отраженного МО

Рассмотрим совокупность отражателей, задающих в пространстве поле радиальных скоростей $v(\vec{r}_n, t)$ и поле РО, характеризующееся распределением удельной ЭПР $\sigma(\vec{r}_n, t)$, где \vec{r}_n – радиус-вектор частицы МО (рис. 2.9). Предположим, что поля $v(\vec{r}_n, t)$ и $\sigma(\vec{r}_n, t)$ стационарны, во всяком случае, за время наблюдения, т.е. значения $v(\vec{r}_n, t)$ и $\sigma(\vec{r}_n, t)$ не изменяются в течение указанного времени. Таким образом, $v(\vec{r}_n, t) = v(\vec{r}_n)$, $\sigma(\vec{r}_n, t) = \sigma(\vec{r}_n)$. Пусть центр разрешаемого объема будет расположен в точке \vec{r}_0 , а соответствующая функция облучения для данного объема описывается выражением

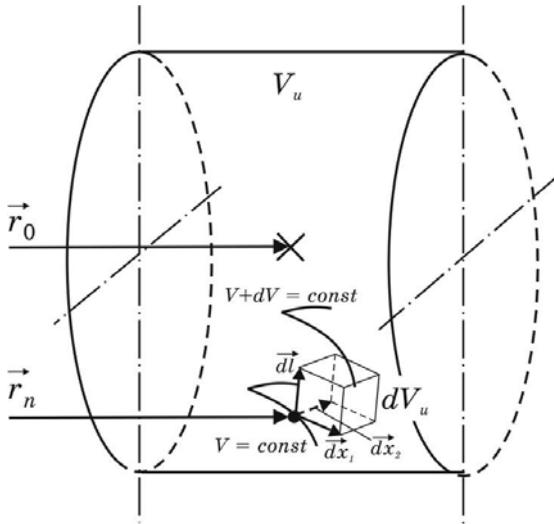


Рис. 2.9. Пространственные соотношения, определяющие спектр мощности сигнала, отраженного МО

$$I(\vec{r}_0, \vec{r}_n) = \frac{C_1 G^4 (\alpha_n - \alpha_0, \beta_n - \beta_0) |w(r_0, r_n)|^2}{r_n^4} \quad (2.61)$$

и определяется ДН АС $G(\alpha, \beta)$ и весовой функцией по дальности $w(r)$ (п. 2.4.1). C_1 – константа, определяемая энергетическими возможностями РЛС.

Зададим в пространстве изодопическую поверхность $v(\vec{r}_n) = \text{const}$ и найдем суммарный вклад в мощность от отражателей, двигающихся со скоростями от v до $v + dv$. Величина этого вклада будет равна суммарной мощности, рассеиваемой объемом, ограниченным двумя поверхностями постоянных скоростей: v и $v + dv$. Зададим теперь элементарный объем $dV_{\hat{e}} = dx_1 dx_2 dl$, где dx_1 и dx_2 – длины двух ортогональных дуг, принадлежащих поверхности $v(\vec{r}_n) = \text{const}$ и пересекающихся в точке \vec{r}_n (рис. 2.9).

Третья координата dl перпендикулярна поверхности $v(\vec{r}_n) = \text{const}$ и может быть определена выражением

$$dl = |\text{grad } v(\vec{r}_n)|^{-1} dv.$$

Вклад в среднюю мощность отраженного сигнала от данного элементарного объема равен

$$d\bar{P}(v) = \sigma(\vec{r}_n) I(\vec{r}_0, \vec{r}_n) dx_1 dx_2 dl = \sigma(\vec{r}_n) I(\vec{r}_0, \vec{r}_n) |\text{grad } v(\vec{r}_n)|^{-1} dx_1 dx_2 dv. \quad (2.62)$$

Интегрирование по изодопической поверхности дает значение суммарной мощности для интервала скоростей $[v, v + dv]$, равное по определению произведению плотности спектра мощности на dv

$$\bar{P}(\vec{r}_0, v) = \bar{S}(\vec{r}_0, v) dv = \left[\iint \sigma(\vec{r}_n) I(\vec{r}_0, \vec{r}_n) |\text{grad } v(\vec{r}_n)|^{-1} dx_1 dx_2 \right] dv, \quad (2.63)$$

где $\bar{S}(\vec{r}_0, v)$ – средняя плотность спектра мощности.

Рассмотрим теперь среднюю радиальную скорость, значение которой, как показано в [22], взвешено распределением мощности

$$\bar{v}_M(\vec{r}_0) = \int_{-\infty}^{\infty} v \bar{S}_n(\vec{r}_0, v) dv, \quad (2.64)$$

где

$$\bar{S}_n(\vec{r}_0, v) = \bar{S}(\vec{r}_0, v) \left/ \int_{-\infty}^{\infty} \bar{S}(\vec{r}_0, v) dv \right. \quad (2.65)$$

– нормированная средняя плотность спектра мощности. Интеграл в знаменателе (2.65) равен суммарной мощности отраженного сигнала и может быть получен интегрированием (2.66) по объему

$$\int_{-\infty}^{\infty} \bar{S}(\vec{r}_0, v) dv = \bar{P}(\vec{r}_0) = \int_{V_{\hat{e}}} \sigma(\vec{r}_n) I(\vec{r}_0, \vec{r}_n) dV_{\hat{e}}. \quad (2.66)$$

Связь между скоростями в точках $v(\vec{r}_n)$ и взвешенным по мощности моментом $\bar{v}_M(\vec{r}_0)$ (2.70) может быть найдена путем подстановки (2.63), (2.65) и (2.66) в выражение (2.64)

$$\bar{v}_M(\vec{r}_0) = \int_{V_\epsilon} v(\vec{r}_n) \sigma(\vec{r}_n) I(\vec{r}_0, \vec{r}_n) dV_\epsilon \bigg/ \int_{V_\epsilon} \sigma(\vec{r}_n) I(\vec{r}_0, \vec{r}_n) dV_\epsilon. \quad (2.67)$$

Значение (2.67), определяемое совместным вкладом мощности (удельной ЭПР) и функции облучения (2.61), может значительно отличаться от среднего по пространству значения скорости отражателей.

Аналогично получаем выражение для взвешенного значения среднеквадратической ширины Δv_M спектра радиальных скоростей ГМ

$$\Delta v_M^2(\vec{r}_0) = \int_{-\infty}^{\infty} [v - \bar{v}(\vec{r}_0)]^2 \bar{S}_n(\vec{r}_0, v) dv. \quad (2.68)$$

Выражение (2.68) может быть приведено к следующему виду

$$\Delta v_M^2(\vec{r}_0) = \frac{\int_{V_\epsilon} v^2(\vec{r}_n) \sigma(\vec{r}_n) I(\vec{r}_0, \vec{r}_n) dV_\epsilon}{\int_{V_\epsilon} \sigma(\vec{r}_n) I(\vec{r}_0, \vec{r}_n) dV_\epsilon} - (\bar{v}_M(\vec{r}_0))^2. \quad (2.69)$$

Данная зависимость характеризует взвешенное отклонение скоростей от средней скорости.

Зависимость значений \bar{v}_M и Δv_M от формы и размеров разрешаемого объема РЛС, задаваемых функцией облучения, а также от распределения удельной ЭПР внутри разрешаемого объема в общем случае существенно затрудняет задачу оценки истинных значений \bar{v} и Δv параметров спектра скоростей ГМ на основе анализа моментов ДС отраженных РЛ сигналов.

2.4.3.2. Влияние размеров разрешаемого объема на оценку спектральных характеристик радиосигнала, отраженного МО

Предположим, что отражаемость $\sigma(\vec{r}_n)$ – постоянная величина, а функция облучения $I(\vec{r}_0, \vec{r}_n)$ стационарна и зависит лишь от разности $\vec{r}_0 - \vec{r}_n$, тогда (2.64) преобразуется к виду

$$\bar{v}(\vec{r}_0) = \int_{V_\epsilon} v(\vec{r}_n) I_n(\vec{r}_0 - \vec{r}_n) dV_\epsilon, \quad (2.70)$$

где $I_n(\bar{r}_0 - \bar{r}_n) = \frac{I(\bar{r}_0 - \bar{r}_n)}{\int_{V_e} I(\bar{r}_0 - \bar{r}_n) dV_e}$ – нормированная функция облучения.

Предположим, что размер разрешаемого объема мал по сравнению с дальностью, так что дивергенцией радиальных скоростей внутри разрешаемого объема можно пренебречь. Тогда, поскольку уравнение (2.70) представляет собой интеграл свертки, выражение для пространственного спектра $\Phi_{\bar{v}}(\mathbf{K})$ средней радиальной скорости можно написать в виде

$$\Phi_{\bar{v}}(\mathbf{K}) = (2\pi)^6 \Phi_X(\mathbf{K}) |F(\mathbf{K})|^2, \quad (2.71)$$

где \mathbf{K} – пространственное волновое число; $\Phi_X(\mathbf{K})$ – спектр (2.5) радиальных скоростей в точке; $F(\mathbf{K})$ – преобразование Фурье функции облучения $I_n(\bar{\mathbf{r}}_0 - \bar{\mathbf{r}}_1)$.

Таким образом, при РЛ измерении пространственный спектр турбулентности фильтруется весовой функцией разрешаемого объема, что приводит к уменьшению наблюдаемой интенсивности турбулентности на масштабах, меньших радиального размера разрешаемого объема.

Для большинства функций облучения $I_n(\bar{r}_0 - \bar{r}_n)$ хорошей аппроксимацией величины $F(\mathbf{K})$ является трехмерная функция Гаусса [60, с.383]

$$|F(\mathbf{K})|^2 = (2\pi)^{-6} \exp \left[-K_X^2 \sigma_r^2 - (K_Y^2 + K_Z^2) r^2 \sigma_\alpha^2 \right], \quad (2.72)$$

где K_X , K_Y и K_Z – пространственные частоты турбулентного потока вдоль осей OX , OY и OZ соответственно; σ_α^2 – второй центральный момент ДНА (для излучения и приема), который для ДНА гауссовского вида с круговой симметрией можно представить выражением $\sigma_\alpha^2 = \sigma_\beta^2 = \Delta\alpha^2 / (16 \ln 2) = \Delta\beta^2 / (16 \ln 2)$; σ_r^2 – второй центральный момент функции пространственного разрешения, который для импульсного ЗС с прямоугольной огибающей и гауссовской ПФ приемника равен $\sigma_r^2 = (0,35c\tau_e / 2)^2$.

Подставив выражение (2.71) в соотношения (2.6) и (2.7), получим уравнения для измеряемых РЛС (профильтрованных разрешаемым объемом) одномерных спектров турбулентности [60, с.383]

$$S_X(K_X) = \frac{(2\pi)^6}{2} \int_{K_X}^{\infty} \left(1 - \frac{K_X^2}{K^2} \right) \frac{E(K)}{K} |F(K)|^2 dK, \quad (2.73)$$

$$S_Y(K_Y) = \frac{(2\pi)^6}{4} \int_{K_Y}^{\infty} \left(1 + \frac{K_Y^2}{K^2}\right) \frac{E(K)}{K} |F(K)|^2 dK, \quad (2.74)$$

$$S_Z(K_Z) = \frac{(2\pi)^6}{4} \int_{K_Z}^{\infty} \left(1 + \frac{K_Z^2}{K^2}\right) \frac{E(K)}{K} |F(K)|^2 dK. \quad (2.75)$$

Обозначим дисперсию турбулентной скорости в точке через Δv_p^2

$$\Delta v_p^2 = \langle v^2 \rangle - \langle v \rangle^2,$$

где угловые скобки обозначают усреднение по ансамблю.

При однородной структуре РО ширина спектра радиальной скорости Δv определяется как

$$\Delta v^2 = \overline{v^2} - (\overline{v})^2, \quad (2.76)$$

где черта сверху обозначает пространственное усреднение скоростей с учетом влияния ДН и размеров разрешаемого объема.

Дисперсия средней доплеровской скорости при усреднении по ансамблю имеет вид

$$\sigma_{\overline{v}}^2 = \langle (\overline{v})^2 \rangle - \langle \overline{v} \rangle^2. \quad (2.77)$$

Предполагая локальную однородность турбулентности, осевую симметрию функции облучения $I_n(\vec{\mathbf{r}}_0 - \vec{\mathbf{r}}_1)$ и считая, что последовательность выполнения операций усреднения по ансамблю и по пространству можно менять, запишем уравнение (2.77) в виде

$$\sigma_{\overline{v}}^2 = \langle (\overline{v})^2 \rangle - \overline{\langle v \rangle^2}. \quad (2.78)$$

Тогда соотношение (2.76) с учетом (2.78) приводится к виду

$$\Delta v_p^2 = \langle \sigma_v^2 \rangle + \sigma_{\overline{v}}^2. \quad (2.79)$$

Выражение (2.79) показывает, что дисперсия в точке равна сумме квадрата ширины спектра при осреднении по ансамблю и пространственной дисперсии скоростей, взвешенной функцией облучения (разрешаемым объемом).

Выразим значения дисперсии скоростей, измеренных в точке и осредненных по разрешаемому объему, через соответствующие характеристики спектров

$$\Delta v_p^2 = \int \Phi_X(\mathbf{K}) d\mathbf{v} \quad \text{и} \quad \sigma_{\overline{v}}^2 = \int \Phi_{\overline{v}}(\mathbf{K}) d\mathbf{v}.$$

В этом случае ширина ДС с учетом (2.68) равна

$$\Delta v_p^2 = \int \Phi_X(\mathbf{K}) dv - \int \Phi_{\bar{v}}(\mathbf{K}) dv = \int \left[1 - (2\pi)^6 |F(\mathbf{K})|^2 \right] \Phi_X(\mathbf{K}) dv. \quad (2.80)$$

Подставив в (2.80) выражения (2.5) и (2.72), получим следующие зависимости

$$\begin{aligned} \Delta v_p^2 &= \int_{V_{\dot{\epsilon}}} \left[1 - \exp \left[-K_X^2 \sigma_r^2 - (K^2 - K_X^2) r^2 \sigma_\alpha^2 \right] \right] \left(1 - \frac{K_X^2}{K^2} \right) \frac{E(K)}{4\pi K^2} dv \approx \\ &\approx \left[1 - \exp \left[-K_X^2 \sigma_r^2 - (K^2 - K_X^2) r^2 \sigma_\alpha^2 \right] \right] \left(1 - \frac{K_X^2}{K^2} \right) \frac{E(K)}{4\pi K^2} V_{\dot{\epsilon}}. \end{aligned}$$

При $E(K) = A\epsilon^{2/3} K^{-5/3}$ ширина спектра радиальной скорости будет равна

$$\Delta v_p^2(K_X) = \left[1 - \exp \left[-K_X^2 \sigma_r^2 - (K^2 - K_X^2) r^2 \sigma_\alpha^2 \right] \right] \left(1 - \frac{K_X^2}{K^2} \right) \frac{A\epsilon^{2/3} K^{-11/3}}{4\pi} V_{\dot{\epsilon}}.$$

Поскольку вертикальный масштаб турбулентности меньше горизонтального на порядок [60], то для пространственных частот справедливо обратное утверждение. Тогда $K^2 = K_X^2 + K_Y^2 + K_Z^2 \approx 2K_X^2$. В этом случае

$$\Delta v_p^2(K_X) = \left[1 - \exp \left[-K_X^2 \sigma_r^2 - K_X^2 r^2 \sigma_\alpha^2 \right] \right] \frac{A\epsilon^{2/3} K^{-11/3}}{8\pi} V_{\dot{\epsilon}}. \quad (2.81)$$

В публикациях [60, 69, 178], посвященных анализу экспериментальных данных, полученных с использованием самолетов-лабораторий, отмечается, что экспоненциальное слагаемое в (2.81) в большинстве случаев, особенно для бортовых РЛС с высокой разрешающей способностью, практически несущественно, поэтому можно полагать значения соответствующих весовых коэффициентов в (2.70) и (2.82) постоянными в пределах объема V_u . В этом случае оценки \bar{v}_M и Δv_M будут хорошим приближением к истинным значениям \bar{v} и Δv . Поэтому в дальнейшем положим, что

$$\bar{v} \approx \bar{v}_M, \quad \Delta v \approx \Delta v_M. \quad (2.82)$$

2.4.3.3. Влияние периода повторения зондирующего сигнала на оценку спектральных характеристик радиосигнала, отраженного МО

Одновременное независимое воздействие однородного СВ и множества факторов, увеличивающих ширину спектра радиальных скоростей (турбулентность, перемещение луча, движение носителя РЛС и др.) приводят к

тому, что спектр мощности отраженных сигналов можно полагать гауссовым [60, с.124]

$$S(f) = \frac{S}{\sqrt{2\pi\Delta f}} \exp\left[-\frac{(f - \bar{f})^2}{2\Delta f^2}\right] + \frac{2NT_{\dot{\gamma}}}{\lambda}. \quad (2.83)$$

Соответствующая АКФ будет иметь вид

$$\begin{aligned} B(mT_{\dot{\gamma}}) &= S \exp\left[-2(\pi\Delta f m T_{\dot{\gamma}})^2\right] \exp\left[-j2\pi\bar{f} m T_{\dot{\gamma}}\right] + N\delta m = \\ &= S\rho(mT_{\dot{\gamma}}) \exp\left[-j2\pi\bar{f} m T_{\dot{\gamma}}\right] + N\delta m, \end{aligned}$$

$$\text{где} \quad \rho(mT_{\dot{\gamma}}) = \exp\left[-2(\pi\Delta f m T_{\dot{\gamma}})^2\right] \quad (2.84)$$

– нормированный коэффициент корреляции; N – спектральная плотность мощности шума приемника РЛС.

Для обеспечения высокой точности оценки параметров ДС сигнала, отраженного МО, существенно необходима корреляция между отсчетами. Коэффициент корреляции (2.87) будет возрастать при уменьшении периода повторения $T_{\dot{\gamma}}$. При этом дисперсии оценок средней частоты и СК ширины ДС [60]

$$\text{var}(\bar{f}) \approx \lambda^2 \frac{(1 + N/S)^2 - \rho^2(T_{\dot{\gamma}})}{8M\rho^2(T_{\dot{\gamma}})T_{\dot{\gamma}}^2}$$

$$\text{и} \quad \text{var}(\Delta f) \approx \lambda^2 \frac{(1 - \rho^2(T_{\dot{\gamma}}))^2 + 2(1 - \rho^2(T_{\dot{\gamma}}))N/S + (1 + \rho^2(T_{\dot{\gamma}}))(N/S)^2}{32\pi^2 M\Delta f\rho^2(T_{\dot{\gamma}})T_{\dot{\gamma}}^2}$$

будут уменьшаться по экспоненциальному закону.

Определим пределы возможного изменения $T_{\dot{\gamma}}$. В соответствии с [60] высокая корреляция отсчетов обеспечивается при выполнении неравенства

$$\lambda/(2T_{\dot{\gamma}}) \geq 2\pi\Delta v, \quad (2.85)$$

т.е. ширина спектра скоростей турбулентного МО должна быть существенно меньше интервала однозначного определения скорости.

С другой стороны, уменьшение периода повторения ограничено необходимостью однозначного измерения дальности МО в пределах дальности действия РЛС. Максимальное значение однозначно измеряемой дальности составляет

$$r_{\max} = cT_{\dot{\gamma}}/2. \quad (2.86)$$

Тогда из (2.85) и (2.86) следует неравенство, определяющее границы допустимых значений периода повторения

$$2r_{\max}/c \leq T_i \leq \lambda/(4\pi\Delta\nu). \quad (2.87)$$

2.4.4. Влияние движения носителя на спектральные и энергетические характеристики РЛ сигналов, отраженных метеобъектами

2.4.4.1. Влияние движения носителя на оценку средней частоты и ширины спектра сигналов МО, принимаемых бортовой РЛС

Собственное движение носителя РЛС, как отмечалось в п. 1.3, приводит к дополнительному перемещению рассеивающих частиц МО относительно ФЦА РЛС и, следовательно, к появлению в ДС отраженных сигналов дополнительных составляющих, искажающих действительный спектр радиальных скоростей отражателей. Это обстоятельство обуславливает необходимость учета и компенсации влияния собственного движения носителя РЛС при оценке параметров доплеровского спектра сигналов.

Рассмотрим влияние радиальной и тангенциальной составляющих скорости носителя РЛС. Для оценки вклада этих составляющих введем некоторые ограничения:

1. Величина перемещения носителя РЛС за время обработки сигналов должна быть много меньше дальности, на которой производится оценка параметров отраженных сигналов.

2. Величина перемещения носителя РЛС не должна превышать размеров разрешаемого объема РЛС по соответствующему направлению.

Наличие радиальной составляющей скорости носителя РЛС приводит к сдвигу всего ДС отраженных сигналов (без искажения формы) вдоль оси частот на величину $\bar{f}_{\text{дд}}$ (1.23). Кроме того, высокая радиальная скорость движения носителя РЛС (при малых углах места МО) приводит также к значительной смене отражающего объема МО за время обработки сигналов [162]. Изменение пространственного положения разрешаемого объема при движении носителя РЛС приводит к смене состава отражателей, формирующих сигнал от $V_{\text{и}}$, и, следовательно, к декорреляции отраженных сигналов, выражающейся в расширении спектра флуктуаций сигналов [162]. Интервал корреляции этих флуктуаций равен времени, необходимому для того, чтобы разрешаемый объем полностью обновился,

$$\tau_{\delta} = \frac{-\tau_c}{2} \cdot \frac{1}{W_r}.$$

Существует и другая причина расширения ДС сигналов, принимаемых подвижной РЛС. К нему приводит регулярное поперечное (по отношению к направлению излучения) перемещение отражателей, обусловленное, например, тангенциальным перемещением носителя РЛС [118, 151]. Рассмотрим случай тангенциального перемещения носителя РЛС в азимутальной плоскости (влияние перемещения в угломестной плоскости аналогично). Пусть носитель РЛС движется со скоростью W и максимум ДН составляет угол $\alpha_0 \neq 0$ с направлением движения.

Каждый ГМ, входящий в разрешаемый объем МО, перемещается относительно РЛС с радиальной скоростью, зависящей от его азимута α_n , определяемой выражением

$$v_n = W \cos \alpha_n .$$

Следовательно, разброс радиальных скоростей отражателей, входящих в разрешаемый объем, определяется выражением

$$\partial v = W \sin \alpha \Delta \alpha ,$$

которое при узкой ДН, т.е. в случае изменения α в небольших пределах, когда сохраняется примерно прямо пропорциональная зависимость между скоростью v_n и азимутом α_n

$$\partial v = W_\tau \Delta \alpha ,$$

т.е. разброс скоростей определяется произведением скорости поперечного перемещения носителя и ширины ДН, откуда диапазон доплеровских частот или ширина спектра флюктуаций, обусловленных поперечным перемещением носителя РЛС в азимутальной плоскости, оказывается равной

$$\Delta f_\tau = \frac{2\partial v}{\lambda} = \frac{2W_\tau \Delta \alpha}{\lambda} . \quad (2.88)$$

Например, при тангенциальной скорости носителя РЛС $W_\tau = 30$ м/с, длине волны $\lambda = 3$ см и ширине ДН $\Delta \alpha = 2,6^\circ$ ширина спектра флюктуаций $\Delta f_\tau \approx 100$ Гц., то есть даже небольшое отклонение ДН от направления носителя ($W_\tau = 30$ м/с при $W = 600$ м/с и $\alpha_0 = 3^\circ$) приводит к заметному расширению спектра отраженного сигнала.

Если же имеют место тангенциальные перемещения носителя РЛС одновременно в двух плоскостях (азимутальной и угломестной), то ширина спектра флюктуаций (2.88) в этом случае будет равна

$$\Delta f_\tau = \sqrt{\Delta f_y^2 + \Delta f_z^2} = \frac{2}{\lambda} \sqrt{(W_y \Delta \alpha)^2 + (W_z \Delta \beta)^2} , \quad (2.89)$$

где W_y, W_z – проекции скорости носителя на оси OY_a и OZ_a соответственно.

Оценим влияние перемещения носителя РЛС на вид АКФ сигналов, отраженных МО и принимаемых подвижной РЛС. Наличие ненулевой радиальной скорости сближения носителя РЛС с исследуемым разрешаемым объемом приводит к появлению в отраженных сигналах дополнительного фазового сдвига, характеризуемого частотой (2.89). Тангенциальное перемещение носителя вызывает уменьшение модуля АКФ из-за его зависимости от значений ДН. В предположении о сепарабельности ДН аппроксимируем ее широко используемыми гауссовскими функциями

$$G(\alpha_n) = \exp\left(-\frac{(\alpha_n - \alpha_0)^2}{\Delta\alpha}\right); \quad G(\beta_n) = \exp\left(-\frac{(\beta_n - \beta_0)^2}{\Delta\beta}\right). \quad (2.90)$$

Тогда, вследствие перемещения носителя РЛС в АКФ отраженных сигналов (2.37), появится множитель

$$B_{\text{аа}}(\tau) = \exp\left(j\frac{4\pi\Delta_r}{\lambda}\right) \exp\left(-\frac{2\pi^2\Delta_y^2\Delta\alpha^2}{\lambda^2}\right) \exp\left(-\frac{2\pi^2\Delta_z^2\Delta\beta^2}{\lambda^2}\right), \quad (2.91)$$

где Δ_r – перемещение носителя РЛС в радиальном направлении за время τ ; Δ_y, Δ_z – перемещения носителя за время τ вдоль осей OY_a и OZ_a соответственно.

Для исключения флюктуаций сигналов, возникающих из-за радиального и тангенциального перемещения носителя РЛС, необходимо стабилизировать положение разрешаемого объема в пространстве относительно ФЦА РЛС или, другими словами, смещать ФЦА таким образом, чтобы его положение относительно центра разрешаемого объема МО в течение времени обработки отраженных сигналов оставалось бы постоянным (так называемый режим «квазинеподвижной РЛС»).

Определим величину смещения ФЦА. Для этого необходимо оценить соответствующие проекции скорости изменения положения разрешаемого объема относительно ФЦА за счет движения носителя РЛС. Эти проекции равны:

- радиальная проекция $W_r = W \cos \alpha_0 \cos \beta_0$;
- проекция на ось OY_a $W_y = W \sin \alpha_0$;
- проекция на ось OZ_a $W_z = W \cos \alpha_0 \sin \beta_0$.

Тогда за время τ относительное перемещение разрешаемого объема составит:

- радиальная проекция $\Delta_r = W\tau \cos \alpha_0 \cos \beta_0$;
- по оси OY_a $\Delta_y = W\tau \sin \alpha_0$;
- по оси OZ_a $\Delta_z = W\tau \cos \alpha_0 \sin \beta_0$.

С учетом (2.92) выражение (2.91) для множителя АКФ, обусловленного движением носителя РЛС, будет иметь вид

$$B_{\bar{a}\bar{a}}(\tau) = \exp\left(j4\pi \frac{W\tau \cos \alpha_0 \cos \beta_0}{\lambda}\right) \exp\left(-2\pi^2 \left(\frac{W\tau \sin \alpha_0 \Delta\alpha}{\lambda}\right)^2\right) \times \exp\left(-2\pi^2 \left(\frac{W\tau \cos \alpha_0 \sin \beta_0 \Delta\beta}{\lambda}\right)^2\right). \quad (2.93)$$

Система координат $X_a Y_a Z_a$ соответствует случаю использования АС с механическим сканированием в горизонтальной и вертикальной плоскостях. Однако, если АС жестко связана с осью X , что имеет место при использовании фазированных антенных решеток (ФАР) с электронным сканированием, то необходимо перейти к системе координат $X_a YZ$. Для этого случая получим

$$\begin{aligned} \Delta'_r &= W\tau \sec \alpha_0 \sec \beta_0; \\ \Delta'_y &= W\tau \operatorname{tg} \alpha_0; \\ \Delta'_z &= W\tau \sec \alpha_0 \operatorname{tg} \beta_0. \end{aligned} \quad (2.94)$$

Тогда выражение для множителя АКФ, обусловленного движением носителя РЛС с ФАР, будет иметь вид

$$B'_{\bar{a}\bar{a}}(\tau) = \exp\left(j4\pi \frac{W\tau \sec \alpha_0 \sec \beta_0}{\lambda}\right) \exp\left(-2\pi^2 \left(\frac{W\tau \operatorname{tg} \alpha_0 \Delta\alpha}{\lambda}\right)^2\right) \times \exp\left(-2\pi^2 \left(\frac{W\tau \sec \alpha_0 \operatorname{tg} \beta_0 \Delta\beta}{\lambda}\right)^2\right). \quad (2.95)$$

Пусть для АС РЛС справедливы соотношения

$$\Delta\alpha \approx \lambda/L_y, \quad \Delta\beta \approx \lambda/L_z,$$

где L_y, L_z – линейные размеры раскрыва АС РЛС в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно.

Если ввести следующие обозначения

$$\bar{f}_{\bar{a}\bar{a}} = \frac{2\Delta_r}{\lambda\tau}, \quad \Delta f_y = \frac{\Delta_y \Delta\alpha}{\lambda\tau} \approx \frac{\Delta_y}{L_y \tau}, \quad \Delta f_z = \frac{\Delta_z \Delta\beta}{\lambda\tau} \approx \frac{\Delta_z}{L_z \tau},$$

то выражение (2.95) можно записать в виде

$$B_{\bar{a}\bar{a}}(\tau) = \exp(j2\pi \bar{f}_{\bar{a}\bar{a}} \tau) \exp(-\pi(\Delta f_y + \Delta f_z) \tau). \quad (2.96)$$

Итак, АКФ отраженных сигналов, принятых РЛС на движущемся носителе, и, соответственно, их ДС отличаются от АКФ и спектра сигналов, принимаемых неподвижной РЛС. Помимо параметров \bar{f} и Δf , зависящих от параметров \bar{v} и Δv спектра радиальных скоростей ГМ, АКФ сигналов, принятых подвижной РЛС, будет зависеть и от параметров $\bar{f}_{\text{дд}}$, Δf_y , Δf_z , определяемых собственным движением носителя РЛС. При этом Δf_y и Δf_z обуславливают расширение ДС отраженных сигналов, а $\bar{f}_{\text{дд}}$ вызывает сдвиг его средней частоты. Для примера на рисунке 2.10 представлены нормированные модули АКФ для различных видов излучения и мест установки РЛС.

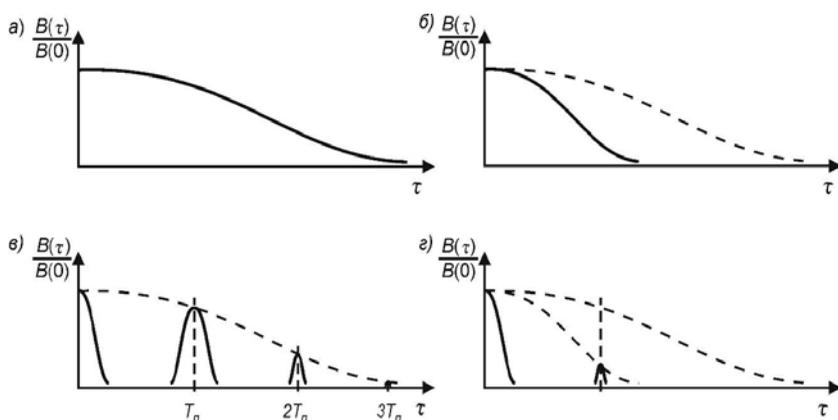


Рис. 2.10. Вид нормированной огибающей АКФ сигнала, отраженного разрешаемым объемом МО: *а* – непрерывное излучение и неподвижная РЛС; *б* – РЛС расположена на движущемся носителе; *в* – импульсное излучение и неподвижная РЛС; *г* – РЛС расположена на движущемся носителе

Как свидетельствуют многочисленные экспериментальные данные [27, 62],

$$\Delta f_y \gg \Delta f, \quad \Delta f_z \gg \Delta f.$$

Эти неравенства показывает, что невозможно с высокой точностью оценить величину Δf и по ней обнаружить наличие зоны опасной турбулентности, не компенсировав перемещение ФЦА, обусловленное тангенциальной составляющей скорости носителя РЛС, поэтому следует сделать вывод о том, что при обнаружении опасных зон МО необходимо одновременно решать 2 взаимосвязанных задачи:

– производить оценку моментов спектра радиальных скоростей частиц МО;

– выполнять компенсацию влияния перемещений носителя РЛС.

Из (2.96) следует, что для исключения влияния собственного движения носителя РЛС необходимо обеспечить выполнение условия

$$\bar{f}_{\dot{\alpha}\alpha} = 0, \Delta f_y = 0, \Delta f_z = 0. \quad (2.97)$$

2.4.4.2. Влияние движения носителя на оценку радиолокационной отражаемости МО

Как отмечалось в п.п. 2.4.4.1, в общем случае из-за коррелированности отраженных сигналов математическое ожидание флуктуирующей части мощности отраженных сигналов (2.58) не равно нулю, что увеличивает ошибку оценки РО. Одним из факторов, определяющих степень корреляции сигналов при размещении РЛС на борту подвижного носителя, являются скорость и направление движения носителя РЛС.

В частности, с учетом (2.88) коэффициент корреляции (нормированная АКФ) принимаемых сигналов может быть выражен в виде

$$\begin{aligned} \rho(\tau) &= \exp\left\{-\left[(2\pi\Delta f\tau)^2 + (2\pi\Delta f_\tau\tau)^2\right]\right\} = \\ &= \exp\left\{-\left[\left(\frac{4\pi\Delta V\tau}{\lambda}\right)^2 + 4\pi\left(\frac{W\tau\Delta\alpha \sin\alpha_0 \cos\beta_0}{\lambda}\right)^2 + 4\pi\left(\frac{W\tau\Delta\beta \sin\beta_0}{\lambda}\right)^2\right]\right\}. \end{aligned} \quad (2.98)$$

При накоплении M отсчетов отраженных сигналов, взятых с интервалом T_n , степень корреляции между ними будет различна вследствие увеличения задержки между ними. Для m -го отсчета ($m \leq M$) время задержки будет составлять mT_n , и выражение (2.102) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} \rho(mT_n) &= \\ &= \exp\left[-m^2\left\{\left(\frac{4\pi\Delta V T_n}{\lambda}\right)^2 + 4\pi\left(\frac{W T_n \Delta\alpha \sin\alpha_0 \cos\beta_0}{\lambda}\right)^2 + 4\pi\left(\frac{W T_n \Delta\beta \sin\beta_0}{\lambda}\right)^2\right\}\right], \end{aligned}$$

откуда следует выражение

$$\rho(mT_n) = [\rho(T_n)]^m. \quad (2.99)$$

Зная значения коэффициента корреляции $\rho(mT_n)$, по (2.60) можно определить количество эффективных (некоррелированных) отсчетов M_s . Значения M_s в функции азимута α представлены на рисунке 2.11 (при этом полагалось $M = 5$, $\beta = 0$). Анализ зависимостей, приведенных на рисунке 2.11, показывает, что при $\frac{W T_n}{\lambda} > 10$ на углах визирования $\alpha > 30^\circ$ имеет

место полная декорреляция отсчетов принимаемых сигналов и $M_3 = M$. Зная значения M_3 , можно определить СКО (ошибку) оценки средней мощности \bar{P}_{ip} в зависимости от азимута α .

При когерентном накоплении M_3 последовательных частично коррелированных отсчетов отраженных сигналов СК ошибка оценки средней мощности (2.62) равна

$$\sigma_{\bar{P}} = \frac{\sigma_{Pm}}{M_3}, \quad (2.100)$$

где $\sigma_{\bar{P}}$ – СК ошибка оценки средней мощности; σ_{Pm} – СК ошибка единичного измерения $P_{ip m}$, которая, как показано в работе [141, с.91], составляет 5,57 дБ.

Значения СКО $\sigma_{\bar{P}}$, рассчитанные по формуле (2.100) для значений M_3 , представленных на рисунке 2.11, приведены на рисунке 2.12. Анализ приведенных на рисунке 2.12 зависимостей, иллюстрирующих влияние собственного движения носителя РЛС на энергетические характеристики сигналов, отраженных от МО, показал, что ошибка оценки средней мощности отраженного сигнала и, следовательно, РО за счет влияния движения и коррелированности выборок лежит в пределах 2-2,2 дБ при $WT_1/\lambda > 10$ и азимуте $\alpha_0 > 30^\circ$ ($M = 5$), и 3-5,6 дБ при $WT_1/\lambda < 10$ и азимуте $\alpha_0 < 30^\circ$ ($M = 5$). Варьируя величину принимаемой пачки M (за счет изменения периода повторения ЗС или скорости сканирования ДН), можно снизить ошибки оценки РО до требуемого значения.

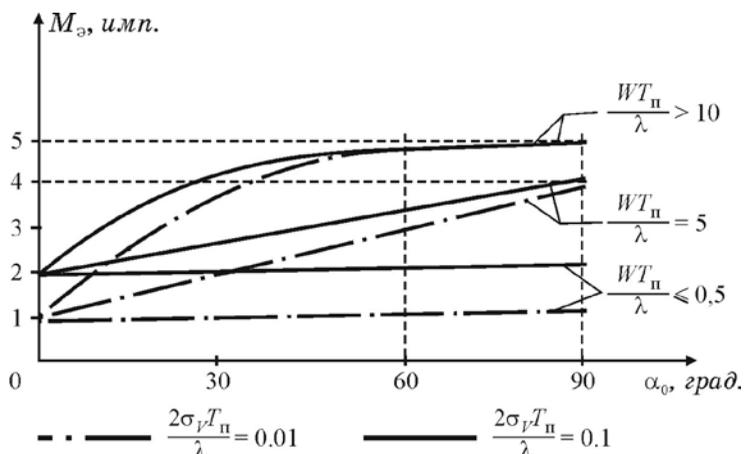


Рис. 2.11. Зависимость величины эффективной выборки сигналов от азимута (для $M = 5$, $\Delta\alpha = \Delta\beta = 2,4$ град.)

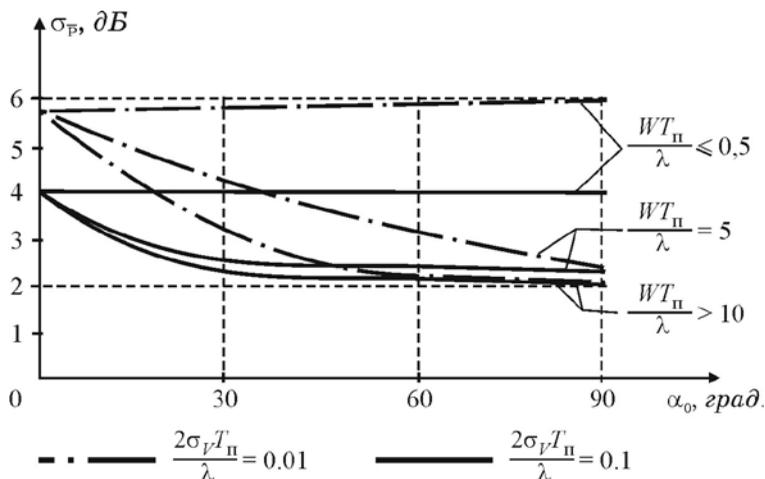


Рис. 2.12. Зависимость СК ошибки оценки средней мощности от азимута (для $M = 5$, $\Delta\alpha = \Delta\beta = 2,4$ град.)

Далее необходимо определить величину излучаемой пачки импульсов M для получения постоянной заданной величины эффективной пачки $M_{\text{Э}}$. Постоянство значения $M_{\text{Э}}$ на всех азимутах в передней полусфере ЛА ($\alpha_0 \leq \pm 90^\circ$) обеспечит постоянство СК ошибки $\sigma_{\bar{P}}$ оценки РО на всех азимутах. Преобразуем выражение (2.60) с учетом (2.99)

$$\frac{1}{M_{\text{Э}}} = \frac{1}{M} + \frac{2}{M} \sum_{m=1}^{M-1} \left(1 - \frac{m}{M}\right) \rho(T_{\text{Г}})^{m^2}. \quad (2.101)$$

Для определения величины излучаемой пачки M необходимо решить уравнение (2.101) относительно M при заданном значении эффективной пачки $M_{\text{Э}}$. Вследствие сложности аналитического решения этого уравнения оценка M выполнена численными методами с учетом следующих технических характеристик РЛС:

- длина волны $\lambda = 3,2$ см;
- частота повторения ЗС $F_{\text{п}} = 1/T_{\text{п}} = 1$ кГц;
- эффективное число накапливаемых импульсов $M_{\text{Э}} = 5$.

Результат расчета приведен на рис. 2.13. Рис. 2.13,а соответствует случаю турбулентности со СК шириной спектра скоростей $\sigma_v = 0,25$ м/с, рис. 2.13,б – турбулентности с $\sigma_v = 2,5$ м/с.

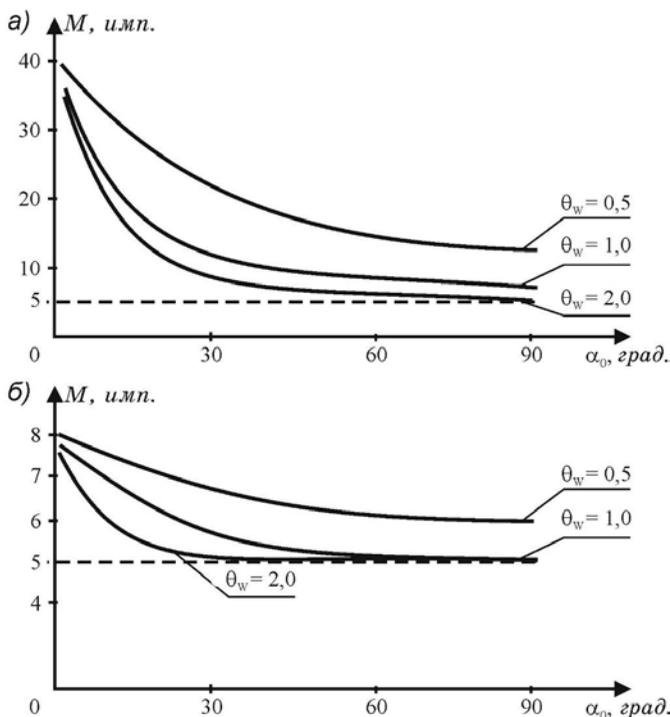


Рис. 2.13. Зависимость величины обрабатываемой пачки сигналов для получения эффективной выборки M_3 : *a* – в случае турбулентности с СК ширины спектра скоростей $\Delta V = 0,25$ м/с; *б* – в случае турбулентности с СК ширины спектра скоростей $\Delta V = 2,5$ м/с

В качестве параметра при расчете использована величина $\theta_W = 2\sqrt{2\pi WT_i} \Delta\alpha/\lambda$, при этом:

- $\theta_W = 0,5$ соответствует комбинации $\Delta\alpha = 3^\circ$, $W = 450$ км/ч или $\Delta\alpha = 7^\circ$, $W = 200$ км/ч;
- $\theta_W = 1$ соответствует комбинации $\Delta\alpha = 3^\circ$, $W = 900$ км/ч или $\Delta\alpha = 7^\circ$, $W = 400$ км/ч;
- $\theta_W = 2$ соответствует комбинации $\Delta\alpha = 7^\circ$, $W = 800$ км/ч.

Анализ результатов расчета, приведенных на рисунке 2.13, показывает, что величина излучаемой пачки импульсов существенно зависит практически от всех характеристик МО, носителя РЛС и самой РЛС, в том числе от углов визирования в горизонтальной и вертикальной плоскостях (от азимута и угла места).

2.4.5. Использование параметрических моделей для описания сигнала, отраженного МО

Время РЛ контакта с МО бортовых РЛС современных и перспективных скоростных ЛА предельно ограничено, что не позволяет получить отраженный сигнал (пачку радиоимпульсов, отраженных МО) большого объема. Малая длительность пачки (выборки) в силу фундаментального соотношения неопределенностей (п. 2.5) определяет недостаточную точность измерения и разрешающую способность РЛС по частоте (скорости).

Пачечный характер отраженного сигнала эквивалентен умножению его во временной области на прямоугольное окно. При этом предполагается, что сигнал и его АКФ равны нулю за пределами интервала наблюдения. Вследствие такого умножения в спектре обрабатываемого сигнала за счет эффекта Гиббса появляются боковые лепестки с максимальным уровнем около минус 13 дБ [169]. Для сглаживания перехода к нулевым значениям дискретные отсчеты комплексной огибающей сигнал (или ее АКФ) перед доплеровским анализом подвергаются весовой обработке [93]

$$\dot{S}_w(m) = W(m)\dot{S}(m) ,$$

где $W(m)$ – функция весового окна.

Применение весовой обработки, направленной на уменьшение маскирующего действия боковых лепестков спектра, приводит к расширению основного лепестка доплеровского спектра, т.е. к завышению оценок ширины спектра скоростей ГМ, а также к энергетическим потерям и необходимости выделения временных ресурсов на весовую обработку.

На практике, в особенности, когда сигналы являются узкополосными и их АКФ близка к периодической, указанное предположение не соответствует действительности. Поэтому целесообразно, располагая малым отрезком АКФ (или малым объемом выборки отраженного сигнала), продолжить ее за пределы интервала наблюдения, основываясь на некоторых априорных данных о характере принимаемого сигнала [105]. Во многих практических случаях целевая обстановка, обуславливающая формирование отраженного сигнала, может быть достаточно точно смоделирована линейной системой конечного порядка (Приложение 3). В общем случае связь между входным и выходным сигналами в линейной системе (формирующем фильтре) с рациональной передаточной функцией описывается линейным разностным уравнением

$$s(m) = \sum_{k=1}^p a_k s(m-k) + \sum_{k=1}^q b_k e(m-k) + e(m) , \quad (2.102)$$

где $s(m)$, $e(m)$ – выходной и входной сигналы системы соответственно; p – порядок авторегрессии (АР); q – порядок скользящего среднего (СС); a_k и b_k – комплексные АР и СС коэффициенты соответственно.

Модель (2.102) известна как модель авторегрессии-скользящего среднего (АРСС).

Если в выражении (2.102) все коэффициенты $b_k = 0$, то сигнал $s(m)$ представляет собой линейную регрессию своих прошлых значений (модель авторегрессии)

$$s(m) = \sum_{k=1}^p a_k s(m-k) + e(m) \quad (2.103)$$

или в матричной форме

$$\bar{a}^T \bar{S}(m) = \bar{b}^T \bar{E}(m), \quad (2.104)$$

где T – символ операции транспонирования;

$\bar{a} = [1 \quad -a_1 \quad \dots \quad -a_p]^T$ – $(p+1)$ -элементный вектор АР коэффициентов;

$\bar{S}(m) = [s(m) \quad s(m-1) \quad \dots \quad s(m-p)]^T$ – $(p+1)$ -элементный вектор отсчетов

выходного сигнала; $\bar{b} = [1 \quad b_1 \quad \dots \quad b_q]^T$ – $(q+1)$ -элементный вектор СС

коэффициентов; $\bar{E}(m) = [e(m) \quad e(m-1) \quad \dots \quad e(m-q)]^T$ – $(q+1)$ -элементный вектор отсчетов входного сигнала.

Соответственно, если в выражении (2.102) все коэффициенты $a_k = 0$, то имеет место модель скользящего среднего.

АР модель во многих практических случаях может достаточно точно описывать целевую обстановку, обуславливающую формирование отраженного сигнала. Это связано с ее способностью адекватно отображать узкополосные спектральные компоненты. Другие модели на базе рациональных функций (СС и АРСС) не обладают указанным преимуществом либо в настоящее время недостаточно исследованы.

В случае использования в качестве формирующего сигнала $e(m)$ дискретного комплексного нормального белого шума с нулевым средним значением и дисперсией σ_e^2 выражение, связывающее параметры АР модели с АКФ сигнала $s(m)$, отраженного МО, имеет вид [56, 91]

$$B(m) = \begin{cases} B^*(-m), & m < 0; \\ \sum_{k=1}^p a_k B^*(k) + \sigma_e^2, & m = 0; \\ \sum_{k=1}^p a_k B(m-k), & m > 0. \end{cases} \quad (2.105)$$

Из выражения (2.105) следует, что при использовании АР модели имеется возможность однозначно продолжить АКФ сигнала $s(m)$ до бесконечности с помощью рекуррентного соотношения

$$B(m) = \sum_{k=1}^p a_k B(m-k) \text{ для всех } m > q. \quad (2.106)$$

Преобразование Фурье АКФ (2.105) представляет собой спектральную плотность мощности сигнала $s(m)$

$$S(f) = \sigma_e^2 T_{\dot{t}} \left| 1 - \sum_{k=1}^p a_k \exp(-j2\pi f k T_{\dot{t}}) \right|^{-2} \quad (2.107)$$

или в векторном виде

$$S(f) = \frac{\sigma_e^2 T_{\dot{t}}}{\bar{c}_p^H(f) \bar{a} \bar{a}^H \bar{c}_p(f)}, \quad (2.108)$$

где $\bar{c}_p(f) = [1 \ \exp(j2\pi f T_{\dot{t}}) \ \dots \ \exp(j2\pi f p T_{\dot{t}})]^T$ – вектор комплексных синусоид; H – символ операции эрмитова сопряжения, заключающейся в последовательном выполнении операций транспонирования и комплексного сопряжения.

Из выражения (2.107) следует, что для оценки $S(f)$ необходимо путем обработки выборки реальных сигналов [105] определить значения a_k АР коэффициентов, а также дисперсию σ_e^2 формирующего сигнала (шума).

Если полином, находящийся в знаменателе спектральной плотности (2.107), разложить на множители, то ее можно записать в виде

$$S(f) = \sigma_e^2 T_{\dot{t}} \left(\prod_{k=1}^p |A_k(f)| \right)^{-2}, \quad (2.109)$$

где $|A_k(f)| = \sqrt{\text{Re}\{A_k(f)\}^2 + \text{Im}\{A_k(f)\}^2}$; $A_k(f) = 1 - |z_k| \exp[-j(2\pi f T_{\dot{t}} - \phi_k)]$ – спектр АР процесса первого порядка; $z_k = |z_k| \exp(j\phi_k)$ – полюсы АР модели (Приложение 3).

Поскольку, сигналы, отраженные МО, могут быть адекватно представлены АР процессом невысокого (второго-пятого) порядка [17, 19, 166], то определение полюсов соответствующей АР модели может быть выполнено одним из эффективных методов вычисления корней полиномов (методом анализа собственных значений сопровождающей матрицы, методами Лагерра, Лобачевского и др.). Одним из эффективных методов

поиска корней характеристического полинома является поиск собственных чисел соответствующей матрицы. Данное утверждение легло в основу метода оценки комплексных полюсов модели по известным значениям АР коэффициентов путем поиска собственных значений сопровождающей матрицы (Companion matrix) [43]

$$\underline{\mathbf{A}}_{comp} = \begin{bmatrix} -\frac{a_{p-1}}{a_p} & -\frac{a_{p-2}}{a_p} & \dots & -\frac{a_1}{a_p} & -\frac{a_0}{a_p} \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & & 0 & 0 \\ \dots & \dots & & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.110)$$

Одним из быстроходящихся численных алгоритмов поиска собственных значений комплексной матрицы является QR алгоритм с неявным сдвигом [43].

Если в качестве модели сигнала МО использовать АР процесс первого порядка, то его спектр (2.107), симметричный относительно \bar{f} , определяется выражением (Приложение 3)

$$S(f) = \frac{\sigma_e^2 T_i}{|1 - a_1 \exp(-j2\pi f T_i)|^2} = \frac{\sigma_e^2 T_i}{1 + |a_1|^2 - 2|a_1| \cos(2\pi f T_i - \Phi)},$$

где $a_1 = |a_1| \exp(j\Phi)$ – неизвестный комплексный коэффициент АР модели.

Если модуль АР коэффициента $|a_1| \rightarrow 1$, то сигнал, отраженный МО, представляет собой узкополосную случайную последовательность, средняя частота спектра которой совпадает с частотой максимума спектра [49]

$$\bar{f} = \Phi / (2\pi \dot{\Delta}_i) = \text{Arg}(a_1) / (2\pi \dot{\Delta}_n), \quad (2.111)$$

а выражение для СК ширины спектра после ряда преобразований приводится к виду [167]

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi \dot{\Delta}_i} \left[\frac{\pi^2}{3} - 4 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^{k+1}}{k^2} |a_1|^k \right]^{1/2}. \quad (2.112)$$

Таким образом, для измерения \bar{f} и Δf достаточно произвести оценку АР коэффициента a_1 .

В случае аппроксимации спектра АР моделями произвольного порядка получаемые выражения имеют весьма простую физическую интерпретацию: каждый АР коэффициент соответствует наличию в отраженном

сигнале узкополосной случайной последовательности со своей средней частотой и шириной спектра. Это имеет место в случае, если МО состоит из нескольких групп отражателей,двигающихся с различными скоростями [78, 79]. Селекция отдельных спектральных составляющих, как правило, производится путем определения локальных максимумов многомодового ДС принимаемых сигналов. Далее, на основе оценки интенсивности соответствующих мод спектра, принимается решение о том, какой из полюсов АР модели необходимо учитывать.

Здесь необходимо отметить, что важным параметром АРСС, АР и СС моделей является порядок модели. От выбора порядка зависит обеспечение компромисса между разрешением и точностью (дисперсией) получаемых спектральных оценок [91, с.255]. Как отмечается в [17, 19, 166], сигналы, отраженные МО, могут быть адекватно представлены случайным процессом невысокого (второго-пятого) порядка. Если порядок модели выбран слишком малым, то получаются сильно сглаженные спектральные оценки. Для снижения дисперсии оценок в этом случае приходится накапливать большие выборки сигналов (порядка 1000), что неприемлемо в случае использования РЛС на борту ЛА. Переопределенность модели (излишнее завышение порядка) в условиях наличия ошибок измерения может привести к дополнительным, часто весьма существенным, ошибкам в оценке спектра [13, 91]. В частности, возможно появление ложных максимумов в спектре.

Для выбора порядка модели предложено несколько различных критериев (целевых функций) (Приложение 3), однако результаты оценивания спектров при использовании данных критериев мало отличаются друг от друга, особенно в случае обработки реальных сигналов, а не моделируемых процессов с заданными статистическими свойствами [91, с.283]. Причем, как доказано в [64, 196], в случае обработки выборок сигналов ограниченного объема ни один из приведенных критериев не обеспечивает удовлетворительных результатов, поэтому при анализе коротких пачек отраженных сигналов наиболее целесообразно выбрать порядок АР модели в диапазоне $M/8 \leq p \leq M/2$, что экспериментально подтверждено в [197].

Определение параметров АР модели сигнала, отраженного разрешаемым объемом МО, значительно осложняется двумя факторами. Во-первых, существенным ростом неопределенности в выборе порядка модели за счет различия доплеровских сдвигов частоты отраженных сигналов, принимаемых в главном и боковых лепестках ДНА, зависимости ширины спектра отражений в главном лепестке от направления визирования и наличия локальных максимумов спектра в области боковых лепестков, что, в принципе, приводит к значительному повышению порядка модели с соответствующим увеличением вычислительных затрат при расчете весовых коэффициентов формирующего фильтра. Во-вторых, наличием связи между

пространственными и доплеровскими частотами сигнала для бортовой РЛС, отсутствующей у неподвижных радиолокаторов [162].

Подводя итог, следует отметить, что:

1. Сигнал, отраженный произвольным разрешаемым объемом МО, представляет собой суперпозицию взаимно независимых парциальных сигналов отдельных ГМ. Распределение амплитуды суммарного сигнала связано с распределением удельной ЭПР по объему МО и описывается законом Релея, а распределение случайной начальной фазы – равномерное в интервале $[-\pi, \pi]$.

Указанный сигнал после линейной аналоговой обработки и квадратурного фазового детектирования в приемнике РЛС преобразуется в блоке АЦП в дискретные отсчеты квадратурных составляющих комплексной огибающей, представляющих собой два статистически связанных дискретных случайных процесса. Если радиальная составляющая средней скорости ветра $\bar{V} = 0$, то указанные процессы можно считать взаимно независимыми гауссовыми случайными процессами с нулевым математическим ожиданием и дисперсией, равной средней мощности отраженного сигнала. В этом случае математическая модель сигнала, отраженного разрешаемым объемом МО, представляет собой модель двух независимых марковских процессов первого порядка.

Ненулевая радиальная составляющая средней скорости ветра приводит к появлению корреляции между данными случайными процессами, причем модуль коэффициента взаимной корреляции зависит от величины \bar{V} , а знак – от знака (направления) скорости. При этом квадратурные составляющие комплексной огибающей отраженного сигнала становятся коррелированными марковскими процессами второго порядка.

2. Зависимость оценок значений средней скорости и ширины спектра скоростей отражателей от формы и размеров разрешаемого объема РЛС, а также от распределения удельной ЭПР внутри разрешаемого объема в общем случае существенно затрудняет задачу определения истинных значений соответствующих параметров. Однако, в большинстве практических случаев, особенно для бортовых РЛС с высокой разрешающей способностью, можно считать поля радиальной скорости и удельной ЭПР локально стационарными в пределах объема V_{lr} .

3. Влияние собственного движения ЛА при оценке РО сказывается только на количестве M_{Σ} некоррелированных выборок сигнала. При этом величина M_{Σ} существенно зависит от углов визирования α_0, β_0 и отношения расстояния, пройденного носителем РЛС за период повторения, к длине волны.

4. Существенная ограниченность РЛ контакта бортовой РЛС с МО не позволяет получить отраженный сигнал (пачку) большого объема и тем самым обеспечить требуемую точность измерения и разрешающую способность РЛС по доплеровской частоте (скорости). Пачечный харак-

тер отраженного сигнала приводит к появлению в его спектре за счет явления Гиббса боковых лепестков с максимальным уровнем около минус 13 дБ. Применение весовой обработки, направленной на уменьшение маскирующего действия боковых лепестков спектра, вызывает расширение основного лепестка ДС, т.е. приводит к завышению оценок ширины спектра скоростей ГМ, а также энергетические потери и необходимость выделения временных ресурсов на весовую обработку.

5. Во многих практических случаях целевая обстановка, обуславливающая формирование отраженного сигнала, может быть достаточно точно смоделирована линейной системой конечного порядка (в частности, моделью авторегрессии). В этом случае для оценки спектра отраженного сигнала необходимо определить значения АР коэффициентов и дисперсии возбуждающего сигнала. Спектры сигналов, аппроксимируемых АР моделями, имеют весьма простую физическую интерпретацию: каждый АР коэффициент соответствует наличию в отраженном сигнале узкополосной случайной последовательности со своей средней частотой и шириной спектра. Это имеет место в случае, если МО состоит из нескольких групп отражателей,двигающихся с различными скоростями.

Важным параметром АР моделей является порядок модели. От выбора порядка зависит обеспечение компромисса между разрешением и дисперсией получаемых спектральных оценок. Сигналы, отраженные МО, могут быть адекватно представлены случайным процессом невысокого (второго-пятого) порядка.

2.5. Математическая модель тракта обработки сигналов бортовой РЛС

Задача надежного и достоверного обнаружения опасных зон МО в передней полусфере на большой и средней дальности, измерения их полярных координат, а также оценки степени их опасности является одной из основных для бортовых метео РЛС ЛА военно-транспортной и гражданской авиации [112, 123, 158, 174, 175]. Для бортовых РЛС современных и перспективных ЛА фронтовой авиации – носителей высокоточного оружия указанная задача хотя и не является основной, но очень важна для обеспечения их круглосуточного и всепогодного применения. При этом, учитывая необходимость выполнения в процессе РЛ наблюдения большого числа разнородных операций, в рассматриваемом режиме, по аналогии с другими режимами бортовой РЛС, необходимо выделить этапы первичной и вторичной обработки информации [84, 125]. К первичной обработке (обработке сигналов) следует отнести обзор пространства, селекцию, разрешение, обнаружение и оценку параметров сигналов, отраженных МО, для принятия решения о наличии потенциально опасных

зон МО и определения их положения в ССК. К первичной обработке также относится оценка влияния движения носителя РЛС и его компенсация. Вторичная обработка (обработка данных) производится на основе результатов обработки сигналов, информации о текущем местоположении и движении носителя с целью формирования оценок метеорологических параметров областей МО. При этом из пространственных распределений (полей) измеряемых РЛ величин извлекается метеорологическая информация.

Сущность моделирования тракта первичной обработки сигналов бортовой РЛС методом комплексной огибающей состоит в замене радиосистемы с узкополосными входными воздействиями моделью - эквивалентной низкочастотной комплексной системой с входным воздействием в виде комплексной огибающей узкополосного сигнала. Модель должна включать в себя соотношения, позволяющие рассчитать комплексные огибающие узкополосных сигналов и помех на выходе системы по мгновенным значениям соответствующих комплексных огибающих на входе. В этом случае моделирование производится в соответствии со структурной схемой типовой бортовой РЛС (рис. 2.14), которая включает синтезатор частот, передатчик, антенную систему (АС), приемник, блок АЦП, перепрограммируемый процессор сигналов (ППС) и процессор данных (бортовую цифровую вычислительную машину, БЦВМ), связанные между собой информационной магистралью - межмодульным параллельным интерфейсом (МПИ) [43]. В случае использования активной фазированной антенной решетки (АФАР) передатчик, АС и радиочастотная часть приемника конструктивно и функционально объединены [7, 14].

Синтезатор частот осуществляет формирование зондирующих и опорных колебаний для передатчика и приемника РЛС. Усиленные передатчиком ЗС в виде сферической ЭМВ излучаются АС в открытое пространство. В современных бортовых РЛС наибольшее распространение получили ЗС в виде когерентной последовательности простых или сложных радиоимпульсов. Комплексная огибающая когерентной пачки зондирующих импульсов имеет вид свертки [115]

$$S_{\text{э}}(t) = \sqrt{P_{\text{э}}} \left[B_0(t) \llcorner \llcorner \ggg \sum_{m=0}^{M-1} \delta(t - mT_{\text{г}}) \right], \quad (2.113)$$

где $B_0(t)$ – комплексная огибающая одиночного зондирующего радиоимпульса; $\llcorner \llcorner \ggg$ – символ операции свертки; $\delta(t) = \begin{cases} \infty & \text{ïðå } t = 0, \\ 0 & \text{ïðå } t \neq 0. \end{cases}$ – дельта-функция.

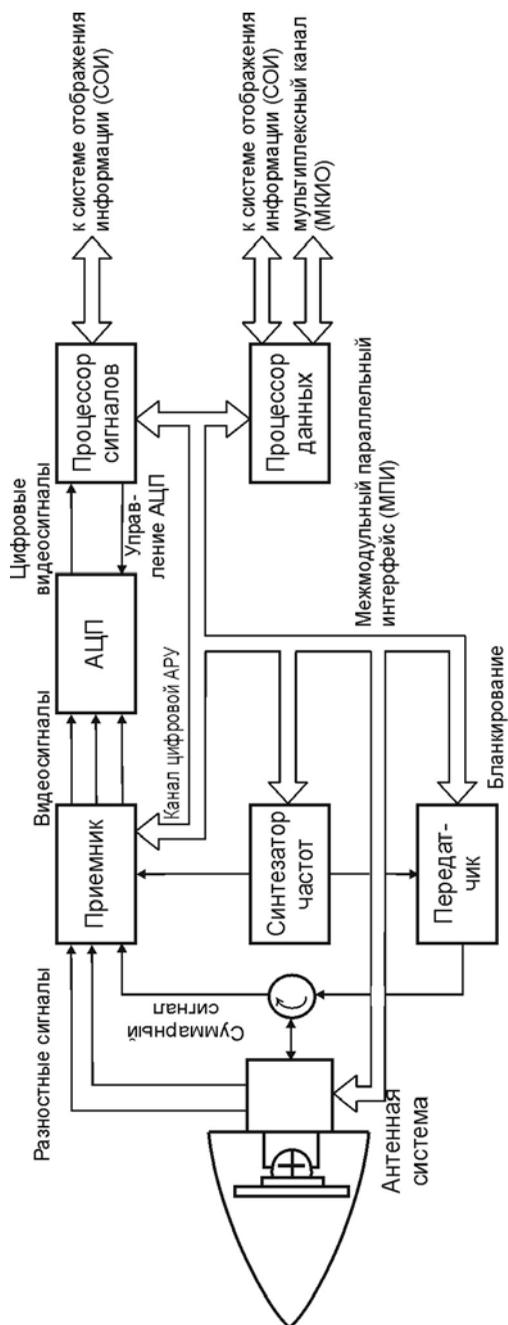


Рис. 2.14. Структурная схема типовой бортовой РЛС

При согласованной внутрипериодной обработке ширина спектра ЗС определяет точность измерения и разрешающую способность РЛС по дальности (времени запаздывания) [85, 137]

$$\delta r = \frac{c\delta t_{\zeta}}{2} \approx \frac{c}{4\Delta f_1} \sqrt{\frac{N}{2E}}, \quad (2.114)$$

а эффективная длительность ЗС – точность измерения и разрешающую способность РЛС по скорости (по доплеровской частоте) [85, 137]

$$\delta f_{\dot{a}} \approx \frac{1}{\tau_{\dot{\gamma}_0}} \sqrt{\frac{N}{2E}}. \quad (2.115)$$

Здесь Δf_1 – ширина спектра модуляции зондирующего сигнала; N – спектральная плотность шума; E – энергия сигнала.

Произведение ошибок независимых измерений дальности (времени запаздывания) (2.114) и скорости (доплеровской частоты) (2.115)

$$\delta t_{\zeta} \delta f_{\dot{a}} \approx \frac{1}{2\Delta f_1 \tau_{\dot{\gamma}_0}} \frac{N}{2E}. \quad (2.116)$$

У простых импульсных сигналов длительность и ширина спектра взаимосвязаны ($\tau_{\dot{\gamma}_0} \Delta f_1 \approx 1$), поэтому при неизменной энергии сигнала повысить точность измерения скорости можно, только уменьшив точность измерения дальности. Спектр сложных сигналов определяется дополнительной модуляцией амплитуды, частоты или фазы несущего колебания и практически не зависит от длительности, поэтому эффективную длительность и эффективную ширину спектра сложных сигналов можно изменять независимо друг от друга. При этом базу сигнала $\tau_{\dot{\gamma}_0} \Delta f_1$ принципиально можно сделать весьма большой величиной.

В соответствии с приведенными в п. 1.4 уточненными тактико-техническими требованиями к бортовой РЛС, функционирующей в режимах обнаружения и оценки опасности СВ и турбулентности, при ОСШ 28...30 дБ точность измерения дальности опасного МО должна составлять 50...100 м, точность измерения скорости - ± 1 м/с. Подстановка указанных значений в (2.116) показывает, что требуемая база сигнала составляет около единицы, что подтверждает возможность использования в рассматриваемых режимах ЗС в виде когерентной последовательности простых радиоимпульсов без внутриимпульсной модуляции.

Итак, при моделировании необходимо учитывать следующие параметры ЗС:

- длительность зондирующего радиоимпульса τ_{ζ} ;
- количество импульсов в пачке M ;

- период повторения импульсов $T_{\dot{\gamma}}$;
- импульсную излучаемую мощность $P_{\dot{\epsilon}}$;
- длину волны λ .

ЭМВ, соответствующие импульсным ЗС РЛС, распространяются в свободном пространстве. В дальней зоне излучаемые ЭМВ можно приближенно считать плоскими. При электромагнитном взаимодействии падающей (излученной) волны и объекта, находящегося в зоне обзора системы, формируется отраженная ЭМВ, распространяющаяся в направлении РЛС. Она характеризуется двумя пространственными параметрами (угловыми координатами, определяющими направление ее прихода к РЛС), двумя параметрами, описывающими ее поляризационную структуру (например, сдвиг фаз ортогональных компонентов и отношение их амплитуд), и четырьмя параметрами, определяющими изменение ее во времени (частотой, амплитудой, начальной фазой и началом отсчета времени).

Характеристики РЛС как единого поляризационно-пространственно-временного фильтра должны быть согласованы с соответствующими параметрами отраженной ЭМВ. В дальнейшем будем полагать, что поляризационно-пространственно-временная обработка сигналов сепарабельна, т.е. разделима на поляризационную, пространственную и временную. В бортовых РЛС с относительно узкополосными ЗС и небольшими апертурами АС это условие выполняется практически всегда [66].

Отраженные ЭМВ принимаются АС РЛС, выполняющей поляризационную и пространственную фильтрацию поля объектов-источников отраженных ЭМВ и преобразующей его в совокупность отраженных РЛ сигналов [77] (рис. 2.15).

Для достижения высоких характеристик пространственного разрешения объектов апертурные характеристики АС (в частности, комплексная ДНА) должны быть согласованы с соответствующими характеристиками ЭМВ, отраженных МО. Существенно на структуру принимаемых сигналов влияют следующие технические параметры АС:

- ширина ДНА по азимуту $\Delta\alpha$ и углу места $\Delta\beta$;
- коэффициент усиления K_g ;
- средний УБЛ ДНА;
- угловая скорость сканирования Ω_α в заданном секторе $(\Phi_\alpha, \Phi_\beta)$.

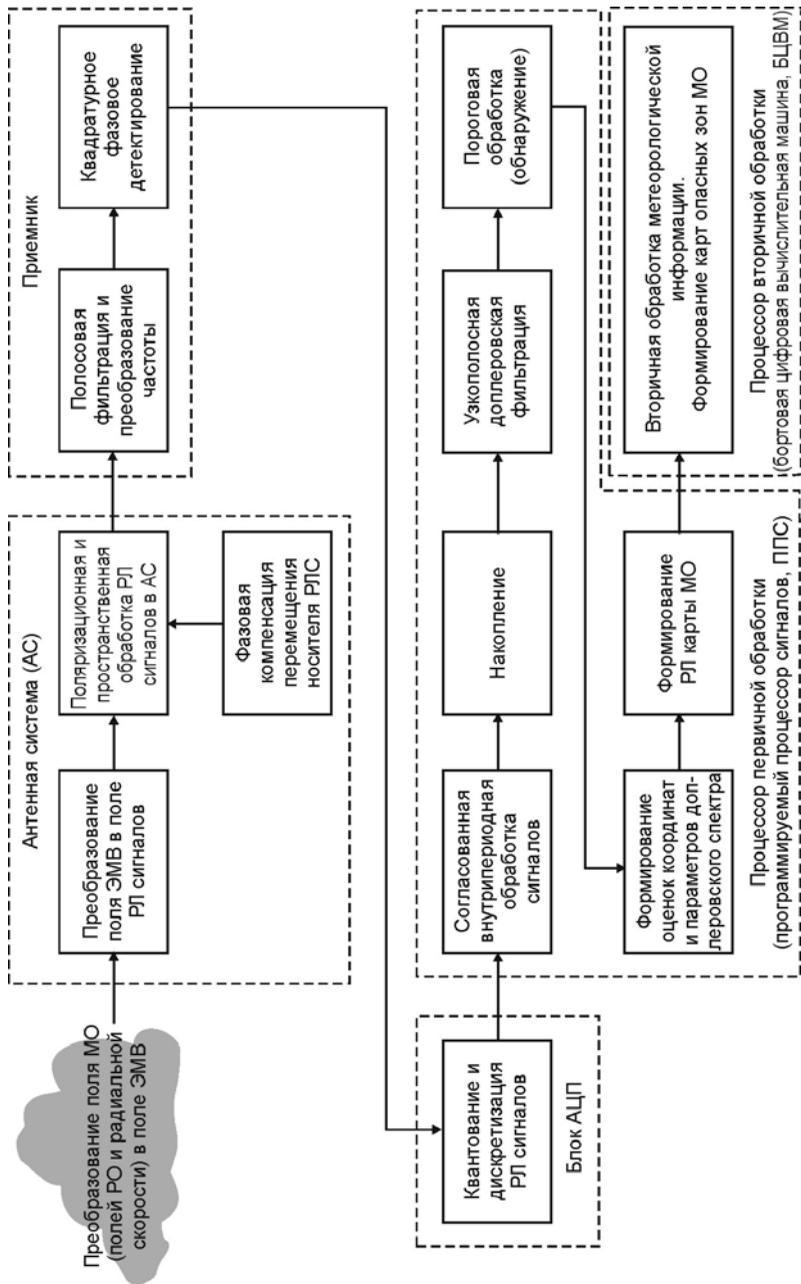


Рис. 2.15. Математическая модель тракта обработки сигналов бортовой РЛС

Отраженные РЛ сигналы, как и ЗС, имеют вид пачки радиоимпульсов, когерентная структура которой в случае пространственно распределенной цели определяется взаимным перемещением элементарных отражателей внутри разрешаемого объема, а также относительным перемещением всего разрешаемого объема относительно ФЦА РЛС в процессе приема.

Далее выполняется временная (частотная) обработка сигналов. Частично она осуществляется в приемном устройстве РЛС (преобразование частоты, полосовая фильтрация, усиление, детектирование). Приемник является линейным с необходимым динамическим диапазоном (п. 1.3) и комплексным коэффициентом передачи

$$K_i = |K_i| \exp\{j\varphi_i\},$$

где $|K_i|$ и φ_i – модуль коэффициента передачи и фазовый набег в приемнике. Полагаем, что фазовый набег является нормальной случайной величиной с математическим ожиданием m_{φ_i} и дисперсией $\sigma_{\varphi_i}^2$.

Полоса пропускания Δf_{iX} УПЧ приемника согласована с шириной спектра усиливаемого сигнала ПЧ и, следовательно, с требуемым интервалом однозначного определения доплеровских частот.

Кроме того, в математической модели тракта обработки необходимо учитывать и собственные шумы приемника РЛС. В качестве математической модели собственных шумов приемника бортовой РЛС на входе устройства цифровой обработки в рассматриваемом элементе разрешения используется стандартная модель комплексных отсчетов гауссова белого шума

$$\vec{N} = [n(1) \quad n(2) \quad \dots \quad n(M)]^T, \quad (2.121)$$

АКМ $\underline{\mathbf{B}}_N = \overline{\vec{N}^* \vec{N}^T}$ которого содержит члены вида $b_{N in} = \sigma_N^2 \delta_{in}$, где σ_N^2 – дисперсия шума, определяемая коэффициентом шума K_\emptyset и шириной полосы Δf_{iX} пропускания приемника [25, 30] по выражению

$$\sigma_N^2 = kT_{cp} (K_\emptyset - 1) \Delta f_{iX}, \quad (2.122)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Äæ/К – постоянная Больцмана; T_{cp} – абсолютная температура окружающей среды; $\Delta f_{iX} = \tau_\varepsilon^{-1}$ – ширина полосы пропускания приемника РЛС, определяемая длительностью ЗС.

Далее, после выделения квадратурных составляющих комплексной огибающей, сигналы преобразуются в цифровую форму с помощью блока АЦП. Здесь следует отметить, что тракт обработки отраженных РЛ сигналов является источником не только теплового шума (в приемнике), но и

шума квантования блока АЦП. В настоящей работе шумы квантования АЦП не учитываются.

Полученные двоичные коды дискретных отсчетов квадратурных составляющих принятых сигналов поступают в ППС, осуществляющий операции временной обработки (временную селекцию, разрешение, обнаружение и оценку параметров отраженных сигналов, оценку влияния движения носителя РЛС и его компенсацию), а также управление системами автоматической регулировки усиления приемника РЛС. ППС представляет собой специализированный вычислитель высокой производительности, архитектура и система команд которого максимально приспособлены к решению задач обработки сигналов [107, 109].

Таким образом, временная обработка сигналов заключается в проведении ряда последовательных операций [84]:

1. Внутрипериодная обработка принимаемых когерентных сигналов, включающая линейную обработку (усиление, преобразование частоты, полосовую фильтрацию и т.д.) и согласованную фильтрацию или корреляционную обработку.

2. Межпериодная (доплеровская) обработка с целью ослабить негативное воздействие активных и пассивных помех.

3. Накопление сигналов и формирование некоторой статистики о принимаемых сигналах (решающей статистики), на основе которой принимается решение об обнаружении и оцениваются параметры сигналов.

4. Пороговое испытание решающей статистики и реализация алгоритмов обнаружения и оценивания параметров сигналов.

Операция 1 совместно с поляризационно-пространственной обработкой в АС составляют этап внутрипериодной поляризационно-пространственно-временной обработки одиночных когерентных сигналов. Операции 2...4 составляют этап межпериодной обработки совокупности («пачки») сигналов, отраженных каждым объектом в процессе равномерного сканирования ДНА в зоне обзора или при многократном зондировании каждого направления этой зоны.

Специфика обработки сигналов в бортовой РЛС, прежде всего, связана с движением ее носителя. Движение РЛС усложняет алгоритмы формирования РЛ изображения, т.к. необходимо производить стыковку отдельных фрагментов изображения, сдвинутых и повернутых друг относительно друга за счет движения, расширяет спектр межпериодных флюктуаций сигналов и т.д. Данные отрицательные эффекты обуславливают необходимость реализации в процессе первичной обработки фазовой коррекции сигналов, компенсирующей влияние движения и траекторных флюктуаций ЛА на фазовую структуру сигналов.

Подводя итог, отметим следующее:

1. В режиме обнаружения и оценки степени опасности зон МО имеет место жесткая последовательность обработки РЛ информации по этапам

первичной и вторичной обработки. К первичной обработке (обработке сигналов) относятся обзор пространства, селекция, разрешение, обнаружение и оценка параметров сигналов, отраженных МО, для принятия решения о наличии зон МО с интенсивным воздушным движением и определения их относительного положения в связанной системе координат. К первичной обработке также относится оценка влияния движения носителя РЛС и его компенсация. Вторичная обработка (обработка измерений) производится на основе результатов обработки сигналов, информации о текущем местоположении и движении носителя с целью формирования оценок метеорологических параметров областей МО. При этом из пространственных распределений (полей) измеряемых радиолокационных величин извлекается метеорологическая информация.

Математическая модель тракта обработки РЛ сигналов должна включать в свой состав набор алгоритмов последовательно выполняемых основных функциональных операций первичной обработки радиосигналов, среди которых предметом исследования являются:

- алгоритм оценки параметров ДС отраженных сигналов, однозначно связанных с параметрами спектра скоростей частиц МО;
- алгоритм фазовой компенсации перемещения носителя.

2. Характеристики тракта первичной обработки РЛС как единого поляризационно-пространственно-временного фильтра должны быть согласованы с соответствующими параметрами ЭМВ, отраженных разрешаемым объемом МО. В бортовых РЛС с относительно узкополосными зондирующими колебаниями и небольшими апертурами АС поляризационно-пространственно-временная обработка сигналов практически всегда сепарабельна, т.е. разделима на поляризационную, пространственную и временную.

Поляризационную и пространственную фильтрацию поля отраженных ЭМВ и преобразование его в совокупность отраженных РЛ сигналов осуществляет АС РЛС. Временная (частотная) обработка сигналов частично выполняется в аналоговом виде в линейном приемнике РЛС (преобразование частоты, полосовая фильтрация, усиление, детектирование, согласованная внутрипериодная обработка), частично – в цифровом виде в ППС (временная селекция, разрешение, обнаружение и оценка параметров отраженных сигналов, оценка влияния движения носителя РЛС и его компенсация).

Основные выводы по разделу 2

На основании изложенного во втором разделе материала можно сделать следующие основные выводы:

1. Агрегативная математическая модель задачи обнаружения и оценки степени опасности МО должна быть построена с использованием из-

вестных принципов блочного построения и специализации математических моделей радиотехнических систем и включать три основные части:

- модель формирования РЛ сигналов (модель МО, модель движения носителя РЛС, модель полезного сигнала);
- модель тракта обработки сигналов бортовой РЛС;
- блок программ управления и обработки результатов моделирования.

2. Исходя из цели и задач настоящей работы, моделирование разрабатываемых алгоритмов цифровой обработки сигналов в бортовой РЛС должно проводиться на функциональном уровне. Поскольку большинство современных устройств цифровой обработки сигналов (как перепрограммируемые, так и с жесткой логикой) оперирует с цифровыми отсчетами квадратурных составляющих комплексной огибающей принятых сигналов, в разработанной модели используется адекватный данному представлению метод комплексной огибающей.

3. Модель МО должна учитывать пространственное распределение его физических параметров (радиальной скорости ветра в условиях СВ и турбулентности, водности). Для обнаружения и оценки опасности областей СВ, расположенных на относительно большой высоте, предпочтительной является модель поля скорости ветра в нисходящем потоке в виде «кольцевого вихря».

4. Пространственное движение РЛС представляет собой суперпозицию движения носителя по фиксированной опорной траектории и случайных отклонений от опорной траектории. Отклонение ФЦА от опорной траектории определяется ГН, вращением фюзеляжа вокруг ЦМ, изгибными колебаниями и скручиванием конструкции ЛА, а также аэродинамической вибрацией. Все указанные флуктуации носят узкополосный характер. В этом случае модель движения ЛА в возмущенной атмосфере может быть представлена системой линейных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами для каждой из координат.

5. Сигнал, отраженный разрешаемым объемом МО, на входе ППС может быть описан дискретными отсчетами квадратурных составляющих комплексной огибающей, представляющих собой два статистически связанных дискретных случайных процесса. Если радиальная составляющая средней скорости ветра $\bar{V} = 0$, то указанные процессы можно считать взаимно независимыми гауссовыми случайными процессами. В этом случае математическая модель сигнала, отраженного МО, представляет собой модель двух независимых марковских процессов первого порядка. Ненулевая радиальная составляющая средней скорости ветра приводит к появлению корреляции между данными случайными процессами, причем модуль коэффициента взаимной корреляции зависит от величины \bar{V} , а знак – от знака (направления) скорости. При этом квадратурные состав-

ляющие комплексной огибающей отраженного сигнала становятся коррелированными марковскими процессами второго порядка.

6. На основе распределения РО определены пространственные распределения удельной ЭПР МО, суммарной ЭПР и средней мощности сигнала, отраженного разрешаемым объемом. Проведенный расчет показал, что суммарная ЭПР разрешаемого объема МО весьма значительна (десятки-сотни м^2) и с увеличением дальности возрастает по квадратичному закону.

7. ДС отраженного сигнала МО соответствует спектру радиальных скоростей отдельных отражателей с учетом вклада каждого из них в мощность отраженного сигнала, т.е. при анализе пространственного распределения радиальных скоростей отражателей по объему МО необходимо учитывать и неоднородность пространственного поля РО (удельной ЭПР) МО. Однако, в большинстве практических случаев, особенно для бортовых РЛС с высокой разрешающей способностью, можно считать поля радиальной скорости и удельной ЭПР локально стационарными в пределах объема $V_{\text{и}}$.

8. Временная ограниченность РЛ контакта бортовой РЛС с МО не позволяет получить отраженный сигнал большого объема и тем самым обеспечить требуемую точность измерения и разрешающую способность РЛС по доплеровской частоте (скорости). Пачечный характер отраженного сигнала приводит к появлению в его спектре за счет явления Гиббса боковых лепестков с максимальным уровнем около минус 13 дБ. Однако, предположение о равенстве нулю сигнала МО за пределами интервала наблюдения не соответствует действительности, поскольку сигнал является узкополосным, и его АКФ близка к периодической. Целевая обстановка, обуславливающая формирование сигнала МО, может быть достаточно точно смоделирована линейной системой конечного порядка (АР модель). В этом случае для оценки параметров ДС отраженного сигнала необходимо определить значения АР коэффициентов и дисперсию формирующего (возбуждающего) сигнала.

Спектры сигналов, аппроксимируемых АР моделями, имеют весьма простую физическую интерпретацию: каждый АР коэффициент соответствует наличию в отраженном сигнале узкополосной случайной последовательности со своей средней частотой и шириной спектра. Это имеет место в случае, если МО состоит из нескольких групп отражателей, двигающихся с различными скоростями. В реальных условиях сигналы, отраженные МО, могут быть адекватно представлены случайным процессом невысокого (второго-пятого) порядка.

9. Процедура обработки РЛ информации в режиме обнаружения и оценки опасности зон МО состоит из последовательно выполняемых этапов первичной и вторичной обработки. К первичной обработке (обработке сигналов) относятся обзор пространства, селекция, разрешение, обнаружение и оценка параметров сигналов, отраженных МО, для принятия

решения о наличии опасных зон МО и определения их относительного положения в ССК. К первичной обработке также относится оценка влияния движения носителя РЛС и его компенсация. Вторичная обработка (обработка данных) производится на основе результатов обработки сигналов, информации о текущем местоположении и движении носителя с целью формирования оценок метеорологических параметров областей МО. При этом из пространственных распределений (полей) измеряемых РЛ величин извлекается метеорологическая информация.

Математическую модель тракта обработки РЛ сигналов должна включать в свой состав набор алгоритмов последовательно выполняемых основных функциональных операций, среди которых предметом исследования являются:

- алгоритм оценки параметров ДС отраженных сигналов, однозначно связанных с параметрами спектра скоростей частиц МО;
- алгоритм фазовой компенсации перемещения носителя.

3. РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ И АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ, УЛУЧШАЮЩИХ НАБЛЮДАЕМОСТЬ И ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ БОРТОВЫХ РЛС

Большое разнообразие условий формирования сигналов, отраженных МО, обуславливает существенную априорную неопределенность их параметров, что не дает возможности использования каких-либо заранее известных характеристик для организации оптимальной обработки этих сигналов, например, байесовскими методами или методами максимума апостериорной плотности вероятности. Кроме того, особенностью сигналов МО является пространственная неоднородность и временная нестационарность их параметров. В этой связи метод обработки сигналов, отраженных МО, будем искать в классе методов, характерных для работы в условиях априорной неопределенности, то есть среди адаптивных методов.

Все методы обработки сигналов, отраженных МО, можно условно разбить на два класса: методы обработки блоков данных и методы обработки последовательных данных [135]. Первые предназначены для обработки блоков накопленных отсчетов данных некоторого фиксированного объема (пачек). Подобные методы целесообразно применять в тех случаях, когда объем имеющейся пачки сильно ограничен, но желательно получить оценки с наилучшими возможными характеристиками. При наличии более длинных выборок можно использовать методы последователь-

ного оценивания, обеспечивающие обновление получаемых оценок параметров по мере поступления каждого нового отсчета.

При решении задачи обнаружения и оценки опасности зон МО с помощью бортовой РЛС предпочтение следует отдать методам первого класса, поскольку, во-первых, время РЛ наблюдения ограничено вследствие высокой скорости полета ЛА и большого диапазона изменения удельной ЭПР МО, а во-вторых, обновление получаемых оценок параметров спектра скоростей МО с частотой повторения ЗС требует проведения на каждом шаге большого объема вычислений, превышающего возможности существующих и перспективных ППС.

С другой стороны, методы спектрального анализа случайных сигналов, отраженных МО, можно разделить на две группы по другому классификационному признаку: непараметрические и параметрические. В непараметрических методах используется только информация, содержащаяся в отсчетах анализируемого сигнала. Параметрические методы предполагают наличие некоторой статистической модели случайного сигнала, а процесс спектрального анализа в данном случае включает в себя определение параметров этой модели.

3.1. Методы и алгоритмы обработки сигналов бортовых метео РЛС для оценки средней частоты и ширины доплеровского спектра

Первым шагом при оценке средней частоты и СК ширины ДС является нормировка принимаемых сигналов по мощности (в соответствии с (1.17) и (1.18)). Оценка средней мощности сигналов (1.12) производится путем ее усреднения по M последовательным отсчетам P_{cm} (2.59). На практике для оценки средней мощности усредняются отсчеты не мощности, а сигнала с выхода приемника Q_m , которые функционально связаны с величиной P_{cm} . В связи с этим выражение (2.62) можно представить в виде

$$\bar{P}_c \sim \bar{Q} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M Q_m . \quad (3.1)$$

Зависимость между P_{cm} и Q_m определяется типом амплитудной характеристики (АХ) приемного устройства. АХ приемного устройства может быть следующих видов:

- линейная АХ, характеризующаяся зависимостью $Q_m \sim \sqrt{P_{cm}}$;
- квадратичная АХ, при которой $Q_m \sim P_{cm}$;
- логарифмическая АХ, при которой $Q_m \sim \log P_{cm}$.

Огибающая отраженного сигнала для каждого разрешаемого объема подвергается аналого-цифровому преобразованию и в виде кода поступает в ППС, осуществляющий накопление заданного числа отсчетов (2.32) огибающей сигнала для получения оценок средней мощности.

3.1.1. Непараметрические методы оценивания параметров доплеровского спектра сигнала, отраженного МО

Непараметрические методы спектрального оценивания, традиционно применяющиеся в метеорологической радиолокации, основаны на вычислении спектральной плотности мощности по одной из двух эквивалентных формул [56]

$$S(f) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} B(mT_i) e^{-j2\pi f m T_i}, \quad (3.2)$$

$$S(f) = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{M} \left| \sum_{m=0}^{M-1} s(mT_i) e^{-j2\pi f m T_i} \right|^2, \quad (3.3)$$

где $B(mT_i)$ – АКФ сигнала $s(mT_i)$.

Формула (3.2) основана на подходе Блэкмана и Тьюки, состоящем в предварительном получении оценки АКФ на конечном интервале и последующем применении преобразования Фурье. Оценка АКФ $B(mT_i)$ сигнала может быть получена в следующем виде

$$\hat{B}(mT_i) = \frac{1}{M-m} \sum_{n=0}^{M-m-1} s([n+m]T_i) s^*(nT_i).$$

При использовании подхода Блэкмана и Тьюки АКФ предполагается равной нулю за пределами интервала наблюдения

$$S(f) = \sum_{m=0}^{M-1} \hat{B}(mT_i) e^{-j2\pi f m T_i}. \quad (3.4)$$

Данное предположение приводит к появлению боковых лепестков в спектре обрабатываемого сигнала за счет явления Гиббса. Для сглаживания перехода к нулевым значениям часто перед преобразованием Фурье АКФ подвергается весовой обработке

$$S(f) = \frac{1}{P_w} \sum_{m=0}^{M-1} \hat{B}(mT_i) w(mT_i) e^{-j2\pi f m T_i}, \quad (3.5)$$

где $w(mT_i)$ – функция весового окна;

$$P_w = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} |w(mT_i)|^2.$$

Применение весовой обработки, направленной на уменьшение масштабирующего действия боковых лепестков, приводит к энергетическим потерям, а также к необходимости выделения временных ресурсов на весовую обработку.

Методы, основанные на вычислении АКФ, получили название коррелограммных методов спектрального оценивания [91]. Оптимальным коррелограммным методом оценки параметров ДС является метод максимального правдоподобия (МП), обеспечивающий оценки с минимальной дисперсией.

3.1.1.1. Метод максимального правдоподобия

Согласно теории статистических решений, операция измерения неэнергетического параметра A сигнала по методу МП в оптимальном устройстве обработки заключается в формировании корреляционного интеграла [77, 140, 172]

$$Z(A) = \int_0^T x(t)s_0^*(t, A)dt \quad (3.6)$$

и нахождении значения параметра A , соответствующего максимуму этого интеграла.

В (3.6) $x(t) = s(t) + n(t)$ – входная смесь полезного сигнала и помех, $s_0(t, A)$ – опорный сигнал приемника, T – время анализа. Построенное с учетом (3.6) устройство является неследящим измерителем.

Поскольку обычно значения помех и параметра A заранее неизвестны, то оптимальная обработка должна осуществляться для всего набора дискретных значений A . Измеритель может быть выполнен в виде многоканального (параллельного) устройства, каждый из каналов которого настроен на свое значение измеряемого параметра и вычисляет для него значение корреляционного интеграла $Z(A_i)$, $i = 1, \dots, n$, либо в виде анализатора, последовательно настраивающегося на различные значения параметра. Число каналов n параллельного анализатора определяется отношением априорного интервала значений параметра A к требуемому разрешению ΔA по этому параметру. Решение об оценке параметра A принимается на основе выбора канала устройства обработки с максимальным выходным сигналом (3.6).

При оценке средней частоты \bar{f} ДС сигналов, отраженных ДС, количество каналов оптимального многоканального устройства оценки определяется требуемой точностью ее измерения $\delta\bar{f}$

$$n = (\bar{f}_{\max} - \bar{f}_{\min}) / \delta\bar{f},$$

где $\bar{f}_{\min} - \bar{f}_{\max}$ – априорный интервал возможных значений \bar{f} .

Выполнение перечисленных операций для получения оценок параметров ДС методом МП требует большого объема вычислений и значительного времени для получения необходимого объема выборки отраженного сигнала, особенно в условиях пространственной неоднородности оцениваемых параметров. В случае использования наземных РЛС выполнить весь объем вычислений для получения МП оценок еще возможно, но при установке РЛС на борту движущегося носителя решить поставленную задачу в реальном масштабе времени оптимальным МП методом практически не представляется возможным.

В настоящее время широкое распространение получили более простые подоптимальные методы оценки параметров ДС, удовлетворяющие следующим требованиям:

- обеспечение работы в условиях априорной неопределенности о параметрах обрабатываемых сигналов;
- обеспечение работы в реальном масштабе времени;
- по возможности, одноканальная реализация, применимая в бортовых РЛС.

Одним из подобных методов является модифицированный метод МП, основанный на замене корреляционного интеграла (3.6) автоковариационным интегралом

$$Z'(\tau) = \int_0^T s^*(t)s(t+\tau)dt. \quad (3.7)$$

Условием применимости выражения (3.7) является требование

$$\Delta f_{\text{ПЧ}} \gg \bar{f}, \quad (3.8)$$

где $\Delta f_{\text{ПЧ}}$ – ширина полосы пропускания УПЧ.

В когерентно-импульсных РЛС, обеспечивающих высокое разрешение по дальности за счет зондирования короткими импульсными сигналами, полоса пропускания УПЧ выбирается из условия $\Delta f_{\text{ПЧ}} \approx K/\tau_{\text{э}}$, где $K = 0,5-2$ – коэффициент; $\tau_{\text{э}}$ – длительность ЗС. При длительности $\tau_{\text{э}}$ в пределах 0,1-1 мкс ширина полосы пропускания УПЧ лежит в пределах 3-130 МГц, благодаря чему всегда обеспечивается выполнение неравенства (3.8).

В случае реализации подоптимального алгоритма (3.7) необходимо оценить АКМ $\hat{\mathbf{B}}$ и выполнить ее обращение. При этом важно обеспечить независимость отсчетов $s(t)$ и $s(t+\tau)$ при всех значениях задержки τ .

Оценка средней частоты \bar{f} соответствует минимуму квадратичной формы вида

$$J(f = \bar{f}) = \min \left\{ \sum_{i,k} x^*(i) b'_{i-k} x(k) \exp[j2\pi f(i-k)T_i] \right\}. \quad (3.9)$$

где b'_{i-k} – элементы обращенной автоковариационной матрицы $\hat{\mathbf{B}}^{-1}$.

Таким образом, при использовании модифицированного метода МП необходимо выполнить следующие действия [169]:

- произвести оценку АКМ отраженного сигнала по пачке отсчетов длиной $M_{\bar{y}} \geq 10 \text{Ent}\{\tau_{\bar{c}}/T_i\}$, где $\tau_{\bar{c}}$ – интервал корреляции отраженного сигнала;

- осуществить обращение полученной АКМ;

- вычислить оценку \bar{f} путем минимизации квадратичной формы $J(f)$ (3.9).

Оценка ширины спектра Δf производится аналогичным образом.

Минимизация квадратичной формы $J(f)$ (3.9) по всем возможным значениям доплеровских частот, а также обращение АКМ отраженного сигнала требуют существенных временных и аппаратных затрат. В результате приведенные выше требования к устройству подоптимальной обработки не выполняются.

В наземных метео РЛС с когерентной обработкой сигналов используются подоптимальные методы непосредственной оценки моментов ДС без преобразования сигналов в частотную область, требующие существенно меньшего объема проводимых вычислений и используемого объема памяти. Они основаны на предположении о том, что статистика сигнала, рассеянного на совокупности случайно расположенных в пространстве ГМ, является гауссовой [101], вследствие чего ДС сигналов МО также считается гауссовым. Этому способствуют близкие к гауссовой функции форма главного лепестка ДН большинства РЛС, а также распределение скоростей ГМ. Гауссов спектр полностью определяется средней частотой \bar{f} и СК шириной Δf .

3.1.1.2. Автоковариационный метод (метод «парных импульсов»)

Наиболее известным из подоптимальных методов является автоковариационный метод (метод «парных импульсов») [60, 63, 134], основанный

на оценке производных комплексной АКФ отраженных сигналов при нулевой задержке, соответствующих по теореме моментов моментам спектральной плотности,

$$\bar{f} = \frac{1}{j2\pi} \frac{B'(\tau)}{B(0)}, \quad (3.10)$$

$$\overline{\Delta f^2} = -\left(\frac{1}{2\pi}\right)^2 \frac{B''(\tau)}{B(0)} = \Delta f^2 + \bar{f}^2, \quad (3.11)$$

где $B'(\tau)$ и $B''(\tau)$ – первая и вторая производные АКФ по аргументу τ .

Из выражений (3.10) и (3.11) следует

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \left\{ -\frac{B''(\tau)}{B(0)} + \left[\frac{B'(\tau)}{B(0)} \right]^2 \right\}^{1/2}. \quad (3.12)$$

АКФ сигнала, отраженного МО и имеющего гауссово распределение, равна

$$B(\tau) = \bar{P}_c \exp\{j2\pi\bar{f}\tau - 2\pi^2\Delta f^2\tau^2\}, \quad (3.13)$$

где $\bar{P}_c = B(0)$ – средняя мощность отраженного сигнала.

Учитывая (3.13), выражения (3.10) и (3.12) преобразуются к виду [60, 97, 134]

$$\bar{f} = \frac{1}{2\pi\tau} \text{Arg}[B(\tau)] = \frac{1}{2\pi\tau} \text{arctg} \frac{\text{Im}[B(\tau)]}{\text{Re}[B(\tau)]}, \quad (3.14)$$

$$\Delta f = \left\{ -\frac{1}{2(\pi\tau)^2} \ln \left[\frac{|B(\tau)|}{\bar{P}_c} \right] \right\}^{1/2}. \quad (3.15)$$

Иначе, аргумент АКФ является несмещенной оценкой первого момента ДС.

Как показано в [60], разложив логарифм в (3.15) в ряд вблизи нулевых задержек, можно получить оценку Δf , пригодную для аппаратурной реализации

$$\Delta f = \left\{ \frac{1}{2(\pi\tau)^2} \left| 1 - \frac{|B(\tau)|}{\bar{P}_c} \right| \right\}^{1/2}. \quad (3.16)$$

Оценка (3.16) для широких спектров является асимптотически смещенной, в отличие от оценки (3.15).

3.1.1.3. Периодограммные методы спектрального оценивания

Второй подход к оценке спектральных характеристик (по (3.3)) основан на теореме Винера-Хинчина [58] для эргодического процесса. Подобные методы, заключающиеся в прямом преобразовании данных и последующем усреднении получаемых оценок, называются периодограммными методами спектрального оценивания. Периодограммой называется оценка спектра мощности, определяемая как квадрат преобразования Фурье от блока данных конечной длины [42]

$$S(f) = \frac{1}{M} \left| \sum_{m=0}^{M-1} s(mT_i) e^{-j2\pi f m T_i} \right|^2. \quad (3.18)$$

Периодограмма с точностью до постоянного множителя совпадает с оценкой по формуле (3.3).

Периодограммные методы спектрального оценивания получили широкое распространение благодаря появлению эффективных процедур БПФ и последующему удешевлению соответствующих аппаратных средств. Для вычисления средней частоты ДС сначала рассчитывается периодограмма (3.18), затем определяется грубая оценка средней частоты $k_m/M T_n$, где в качестве индекса k_m выбирается индекс максимальной спектральной составляющей. Тогда оценка средней частоты имеет вид

$$\bar{f} = \frac{1}{M T_i} \left\{ k_m + \frac{k_m}{\hat{P}} \sum_{k=k_m-M/2}^{k_m+M/2} (k - k_m) \hat{S} \left(\frac{\text{mod}_M k}{T_i} \right) \right\}, \quad (3.19)$$

где \hat{P} – суммарная по периодограмме мощность; $\text{mod}_M k$ – остаток от целочисленного деления k на M ; $\hat{S}(\dots)$ – значение k -й спектральной составляющей.

Оценка СК ширины спектра данным методом определяется выражением

$$\Delta f = \left(\frac{1}{\hat{P} T_i^2} \sum_{k=k_m-M/2}^{k_m+M/2} \left[\frac{k}{M} - \bar{f} T_i \right]^2 \hat{S} \left(\frac{\text{mod}_M k}{T_i} \right) \right)^{1/2}. \quad (3.20)$$

Данная оценка имеет смещение, если она сравнима с интервалом Найквиста ($1/T_n$). В этом аспекте метод парных импульсов является более предпочтительным по сравнению с методом периодограмм, но в случае узких спектров смещение оценки незначительно.

Преимуществом метода периодограмм является наличие оценки спектральной плотности мощности отраженных сигналов для каждого разрешаемого объема, что позволяет, помимо оценок спектральных мо-

ментов, проводить и другие операции доплеровской обработки (подавление ПП и т.д.).

Анализ вычислительных затрат для оценки спектра методом периодограмм показывает, что требуется выполнить порядка $N \log_2 N$ комплексных операций, а сложность метода парных импульсов пропорциональна N [60, 169].

Для повышения помехозащищенности оценки параметров спектра, то есть уменьшения их зависимости от возмущений и всплесков на удаленных частотах, в практике прикладного спектрального анализа широко применяется метод Уэлча [9, 91], являющийся модификацией классического периодограммного метода и заключающийся в последовательном выполнении следующих действий:

1. Разбиение пачки принятых отраженных сигналов $s(mT_{\dot{T}})$ длины M на конечное число N неперекрывающихся или частично перекрывающихся интервалов $s^{(n)}(mT_{\dot{T}}) = s[(m + (n-1)M_C)T_{\dot{T}}]$ длины $M_n < M$. Здесь $n=1, \dots, N$, $m=0, \dots, M_n-1$, $N = \text{int}\{(M - M_n)/(1-C)M_n\} + 1$, $M_C = M_n - \text{int}\{M_n C\}$, $C < 1$ – степень перекрытия.

2. Центрирование сигнала на каждом участке:

$$s^{(n)}(mT_{\dot{T}}) = s^{(n)}(mT_{\dot{T}}) - E_n \{s(mT_{\dot{T}})\}, \quad \text{где } E_n \{s(mT_{\dot{T}})\} = \frac{1}{M_n} \sum_{m=0}^{M_n-1} s^{(n)}(mT_{\dot{T}}) -$$

среднее значение сигнала на n -м участке.

3. Взвешивание сигнала функцией окна и расчет энергии окна

$$s_w^{(n)}(mT_{\dot{T}}) = w(mT_{\dot{T}})s^{(n)}(mT_{\dot{T}}), \quad m = 0, \dots, M_n - 1,$$

$$P_w = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} |w(mT_{\dot{T}})|^2.$$

4. Для каждого n -го участка разбиения с использованием алгоритма БПФ вычисляется периодограмма $S_n(\omega)$. Оценка СПМ формируется путем усреднения по числу интервалов значений периодограммы

$$S(f) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N S_n(f) = \frac{1}{NP_w} \sum_{n=1}^N \left| \sum_{m=0}^{M_n-1} s^{(n)}(mT_{\dot{T}}) e^{-j2\pi f m T_{\dot{T}}} \right|^2. \quad (3.21)$$

Данный метод используется с целью уменьшения смещения получаемых спектральных оценок и ослабления эффекта Гиббса (появления боковых лепестков в спектре). Это особенно целесообразно в тех случаях, когда применяются временные окна с низким УБЛ. Кроме того, перекрытие временных интервалов позволяет увеличить число усредняемых

периодограмм при заданной длине пачки (выборки) сигналов и тем самым уменьшить дисперсию оценки.

3.1.2. Параметрические методы оценивания моментов доплеровского спектра сигнала, отраженного метеорологическим объектом

Процедура параметрического спектрального оценивания включает три этапа [12, 91]:

- выбор модели временного процесса (ряда);
- оценивание параметров принятой модели с использованием полученных отсчетов сигнала на интервале наблюдения (или значений АКФ);
- вычисление спектральных оценок посредством подстановки полученных параметров модели в расчетные выражения для спектральной плотности мощности, соответствующие этой модели.

3.1.2.1. Блочные параметрические методы спектрального оценивания

Блочные параметрические методы, так же как и приведенные выше непараметрические методы, предназначены для обработки целых блоков накопленных отсчетов сигнала некоторого фиксированного объема (пачек). Подобные методы целесообразно применять в тех случаях, когда объем имеющейся пачки ограничен, но желательно получить оценки с наилучшими возможными характеристиками. К блочным параметрическим методам можно отнести методы Юла-Уокера, Левинсона-Дербина, Берга, ковариационный, минимальной нормы и др.

Метод Юла-Уокера.

Коэффициенты a_k АР модели отраженного сигнала и его АКФ связаны системой линейных уравнений [60, 67]. В частности, можно записать выражение (2.106) для значений временного сдвига $q+1 \leq m \leq q+p$ и представить его в матричной форме

$$\begin{bmatrix} B(q) & B(q-1) & \dots & B(q-p) \\ B(q+1) & B(0) & \dots & B(q-p+1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ B(q+p) & B(p-1) & \dots & B(q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ -a_1 \\ \dots \\ -a_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B(q+1) \\ B(q+2) \\ \dots \\ B(q+p+1) \end{bmatrix}. \quad (3.22)$$

Таким образом, если заданы значения АКФ для $q+1 \leq m \leq q+p$, то АР коэффициенты можно найти как решение системы линейных уравнений (3.22), называемых системой уравнений Юла-Уокера (Yule-Walker) [56, 91, 107].

Матрица размером $p \times p$ в левой части системы (3.22) представляет собой АКМ сигнала $s(m)$. Если сигнал $s(m)$ предполагается стационарным случайным процессом, то его АКМ будет теплицевой и эрмитовой [91].

Для АР модели сигнала $s(m)$ коэффициенты АР a_k и величину σ_e^2 формирующего шума можно оценить по оценкам $\hat{B}(m)$ значений неизвестной АКФ сигнала. При этом выражение (3.22) с учетом (2.105) преобразуется к виду

$$\begin{bmatrix} B(0) & B(-1) & \dots & B(-p) \\ B(1) & B(0) & \dots & B(-p+1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ B(p) & B(p-1) & \dots & B(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ -a_1 \\ \dots \\ -a_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_e^2 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3.23)$$

где
$$B(m) = \begin{cases} \frac{1}{M-m} \sum_{i=0}^{M-m-1} s(i+m)s^*(i), & 0 \leq m \leq M-1, \\ \frac{1}{M-|m|} \sum_{i=0}^{M-|m|-1} s(i+|m|)s^*(i), & -(M-1) \leq m \leq 0. \end{cases}$$

Систему уравнений (3.23) можно решить с помощью эффективного рекурсивного алгоритма, разработанного независимо Левинсоном (N.Levinson) и Дербиным (J.Durbin) [91] и требующего выполнения порядка p^2 вычислительных операций.

Рекуррентная формула Левинсона связывает коэффициент АР a_k порядка k с коэффициентом a_{k-1} порядка $k-1$

$$a_{k,i} = a_{k-1,i} + \rho_k a_{k-1,k-i}^*, \quad (3.24)$$

где $i = 0, \dots, k$ – номер итерации; $\{a_{k,0} = 1, a_{0,i} = 1\}$ – начальные условия;

$$\rho_k = a_{k,k} = \frac{-\sum_{i=0}^{k-1} a_{k-1,i} B(k-i)}{\sigma_{k-1}^2} - \text{комплексные коэффициенты отражения;}$$

$\sigma_k^2 = \sigma_{k-1}^2 (1 - |\rho_k|^2)$ – оценка дисперсии σ_e^2 возбуждающего шума,

$$\sigma_0^2 = B(0).$$

Следует отметить, что СС коэффициенты нелинейно связаны с отсчетами АКФ и не могут быть найдены решением систем линейных уравнений, аналогичных (3.25) или (3.23).

Для решения нелинейных уравнений при оценивании СС коэффициентов используются итеративные методы оптимизации, требующие больших вычислительных затрат. К тому же они не гарантируют сходимости или даже могут сходиться к неверным решениям [91], поэтому их, в отличие от АР оценок, нецелесообразно применять для обработки сигналов в реальном времени.

В случае пачек отраженного сигнала большого объема прямое решение уравнений Юла–Уокера может давать вполне приемлемые оценки параметров ДС [91], однако при обработке коротких пачек получаемые с его помощью оценки имеют более низкую точность по сравнению с другими параметрическими методами.

Кроме того, для решения системы уравнений Юла–Уокера требуется вычисление значений АКФ. Однако, существуют методы определения параметров АР модели, основанные на использовании непосредственно отсчетов входного сигнала. Эти методы базируются на тесной связи задачи идентификации параметров АР процесса с теориями линейного предсказания и статистического оценивания.

Метод Берга

Алгоритм Берга (J.Burg), или алгоритм гармонического среднего [91, 107], основан на использовании критерия минимума СК ошибки предсказания, то есть отыскиваются такие значения коэффициентов АР, которые для каждого значения порядка k минимизируют сумму квадратов ошибок предсказания вперед (по отсчетам $s(m-1), \dots, s(m-k)$) и назад (по отсчетам $s(m+1), \dots, s(m+k)$)

$$\varepsilon_k = \sum_{m=k}^{M-1} \left[\left| e_k^f(m) \right|^2 + \left| e_k^b(m) \right|^2 \right], \quad (3.25)$$

где $k = 1, \dots, p$;

$$e_k^f(m) = s(m) - \hat{s}_f(m) = s(m) + \sum_{i=1}^k a_i^f s(m-i) \quad (3.26)$$

– ошибка предсказания вперед;

$$e_k^b(m) = s(m-p) - \hat{s}_b(m-p) = s(m-p) + \sum_{i=1}^k a_i^b s(m-p+i) \quad (3.27)$$

– ошибка предсказания назад.

По своей форме выражения (3.26) и (3.27) аналогичны уравнению АР модели (2.106), но с тем отличием, что в случае обработки выборок отсчетов конечного размера ошибки $e_k^f(m)$ и $e_k^b(m)$ не обязательно будут белым шумом, поэтому далее будем полагать, что эти ошибки являются отбеленным случайным процессом. Это позволит считать эквивалентны-

ми АР коэффициенты a_i и соответствующие коэффициенты линейного предсказания вперед a_i^f и назад a_i^b .

Берг установил, что величина ε_k является функцией только одного параметра – комплексного коэффициента отражения ρ_k . Приравнявая комплексную производную от ε по ρ_k нулю

$$\frac{\partial \varepsilon_k}{\partial \operatorname{Re}\{\rho_k\}} + j \frac{\partial \varepsilon_k}{\partial \operatorname{Im}\{\rho_k\}} = 0$$

и решая полученное уравнение относительно ρ_k , Берг получил следующее выражение для оценки коэффициентов отражения

$$\rho_k = \frac{-2 \sum_{m=k}^{M-1} e_{k-1}^f(m+1) e_{k-1}^{b*}(m)}{\sum_{m=k}^{M-1} \left[\left| e_{k-1}^f(m+1) \right|^2 + \left| e_{k-1}^b(m) \right|^2 \right]}. \quad (3.28)$$

Оценка (3.28) представляет собой гармоническое среднее коэффициентов частной корреляции ошибок предсказания вперед и назад.

Алгоритм Берга дает смещенные оценки спектральных составляющих, причем смещение может достигать 16% от разрешающей способности по частоте, характеризуемой величиной $1/NT$ [91]. Для уменьшения этого смещения используется взвешивание СК ошибки предсказания

$$\varepsilon_k = \sum_{m=k}^{M-1} w_k(m) \left[\left| e_k^f(m) \right|^2 + \left| e_k^b(m) \right|^2 \right],$$

что приводит к следующей оценке коэффициента отражения

$$\rho_k = \frac{-2 \sum_{m=k}^{M-1} w_{k-1}(m) e_{k-1}^f(m+1) e_{k-1}^{b*}(m)}{\sum_{m=k}^{M-1} w_{k-1}(m) \left[\left| e_{k-1}^f(m+1) \right|^2 + \left| e_{k-1}^b(m) \right|^2 \right]}, \quad (3.29)$$

где $w_k(m)$ – весовая функция (например, квадратичное окно или окно Хэмминга [11]).

Применение рассмотренных параметрических алгоритмов спектрального оценивания (Юла-Уокера, Берга), основанных на использовании рекурсивной процедуры Левинсона-Дербина, затруднено из-за существенной временной нестационарности и пространственной неоднородности сигналов, отраженных от МО.

Ковариационный метод линейного предсказания

Определение параметров АР модели методом Берга основано на минимизации СК ошибки предсказания по одному параметру – коэффициенту отражения ρ_k . Более общий подход состоит в совместной минимизации СК ошибок предсказания по всем коэффициентам линейного предсказания вперед и назад. Подобный метод, названный ковариационным, состоит в определении таких значений АР коэффициентов, которые для каждого значения порядка k раздельно минимизируют сумму квадратов ошибок предсказания вперед и назад

$$\varepsilon_k^f = \sum_{m=k}^{M-1} \left[\left| e_k^f(m) \right|^2 \right] \text{ и } \varepsilon_k^b = \sum_{m=0}^k \left[\left| e_k^b(m) \right|^2 \right].$$

Выражение для ошибок предсказания вперед (3.26) p -го порядка в диапазоне временных индексов от $m=1$ до $m=M+p$ можно записать в матричной форме

$$\bar{E}_p^f = \underline{S}_s \bar{a}^f,$$

где $\bar{E}_p^f = \left[e_p^f(0) \ e_p^f(1) \ \dots \ e_p^f(p) \ \dots \ e_p^f(M-p-1) \ \dots \ e_p^f(M-1) \ \dots \ e_p^f(M+p-1) \right]^T$;

$$\underline{S}_s = \begin{bmatrix} s(0) & 0 & \dots & 0 & 0 \\ s(1) & s(0) & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ s(p) & s(p-1) & \dots & s(1) & s(0) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ s(M-p-1) & s(M-p-2) & \dots & s(M-2p) & s(M-2p-1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ s(M-1) & s(M-2) & \dots & s(M-p-2) & s(M-p-1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & s(M-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{L} \\ \underline{T} \\ \underline{U} \end{bmatrix}$$

– прямоугольная $(M+p) \times (p+1)$ матрица отсчетов анализируемого сигнала; $\bar{a}^f = \left[1 \ a_1^f \ \dots \ a_p^f \right]^T$ – $(p+1)$ -элементный вектор коэффициентов линейного предсказания вперед;

\underline{L} – нижняя треугольная $p \times (p+1)$ матрица;

\underline{T} – прямоугольная $(M-p) \times (p+1)$ матрица;

\underline{U} – верхняя треугольная $p \times (p+1)$ матрица.

Использование матриц $\underline{\mathbf{L}}$ и $\underline{\mathbf{U}}$ предполагает предварительную и постобработку анализируемого сигнала с помощью прямоугольного весового окна (то есть приравнивания нулю значений до первого и после последнего отсчета). При анализе только имеющейся выборки отсчетов без взвешивания в выражении для ошибки предсказания необходимо учитывать $(M - p)$ значений сигнала

$$\vec{e}_p^f = \left[e_p^f(p) \quad \dots \quad e_p^f(M-1) \right]^T = \underline{\mathbf{T}} \vec{a}^f.$$

В этом случае матричное уравнение, минимизирующее средний квадрат ошибки предсказания вперед

$$\varepsilon_k^f = \sum_{m=p}^{M-1} \left| e_p^f(m) \right|^2 = \left(\vec{e}_p^f \right)^H \vec{e}_p^f, \quad (3.30)$$

будет иметь вид, аналогичный уравнению Юла-Уокера (3.22)

$$\underline{\mathbf{T}}^H \underline{\mathbf{T}} \vec{a}^f = \vec{P}^f, \quad (3.31)$$

где $\vec{P}^f = \left[p_p^f \quad 0 \quad \dots \quad 0 \right]^T$ – $(p+1)$ -элементный вектор.

Элементы эрмитовой $(p+1) \times (p+1)$ -матрицы $\underline{\mathbf{B}} = \underline{\mathbf{T}}^H \underline{\mathbf{T}}$ имеют вид корреляционных форм [91]

$$B(i, j) = \sum_{m=p}^{M-1} s^*(m-i) s(m-j),$$

которые не могут быть записаны как функции разности $(i - j)$, а это означает что автокорреляционная матрица (АКМ) $\underline{\mathbf{B}}$ не является треугольной матрицей [43, 91].

Необходимым условием невырожденности матрицы $\underline{\mathbf{B}}$ является условие $(M - p) \geq p$ или $p \leq M/2$, то есть порядок p АР модели не должен превышать половины длины выборки отсчетов анализируемого сигнала.

Аналогично выражениям (3.30) и (3.31) матричное уравнение, минимизирующее средний квадрат ошибки предсказания назад

$$\varepsilon_k^b = \sum_{m=p}^{M-1} \left| e_p^b(m) \right|^2 = \left(\vec{e}_p^b \right)^H \vec{e}_p^b, \quad (3.32)$$

будет иметь вид

$$\underline{\mathbf{T}}^H \underline{\mathbf{T}} \vec{a}^b = \vec{P}^b. \quad (3.33)$$

Здесь $\bar{e}_p^b = [e_p^b(p) \dots e_p^b(M-1)]^T$ - $(M-p)$ -элементный вектор ошибок линейного предсказания назад; $\bar{a}^b = [a_p^b \dots a_1^b \ 1]^T$ - $(p+1)$ -элементный вектор коэффициентов линейного предсказания назад; $\bar{p}^b = [0 \dots 0 \ \rho_p^b]^T$ - $(p+1)$ -элементный вектор.

Решения прямого (3.31) и обратного (3.33) матричных уравнений взаимосвязаны, так как в обоих случаях эти уравнения содержат одну и ту же АКМ $\underline{\mathbf{B}}$. Поскольку оба направления предсказания обеспечивают получение одинаковой статистической информации, целесообразно объединить статистики ошибок линейного предсказания вперед и назад с тем, чтобы получить большее число точек, в которых определяются ошибки (увеличить объем анализируемой выборки отсчетов). Тогда $(M-p)$ ошибок линейного предсказания вперед и $(M-p)$ ошибок линейного предсказания назад можно объединить в одном $2(M-p)$ -элементном векторе ошибок, который имеет следующий вид

$$\bar{e}_p = \begin{bmatrix} \bar{e}_p^f \\ \bar{e}_p^{b*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{T}} \\ \underline{\mathbf{T}}^* \underline{\mathbf{J}} \end{bmatrix} \bar{a},$$

$$\text{где } \underline{\mathbf{T}} = \begin{bmatrix} s(p) & \dots & s(0) \\ \dots & \dots & \dots \\ s(M-p) & \dots & s(M-2p) \\ \dots & \dots & \dots \\ s(M-1) & \dots & s(M-p-1) \end{bmatrix};$$

$\underline{\mathbf{J}}$ - $(p+1) \times (p+1)$ -матрица отражения [43], такая, что

$$\underline{\mathbf{T}}^* \underline{\mathbf{J}} = \begin{bmatrix} s^*(0) & \dots & s^*(p) \\ \dots & \dots & \dots \\ s^*(M-2p) & \dots & s^*(M-p) \\ \dots & \dots & \dots \\ s^*(M-p-1) & \dots & s^*(M-1) \end{bmatrix}.$$

Минимизируя среднее значение квадратов ошибок предсказания вперед и назад,

$$\varepsilon_k = \frac{1}{2} \left[\sum_{m=p}^{M-1} |e_p^f(m)|^2 + \sum_{m=p}^{M-1} |e_p^b(m)|^2 \right] = \frac{1}{2} (\bar{e}_p)^H \bar{e}_p = \frac{1}{2} \left[(\bar{e}_p^f)^H \bar{e}_p^f + (\bar{e}_p^b)^H \bar{e}_p^b \right], \quad (3.34)$$

можно получить следующее матричное уравнение [91]

$$\underline{\mathbf{B}}\underline{\mathbf{a}} = \underline{\mathbf{P}}, \quad (3.35)$$

в котором элементы АКМ

$$\underline{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{T}} \\ \underline{\mathbf{T}}^* \underline{\mathbf{J}} \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{T}} \\ \underline{\mathbf{T}}^* \underline{\mathbf{J}} \end{bmatrix} = \underline{\mathbf{T}}^H \underline{\mathbf{T}} + \underline{\mathbf{J}} \underline{\mathbf{T}}^T \underline{\mathbf{T}}^* \underline{\mathbf{J}}$$

имеют вид

$$B(i, j) = \sum_{m=p}^{M-1} [s^*(m-i)s(m-j) + s^*(m-p+i)s^*(m-p+j)]. \quad (3.36)$$

Процедура, основанная на совместной минимизации ошибок линейного предсказания вперед и назад, называется модифицированным ковариационным методом [91, с.274]. В отличие от метода Берга, основанного на минимизации только коэффициента отражения ρ_k (то есть коэффициента предсказания a_p), при использовании модифицированного ковариационного метода минимизация выполняется по всем коэффициентам предсказания.

Использование модифицированного ковариационного метода особенно предпочтительно в случае, когда временная нестационарность и пространственная неоднородность сигнала $s(m)$, отраженного МО, приводит к тому, что его АКМ $\underline{\mathbf{B}}$ является симметричной (эрмитовой), но не теплицевой [91, с.269]. Тогда перспективным является применение алгоритма, основанного на разложении Холецкого (Cholesky) [65, 91, 116] АКМ $\underline{\mathbf{B}}$ на нижнюю и верхнюю треугольные матрицы (триангуляризации методом квадратного корня) [37, 185].

Существенно уменьшить вычислительные затраты при определении неизвестных АР коэффициентов позволяет свойство эрмитовости матрицы $\underline{\mathbf{B}}$ (а именно $B(i, j) = B(j, i)$) [185], благодаря которому для определения всех ее элементов необходимо вычислять только нижнюю треугольную матрицу от $\underline{\mathbf{B}}$. Кроме того, рекурсивная формула

$$B(i+1, j+1) = B(i, j) + s^*(p-i)s(p-j) - s^*(M-i)s(M-i) - s(i+1)s^*(j+1) + s(M-p+i+1)s^*(M-p+j+1). \quad (3.37)$$

также уменьшает число необходимых вычислительных операций.

Таким образом, для нахождения автокорреляционной матрицы $\underline{\mathbf{B}}$ по пачке отсчетов сигнала $s(m)$ достаточно вычислить один столбец по формуле (3.36), а остальные элементы нижней треугольной матрицы найти, используя рекурсивное выражение (3.37). Затраты на определение этой

матрицы могут быть существенно уменьшены благодаря тому, что матрица $\underline{\mathbf{B}}$ является обобщенной эрмитовой матрицей (то есть $B(p-i, p-j) = B(j, i)$) [105].

Уравнение (3.35) имеет только одно ненулевое решение относительно \bar{a} при условии $\det \underline{\mathbf{B}} \neq 0$, что свидетельствует о положительной определенности матрицы $\underline{\mathbf{B}}$. В связи с этим существует одна и только одна нижняя треугольная матрица $\underline{\mathbf{L}}$ с положительными диагональными элементами, такая, что

$$\underline{\mathbf{L}}\underline{\mathbf{L}}^H = \underline{\mathbf{B}}. \quad (3.38)$$

Уравнение (3.38) представляет собой комплексный вариант разложения Холецкого. Из (3.38) следует [65], что

$$\left\{ \begin{array}{l} l(1,1) = \sqrt{B(1,1)}; \\ l(1, j) = B(1, j) / \sqrt{B(1,1)}, \quad j > 1; \\ l(i, i) = \sqrt{B(i, i) - \sum_{k=1}^{i-1} |l(k, i)|^2}, \quad i > 1; \\ l(i, j) = \frac{1}{l(i, i)} \sqrt{B(i, j) - \sum_{k=1}^{i-1} l^*(k, i) l(k, j)}, \quad j > i. \end{array} \right. \quad (3.39)$$

Анализ соотношений (3.39) показывает, что для триангуляризации матрицы $\underline{\mathbf{B}}$ размером $(p \times p)$ необходимо выполнить p извлечений квадратного корня и около $p^3/6$ умножений.

Матрицу $\underline{\mathbf{L}}$ можно найти с помощью рекурсивных соотношений [185]

$$\underline{\mathbf{B}}_p = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{B}}_{p-1} & \bar{r}_p \\ \bar{r}_p^H & B(p, p) \end{bmatrix}, \quad \underline{\mathbf{L}}_p = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{L}}_{p-1} & \bar{0} \\ \bar{l}_p & \lambda_p \end{bmatrix}, \quad (3.40)$$

где $\bar{r}_p = [B(p, 0) \quad B(p, 1) \quad \dots \quad B(p, p-1)]^H$; $\bar{l}_p = \bar{r}_p^H \underline{\mathbf{L}}_{p-1}^{-H}$;

$$\lambda_p = \sqrt{B(p, p) - \bar{l}_p^H \bar{l}_p}.$$

Для определения вектора коэффициентов AP \bar{a} подставим разложение (3.38) в формулу (3.35)

$$\underline{\mathbf{L}}_p \underline{\mathbf{L}}_p^H \bar{a} = \bar{P}.$$

Данному соотношению соответствуют два уравнения

$$\underline{\mathbf{L}}_p^H \bar{\mathbf{a}} = \bar{\mathbf{H}}, \quad (3.41)$$

$$\underline{\mathbf{L}}_p \bar{\mathbf{H}} = \bar{\mathbf{P}}. \quad (3.42)$$

Из уравнения (3.42) следует рекуррентное соотношение

$$h_i = \frac{1}{l_p(i,i)} \left(P_i - \sum_{k=1}^{i-1} l_p^*(i,k) h_k \right), \quad i = \overline{1, p}. \quad (3.43)$$

Компоненты вектора АР коэффициентов определяются выражением

$$a_i = \frac{1}{l_p(i,i)} \left(h_i - \sum_{k=i+1}^p l_p^*(k,i) a_k \right), \quad i = \overline{p, 1}. \quad (3.44)$$

Метод минимальной дисперсии

Основная идея метода минимальной дисперсии, разработанная Дж. Кейпоном (J. Сарон) для решения задач пространственно-временного анализа многомерных решеток датчиков [91, 187], заключается в нахождении вектора $\bar{\mathbf{a}}$ коэффициентов трансверсального фильтра, выходной сигнал которого [8, 91, 144]

$$y(n) = \sum_{k=0}^p a_k x(n-k) = \bar{\mathbf{a}}^T \bar{\mathbf{x}}(n),$$

при заданном входном сигнале $\bar{\mathbf{x}}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-p)]^T$ имел бы максимальную мощность.

Дисперсия выходного сигнала фильтра определяется выражением

$$\sigma_y^2 = \overline{|y(n)|^2} = \overline{\bar{\mathbf{a}}^H \bar{\mathbf{x}}^*(n) \bar{\mathbf{x}}^T(n) \bar{\mathbf{a}}} = \bar{\mathbf{a}}^H \overline{\bar{\mathbf{x}}^*(n) \bar{\mathbf{x}}^T(n)} \bar{\mathbf{a}} = \bar{\mathbf{a}}^H \underline{\mathbf{B}} \bar{\mathbf{a}},$$

где $\underline{\mathbf{B}}$ – известная или оцененная АКМ входного сигнала размером $(p+1) \times (p+1)$.

Здесь следует отметить, что коэффициенты фильтра выбираются таким образом, чтобы на начальной частоте анализа f_0 частотная характеристика фильтра имела единичный коэффициент усиления, то есть

$$\sum_{k=0}^p a_k \exp(-j2\pi f_0 k T) = \bar{\mathbf{a}}^T \bar{\mathbf{e}}^*(f_0) = \bar{\mathbf{e}}^H(f_0) \bar{\mathbf{a}} \equiv 1,$$

где $\bar{\mathbf{e}}(f) = [1 \ \exp(j2\pi f T) \ \dots \ \exp(j2\pi f p T)]^T$ – $(p+1)$ -вектор комплексных синусоид.

Тогда для нахождения вектора \vec{a} необходимо минимизировать функцию вида $\vec{a}^H \underline{\mathbf{B}} \vec{a} + \alpha (\vec{a}^H \vec{e}(\omega_0) - 1)$, где α – множитель Лагранжа.

В результате решение принимает вид [91, 187]

$$\vec{a} = \frac{\underline{\mathbf{B}}^{-1} \vec{e}(f_0)}{\vec{e}^H(f_0) \underline{\mathbf{B}}^{-1} \vec{e}(f_0)}, \quad (3.45)$$

а мощность выходного сигнала формирующего фильтра на частоте ω_0 равна

$$S(f_0) = T_i \sigma^2 = \frac{T_i}{\vec{e}^H(f_0) \underline{\mathbf{B}}^{-1} \vec{e}(f_0)},$$

где $-\frac{1}{2T_i} \leq f_0 \leq \frac{1}{2T_i}$.

Таким образом, процедура оценивания спектра методом минимальной дисперсии состоит из следующих этапов:

1. Оценивается АКМ $\underline{\mathbf{B}}$ по отсчетам принимаемого сигнала.
2. Задается некоторая начальная (опорная) частота f_0 и, следовательно, опорный вектор $\vec{e}(f_0)$. Для него рассчитывается $S(f_0)$.

Затем с некоторым шагом вводится следующее значение опорной частоты, и для него вычисления повторяются. Вычисление $S(f_0)$ производится во всем диапазоне возможных частот в отдельных, достаточно близко расположенных, точках. Далее отыскивается положение максимумов.

В связи со сложностью практической реализации, обусловленной необходимостью решения задачи поиска глобального экстремума многоэкстремального функционала в многомерном пространстве, метод минимальной дисперсии в настоящее время имеет ограниченное практическое применение.

Метод MUSIC

Метод классификации множественных сигналов (multiple signal classification, MUSIC) [56, 91] основан на разделении информации, содержащейся в АКМ $\underline{\mathbf{B}}_x$ входной смеси $x(t)$, на два векторных подпространства: подпространство сигнала и подпространство шума. Эти подпространства определяются собственными векторами АКМ. Для того, чтобы вектор \vec{v}_i был собственным вектором АКМ, необходимо выполнение условия

$$\underline{\mathbf{B}}_x \vec{v}_i = \lambda_i \vec{v}_i,$$

где λ_i – собственное значение АКМ, соответствующее вектору \vec{v}_i .

Поскольку ранг АКМ $\underline{\mathbf{B}}_x$ равен M , то эта матрица будет иметь M собственных векторов

$$\underline{\mathbf{B}}_x = \sum_{i=1}^M \bar{x}_i \bar{x}_i^H = \sum_{i=1}^M \lambda_i \bar{v}_i \bar{v}_i^H = \underline{\mathbf{v}} \underline{\Lambda} \underline{\mathbf{v}}^H,$$

где собственные значения λ_i АКМ упорядочены по степени убывания, то есть $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_M$, а собственные векторы \bar{v}_i ортогональны, то есть

$$\bar{v}_i^H \bar{v}_j = \begin{cases} 1, & i = j; \\ 0, & i \neq j; \end{cases}$$

где $\underline{\mathbf{V}} = [\bar{v}_1 \quad \bar{v}_2 \quad \dots \quad \bar{v}_M]$ – матрица размером $M \times M$, столбцами которой являются собственные векторы АКМ; $\underline{\Lambda} = \text{diag}[\lambda_1 \quad \lambda_2 \quad \dots \quad \lambda_M]$ – диагональная матрица.

Если входная смесь состоит из полезного сигнала, представляющего собой отсчеты узкополосного процесса (2.32), и белого шума, то ее АКМ можно представить в виде суммы АКМ сигнала $\underline{\mathbf{B}}$ и шума $\underline{\mathbf{B}}_\phi$

$$\underline{\mathbf{B}}_x = \sum_{i=1}^M \bar{x}_i \bar{x}_i^H = \sum_{i=1}^M (\bar{s}_i + \bar{n}_i)(\bar{s}_i + \bar{n}_i)^H = \sum_{i=1}^M \bar{s}_i \bar{s}_i^H + \sum_{i=1}^M \bar{n}_i \bar{n}_i^H = \underline{\mathbf{B}} + \underline{\mathbf{B}}_\phi, \quad (3.46)$$

где $\underline{\mathbf{B}} = \sum_{i=1}^M \bar{s}_i \bar{s}_i^H$ – АКМ полезного сигнала; $\underline{\mathbf{B}}_\phi = \sum_{i=1}^M \bar{n}_i \bar{n}_i^H = \rho_\phi \underline{\mathbf{I}}$ – АКМ внутриприемного шума; ρ_ϕ – дисперсия шума; $\underline{\mathbf{I}}$ – единичная $M \times M$ матрица.

Если порядок АР модели p меньше ранга АКМ входной смеси, определяемого размером M обрабатываемой пачки, то разложение АКМ по собственным значениям (3.46) можно привести к следующему виду

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{B}}_x &= \sum_{i=1}^M \lambda_i \bar{v}_i \bar{v}_i^H = \sum_{i=1}^p \lambda_i \bar{v}_i \bar{v}_i^H + \rho_\phi \sum_{i=1}^M \bar{v}_i \bar{v}_i^H = \\ &= \sum_{i=1}^p (\lambda_i + \rho_\phi) \bar{v}_i \bar{v}_i^H + \sum_{i=p+1}^M \rho_\phi \bar{v}_i \bar{v}_i^H. \end{aligned} \quad (3.47)$$

Из (3.47) следует, что полезному сигналу (сигнальному подпространству) будут соответствовать p наибольших (так называемых главных) собственных векторов $\bar{v}_1 \dots \bar{v}_p$. Оставшиеся $(M - p)$ векторов будут соответствовать чистому шуму (подпространству шума). Теоретически,

как следует из (3.47), все $(M - p)$ наименьших собственных значений должны совпадать по величине, однако реально из-за наличия ошибок измерений они лишь очень близки [56, 91].

Поскольку собственные векторы АКМ взаимно ортогональны и главные собственные векторы находятся в том же подпространстве, что и векторы сигнала, то векторы сигнала ортогональны всем векторам в подпространстве шума, включая любую их комбинацию,

$$\vec{s}_i^H \left[\sum_{k=M+1}^p \alpha_k \vec{v}_k \right] = 0 \quad \text{или} \quad \sum_{k=M+1}^p \alpha_k \left| \vec{s}_i^H \vec{v}_k \right|^2 = 0, \quad (3.48)$$

где α_k – весовой коэффициент.

Полагая все $\alpha_k = 1$, преобразуем уравнение (3.48) к виду

$$\sum_{k=M+1}^p \left| \vec{s}_i^H \vec{v}_k \right|^2 = \sum_{k=M+1}^p \vec{s}_i^H \vec{v}_k \vec{v}_k^H \vec{s}_i = \vec{s}_i^H \left(\sum_{k=M+1}^p \vec{v}_k \vec{v}_k^H \right) \vec{s}_i \equiv 0,$$

где выражение $D(f) = \vec{s}_i^H \left(\sum_{k=M+1}^p \vec{v}_k \vec{v}_k^H \right) \vec{s}_i$ носит название «нуль-спектра».

Спектр сигнала определяется величиной, обратной «нуль-спектру», [8]

$$S(f) = \frac{1}{D(f)} = \frac{1}{\vec{s}_i^H \left(\sum_{k=M+1}^p \vec{v}_k \vec{v}_k^H \right) \vec{s}_i}. \quad (3.49)$$

Оценка (3.49) не является действительной оценкой спектра принимаемого сигнала, поскольку по ней невозможно определить абсолютную величину мощности спектральных составляющих, а в некоторых ситуациях и относительные величины, то есть не существует корректного обратного преобразования [113]. Выражение (3.49) представляет собой псевдооценку спектра, по которой можно с высокой точностью определить лишь набор частотных составляющих исходного сигнала.

Подобными свойствами обладает и ряд сходных с MUSIC параметрических методов, основанных на анализе собственных значений АКМ сигналов:

– метод минимальной нормы [8, 182], заключающийся в оценке спектральных составляющих сигнала на основе соотношения, полученного путем алгебраических преобразований,

$$S(f) = \frac{\left(\bar{u}_1^H \underline{\mathbf{V}}_\phi \underline{\mathbf{V}}_\phi^H \bar{u}_1 \right)^2}{\left| \bar{e}^H(f) \underline{\mathbf{V}}_\phi \underline{\mathbf{V}}_\phi^H \bar{u}_1 \right|^2}, \quad (3.50)$$

где \bar{u}_1 – вектор размером $(p+1)$, такой, что $u_{1i} = \begin{cases} 1, & i = 1 \\ 0, & i > 1 \end{cases}$,
 $\underline{\mathbf{V}}_\phi = \left[\bar{v}_{M+1} \dots \bar{v}_{p+1} \right]$ – матрица размером $(p+1) \times (p-M)$, составленная из шумовых собственных векторов АКМ $\underline{\mathbf{B}}$.

Таким образом, для отыскания спектра необходимо предварительно оценить матрицу $\underline{\mathbf{V}}_\phi$ шумовых собственных векторов, причем выражение в числителе (3.50) представляет собой постоянную величину, не зависящую от f .

Метод ESPRIT (Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Technique) [91, 114] заключается в оценке частоты в сигнальном подпространстве и основан, в отличие от MUSIC, на использовании главных собственных векторов $\bar{v}_1 \dots \bar{v}_p$ (3.47) АКМ сигнала. Процедура оценки частоты сигнала данным методом основана на замене АКМ ее аппроксимацией пониженного ранга, записываемой через главные собственные векторы.

3.1.2.2. Рекурсивные параметрические методы спектрального оценивания

Для решения задачи оценки параметров ДС пространственно неоднородных и нестационарных сигналов, отраженных МО, могут быть использованы адаптивные рекурсивные (последовательные) процедуры оценивания, заключающиеся в пошаговой корректировке текущих оценок моментов (1.16)-(1.18) спектра [36, 103]. Рекурсия продолжается до тех пор, пока ошибки оценки параметров спектра МО не станут меньше заданной величины. К рекурсивным относятся:

1. Градиентные методы (метод наискорейшего спуска, метод минимизации среднеквадратической ошибки (СКО), дифференциальные алгоритмы наискорейшего спуска, ускоренные градиентные алгоритмы и другие методы, отличающиеся процедурами оценки градиента ошибки и величиной шага поиска [98]). Их общим недостатком является высокая чувствительность к разбросу собственных значений АКМ, ухудшающая сходимость рекурсивной процедуры оценки.

Отметим, что разброс собственных значений можно оценить с помощью числа обусловленности АКМ $\text{cond} \underline{\mathbf{B}} = \lambda_{\max} / \lambda_{\min}$. При РЛ зондировании МО с помощью бортовой импульсно-доплеровской РЛС число

обусловленности АКМ входного сигнала, равное ОСШ, может достигать нескольких десятков децибел [43].

2. Методы наименьших квадратов (МНК), основанные на пошаговой минимизации СК ошибки линейного предсказания. В классическом варианте МНК ошибка $\varepsilon_p = (\bar{e}_p)^H \bar{e}_p$, где \bar{e}_p – вектор ошибок, входящий в матричное уравнение (3.40)

$$\underline{\mathbf{B}}\bar{\mathbf{a}} + \bar{\mathbf{e}}_p = \bar{\mathbf{P}}. \quad (3.51)$$

Приравнивая частную производную $\partial\varepsilon/\partial\bar{\mathbf{a}}$ к нулю (по необходимому условию существования экстремума), находят оценку вектора $\bar{\mathbf{a}}$

$$\bar{\mathbf{a}} = \left[\frac{\underline{\mathbf{B}}^H \bar{\mathbf{P}}}{\underline{\mathbf{B}}^H \underline{\mathbf{B}}} \right]^H. \quad (3.52)$$

Подставив (3.52) в (3.51), получаем МНК оценку вектора АР коэффициентов

$$\hat{\bar{\mathbf{a}}} = (\underline{\mathbf{B}}^H \underline{\mathbf{B}})^{-1} \underline{\mathbf{B}}^H \bar{\mathbf{P}} = (\underline{\mathbf{B}}^H \underline{\mathbf{B}})^{-1} \underline{\mathbf{B}}^H (\underline{\mathbf{B}}\bar{\mathbf{a}} + \bar{\mathbf{e}}_p) = \bar{\mathbf{a}} + (\underline{\mathbf{B}}^H \underline{\mathbf{B}})^{-1} \underline{\mathbf{B}}^H \bar{\mathbf{e}}_p. \quad (3.53)$$

Второе слагаемое в (3.53) равно нулю только в том случае, если вектор случайных ошибок $\bar{\mathbf{e}}_p$ равен нулю, то есть оценка $\hat{\bar{\mathbf{a}}}$ совпадает с точным значением вектора $\bar{\mathbf{a}}$ лишь при полном отсутствии случайных ошибок.

В классическом варианте МНК априорные дисперсии каждого отдельного отсчета принимаются равными единице и не входят явно в выражение (3.53). Предполагая неравноточность получаемых отсчетов сигналов, необходимо на основе априорных предположений о точности каждого отдельного отсчета ввести соответствующую матрицу ковариаций $\underline{\mathbf{Q}}_\varepsilon = E\left\{ \bar{\varepsilon}_p \bar{\varepsilon}_p^H \right\}$, которая входит в уравнение оценки вектора $\bar{\mathbf{a}}$ для взвешенного МНК (weighted least squares method)

$$\hat{\bar{\mathbf{a}}} = (\underline{\mathbf{B}}^H \underline{\mathbf{Q}}_\varepsilon^{-1} \underline{\mathbf{B}})^{-1} \underline{\mathbf{B}}^H \underline{\mathbf{Q}}_\varepsilon^{-1} \bar{\mathbf{P}}. \quad (3.54)$$

Если ошибки оценки на разных итерациях коррелированы, то матрица априорных ковариаций $\underline{\mathbf{Q}}_\varepsilon$ оказывается полной. Эта разновидность МНК называется обобщенным МНК (generalized least squares method). В связи с тем, что вычислить априорные корреляции между наблюдениями, как правило, затруднительно, обобщенный МНК в чистом виде практически не применяется.

3. Рекурсивный метод оценки на основе фильтра Калмана.

В терминах оптимальной линейной дискретной фильтрации задача оценки АР коэффициентов состоит в следующем [155]. Предположим, что наблюдению на входе блока оценки доступны отсчеты случайной последовательности $x(m)$, являющейся аддитивной смесью сигнала $s(m)$ и широкополосного шума $n(m)$

$$x(m) = s(m) + n(m). \quad (3.55)$$

Полезный сигнал $s(m)$ является функцией времени t и многокомпонентного сообщения $\vec{a} = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_p]^T$, представляющего собой векторный случайный процесс,

$$s(m) = \sum_{k=1}^p a_k(m)s(m-k) + e(m) = \vec{a}^T(m)\vec{s}(m) + e(m), \quad (3.56)$$

где $\vec{s}(m) = [s(m-1) \ s(m-2) \ \dots \ s(m-p)]^T$ – вектор отсчетов выходного сигнала формирующего фильтра; $\vec{a}(m) = [a_1(m)a_2(m)\dots a_p(m)]$ – оценка вектора сообщения \vec{a} на m -м шаге.

Шумы $n[m]$ и $e[m]$ предполагаются нормальными белыми независимыми случайными последовательностями, такими, что выполняются условия

$$\overline{n(m)n^*(i)} = \sigma_n^2\delta(m-i); \quad \overline{e(m)e^*(i)} = \sigma_e^2\delta(m-i); \quad \overline{n(m)e^*(i)} = 0,$$

где $\delta(m-i) = \begin{cases} 1, & m=i; \\ 0, & m \neq i \end{cases}$ – символ Кронекера; σ_n^2, σ_e^2 – дисперсии последовательностей $n[m]$ и $e[m]$ соответственно.

В этом случае задача фильтрации состоит в том, чтобы по реализации процесса $x(m)$ оптимальным образом оценить значения компонентов вектора \vec{a} .

Вся доступная информация о текущих значениях компонентов вектора \vec{a} , получаемая в процессе наблюдения процесса $x(m)$, содержится в апостериорной условной плотности вероятностей $p[\vec{a}(m):m|x(1)\dots x(m)]$ вектора \vec{a} [153].

Зная апостериорную плотность вероятностей $p[\vec{a}(m):m|x(1)\dots x(m)]$, можно сформировать текущую оценку вектора \vec{a} , в качестве которой берется вектор, соответствующий максимуму $p[\vec{a}(m):m|x(1)\dots x(m)]$.

Апостериорная плотность $p[\vec{a}(m):m|x(1)\dots x(m)]$ меняется как под воздействием изменяющегося процесса \vec{a} , так и в результате накопления

сведений о процессе \vec{a} по принятому процессу $x(m)$. Изменение процесса \vec{a} приводит к расширению $p[\vec{a}(m):m|x(1)...x(m)]$, а накопление сведений о нем – к сужению этого распределения.

На основании приведенных выше априорных сведений оптимальная по критерию максимума апостериорной вероятности оценка \vec{a} определяется следующими рекуррентными уравнениями [153, 155]:

а) уравнением наблюдения

$$x(m) = \vec{a}^T(m) \vec{s}(m) + e(m) + n(m); \quad (3.57)$$

б) уравнением оптимальной оценки

$$\hat{\vec{a}}(m) = \hat{\vec{a}}(m-1) + \vec{k}(m) [x(m) - \hat{\vec{a}}^T(m-1) \vec{s}(m)]; \quad (3.58)$$

в) уравнением оптимальных весовых коэффициентов

$$\vec{k}(m) = \frac{\gamma(m-1) \vec{s}^*(m)}{\sigma_\Sigma^2 + \gamma(m-1) \vec{s}^T(m) \vec{s}^*(m)} = \frac{\gamma(m-1) \vec{s}^*(m)}{\sigma_n^2 + \sigma_e^2 + \gamma(m-1) |\vec{s}(m)|_E^2}; \quad (3.59)$$

г) уравнением ошибки оценки

$$\gamma(m) = [1 - \vec{k}(m) \vec{s}^T(m)] \gamma(m-1) = \gamma(m-1) - \frac{\gamma(m-1)^2 |\vec{s}(m)|_E^2}{\sigma_n^2 + \sigma_e^2 + \gamma(m-1) |\vec{s}(m)|_E^2}, \quad (3.60)$$

где $|\vec{s}(m)|_E^2 = \vec{s}^T(m) \vec{s}^*(m)$ – квадрат евклидовой нормы вектора $\vec{s}(m)$.

Уравнения (3.57)-(3.60) полностью описывают алгоритм оптимального линейного фильтра Калмана (рис. 3.1). На входе фильтра Калмана из принимаемой аддитивной смеси $x(m)$ вычитается ее оценка, полученная по предыдущим наблюдениям (предсказуемая часть), $\hat{\vec{a}}^T(m-1) \vec{s}(m)$. Из линейной комбинации этой разности, взвешенной с весом $\vec{k}(m)$, и из предыдущей оценки (априорных сведений) $\hat{\vec{a}}(m-1)$ формируется текущая оптимальная оценка $\hat{\vec{a}}(m)$.

При нестационарном характере отражений от МО в уравнения (3.57)-(3.60) должна быть введена неунитарная переходная матрица состояния, отражающая взаимосвязь во времени последовательных значений вектора \vec{a} [155].

Начальные условия в уравнениях могут быть заданы в виде

$$\hat{\vec{a}}(0) = [0 \quad 0 \quad \dots \quad 0], \quad \gamma(0) = 1. \quad (3.61)$$

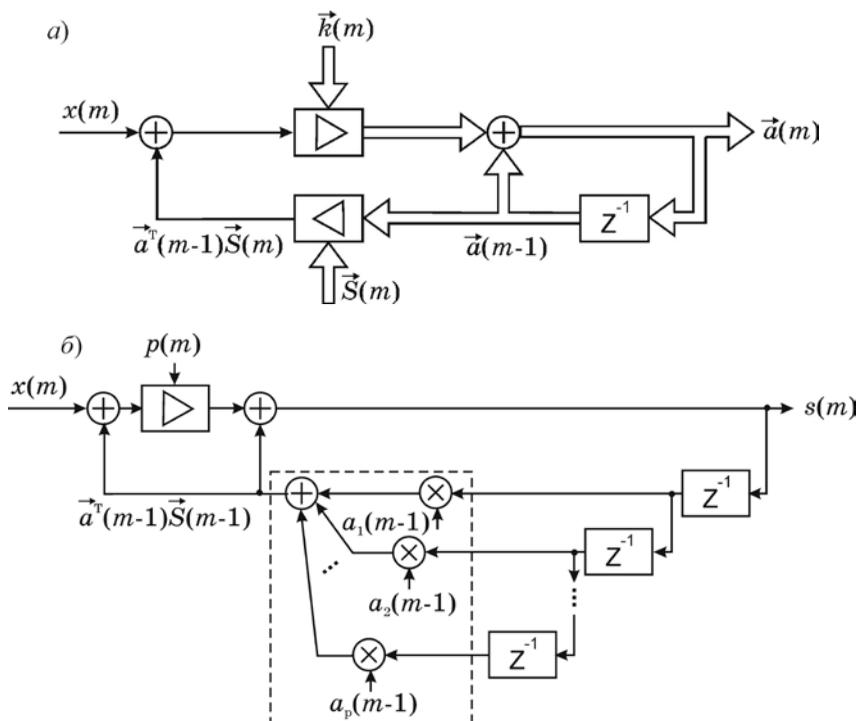


Рис. 3.1. Структурная схема устройства рекурсивной оценки:
a – блок оценки АР коэффициентов; *б* – блок фильтрации полезного сигнала

Предположим теперь, что известен вектор \vec{a} . Тогда для сигнально-помеховой обстановки, описываемой уравнением (3.55), оптимальная рекуррентная экстраполяция сигнала $s(m)$ определяется разностными уравнениями, являющимися частным случаем уравнений фильтра Калмана-Бьюсси [153, 155]

$$\hat{s}(m+1) = \vec{a}^T \vec{s}(m) + \frac{\left[\sigma_e^2 + p(m) |\vec{a}|_E^2 \right] \left[x(m+1) - \vec{a}^T \vec{s}(m) \right]}{\sigma_n^2 + \sigma_e^2 + p(m) |\vec{a}|_E^2}, \quad (3.62)$$

где

$$p(m+1) = \left[\sigma_e^2 + p(m) |\vec{a}|_E^2 \right] - \frac{\left[\sigma_e^2 + p(m) |\vec{a}|_E^2 \right]^2}{\sigma_n^2 + \sigma_e^2 + p(m) |\vec{a}|_E^2} \quad (3.63)$$

– текущее значение квадрата среднеквадратической ошибки фильтрации.

Уравнения (3.62) и (3.63) описывают линейный дискретный фильтр, имеющий p комплексных полюсов и изменяющийся во времени коэффициент передачи.

Используя взаимную подстановку текущих решений уравнений (3.57)-(3.60) и (3.62), (3.63), получим систему уравнений, описывающих работу адаптивного дискретного фильтра и позволяющих проводить рекуррентную оценку вектора \vec{a} АР коэффициентов по мере поступления отраженных сигналов. После накопления по оценкам АР коэффициентов определяются средняя частота \bar{f} и ширина Δf ДС сигнала, отраженного МО.

Отметим, что при решении конкретных прикладных задач применение калмановской фильтрации сопряжено с рядом таких проблем, как возможное накопление ошибок, вероятное отсутствие сходимости процесса оценивания, возникающее из-за неполноты или недостаточности априорной информации о свойствах сигналов, или возможная потеря работоспособности фильтра при подаче на его вход сигнала, не имеющего шума хотя бы в одной из составляющих [138].

Достоинством рекурсивных алгоритмов является способность коррекции промежуточных ошибок в процессе оценки, что важно при сильной временной нестационарности и пространственной неоднородности обрабатываемых сигналов. К основными недостаткам большинства рекурсивных методов относятся большой объем вычислений, проводимых на каждом шаге рекурсии в реальном масштабе времени, а также малая скорость сходимости получаемых оценок к истинным значениям параметров.

3.1.3. Сравнительный анализ методов оценивания параметров доплеровского спектра сигнала, отраженного МО

Непараметрические методы спектрального анализа, вследствие ограниченности частотного разрешения и точности определения частот отдельных компонент ДС отраженных сигналов на выборках ограниченной длины, не обеспечивают выполнение ТТТ по точности и достоверности обнаружения опасных зон СВ и турбулентности в МО (п. 1.3). Предложенные в последнее время многочисленные способы усовершенствования классических методов спектральных оценок (например, применение временных или спектральных окон либо дополнение выборки нулями) позволяют несколько улучшить точность оценки отдельных компонент спектра, но не позволяют увеличить частотное разрешение.

Представляет интерес анализ возможности использования для решения задачи оценки моментов ДС сигналов МО параметрических методов.

Наиболее предпочтительными для анализа ДС сигналов, отраженных МО, являются методы, основанные на статистической модели АР

процесса. Это связано, прежде всего, с их способностью выделять максимумы спектра на отдельных частотах. Другие модели на базе рациональных функций (СС и АРСС) не обладают данным преимуществом либо в настоящее время недостаточно исследованы.

Применение традиционных параметрических методов Юла–Уокера и Берга, основанных на использовании рекурсивной процедуры Левинсона–Дербина, для оценки параметров ДС, затруднено из-за существенной неоднородности и нестационарности сигналов, отраженных МО. Кроме того, метод Берга менее эффективен по сравнению с другими параметрическими методами (ковариационным, минимальной дисперсии и MUSIC) при наличии в пределах разрешаемого объема нескольких локальных групп ГМ,двигающихся с разными скоростями [198].

Другим важным недостатком метода Берга является расщепление спектральных линий узкополосного процесса при его анализе на фоне широкополосного шума [91]. Условия, при которых такое расщепление имеет место (большое ОСШ, большой относительный порядок модели, равный отношению порядка модели к длине выборки анализируемого сигнала) часто возникают при зондировании МО бортовыми РЛС, установленными на подвижных носителях.

Более предпочтительным является использование ковариационного метода, обладающего наибольшей точностью среди AP методов оценки спектральных составляющих [91]. Сравнимыми характеристиками по точности частотных оценок обладают методы, основанные на анализе собственных значений АКМ принимаемых сигналов (MUSIC, ESPRIT [114, 195], минимальной нормы и др.), причем, хотя метод MUSIC и проигрывает методу минимальной нормы в точности оценивания [199], но зато он более устойчив к нестабильности коэффициента усиления приемного тракта и наличию фазовых ошибок [194]. Метод ESPRIT занимает промежуточное положение. Однако, ориентированность указанных методов на выделение сигналов точечных целей на фоне широкополосного шума затрудняет их использование при решении задачи оценки моментов ДС такой пространственно распределенной цели, как МО. В частности, в [1] отмечается, что методы, основанные на анализе собственных значений АКМ, приводят к ошибочным (неоднозначным) измерениям во всех случаях, когда составляющие ДС сигналов МО сильно коррелированы. Достаточным условием этого является разреженность выборки отсчетов сигналов [189].

Из представленного анализа свойств различных параметрических методов оценки моментов ДС отраженного сигнала следует предварительный вывод о том, что наиболее предпочтительными для реализации в бортовой РЛС являются модифицированный ковариационный метод и MUSIC. Для обоснованного выбора необходимо сравнить рассматриваемые методы по ряду критериев: адекватности и точности оценки, вычис-

лительной сложности, устойчивости и чувствительности к стабильности амплитудных и фазовых характеристик каналов приемного тракта бортовой РЛС, уровню собственных шумов, коррелированности и уровню принимаемых сигналов, объему пачки сигналов, используемому для оценки спектральных моментов.

Представляет также интерес сравнение характеристик оценок параметров ДС, обеспечиваемых выбранными параметрическими методами, с результатами, достигаемыми при использовании классических методов спектрального оценивания.

3.1.3.1. Анализ точности оценки моментов доплеровского спектра

Суммарная ошибка (погрешность) измерения моментов ДС сигналов, отраженных разрешаемым объемом МО, содержит систематическую, динамическую и флюктуационную составляющие. Причиной динамической ошибки является изменение самой измеряемой величины за время ее оценки. Систематическая ошибка измерения обусловлена погрешностью настройки фильтров в трактах формирования ЗС и обработки принимаемых сигналов. Источником флюктуационной ошибки являются внутренние шумы приемника РЛС, внешние помехи, флюктуации самого полезного сигнала. Рассмотрим далее флюктуационную погрешность оценки моментов ДС отраженных сигналов, характеризующую дисперсией соответствующих оценок [80].

Наибольшую точность (минимальную дисперсию) оценки при большом объеме M пачки сигналов обеспечивает метод МП (п. 3.1.1.1) [87]. При этом в качестве оценки измеряемого параметра ε отраженного сигнала используется его значение, соответствующее максимуму функции правдоподобия. Дисперсия оценки параметра ε , определяемая соотношением [172]

$$\sigma_{\varepsilon}^2 \geq -\frac{1}{\left\langle \partial^2 / \partial \varepsilon^2 \ln L(x[t]|\varepsilon) \right\rangle}, \quad (3.64)$$

задает нижнюю границу, так называемую границу Крамера-Рао [155, 127], с которой должны сравниваться дисперсии оценок других алгоритмов. Здесь $L(x[t]|\varepsilon)$ – функция правдоподобия. В случае, если ДС сигнала МО имеет гауссовскую форму, а внутриприемный шум является некоррелированным нормальным случайным процессом, то дисперсия оценки средней частоты \bar{f} методом МП может быть представлена в виде [60, 201]

$$\sigma_{\bar{f}}^2 \geq \frac{12\Delta f^4 T_i^2}{M \left[1 - 12(\Delta f T_i)^2 \right]} \quad (3.65)$$

при большом ОСШ и выражением

$$\sigma_{\bar{f}}^2 \geq \frac{2}{\sqrt{\pi}} \frac{\Delta f^3 T_i}{M} Q^{-2} \quad (3.66)$$

при малом ОСШ.

Дисперсия оценки ширины Δf ДС представляются аналогичными выражениями [60, 201]

$$\sigma_{\Delta f}^2 \geq \frac{45}{4} \frac{\Delta f^6 T_i^4}{M} \quad (3.67)$$

при большом ОСШ и

$$\sigma_{\Delta f}^2 \geq \frac{2}{\sqrt{\pi}} \frac{\Delta f^3 T_i}{M} Q^{-2} \quad (3.68)$$

при малом ОСШ.

Для оценки целесообразности реализации параметрических методов спектрального оценивания необходимо сравнить их точностные характеристики с соответствующими выражениями для классических непараметрических методов, поэтому ниже приведем соотношения, определяющие точность оценки \bar{f} и Δf методами парных импульсов и периодограмм.

Дисперсии оценок средней частоты \bar{f} и ширины Δf ДС сигналов, отраженных МО, методом парных импульсов, полученные на основе вариационного анализа [40], равны соответственно [142]

$$\sigma_{\bar{f}}^2 = \frac{(1 + Q^{-1})^2 - \rho^2(T_i)}{8\pi^2 M \rho^2(T_i) T_i^2} \quad (3.69)$$

$$\sigma_{\Delta f}^2 = \begin{cases} \frac{3}{8\sqrt{\pi}} \frac{\Delta f}{M T_i} & \text{ïðå áíëüøñì ÌÑØ,} \\ \frac{1,5}{\Delta f^2 T_i^4 M Q} & \text{ïðå àèññ ÌÑØ,} \end{cases} \quad (3.70)$$

где $\rho(T_i) = \exp[-(\pi \Delta f T_i)^2]$ – нормированный коэффициент корреляции.

Из (3.69) следует, что дисперсия оценки \bar{f} экспоненциально возрастает при увеличении Δf или T_i .

Для метода периодограмм выражения, определяющие дисперсии оценок средней частоты \bar{f} и ширины Δf ДС сигналов МО, соответственно имеют вид [60, 169]

$$\sigma_{\bar{f}}^2 = \frac{1}{MT_{\dot{i}}^2} \left[\frac{\sqrt{\pi}\Delta f T_{\dot{i}}}{2} + 8(\pi\Delta f T_{\dot{i}})^2 Q^{-1} + \frac{1}{12} Q^{-2} \right], \quad (3.71)$$

$$\sigma_{\Delta f}^2 = \frac{1}{MT_{\dot{i}}^2} \left[\frac{3\Delta f T_{\dot{i}}}{8\sqrt{\pi}} + 4(\pi\Delta f T_{\dot{i}})^2 Q^{-1} + \left(\frac{1}{320\Delta f^2 T_{\dot{i}}^2} + \frac{\Delta f^2 T_{\dot{i}}^2}{4} - \frac{1}{24} \right) Q^{-2} \right]. \quad (3.72)$$

Заметим, что первый член (3.71) равен соответствующему члену в выражении, получаемом при разложении в ряд формулы (3.69) для метода парных импульсов. Это означает, что эффективность обоих методов при высоком ОСШ соизмерима, однако другие члены (3.71) превышают соответствующие члены (3.69). Следовательно, при малых значениях ОСШ и узком спектре ($\Delta f T_{\dot{i}} < 1/4$), метод парных импульсов дает оценки \bar{f} с меньшей дисперсией.

В выражении (3.72) для дисперсии оценки ширины спектра методом периодограмм первый член также равен значению (3.70) дисперсии оценки методом парных импульсов при высоком ОСШ. Это значит, что при большом ОСШ данные методы эквивалентны. При низком ОСШ дисперсия $\sigma_{\Delta f}^2$ оценки ширины спектра методом парных импульсов будет приблизительно в три раза меньше, чем значение, получаемое методом периодограмм.

Здесь следует отметить, что увеличение дисперсий оценок \bar{f} и Δf методом периодограмм с ростом Δf не подчиняется экспоненциальному закону, что делает предпочтительным использование данного метода в случае широких спектров.

На рис. 3.2,*а* представлена зависимость дисперсии оценки ширины ДС сигналов, отраженных МО, от длины выборки (объема пачки). При расчете предполагалось, что ОСШ $Q=10$ дБ, $T_{\dot{i}}=1$ мс, $\sigma_v=5$ м/с (что соответствует сильной турбулентности), $\lambda=3$ см.

Приведенные результаты подтверждают обратно пропорциональную зависимость между $\sigma_{\Delta f}^2$ и M , следующую из (3.67), (3.70) и (3.72). На рис. 3.2,*б* представлена та же зависимость, но в другом масштабе – для СКО оценки пульсаций радиальной скорости для разрешаемого объема МО. Поскольку бортовая РЛС должна обеспечивать точность оценки ширины спектра радиальной скорости МО порядка ± 1 м/с, то, исходя из рис. 3.2, необходимый объем пачки составит от 7 (метод МП) до 24 (метод периодограмм) отраженных импульсов.

На рис. 3.2,*в* и 3.2,*г* приведены зависимости дисперсии оценки ширины ДС сигналов, отраженных МО, и СК ошибки оценки ширины спектра радиальной скорости МО от объема пачки, полученные при меньшем ОСШ ($Q = 0$ дБ). Уменьшение ОСШ может быть вызвано, например, на-

личие широкополосных некоррелированных пассивных помех. В этом случае минимально допустимый объем пачки составляет от 40 (метод МП) до 120 (метод периодограмм) импульсов.

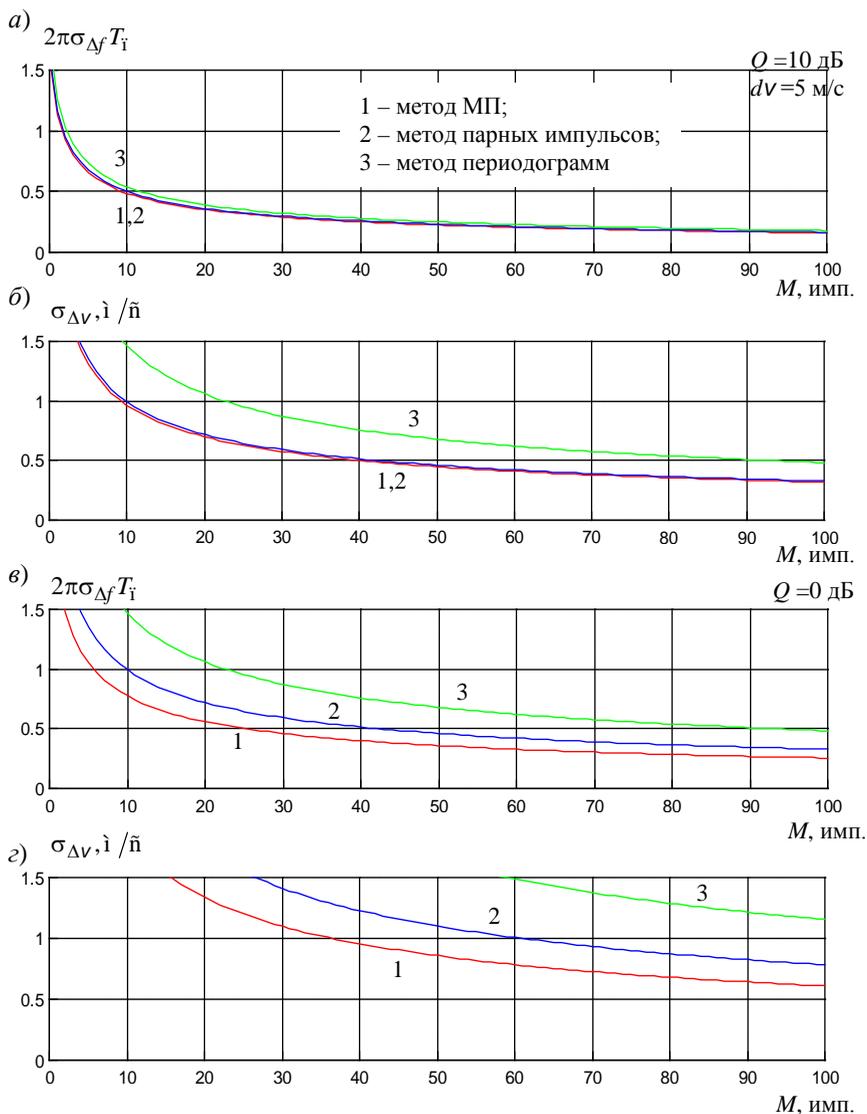


Рис. 3.2. Зависимость СК ошибок оценки нормированной ширины ДС сигнала МО (а, в) и пульсаций радиальной скорости (б, г) от длины выборки (объема пачки) для различных значений ОСШ

На рис. 3.3 представлены зависимости дисперсии оценки средней частоты ДС отраженных сигналов, нормированной к T_{Π} , и дисперсии оценки средней радиальной скорости разрешаемого объема МО от длины выборки (объема пачки), полученные при тех же исходных данных. Для обеспечения оценки средней радиальной скорости с точностью не более ± 1 м/с необходимый объем пачки составляет от 8 (метод МП, ОСШ $Q = 10$ дБ) до 200 (метод периодограмм, ОСШ $Q = 0$ дБ) отраженных импульсов.

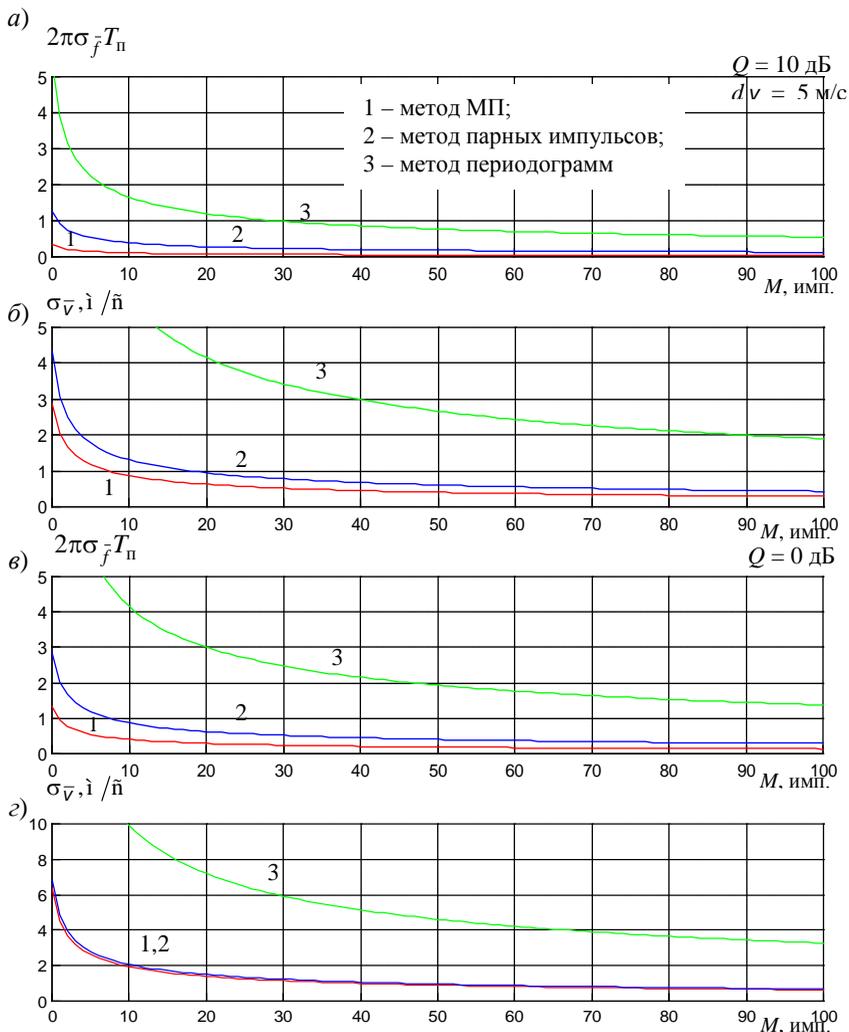


Рис. 3.3. Зависимость СК ошибок оценки нормированной средней частоты ДС МО (а, в) и средней радиальной скорости (б, г) от длины выборки (объема пачки) для различных значений ОСШ

Сравнение результатов, приведенных на рис. 3.2 и 3.3, показывает, что уменьшение ОСШ значительно сильнее влияет на точность оценки средней радиальной скорости (то есть на точность оценки степени опасности СВ) по сравнению с точностью оценки СК ширины спектра радиальных скоростей, характеризующей атмосферную турбулентность.

На рис. 3.4 и 3.5 представлены зависимости дисперсии оценки ширины и средней частоты ДС отраженных сигналов, а также среднего и СК значения радиальной скорости частиц разрешаемого объема МО, от интенсивности атмосферной турбулентности, определяемой значением СКО радиальной скорости. Данные зависимости подтверждают сделанный ранее вывод о том, что при приеме сравнительно узкополосных сигналов, отраженных МО, достаточно эффективным является использование метода парных импульсов [38]. Относительно малая ширина ДС отраженного сигнала имеет место при слабой и умеренной атмосферной турбулентности, небольших скоростях полета носителя РЛС и узких ДН АС. При расширении спектра отраженного сигнала точность оценки данным методом экспоненциально уменьшается. Преимущества метода периодограмм проявляются при приеме отраженных сигналов с широким ДС, обусловленным турбулентностью, перемещением носителя РЛС и сканированием ДН АС.

Уменьшение значения ОСШ, определяемого, в первую очередь, удельной ЭПР МО, приводит к существенному ухудшению точности оценок параметров ДС. Частично уменьшить влияние снижения удельной ЭПР МО (например, в случае облачности с малой плотностью) можно с помощью когерентного накопления сигналов, отраженных разрешаемым объемом МО, обеспечиваемого существенным увеличением выборки (то есть за счет увеличения времени обработки отраженных сигналов).

Проведем анализ точности оценки моментов ДС сигналов, отраженных МО, параметрическими методами. Как установлено выше, наиболее предпочтительными в данном случае являются модифицированный ковариационный метод и метод MUSIC. В качестве параметра, характеризующего точность оценки, использованы значения СК ошибки оценок, полученные с использованием имитационного математического моделирования, блок-схема алгоритма которого представлена на рис. 3.6 и 3.7.

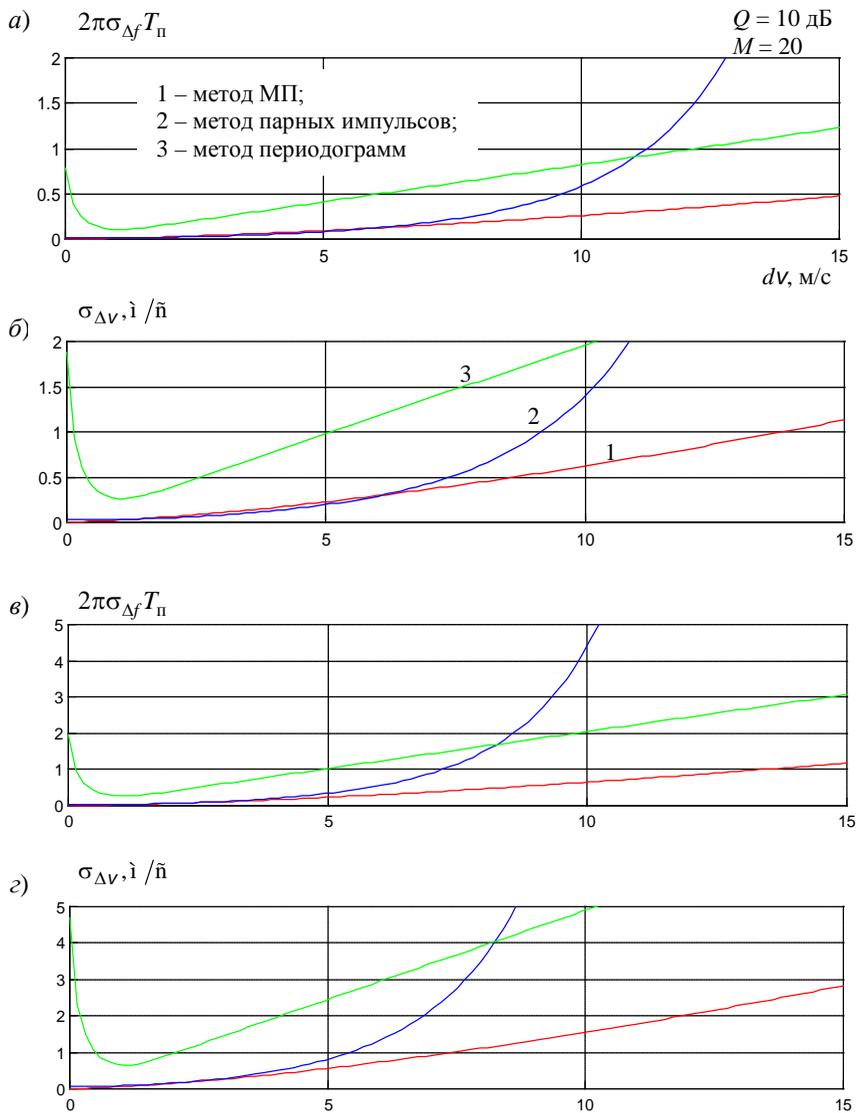


Рис. 3.4. Зависимость СК ошибок оценки нормированной ширины ДС сигнала МО (а, в) и пульсаций радиальной скорости (б, г) от интенсивности атмосферной турбулентности (СК значения радиальной скорости частиц МО) для различных значений ОСШ

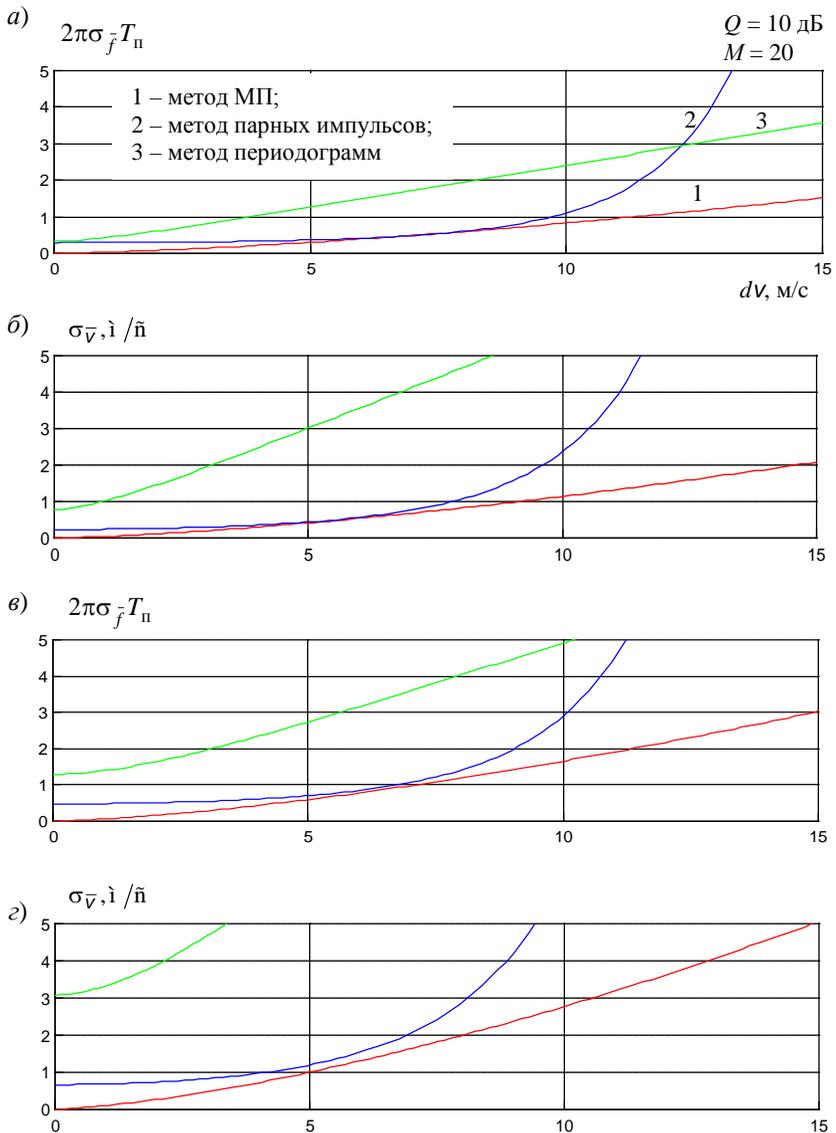


Рис. 3.5. Зависимость СК ошибок оценки нормированной средней частоты ДС сигнала МО (а, в) и средней радиальной скорости (б, г) от интенсивности атмосферной турбулентности (СК значения радиальной скорости частиц МО) для различных значений ОСШ

Сначала генерировались две независимые нормальные случайные последовательности: формирующий шум $E(m)$ и шум измерения $N(m)$. Далее шум $E(m)$ пропусклся через формирующий фильтр согласно (2.107). Полученный на выходе фильтра сигнал складывался с шумом $N(m)$, образуя вектор отсчетов входной смеси устройства обработки.

Далее модифицированным ковариационным методом (рис. 3.6) оценивались порядок и коэффициенты АР модели, по которым вычислялись полюсы СПМ, действительная и мнимая часть которых в соответствии с (2.115) и (2.116) определяются средней частотой и шириной ДС анализируемых сигналов.

При использовании метода MUSIC (рис. 3.7) на основании сформированной выборки входной смеси $X(m)$ определяется ее АКМ \underline{B}_x и далее массив собственных значений и собственных векторов указанной матрицы. Число собственных векторов АКМ в подпространстве сигнала определяется путем минимизации модифицированного информационного критерия Акаике (ПЗ.22) [198]

$$AIC(m) = (p - m) \ln \left[\frac{1}{p - m} \sum_{i=m+1}^p \lambda_i \right] + m(2p - m), \quad (3.73)$$

$$\left[\prod_{i=m+1}^p \lambda_i^{-(p-m)} \right]$$

где $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_p$ – собственные значения выборочной АКМ; m – число узкополосных сигналов ($m < p$).

В подпространстве шума АКМ будет иметь только один собственный вектор и единственное связанное с ним собственное значение ρ_k , соответствующее дисперсии σ_n^2 шума измерения. Величина $\rho_k = \lambda_p$ является минимальным собственным значением АКМ. В случае рассогласованности модели, то есть, если ранг АКМ входной смеси, определяемый размером M обрабатываемой пачки, превышает число узкополосных компонент в полезном сигнале, то матрица \underline{B}_x будет иметь $(M-p)$ собственных векторов подпространства шума и соответствующих собственных значений.

Теоретически, как следует из (3.47), все собственные значения подпространства шума должны совпадать по величине, однако реально, из-за наличия ошибок измерений, они лишь очень близки. Метод MUSIC предполагает равномерную весовую обработку всех $(M-p)$ собственных векторов подпространства шума.

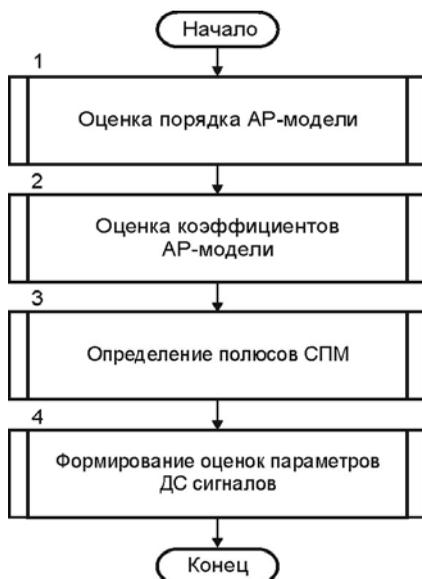


Рис. 3.6. Структурная схема ковариационного алгоритма оценки параметров ДС сигналов

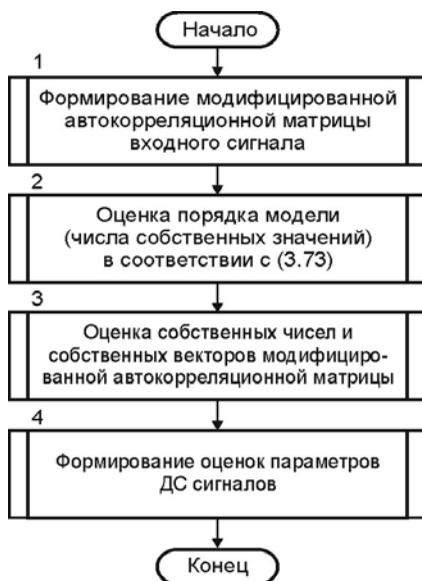


Рис. 3.7. Структурная схема алгоритма оценки параметров ДС сигналов по методу MUSIC

После определения шумового собственного вектора частоты узкополосных компонент отраженного сигнала находятся путем факторизации полинома, находящегося в знаменателе выражения для ДС сигналов МО (3.49). Далее, в процессе решения матричного уравнения, вычисляются относительные мощности P_i узкополосных компонент

$$\begin{bmatrix} \exp(j2\pi f_1 T_n) & \exp(j2\pi f_2 T_n) & \dots & \exp(j2\pi f_m T_n) \\ \exp(j2\pi f_1 2T_n) & \exp(j2\pi f_2 2T_n) & \dots & \exp(j2\pi f_m 2T_n) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \exp(j2\pi f_1 mT_n) & \exp(j2\pi f_2 mT_n) & \dots & \exp(j2\pi f_m mT_n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ \dots \\ P_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B(0) - \lambda_{\min} \\ B(1) \\ \dots \\ B(m-1) \end{bmatrix}.$$

Точность оценки средней частоты спектра узкополосных сигналов методом MUSIC зависит от объема M обрабатываемой пачки, ОСШ Q и корреляционных свойств сигнала [195]

$$\sigma_{\bar{f}}^2 = \frac{\sigma_n^2}{2M} \left[\sum_{k=1}^P \frac{\lambda_k}{(\sigma_n^2 - \lambda_k)^2} |\bar{c}^H \bar{v}_k|^2 \right] / \left[\sum_{k=p+1}^M |\bar{d}^H \bar{v}_k|^2 \right], \quad (3.74)$$

$$\text{где } \bar{c} = \begin{bmatrix} 1 & e^{j2\pi\bar{f}} & \dots & e^{j2\pi(M-1)\bar{f}} \end{bmatrix}^T;$$

$$\bar{d} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\bar{c}}{d\bar{f}} = \begin{bmatrix} 0 & j e^{j2\pi\bar{f}} & \dots & j(M-1) e^{j2\pi(M-1)\bar{f}} \end{bmatrix}^T.$$

Анализ выражения (3.74) показывает, что дисперсия $\sigma_{\bar{f}}^2$ оценки средней частоты ДС может достигать больших величин, если некоторые из собственных значений λ_k АКМ \underline{B}_x близки к дисперсии σ_n^2 шума измерения. Это имеет место при низком ОСШ на входе устройства обработки либо при наблюдении в составе сигнала, отраженного одним разрешаемым объемом МО, нескольких узкополосных последовательностей с близкими ДС [195], то есть, характеристики оценок методом MUSIC в значительной мере зависят от того, насколько хорошо осуществлено разбиение на подпространства сигнала и шума. Основной критерий при этом – анализ относительных величин собственных значений АКМ.

В соответствии с блок-схемами, представленными на рис. 3.6 и 3.7, для проведения моделирования в системе Matlab разработана программа SigVstat (Приложение 4). Полученные результаты представлены на рис. 3.8 -3.10.

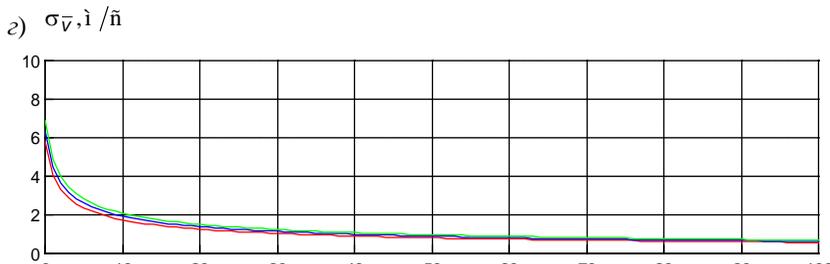
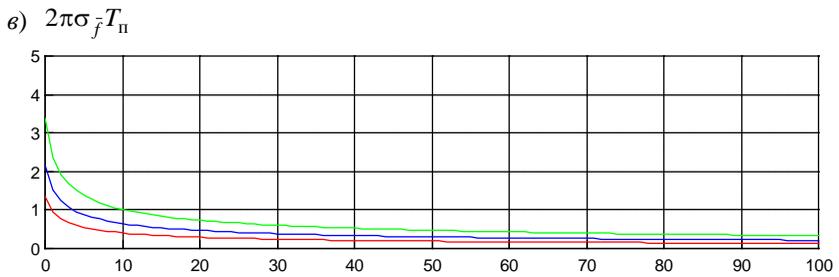
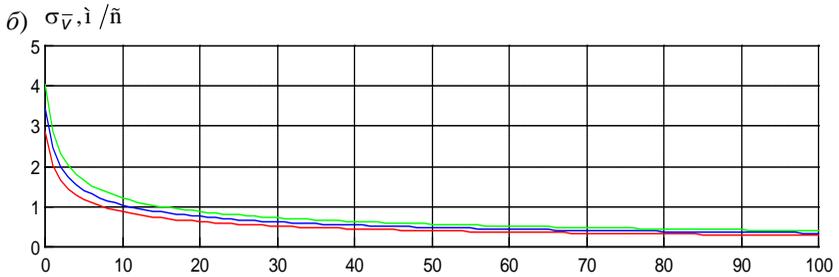
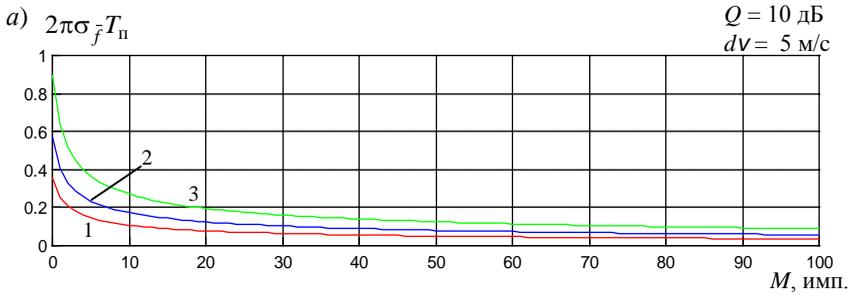


Рис. 3.8. Зависимость СК ошибок оценки параметрическими методами нормированной средней частоты ДС сигнала МО (а, в) и средней радиальной скорости (б, г) от длины выборки (объема пачки) для различных значений ОСШ (1 – метод МП; 2 – метод *MUSIC*; 3 – ковариационный метод)

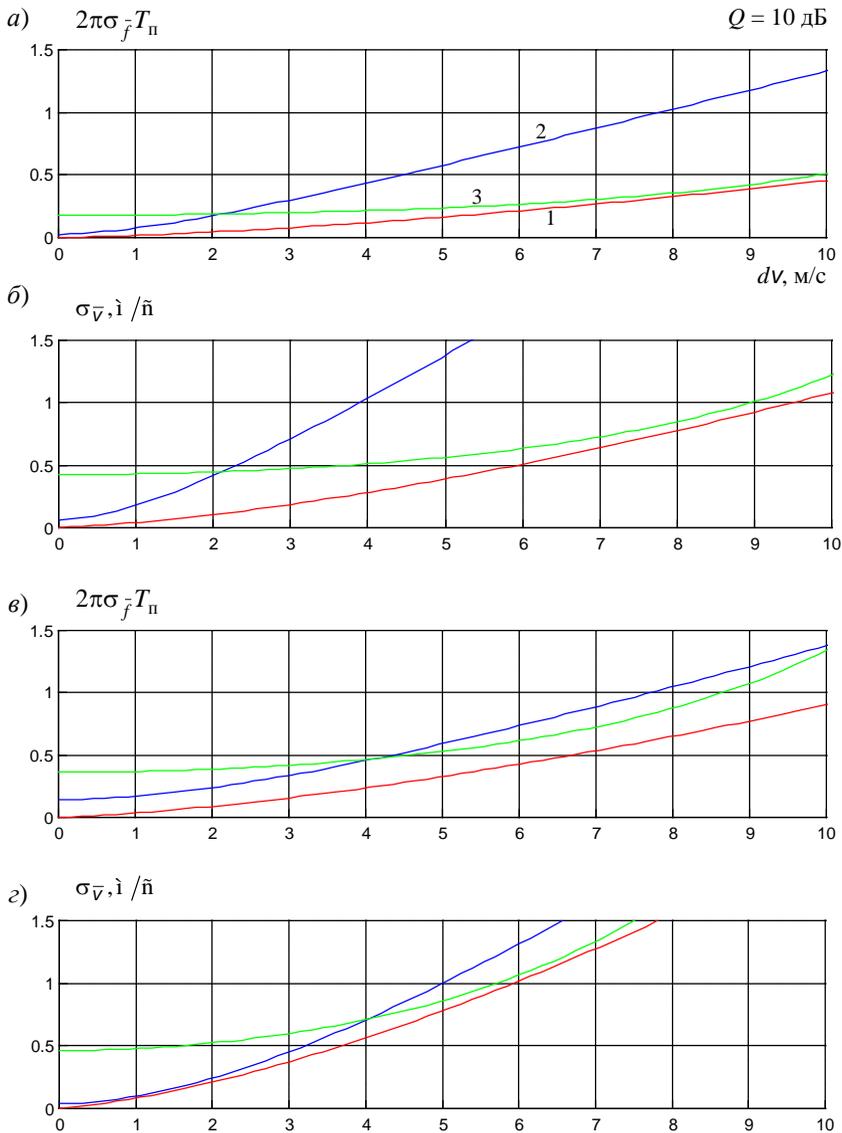


Рис. 3.9. Зависимость СК ошибок оценки параметрическими методами нормированной средней частоты ДС сигнала МО (а, в) и средней радиальной скорости (б, з) от интенсивности атмосферной турбулентности (СК значения радиальной скорости частиц МО) для различных значений ОСШ (1 – метод МП; 2 – метод *MUSIC*; 3 – ковариационный метод)

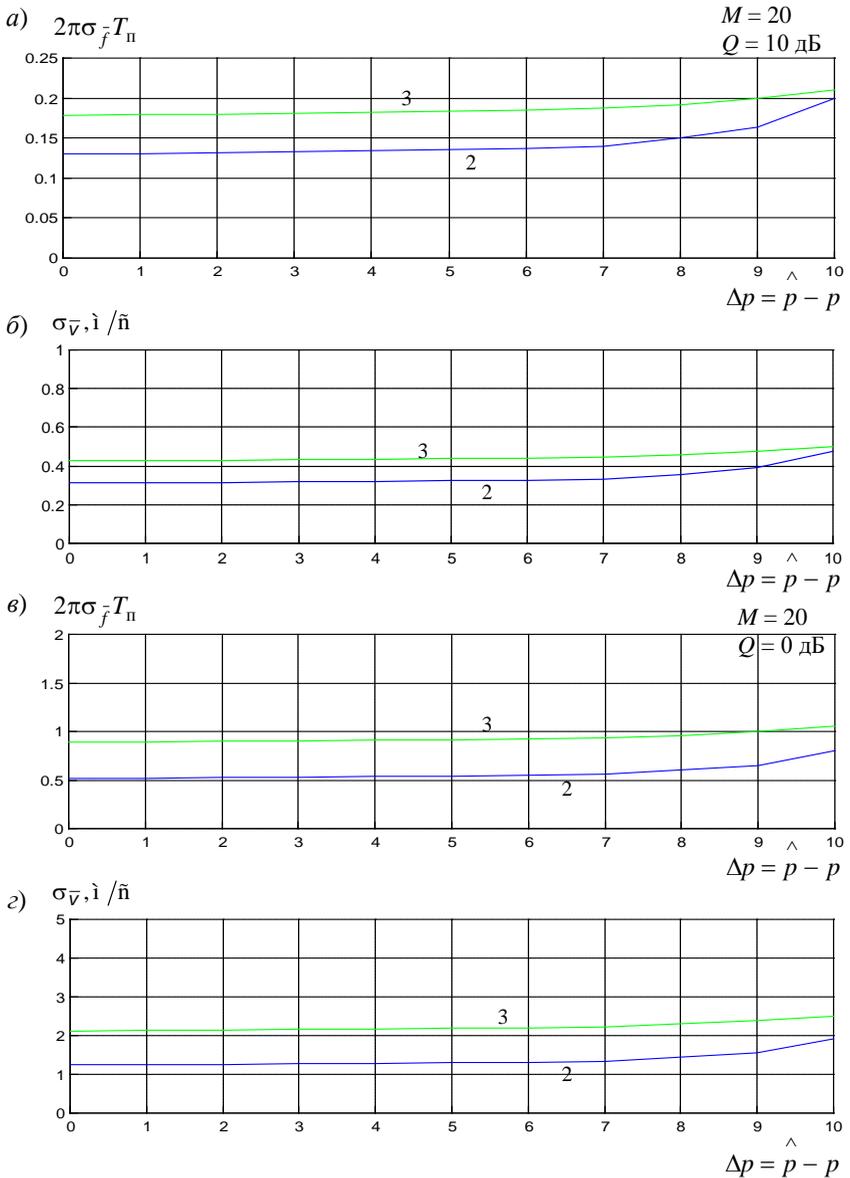


Рис. 3.10. Зависимость СК ошибок оценки параметрическими методами нормированной средней частоты ДС сигнала МО (а, в) и средней радиальной скорости (б, г) от степени переопределенности АР модели для различных значений ОСШ (2 – метод MUSIC; 3 – ковариационный метод)

На рис. 3.8,*а* представлена зависимость дисперсии оценки средней частоты ДС сигналов, отраженных МО, от длины выборки (объема пачки). При моделировании предполагалось, что ОСШ $Q = 3$ дБ, $T_n = 1$ мс, $\sigma_V = 5$ м/с (сильная турбулентность), $\lambda = 3$ см. Для сравнения на том же графике изображена зависимость, соответствующая оптимальному методу МП. Результаты моделирования подтвердили обратно пропорциональную зависимость σ_f^2 от M , аналогичную полученной ранее зависимости для непараметрических методов (рис. 3.3,*а*).

На рис. 3.8,*б* представлена та же зависимость, но в другом масштабе – для СКО оценки пульсаций радиальной скорости для разрешаемого объема МО. Поскольку бортовая РЛС должна обеспечивать точность оценки ширины спектра пульсаций радиальной скорости порядка ± 1 м/с, то, исходя из результатов моделирования, необходимый объем пачки составит: для метода MUSIC - 10 отраженных импульсов, для модифицированного ковариационного метода – 15 отраженных импульсов, что существенно меньше, чем при использовании рассмотренных выше непараметрических методов оценки.

На рис. 3.8,*в* и 3.8,*г* приведены зависимости дисперсии оценки ширины доплеровского спектра сигналов, отраженных МО, и СКО оценки пульсаций радиальной скорости от объема пачки, полученные при меньшем ОСШ ($Q = -3$ дБ). В этом случае минимально допустимый объем пачки – около 40 импульсов (для обоих рассматриваемых методов).

На рис. 3.9 представлены зависимости дисперсии оценки средней частоты ДС отраженных сигналов, а также среднего значения радиальной скорости частиц разрешаемого объема МО, от интенсивности атмосферной турбулентности, определяемой значением СК значением радиальной скорости. Данные зависимости подтверждают сделанный ранее вывод о том, что точность оценки соответствующих параметров методом MUSIC, ориентированным на обработку сравнительно узкополосных сигналов, с расширением спектра сигнала ухудшается значительно быстрее, чем для модифицированного ковариационного метода.

При решении задачи обнаружения зон интенсивной атмосферной турбулентности, формирующих отраженные сигналы с широким ДС, предпочтение следует отдать модифицированному ковариационному методу. Этот вывод особенно актуален при установке бортовой РЛС на высокоскоростном носителе.

Здесь следует отметить, что оценки моментов ДС сигналов МО параметрическими методами существенно зависят от адекватности оценки порядка АР модели. Если порядок модели завышен, что соответствует рассогласованной модели, то точность оценки ухудшается, особенно методом MUSIC [114]. Это подтверждается результатами моделирования, представленными на рис. 3.10.

Так как метод MUSIC основан на анализе собственных значений и собственных векторов АКМ принимаемой смеси полезного сигнала и шума, то представляет интерес анализ зависимости точности оценки соответствующих собственных значений и собственных векторов АКМ от объема принятой пачки сигналов (длины выборки). При оценке собственных значений АКМ необходимый объем пачки выбирается из условия [165]

$$M \leq 2\lambda_i^2 \overline{(\hat{\lambda}_i - \lambda_i)^{-2}},$$

где $\hat{\lambda}_i$ – оценка i -го собственного значения λ_i АКМ.

При замене максимального собственного значения АКМ ее верхней гранью получим, что с погрешностью $\Delta\lambda_i$ необходимый объем пачки $M < 2p/\Delta\lambda_i$. Здесь $\Delta\lambda_i$ – точность оценки i -го собственного значения λ_i . Например, при размерности АКМ $p=10$ и точности оценки $\Delta\lambda_i = 10\%$ верхняя граница необходимой пачки не превышает 200, а при $\Delta\lambda_i = 100\%$ (что часто допустимо на практике, так как соответствует ошибке оценки мощности спектральных составляющих, равной 3 дБ) необходима выборка длиной до 20 отсчетов. Несколько большим является требуемый объем пачки для оценки собственных векторов \vec{v}_i .

3.1.3.2. Анализ влияния характеристик МО и параметров РЛС на точность оценки моментов доплеровского спектра

Помимо погрешностей, определяемых используемым методом обработки, на точность оценки моментов доплеровского спектра отраженных сигналов существенно влияют характеристики МО и параметры бортовой РЛС.

В частности, помимо турбулентности, относительное движение отражателей в радиальном направлении, приводящее к расширению ДС, может быть вызвано рядом других метеорологических явлений (в частности, наличием продольного и поперечного СВ), а также гравитационным падением отражателей разного размера под действием силы тяжести. Наличие нескольких факторов, независимо изменяющих относительную скорость отражателя, приводит к тому, что скорость отдельного отражателя можно записать в виде суперпозиции нескольких компонент

$$v_n = \sum_i v_{ni}, \quad (3.75)$$

где v_{ni} – составляющая скорости n -го отражателя, обусловленная воздействием i -го фактора.

В случае независимости и случайности этих факторов дисперсия спектра скоростей отражателей также представляет собой суперпозицию составляющих

$$\Delta v^2 = \sum_i \Delta v_i^2, \quad (3.76)$$

где Δv_i^2 – составляющая дисперсии спектра скоростей отражателей в составе разрешаемого объема МО, обусловленная воздействием i -го фактора.

Наличие дополнительных факторов, изменяющих радиальные скорости отражателей и расширяющих спектр скоростей (следовательно, и ДС отраженных сигналов МО), ухудшает точность оценки турбулентности по СК ширине спектра.

Дисперсию спектра скоростей можно представить в виде суммы [60]

$$\Delta v^2 = \Delta v_t^2 + \Delta v_{\text{нã}}^2 + \Delta v_g^2, \quad (3.77)$$

где Δv_t^2 – вклад мелкомасштабной турбулентности, обусловленный разбросом скоростей отражателей относительно средней скорости \bar{v} ; $\Delta v_{\text{сã}}^2$ – вклад СВ, обусловленный изменением средней скорости \bar{v} ветра в пределах разрешаемого объема; Δv_g^2 – дисперсия спектра скоростей гравитационного падения (с учетом проекции на направление зондирования).

Наличие СВ приводит к тому, что различные ГМ, входящие в состав разрешаемого объема, получают различные приращения скорости, то есть происходит расширение спектра скоростей.

Для достаточно узких ДН АС ($\Delta\alpha, \Delta\beta$ порядка нескольких градусов) на ограниченных интервалах высот изменение проекции скорости ветра с высотой можно аппроксимировать линейной функцией [162]

$$v_w(z) = v_{w0} + k_w z, \quad (3.78)$$

где k_w – вертикальный градиент скорости ветра; v_{w0} – скорость ветра на высоте полета носителя РЛС в месте расположения МО; z – высота, отсчитываемая от плоскости движения носителя РЛС.

Как указывается в [54, 145, 168, 186], в общем случае значения градиента скорости ветра изменяются с высотой. Весь интервал высот от поверхности Земли до 12 км, в пределах которого могут наблюдаться МО, может быть разбит на несколько слоев с различающимися значениями k_w . В слое 0,3-1 км k_w составляет 7-9 м/(с·км), в зависимости от времени года. На высотах 1..2 км градиент заключен в интервале 5..6,5 м/(с·км). На высотах 2-6 км k_w слабо изменяется с высотой и имеет

небольшой разброс около 4 м/(с·км). На высотах 7-12 км значения градиента вновь возрастают до 5-7 м/(с·км). Обычно в расчетах принимают значение $k_w=5$ м/(с·км) [186].

Пусть направление скорости ветра составляет угол α_w с направлением воздушной скорости носителя РЛС. Поскольку высота $z \approx r \sin \beta$, где r – расстояние до центра соответствующего разрешаемого объема, выражение (3.78) можно переписать в виде

$$v_w = v_{w0} + k_w r \sin \beta. \quad (3.79)$$

Радиальная составляющая скоростей отражателей, обусловленная влиянием СВ, равна

$$v_{wr} = v_w \cos(\alpha - \alpha_w) \cos \beta = (v_{w0} + k_w r \sin \beta) \cos(\alpha - \alpha_w) \cos \beta. \quad (3.80)$$

Выразим углы α и β через φ и ψ с учетом (2.1) и разложим v_{wr} в ряд Тейлора, ограничиваясь линейными членами

$$v_{wr} = v'_0 - \varphi v'_1 - \psi v'_2,$$

где $v'_0 = (v_{w0} + k_w r \sin \beta_0) \cos(\alpha_0 - \alpha_w) \cos \beta_0$,

$$v'_1 = (v_{w0} + k_w r \sin \beta_0) \sin(\alpha_0 - \alpha_w),$$

$$v'_2 = (v_{w0} \sin \beta_0 - k_w r \cos 2\beta_0) \cos(\alpha_0 - \alpha_w).$$

Скорости v'_0 соответствует доплеровская частота

$$\bar{f}' = 2v'_0/\lambda = 2\lambda^{-1}(v_{w0} + k_w r \sin \beta_0) \cos(\alpha_0 - \alpha_w) \cos \beta_0, \quad (3.81)$$

являющаяся средней частотой ДС отраженного сигнала.

Поскольку скорость ветра может иметь любой знак, наличие ветра может приводить как к увеличению, так и к уменьшению средней частоты спектра. Кроме того, чем сильнее отклоняется ось ДН АС от направления движения носителя РЛС, тем меньше значение доплеровского смещения (3.81).

Теперь оценим вклад СВ в ширину спектра отраженных сигналов. Если плотность отражателей в пределах разрешаемого объема постоянна, то распределение мощности отраженных сигналов МО, в зависимости от углов α и β , будет описываться квадратом ДН АС.

Если квадрат ДН аппроксимировать гауссовой функцией

$$G^2(\alpha, \beta) = \exp\left(-\frac{(\alpha - \alpha_0)^2}{2\Delta\alpha^2}\right) \exp\left(-\frac{(\beta - \beta_0)^2}{2\Delta\beta^2}\right),$$

тогда

$$p(\beta) = \int_0^{2\pi} G^2(\alpha, \beta) d\alpha = \exp\left(-\frac{(\beta - \beta_0)^2}{2\Delta\beta^2}\right) \approx \exp\left(-\frac{\beta^2}{2\Delta\beta^2}\right). \quad (3.82)$$

Для распределения вида (3.82) нормированный спектр скоростей также будет определяться гауссовой функцией, повторяющей в определенном масштабе форму ДН АС,

$$S(v_w) = \exp\left(-\frac{(v_w - \overline{v_w})^2}{2\Delta v_{\text{н\ddot{a}}}^2}\right), \quad (3.83)$$

где $\overline{v_w} = v_{w0}$;

$$\Delta v_{\text{н\ddot{a}}} = \frac{\Delta v_{wr}}{2\sqrt{2\ln 2}} = \frac{k_w r \Delta\beta}{2\sqrt{2\ln 2}}. \quad (3.84)$$

$\Delta v_{wr} = k_w r \Delta\beta$ – ширина распределения радиальной скорости ветра по уровню половинной мощности

Особенностью (3.84) является зависимость СК ширины спектра от расстояния r , с которого принимается отраженный сигнал. Объясняется это тем, что в зависимости от расстояния ДН облучаются участки МО с различными перепадами скоростей по высоте.

На рис. 3.11 приведена зависимость ширины спектра скоростей ГМ, обусловленных вертикальным СВ, в зависимости от дальности для различных значений ширины $\Delta\beta$ ДН по углу места, рассчитанных по формуле (3.84) с помощью программы Sigma_v.m.

В общем случае, когда между направлением ветра и направлением зондирования имеется некоторый ненулевой угол, связь между вертикальным градиентом скорости ветра и СК шириной спектра скоростей (3.84) ГМ принимает вид

$$\Delta v_{\text{н\ddot{a}}} = \frac{k_w r \Delta\beta}{2\sqrt{2\ln 2}} \cos(\alpha - \alpha_w) \cos\beta. \quad (3.85)$$

Вклад Δv_g гравитационной скорости падения отражателей обусловлен различием вертикальных скоростей ГМ, падающих под действием сил тяжести и сопротивления воздуха. Гравитационные скорости падения ГМ однозначно определяются их размером, фазовым состоянием и соотношением плотностей ГМ и окружающего воздуха [123]. Для водяных капель установившаяся скорость их падения в неподвижном воздухе определяется формулой [92]

$$v_g(R) = v_\infty [1 - \exp(-a_g R)], \quad (3.86)$$

достаточно хорошо описывающей имеющиеся экспериментальные данные о скоростях вблизи поверхности Земли, за исключением очень крупных капель.

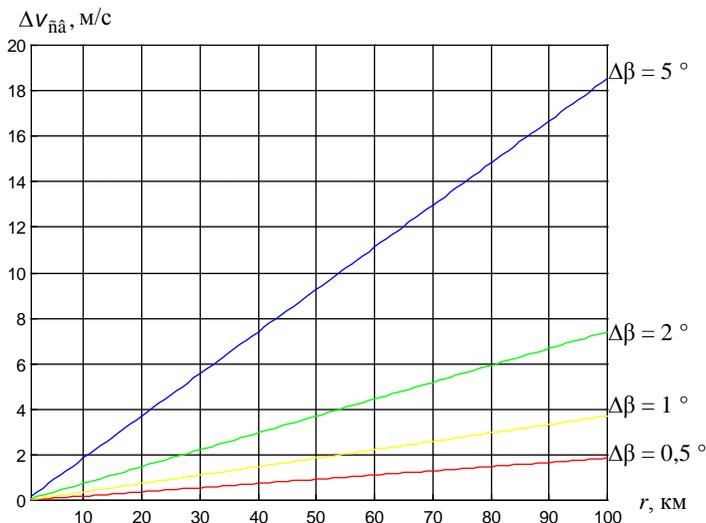


Рис. 3.11. Зависимость ширины спектра скоростей ГМ, обусловленных вертикальным СВ, в зависимости от дальности для различных значений ширины $\Delta\beta$ ДН по углу места ($\Delta\beta = 0,5, 1, 2, 5$ градусов)

В [132] по результатам анализа экспериментальных материалов утверждается, что гравитационные скорости падения жидких капель в неподвижном воздухе не превышают 10 м/с. Для снежинок и кристаллических частиц характерны меньшие скорости падения, не превышающие 2-2,5 м/с.

Кроме того, как отмечается в [69], существует эмпирическая зависимость между средней гравитационной скоростью падения ГМ и РЛ отражаемостью – так называемое « v - Z соотношение»

$$\bar{v}_g = A_g Z^{b_g}, \quad (3.87)$$

где A_g и b_g – коэффициенты, зависящие от микроструктуры МО.

В [50] отмечается, что значения A_g лежат в интервале 2,6-3,84, а b_g – в интервале 0,071-0,114. Разброс значений, вычисленных по различным v - Z соотношениям, не превышает ± 1 м/с.

Вклад гравитационной скорости падения отражателей будет проявляться при больших углах места

$$\Delta v_g = \Delta v_g^0 \sin \beta,$$

где Δv_g^0 – СК ширина спектра гравитационных скоростей при вертикальном зондировании, для капель дождя $\Delta v_g^0 \approx 1$ м/с [18].

Поскольку гравитационная скорость падения отражателя зависит от его размера [52]

$$v_{ng}(R) = a_R [1 - \exp(-b_R R)] - \gamma_R R, \quad (3.88)$$

где $a_R = 18,6711$; $b_R = 635,825$; $\gamma_R = 2289,758$, $[R] = \text{м}$,

то Δv_g^0 определяется только распределением частиц МО по размерам.

Здесь следует отметить, что ширина ДС отраженных сигналов является функцией не только параметров МО, характеризующих распределение элементарных отражателей в пространстве и по скоростям, но также и параметров РЛС (ширины и скорости сканирования ДН АС, стабильности несущей частоты ЗС РЛС, полосы пропускания приемного устройства РЛС, длительности импульса и др.).

Рассмотрим влияние сканирования антенны на расширение ДС принимаемых сигналов [18, 118, 151, 162]. Пусть отражатели, входящие в МО, являются «замороженными» (неподвижными). При неподвижной ДН АС отраженный ими сигнал будет иметь постоянную амплитуду и фазу для каждого определенного разрешаемого объема. При сканирующей ДН двум моментам времени, t и $t+\tau$, соответствуют два разрешаемых объема, равноудаленных от РЛС, но смещенные на угол $\Omega_a \tau$, где Ω_a – угловая скорость сканирования. Часть элементарных отражателей, которые облучались в момент времени t , остается в пределах луча РЛС и в момент $t+\tau$. Однако, некоторые отражатели больше не облучаются, зато облучаются вновь появившиеся. Таким образом, происходит обновление состава облучаемых элементарных отражателей в составе разрешаемого объема.

Общее количество облученных отражателей в моменты t и $t+\tau$ практически одинаково, но их состав различен: чем больше τ , тем меньше преобладает в этом составе. При смещении ДН АС на угол, равный ее ширине, происходит полное обновление состава отражателей. В этом случае составляющая ширины спектра флюктуаций отраженных сигналов равна

$$\Delta f_{\text{СК}} = \frac{1}{2\tau_{\text{СК}}} = \frac{1}{2t_{\Delta\alpha}} = \frac{\Omega_a}{2\Delta\alpha} = \frac{\Phi_\alpha}{2\Delta\alpha T_{\text{Обз}}}, \quad (3.89)$$

где $\tau_{\text{ск}}$ – интервал корреляции флюктуаций, обусловленных сканированием ДН; $t_{\Delta\alpha}$ – время анализа элемента разрешения по азимуту; Ω_α – угловая скорость сканирования; $\Delta\alpha$ – ширина ДН АС по азимуту; Φ_α – угловой размер сектора сканирования; $T_{\text{обз}}$ – период обзора.

При $\Phi_\alpha = 180^\circ$, $T_{\text{обз}} = 50$ с, $\Delta\alpha = 2,4^\circ$ (п. 1.4.2) ширина спектра отраженных сигналов, обусловленная сканированием ДН АС, составит в соответствии с (3.117) $\Delta f_{\text{ск}} = 0,75$ Гц.

Нестабильность частоты ЗС РЛС также приводит к флюктуациям. Как показано в [53], для того, чтобы ими пренебречь, необходимо, чтобы $df_0 \ll (2\tau_{\text{и}})^{-1}$, где $\tau_{\text{и}}$ – длительность ЗС РЛС. Таким образом, флюктуации отраженного сигнала, вызванные нестабильностью несущей частоты передатчика РЛС, не зависят от его рабочей частоты, а полностью определяются длительностью ЗС.

Однако, при современном уровне развития РЛ техники к стабильности несущей частоты ЗС предъявляются такие высокие требования, что флюктуации сигналов, отраженных разрешаемым объемом МО, из-за нестабильности частоты оказываются существенно меньше флюктуаций, вызываемых другими причинами, и ими можно пренебречь.

На точность оценки параметров ДС отраженных сигналов также влияет и радиопрозрачный диэлектрический обтекатель АС РЛС, который вносит дополнительный фазовый сдвиг в принимаемые ЭМВ [75]. Колебания вносимых фазовых сдвигов и коэффициента передачи по апертуре АС РЛС, обусловленные формой обтекателя, приводят к искажению ДН АС (изменению ширины главного лепестка, смещению максимума, увеличению УБЛ). Степень влияния на ДН АС зависит от формы обтекателя (аэродинамическая – конусообразная для сверхзвуковых скоростей или сферообразная для дозвуковых скоростей) и конструкции стенки обтекателя (однослойная или многослойная), поэтому двумерная зависимость вносимого фазового сдвига ЭМВ от азимута и угла места, характеризующих направление на источник ЭМВ по отношению к плоскости раскрытия АС РЛС, не может быть представлена в аналитическом виде. Указанные фазовые сдвиги могут быть измерены в ходе натуральных экспериментов и записаны в запоминающее устройство (ЗУ). Затем эти данные используются в БЦВМ для компенсации амплитудных и фазовых искажений.

Технические параметры РЛС влияют также и на точность оценки средней частоты ДС МО. В частности, при аппроксимации сигнала, отраженного разрешаемым объемом простым марковским процессом, с корреляционной функцией вида

$$B_s(\tau) = \sigma_s^2 \rho(\tau) = \sigma_s^2 e^{-\gamma|\tau|}$$

и при ОСШ $Q > 1$ потенциальная точность оценки средней частоты ДС сигнала МО определяется соотношением [81]

$$\sigma_{\bar{f}}^2 = \frac{M^2}{16\pi^2 Q^2 T_{\Pi}^2 \sum_{i=1}^{M-1} (M-i) i^2 \rho^2(T_{\Pi})}. \quad (3.90)$$

Из данного соотношения видно, что точность измерения средней доплеровской частоты сигнала МО непосредственно не зависит от длительности ЗС РЛС (п. 2.4.3.2). Однако, с ростом τ_{Π} увеличивается размер разрешаемого объема и, соответственно, ЭПР ГМ, заполняющих этот объем. По этой причине даже при фиксированной энергии ЗС РЛС будет возрастать значение ОСШ Q и, соответственно, снижаться значение $\sigma_{\bar{f}}^2$. С другой стороны, при наличии временной нестационарности и пространственной неоднородности МО с ростом τ_{Π} будет ухудшаться не только разрешающая способность РЛС по дальности δr , но и точность оценки частоты \bar{f} . Очевидно, что выбор длительности ЗС должен производиться, исходя из условия обеспечения требуемой разрешающей способности РЛС по дальности.

Выражение (3.90) подтверждает также и приведенное выше утверждение о существенном влиянии на точность оценки средней частоты \bar{f} величины коэффициента межпериодной корреляции $\rho(\tau)$, определяемого шириной Δf спектра низкочастотных флуктуаций сигнала МО. Это влияние проявляется особенно сильно при больших длительностях отраженных сигналов (при $MT_{\Pi} > 40-50$ мс).

3.1.3.3. Анализ устойчивости оценки моментов доплеровского спектра

Согласно теории линейных систем [58, 91], свойство устойчивости системы заключается в том, что ограниченные входные сигналы создают ограниченные сигналы на выходе. Устойчивость параметрических спектральных оценок складывается из двух составляющих: устойчивости соответствующего модельного формирующего фильтра и статистической устойчивости.

Устойчивость фильтра обеспечивается выбором параметров АР модели. Необходимое и достаточное условие устойчивости фильтра заключается в минимально-фазовости полинома $A(z)$ в знаменателе z -образа

дробно-рациональной передаточной функции (ПФ) (2.113) линейного формирующего фильтра АР модели, что эквивалентно условию расположения всех корней полинома $A(z)$ (полосов ПФ) внутри единичной окружности на z -плоскости: $|z_k| < 1, k = 1, \dots, p$. В противном случае возникает нестационарность выходного сигнала в виде неограниченного роста его дисперсии, что противоречит реальным физическим данным.

Статистическая устойчивость характеризует возможность использования тех или иных методов спектрального оценивания при работе с заданным конечными записями данных произвольного вида, а также чувствительность их к ошибкам округления в процессе вычислений. Недостаточная разрядность данных, определяемая динамическим диапазоном входных сигналов, и увеличение шума квантования при выполнении арифметических операций (суммирования, умножения) могут привести к статистической неустойчивости используемого вычислительного алгоритма.

Рассмотрим оценку вектора АР коэффициентов \vec{a} по входной выборке \vec{x} объемом $M \times 1$ (с учетом (3.35))

$$\underline{B}\vec{a} = \vec{P},$$

где $\underline{B} = [B(i, j)]$ – АКМ входного сигнала,

$$B(i, j) = \sum_{m=0}^{M-1-p} [x^*(m-i)x(m-j) + x^*(m-p+i)x^*(m-p+j)];$$

$$\vec{P} = [p_p \quad 0 \quad \dots \quad 0]^T.$$

В случае, когда АКМ входного сигнала оценивается с ошибками, обусловленными недостаточной разрядностью входных данных и округлением результатов умножения и накопления, ее оценка будет отличаться от истинного значения на величину

$$\underline{\Delta B} = \hat{\underline{B}} - \underline{B}.$$

Ошибки оценки АКМ приведут в результате вычислений к существенной погрешности при оценивании АР коэффициентов и, как следствие, к ошибкам в оценке средней частоты и ширины ДС сигналов, отраженных МО.

Будем считать, что элементы матрицы $\underline{\Delta B}$ являются независимыми, одинаково распределенными случайными величинами, такими, что

$$E\{\Delta B(i, j)\} = 0, \quad E\{\Delta B(i, j)\Delta B^*(k, l)\} = \sigma^2 \delta_{ik} \delta_{jl}, \quad (3.91)$$

где σ^2 – дисперсия $\Delta B(i, j)$; δ_{ik} – символ Кронекера.

Данная модель позволяет определить верхнюю границу неустранимых ошибок, обусловленных конечной разрядностью представления входных процессов, а также ошибками вычислений.

Корреляционная матрица вектора \bar{P} , соответствующего нормированной АКФ формирующего шума, имеет вид

$$\begin{aligned} \underline{B}_P &= E\{\bar{P}\bar{P}^*\} = E\left\{\hat{\underline{B}}\hat{\underline{a}}\hat{\underline{a}}^*\hat{\underline{B}}^*\right\} = \\ &= \underline{B}E\{\hat{\underline{a}}\hat{\underline{a}}^*\}\underline{B}^* + E\{\Delta\underline{B}\hat{\underline{a}}\hat{\underline{a}}^*\underline{B}^*\} + E\{\underline{B}\hat{\underline{a}}\hat{\underline{a}}^*\Delta\underline{B}^*\} + E\{\Delta\underline{B}\hat{\underline{a}}\hat{\underline{a}}^*\Delta\underline{B}^*\}. \end{aligned}$$

Поскольку элементы матрицы $\Delta\underline{B}$ и вектора $\hat{\underline{a}}$ – независимые случайные величины, то

$$\underline{B}_P = \underline{B}E\{\hat{\underline{a}}\hat{\underline{a}}^*\}\underline{B}^* + E\{\Delta\underline{B}\hat{\underline{a}}\hat{\underline{a}}^*\Delta\underline{B}^*\}. \quad (3.92)$$

В соответствии с критерием минимума СКО

$$\text{tr}[\underline{B}_P] \rightarrow \min ,$$

где $\text{tr}[\underline{B}_P]$ – операция вычисления следа матрицы.

Используя условие ортогональности (3.91), можно показать, что матрица $E\{\Delta\underline{B}\Delta\underline{B}^*\} = M\sigma^2 \underline{I}$ – диагональная. Подставляя указанное значение в (3.92), получаем

$$\text{tr}[\underline{B}_P] = M\left(1 + \sigma^2 \text{tr}[\underline{B}_a]\right).$$

Считая, что из-за конечной разрядности представления данных и коэффициентов происходит увеличение мощности шумов на 0,1 дБ (допустимое значение для тракта первичной обработки бортовых РЛС [121]), можно оценить σ^2

$$M\sigma^2 \text{tr}[\underline{B}_a] = k_3 \text{tr}[\underline{I}] = k_3 M ,$$

где $k_3 = 0,023$ – коэффициент, соответствующий увеличению мощности на 0,1 дБ.

Отсюда находим, что

$$\sigma^2 = \frac{k_3}{\text{tr}[\underline{B}_a]} = \frac{k_3}{\text{tr}[\underline{B}_s + \underline{B}_n]} = \frac{k_3}{\text{tr}[\underline{B}_n] \left(\frac{\text{tr}[\underline{B}_s]}{\text{tr}[\underline{B}_n]} + 1 \right)}.$$

В предположении, что динамический диапазон сигналов составляет 2^k , максимальное собственное значение матрицы \mathbf{B}^{-1} , равное λ_{\min}^{-1} , определяется величиной 2^{2k+1} . Обозначая $\text{tr}[\mathbf{B}_s]/\text{tr}[\mathbf{B}_n] = Q$ – ОСШ на входе системы обработки, и учитывая, что $\text{tr}[\mathbf{B}_n] = M\lambda_{\min}$, получим

$$\sigma^2 = \frac{k_3}{M\lambda_{\min}(Q+1)} = \frac{2^{2k+1}k_3}{M(Q+1)}. \quad (3.93)$$

Определяя число бит k представления обрабатываемых данных, из (3.93) имеем

$$k = 0,5 [2\log_2 \sigma + \log_2 M + \log_2(Q+1) - \log_2 k_3 - 1]. \quad (3.94)$$

Как видно из (3.94), число бит представления данных и коэффициентов пропорционально логарифму по основанию 2 числа отсчетов в обрабатываемой пачке и аналогичным образом зависит от ОСШ на входе и допустимой дисперсии ошибки вычислений. На рис. 3.12 представлена зависимость k от объема пачки при фиксированной дисперсии ошибки вычислений $\sigma^2 = 1$ и различных значениях ОСШ на входе системы обработки.

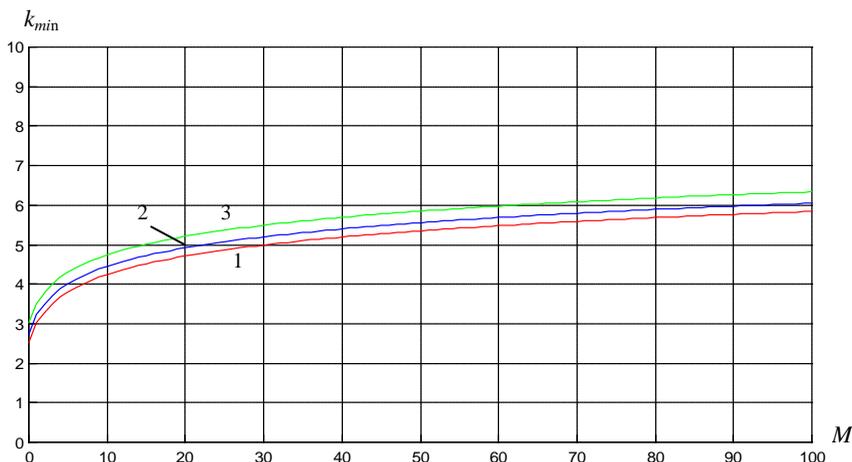


Рис. 3.12. Зависимость минимального числа разрядов коэффициентов устройства обработки от объема пачки при различных значениях ОСШ
(1 – $Q = -3$ дБ; 2 – $Q = 0$ дБ; 3 – $Q = 3$ дБ)

Кроме того, степень влияния разрядности представления данных и коэффициентов существенно зависит от используемого алгоритма спектрального оценивания. В результате сравнения показателей наиболее распространенных параметрических методов спектрального оценивания (метода Берга, ковариационного метода и метода MUSIC), полученных в результате тестовых расчетов [55], оказалось, что метод Берга является более устойчивым в указанном смысле. Это один из немногих AP алгоритмов, которые успешно работают с данными обычной точности (32-разрядными). В то же время реализация ковариационных алгоритмов на базе арифметики обычной точности приводит к относительным погрешностям оценки параметров ДС сигналов МО, составляющим единицы и даже десятки процентов. Причина состоит в том, что эти алгоритмы основаны на матричной алгебре, которая весьма чувствительна к разрядности обрабатываемых данных [164]. При использовании арифметики удвоенной точности (64 бита) относительная погрешность ковариационных алгоритмов заведомо меньше одного процента, то есть достаточна для практических целей.

3.1.3.4. Анализ вычислительных затрат при реализации параметрических методов оценки моментов доплеровского спектра

При оценке моментов ДС возможно использование двух видов цифровой обработки сигналов (ЦОС): обработки в жестком реальном времени и обработки с накоплением отсчетов входных сигналов в ОЗУ ППС.

При обработке в жестком реальном времени устройство ЦОС должно обработать входной сигнал за интервал дискретизации, определяющий темп поступления информации. Для этого часто необходимо распараллеливать обработку, что может потребовать применения большого количества сигнальных процессоров. Обработка в реальном масштабе времени характерна для последовательных (рекурсивных) методов оценки.

При обработке с накоплением отсчеты входного сигнала в течение определенного времени записываются в ОЗУ ППС, а затем обрабатываются. Во время обработки происходит накопление нового блока отсчетов входного сигнала. Время задержки сигнала определяется временем накопления и временем обработки. Обработка с накоплением сигналов характерна для блочных методов обработки.

При анализе сигналов, отраженных разрешаемым объемом МО, с целью оценки моментов ДС предпочтение следует отдать методам обработки с накоплением. Это решение обусловлено следующими причинами:

– объем пачек отраженных сигналов невелик из-за высоких скоростей полета современных ЛА и малых дальностей обнаружения опасных МО;

- межпериодная (доплеровская) обработка требует задержки отраженных сигналов на определенное количество периодов повторения;
- при использовании блочных методов оценки параметров формируются с темпом, определяемым необходимым размером обрабатываемого блока.

Так как решение задачи обнаружения опасных зон МО реализуется в виде одного или нескольких режимов работы бортовой РЛС («Метео», «Турбулентность», «Сдвиг ветра»), то для выбора наиболее предпочтительного метода оценки моментов ДС отраженного сигнала необходимо сравнить рассматриваемые методы обработки с точки зрения требований к основным характеристикам ППС, входящего в состав бортовой РЛС (объему памяти, объему вычислений и т.п.).

Метод МП основан на решении задачи поиска глобального экстремума нелинейного функционала в многомерном пространстве. Существенная сложность практической реализации данной процедуры обусловила ограниченное применение метода МП на практике.

Широко используемые в настоящее время методы спектрального оценивания, основанные на анализе собственных значений матриц (MUSIC, ESPRIT, минимальной нормы и др.), предполагают сложные преобразования предварительно оцененной АКМ принимаемых сигналов, оценку собственных значений и векторов этой матрицы, а также отыскание корней полиномов высоких порядков, что предъявляет жесткие требования к временным и вычислительным ресурсам бортовой РЛС [113, 114, 195].

Исходя из вышеприведенной информации, предпочтение следует отдать реализации модифицированного ковариационного метода. Использование его позволяет существенно уменьшить вычислительные затраты по сравнению с алгоритмом Берга, особенно в условиях малых выборок принимаемых сигналов (табл. 3.1). В частности, при $M=6$ и $p=4$ количество операций сложения и умножения комплексных чисел, необходимое для модифицированного ковариационного алгоритма, равно 37 и 42 соответственно против 67 и 70 для алгоритма Берга.

Поскольку при обработке необходимо учитывать фазовые соотношения сигналов, вся обработка должна вестись в комплексной форме $s(i) = s_c(i) + js_s(i)$, где $s_c(i)$ и $s_s(i)$ – синфазная (косинусная) и квадратурная (синусная) составляющие сигнала.

Т а б л и ц а 3.1

Вычислительные затраты оценки моментов ДС сигналов МО

Комплексные операции	Метод Берга	Ковариационный алгоритм	Метод MUSIC
Сложение	$4Mp - \frac{3}{2}p^2 + \frac{M}{2} - 2p$	$\frac{1}{6}p^3 + Mp + \frac{1}{2}p^2 + M - \frac{8}{3}p - 1$	$\sim M^3$ [91]
Умножение	$4Mp - \frac{3}{2}p^2 + \frac{M}{2} - \frac{5}{4}p$	$\frac{1}{6}p^3 + Mp + \frac{1}{2}p^2 + M - \frac{5}{3}p$	
Деление	$2p + 1$	$p^2 + 3p$	
Хранение (объем ЗУ)	$5M + 2p + 2$	$\frac{1}{2}p^2 + M + \frac{1}{2}p$	

3.2. Алгоритм компенсации движения носителя РЛС, повышающий точность оценки степени опасности метеобъектов

Зондирование атмосферы с помощью бортовой РЛС, как отмечалось в разделе 2, позволяет получать оценки пространственных полей трех основных информативных параметров МО: РО, средней частоты и ширины ДС отраженных сигналов.

Однако, ДС сигнала, отраженного от МО и принимаемого РЛС на движущемся носителе, зависит как от характеристик рассеяния сигналов метеобъектом, так и от характеристик относительного движения носителя РЛС и МО (п. 2.4.4).

Носитель бортовой РЛС имеет значительную радиальную составляющую скорости. Кроме того, полет в реальных условиях не является строго горизонтальным и прямолинейным. ЛА во время движения совершает эволюции по высоте, курсу, пространственным углам (крену и тангажу) различной частоты и интенсивности. Указанные причины приводят к появлению в спектре отраженных сигналов дополнительных составляющих, искажающих действительный спектр радиальных скоростей элементов МО. В частности, составляющая скорости носителя, параллельная оси антенной системы РЛС, вызывает изменение средней частоты \bar{f} ДС отраженных сигналов (2.92), а тангенциальная составляющая скорости обуславливает расширение этого спектра, то есть увеличение Δf (2.93).

Чтобы исключить влияние эволюций ЛА на результаты измерений, можно стабилизировать пространственное положение луча АС РЛС. Стабилизация луча РЛС обеспечивается непрерывным поворотом раскрыва АС, установленного на гиросtabilизированную платформу. Это позволя-

ет компенсировать случайные изменения углов тангажа и крена, достигающие в сложных метеорологических условиях 1° и более. В соответствии с действующими нормативными документами динамическая погрешность системы стабилизации при скорости изменения крена $20^\circ/\text{с}$ и скорости изменения тангажа $5^\circ/\text{с}$ не должна превышать 1° . Пределы стабилизации для существующих бортовых РЛС ЛА гражданской авиации следующие:

- «Гроза-154»: тангаж - $\pm 10^\circ$, крен - $\pm 15^\circ$;
- «Градиент-154»: тангаж - $\pm 10^\circ$, крен - $\pm 40^\circ$.

Однако, при стабилизации плоскости обзора РЛС сохраняется негативное влияние составляющих скорости носителя в горизонтальной плоскости.

3.2.1. Алгоритм компенсации движения носителя в РЛС с внешней когерентностью

Компенсация влияния собственного движения носителя РЛС при оценке параметров доплеровского спектра отраженных сигналов возможна, если составляющие принимаемого РЛС сигнала, обусловленные отражением от ПП и МО, разделены друг от друга по времени (рис. 3.13). В этом случае сигнал, отраженный от ПП, может быть использован в качестве опорного при обработке сигналов от МО [27, 35, 50], что соответствует реализации в РЛС принципа внешней когерентности.

В предположении о диффузном рассеянии сигналов РЛС 3-х сантиметрового диапазона волн, ПП можно представить в виде совокупности элементарных независимых отражателей, причем сигнал от любого отражателя не превосходит суммы сигналов от остальных отражателей, то есть предполагается отсутствие «блестящих точек». Тогда каждый из множества принятых РЛС случайных элементарных сигналов имеет доплеровскую частоту, пропорциональную радиальной скорости данного отражателя относительно РЛС. В результате величина средней доплеровской частоты сигнала, отраженного от ПП, пропорциональна скорости перемещения носителя РЛС относительно отражателей на этой поверхности

$$\bar{f}_\zeta(t) = \frac{2f_0}{c} W_r = \frac{2f_0}{c} W \cos \theta_0. \quad (3.95)$$

Геометрические и электрические характеристики поверхности влияют только на относительный уровень сигналов, но не меняют физической картины формирования отраженных сигналов.

Для реализации оценки (3.95) носитель РЛС должен быть снабжен аппаратурой измерения угла наблюдения θ_0 , а также навигационных

параметров (скорости W носителя и направления его движения относительно поверхности).

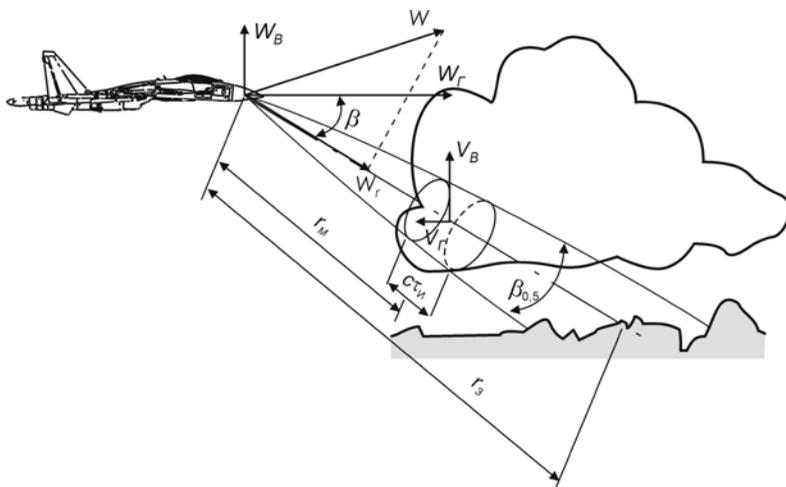


Рис. 3.13. Геометрические соотношения при зондировании МО и ПП

Пусть сигналы, отраженные от МО и ПП, имеют вид [104]

$$s_M(t) = A_M S(t - \tau_M) \cos(2\pi f_0 t + 2\pi \bar{f}_M t + \varphi_M), \quad (3.96)$$

$$s_G(t) = A_G S(t - \tau_G) \cos(2\pi f_0 t + 2\pi \bar{f}_G t + \varphi_G), \quad (3.97)$$

где A_M, A_G – амплитудные коэффициенты, определяющие отражающие свойства МО и ПП соответственно; $S(t)$ – функция, определяемая формой ЗС РЛС; τ_M, τ_G – временные задержки прихода сигналов, отраженных МО и ПП, соответственно равные $\tau_M = 2r_M / c$ и $\tau_G = 2r_G / c$; \bar{f}_M, \bar{f}_G – доплеровские частоты, вызванные относительным движением «носитель-МО» и «носитель-ПП» соответственно; φ_M, φ_G – случайные фазы при

отражении сигналов МО и ПП соответственно; r_1, r_c – дальность до МО и ПП соответственно.

Информация о скорости движения МО относительно ПП содержится в разности мгновенных фаз сигналов (3.96) и (3.97)

$$\Delta\psi(t) = \psi_1(t) - \psi_c(t) = 2\pi(\bar{f}_1 - \bar{f}_c)t + (\varphi_1 - \varphi_c). \quad (3.98)$$

Поскольку $\bar{f}_1 = \frac{2f_0}{c}(W_r + \bar{v}_1)t$, то с учетом (3.95) выражение (3.98) преобразуется к виду

$$\Delta\psi(t) = \frac{4\pi f_0}{c}(W_r + \bar{v}_1 - W_r)t + (\varphi_1 - \varphi_c) = \frac{4\pi f_0}{c}\bar{v}_1 t + (\varphi_1 - \varphi_c). \quad (3.99)$$

Если $\varphi_1(t)$ и $\varphi_c(t)$ являются относительно медленными функциями времени, то на основе (3.99) можно записать выражение для разности мгновенных частот сигналов (3.96) и (3.97)

$$\Delta F = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \Delta\psi(t) = \frac{2f_0}{c} \bar{v}_1, \quad (3.100)$$

то есть разность частот ΔF не зависит от скорости носителя РЛС.

Операцию, подобную (3.100), можно осуществить, если сигнал МО задержать на величину $\Delta\tau = \tau - \tau_M$

$$s_{M3}(t) = A_M S(t - \tau_3) \cos(2\pi f_0 t + 2\pi \bar{f}_M t + \varphi_M),$$

затем сигналы МО (3.96) и ПП (3.97) клиппировать

$$s_{M3}^K(t) = A_K(t - \tau_3) \cos(2\pi f_0 t + 2\pi \bar{f}_M t + \varphi_M),$$

$$s_3^K(t) = A_K(t - \tau_3) \cos(2\pi f_0 t + 2\pi \bar{f}_3 t + \varphi_3),$$

и перемножить. Здесь $A_{\hat{e}}(t - \tau_c)$ – амплитуда сигнала на выходе ограничителя. Суммарная составляющая сигнала с выхода перемножителя поддается ФНЧ, а разностная имеет вид

$$\begin{aligned} s_K^\Delta(t) &= \frac{1}{2} A_K^2(t - \tau_3) \cos\left[2\pi f_0 t + 2\pi \bar{f}_M t + \varphi_M - (2\pi f_0 t + 2\pi \bar{f}_3 t + \varphi_3)\right] = \\ &= \frac{1}{2} A_K^2(t - \tau_3) \cos\left[\frac{4\pi \bar{f}_0}{c} \bar{V}_M t + \varphi_M - \varphi_3\right]. \end{aligned}$$

Наличие ряда каналов с различными задержками $\Delta\tau = \tau - \tau_M$, как отмечается в [35], позволяет получить распределение радиальных скоростей МО относительно ПП. Однако, данный подход применим только в

случае использования РЛС с АС, имеющей узкую ДН. При увеличении ширины ДН эффективность компенсации резко уменьшается из-за различия доплеровских частот отражателей на краях диаграммы, приводящего к существенному расширению ДС отраженных сигналов.

3.2.2. Алгоритм компенсации движения носителя в РЛС с внутренней когерентностью

Поскольку движение носителя РЛС приводит к дополнительной квазипериодической модуляции отраженных сигналов, то для его компенсации в бортовых РЛС с АС, не обеспечивающими управление положением ФЦА (зеркальные АС, ВЦАР), может быть использовано управление частотой КГ приемопередатчика (компенсация на ПЧ) либо соответствующая частотная демодуляция цифровыми методами в ППС (компенсация на видеочастоте). Более высокую точность компенсации движения носителя при несущественном усложнении аппаратных средств обеспечивают алгоритмы обработки сигналов на ПЧ [18], поэтому предпочтение следует отдать именно им.

Управление частотой КГ приемопередатчика РЛС обеспечивается путем введения в нее соответствующей поправки

$$f_{\text{дв}} = \frac{2f_0}{c} W \cos \alpha_0 \cos \beta_0. \quad (3.101)$$

Введение поправки облегчается при использовании КГ на основе программируемого синтезатора частоты. При этом вычислитель поправки (3.101) может быть реализован в виде отдельного программного модуля (подпрограммы), находящегося в памяти БЦВМ, или в виде отдельного процессорного устройства.

Один из возможных алгоритмов управления частотой КГ основан на разделении смещения частоты (мгновенной фазы) КГ на два множителя, первый из которых зависит от пространственного положения ДН АС, задаваемого углами α_0 и β_0 , а второй – от путевой скорости носителя. Вычисление в реальном времени первого множителя, синхронно изменяющегося с движением ДН, требует наибольшей точности и наибольшего времени, однако оно может быть заменено матричной функцией, значения которой хранятся в ПЗУ БЦВМ, что существенно сокращает время расчета поправки. Точность расчета поправки определяется, исходя из допустимого смещения центральной частоты ДС отраженного сигнала и достижимой точности оценки собственной скорости носителя РЛС, значения которых для типовой когерентно-импульсной бортовой РЛС должны быть не более 0,05-0,10 % [18]. При этом следует учитывать, что

идеально точно скомпенсировать движение носителя невозможно ввиду конечных размеров ДН АС и воздействия внутримприемного шума.

3.2.3. Алгоритм «квазинеподвижной РЛС»

Поскольку эффект воздействия движения носителя РЛС можно свести к изменению фаз приходящих сигналов за счет изменения дальности до разрешаемого объема за период повторения

$$\Delta\varphi = 2\pi f_{\text{дв}} T_{\text{п}} = 2\pi \frac{2W_r}{\lambda} T_{\text{п}} = \frac{2\pi}{\lambda} 2\Delta r, \quad (3.102)$$

то для компенсации набега фаз необходимо смещать ФЦА РЛС от периода к периоду повторения на величину Δr , чтобы обеспечивался необходимый фазовый сдвиг $\Delta\varphi$. Реализация данного принципа обеспечивает более эффективную компенсацию движения носителя, но для этого должна существовать возможность управления положением ФЦА в продольном и/или поперечном направлении относительно вектора путевой скорости ЛА, обеспечивающая тем самым либо «неподвижность» РЛС, либо движение вдоль направления наблюдения («квазирадиальный» режим).

В этом случае возможно использование алгоритма обработки сигналов, обеспечивающего «квазинеподвижность» РЛС. Сущность указанного алгоритма заключается в смещении ФЦА таким образом, чтобы его положение оставалось неизменным относительно центра разрешаемого объема МО в течение времени обработки отраженного сигнала при перемещении РЛС в пространстве [76].

Как показано в п. 2.4.4.1, выражение для множителя АКФ, обусловленного движением носителя РЛС с ФАР, будет иметь вид

$$B_{\text{дв}}(\tau) = \exp(j2\pi f_{\text{дв}} \tau) \exp(-\pi(\Delta f_y + \Delta f_z) \tau), \quad (3.103)$$

где $f_{\text{дв}} = \frac{2\Delta r}{\lambda\tau} = \frac{2W \sec \alpha_0 \sec \beta_0}{\lambda}$;

$$\Delta f_y = \frac{\Delta y}{L_y \tau} = \frac{W \operatorname{tg} \alpha_0}{L_y}; \quad \Delta f_z = \frac{\Delta z}{L_z \tau} = \frac{W \sec \alpha_0 \operatorname{tg} \beta_0}{L_z}.$$

Для обеспечения неискаженной оценки параметров ДС сигналов, отраженных МО, для всех временных задержек τ необходимо выполнение условия

$$B_{\text{дв}}(\tau) = 1. \quad (3.104)$$

Из (3.103) и (3.104) следует, что для исключения влияния собственного движения носителя РЛС (при реализации «квазинеподвижного» режима работы РЛС) необходимо осуществить:

– череспериодное смещение ФЦА по координатам Y и Z на величины Δ_y и Δ_z в точку, образованную пересечением оси визирования разрешаемого объема, определяемую в начальный времени ($\tau=0$) с плоскостью раскрыва АС РЛС при перемещении носителя со скоростью W в течение времени τ , определяющего длительность процесса приема сигналов, не искаженных влиянием собственного движения носителя РЛС;

– доворот фазы отсчетов, полученных при смещенном ФЦА, на угол, определяемый коэффициентом фазовой коррекции (для случая ФАР)

$$\Phi(\tau) = \exp\left(j \frac{4\pi}{\lambda} W \tau \sec \alpha_0 \sec \beta_0\right). \quad (3.105)$$

Технической основой реализации данного алгоритма может служить применение в качестве АС РЛС фазовой моноимпульсной (в двух плоскостях) антенны с весовой обработкой суммарного и разностного сигналов или плоской фазированной антенной решетки (ФАР) с управлением положением ФЦА.

Рассмотрим первый из указанных вариантов [146]. Для компенсации приращения фазы (3.102) в [146] предложено использовать корректирующий сигнал, опережающий текущий принимаемый сигнал на $\pi/2$ и отстающий от следующего принимаемого сигнала на $\pi/2$ (рис. 3.14,а). Для точной компенсации должно выполняться равенство

$$S_{\hat{\epsilon}}(\theta) = S_1 \operatorname{tg} \frac{\Delta\varphi}{2} = S_{\Sigma}(\theta) \operatorname{tg} \frac{2\pi W T_i \sin \theta}{\lambda}, \quad (3.106)$$

где $S_{\Sigma}(\theta)$ – сигнал, принимаемый суммарным каналом моноимпульсной АС.

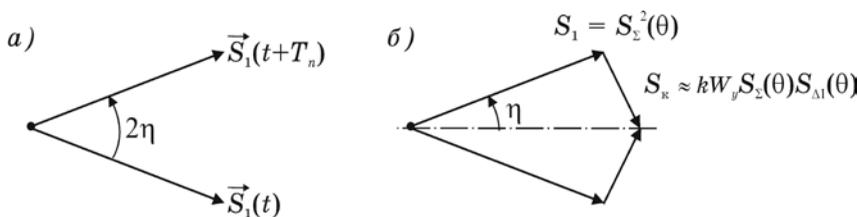


Рис. 3.14. Фазовая диаграмма сигналов, отраженных МО, при движении носителя РЛС

Для компенсации движения носителя РЛС вдоль осей ОУ и ОZ ССК применяются сигналы $S_{\Delta 1,2}(\theta)$ двух разностных каналов. Рассмотрим компенсацию тангенциального перемещения носителя вдоль оси ОУ, результат для перемещения вдоль второй оси аналогичен.

Если для передачи зондирующего сигнала используется только суммарный канал, а на прием работают суммарный канал и соответствующий разностный канал, то на определенной скорости сигнал $S_{\Sigma}(\alpha) S_{\Delta 1}(\alpha)$ может играть роль компенсирующего сигнала (3.106). Здесь α – азимут линии визирования МО.

При равномерном облучении моноимпульсной антенной системы сигналы разностного и суммарного каналов находятся в квадратуре, а их амплитуды связаны соотношением [146]

$$S_{\Delta 1}(\alpha) = kS_{\Sigma}(\alpha) \operatorname{tg} \frac{\pi r_{\phi} \sin \alpha}{\lambda}, \quad (3.107)$$

где r_{ϕ} – расстояние между фазовыми центрами двух половин АС.

Следовательно, выбрав $r_{\phi} = 2W_y T_{\Pi}$, $k = 1$ и сдвинув разностный сигнал по фазе на $\pi/2$, можно получить полную компенсацию движения носителя РЛС вдоль оси ОУ.

Упрощенная структурная схема РЛС, реализующая данный метод компенсации движения носителя РЛС, приведена на рис. 3.15. АС РЛС содержит три канала: суммарный и два разностных (азимутальный и угломестный), выходные сигналы которых поступают на входы азимутального и угломестного каналов схемы обработки. В каждом из последних формируются два сигнала. Первый сигнал является результатом сложения соответствующих суммарного и разностного сигналов, сдвинутых по фазе на $\pi/2$ и взятых с «весом» kW_y (или kW_z).

Второй сигнал также является результатом сложения соответствующего суммарного и разностного сигналов, взятого с тем же «весом», но не сдвинутого по фазе. Далее сигналы подвергаются обработке типа однократной череспериодной компенсации в схеме СДЦ. При этом за счет изменения амплитудного распределения поля в раскрыве АС РЛС, происходящего при сложении сигналов суммарного и разностного каналов, имеет место смещение ФЦА относительно того положения, которое он занимает, когда этого сложения не производят. Величина смещения ФЦА варьируется подбором «веса» kW_y разностного канала, то есть регулировкой отношения амплитуд сигналов разностного и суммарного каналов. Эта величина выбирается в зависимости от скорости полета носителя РЛС и азимутального положения ДН АС в секторе обзора.

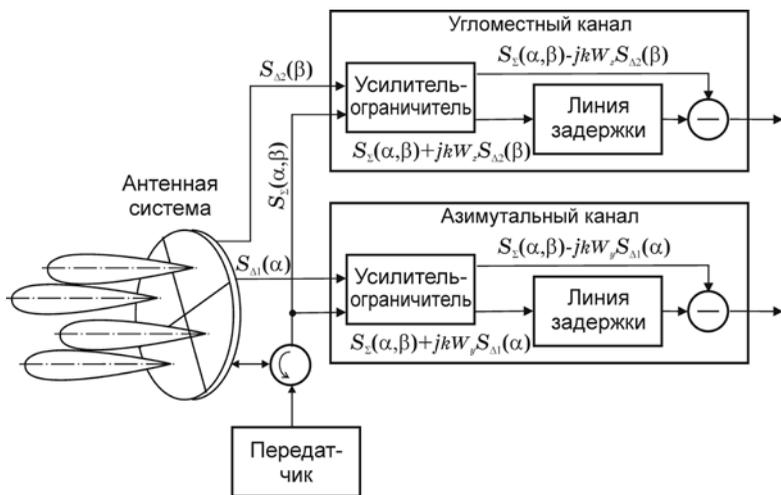


Рис. 3.15. Упрощенная схема реализации метода смещения ФЦА для компенсации движения носителя РЛС с фазовой моноимпульсной АС

ДН суммарного канала РЛС выбирается, исходя из необходимости обеспечения требуемых ширины ее главного лепестка, коэффициента усиления и УБЛ, определяемых требованиями по надежному обнаружению сигналов МО. ДН разностного канала выбирается независимо, исходя из требования обеспечить необходимые соотношения между расчетной скоростью движения носителя и допустимым УБЛ ДН.

Недостатками рассмотренного варианта компенсации являются необходимость существенного фазового смещения сигналов (рис. 3.14,б), что, в свою очередь, приводит к потерям в коэффициенте усиления АС и расширению ДН, а также наличие двух трактов УПЧ с возможным разбросом коэффициентов передачи. Кроме того, данный вариант метода компенсации движения носителя РЛС на основе смещения ФЦА применим только при обработке очень коротких пачек отраженных сигналов [200].

Второй вариант метода компенсации движения носителя РЛС на основе смещения ФЦА может быть реализован в бортовой РЛС с плоской ФАР. Общая структурная схема такой РЛС представлена на рис. 3.16. Использование ФАР позволяет управлять амплитудно-фазовым распределением токов в каждой точке раскрыва АС, что при антеннах со сплошным раскрывом невыполнимо. Отличительной особенностью пространственных характеристик является то, что непрерывную функцию раскрыва можно заменить практически эквивалентной ей дискретной функцией, если расстояние d между элементами дискретного раскрыва не превышает $\lambda/2$, где λ – рабочая длина волны РЛС.

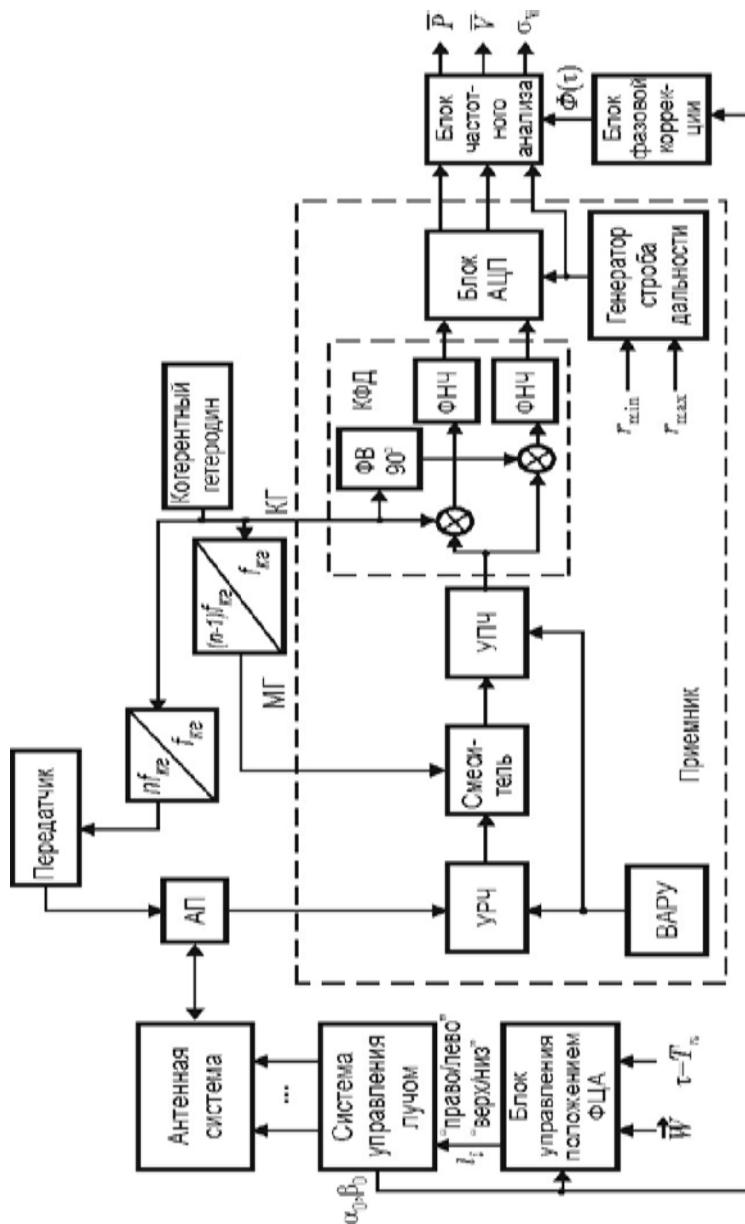


Рис. 3.16. Структурная схема РЛС с ФАР, выполняющей оценку степени опасности МО с компенсацией движения носителя

В состав РЛС входят АС, приемопередатчик, блок АЦП, блок частотного анализа, генератор строга дальности, система управления лучом (СУЛ) ФАР, блок управления положением ФЦА (БУФЦ), блок фазовой коррекции (БФК). От других бортовых систем в РЛС поступают текущие значения вектора скорости носителя \vec{W} .

Приемопередатчик РЛС построен по схеме с истинной когерентностью. Передатчик генерирует ЗС, которые излучаются АС в направлении, задаваемом СУЛ. Текущие значения азимута α_0 и угла места β_0 максимума ДН АС из СУЛ поступают в БУФЦ, в котором вычисляются значения Δ_y и Δ_z , а также обеспечивается управление фазовращателями ФАР таким образом, чтобы осуществить соответствующее смещение ФЦА.

Сигналы, отраженные МО, совместно с шумами и помехами принимаются АС РЛС и поступают в приемную часть приемопередатчика, где усиливаются и предварительно фильтруются, а далее выполняется их перенос в удобный для обработки диапазон частот, фильтрация и усиление сигналов на ПЧ. Коэффициент усиления обрабатываемых сигналов задается схемой временной регулировки усиления (ВАРУ), в зависимости от текущей дальности (задержки принимаемых сигналов относительно ЗС). Далее ослабленные сигналы с малых дальностей попадают на линейный участок АХ приемника РЛС. Аналоговая часть приемника заканчивается квадратурными фазовыми детекторами (КФД), опорным сигналом которых является сигнал КГ.

После КФД и АЦП отсчеты комплексных амплитуд сигнала МО записываются в ОЗУ, и затем осуществляется умножение отсчетов сигнала на коэффициент фазовой коррекции (3.105), который вычисляет БФК. Данный блок может иметь различное исполнение, в зависимости от типа АС РЛС. Например, для случая жестко закрепленной ФАР структурная схема БФК, реализующая (3.105), приведена на рис. 3.17.

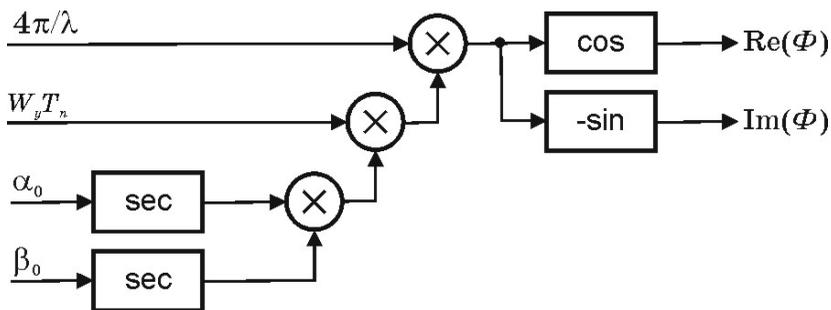


Рис. 3.17. Структурная схема блока фазовой коррекции

Значения воздушной скорости ЛА, углов курса, тангажа и крена поступают в систему компенсации движения из пилотажно-навигационного комплекса (ПНК) ЛА, содержащего инерциальную навигационную систему (ИНС), систему воздушных сигналов, систему курсовертикали, доплеровский измеритель скорости и угла сноса (ДИСС).

БУФЦ определяет значения Δ_y и Δ_z смещения ФЦА в соответствии с (2.97). Управление положением ФЦА осуществляется путем последовательной расфазировки краевых участков ФАР [18]. При расфазировке линейного участка размером l элементов ФЦА смещается вдоль соответствующей оси на $\Delta = \pm ld$, поэтому БУФЦ пересчитывает значения Δ_y и Δ_z в количестве l_i расфазировываемых концевых элементов ФАР (рис. 3.18) и формирует соответствующие импульсные последовательности, поступающие на регистры управления расфазировываемых участков ФАР. Таким образом возможно обеспечить смещение ФЦА до $\pm 0,15$ м. При этом изменения ДН АС (расширение основного лепестка, увеличение УБЛ) практически не зависят от типа расфазировки, то есть от того, как устанавливаются фазовращатели на отключаемом участке.

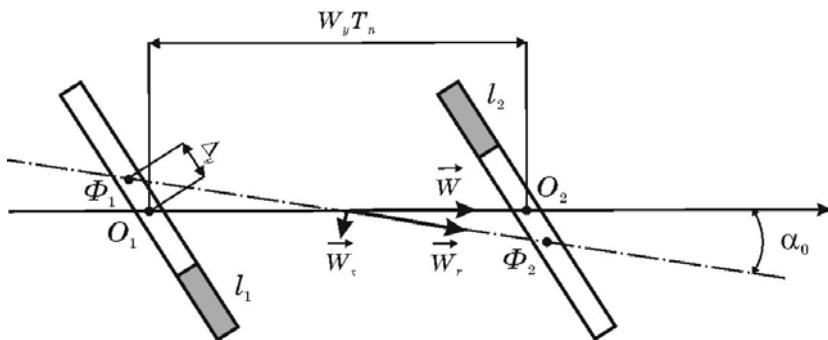


Рис. 3.18. Схема смещения ФЦА для компенсации движения носителя РЛС

Выходными параметрами блока частотного анализа являются оценки средней мощности отраженных сигналов (оценки РО), средней радиальной скорости \bar{v} и СК ширины спектра радиальных скоростей Δv для каждого разрешаемого объема в координатах «азимут-дальность». Указанные оценки составляют двумерные массивы, отражающие распределение параметров в пространстве обзора.

3.2.4. Анализ эффективности алгоритмов компенсации движения носителя когерентной РЛС

Перед оценкой эффективности того или иного алгоритма компенсации собственного движения носителя РЛС необходимо определить, насколько оно влияет на точность оценки параметров \bar{V} и ΔV .

Искаженные движением носителя результаты $(\hat{\bar{V}}, \hat{\Delta V})$ РЛ измерений среднего и СК значений скорости ветра в разрешаемом объеме МО определяются выражениями

$$\frac{\hat{\bar{V}}}{\bar{V}} \approx 1 + W/\bar{V}_1 = 1 + \bar{f}_{\text{ää}}/\bar{f}_1; \quad (3.108)$$

$$\frac{\hat{\Delta V}}{\Delta V} \approx \sqrt{1 + \left(\frac{\Delta V_{\text{ää}}}{\Delta V_1}\right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{\Delta f_{\text{ää}}}{\Delta f_1}\right)^2}. \quad (3.109)$$

Величины (3.108) и (3.109) показывают, во сколько раз возрастают величины соответствующих оценок, если не принимать мер по компенсации собственного движения носителя РЛС.

На рис. 3.19,а представлены зависимости величины (3.108) от азимута α разрешаемого объема МО, вычисленные при $\bar{V} = 5$ м/с. На рис. 3.24,б представлены аналогичные зависимости величины (3.109), полученные при $\sigma_V = 5$ м/с. Из анализа полученных зависимостей следует, что при использовании на этапе крейсерского полета ЛА гражданской и военнотранспортной авиации бортовой РЛС без компенсации собственного движения возможна оценка ширины спектра скоростей зоны сильной турбулентности с ошибкой до 20% в секторе $\pm 30^\circ$ (при $W = 100$ м/с) и в секторе $\pm 15^\circ$ (при $W = 200$ м/с). С другой стороны, в указанных секторах наиболее сильно влияние собственного движения на оценку \bar{V} и, как следствие, на эффективность обнаружения опасных зон СВ.

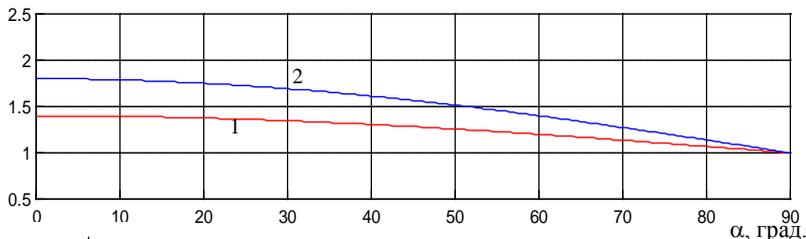
Эффективность алгоритма компенсации движения носителя бортовой когерентной РЛС может быть охарактеризована СК значениями ошибок оценки параметров \bar{V} и ΔV спектра скоростей МО. Неточность компенсации радиальной составляющей скорости носителя приводит к ошибкам оценки \bar{V} , а неидеальная компенсация тангенциальной составляющей – к ошибкам оценки ΔV .

В когерентной РЛС неточность компенсации скорости носителя может быть вызвана двумя причинами:

– неточным измерением воздушной скорости \vec{W} носителя и углов (α_0, β_0) , характеризующих пространственное положение оси ДН антенной системы РЛС;

– неточным вычислением соответствующей поправки (3.101) и вводом ее в контур управления частотой КГ.

а) $\frac{\hat{v}}{v}$



б) $\frac{\Delta \hat{v}}{\Delta v}$

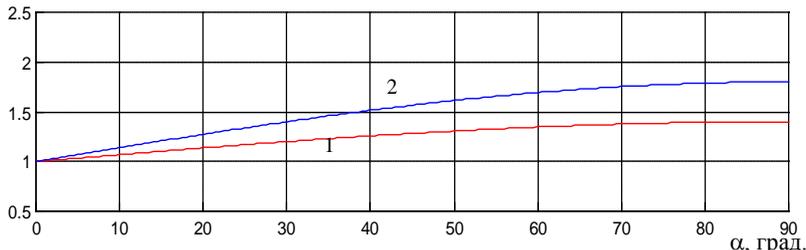


Рис. 3.19. Зависимости относительных среднего и СК значений скорости ветра от азимута МО, зондируемого бортовой РЛС (1 – $W=100$ м/с; 2 – $W=200$ м/с)

Основным источником информации о воздушной скорости ЛА является ИНС, входящая в состав ПНК, при этом воздушная скорость вычисляется интегрированием данных акселерометров, в результате дисперсия ее оценки увеличивается пропорционально длительности полета носителя.

Уравнения, описывающие временные зависимости ошибок $\vec{W}_n(t)$ измерения скорости ИНС, имеют вид [38]

$$\begin{aligned} \frac{\partial \vec{W}_n(t)}{\partial t} &= \vec{\gamma} + \vec{\delta}, & \vec{W}_n(t_0) &= \vec{W}_{n0}, \\ \frac{\partial \vec{\gamma}(t)}{\partial t} &= -\theta \vec{\gamma} + \sqrt{2\theta \sigma_\gamma^2} \vec{N}_\gamma, & \vec{\gamma}(t_0) &= \vec{\gamma}_0, \\ \frac{\partial \vec{\delta}(t)}{\partial t} &= 0, & \vec{\delta}(t_0) &= \vec{\delta}_0, \end{aligned}$$

где $\vec{\gamma}$ – вектор флюктуационных ошибок измерения ускорений; $\vec{\delta}$ – вектор систематических и медленно меняющихся ошибок измерения ускорений; \vec{W}_{n0} – вектор ошибок начальной выставки ИНС по скорости, представляющий собой векторный гауссовский случайный процесс с нулевым математическим ожиданием и типовым значением СК отклонения 0,5 м/с; \vec{N}_{γ} – вектор формирующих гауссовских случайных процессов; θ – параметр, характеризующий ширину спектра флюктуационных ошибок; σ_{γ}^2 – стационарная дисперсия этих ошибок.

Типовые значения параметров ошибок ИНС, используемых в составе ПНК отечественных ЛА, составляют: $\theta=100-200$ Гц, $\sigma_{\gamma} = (1-10) \cdot 10^{-2}$ м/с², $\delta_0 = 4,9\%$ (для акселерометра ДЛУВД-5С) и 0,3-1,4% (для акселерометра АТ-1104).

На рис. 3.20 представлена зависимость ошибки измерения средней скорости, обусловленной погрешностями акселерометров ИНС и накапливаемой за время обработки пачки отраженных сигналов, от длительности этого времени. Анализ данных зависимостей показывает, что при обработке пачки отраженных сигналов, содержащей 20-40 импульсов, погрешность оценки среднего и среднеквадратического значений скорости ветра может достигать 10-20% (для акселерометра АТ-1104) и 40-80% (для акселерометра ДЛУВД-5С).

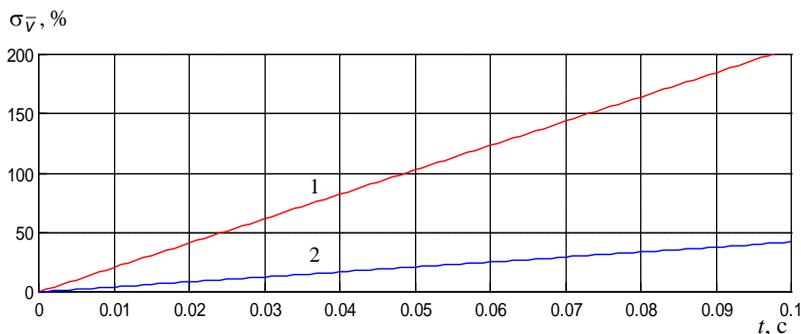


Рис. 3.20. Зависимость погрешности измерения среднего значения скорости ветра, обусловленной интегрированием ошибок акселерометров, от длительности времени интегрирования (1 – ДЛУВД-5С; 2 – АТ-1104)

Для коррекции медленных уходов ИНС в составе ПНК применяется аппаратура потребителей спутниковых навигационных систем ГЛОНАСС и Navstar (GPS). В частности, в пилотажно-навигационном

комплексе К-102 самолета Су-32 используется аппаратура типа А-737, характеризующаяся ошибками измерения: 20-30 м для плановых координат, 0,15% для скорости. В случае отказа аппаратуры потребителей СНС в составе ПНК используется ДИСС типа Ш-013, обладающий худшими, по сравнению с СНС, точностными параметрами (погрешность измерения путевой скорости может достигать до 0,25%) [46].

Точность (СК значение ошибки) измерения углов (α_0, β_0) , характеризующих пространственное положение оси ДН антенной системы РЛС, существенно зависит от типа АС (с механическим или электронным сканированием). При использовании ФАР (рис. 3.16) она определяется, в основном, размерами раскрыва АС (числом антенных элементов), и может быть принята равной ширине ДН в соответствующих плоскостях, которая, как показано в разделе 1, должна составлять не более 1° . Однако, при отклонении луча ФАР от нормали к линии расположения антенных элементов в процессе сканирования (в секторе $\pm 60^\circ$) имеет место расширение основного лепестка ДН, пропорциональное величине $1/\cos \alpha_0$. Вследствие этого точность определения угловых координат РЛС с ФАР при отклонении луча от нормали существенно снижается, поэтому жестко закрепленные ФАР имеют ограниченную рабочую зону, размеры которой определяются допустимым снижением угловой точности. Так, если считать допустимым снижение угловой точности вдвое, максимальное смещение луча от нормали в пределах зоны обзора не должно превышать $\pm 60^\circ$.

С другой стороны, точность измерения углов (α_0, β_0) , характеризующих пространственное положение оси ДН АС, зависит от разрядности фазовращателей (ФВ) антенных элементов. В большинстве современных ФАР используются четырехразрядные (пятиразрядные) ФВ, что соответствует шагу установки $11,25^\circ$ и $22,5^\circ$ в диапазоне перестройки фазы $0 \dots 360^\circ$. Однако, как показало проведенное математическое моделирование, в процессе компенсации движения носителя за счет перемещения ФЦА изменения ДН АС (расширение основного лепестка, увеличение уровня боковых лепестков) практически не зависят от типа расфазировки, то есть от того, как устанавливаются ФВ на отключаемом участке.

Отчасти на точность рассматриваемых алгоритмов компенсации влияет и стабильность частоты, вырабатываемой КГ приемника РЛС. Однако, поскольку уровень кратковременной относительной нестабильности составляет величину порядка 10^{-11} , данным обстоятельством можно пренебречь.

Кроме того, эффективность алгоритмов компенсации движения носителя бортовой РЛС может быть охарактеризована максимальным объемом пачки отраженных сигналов, в пределах которой возможна компенсация. Установим пределы возможных значений длительности процесса

приема неискаженных отраженных сигналов τ при работе РЛС в «квазинеподвижном» режиме.

Размер M принимаемой выборки отсчетов отраженных сигналов, неискаженных влиянием движения носителя, связан с величиной τ соотношением

$$M = \text{Ent}(\tau/T_{\text{п}}) + 1.$$

При использовании ФАР с равномерным распределением поля в раскрыве смещение ФЦА из точки геометрического центра антенного раскрыва вызывает расширение основного лепестка ДН. Это расширение количественно можно выразить приближенными формулами

$$\varepsilon_y = \frac{\Delta\alpha' - \Delta\alpha}{\Delta\alpha} \approx \frac{L_y - \Delta_y}{L_y}, \quad \varepsilon_z = \frac{\Delta\beta' - \Delta\beta}{\Delta\beta} \approx \frac{L_z - \Delta_z}{L_z}, \quad (3.110)$$

где $\varepsilon_y, \varepsilon_z$ – относительное расширение основного лепестка ДН в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно; $\Delta\alpha', \Delta\beta'$ – ширина основного лепестка ДН в горизонтальной и вертикальной плоскостях при смещении ФЦА; L_y, L_z – линейные размеры раскрыва антенной системы РЛС в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно.

С учетом (3.109) максимально возможное время обработки равно

$$\tau_0 = \min \left\{ \tau_{0y} = \frac{\varepsilon_y L_y}{W \sin \alpha_0}; \tau_{0z} = \frac{\varepsilon_z L_z}{W \cos \alpha_0 \sin \beta_0} \right\}.$$

Величины в скобках определяют максимально возможное время приема в «квазинеподвижном» режиме работы РЛС с компенсацией собственного движения в горизонтальной (τ_{0y}) и вертикальной (τ_{0z}) плоскостях.

Как показало проведенное статистическое моделирование, максимально возможное время обработки при $\varepsilon_y = \varepsilon_z = 0,2$ составляет единицы-десятки миллисекунд при скоростях носителя РЛС порядка 100-200 м/с. В результате, при работе РЛС с периодом повторения импульсов, равном единицам миллисекунд, размер получаемой выборки отсчетов сигналов, отраженных МО, не превысит двух-трех десятков.

3.2.5. Анализ влияния траекторных неустойчивостей и упругих колебаний конструкции носителя РЛС на эффективность компенсации его движения

Воздействие ТН и УКК носителя приводит к дополнительному случайному пространственному перемещению ФЦА (п. 2.3), в результате

чего координаты $(\tilde{\Delta}_x, \tilde{\Delta}_y, \tilde{\Delta}_z)$ ФЦА, оцениваемые БУФЦ системы компенсации движения носителя, будут отличаться от необходимых значений $(\Delta_x, \Delta_y, \Delta_z)$, что ухудшит компенсацию движения при решении задачи оценки параметров доплеровского спектра отраженных сигналов. В частности, продольная ошибка приведет к снижению точности оценки средней частоты ДС, а поперечные – к снижению точности оценки СК ширины спектра

$$\sigma_{\tilde{f}} = \frac{2(\Delta_r - \tilde{\Delta}_r)}{\lambda\tau}, \quad \sigma_{\Delta f} = \sqrt{\left[\frac{(\Delta_y - \tilde{\Delta}_y)}{L_y\tau} \right]^2 + \left[\frac{(\Delta_z - \tilde{\Delta}_z)}{L_z\tau} \right]^2}.$$

В соответствии с положениями, приведенными в п. 2.3, плотности вероятности любого параметра ТН и УКК при движении ЛА в турбулентной атмосфере в первом приближении могут быть аппроксимированы нормальным стационарным случайным процессом с нулевым математическим ожиданием и корреляционной функцией экспоненциального вида (2.41). Представим оценку коэффициента фазовой коррекции (3.104) в виде

$$\tilde{\Phi}(\tau) = \Phi(\tau) + \Phi_n(\tau), \quad (3.111)$$

где $\Phi(\tau)$ – истинное значение коэффициента фазовой коррекции; $\Phi_n(\tau)$ – комплексный стационарный нормальный шум в канале фазовой коррекции, обусловленный воздействием ТН и УКК, имеющий нулевое математическое ожидание и дисперсию $\sigma_{\Phi n}^2$.

Из-за ТН и УКК дисперсия (3.65) оценки средней частоты ДС сигналов, отраженных МО, увеличивается и составит

$$\sigma_{\tilde{f}\Phi}^2 = \frac{(1 + Q^{-1})^2(1 + Q_\Phi^{-1}) + (Q_\Phi^{-1} - 1)\rho^2(T_\Pi)}{8\pi^2 M T_\Pi \rho^2(T_\Pi)}, \quad (3.112)$$

где Q – ОСШ в приемном канале РЛС; $Q_\Phi = \frac{1}{\sigma_{\Phi n}^2}$ – ОСШ в канале фазовой коррекции; $\rho(T_\Pi) = \exp\left[-\pi(\Delta f T_\Pi)^2\right]$ – нормированный коэффициент корреляции.

При высоком ОСШ в канале фазовой коррекции ($Q_\Phi \rightarrow \infty$), то есть при малом уровне ТН и УКК, выражение (3.112) переходит в (3.65) и

$\sigma_{f\Phi}^2 \approx \sigma_f^2$. При малом значении ОСШ ($Q_\Phi < 1$) $\sigma_{f\Phi}^2 / \sigma_f^2 \approx 1/Q_\Phi$, однако подобная ситуация практически маловероятна. В наиболее вероятном случае $Q_\Phi > 10$ и

$$\frac{\sigma_{f\Phi}^2}{\sigma_f^2} \approx 1 + \frac{(1 + Q^{-1})^2 + \rho^2(T_n)}{Q_\Phi [(1 + Q^{-1})^2 - \rho^2(T_n)]}.$$

Отсюда следует, что увеличение СК ошибки оценки средней частоты ДС в случае проведения операции фазовой коррекции имеет место в условиях наблюдения слабой турбулентности (при $\rho(T_n) \rightarrow 1$) и при малом ОСШ в канале фазовой коррекции (при значительных ТН и УКК).

Рассмотрим влияние ТН и УКК на точность оценки СК ширины ДС отраженного сигнала и, соответственно, на точность оценки спектра скоростей отражателей в пределах разрешаемого объема МО. Пусть в момент времени t_1 центр ССК $OXYZ$ совпадает с ФЦА (рис. 3.21). В точке M с координатами (x_M, y_M, z_M) расположен центр анализируемого разрешаемого объема МО. Из рис. 3.21 следует, что азимут и угол места центра разрешаемого объема МО составляют величины, определяемые выражениями

$$\alpha_M = \text{arctg} \frac{y_M}{x_M}, \quad \beta_M = \text{arctg} \frac{z_M}{x_M}.$$

В следующий момент времени t_2 вследствие случайного воздействия ТН и УКК ФЦА переместится в точку O' , имеющую координаты $(\Delta x_M, \Delta y_M, \Delta z_M)$ относительно центра ССК $OXYZ$. При этом изменятся азимут и угол места центра разрешаемого объема МО

$$\alpha'_M = \text{arctg} \frac{y_M + \Delta y}{x_M + \Delta x}, \quad \beta'_M = \text{arctg} \frac{z_M + \Delta z}{x_M + \Delta x}.$$

Оценки углов $\Delta \alpha_M = \alpha'_M - \alpha_M$ и $\Delta \beta_M = \beta'_M - \beta_M$, характеризующих отклонения ФЦА от опорной траектории вследствие воздействия ТН и УКК, формируются системой микронавигации, входящей в состав ПНК. В большинстве практических случаев эти оценки можно представить в виде сумм математических ожиданий m_α и m_β и центрированных случайных составляющих χ_α и χ_β , распределенных по нормальному закону с заданными СК значениями σ_{χ_α} и σ_{χ_β} . Случайные угловые отклонения ФЦА в азимутальной и угломестной плоскостях приводят к

соответствующим фазовым флюктуациям отраженного сигнала, имеющим место в процессе накопления когерентной пачки.

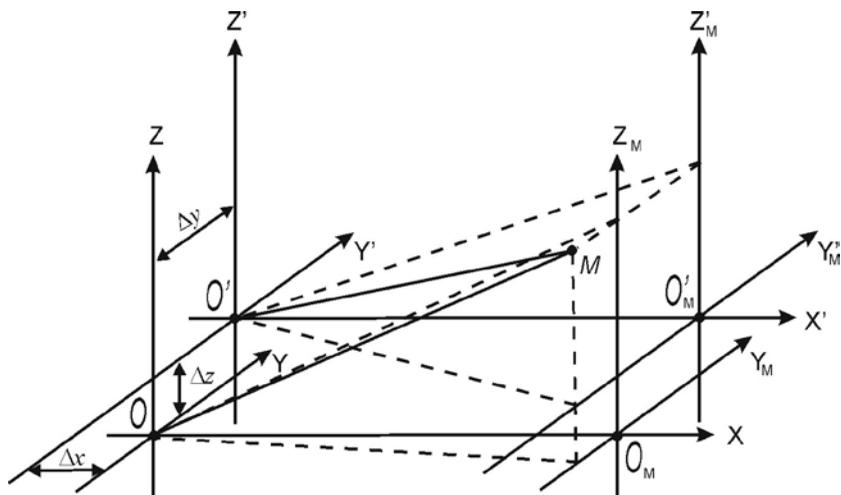


Рис. 3.21. Геометрические соотношения, используемые при анализе влияния ТН и УКК на эффективность компенсации движения носителя РЛС

Поскольку величина фазовых флюктуаций линейно связана со случайными боковыми отклонениями ФЦА и их коэффициенты корреляции равны, корреляционная функция (КФ) фазовых флюктуаций отраженного сигнала будет описываться выражением [125, 126]

$$B_{\varphi}(\tau) = \sigma_{\varphi}^2 \exp\left\{-\frac{\tau^2}{T_{\varphi}^2}\right\} \cos\frac{\pi\tau}{2T_{y\varphi}},$$

где

$$\sigma_{\varphi}^2 = \sigma_y^2 \left[\frac{4\pi}{\lambda} \right]^2 \operatorname{tg}^2 \alpha_0 \quad (3.113)$$

– дисперсия фазовых флюктуаций; T_{φ} – интервал корреляции фазовых флюктуаций; $T_{y\varphi}$ – условный интервал корреляции, определяющий частоту колебаний КФ; σ_y^2 – дисперсия боковых отклонений носителя бортовой РЛС от траектории.

По аналогии с (3.113) СК ошибка оценки ширины ДС сигнала, отраженного разрешаемым объемом МО, связана с интенсивностью боковых перемещений ЛА вследствие воздействия ТН и УКК, характеризуемой СК значением скорости данных перемещений, с учетом (2.103) и (3.103) будет иметь вид

$$\sigma_{\Delta f}^2 = \left[\left[\frac{2\sigma_{W_y}}{\lambda} \operatorname{tg}\alpha_0 \right]^2 + \left[\frac{2\sigma_{W_z}}{\lambda} \operatorname{secc}\alpha_0 \operatorname{tg}\beta_0 \right]^2 \right], \quad (3.114)$$

где $\sigma_{W_y}^2$ и $\sigma_{W_z}^2$ – СК значения приращений скорости носителя бортовой РЛС вдоль осей OY и OZ соответственно, возникающих вследствие воздействия ТН и УКК.

На рис. 3.22,а представлены результаты расчета зависимости СК ошибки $\sigma_{\Delta y}$ оценки ширины ДС отраженного сигнала от величины углового отклонения оси ДН ФАР для различных значений линейных скоростей ТН и УКК, на рис. 3.22,б – аналогичные зависимости СК ошибки $\sigma_{\Delta v}$ оценки ширины спектра скоростей МО. При расчете предполагалось, что $\beta_0 = 0$, вследствие этого имеют место линейные перемещения только в горизонтальной (азимутальной) плоскости.

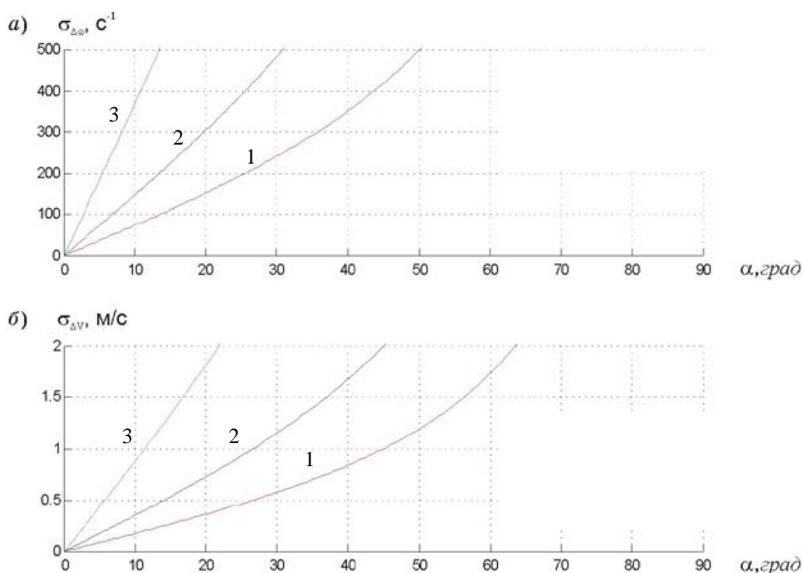


Рис. 3.22. Зависимости СК значений ошибок оценки ширины ДС отраженных сигналов (а) и ширины спектра скоростей МО (б), вызванных действием ТН и УКК, от азимута оси ДН АС (1 – $\sigma_{W_y} = 1$ м/с; 2 – $\sigma_{W_y} = 2$ м/с; 3 – $\sigma_{W_y} = 5$ м/с)

Анализ результатов расчета, представленных на рис. 3.22, показывает, что при отклонении луча ФАР от направления полета носителя бортовой РЛС существенно возрастает и ошибка $\sigma_{\Delta V}$ оценки ширины спектра скоростей (и, соответственно, ошибка $\sigma_{\Delta f}$ ширины ДС отраженного сигнала). При этом значения ошибки также зависят и от интенсивности перемещений ЛА. Так, при СК значении σ_{W_y} линейной скорости ЛА в боковом направлении, равном 1 м/с, ошибка $\sigma_{\Delta V}$ не превышает предельно допустимого значения 1 м/с (п. 1.4.4) при отклонении луча АС по азимуту в зоне 0-45°, а при СК значении линейной скорости ТН и УКК $\sigma_{\Delta V} = 5$ м/с ошибка $\sigma_{\Delta V}$ не превысит 1 м/с при отклонении луча АС по азимуту в зоне 0-12°. Качество компенсации фазовых изменений принимаемых РЛ сигналов, вызванных изменениями положения ФЦА при накоплении когерентной пачки, в существенной мере зависит от устанавливаемых на борту датчиков (акселерометров). Эти датчики должны обладать не только высокой точностью измерения ускорений, но и относительно широкой полосой частот измеряемых сигналов, которая должна перекрывать частоты ТН, УКК и аэродинамических вибраций ЛА.

Подводя итог, отметим следующее:

1. Пространственная стабилизация луча АС РЛС, обеспечиваемая непрерывным поворотом ее раскрыва, установленного на гиросtabilизированную платформу, позволяет скомпенсировать случайные изменения углов тангажа и крена, однако сохраняется негативное влияние составляющих скорости носителя в горизонтальной плоскости.

2. Достаточно эффективная компенсация влияния собственного движения носителя РЛС при оценке параметров ДС отраженных сигналов возможна, если составляющие принимаемого РЛС сигнала, обусловленные отражением от подстилающей поверхности (ПП) и МО, разделены друг от друга по времени. Тогда сигнал ПП может быть использован в качестве опорного при обработке сигналов МО средствами бортовой РЛС с внешней когерентностью. Однако, компенсация движения носителя РЛС на основе использования опорного сигнала ПП возможна только в случае использования РЛС с антенной системой, имеющей узкую ДН. При увеличении ширины ДН эффективность компенсации резко уменьшается из-за различия доплеровских частот отражателей на краях ДН, приводящего к существенному расширению ДС отраженных сигналов.

3. Для компенсации движения носителя в истинно когерентных бортовых РЛС с АС, не обеспечивающими возможности управления положением ФЦА (зеркальные АС, ВЦАР), может быть использовано управление частотой КГ приемопередатчика (компенсация на ПЧ) либо соответствующая частотная демодуляция отраженного сигнала цифровыми методами в ППС (компенсация на видеочастоте). Более предпочтительной, с точки зрения эффективности компенсации, является цифровая обработка сигналов на ПЧ. Управление частотой КГ обеспечивается путем

введения в нее соответствующей поправки. Введение поправки облегчается при использовании КГ на основе программируемого синтезатора частоты. При этом вычислитель поправки может быть реализован в виде отдельного программного модуля (подпрограммы), находящегося в памяти БЦВМ, или в виде отдельного процессорного устройства.

4. Для компенсации движения носителя в когерентных бортовых РЛС с ФАР, обеспечивающими возможности управления ФЦА, может быть использован метод череспериодного управления его положением в продольном и/или поперечном направлении относительно вектора путевой скорости ЛА, поддерживающий «квазинеподвижность» РЛС: поскольку движение носителя РЛС приводит к изменению фаз принимаемых сигналов за счет изменения дальности до разрешаемого объема за период повторения, то для компенсации набега фаз достаточно смещать ФЦА РЛС таким образом, чтобы его положение оставалось неизменным относительно центра разрешаемого объема МО в течение времени обработки отраженного сигнала. Для реализации квазинеподвижного режима работы РЛС необходимо осуществить:

- череспериодное смещение ФЦА по координатам Y и Z (компенсация боковых перемещений носителя);
- доворот фазы отсчетов, полученных при смещенном ФЦА, на угол, компенсирующий радиальное перемещение носителя.

Технической основой реализации данного алгоритма может служить применение в качестве АС РЛС фазовой моноимпульсной (в двух плоскостях) антенны с весовой обработкой суммарного и разностного сигналов или плоской ФАР с управляемым положением фазового центра. Недостатками первого варианта являются необходимость существенного фазового смещения сигналов, что, в свою очередь, приводит к большим потерям в коэффициенте усиления АС и значительному расширению ДН АС, а также наличие двух трактов УПЧ с возможным разбросом коэффициентов передачи. Кроме того, данный вариант компенсации применим только при обработке очень коротких пачек отраженных сигналов.

Во втором варианте управление положением ФЦА осуществляется путем последовательной расфазировки краевых участков ФАР. При этом изменения ДН АС (расширение основного лепестка, увеличение уровня боковых лепестков) практически не зависят от типа расфазировки, то есть от того, как устанавливаются ФВ на отключаемом участке. Однако, время работы РЛС в подобном режиме составляет единицы-десятки миллисекунд (пачка принимаемых сигналов не превышает двух-трех десятков отсчетов).

Воздействие ТН и УКК носителя снижает эффективность компенсации: продольные перемещения приводят к снижению точности оценки средней частоты доплеровского спектра, а поперечные – к снижению

точности оценки ширины спектра. При этом увеличение СКО оценки средней частоты доплеровского спектра особенно ощутимо в условиях наблюдения слабой турбулентности и при малом ОСШ в канале фазовой коррекции (при значительных ТН и УКК). Ошибка оценки ширины доплеровского спектра отраженного сигнала из-за воздействия ТН и УКК существенно возрастает при отклонении луча ФАР от направления полета носителя бортовой РЛС. Кроме того, значения ошибки также пропорциональны и интенсивности перемещений ЛА.

3.3. Алгоритмы оценки пространственных полей скорости ветра и степени опасности обнаруженных МО по результатам измерений параметров доплеровского спектра отраженных сигналов

3.3.1. Алгоритм оценки степени опасности зон сдвига ветра

Для оценки опасности полета в условиях СВ в настоящее время используется так называемый F -фактор (1.4). Будем считать, что вектор воздушной скорости ЛА направлен горизонтально, то есть изменение высоты полета происходит только из-за воздействия ветра. Тогда с учетом (1.5) выражение (1.4) можно преобразовать к виду

$$F = \frac{1}{g} \left(\frac{\partial v_x}{\partial x} \dot{x} + \frac{\partial v_x}{\partial z} z + \frac{\partial v_x}{\partial t} \right) - \frac{v_z}{W_x}.$$

Пилотажно-навигационные параметры, входящие в выражение (1.4), поступают в БЦВМ от следующих бортовых измерителей:

- горизонтальная проекция W_x вектора воздушной скорости ЛА – от системы воздушных сигналов (СВС);
- составляющие $(\dot{x}, \dot{y}, \dot{z})$ вектора путевой скорости ЛА – от платформенной или бесплатформенной ИНС, ДИСС.

Таким образом, для оценки опасности областей СВ на основе анализа значений F -фактора необходимо для каждого разрешаемого объема с помощью бортовой РЛС оценивать значения вертикальной скорости v_z ветра, продольного $\partial v_x / \partial x$ и вертикального $\partial v_x / \partial z$ сдвигов ветра, ускорения $\partial v_x / \partial t$, а также в БЦВМ по результатам текущих измерений прогнозировать значения проекций $(\dot{x}, \dot{y}, \dot{z})$ путевой скорости и проекции W_x воздушной скорости ЛА (рис. 3.23). Кроме того, получаемые значения F -фактора необходимо усреднять на определенной дистанции вдоль траектории полета (в соответствии с рекомендациями ИКАО в качестве масштаба усреднения принята дистанция $L = 1$ км [129]).

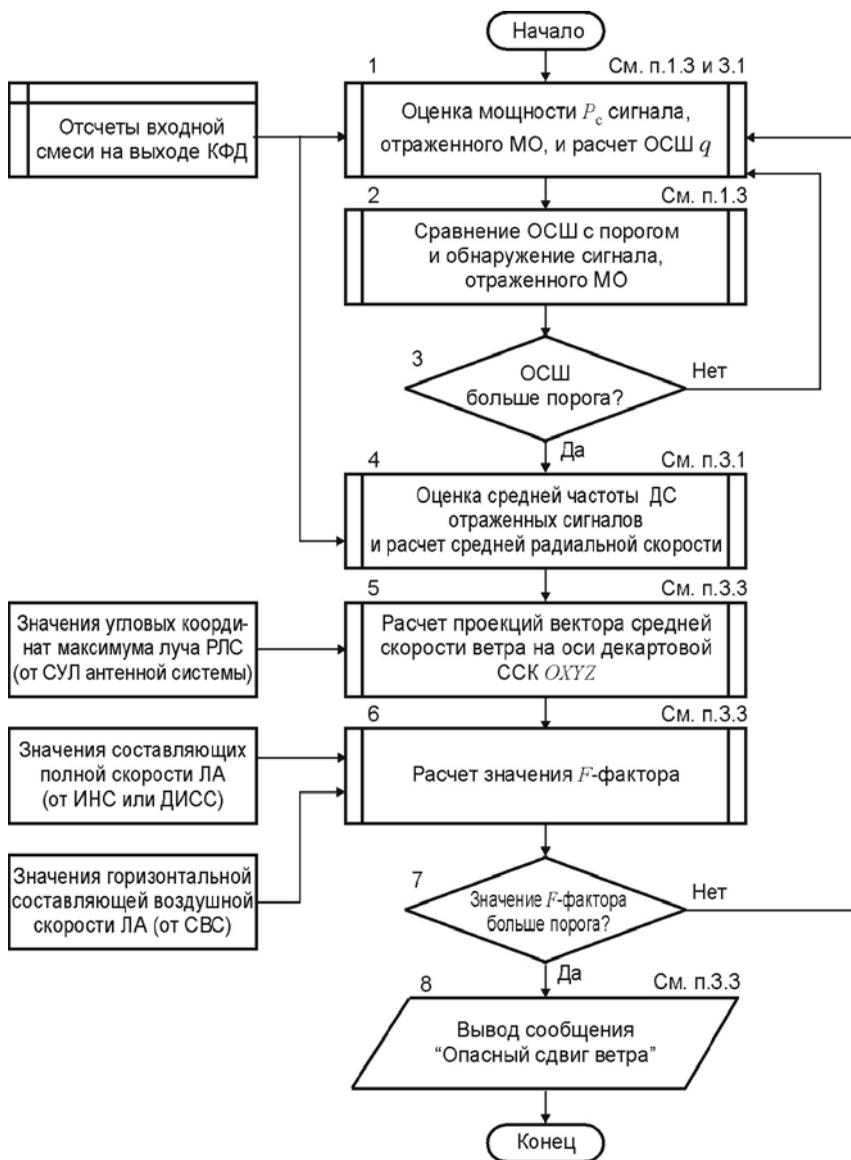


Рис. 3.23. Структурная схема алгоритма обнаружения и оценки опасности областей СВ на основе вычисления значения F -фактора

В соответствии с отечественными нормативными требованиями степень опасности горизонтальных сдвигов ветра оценивается на дистанции 600 м (табл. 1.1).

Для оценки опасности продольного сдвига ветра с помощью РЛС измеряются значения средней радиальной скорости ветра в двух разрешаемых объемах, смежных по дальности. Далее по ним, в соответствии с выбранным алгоритмом оценки 3-х мерного пространственного поля средней скорости ветра, оцениваются значения V_{x1} и V_{x2} продольной проекции скорости. В этом случае продольный СВ в соответствии с (1.2) будем иметь

Чтобы сравнить получаемое значение с порогами, приведенными в таблице 1.1, необходимо привести его к рекомендованной дистанции 600 м

$$|\vec{v}_{xi}| = 600 \cdot |\vec{v}_x| = 600 \cdot \frac{|V_{x1} - V_{x2}|}{\delta r \cos \beta}; \quad (3.115)$$

$$|\vec{v}_x| = \frac{|V_{x1} - V_{x2}|}{\delta r \cos \beta}.$$

Для оценки опасности поперечного СВ с помощью РЛС измеряются значения средней радиальной скорости ветра в двух разрешаемых объемах, смежных по азимуту. Далее по ним, в соответствии с выбранным алгоритмом оценки 3-х мерного пространственного поля средней скорости ветра, оцениваются значения V_{y1} и V_{y2} поперечной проекции скорости. В этом случае поперечный СВ в соответствии с (1.2)

$$|\vec{v}_y| = \frac{|V_{y1} - V_{y2}|}{r \delta \alpha \cos \beta}.$$

Чтобы сравнить получаемое значение с порогами, приведенными в таблице 1.1, необходимо привести его к рекомендованной дистанции 600 м

$$|\vec{v}_{yi}| = 600 \cdot |\vec{v}_y| = 600 \cdot \frac{|V_{y1} - V_{y2}|}{r \delta \alpha \cos \beta}. \quad (3.116)$$

Точность измерения радиальной скорости в соответствии с требованиями, сформулированными в п. 1.3.4, составляет 1 м/с, поэтому разность скоростей ветра в соседних разрешаемых объемах измеряется с точностью ± 2 м/с. Это означает, что первая градация сдвига ветра (таблица 1.2) достигается уже за счет погрешности измерений, следовательно, для более надежной оценки необходимо проводить усреднение результатов по нескольким последовательным измерениям.

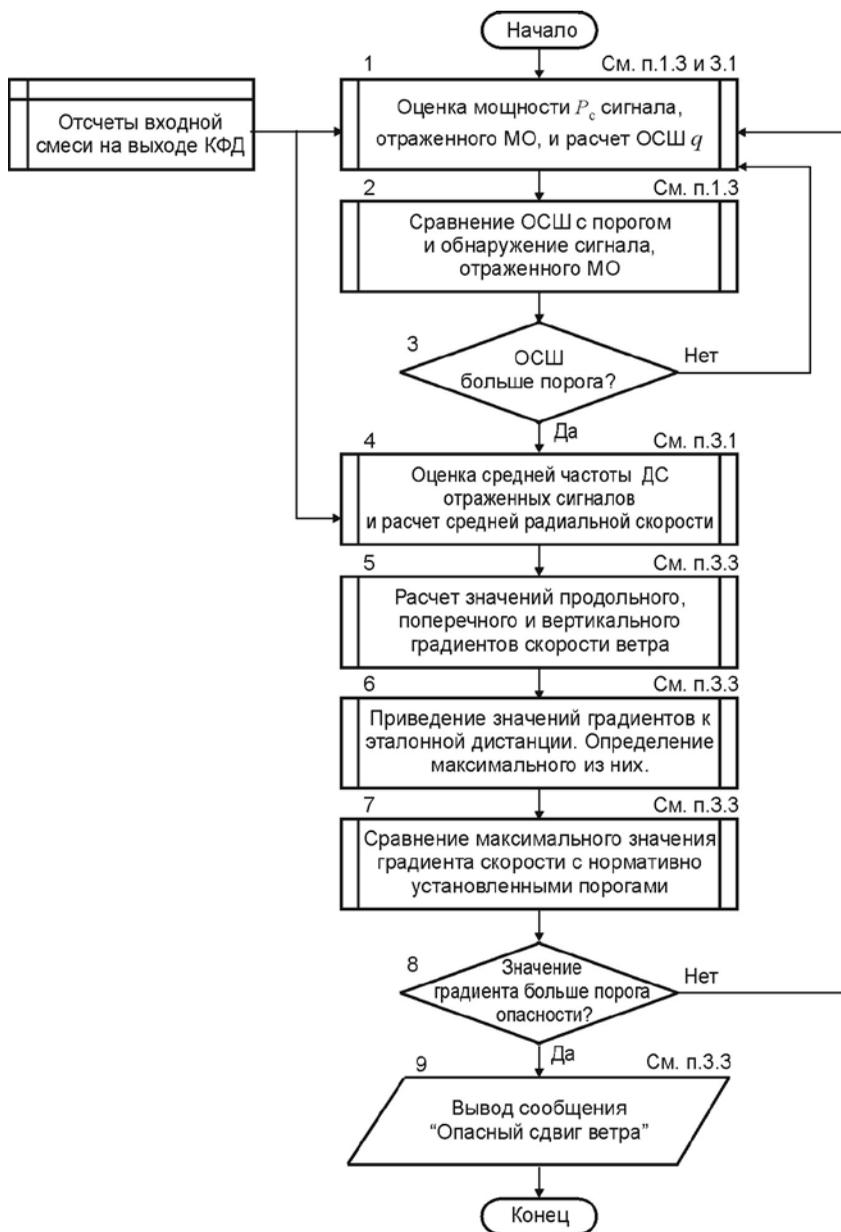


Рис. 3.24. Структурная схема алгоритма обнаружения и оценки опасности областей СВ на основе сравнения градиента скорости ветра с нормативно установленными пороговыми значениями

Оценка вертикального СВ определяется градиентом горизонтального ветра по высоте. Для этого с помощью РЛС измеряются значения средней радиальной скорости ветра в двух разрешаемых объемах, смежных по дальности. Далее по ним, в соответствии с выбранным алгоритмом оценки 3-х мерного поля средней скорости ветра, оцениваются значения V_{x1} и V_{x2} продольной проекции скорости. В этом случае вертикальный СВ определяется в соответствии с (1.2)

$$|\vec{v}_z| = \frac{|V_{x1} - V_{x2}|}{\delta h} = \frac{|V_{x1} - V_{x2}|}{\delta r \sin \beta}.$$

Чтобы сравнить получаемое значение с порогами, приведенными в таблице 1.2, необходимо привести его к рекомендованной высоте 30 м

$$|\vec{v}_{z\prime}| = 30 \cdot |\vec{v}_z| = 30 \cdot \frac{|V_{x1} - V_{x2}|}{\delta r \sin \beta}. \quad (3.117)$$

Для определения качественной характеристики обнаруженного сдвига ветра («слабый», ..., «опасный») используется максимальная из величин $|\vec{v}_{x\prime}|$ и $|\vec{v}_{z\prime}|$ (рис. 3.24).

3.3.2. Алгоритм оценки трехмерного поля средней скорости ветра

Радиальная составляющая скорости ветра вдоль линии визирования определяется выражением

$$v_r = \vec{v} \times \vec{r}, \quad (3.118)$$

где \vec{v} – вектор скорости ветра; $\vec{r} = \vec{i} \cos \alpha \cos \beta + \vec{j} \sin \alpha \cos \beta + \vec{k} \sin \beta$ – вектор, в направлении которого определяется скорость; $(\vec{i}, \vec{j}, \vec{k})$ – орты ССК OXYZ.

Поскольку $\vec{v} = v_x \vec{i} + v_y \vec{j} + v_z \vec{k}$, то из (3.118) следует, что

$$v_r = v_x \cos \alpha \cos \beta + v_y \sin \alpha \cos \beta + v_z \sin \beta. \quad (3.119)$$

Таким образом, возникает задача оценки 3-х мерного векторного поля (v_x, v_y, v_z) средней скорости ветра на основе пространственного поля скалярного информативного параметра (средней радиальной скорости частиц разрешаемого объема МО или средней частоты ДС отраженных сигналов), получаемого с помощью РЛС.

Разработка методов решения данной задачи применительно к наземным метеорологическим доплеровским РЛС началась в 1960-х гг. Первым из них стал метод VAD (Velocity Azimuth Display), предложенный Р.М. Лермиттом (R.M. Lhermitte) и Д. Атласом (D. Atlas) [60, 95]. Метод заключается в измерении радиальной скорости МО на определенной дальности при коническом азимутальном сканировании АС с постоянным углом места. Если ветер пространственно однороден, то в координатах «азимут (время) – скорость (доплеровская частота)» радиальная скорость изменяется по синусоидальному закону, фаза и амплитуда которой определяются направлением и модулем скорости ветра соответственно. Проводя измерения в нескольких разрешаемых объемах вдоль луча РЛС, получают годограф ветра в слое.

Обобщенный вариант этого метода (VAD Wind Profile, VWP) основан на представлении поля ветра рядом Фурье, коэффициенты которого, зависящие от средней скорости ветра, дивергенции и вращения поля ветра, определяются на основе анализа распределения радиальной скорости частиц по объему МО.

Другой метод (Volume Velocity Processing, VVP), предложенный П. Вальдтойфелем (P. Waldteufel) и Г. Корбином (H. Corbin), использует многомерный регрессионный анализ распределения радиальных скоростей частиц МО по объему в 3-х мерном пространстве [60, 95]. Он во многом сходен с рассмотренным выше методом VAD, но использует для аппроксимации поля функции другого вида. Точность оценки кинематических характеристик ветра зависит от формы и размера разрешаемого объема, ошибок измерения радиальной скорости, числа параметров в модели ветра, наличия неоднородностей в поле ветра, а также реального значения скорости ветра.

В практике наземной метеорологической радиолокации также используется метод UWT (Uniform Wind Technique), основанный на предположении о гладкости поля ветра и оценке тангенциальной к лучу РЛС составляющих ветра [95, 99]. Данный метод обеспечивает более высокое пространственное разрешение по сравнению с VAD и VVP, однако применим только при небольших значениях угла места ($\beta \leq 4^\circ$), что, в свою очередь, приводит к дополнительным ошибкам из-за отражений от ПП.

При оценке среднего ветра метеорологическими лидарными комплексами [20] в ряде случаев применяется трехлучевая схема измерений, принцип действия которой аналогичен ДИСС. Схема позволяет определить компоненты скорости ветра по результатам измерения радиальной скорости в трех направлениях (лучах), однако требует дополнительной существенной доработки не только программного обеспечения, но и аппаратных средств РЛС.

На основании изложенного наиболее перспективным методом оценки 3-х мерного пространственного поля средней скорости ветра при решении бортовой РЛС задачи обнаружения опасных зон СВ является метод UWT. При секторном обзоре в передней полусфере при малых углах места радиальную скорость (3.119) можно приближенно представить в виде

$$V_r \approx V_x \cos \alpha + V_y \sin \alpha . \quad (3.120)$$

Тангенциальная составляющая полной скорости, расположенная в горизонтальной плоскости, может быть определена как

$$V_{\tau \bar{a}} = V_x \sin \alpha - V_y \cos \alpha$$

или

$$V_{\tau \bar{a}} = -\partial V_r / \partial \alpha . \quad (3.121)$$

Кроме (3.119) и (3.120), для нахождения компонент (V_x, V_y, V_z) полной скорости ветра может быть использовано фундаментальное уравнение неразрывности поля ветра [92]

$$\frac{d\rho}{dt} + \rho \operatorname{div} \vec{v} = 0 ,$$

где ρ – плотность воздуха. В предположении о несжимаемости воздуха уравнение неразрывности преобразуется к виду

$$\operatorname{div} \vec{v} = 0$$

или в декартовых координатах

$$\frac{\partial V_x}{\partial x} + \frac{\partial V_y}{\partial y} + \frac{\partial V_z}{\partial z} = 0 . \quad (3.122)$$

Объединяя (3.120), (3.121) и (3.122) в одну систему, получим

$$\begin{cases} V_x \cos \alpha + V_y \sin \alpha = V_r , \\ V_x \sin \alpha - V_y \cos \alpha = -\partial V_r / \partial \alpha , \\ \frac{\partial V_x}{\partial x} + \frac{\partial V_y}{\partial y} + \frac{\partial V_z}{\partial z} = 0 . \end{cases} \quad (3.123)$$

Решая систему (3.123), получаем следующие выражения для компонент полной скорости ветра

$$\left\{ \begin{array}{l} v_x = v_r \cos \alpha - \frac{\partial v_r}{\partial \alpha} \sin \alpha, \\ v_y = v_r \sin \alpha - \frac{\partial v_r}{\partial \alpha} \cos \alpha, \\ v_z = \int_{-z_0}^{z_1} \left(\frac{\partial v_x}{\partial x} + \frac{\partial v_y}{\partial y} \right) dz, \end{array} \right. \quad (3.124)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_x = v_r \cos \alpha - \frac{\partial v_r}{\partial \alpha} \sin \alpha, \\ v_y = v_r \sin \alpha - \frac{\partial v_r}{\partial \alpha} \cos \alpha, \\ v_z = \int_{-z_0}^{z_1} \left(\frac{\partial v_x}{\partial x} + \frac{\partial v_y}{\partial y} \right) dz, \end{array} \right. \quad (3.125)$$

то есть для вычисления вертикальной составляющей скорости ветра в данной точке на высоте z_1 необходимо знать градиенты продольной и поперечной горизонтальных составляющих скорости на высотах от $-z_0$ до z_1 . Здесь z_0 – высота полета ЛА.

С другой стороны, при использовании метода UWT в рамках сделанных выше допущений составляющую v_z полной скорости ветра в декартовой ССК можно найти из геометрических соотношений. Для проекций на ось OZ справедливо выражение

$$v_z = v_r \sin \beta - v_{\tau \hat{a}} \cos \beta, \quad (3.126)$$

где $v_{\tau \hat{a}}$ – тангенциальная составляющая полной скорости ветра в вертикальной плоскости.

Далее этого рассмотрим модуль вектора полной скорости ветра

$$|V|^2 = v_x^2 + v_y^2 + v_z^2 = v_r^2 - v_{\tau \hat{a}}^2 + v_{\tau \hat{a}}^2.$$

Подставляя в данное уравнение значение $v_{\tau \hat{a}}$ из (3.126) и группируя члены с одинаковой степенью, получим квадратное уравнение вида

$$v_z^2 \sin^2 \beta - 2(v_r \sin \beta)v_z + \left(v_r^2 + [v_{\tau \hat{a}}^2 - v_x^2 - v_y^2] \cos^2 \beta \right) = 0,$$

в которое подставим значения $v_{\tau \hat{a}}$ (3.121), v_x (3.124) и v_y (3.125), тогда

$$v_z^2 \sin^2 \beta - 2(v_r \sin \beta)v_z + \left(v_r^2 \sin^2 \beta + 2v_r \frac{\partial v_r}{\partial \alpha} \sin 2\alpha \cos^2 \beta \right) = 0.$$

Из двух решений данного квадратного уравнения

$$v_{z1,2} = \frac{v_r \pm \cos \beta \sqrt{v_r^2 - 2v_r \frac{\partial v_r}{\partial \alpha} \sin 2\alpha}}{\sin \beta}$$

выбираем значение, меньшее по модулю,

$$v_z = \frac{v_r - \cos \beta \sqrt{v_r^2 - 2v_r \frac{\partial v_r}{\partial \alpha} \sin 2\alpha}}{\sin \beta}. \quad (3.127)$$

Таким образом, значения проекций (v_x, v_y, v_z) 3-х мерного векторного поля средней скорости ветра на оси декартовой ССК с учетом введенных ограничений могут быть оценены, в соответствии с (3.124), (3.125) и (3.127), путем анализа пространственного поля скалярного информативного параметра (средней радиальной скорости частиц разрешаемого объема МО или средней частоты ДС отраженных сигналов). Точность соответствующих оценок определяется, в основном, точностью измерения параметров (v_r, α, β) с помощью бортовой РЛС.

3.3.3. Алгоритм оценки опасности зон повышенной атмосферной турбулентности

Степень опасного воздействия атмосферной турбулентности на ЛА в соответствии с рекомендациями ИСАО определяется перегрузкой n , которая функционально связана со скоростью ε диссипации турбулентной кинетической энергии (таблица 1.1). С другой стороны, от значения ε зависит турбулентный вклад в ширину Δv спектра скоростей ГМ в пределах разрешаемого объема

$$\varepsilon = \begin{cases} \frac{1,3\Delta v_t^3}{a(1-\gamma_1/15)^{2/3}}, & \text{їдї } a \geq b; \\ \frac{1,3\Delta v_t^3}{b(1-\gamma_2/15)^{2/3}}, & \text{їдї } a < b, \end{cases} \quad (3.128)$$

где $a = r\delta\alpha$ и $b = c\tau_{\text{и}}/2$ – поперечный и продольный размеры разрешаемого объема РЛС; $\gamma_1 = 1 - b^2/a^2$; $\gamma_2 = 1 - a^2/b^2$

Оценка ширины Δv спектра скоростей ГМ по результатам РЛ измерений пропорциональна ширине ДС сигналов, отраженных разрешаемым объемом МО, определяется как

$$\Delta v = \Delta f \lambda / 2.$$

Однако, как показано в п. 3.1.3.2, величина Δv , помимо Δv_r , содержит ряд дополнительных составляющих, искажающих реальную форму спектра скоростей ГМ,

$$\Delta v^2 = \Delta v_t^2 + \Delta v_{\hat{n}\hat{a}}^2 + \Delta v_g^2 + \Delta v_{\hat{n}\hat{e}}^2,$$

где $\Delta v_{\hat{n}\hat{a}} = \frac{|\vec{v}_x| r \Delta \beta}{2\sqrt{2 \ln 2}} \cos \beta$, $\Delta v_g = \Delta v_g^0 \sin \beta$, $\Delta v_{\hat{n}\hat{e}} = \frac{\hat{O}_\alpha \lambda}{4\delta\alpha \hat{O}_{1\hat{a}\hat{c}}}$ – составляющие ширины спектра скоростей, обусловленные влиянием СВ, гравитационного падения ГМ, сканирования ДН антенной системы РЛС;

$$\Delta v_g^0 = 0,21Z^{0,08}.$$

Таким образом, алгоритм оценки степени опасности областей атмосферной турбулентности (рис. 3.25) заключается в расчете ширины спектра скоростей Δv , выделении из нее составляющей Δv_t , обусловленной воздействием турбулентности, расчете величины ϵ и сравнении ее с пороговыми значениями, приведенными в таблице 1.1.

Подводя итог, можно отметить следующее:

1. Степень опасности СВ может оцениваться либо по прогнозируемому значению F -фактора, характеризующего изменение полной энергии ЛА вследствие воздействия СВ, либо путем сравнения приведенных к эталонной дистанции значений СВ с нормативно установленными пороговыми. Более информативным является первый подход, однако он требует непрерывного измерения и прогнозирования большого числа кинематических параметров движения ЛА. Кроме того, данный метод не учитывает сдвигов поперечной и вертикальной составляющих ветра.

2. Для адекватной оценки любого показателя опасности СВ необходимо оценивать 3-х мерное пространственное поле средней скорости ветра. Точность выполнения этой операции зависит от точности измерения средней частоты ДС отраженных сигналов (то есть средней радиальной скорости МО), а также от точности измерения углового положения основного лепестка ДН антенной системы РЛС.

3. Для решения указанной задачи применительно к наземным метеорологическим РЛС разработаны методы VAD, VWP, VVP, UWT, а также ряд их модификаций. Точность оценки характеристик ветра данными методами зависит от формы и размера разрешаемого объема, ошибок измерения радиальной скорости, числа параметров в модели ветра, наличия неоднородностей в поле ветра, а также реального значения скорости ветра.

Наиболее перспективным из указанных методов для реализации в бортовой РЛС является метод UWT, поскольку он обеспечивает более высокое пространственное разрешение по сравнению с другими методами, однако он применим только при небольших значениях угла места ($\beta \leq 4^\circ$), что, в свою очередь, приводит к дополнительным ошибкам из-за отражений от ПП.

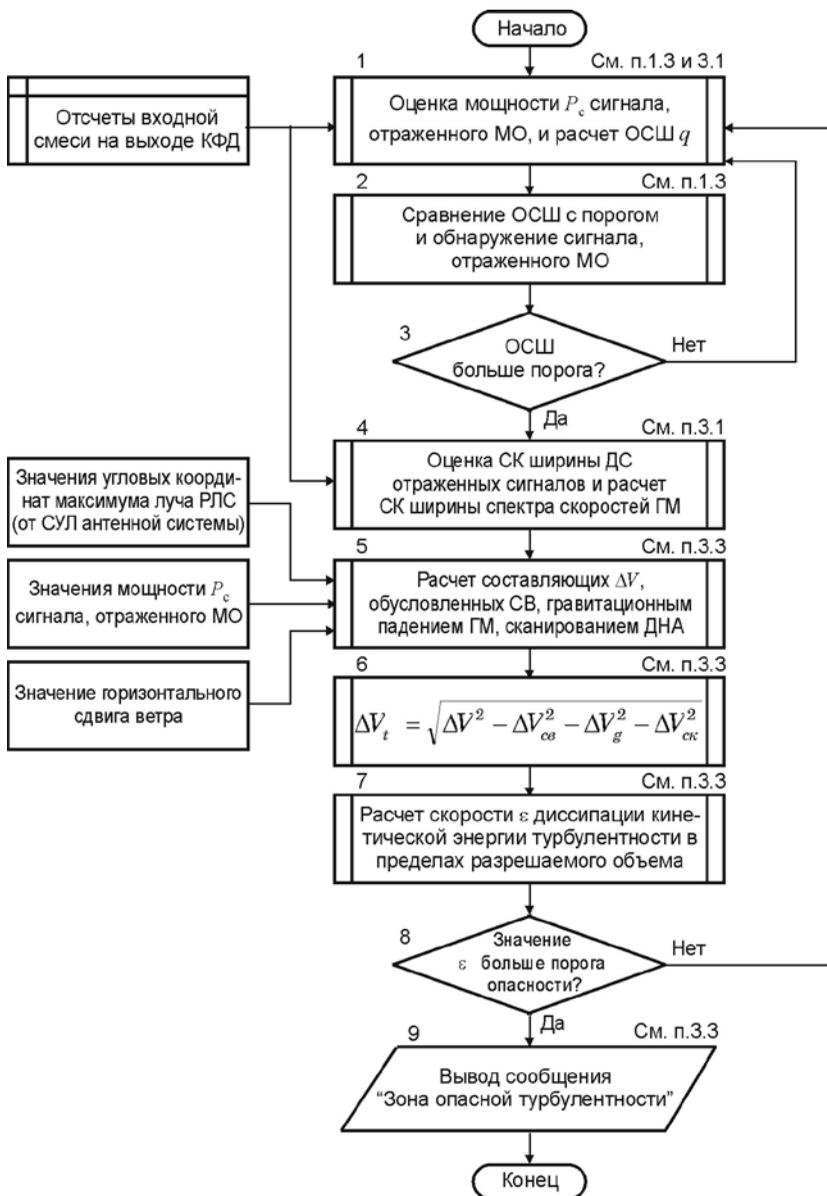


Рис. 3.25. Структурная схема алгоритма обнаружения и оценки опасности областей атмосферной турбулентности на основе сравнения значений скорости диссипации ее кинетической энергии с нормативно установленными пороговыми значениями

4. Степень опасного воздействия атмосферной турбулентности на ЛА определяется величиной ε скорости диссипации ее энергии, которая функционально связана с турбулентным вкладом в ширину ΔV спектра скоростей ГМ. В результате алгоритм оценки опасности областей атмосферной турбулентности заключается в расчете ширины спектра скоростей ΔV , выделении из нее составляющей ΔV_s , обусловленной воздействием турбулентности, расчете величины ε и сравнении ее с нормативно установленными пороговыми значениями.

Основные выводы по разделу 3

На основании изложенного в третьем разделе материала можно сделать следующие основные выводы:

1. Алгоритмы оценки параметров ДС сигналов МО при их реализации в бортовой РЛС должны отвечать следующим требованиям:

- обеспечение работы в условиях априорной неопределенности о параметрах обрабатываемых сигналов;
- обеспечение работы в масштабе времени, близком к реальному;
- простая (одноканальная) реализация, пригодная для бортовых РЛС с цифровой обработкой.

2. Реализация метода МП в условиях пространственной неоднородности оцениваемых параметров требует проведения большого объема вычислений и значительных временных затрат для получения необходимых оценок для каждого разрешаемого объема РЛС. Широко применяющиеся в наземных метео РЛС непараметрические методы оценки моментов ДС сигналов МО (методы парных импульсов и периодограммный) требуют существенно меньшего объема вычислений и объема памяти. Однако, обеспечиваемые ими точность и разрешающая способность оценок ограничены величиной, обратной длительности выборки (пачки) принимаемых сигналов, что особенно существенно для бортовых РЛС современных скоростных ЛА, когда время РЛ контакта с МО предельно ограничено, что не позволяет получить выборку большого объема.

3. В подобных условиях для обработки пачек отраженного сигнала некоторого фиксированного объема могут применяться блочные параметрические методы оценки АР коэффициентов. Наиболее предпочтительным среди них является модифицированный ковариационный метод, основанный на совместной минимизации СК ошибок линейного предсказания вперед и назад и обладающего наибольшей точностью среди АР-методов.

4. Сравнимой с ковариационным методом точностью частотных оценок обладают методы, основанные на анализе собственных значений АКМ принимаемых сигналов (MUSIC, ESPRIT, минимальной нормы и др.), однако ориентированность указанных методов на выделение РЛ

сигналов точечных целей на фоне широкополосного шума затрудняет их использование при решении задачи оценки моментов ДС такой пространственно распределенной цели, как МО. В частности, методы, основанные на анализе собственных значений АКМ, приводят к ошибочным (неоднозначным) измерениям во всех случаях, когда составляющие ДС сигналов МО сильно коррелированы, причем точность оценки параметров ДС методом MUSIC с расширением спектра ухудшается значительно быстрее, чем для ковариационного метода. При решении задачи обнаружения зон интенсивной атмосферной турбулентности, формирующих отраженные сигналы с широким ДС, предпочтение следует отдать модифицированному ковариационному методу. Этот вывод особенно актуален при установке бортовой РЛС на высокоскоростном носителе.

5. Основными недостатками большинства рекурсивных методов являются большой объем вычислений, проводимых на каждом шаге рекурсии в реальном масштабе времени, а также малая скорость сходимости получаемых оценок к истинным значениям параметров, существенно затрудняют их использование при обработке сигналов, отраженных МО, в бортовых РЛС современных скоростных ЛА, когда время РЛ контакта с целью предельно ограничено.

6. На точность оценки моментов ДС отраженных сигналов, помимо факторов, определяемых используемым методом обработки, влияют физические характеристики исследуемого МО (наличие продольного и поперечного СВ, гравитационное падение ГМ разного размера под действием силы тяжести) и технические параметры бортовой РЛС (ширины и скорости сканирования ДН АС, стабильности несущей частоты ЗС РЛС, полосы пропускания ПРМ РЛС, длительности импульса и др.). Однако, влияние большинства этих факторов либо незначительно, либо проявляется только при больших значениях угла места и широких ДН.

7. Наиболее устойчивым среди параметрических методов спектрального оценивания является метод Берга. Реализация ковариационного метода на базе арифметики обычной точности (32 разрядов) приводит к относительным погрешностям оценки параметров ДС сигналов МО, составляющих единицы и даже десятки процентов. Причина состоит в том, что эти алгоритмы основаны на матричной алгебре, которая весьма чувствительна к разрядности обрабатываемых данных. При использовании арифметики удвоенной точности (64 бита) относительная погрешность ковариационных алгоритмов заведомо меньше одного процента, то есть достаточна для практических целей.

8. Пространственная стабилизация луча АС РЛС за счет непрерывного поворота раскрыва, установленного на гиросtabilизированную платформу, позволяет скомпенсировать случайные изменения углов тангажа и крена, однако не обеспечивает устранения негативного влияния составляющих скорости носителя в горизонтальной плоскости.

9. В современных и перспективных бортовых когерентных РЛС для компенсации радиального перемещения движения носителя может быть использовано управление частотой когерентного гетеродина (КГ) приемопередатчика (компенсация на промежуточной частоте) либо соответствующая частотная демодуляция отраженного сигнала цифровыми методами в ППС (компенсация на видеочастоте). Для компенсации тангенциального перемещения носителя может быть использовано череспериодное смещение ФЦА РЛС таким образом, чтобы его положение оставалось неизменным относительно центра разрешаемого объема МО в течение времени обработки отраженного сигнала.

Технической основой реализации данного метода может служить применение в качестве АС РЛС фазовой моноимпульсной антенны с весовой обработкой суммарного и разностного сигналов или плоской ФАР. Недостатками реализации варианта с моноимпульсной антенной являются необходимость существенного фазового сдвига сигналов, что, в свою очередь, приводит к большим потерям в коэффициенте усиления АС и значительному расширению ДН АС, а также наличие двух трактов УПЧ с возможным разбросом коэффициентов передачи. Кроме того, данный вариант применим только при обработке коротких пачек отраженных сигналов. В бортовой РЛС с плоской ФАР управление положением ФЦА осуществляется путем последовательной расфазировки краевых участков ФАР. При этом изменения ДН (расширение основного лепестка, увеличение УБЛ) практически не зависят от типа расфазировки, то есть от того, как устанавливаются ФВ на отключаемом участке. Однако, время работы РЛС в подобном режиме составляет единицы-десятки миллисекунд (пачка принимаемых сигналов не превышает двух-трех десятков отсчетов).

10. Воздействие ТН и УКК носителя приводит к дополнительному случайному пространственному перемещению ФЦА, что снижает эффективность компенсации. При этом увеличение СК ошибки оценки средней частоты ДС особенно ощутимо в условиях наблюдения слабой турбулентности и при малом ОСШ в канале фазовой коррекции (при значительных ТН и УКК). Ошибка оценки ширины ДС отраженного сигнала из-за воздействия ТН и УКК существенно возрастает при отклонении луча ФАР от направления полета носителя бортовой РЛС, а ее значения также пропорциональны интенсивности перемещений ЛА.

Качество компенсации траекторных искажений принимаемых РЛ сигналов, вызванных изменениями положения ФЦА при накоплении когерентной пачки, в полной мере зависит от устанавливаемых на борту датчиков (акселерометров). Эти датчики должны обладать не только высокой точностью измерения ускорений, но и относительно широкой полосой частот измеряемых сигналов, которая должна перекрывать частоты ТН, УКК и аэродинамических вибраций ЛА.

11. Степень опасности сдвига ветра может оцениваться либо по прогнозируемому значению F-фактора, характеризующего изменение полной энергии ЛА вследствие воздействия СВ, либо путем сравнения приведенных к эталонной дистанции значений СВ с нормативно установленными порогом. Более информативным является первый подход, однако он требует непрерывного измерения и прогнозирования большого числа кинематических параметров движения ЛА. Кроме того, данный метод не учитывает сдвигов поперечной и вертикальной составляющих ветра.

12. Для адекватной оценки любого показателя опасности сдвига ветра необходимо оценивать 3-х мерное пространственное поле средней скорости ветра. Точность выполнения этой операции зависит от точности измерения средней частоты ДС отраженных сигналов (то есть средней радиальной скорости МО), а также от точности измерения углового положения основного лепестка ДН АС.

Для решения указанной задачи применительно к наземным метео РЛС разработаны методы VAD, VWP, VVP, UWT, а также ряд их модификаций. Точность оценки характеристик ветра данными методами зависит от формы и размера разрешаемого объема, ошибок измерения радиальной скорости, числа параметров в модели ветра, наличия неоднородностей в поле ветра, а также реального значения скорости ветра. Наиболее перспективным методом оценки трехмерного поля средней скорости ветра при решении бортовой РЛС задачи обнаружения опасных зон сдвига ветра является метод UWT, поскольку он обеспечивает более высокое пространственное разрешение, по сравнению с другими методами, однако он применим только при небольших значениях угла места ($\beta \leq 4^\circ$), что, в свою очередь, приводит к дополнительным ошибкам из-за отражений от ПП.

13. Степень опасного воздействия атмосферной турбулентности на ЛА определяется величиной ϵ скорости диссипации ее энергии, которая функционально связана с турбулентным вкладом в ширину σ_v спектра скоростей гидрометеоров в пределах разрешаемого объема. В результате алгоритм оценки опасности областей атмосферной турбулентности заключается в расчете ширины спектра скоростей Δv , выделении из нее составляющей Δv_s , обусловленной воздействием турбулентности, расчете величины ϵ и сравнении ее с нормативно установленными пороговыми значениями.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Настоящая работа посвящена совершенствованию методов и алгоритмов обработки сигналов в бортовых авиационных радиолокационных системах (РЛС) для повышения безопасности полетов (БП) в сложных метеоусловиях. Одним из основных факторов, определяющих уровень БП, является наличие точной и своевременной информации о метеорологических условиях на трассе полета. Задача своевременного и достовер-

ного обнаружения опасных зон метеорологических объектов (МО) в передней полусфере на большой и средней дальности, измерения их полярных координат (дальности и азимута), а также оценки степени их опасности является одной из наиболее важных для бортовых РЛС ЛА различного назначения. Данная задача решается в работе путем цифровой когерентной обработки отраженных сигналов, обеспечивающей повышение точности оценки опасности МО для полета ЛА.

При выполнении работы получены следующие основные научные результаты:

1. Получены аналитические соотношения для спектральных и энергетических характеристик сигнала, отраженного МО и принимаемого бортовой РЛС, установленной на движущемся носителе, в режиме обнаружения и оценки опасности зон СВ и турбулентности.

2. Разработаны модели МО, движения носителя РЛС и отраженного сигнала, позволяющие моделировать фоно-целевую обстановку при решении задачи обнаружения и оценки опасности зон СВ и турбулентности. При этом математическая модель сигнала, отраженного МО и принимаемого бортовой РЛС, учитывает параметры зондирующего сигнала, физические параметры самого объекта (водность и радиолокационную отражаемость, пространственное распределение скорости ветра по объему МО, наличие сдвига ветра и турбулентности), а также параметры движения носителя РЛС (скорость, курс, наличие траекторных нестабильностей и упругих колебаний корпуса). Проанализированы аналитические зависимости, связывающие параметры модели с условиями РЛ наблюдения.

3. Разработаны алгоритмы когерентной цифровой обработки сигналов в бортовой РЛС, направленные на улучшение наблюдаемости и точности оценки опасности областей сдвига ветра и турбулентности в МО: параметрический модифицированный ковариационный алгоритм оценки средней частоты и СК ширины доплеровского спектра отраженного сигнала на основе авторегрессионной (АР) модели, алгоритм компенсации собственного движения носителя РЛС, а также алгоритмы оценки трехмерного пространственного поля скорости ветра и определения степени опасности обнаруженных областей сильного сдвига ветра и атмосферной турбулентности.

4. Разработана методика математического моделирования синтезированных алгоритмов обработки сигналов, отраженных МО в условиях пространственного сдвига ветра и атмосферной турбулентности. На основе методики путем математического моделирования исследованы основные характеристики разработанных алгоритмов.

5. Проведена оценка влияния на эффективность обработки дестабилизирующих факторов, возникающих при полете носителя РЛС, и разработаны алгоритмы компенсации этого влияния.

6. Определены пути практической реализации разработанных алгоритмов на основе аппаратно-программных средств, рекомендуемых для использования в бортовых РЛС. Разработаны рекомендации по уточнению требований к бортовым РЛС ЛА в части режимов обнаружения опасных зон МО.

Проведенные исследования показали возможность увеличения точности и достоверности обнаружения и оценки опасности зон сильных СВ и интенсивной атмосферной турбулентности при реализации параметрических алгоритмов обработки отраженных сигналов в бортовой когерентной РЛС, что обеспечивает соответствующее повышение уровня БП в целом.

Полученные результаты могут быть использованы при создании перспективных и модернизации существующих бортовых РЛС ЛА различного назначения.

Библиографический список

1. *Абрамович, Ю.И.*, Выделение независимых источников излучения в неэквидистантных антенных решетках / Ю.И. Абрамович, Н.К.Спенсер, А.Ю. Горюхов // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 2001. №12, С. 3-17.
2. *Авиационная метеорология: учебник /А.М. Баранов [и др.]; Под ред. А.А. Васильева.* СПб.: Гидрометеоиздат, 1992. 347 с.
3. *Авиационная радиолокация: справочник / Под ред. П.С. Давыдова.* М.: Транспорт, 1984. 223 с.
4. *Адаптивная пространственно-доплеровская обработка эхо-сигналов в РЛС управления воздушным движением /Г.Н. Громов, [и др.].* СПб.: ФГУП «ВНИИРА», 2002. 270 с.
5. *Адаптивные радиотехнические системы с антенными решетками / А.К. Журавлев [и др.].* Л.: Изд-во ЛГУ, 1991. 544 с.
6. *Активно-пассивная радиолокация грозových и грозоопасных очагов в облаках / Под ред. Л.Г. Качурина и Л.И. Дивинского.* СПб.: Гидрометеоиздат, 1992. 216 с.
7. *Активные фазированные антенные решетки / В.Л. Гостюхин, [и др.]; Под ред. В.Л. Гостюхина.* М.: Радио и связь, 1993. 272 с.
8. *Алгоритмы оценивания угловых координат источников излучений, основанные на методах спектрального анализа / В.В. Дрогалин [и др.] //Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 1998. №2. С. 3-17.*
9. *Алексеев, В.Г.* О непараметрических оценках спектральной плотности / В.Г. Алексеев // Радиотехника и электроника. 2000. Т. 45. № 2. С. 185-190.
10. *Альянах, И.Н.* Моделирование вычислительных систем / И.Н. Альянах. Л.: Машиностроение, 1988. 233 с.
11. *Аналоговые и цифровые фильтры: учебное пособие./С.С. Алексеенко [и др.]; Под ред. Ю.В. Иванова.* СПб., Балт. гос. техн. ун-т. 1997. 140 с.

12. *Андерсон, Т.* Статистический анализ временных рядов / Т. Андерсон. М.: Мир, 1976.
13. *Андреев, В.Г.* Алгоритмы и средства спектрального анализа сигналов с большим динамическим диапазоном / В.Г. Андреев, В.И. Кошелев, С.Н. Логинов // Вопросы радиоэлектроники. Сер. РЛТ. 2002. Вып. 1-2. С.77-89.
14. *Антенны и устройства СВЧ.* Проектирование фазированных антенных решеток / Под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радио и связь, 1994. 592 с.
15. *Астапенко, П.Д.* Погода и полеты самолетов и вертолетов / П.Д. Астапенко, А.М. Баранов, И.М. Шварев. Л.: Гидрометеиздат, 1980. 280 с.
16. *Атлас Д.* Успехи радарной метеорологии: пер. с англ. / Д. Атлас. Л.: Гидрометеиздат, 1967. 194 с.
17. *Бакулев, П.А.* Оптимизация АРСС-моделирования эхо-сигналов / П.А. Бакулев, В.И. Кошелев, В.Г. Андреев // Радиоэлектроника. 1994. №9. С. 3-8.
18. *Бакулев, П.А.* Методы и устройства селекции движущихся целей / П.А. Бакулев, В.М. Степин. М.: Радио и связь, 1986. 288 с.
19. *Бакулев, П.А.* Особенности обработки сигналов в современных обзорных РЛС: Обзор / П.А. Бакулев, В.М. Степин // Радиоэлектроника. 1986. №4. С. 4-20.
20. *Банах, В.А.* Зондирование турбулентности ясного неба доплеровским лидаром. Численное моделирование / В.А. Банах, Х. Вернер, И.Н. Смалихо // Оптика атмосферы и океана. 2001. Т. 14. №10. С. 932-939.
21. *Батан, Л. Дж.* Радиолокационная метеорология: пер. с англ. / Л. Дж. Батан. Л.: Гидрометеиздат, 1962. 196 с.
22. *Безопасность полетов* / Под ред. Р.В. Сакача. М.: Транспорт, 1989. 239 с.
23. *Белый, Ю.И.* НИИП и его радары / Ю.И. Белый, В. Загородний // Вестник авиации и космонавтики. 2002. № . С. 107-109.
24. *Бин, Б.Р.* Радиометеорология / Б.Р. Бин, Е.Д. Даттон. Л.: Гидрометеиздат, 1971. 362 с.
25. *Борисов, Ю.П.* Математическое моделирование радиосистем: учебное пособие / Ю.П. Борисов. М.: Сов. радио, 1976. 296 с.
26. *Борисов, Ю.П.* Математическое моделирование радиотехнических систем и устройств / Ю.П. Борисов, В.В. Цветнов. М.: Радио и связь, 1985. 176 с.
27. *Бортовой радиолокатор для измерения скоростей вертикальных движений рассеивателей в облаках и осадках* / В.М. Востренков [и др.] // Труды ЦАО, 1979. Вып.135. С. 14-23.
28. *Бочкарев, А.М.* Бортовое радиоэлектронное оборудование летательных аппаратов / А.М. Бочкарев, Ю.П. Струков // Итоги науки и техники. ВИНТИ. Сер. Авиастроение. 1990. Т. 11. С. 4-248.
29. *Брылев, Г.Б.* Радиолокационные характеристики облаков и осадков / Г.Б. Брылев, С.Б. Гашина, Г.Л. Низдойминова. Л.: Гидрометеиздат, 1986. 231 с.
30. *Быков, В.В.* Цифровое моделирование в статистической радиотехнике / В.В. Быков. М.: Сов. радио, 1971. 328 с.
31. *Ван Трис, Г.* Теория обнаружения, оценок и модуляции: пер. с англ. / Г. Ван Трис. М.: Сов. радио, 1977. Т. 3. 664 с.
32. *Васильев, А.А.* Атмосферная турбулентность и болтанка воздушных судов / А.А. Васильев, Т.В. Лешкевич // Метеорологические условия полетов воздушных судов на малых высотах. Л.: Гидрометеиздат, 1983. С. 51-61.

33. *Васин, И.Ф.* Влияние сдвига ветра на безопасность полетов воздушных судов / И.Ф. Васин // Итоги науки и техники. М.: Воздушный транспорт, 1980. Т.8. С. 5-30.
34. *Введение в аэроавтоупругость /С.М. Белоцерковский [и др.].* М.: Наука, 1980. 384 с.
35. *Вейбер, Я.Э.* Особенности измерения скоростей относительных движений атмосферных образований радиолокационными методами / Я.Э. Вейбер, В.А. Скачков, Н.К. Смирнов. М.: ИКИ АН СССР, 1987. 13 с.
36. *Верещагин, А.В.* Обнаружение и оценка опасности зон сдвига ветра и атмосферной турбулентности в облачных метеообъектах с целью обеспечения безопасности полетов летательных аппаратов / А.В. Верещагин, В.В. Смирнов // Системы управления и передачи информации. СПб., Балт. гос. техн. ун-ту 2008. С. 89-93.
37. *Верещагин, А.В.* Особенности обнаружения и оценки характеристик турбулентных метеообразований бортовыми доплеровскими метеорадиолокаторами / А.В. Верещагин, К.Т. Михайлуца, Е.Э.Чернышов // Труды XVI-XIX Всеросс. симпозиумов «Радиолокационное исследование природных сред». Вып. 2. СПб.: ВИКУ, 2002. С. 240-249.
38. *Верещагин, А.В.* Пути совершенствования обработки сигналов в бортовых метео РЛС / А.В. Верещагин, К.Т. Михайлуца, Е.Э.Чернышов // Современные технологии извлечения и обработки информации. СПб.: ОАО «Радиоавионика», 2001. С. 211-230.
39. *Верещагин, А.В.* Совершенствование структуры и методов обработки сигналов в многофункциональных бортовых РЛС для информационного обеспечения повышения безопасности полетов в сложных метеоусловиях / А.В. Верещагин, К.Т. Михайлуца, Е.Э.Чернышов // Науч-практ. конф. «Многофункциональные радиоэлектронные комплексы перспективных летательных аппаратов»: тезисы докладов. СПб: ХК «Ленинец», 2001. С. 1-14.
40. *Верещака, А.И.* Авиационное радиооборудование: учебник / А.И. Верещака, П.В. Олянок. М.: Транспорт, 1996. 344 с.
41. *Витязев, В.В.* Цифровая частотная селекция сигналов / В.В. Витязев. М.: Радио и связь, 1993. 239 с.
42. *Власенко, В.А.* Методы синтеза быстрых алгоритмов свертки и спектрального анализа сигналов / В.А. Власенко, Ю.М. Лаппа, Л.П. Ярославский. М.: Наука, 1990. 180 с.
43. *Воеводин, В.В.* Матрицы и вычисления / В.В. Воеводин, Ю.А. Кузнецов. М.: Наука, 1984. 320 с.
44. *Волкоедов, А.П.* Радиолокационное оборудование самолетов: учебное пособие / А.П. Волкоедов. М.: Машиностроение, 1984. 152 с.
45. *Воробьев, В.Г.* Комплексы цифрового пилотажно-навигационного оборудования. Ч. 1. Комплекс стандартного цифрового пилотажно-навигационного оборудования самолета Ил-96-300 / В.Г. Воробьев, В.П. Зыль, С.В. Кузнецов. М.: МГТУ ГА, 1998. 140 с.
46. *Воробьев, В.Г.* Комплексы цифрового пилотажно-навигационного оборудования. Ч. 2. Комплекс стандартного пилотажно-навигационного оборудования самолета Ту-204 / В.Г. Воробьев, В.П. Зыль, С.В. Кузнецов. М.: МГТУ ГА, 1998. 116 с.

47. *Воробьев, В.Г.* Автоматическое управление полетом самолетов: учебник / В.Г. Воробьев, С.В. Кузнецов. М.: Транспорт, 1995. 448 с.
48. *Основные направления развития авиационных бортовых РЛС* / В.Н. Антипов, В.И. Меркулов, О.Ф. Самарин, В.С. Чернов // Успехи современной радиоэлектроники, 2009. №10. С.7-29.
49. *Востренков, В.М.* Применение методов адаптивной фильтрации в доплеровской метеорологической радиолокации / В.М. Востренков, А.А. Иванов, М.Б. Пинский // Метеорология и гидрология. 1989. №10. С. 114-119.
50. *Востренков, В.М.* Сигналы подстилающей поверхности и метеообъектов на бортовом доплеровском радиолокаторе / В.М. Востренков, Ю.В. Мельничук // Труды ЦАО. 1984. Вып. 154. С. 52-65.
51. *Горелик, А.Г.* Радиолокационные методы исследования турбулентности атмосферы / А.Г. Горелик. М.: Гидрометеиздат, 1965. 25 с.
52. *Горелик, А.Г.* Определение скорости вертикальных потоков в грозовых очагах и ливнях при вертикальном зондировании с помощью доплеровского радиолокатора / А.Г. Горелик, В.Ф. Логунов // Труды ЦАО. 1972. Вып. 103. С.121-133.
53. *Горелик, А.Г.* Связь статистических характеристик радиолокационного сигнала с динамическими процессами и микроструктурой метеообъекта / А.Г. Горелик, Ю.В. Мельничук, А.А. Черников // Труды ЦАО. 1963. Вып. 48. С. 3-55.
54. *Горелик, А.Г.* Некоторые результаты радиолокационного исследования структуры поля ветра на высотах 50-700 м / А.Г. Горелик, А.А. Черников // Труды ЦАО. 1964. Вып. 57. С. 3-18.
55. *Грицунов, А.В.* Выбор методов спектрального оценивания временных функций при моделировании СВЧ-приборов / А.В. Грицунов // Радиотехника. 2003. №9. С.25-30.
56. *Гун, С.* Спектральный анализ: от обычных методов к методам с высокой разрешающей способностью / С. Гун, Д. Рао, К. Арун // Сверхбольшие интегральные схемы и современная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. С. 45-64.
57. *Гуськов, Ю.Н.* Принципы проектирования семейства унифицированных многофункциональных бортовых РЛС самолетов-истребителей / Ю.Н. Гуськов, Н.Ю. Жибуртович // Радиосистемы. Вып. 65. С. 6-10.
58. *Дженкинс, Г.* Спектральный анализ и его приложения: пер. с англ. В 2 т. / Г. Дженкинс, Д. Ваттс. М.: Мир, 1971-1972.
59. *Доброленский, Ю.П.* Динамика полета в неспокойной атмосфере / Ю.П. Доброленский. М.: Машиностроение, 1969.
60. *Довиак, Р.* Доплеровские радиолокаторы и метеорологические наблюдения: пер. с англ. / Р. Довиак, Д. Зрнич. Л.: Гидрометеиздат, 1988. 511 с.
61. *Довиак, Р.Дж.* Метеорологические доплеровские радиолокационные станции: Обзор / Р. Дж. Довиак, Д.С. Зрнич, Д.С. Сирманс // ТИИЭР. 1979. Т. 67. №11. С. 63-102.
62. *Доплеровский радиолокатор вертикального зондирования для исследования динамических характеристик облачности с борта самолета* / В.М. Востренков [и др.] //Труды 5-го Всесоюзного совещания по радиолокационной метеорологии. М.: Гидрометеиздат, 1981. С. 145-148.

63. *Дорожкин, Н.С.* Доплеровские каналы для радиолокатора МРЛ-5 / Н.С. Дорожкин, В.Ю. Жуков, В.М. Мельников // Метеорология и гидрология, 1993. №4. С. 108-112.
64. *Ермолаев, В.Т.* Статистические характеристики АИС, MDL критериев в задаче обнаружения многомерных сигналов в случае короткой выборки / В.Т. Ермолаев, А.А. Мальцев, К.В. Родюшкин // Третья Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение» М.: НТОРЭС, 2000. Т. 1. С. 102-105.
65. *Журавлев, А.К.* Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках / А.К. Журавлев, А.П. Лукошкин, С.С. Поддубный. Л.: Изд-во ЛГУ, 1983. 240 с.
66. *Защита* радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / Под ред. А.И. Канащенкова и В.И. Меркулова. М.: Радиотехника, 2003. 416 с.
67. *Зубков, Б.В.* Основы безопасности полетов / Б.В. Зубков, Е.Р. Минаев. М.: Транспорт, 1987. 143 с.
68. *Зубкович, С.Г.* Статистические характеристики радиосигналов, отраженных от земной поверхности / С.Г. Зубкович. М.: Сов. радио, 1968. 224 с.
69. *Иванов, А.А.* Методика оценки вертикальных скоростей воздушных движений в мощных кучевых облаках с помощью доплеровского радиолокатора / А.А. Иванов, Ю.В. Мельничук, А.К. Моргоев // Труды ЦАО. 1979. Вып.135, С. 3-13.
70. *Иванов, Ю.В.* Алгоритмы пространственно-временной обработки сигналов в радиотехнических системах: учебное пособие / Ю.В. Иванов. Л.: Ленингр. мех. ин-т. 1991. 101 с.
71. *Иванов, Ю.В.* Асимптотическая эффективность алгоритмов пространственно-временной обработки в когерентно-импульсных РЛС / Ю.В. Иванов // Радиоэлектроника (Изв. вузов). Киев, 1990. 12 с. (Деп. в ВИНТИ 06.12.90 №6151-В90).
72. *Исследование* неоднородности ветрового поля в облаках и осадках с помощью автоматизированного некогерентного радиолокатора / Г.В. Иванова [и др.] // Труды ГГО. 1988. Вып. 526. С. 16-22.
73. *Калинин, А.В.* Оценка параметров опасных для авиации метеоявлений радиолокационным методом / А.В. Калинин, А.А. Монаков // Четвертая научная сессия аспирантов ГУАП, посвященная Всемирному дню авиации и космонавтики и 60-летию ГУАП (Санкт-Петербург, 26-30 марта 2001г.): сб. докладов. Ч.1. Технические науки. СПб.: Изд-во СПбГУАП, 2001. С. 236-238.
74. *Канащенков, А.И.* Облик перспективных бортовых радиолокационных систем. Возможности и ограничения / А.И. Канащенков, В.И. Меркулов, О.Ф. Самарин. М.: ИПРЖР, 2002. 176 с.
75. *Каплун, В.А.* Радиопрозрачные антенные обтекатели / В.А. Каплун // Антенны. Вып. 8-9 (87-88). 2004 г. С.109-116.
76. *Комаров, В.М.* Бортовые импульсно-доплеровские РЛС / В.М. Комаров, А.Т. Мндреева, А.К. Яновичкий //Зарубежная радиоэлектроника. 1991. №9-10.
77. *Коростелев, А.А.* Пространственно-временная теория радиосистем: учебное пособие / А.А. Коростелев. М.: Радио и связь, 1987. 320 с.
78. *Кошелев, В.И.* Оптимизация АР-моделей процессов с полимодальным спектром / В.И. Кошелев, В.Г. Андреев // (Изв. вузов) Радиоэлектроника. 1996. №5. С. 43-48.

79. Кошелев, В.И. APCC-моделей при моделировании эхо-сигналов / В.И. Кошелев, В.Г. Андреев // (Изв. вузов) Радиоэлектроника. 1993. №7. С. 8-13.
80. Кравченко, Н.И. Предельная погрешность измерения регулярного доплеровского смещения частоты метеосигналов / Н.И. Кравченко, В.Н. Бакумов // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1999. №4. С. 3-10.
81. Кравченко, Н.И. Предельная точность измерения доплеровского смещения частоты метеосигнала при использовании пачки когерентных сигналов / Н.И. Кравченко, Д.В. Ленчук // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2001. №7. С. 68-80.
82. Красюк, Н.П. Влияние тропосферы и подстилающей поверхности на работу РЛС / Н.П. Красюк, В.Л. Коблов, В.Н.Красюк. М.: Радио и связь, 1988. 216 с.
83. Красюк, Н.П. Корабельная радиолокация и метеорология / Н.П. Красюк, В.И. Розенберг. Л.: Судостроение, 1970. 325 с.
84. Кузьмин, С.З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной обработки / С.З. Кузьмин. М.: Радио и связь, 1986. 352 с.
85. Кук, Ч. Радиолокационные сигналы: пер. с англ. / Ч. Кук, М. Бернфельд. М.: Сов. радио, 1971. 568 с.
86. Кулемин, Г.П. Радиолокационные помехи от моря и суши РЛС сантиметрового и миллиметрового диапазонов / Г.П. Кулемин // Международная научно-техническая конференция «Современная радиолокация» Вып. №1. Киев: НИИ «Квант». 1994. С. 23-29.
87. Куликов, Е.И. Предельная точность измерения центральной частоты узкополосного нормального случайного процесса на фоне белого шума / Е.И. Куликов // Радиотехника и электроника. 1964. №10. С. 1740-1744.
88. Левин, Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б.Р. Левин. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.
89. Лонг III, У.Х. РЛС AN/APG-66 со средней частотой повторения импульсов / У.Х. Лонг III, К.Э. Харригер // ТИИЭР. 1985. Т.73. №2. С. 150-164.
90. Мазин, И.П. Облака и облачная атмосфера: справочник / И.П. Мазин, А.Х. Хргиан. Л.: Гидрометеиздат, 1989. 647 с.
91. Марпл-мл., С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. / С.Л. Марпл-мл. М.: Мир, 1990. 584 с.
92. Матвеев, Л.Т. Курс общей метеорологии. Физика атмосферы / Л.Т. Матвеев. Л.: Гидрометеиздат, 1984. 751 с.
93. Мейстер, Ю.Л. Весовые функции для малоточечных ДПФ в системах приема и обработки радиолокационных сигналов / Ю.Л. Мейстер, Д.М. Пиза // Радиоэлектроника. Информатика. Управління (Запорожье, ЗГТУ). 2001. №1. С. 8-12.
94. Мельник, Ю.А. Некоторые возможности использования метода синтеза-разложения апертур для наблюдения метеорологических объектов / Ю.А. Мельник // Труды ГГО. 1978. Вып. 411. С. 107-112.
95. Мельник, Ю.А. Возможности использования одиночного доплеровского радиолокатора в метеорологических целях: Обзор / Ю.А. Мельник, В.М. Мельников, А.В. Рыжков // Труды ГГО. 1991. Вып. 538. С. 8-18.
96. Мельник, Ю.А. Основы радиотехники и радиотехнические устройства / Ю.А. Мельник, Г.В. Стогов. М.: Сов. радио, 1973. 368 с.
97. Мельников, В.М. Метеорологическая информативность доплеровских радиолокаторов / В.М. Мельников // Труды Всероссийского симпозиума «Радиолокационные исследования природных сред». Вып. 1. СПб.: ВИКА им. А.Ф. Можайского, 1997. С. 165-172.

98. Мельников, В.М. Об определении спектра метеорадиоэха с помощью измерения частоты выбросов выходного сигнала радиолокатора / В.М. Мельников // Труды ВГИ. 1982. Вып. 51. С. 17-29.
99. Мельников, В.М. Обработка информации в доплеровских МРЛ / В.М. Мельников // Зарубежная радиоэлектроника. 1993. №4. С. 35-42.
100. Мельников, В.М. Связь средней частоты максимумов выходного сигнала доплеровского радиолокатора с характеристиками движения рассеивателей / В.М. Мельников // Труды ВГИ. 1982. Вып. 51. С. 17-29.
101. Мельников, В.М. Характеристики поля ветра в облаках по данным некогерентного радиолокатора / В.М. Мельников // Известия вузов: Радиофизика. 1990. Т. 33. №2. С. 164-169.
102. Мельничук, Ю.В. О связи статистических свойств радиоэхо с движением рассеивателей в облаках и осадках / Ю.В. Мельничук, А.Г. Горелик // Труды ЦАО. 1961. Вып. 36.
103. Мельничук, Ю.В. Оперативный метод обнаружения турбулентности в облаках и осадках / Ю.В. Мельничук, А.А. Черников // Труды ЦАО. 1973. Вып. 110. С. 3-11.
104. Минкович, Б.М. Теория синтеза антенн / Б.М. Минкович, В.П.Яковлев. М.: Сов. радио, 1969. 296 с.
105. Миронов, М.А. Оценка параметров модели авторегрессии и скользящего среднего по экспериментальным данным / М.А. Миронов // Радиотехника. 2001. №10. С. 8-12.
106. Михайлуца, К.Т. Цифровая обработка сигналов в бортовых радиолокационных системах: учебное пособие / К.Т. Михайлуца; под ред. В.Ф. Волобуева. Л.: ЛИАП, 1988. 78 с.
107. Михайлуца, К.Т. Процессоры сигналов авиационно-космических радиосистем / К.Т. Михайлуца, В.Н. Ушаков, Е.Э. Чернышов. СПб.: ОАО "Радиоавионика", 1997. 207 с.
108. Михайлуца, К.Т. Архитектура вычислительных систем для интегрированной модульной авионики перспективных летательных аппаратов / К.Т. Михайлуца [и др.]. // Радиосистемы. 2002. №2; Радиотехника. 2002. №9. С.87-95 (Журнал в журнале).
109. Многофункциональные радиолокационные системы: учебное пособие / П.И. Дудник [и др.]; под ред. Б.Г. Татарского. М.: Дрофа, 2007. 283 с.
110. Радиолокационные системы многофункциональных самолетов. Т.1. РЛС – информационная основа боевых действий многофункциональных самолетов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов / Под ред. А.И. Канашенкова и В.И. Меркулова // Радиотехника. 2006. 656 с.
111. Моделирование в радиолокации / А.И. Леонов, В.Н. Васенев, Ю.И. Гайдуков и др.; под ред. А.И. Леонова. М.: Советское радио, 1979. 264 с.
112. Наставление по производству полетов в ГА СССР (НПП ГА - 85). М.: Воздушный транспорт, 1985. 254 с.
113. Немов, А.В. Спектральное оценивание с высоким разрешением по неэквидистантной выборке данных / А.В. Немов // Известия вузов. Электроника. 2001. №4. С. 101-108.
114. Немов, А.В. Совместное использование сверхразрешающих оценок частоты / А.В. Немов, В.В. Добырин, Е.В. Кузнецова // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2002. №2. С. 85-92.

115. *Обработка сигналов в многоканальных РЛС* / А.П. Лукошкин [и др.]; под ред. А.П. Лукошкина. М.: Радио и связь, 1983. 328 с.
116. *Ортега, Дж.* Введение в параллельные и векторные методы решения линейных систем: пер. с англ. / Дж. Ортега. М.: Мир, 1991. 376 с.
117. *Островитянов, Р.В.* Статистическая теория радиолокации протяженных целей / Р.В. Островитянов, Ф.А. Басалов. М.: Радио и связь, 1982. 232 с.
118. *Охрименко, А.Е.* Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба: учебник. Ч.1. Основы радиолокации / А.Е. Охрименко. М.: Воениздат, 1983. 456 с.
119. *Перевезенцев, Л.Т.* Радиолокационные системы аэропортов: учебник / Л.Т. Перевезенцев, В.Н. Огарков. М.: Транспорт, 1991. 360 с.
120. *Проблемы создания и применения математических моделей в авиации.* М.: Наука, 1983. (Сер. «Вопросы кибернетики»).
121. *Пяткин, А.К.* Реализация на ПЛИС быстрого преобразования Фурье для алгоритмов ЦОС в многофункциональных РЛС / А.К. Пяткин, М.В. Никитин // Цифровая обработка сигналов. 2003. №3. С. 21-25.
122. *Радиолокационные методы исследования Земли* / Под ред. Ю.А. Мельника. М.: Сов. радио, 1980. 264 с.
123. *Радиолокационные системы летательных аппаратов: учебник* / Под ред. П.С. Давыдова. М.: Транспорт, 1977. 352 с.
124. *Радиолокационные системы воздушных судов: учебник* / Под ред. П.С. Давыдова. М.: Транспорт, 1988. 359 с.
125. *Радиолокационные станции обзора Земли* / Г.С. Кондратенков, В.А. Потехин, А.П. Реутов, Ю.А. Феоктистов; под ред. Г.С. Кондратенкова. М.: Радио и связь, 1983. 272 с.
126. *Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны* / В.Н. Антипов [и др.]; под ред. В.Т. Горяинова. М.: Радио и связь, 1988. 304 с.
127. *Репин, В.Г.* Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптации информационных систем / В.Г. Репин, Г.П. Тартаковский. М.: Советское радио, 1977. 432 с.
128. *Розенберг, И.В.* Рассеяние и ослабление электромагнитного излучения атмосферными частицами / И.В. Розенберг. Л.: Гидрометеиздат, 1972. 348 с.
129. *Руководство по прогнозированию метеорологических условий для авиации* / Под ред. К.Г. Абрамович и А.А. Васильева. Л.: Гидрометеиздат, 1985. 301 с.
130. *Рыжков, А.В.* Об учете инерции гидрометеоров при измерении турбулентности радиолокационным методом / А.В. Рыжков // Труды 6-го Всесоюзного совещания по радиолокационной метеорологии. Л.: Гидрометеиздат, 1984. С. 132-136.
131. *Рыжков, А.В.* Влияние инерции гидрометеоров на статистические характеристики радиолокационного сигнала / А.В. Рыжков // Труды ГГО. 1982. Вып. 451. С. 49-54.
132. *Рыжков, А.В.* Метеорологические объекты и их радиолокационные характеристики // А.В. Рыжков // Зарубежная радиоэлектроника. 1993. №4. С. 6-18.
133. *Рыжков, А.В.* О возможности использования метода синтезированных апертур в задачах радиолокационной метеорологии // А.В. Рыжков // Труды ГГО. 1982. Вып. 451. С. 107-118.

134. *Рыжков, А.В.* Характеристики метеорологических РЛС // А.В. Рыжков // Зарубежная радиоэлектроника. 1993. №4. С. 29-34.
135. *Сарычев, В.А.* Режимы работы многофункциональных бортовых РЛС гражданского назначения / В.А. Сарычев, Г.В. Анцев // Радиоэлектроника и связь. 1992. №4. С. 3-8.
136. *Свиридов, Н.* В турбулентной атмосфере / Н. Свиридов //Гражданская авиация. 1978. № 9. С. 44-46.
137. *Свистов, В.М.* Радиолокационные сигналы и их обработка / В.М. Свистов. М.: Сов. радио, 1977. 448 с.
138. *Сейдж, Э.* Теория оценивания и ее применение в связи и управлении / Э. Сейдж, Дж. Мелс. М.: Связь, 1976. 496 с.
139. *Синани, А.И.* Электронное сканирование в системах управления вооружением истребителей / А.И. Синани, Ю.И. Белый // Мир авионики. 2002. №1. С. 23-28.
140. *Слока, В.К.* Вопросы обработки радиолокационных сигналов / В.К. Слока. М.: Сов. радио, 1970. 256 с.
141. *Смит, П.* Радиолокаторы в метеорологии / П. Смит, К. Харди, К. Гловер // ТИИЭР. Т.62. №6. 1974. С. 86-112.
142. *Современное состояние и некоторые перспективы развития РЛС истребителей:* Реферат // НЗНТ. 1987. №14. С. 11-17.
143. *Сосулин, Ю.Г.* Теоретические основы радиолокации и радионавигации: учебное пособие / Ю.Г. Сосулин. М.: Радио и связь, 1992. 304 с.
144. *Способы и алгоритмы помехозащиты бортовых радиолокационных систем от многоточечных нестационарных помех* / В.В. Дрогалин [и др.] // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 2001. №2. С. 3-51.
145. *Справочник климатических характеристик свободной атмосферы по отдельным станциям Северного полушария* / Под ред. И.Г. Гутермана. М.: НИИАК, 1968.
146. *Справочник по радиолокации:* пер. с англ. / Под ред. М. Скольника. Т.1. Основы радиолокации / Под ред. Я.С. Ицхоки.М.: Сов. радио, 1976. 456 с.
147. *Степаненко, В.Д.* Радиолокация в метеорологии. 2-е изд. / В.Д. Степаненко. Л.: Гидрометеиздат, 1973. 343 с.
148. *Тарасов, И.* Проектирование конфигурируемых процессоров на базе ПЛИС / И. Тарасов // Компоненты и технологии. 2006. № 2. С. 78-83.
149. *Татарский, В.И.* Теория флуктуационных явлений при распространении волн в турбулентной атмосфере / В.И. Татарский. М.: Изд-во Академии наук СССР, 1959. 232 с.
150. *Тейлор, Дж.* Нагрузки, действующие на самолет / Дж. Тейлор. М.: Машиностроение, 1971.
151. *Теоретические основы радиолокации:* учебное пособие /А.А. Коростелев [и др.]; под ред. В.Е. Дулевича. М.: Сов. радио, 1978. 608 с.
152. *Тихонов, В.И.* Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов. М.: Радио и связь, 1982. 624 с.
153. *Тихонов, В.И.* Нелинейная фильтрация и квазиогерентный прием сигналов / В.И. Тихонов, Н.К. Кульман. М.: Сов. радио, 1975. 704 с.
154. *Тихонов, В.И.* Марковские процессы / В.И. Тихонов, М.А. Миронов. М.: Сов. радио, 1977. 488 с.

155. *Тихонов, В.И.* Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В.И. Тихонов, В.Н. Харисов. М.: Радио и связь, 1991. 608 с.
156. *Транк, Дж.В.* Коэффициент потерь при накоплении шумов в системах СДЦ / Дж.В. Транк // ТИИЭР. 1977. Т.65. № 5. С. 115-116.
157. *Турбулентность* в свободной атмосфере / Н.К. Виниченко, Н.З. Пинус, С.М. Шмелер, Г.Н. Шур. Л.: Гидрометеониздат, 1976. 288 с.
158. *Тучков, Н.Т.* Автоматизированные системы и радиоэлектронные средства управления воздушным движением / Н.Т. Тучков. М.: Транспорт, 1994. 368 с.
159. *Усков, В.* Сдвиг ветра и его влияние на посадку / В. Усков // Гражданская авиация. 1987. №12. С. 27-29.
160. *Федеральные* авиационные правила полетов в воздушном пространстве Российской Федерации: Приложение к приказу Министра обороны РФ, Министерства транспорта РФ и Российского авиационно-космического агентства от 31.03.02 № 136/42/51.
161. *Фельдман, Ю.И.* Сопровождение движущихся целей / Ю.И. Фельдман, Ю.Б. Гидаспов, В.Н. Гомзин. М.: Сов. радио, 1978. 288 с.
162. *Фельдман, Ю.И.* Теория флуктуаций локационных сигналов, отраженных распределенными целями / Ю.И. Фельдман, И.А. Мандуровский. М.: Радио и связь, 1988. 272 с.
163. *Филатов, Г.А.* Безопасность полетов в возмущенной атмосфере / Г.А. Филатов, Г.С. Пуминова, П.В. Сильвестров. М.: Транспорт, 1992. 272 с.
164. *Форсайт, Дж.* Машинные методы математических вычислений / Дж. Форсайт, М. Малькольм, К. Моулер. М.: Мир, 1980.
165. *Фукунага, К.* Введение в статистическую теорию распознавания образов: пер. с англ. / К.Фукунага. М.: Главфизматиздат, 1979. 368 с.
166. *Хайкин, С.* Спектральный анализ радиолокационных мешающих отражений методом максимальной энтропии / С. Хайкин, Б.У. Карри, С.Б. Кеслер // ТИИЭР. 1982. Т. 70. №9. С. 51-62.
167. *Хованова, Н.А.* Методы анализа временных рядов / Н.А. Хованова, И.А. Хованов. Саратов: Изд-во ГосУНЦ «Колледж», 2001. 120 с.
168. *Черников, А.А.* Уширение спектра радиолокационных сигналов от осадков за счет сдвига ветра / А.А. Черников // Труды ЦАО. 1977. Вып. 126. С. 48-55.
169. *Чернышов, Е.Э.* Сравнительный анализ радиолокационных методов оценки спектральных характеристик метеообразований / Е.Э. Чернышов, К.Т. Михайлуца, А.В. Верещагин // Труды XVI-XIX Всеросс. симпозиумов «Радиолокационное исследование природных сред». Вып. 2. СПб.: ВИКУ. 2002. С. 228-239.
170. *Шаронов, А.Ю.* Влияние метеорологических условий на безопасность полетов по данным ИКАО / А.Ю. Шаронов // Влияние внешней среды на безопасность полетов и вопросы взаимодействия локальных факторов на ее состоянии: Межвуз. Сб. Науч. трудов. Л.: Изд-во ОЛАГА, 1985. С. 89-91.
171. *Шаронов, А.Ю.* Метеорологические условия в момент авиационных катастроф в странах-членах ИКАО / А.Ю. Шаронов // Опасные для полетов метеорологические явления и безопасность полетов воздушных судов: Межвуз. сб. науч. трудов. Л.: Изд-во ОЛАГА, 1984. С. 82-86.
172. *Ширман, Я.Д.* Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.

173. Шляхин, В.М. Вероятностные модели нерэлеевских флуктуаций радиолокационных сигналов: Обзор / В.М. Шляхин // Радиотехника и электроника. 1987. Т. 32. №9. С. 1793-1817.
174. ARINC-708. Airborne Weather Radar // Aeronautical Radio Inc., Annapolis, Maryland, USA, 1979.
175. ARINC-708A. Airborne Weather Radar with Forward Looking Windshear Detection Capability // Aeronautical Radio Inc., Annapolis, Maryland, USA, 1993.
176. Atlas D., Srivastava R.C. A Method for Radar Turbulence Detection// IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1971. V. AES-7, '1., Pp. 179-187.
177. Bowles R.L. Windshear detection and avoidance - airborne systems survey // Proceedings of 29th IEEE Conference on Decision and Control, 1990. V. 2. Pp. 708-736.
178. Bracalente E.M., Britt C.L., Jones W.R. Airborne Doppler Radar Detection of Low-Altitude Wind Shear //Journal of Aircraft, 1990. V.27, '2. Pp.151-157.
179. Fujita T.T., Byers H.R. Spearhead echo and downburst in the crash of an airliner / /Mon. Wea. Rev.. 1977, №105. P. 1292-1346.
180. Holmes J.D., Oliver S.E. An empirical model of a downburst // Engineering Structures. 2000. V.22, '9. P. 1167-1172.
181. Ivan M. A ring-vortex downburst model for flight simulations.// Journal of Aircraft, 1986, v.23, '3, p.232-236.
182. Kumarsen R., Tafts D.W. Estimation of the angles of arrival of multiple plane waves // IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems. 1983. V. AES-19, January. Pp. 134-139.
183. Lewis M.S., Robinson P.A., Hinton D.A., Bowles R.L. The relationship of an integral wind shear hazard to aircraft performance limitations // NASA TM-109080.
184. Lhermitte R.M. Doppler radars as severe storms sensors // Bulletin of the American Meteorological Society. 1964. V. 45. Pp. 587-596.
185. Mao Yu-Hai, Lin Daimao, Li Wu-gao. An adaptive MTI based on maximum entropy spectrum estimation principle // Alta Frequenza. 1986. V. LV. №2. Pp. 103-108.
186. Nathanson F.E., Reilly J.P., Cohen M.N. Radar Design Principles. - 2nd Ed. - Mendham, US: SciTech Publishing Inc., 1999. 720 p.
187. Nonlinear Methods of Spectral Analysis, 2ed ed., S. Haykin ed., Springer-Verlag, New York, 1983.
188. Proctor F.H., Hinton D.A., Bowles R.L. A windshear hazard index // Preprints of 9th Conference on Aviation, Range and Aerospace Meteorology (Sept. 11-15, 2000), paper 7.7. Pp. 482-487.
189. Proukakis C., Manikas A. Study of ambiguities of linear arrays // Proc. ICASSP-94, Adelaide, 1994. V.4. Pp. 549-552.
190. RDR-4B. Forward Looking Windshear Detection/Weather Radar System. User's Manual with Radar Operating Guidelines. Rev. 4/00 //Honeywell International Inc., Redmond, Washington USA, 2000.
191. RTCA DO-173. Minimum Operational Performance Standards for Airborne Weather and Ground Mapping Pulsed Radars // RTCA, US, Washington, DC, November, 1980.
192. RTCA DO-178B. Software Considerations in Airborne Systems and Equipment Certification // RTCA, US. Washington. DC, December 12, 1992. Errata issued March 26, 1999.

193. RTCA DO-220. Minimum Operational Performance Standards (MOPS) for Airborne Weather Radar with Forward-Looking Windshear Detection Capability // Radio Technical Commission for Aeronautics (RTCA), US, Washington, DC, September 21, 1993. Change 1 issued June 6, 1995.
194. Srinivas K.P., Reddy V.U. Finite data performance of MUSIC and minimum norm methods // IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems. 1994. V. AES-30. №1. Pp. 161-174.
195. Stoica P., Nehorai A. MUSIC, Maximum Likelihood and Cramer-Rao Bound: Further Results and Comparisons// IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1990. V. 38, №12, Pp. 2140-2150.
196. Ulrych T.J., Clayton R.W. Time Series Modeling and Maximum Entropy // Phys. Earth Planet. Inter.. V. 12. Pp. 188-200, August 1976.
197. Ulrych T.J., Ooe M. Autoregressive and Mixed ARMA Models and Spectra. // Nonlinear Methods of Spectral Analysis, 2nd ed., S. Haykin ed., Springer-Verlag, New York, 1983.
198. Wax M., Kailath T. Detection of Signals by Information Theoretic Criteria.//IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1985. V. 33. №4. Pp. 387-392.
199. Xu Xia-Liang, Bucklej K.M. Bias and variance of direction of arrival estimates from MUSIC, MIN-NORM and FINE // IEEE Transaction on Signal Processing. 1994. V. 42, 17. Pp. 1181-1186.
200. Zeger A.E., Burgess L.R. An adaptive AMTI radar antenna array.// Proc. IEEE Nat. Aerospace and Electron. Conf. (NAECON'74), Dayton, 1974, New York, 1974. P. 126-133.
201. Zrnic D. Estimation of Spectral Moments for Weather Echoes// IEEE Transactions on Geoscience, 1979. V. GE-17, 1 4. P. 113-128.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

**ХАРАКТЕРИСТИКИ ОСНОВНЫХ ФОРМ ОБЛАКОВ ДЛЯ
ВНЕТРОПИЧЕСКИХ ШИРОТ**

Толщина, км	Горизонтальные размеры, км	Фазовое состояние	Продолжительность жизни	Средние вертикальные скорости, ω , м/с	Осадки
<i>Слоистообразные облака</i>					
0,1 - 1,0	10 - 1000	Капельные	Сутки и более	0,01 - 0,1	Отсутствуют или морось
0,1 - 1,0	10 - 1000	>>	То же	0,01 - 0,1	То же
0,1 - 0,8	10 - 100	Капельные, смешанные	>>	0,01 - 0,1	Отсутствуют
0,2 - 1,0	10 - 100	Кристаллические	>>	0,01 - 0,1	>>
до нескольких км	100 - 1000	Смешанные	>>	0,01 - 0,1	Дождь, снег
То же	100 - 1000	Смешанные, кристаллические	>>	0,01 - 0,1	То же
„	100 - 1000	Кристаллические	>>	0,01 - 0,1	Отсутствуют
до десятков метров 1,0 - 1,5 км	10 - 1000	>>	>>	0,01 - 0,1	>>

Окончание табл.

Толщина, км	Горизонтальные размеры, км	Фазовое состояние	Продолжительность жизни	Средние вертикальные скорости, ω , м/с	Осадки
<i>Кучевообразные облака</i>					
	1,0 - 5,0	Капельные	Десятки минут	1	Отсутствуют
	5,0 - 10,0	>>	>>	1 - 50	>>
	До 50 - 100	Смешанные	Десятки минут, иногда часы	5 - 10	Ливень, град

Примечания. 1. Значения ω для C_u , C_b относятся к средним скоростям внутриоблачных восходящих потоков. Скорости нисходящих потоков иногда в 1,5 - 2 раза меньше, чем у восходящих.

2. Данные о толщине C_u и C_b относятся к летним облакам умеренных широт. Кучевообразные облака, иногда наблюдающиеся на зимних фронтах, имеют значительно меньшую толщину.

**МОДЕЛЬ «КОЛЬЦЕВОГО ВИХРЯ» ПОЛЯ ВЕТРА
В НИСХОДЯЩЕМ ВОЗДУШНОМ ПОТОКЕ**

Рассмотрим случай одиночного изолированного нисходящего потока, который можно представить в виде трехмерного вихревого поля с тороидальным ядром (рис. П2.1), симметричного относительно оси Z' .

Радиус вихря – R_V , радиус ядра – R_0 , высота над подстилающей поверхностью – z_V , скорость в центральной части потока – V . Пусть точка P – произвольная точка вне ядра, расположенная на расстоянии r_{PV} от оси Z' на высоте z_P .

Тогда функция потока векторного поля Φ одиночного изолированного кругового вихря через круг (z_P, r_P)

$$\psi = -\Psi/2\pi = -r_{PV}\Phi.$$

связана со значениями проекций скорости ветра в точке P соотношениями

$$v_z = -\frac{1}{r_{PV}} \frac{\partial \psi}{\partial r_{PV}}, \quad v_r = \frac{1}{r_{PV}} \frac{\partial \psi}{\partial z}, \quad (\text{П2.1})$$

являющимися следствиями уравнения неразрывности потока. В выражении (П2.1) $\Psi = 2\pi r_{PV}\Phi$ – поток векторного поля; v_z и v_r – проекции скорости ветра в направлениях Z' и r_{PV} .

Значение функции потока в точке (z_P, r_{PV}) , которое обусловлено одной вихревой нитью с циркуляцией v и координатами (Z', R_V) (заметим, элемент вихревой нити имеет длину $R_V d\theta$, где θ – угол элемента с направлением Φ) равен

$$\psi = -r_{PV}\Phi = -\frac{vr_{PV}R_V}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\cos\theta}{r} d\theta.$$

где $r = \sqrt{(z - z_P)^2 + r_{PV}^2 + R_V^2 - 2r_{PV}R_V \cos\theta}$.

Обозначим через r_1 и r_2 соответственно наименьшее и наибольшее расстояния от точки P до точек вихря

$$r_1^2 = (z_P - z_V)^2 + (r_{PV} - R_V)^2, \quad r_2^2 = (z_P - z_V)^2 + (r_{PV} + R_V)^2.$$

$$\text{Тогда } r^2 = r_1^2 \cos^2 \frac{\theta}{2} + r_2^2 \sin^2 \frac{\theta}{2}, \quad 4r_{PV}R_V \cos\theta = r_1^2 + r_2^2 - 2r^2,$$

и, следовательно,

$$\psi = -\frac{v}{8\pi} \left[\left(r_1^2 + r_2^2 \right) \int_0^\pi \frac{d\theta}{\sqrt{r_1^2 \cos^2 \frac{\theta}{2} + r_2^2 \sin^2 \frac{\theta}{2}}} - 2 \int_0^\pi \sqrt{r_1^2 \cos^2 \frac{\theta}{2} + r_2^2 \sin^2 \frac{\theta}{2}} d\theta \right]. \quad (\text{П2.2})$$

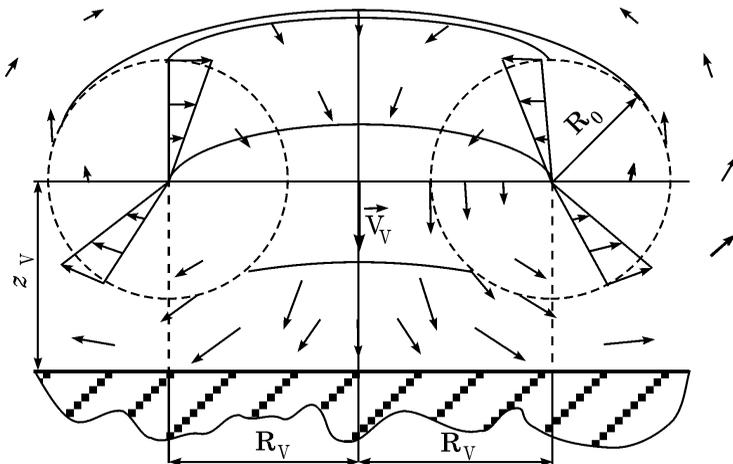


Рис. П2.1. Пространственное распределение скорости ветра в нисходящем воздушном потоке

Интегралы в (П2.2) относятся к типу полных эллиптических интегралов, значения которых могут быть приближенно определены численными методами. Если обозначить

$$\left\{ \begin{array}{l} k = \frac{r_2 - r_1}{r_2 + r_1}, \\ F_1(k) = \frac{(r_1^2 + r_2^2)}{8\pi(r_1 + r_2)} \int_0^\pi \frac{d\theta}{\sqrt{r_1^2 \cos^2 \frac{\theta}{2} + r_2^2 \sin^2 \frac{\theta}{2}}}, \\ E_1(k) = \frac{1}{4\pi(r_1 + r_2)} \int_0^\pi \sqrt{r_1^2 \cos^2 \frac{\theta}{2} + r_2^2 \sin^2 \frac{\theta}{2}} d\theta. \end{array} \right.$$

то, используя преобразование Ландена, выражение (П2.2) для потока ψ можно привести к виду

$$\psi = -\frac{v}{2\pi} (r_1 + r_2) [F_1(k) - E_1(k)]. \quad (\text{П2.3})$$

Для аппроксимации комбинации эллиптических интегралов (П2.3) можно использовать выражение вида

$$[F_1(k) - E_1(k)] \approx \frac{0,788k^2}{0,25 + 0,75\sqrt{1 - k^2}}. \quad (\text{П2.4})$$

Поскольку вихревое поле располагается в непосредственной близости от подстилающей поверхности (ПП), последняя существенно влияет на движение

воздуха вокруг вихря. В [181] показано, что в этом случае воздействие ПП можно представить в виде второго вихревого поля, расположенного относительно ПП зеркально к первому, реальному вихрю (рис. П2.2). Тогда функция потока (П2.3) может быть записана в виде суперпозиции соответствующих функций для двух одновременно действующих вихрей

$$\psi = -\frac{v}{2\pi} \left\{ (r_{11} + r_{12}) [F_{11}(k_1) - E_{11}(k_1)] - (r_{21} + r_{22}) [F_{12}(k_2) - E_{12}(k_2)] \right\}, \quad (\text{П2.5})$$

где $r_{11} = \sqrt{(z_P - z_V)^2 + (r_{PV} - R_V)^2}$ – наименьшее расстояние от точки P до точки реального вихря; $r_{12} = \sqrt{(z_P + z_V)^2 + (r_{PV} - R_V)^2}$ – наибольшее расстояние от точки P до точек реального вихря; $r_{21} = \sqrt{(z_P - z_V)^2 + (r_{PV} + R_V)^2}$ – наименьшее расстояние от точки P до точек зеркального вихря; $r_{22} = \sqrt{(z_P + z_V)^2 + (r_{PV} + R_V)^2}$ – наибольшее расстояние от точки P до точек зеркального вихря; $F_{11}(k_1), E_{11}(k_1)$ – значения эллиптических интегралов для реального вихря; $F_{12}(k_2), E_{12}(k_2)$ – значения эллиптических интегралов для зеркального вихря;

$$k_1 = \frac{r_{12} - r_{11}}{r_{12} + r_{11}}; \quad k_2 = \frac{r_{22} - r_{21}}{r_{22} + r_{21}}.$$

С учетом аппроксимации (П2.4) выражение (П2.5) приводится к виду

$$\psi = -\frac{v}{2\pi} \left\{ (r_{11} + r_{12}) \frac{0,788k_1^2}{0,25 + 0,75\sqrt{1-k_1^2}} - (r_{21} + r_{22}) \frac{0,788k_2^2}{0,25 + 0,75\sqrt{1-k_2^2}} \right\}. \quad (\text{П2.6})$$

Циркуляция v вихревого поля связана со скоростью v_V в его центральной части соотношением [181]

$$v = \frac{2v_V R_V}{1 - \left[1 + \left(\frac{2z_V}{R_V} \right)^2 \right]^{1,5}}. \quad (\text{П2.7})$$

Вертикальная и радиальная* составляющие скорости ветра в точке P , находящейся вне ядра вихря, в соответствии с (П2.1) могут быть получены путем численного дифференцирования функции потока

$$v_z = -\frac{1}{r_{PV}} \frac{\partial \psi}{\partial r_{PV}} = \frac{\psi(z_P, r_{PV}) - \psi(z_P, r_{PV} + \Delta r)}{r_{PV} \Delta r}, \quad (\text{П2.8})$$

$$v_r = \frac{1}{r_{PV}} \frac{\partial \psi}{\partial z} = \frac{\psi(z_P + \Delta z, r_{PV}) - \psi(z_P, r_{PV})}{r_{PV} \Delta z}. \quad (\text{П2.9})$$

Примечание: * Радиальная составляющая V_r скорости в данном случае представляет собой проекцию скорости ветра в точке P на направление r_P .

Проекция радиальной составляющей скорости ветра в точке P на оси X и Y ССК (продольная и поперечная составляющие скорости ветра соответственно) могут быть определены с помощью соотношений (рис. П2.2)

$$v_x = v_r \frac{(x_V - x_P)}{r_{PV}}, \quad (\text{П2.10})$$

$$v_y = v_r \frac{(y_V - y_P)}{r_{PV}}, \quad (\text{П2.11})$$

где (x_V, y_V, z_V) – координаты центра вихря в ССК; (x_P, y_P, z_P) – координаты точки P в ССК.

Переходя в ССК от декартовых координат к полярным координатам, запишем координаты центра кругового вихря в виде

$$\begin{cases} x_V = r_V \cos \alpha_V \sin \beta_V, \\ y_V = r_V \sin \alpha_V \sin \beta_V, \\ z_V = r_V \cos \beta_V, \end{cases} \quad (\text{П2.12})$$

а также координаты точки P (центра разрешаемого объема) в виде

$$\begin{cases} x_P = r_P \cos \alpha_P \sin \beta_P, \\ y_P = r_P \sin \alpha_P \sin \beta_P, \\ z_P = r_P \cos \beta_P. \end{cases} \quad (\text{П2.13})$$

где (r_V, α_V, β_V) – дальность, азимут и угол места центра вихря в ССК; (r_P, α_P, β_P) – дальность, азимут и угол места центра разрешаемого объема в ССК.

Внутри ядра вихря скорость ветра, равная нулю в центре, линейно увеличивается по радиусу до границы ядра (рис. П2.1). Поэтому для точек внутри ядра (т.е. при $\sqrt{(x_P - x_V)^2 + (y_P - y_V)^2 + (z_P - z_V)^2} \leq R_0$) она может быть найдена путем пересчета с границы ядра пропорционально расстоянию до центра ядра

$$v = v_{\max} \frac{\sqrt{(x_P - x_V)^2 + (y_P - y_V)^2 + (z_P - z_V)^2}}{R_0}, \quad (\text{П2.14})$$

$$\text{где } v_{\max} = \frac{v}{2R_V} \left\{ \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{z_V - z_P}{R_V} \right)^2 \right]^{1,5}} - \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{-z_V - z_P}{R_V} \right)^2 \right]^{1,5}} \right\} \quad (\text{П2.15})$$

– максимальная скорость на границе ядра [181].

Радиальная (в направлении «точка - центр вихря») и вертикальная проекции скорости (П2.14) ветра в точке P , находящейся внутри ядра, равны соответственно

$$V_r = v \frac{z_P - z_V}{\sqrt{(x_P - x_V)^2 + (y_P - y_V)^2 + (z_P - z_V)^2}} = v_{\max} \frac{z_P - z_V}{R_0}, \quad (\text{П2.16})$$

$$V_z = v \frac{r_P - r_V}{\sqrt{(x_P - x_V)^2 + (y_P - y_V)^2 + (z_P - z_V)^2}} = v_{\max} \frac{r_P - r_V}{R_0}. \quad (\text{П2.17})$$

Выражения (П2.16) и (П2.17) описывают трехмерные пространственные поля радиальной и вертикальной составляющих скорости ветра в нисходящем потоке в виде «кольцевого вихря» (*ring-vortex model*).

Бортовая РЛС в процессе доплеровских измерений определяет радиальную скорость ветра V_R в точке P как проекцию скорости ветра на направление, соединяющее ФЦА с указанной точкой. Исходя из геометрических соотношений, приведенных на рис. П2.2, значение V_R равно сумме проекций скоростей V_r (П2.16) и V_z (П2.17) на направление, соединяющее точки O (ФЦА) и P (центр разрежаемого объема).

Сначала определим проекцию радиальной составляющей V_r (П2.16) скорости ветра на вертикальную плоскость, проходящую через точки O и P ,

$$V_{rV} = V_r \cos|\alpha - \alpha'| = V_r \cos\left|\alpha - \arctg \frac{y_0 - y_P}{x_0 - x_P} \alpha\right|,$$

где α' – угол между осью X и направлением r_P .

Далее спроектируем скорости V_z и V_{rV} на направление, соединяющее точки O и P . Сумма полученных проекций даст в результате искомое значение радиальной скорости центра разрежаемого объема относительно ФЦА

$$V_R = V_r \cos\left|\alpha_P - \arctg \frac{y_V - y_P}{x_V - x_P} \alpha_P\right| \cos\beta_P + V_z \sin\beta_P. \quad (\text{П2.18})$$

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА

Во многих практических случаях целевая обстановка, обуславливающая формирование отраженного сигнала, может быть достаточно точно смоделирована линейной системой конечного порядка. В общем случае связь между входным и выходным сигналами в линейной системе (формирующем фильтре) с рациональной передаточной функцией описывается линейным разностным уравнением

$$s(m) = \sum_{k=1}^p a_k s(m-k) + \sum_{k=1}^q b_k e(m-k) + e(m), \quad (\text{ПЗ.1})$$

где $s(m), e(m)$ – выходной и входной сигналы системы соответственно.

Эта модель известна как модель авторегрессии-скользящего среднего (АРСС) [131] (рис. ПЗ.1,а). Здесь и далее в целях улучшения наглядности и упрощения записи выражений множитель T_n при указании номера отсчета случайного процесса будем опускать. В выражении (ПЗ.1): p – порядок авторегрессии (АР); q – порядок скользящего среднего (СС); a_k – комплексные АР коэффициенты; b_k – комплексные СС коэффициенты.

Если все коэффициенты $b_k = 0$, то сигнал $s(m)$ представляет собой линейную регрессию своих прошлых значений

$$s(m) = \sum_{k=1}^p a_k s(m-k) + e(m). \quad (\text{ПЗ.2})$$

Такую модель называют моделью авторегрессии (рис. ПЗ.1,б). Соответственно, если все коэффициенты $a_k = 0$, то имеет место *модель скользящего среднего* (рис. ПЗ.1,в).

Уравнение (ПЗ.2) можно записать в матричной форме

$$\vec{a}^T \vec{S}(m) = \vec{b}^T \vec{E}(m), \quad (\text{ПЗ.3})$$

где T – операция транспонирования; $\vec{a} = \begin{bmatrix} 1 \\ -a_1 \\ \dots \\ -a_p \end{bmatrix}$ – $(p+1)$ -элементный вектор АР

коэффициентов; $\vec{S}(m) = \begin{bmatrix} s(m) \\ s(m-1) \\ \dots \\ s(m-p) \end{bmatrix}$ – $(p+1)$ -элементный вектор отсчетов

выходного сигнала; $\vec{b} = \begin{bmatrix} 1 \\ b_1 \\ \dots \\ b_q \end{bmatrix}$ – $(q+1)$ -элементный вектор СС коэффициентов;

$\vec{E}(m) = \begin{bmatrix} e(m) \\ e(m-1) \\ \dots \\ e(m-q) \end{bmatrix}$ – $(q+1)$ -элементный вектор отсчетов входного сигнала.

Передаточная функция (ПФ) рассматриваемой линейной системы может быть представлена с помощью аппарата z -преобразований [11, 70]. Применяя z -преобразование к обеим частям уравнения (ПЗ.1), учитывая свойства линейности и сдвига [11], получим

$$S(z) = \sum_{k=1}^p a_k z^{-k} S(z) + \sum_{k=1}^q b_k z^{-k} E(z) + E(z), \quad (\text{ПЗ.4})$$

где $z = \exp(j2\pi f\tau)$; $S(z) = Z\{s(m)\} = \sum_{k=0}^{\infty} s(k)z^{-k}$ – z -образ выходного сигнала системы;

$E(z) = Z\{e(m)\} = \sum_{k=0}^{\infty} e(k)z^{-k}$ – z -образ входного (формирующего) сигнала системы.

Из выражения (ПЗ.4) следует

$$S(z) = H(z)E(z),$$

где $H(z) = b(z)/a(z)$ – ПФ рассматриваемой линейной системы;

$$b(z) = 1 + \sum_{k=1}^q b_k z^{-k}; \quad a(z) = 1 - \sum_{k=1}^p a_k z^{-k}.$$

Пусть входным сигналом $e(m)$ системы является δ -функция $e(m) = \delta(m)$, тогда выходной сигнал системы будет представлять собой ее импульсную характеристику. Поскольку при этом $E(z) = 1$, то $S(z) = Z\{h(m)\}$, следовательно,

$$H(z) = Z\{h(m)\} = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} h(k)z^{-k}, \quad (\text{ПЗ.5})$$

то есть ПФ является z -образом импульсной характеристики системы.

Если обе части уравнения (ПЗ.1) умножить на $s^*(m-n)$ и усреднить полученный результат, то получим

$$\begin{aligned} \overline{s(m)s^*(m-n)} &= \sum_{k=1}^p \overline{a_k s(m-k)s^*(m-n)} + \\ &+ \sum_{k=1}^q \overline{b_k e(m-k)s^*(m-n)} + \overline{e(m)s^*(m-n)}, \end{aligned} \quad (\text{ПЗ.6})$$

или

$$B(n) = \sum_{k=1}^p a_k B(n-k) + \sum_{k=1}^q b_k B_{es}(n-k) + B_{es}(n). \quad (\text{ПЗ.7})$$

Поскольку выходной сигнал системы равен свертке входного сигнала с импульсной характеристикой, то взаимную корреляционную функцию $B_{es}(n)$ между выходным и входным сигналами системы можно записать с использованием отсчетов импульсной характеристики (ПЗ.5) [91]

$$B_{e_s}(n) = \overline{e(m+n)s^*(m)} = e(m+n) \left[e^*(m) + \sum_{k=1}^p h^*(k)s^*(m-k) \right] =$$

$$= B_e(n) + \sum_{k=1}^p h^*(k)B_e(n+k),$$

где $B_e(n)$ – АКФ входного сигнала $e(m)$.

В случае использования в качестве возбуждающего сигнала $e(m)$ дискретного комплексного нормального белого шума с нулевым средним значением и дисперсией σ_e^2

$$B_{e_s}(n) = \begin{cases} 0, & n > 0; \\ \sigma_e^2, & n = 0; \\ \sigma_e^2 h^*(-n), & n < 0. \end{cases}$$

Отсюда следует выражение, связывающее параметры АРСС модели с АКФ выходного сигнала $s(m)$ линейной системы [56, 91]

$$B(m) = \begin{cases} B^*(-m), & m < 0; \\ \sum_{k=1}^p a_k B(m-k) + \sigma_e^2 \sum_{k=m}^q b_k h^*(k-m), & 0 \leq m \leq q; \\ \sum_{k=1}^p a_k B(m-k), & m > q. \end{cases} \quad (\text{П3.8})$$

Таким образом, при использовании линейной системы с рациональной передаточной функцией $H(z)$ задание p последовательных значений АКФ сигнала $s(m)$ позволяет однозначно продолжить ее до бесконечности с помощью рекуррентного соотношения

$$B(m) = \sum_{k=1}^p a_k B(m-k) \quad \text{для всех } m > q, \quad (\text{П3.9})$$

Полагая $q = 0$, уравнение (П3.9) преобразуется в соотношение, связывающее параметры АР модели выходного сигнала системы со значениями его АКФ

$$B(m) = \begin{cases} B^*(-m), & m < 0; \\ \sum_{k=1}^p a_k B^*(k) + \sigma_e^2, & m = 0; \\ \sum_{k=1}^p a_k B(m-k), & m > 0. \end{cases} \quad (\text{П3.10})$$

Пусть $p = 0$, тогда с учетом того, что $h[k] = b[k]$ при $1 \leq k \leq q$, уравнение (ПЗ.8) преобразуется в соотношение, связывающее параметры СС модели отраженного сигнала со значениями его АКФ

$$B(m) = \begin{cases} B^*(-m), & m < 0; \\ \sigma_e^2 \sum_{k=m}^q b_k b_{k-m}^*, & 0 \leq m \leq q; \\ 0, & m > q. \end{cases} \quad (\text{ПЗ.11})$$

Из выражения (ПЗ.11) следует, что АКФ и СС коэффициенты связаны нелинейной зависимостью типа свертки.

Следует отметить, что при гауссовом приближении бесконечное продолжение АКФ по ее значениям, предполагаемое АРСС моделью, максимизирует энтропию

$$h_{y\phi} = \frac{1}{4f_{\max} - f_{\min}} \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} \ln[S(f)] df, \quad (\text{ПЗ.12})$$

соответствующих временных рядов (последовательностей отсчетов сигналов) [166, с.53].

Здесь f_{\max} – наибольшая частотная составляющая в спектре сигнала.

Другими словами, использование АРСС модели эквивалентно применению метода максимума энтропии (МЭ) [56, 91, 107].

Пусть известны первые $2M+1$ значения АКФ. Тогда наиболее рациональный способ определения неизвестных значений ее заключается в том, чтобы новые значения не увеличивали имеющуюся информацию или не уменьшали энтропию рассматриваемого сигнала [166], т.е.

$$\frac{\partial h_{\phi\ddot{a}}}{\partial B(m)} = 0, \quad \text{при } |m| \geq M + 1. \quad (\text{ПЗ.13})$$

С учетом (ПЗ.9), (ПЗ.12) и (ПЗ.13) в случае использования в качестве возбуждающего сигнала $e(m)$ белого шума с нулевым средним значением и дисперсией σ_e^2 оценка спектральной плотности мощности сигнала $s(m)$ преобразуется к виду [21, 100]

$$S(f) = \sigma_e^2 T_n \frac{\left| 1 + \sum_{k=1}^q b_k \exp(-j2\pi f k T_n) \right|^2}{\left| 1 - \sum_{k=1}^p a_k \exp(-j2\pi f k T_n) \right|^2}, \quad (\text{ПЗ.14})$$

Из выражения (ПЗ.14) следует, что для оценки $S(f)$ необходимо определить значения a_k, b_k коэффициентов АР и СС, а также дисперсию σ_e^2 возбуждающего сигнала (шума). Оценка указанных параметров может быть произведена

путем аппроксимации заданного энергетического спектра сигнала или путем обработки выборки реальных сигналов [105].

Выражение (ПЗ.14) может быть представлено в векторном виде

$$S(\omega) = \sigma_e^2 T_n \frac{\bar{c}_q^H(f) \bar{b} \bar{b}^H \bar{c}_q(f)}{\bar{c}_p^H(f) \bar{a} \bar{a}^H \bar{c}_p(f)}, \quad (\text{ПЗ.15})$$

где $\bar{c}_q(f) = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(j2\pi f T_n) \\ \dots \\ \exp(j2\pi f q T_n) \end{bmatrix}$, $\bar{c}_p(f) = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(j2\pi f T_n) \\ \dots \\ \exp(j2\pi f p T_n) \end{bmatrix}$ – векторы комплексных

синусоид; H – символ операции эрмитова сопряжения, заключающейся в последовательном выполнении операций транспонирования и комплексного сопряжения.

Полагая $q = 0$, выражение (ПЗ.14) преобразуется в соотношение для спектральной плотности АР модели

$$S(f) = \sigma_e^2 T_n \left| 1 - \sum_{k=1}^p a_k \exp(-j2\pi f k T_n) \right|^{-2} \quad (\text{ПЗ.16})$$

или в векторном виде

$$S(f) = \frac{\sigma_e^2 T_n}{\bar{c}_p^H(f) \bar{a} \bar{a}^H \bar{c}_p(f)}. \quad (\text{ПЗ.17})$$

Разложим полином $A(f) = 1 + \sum_{k=1}^p a_k \exp(-j2\pi f k T_n)$, находящийся в знаменателе спектральной плотности (ПЗ.16), на множители. Для этого выполним z -преобразование вида $z = \exp(j2\pi f T_n)$ и найдем корни полинома $A(z)$, решив соответствующее характеристическое уравнение

$$A(z) = 1 + \sum_{k=1}^p a_k z^{-k} = \sum_{k=0}^p a_k z^{-k} = z^{-p} \sum_{k=1}^p a_k z^{p-k} = 0, \quad (\text{ПЗ.18})$$

где $a_0 = 1$.

В соответствии с основной теоремой алгебры полином p -й степени с комплексными коэффициентами имеет p комплексных корней $z_k = |z_k| \exp(j\phi_k)$ (с учетом их кратности), называемых полюсами АР модели. Отсюда следует, что (ПЗ.18) можно представить в виде

$$A(z) = z^{-p} \prod_{k=1}^p (z - z_k) = \prod_{k=1}^p \left(1 - \frac{z_k}{z} \right).$$

В результате обратного z -преобразования

$$A(f) = \prod_{k=1}^p \{1 - |z_k| \exp[-j(2\pi f T_n - \phi_k)]\} = \prod_{k=1}^p A_k(f),$$

где $A_k(f) = 1 - |z_k| \exp[-j(2\pi f T_n - \phi_k)]$.

Если представить $A_k(f)$ в показательном виде

$$A_k(f) = |A_k(f)| \exp[-j\varphi_{Ak}],$$

где $\varphi_{Ak} = \text{Arg}[A_k(f)] = \arctg \frac{\text{Im}[A_k(f)]}{\text{Re}[A_k(f)]}$,

то спектральную плотность (ПЗ.16) можно записать в виде

$$S(f) = \frac{\sigma_e^2 T_n}{\left(\prod_{k=1}^p |A_k(f)| \right) \exp \left[j \sum_{k=1}^p \varphi_{Ak} \right]^2} = \frac{\sigma_e^2 T_n}{\left(\prod_{k=1}^p |A_k(f)| \right)^2}. \quad (\text{ПЗ.19})$$

Определение полюсов АР модели, особенно невысокого (второго или третьего) порядка [17, 19, 166], может быть выполнено одним из методов вычисления корней полиномов (методом анализа собственных значений присоединенной матрицы, методами Лагерра, Лобачевского и др.).

Если в качестве модели сигнала МО использовать АР процесс первого порядка, то его спектр (ПЗ.16), симметричный относительно \bar{f} , может быть представлен в виде

$$S(f) = \frac{\sigma_e^2 T_n}{|1 - a_1 \exp(-j2\pi f T_n)|^2} = \frac{\sigma_e^2 T_n}{1 + |a_1|^2 - 2|a_1| \cos(2\pi f T_n - \Phi)},$$

где $a_1 = |a_1| \exp(j\Phi)$ – неизвестный комплексный коэффициент АР модели.

Если модуль АР коэффициента $|a_1| \rightarrow 1$, то моделируемый сигнал представляет собой узкополосную случайную последовательность, средняя частота спектра которой совпадает с частотой максимума спектра [49]

$$\bar{f} = \Phi / (2\pi T_n) = \text{Arg}(a_1) / (2\pi T_n), \quad (\text{ПЗ.20})$$

а выражение для среднеквадратической ширины спектра после ряда преобразований приводится к виду [167]

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi T_n} \left[\frac{\pi^2}{3} - 4 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^{k+1}}{k^2} |a_1|^k \right]^{1/2}. \quad (\text{ПЗ.21})$$

Таким образом, для измерения $\bar{\omega}$ и $\Delta \omega$ достаточно произвести оценку АР коэффициента a_1 .

При $p = 0$ из (ПЗ.14) получим выражение для спектральной плотности СС модели в векторном виде

$$S(f) = \sigma_e^2 T_n \bar{c}_q^H(f) \bar{b} \bar{b}^H \bar{c}_q(f).$$

На рис. ПЗ.2 приведены типичные спектры АРСС, АР и СС процессов [91, с.220]. Для спектров АР процессов характерны острые пики, а для спектров СС процессов – глубокие провалы. Таким образом, СС модели непригодны для моделирования спектров узкополосных сигналов. Их целесообразно использовать для спектрального оценивания процессов, спектры которых имеют широкие максимумы или узкие провалы (минимумы, нули). Спектр АРСС процесса, представляющий собой результат объединения спектров АР и СС процессов, пригоден для моделирования спектров реальных сигналов, имеющих как острые пики, так и глубокие провалы.

Одним из наиболее важных параметров АРСС, АР и СС моделей является их порядок. От выбора порядка зависит обеспечение компромисса между разрешением и точностью (дисперсией) получаемых спектральных оценок [91, с.255]. Если порядок модели выбран слишком малым, то получаются сильно сглаженные спектральные оценки. Для снижения дисперсии оценок в этом случае приходится накапливать большие выборки сигналов (порядка 1000), что неприемлемо в случае использования РЛС на борту ЛА. Переопределенность модели (излишнее завышение порядка) в условиях наличия ошибок измерения может привести к дополнительным, часто весьма существенным, ошибкам в оценке спектра [13, 91]. В частности, возможно появление ложных максимумов в спектре.

Для выбора порядка модели предложено несколько различных критериев (целевых функций) [1, 91].

1. Информационный критерий Акаике (АИС)

Согласно этому критерию, основанному на методике максимального правдоподобия, выбор порядка модели осуществляется путем минимизации некоторой теоретико-информационной функции

$$p^t = \min_p AIC(p),$$

где $AIC(p) = -2 \max L_p + 2I(p)$, (ПЗ.22)

$\max L_p$ – максимум логарифма функции правдоподобия при фиксированном значении порядка p ; $I(p)$ – число независимых параметров, определяющих модель (ПЗ.2).

В предположении о гауссовости статистик исследуемого процесса функция (ПЗ.22) может быть определена следующим выражением [91]

$$AIC(p) = M \ln \hat{\sigma}_e^2 + 2p, \quad (ПЗ.23)$$

где M – длина обрабатываемой пачки отсчетов; $\hat{\sigma}_e^2$ – оценка значения дисперсии формирующего шума в (ПЗ.1).

Недостатком данного критерия является отсутствие стремления к нулю ошибки оценки при выборе правильного порядка p и при $M \rightarrow \infty$, а это приводит к существенному завышению порядка модели в случае длинных пачек [64].

2. Критерий длины минимального описания (MDL)

Для устранения отмеченного недостатка Дж. Риссанен (*J. Rissanen*) модифицировал критерий AIC, представив его в виде [64]

$$\hat{p} = \min_p MDL(p),$$

где $MDL(p) = -2 \max L_p + I(p) \ln M$.

Для анализируемого гауссовского отраженного сигнала функция $MDL(p)$ может быть описана выражением

$$MDL(p) = M \ln \hat{\sigma}_e^2 + p \ln M. \quad (ПЗ.24)$$

3. Критерий максимума апостериорной вероятности (MAP)

Критерий максимума апостериорной вероятности заключается в минимизации функции вида [1, с.11]

$$MAP(p) = M \ln \hat{\sigma}_e^2 + \frac{5}{3} p \ln M. \quad (ПЗ.25)$$

4. Критерий авторегрессионной передаточной функции (ATF)

В этом случае порядок модели выбирается равным порядку, при котором оценка разности среднего квадрата ошибок между моделью и моделируемым процессом была бы минимальна

$$p = \min_p \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^p \bar{\sigma}_{ei}^{-1} - \bar{\sigma}_{ep}^{-1} \right), \quad (ПЗ.26)$$

где $\bar{\sigma}_{ei}^{-1} = \frac{N}{N-1} \sigma_{ei}$, σ_{ei} – среднеквадратическая ошибка оценки на i -м шаге.

Результаты оценивания спектров при использовании приведенных выше критериев мало отличаются друг от друга, особенно в случае реальных данных, а не моделируемых процессов с заданными статистическими свойствами [91].

КРАТКОЕ ОПИСАНИЕ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ

В процессе исследований, создан пакет прикладных программ, обеспечивающий моделирование разработанных алгоритмов, а также расчет их основных характеристик. Основой пакета являются математические модели, рассмотренные в разделе 2: модель МО в условиях СВ и турбулентности, модель движения носителя РЛС, модель отраженного сигнала и модель тракта обработки. Векторная организация вычислений в системе *Matlab* позволила широко использовать при моделировании методы линейной алгебры, что значительно снизило временные затраты на вычисления. В состав разработанного пакета входят программы:

Modell – программа расчета основных характеристик разработанного алгоритма обнаружения и оценки степени опасности зон МО;

CoeffMQ – программа расчета зависимости разрядности коэффициентов устройства обработки от объема обрабатываемой пачки при разных значениях ОСШ;

ProbDF – программа расчета вероятности правильного обнаружения опасных зон в зависимости от нормированного СК значения флуктуационного шума измерения параметров доплеровского спектра;

ROh – программа расчета зависимости погрешности оценки РО от высоты над нижней границей МО.

Все разработанные программы моделирования обладают однотипным интерфейсом в виде системы графических контекстных меню. Общая схема моделирования предусматривает следующие действия:

- ввод, просмотр и редактирование параметров моделирования;
- моделирование МО, движения носителя РЛС, отраженного сигнала и тракта обработки РЛС;
- расчет требуемых характеристик (вероятности правильного обнаружения потенциально опасного МО, точности оценки параметров ДС и др.);
- анализ результатов (отображение числовых значений и графиков);
- запись результатов в *mat*-файл (стандартный тип файла данных в системе *Matlab*).

При написании программ разработаны следующие функции:

Aquatic – функция расчета водности МО (в зависимости от высоты);

AR_fDf – функция оценки \tilde{f} и Δf по AP-коэффициенту;

AR_Order – оценка порядка AP-модели;

AR_Pole – функция расчета вектора полюсов AP-модели;

AR_PSelect – функция выбора полюса AP-модели;

Dnoise – функция расчета дисперсии собственных шумов ПРМ РЛС;

Df_Pogr – функция расчета погрешностей оценки Δf ;

LyLz – функция расчета смещения ФЦА по горизонтали и вертикали

Model2 – функция анализа зависимости точности компенсации движения ЛА от различных факторов (точности данных акселерометров, ТН/УКК и др.);

ModTNUKK – функция моделирования ТН и УКК ЛА-носителя

ModW – функция расчета проекций воздушной скорости ЛА

NAE – функция оценки числа расфазированных АЭ

ParamLA – функция отображения параметров ЛА-носителя;
ParamLAEdit – функция изменения параметров ЛА-носителя;
ParamMO – функция отображения параметров МО;
ParamMOEdit – функция изменения параметров МО;
ParamRLS – функция отображения параметров РЛС;
ParamRLSEdit – функция изменения параметров РЛС;
Reflectivity – функция расчета зависимости радиолокационной отражаемости разрешаемого объема МО от высоты;
SEpr – функция расчета суммарной ЭПР разрешаемого объема МО;
SEpr1 – функция расчета зависимости суммарной ЭПР разрешаемого объема МО от дальности;
SigDfCOV – функция расчета точности оценки ширины доплеровского спектра МО AP-методом (модифицированный ковариационный алгоритм);
SigDfdV – функция анализа зависимости точности оценки ширины доплеровского спектра МО от ширины спектра скоростей атмосферной турбулентности;
SigDfFFT – функция расчета точности оценки ширины доплеровского спектра МО методом периодограмм;
SigDfM – функция анализа зависимости точности оценки ширины доплеровского спектра МО от числа импульсов в обрабатываемой пачке;
SigDfMP – функция расчета точности оценки ширины доплеровского спектра МО методом максимального правдоподобия;
SigDfMUSIC – функция расчета точности оценки средней частоты доплеровского спектра МО методом MUSIC;
SigDfPI – функция расчета точности оценки ширины доплеровского спектра МО методом парных импульсов;
SigDVAlpha – Программа расчета зависимости ошибки оценки СК ширины спектра скоростей турбулентного МО от угла отклонения оси ДН АС;
SigDdV – функция анализа зависимости точности оценки ширины спектра скоростей турбулентного МО от ее истинного значения;
SigDVM – функция анализа зависимости точности оценки ширины спектра скоростей турбулентного МО от числа импульсов в обрабатываемой пачке;
SigfAxe – функция расчета ошибки оценки скорости ЛА из-за ухода акселерометра;
SigfdV – функция анализа зависимости точности оценки средней частоты доплеровского спектра МО от ширины спектра скоростей атмосферной турбулентности;
SigfCOV – функция расчета точности оценки средней частоты доплеровского спектра МО AP-методом (модифицированным ковариационным алгоритмом);
SigfFFT – функция расчета точности оценки средней частоты доплеровского спектра МО методом периодограмм;
SigfM – функция анализа зависимости точности оценки средней частоты доплеровского спектра МО от числа импульсов в обрабатываемой пачке;
SigfMP – функция расчета точности оценки средней частоты доплеровского спектра МО методом максимального правдоподобия;
SigfMUSIC – функция расчета точности оценки средней частоты доплеровского спектра МО методом MUSIC;
SigfPI – функция расчета точности оценки средней частоты доплеровского спектра МО методом парных импульсов;

SigVdV – функция анализа зависимости точности оценки средней скорости разрешаемого объема МО от ширины спектра скоростей атмосферной турбулентности;

SigVM – функция анализа зависимости точности оценки средней скорости разрешаемого объема МО от числа импульсов в обрабатываемой пачке;

Stream – функция расчета значения потока кольцевого вихря;

Turbulence – функция расчета скорости диссипации кинетической энергии турбулентности;

VFK – функция расчета вектора фазовой коррекции для компенсации радиального смещения ЛА относительно МО;

WindI – функция расчета направления ветра по функции потока;

Windmax – функция расчета скорости ветра на границе ядра вихря;

Windshape1 – функция расчета продольного сдвига ветра;

Windshape2 – функция расчета поперечного сдвига ветра;

Windshape3 – функция расчета F-фактора (индекса опасности сдвига ветра);

Windvelocity – функция расчета радиальной скорости ветра в ССК.

ПРОГРАММИРУЕМЫЕ ПРОЦЕССОРЫ СИГНАЛОВ БОРТОВЫХ РЛС

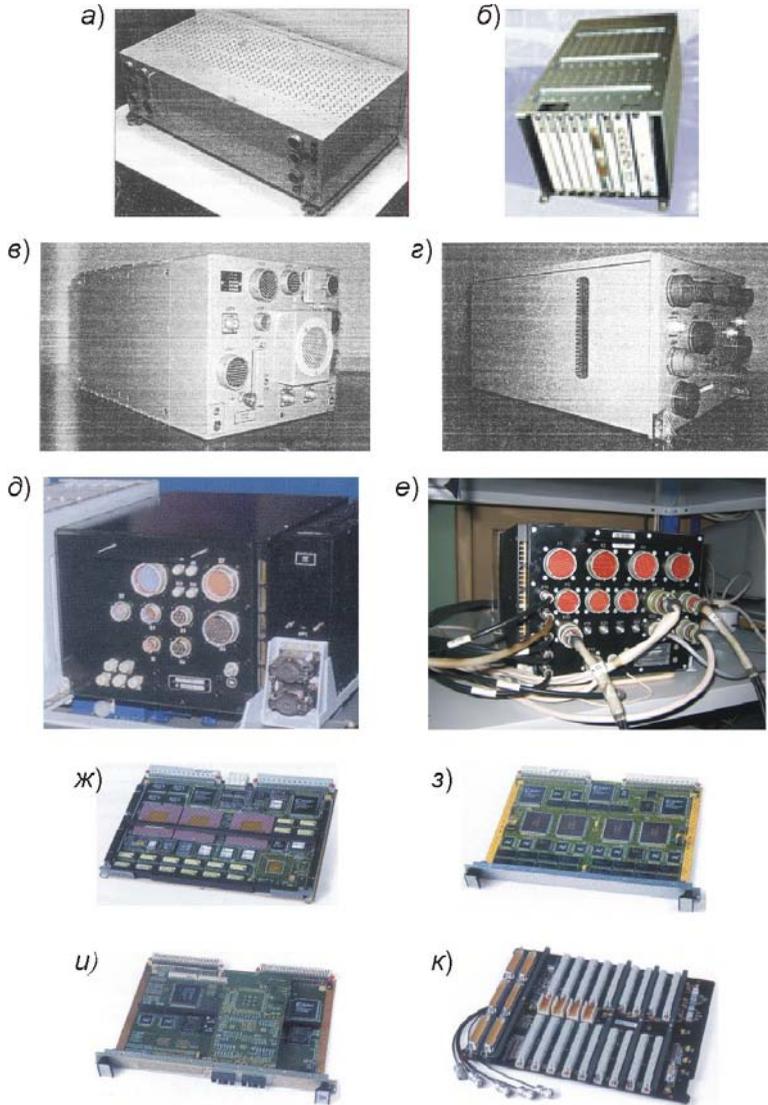


Рис. П5.1. Программируемые процессоры сигналов:
a – Ц200; *б* – Ц501Ф1; *в* – Ц551 (Ц551И, Ц551М); *г* – Ц561 (Ц651, Ц751);
д...к – “Багет-55/56” и их составные части: *д* – “Багет-55.04”; *е* – “Багет-56”;
ж – МПД БТ55-202; *з* – МОС БТ55-201; *и* – МБД БТ55-401; *к* – кросс-плата

О Г Л А В Л Е Н И Е

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	3
ВВЕДЕНИЕ	5
1. ОСОБЕННОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ БОРТОВЫМИ РАДИОЛОКАЦИОННЫМИ СТАНЦИЯМИ	13
1.1. Влияние сдвига ветра и атмосферной турбулентности на полет летательных аппаратов	13
1.1.1. Пространственное поле ветра в приземном слое.....	13
1.1.2. Сдвиг ветра	15
1.1.3. Атмосферная турбулентность.....	17
1.2. Принципы обнаружения опасных для полетов сильных сдвигов ветра и зон интенсивной турбулентности с использованием бортовых РЛС	20
1.3. Рекомендации по уточнению требований к бортовым РЛС в части обнаружения зон опасных сдвигов ветра и турбулентности.....	31
1.3.1. Требования к зоне, методу и периоду обзора РЛС.....	31
1.3.2. Требования к разрешающей способности РЛС	32
1.3.3. Требования к точности РЛС	33
1.3.4. Требования к параметрам зондирующего сигнала РЛС.....	34
1.3.5. Требования к диаграмме направленности АС РЛС.....	36
1.3.6. Требования к энергетическому потенциалу РЛС.....	36
1.3.7. Требования к динамическому диапазону приемника РЛС.....	37
1.4. Анализ состояния отечественных и зарубежных исследований и разработок РЛС в части режимов оценки опасности зон МО.....	37
1.4.1. Анализ состояния исследований по определению параметров МО наземными РЛС.....	37
1.4.2. Анализ состояния отечественных и зарубежных разработок бортовых РЛС в части обнаружения и оценки опасности МО	39
1.5. Основные направления совершенствования методов обработки сигналов МО в бортовых РЛС	45
Основные выводы по разделу 1	46
2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЗАДАЧИ ОБНАРУЖЕНИЯ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ БОРТОВОЙ РЛС И ОЦЕНКИ СТЕПЕНИ ИХ ОПАСНОСТИ ДЛЯ ПОЛЕТОВ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ	47
2.1. Структура математической модели	47
2.2. Модель метеорологического объекта в условиях сдвига ветра и турбулентности	49
2.2.1. Параметры метеорологического объекта, влияющие на эффективность радиолокационного наблюдения.....	50
2.2.2. Модель метеорологического объекта при наличии сдвига ветра	52
2.2.3. Модель метеорологического объекта в условиях интенсивной турбулентности	54
2.3. Математическая модель движения носителя бортовой РЛС.....	58
2.4. Математическая модель радиосигнала, отраженного МО.....	62
2.4.1. Структура радиосигнала, отраженного МО	62

2.4.2. Энергетические характеристики радиосигнала, отраженного МО....	69
2.4.3. Спектральные характеристики радиосигнала, отраженного МО в условиях совига ветра и турбулентности атмосферы	75
2.4.3.1. Пространственное распределение средней частоты и ширины доплеровского спектра сигнала, отраженного МО.....	76
2.4.3.2. Влияние размеров разрешаемого объема на оценку спектральных характеристик радиосигнала, отраженного МО.....	78
2.4.3.3. Влияние периода повторения зондирующего сигнала на оценку спектральных характеристик радиосигнала, отраженного МО.....	81
2.4.4. Влияние движения носителя на спектральные и энергетические характеристики РЛ сигналов, отраженных метеобъектами.....	83
2.4.4.1. Влияние движения носителя на оценку средней частоты и ширины спектра сигналов МО, принимаемых бортовой РЛС.....	83
2.4.4.2. Влияние движения носителя на оценку радиолокационной отражаемости МО.....	88
2.4.5. Использование параметрических моделей для описания сигнала, отраженного МО.....	92
2.5. Математическая модель тракта обработки сигналов бортовой РЛС.....	98
Основные выводы по разделу 2.....	106
3. РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ И АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ, УЛУЧШАЮЩИХ НАБЛЮДАЕМОСТЬ И ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ БОРТОВЫХ РЛС.....	109
3.1. Методы и алгоритмы обработки сигналов бортовых метео РЛС для оценки средней частоты и ширины доплеровского спектра	110
3.1.1. Непараметрические методы оценивания параметров доплеровского спектра сигнала, отраженного МО.....	111
3.1.1.1. Метод максимального правдоподобия.....	112
3.1.1.2. Автоковариационный метод (метод «парных импульсов»).....	114
3.1.1.3. Периодограммные методы спектрального оценивания.....	116
3.1.2. Параметрические методы оценивания моментов доплеровского спектра сигнала, отраженного метеорологическим объектом	118
3.1.2.1. Блочные параметрические методы спектрального оценивания.....	118
3.1.2.2. Рекурсивные параметрические методы спектрального оценивания.....	131
3.1.3. Сравнительный анализ методов оценивания параметров доплеровского спектра сигнала, отраженного МО.....	136
3.1.3.1. Анализ точности оценки моментов доплеровского спектра....	138
3.1.3.2. Анализ влияния характеристик МО и параметров РЛС на точность оценки моментов доплеровского спектра.....	153
3.1.3.3. Анализ устойчивости оценки моментов доплеровского спектра.....	160
3.1.3.4. Анализ вычислительных затрат при реализации параметрических методов оценки моментов доплеровского спектра	164
3.2. Алгоритм компенсации движения носителя РЛС, повышающий точность оценки степени опасности метеобъектов.....	166

3.2.1. Алгоритм компенсации движения носителя в РЛС с внешней когерентностью	167
3.2.2. Алгоритм компенсации движения носителя в РЛС с внутренней когерентностью	170
3.2.3. Алгоритм «квазинеподвижной РЛС»	171
3.2.4. Анализ эффективности алгоритмов компенсации движения носителя когерентной РЛС.....	178
3.2.5. Анализ влияния траекторных неустойчивостей и упругих колебаний конструкции носителя РЛС на эффективность компенсации его движения.....	182
3.3. Алгоритмы оценки пространственных полей скорости ветра и степени опасности обнаруженных МО по результатам измерений параметров доплеровского спектра отраженных сигналов.....	189
3.3.1. Алгоритм оценки степени опасности зон сдвига ветра.....	189
3.3.2. Алгоритм оценки трехмерного поля средней скорости ветра.....	193
3.3.3. Алгоритм оценки опасности зон повышенной атмосферной турбулентности	197
Основные выводы по разделу 3	200
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	203
<i>Библиографический список</i>	205
П р и л о ж е н и е 1. Характеристики основных форм облаков для внетропических широт	217
П р и л о ж е н и е 2. Модель «кольцевого вихря» поля ветра в нисходящем воздушном потоке	219
П р и л о ж е н и е 3. Параметрические модели отраженного сигнала	223
П р и л о ж е н и е 4. Краткое описание программного обеспечения моделирования.....	232
П р и л о ж е н и е 5. Программируемые процессоры сигналов бортовых РЛС.....	235

*Верещагин Алексей Владимирович, Коршунов Александр Юрьевич,
Михайлуца Константин Тимофеевич, Сеницын Владимир Александрович,
Евгений Александрович Сеницын*

Методы и алгоритмы обработки сигналов бортовых когерентно-импульсных радиолокационных станций для повышения безопасности полетов самолетов в сложных метеоусловиях

Подписано в печать 8.10.2012. Формат 60×84/16. Бумага документная.
Печать трафаретная. Усл. печ. л. 14,875. Тираж 300 экз. Заказ № 160.
Балтийский государственный технический университет
Типография БГТУ
190005, С.-Петербург, 1-я Красноармейская ул., д. 1

