


Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Рязанский государственный радиотехнический университет
им. В.Ф. Уткина


На правах рукописи

Белокуров Владимир Александрович

**МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ
МЕЖОБЗОРНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ
МАЛОРАЗМЕРНЫХ И СВЕРХМАНЕВРЕННЫХ
РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ
С УЧЁТОМ БОРТОВОЙ
НАВИГАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ**

2.2.16 — Радиолокация и радионавигация (технические науки)

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание учёной степени доктора технических наук

Научный консультант
Кошелев Виталий Иванович

Рязань 2021

Оглавление

Введение.....	10
Актуальность темы диссертационных исследований	11
Объект и цель диссертационных исследований	13
Предмет диссертационных исследований	13
Цель диссертационных исследований	13
Задачи исследований.....	14
Методы исследований, их практическое и научное значение	15
Научное и практическое значение диссертационной работы	16
Достоверность результатов диссертационной работы.....	16
Основные положения, выносимые на защиту.....	17
Научная новизна диссертации	18
Внедрение результатов диссертационных исследований	21
Апробация диссертации и публикации по теме диссертационных исследований	22
Апробация работы	22
Публикации по теме диссертации.....	22
Личный вклад.....	25
Структура и объём диссертации	25
Принципы условных обозначений	25
1 Синтез и анализ алгоритмов обнаружения сигналов	

малоотражающих сверхманевренных объектов на этапе	
первичной обработки.....	27
1.1 Вводные замечания	27
1.2 Исследование влияния радиального ускорения	
объекта на характеристики систем первичной обработки	
радиолокационной информации	28
1.2.1 Анализ диапазона изменения радиального ускорения	
объекта по линии визирования ЛА-БРЛС	29
1.2.2 Функция неопределённости когерентной пачки импульсов	
в координатах «скорость-ускорение»	37
1.2.3 Исследование свойств оценок скорости и ускорения.....	42
1.2.4 Влияние радиального ускорения объекта на коэффициент	
улучшения МДФ	45
1.2.5 Влияние радиального ускорения объекта на вероятность	
правильного обнаружения МДФ	47
1.2.6 Влияние радиального ускорения объекта на	
энергетическую дальность БРЛС	50
1.3 Синтез алгоритмов обнаружения малоотражающего	
сверхманевренного объекта	51
1.3.1 Вводные замечания.....	51
1.3.2 Синтез и анализ оптимального алгоритма	54
1.3.3 Исследование влияния числа каналов по ускорению на	
СВПО многоканального по скорости и ускорению обнаружителя	
отражённых сигналов малоотражающего сверхманевренного объекта	
.....	60
1.3.4 Синтез и анализ неадаптивных алгоритмов обнаружения	

отражённых сигналов от малоотражающих сверхманевренных объектов с секционированием входных отсчётов	64
1.3.5 Синтез и анализ инвариантного к скорости и многоканального по ускорению алгоритма обнаружения.....	70
1.3.6 Синтез алгоритма обнаружения маневрирующей цели с адаптивной настройкой каналов по ускорению.....	76
1.3.7 Анализ вычислительной эффективности синтезированных алгоритмов	78
1.4 Выводы по первой главе.....	80
2 Синтез и анализ алгоритмов межпачечного накопления в БРЛС	82
2.1 Введение	82
2.2 Межпачечное накопление отражённых радиолокационных сигналов при устранении неоднозначности измерения дальности методом ДЧМ	82
2.3 Синтез алгоритма межобзорного когерентного накопления отражённых сигналов.....	88
2.4 Результаты моделирования	93
2.5 Выводы по второй главе	94
3 Анализ межобзорных алгоритмов накопления отражённых радиолокационных сигналов	96
3.1 Вводные замечания	96
3.2 Межобзорное накопление радиолокационных сигналов	97
3.2.1 Классификация алгоритмов межобзорного накопления	

отражённых радиолокационных сигналов	97
3.2.2 Влияние порога обнаружения на этапе первичной обработки на эффективность трек-ориентированного многогипотезного алгоритма сопровождения	108
3.2.3 Влияние радиального ускорения объекта на характеристики обнаружения межобзорного алгоритма обнаружения	114
3.2.4 Влияние движения носителя БРЛС на вероятность правильного обнаружения малоотражающего сверхманевренного объекта.....	117
3.3 Учёт навигационной информации при межобзорном накоплении радиолокационной информации.....	125
3.3.1 Вводные замечания.....	125
3.3.2 Синтез и анализ алгоритма межобзорного накопления с учётом навигационной информации	126
3.3.3 Межобзорное накопление сигналов, отражённых от зависшего БПЛА	141
3.4 Анализ спектра отражённого сигнала от БПЛА	144
3.5 Межобзорное накопление отражённых сигналов на фоне негауссовских коррелированных помех.....	168
3.5.1 Вводные замечания.....	168
3.5.2 Постановка задачи синтеза алгоритма межобзорного накопления на фоне негауссовских коррелированных помех.....	170
3.5.3 Формирование траекторий движения цели.....	172
3.5.4 Синтез алгоритма межобзорного накопления отражённых сигналов на фоне негауссовских коррелированных помех	174

3.5.5 Вычисление порога обнаружения	177
3.5.6 Результаты экспериментов	181
3.6 Выводы по третьей главе.....	188
4 Пороговая обработка при межобзорном накоплении отражённых радиолокационных сигналов	190
4.1 Вводные замечания	190
4.2 Аппроксимация закона распределения отсчётов шума на входе порогового устройства при помощи характеристических функций	190
4.2.1 Выводы.....	199
4.3 Стабилизация уровня ложной тревоги при межобзорном накоплении на основе теории экстремальных значений.....	199
4.3.1 Введение	199
4.3.2 Функция распределения экстремальных значений	201
4.4 Аналитическое вычисление вторичного порога обнаружения.....	209
4.5 Выводы по главе 4.....	216
5 Применение парциальной фильтрации для оценивания параметров движения малоотражающего сверхманевренного объекта.....	219
5.1 Вводные замечания	219
5.2 Алгоритм сопровождения малоотражающего сверхманевренного объекта	222

5.3 Результаты эксперимента	227
5.4 Выводы по главе 5	230
6 Обработка сигналов БНС с целью повышения эффективности обнаружения БРЛС	232
6.1 Вводные замечания	232
6.2 Фильтрация выходных сигналов микромеханических гироскопов, входящих в БНС, комбинированным фильтром скользящего среднего и многомодельным α - β фильтром.....	234
6.2.1 Вводные замечания.....	234
6.2.2 Структурная схема комбинированного фильтра скользящего среднего и многомодельного фильтра Калмана.....	235
6.2.3 Выводы.....	238
6.3 Использование многомодельного фильтра Калмана в системе угловой ориентации высокоманевренного носителя БРЛС	239
6.3.1 Вводные замечания.....	239
6.3.2 Синтез системы угловой ориентации высокоманевренного носителя БРЛС.....	239
6.4 Выводы по главе	246
7 Практическая реализация результатов диссертации	248
7.1 Вводные замечания	248
7.2 Обработка сигналов в БРЛС с непрерывным излучением с целью обнаружения малоотражающего объекта	249
7.2.1 Вводные замечания.....	249

7.2.2	Описание экспериментальной установки	249
7.2.3	Описание эксперимента и его результатов	252
7.3	Обработка сигналов в вертолётной БРЛС	256
7.3.1	Вводные замечания.....	256
7.3.2	Выводы.....	261
7.4	Фильтрация выходных сигналов лазерных гироскопов	261
7.4.1	Вводные замечания.....	261
7.4.2	Схема экспериментальной установки.....	262
7.4.3	Выводы.....	267
7.5	Фильтрация выходных сигналов ДУС	268
7.5.1	Вводные замечания.....	268
7.5.2	Результаты отработки комбинированного алгоритма фильтрации выходных сигналов ДУС ИПД-ИИ на стенде	268
7.5.3	Выводы.....	279
7.6	Постановка лабораторных работ	279
7.6.1	Вводные замечания.....	279
7.6.2	Исследование алгоритмов обнаружения сигналов, отражённых от маневрирующих объектов	280
7.6.3	Выводы.....	281
	Заключение	282
	Значимость диссертационных исследований	282
	Решение поставленных в диссертации задач и научно- практический эффект	286
	Значение полученных результатов	289

Научная новизна диссертации	290
Сфера внедрения результатов диссертационных исследований.....	291
Достижение цели диссертационных исследований.....	292
Перспективы дальнейших исследований	292
Благодарности.....	292
Список литературы	294
Приложение I. Условные обозначения, аббревиатуры, сокращения и термины	324
Список условных обозначений	324
Список аббревиатур	330
Список сокращений.....	331
Список иностранных терминов	332

Введение

В настоящее время аэродинамические возможности современных летательных аппаратов (ЛА) существенно развиваются. Появляются ЛА, способные выполнять полёт в режиме сверхманевренности [1]. Широкое распространение получают ЛА пятого поколения, особенностью которых является возможность совершать манёвры с существенными перегрузками, а также различные фигуры высшего пилотажа [2]. К машинам подобного типа относятся: F-35 (США) в различных модификациях, F-22 (США), Су-57 (Россия), J-31 (Китай).

В условиях совместного маневрирования носителя бортовой РЛС (БРЛС) и объекта в передней полусфере резко снижается время когерентного накопления отражённых сигналов [3].

Частота Доплера отражённого сигнала начинает меняться в процессе когерентного накопления пачки импульсов, приводя к «размыванию» спектра отражённого сигнала по каналам скорости [4], что приводит к уменьшению вероятности правильного обнаружения и энергетической дальности действия РЛС.

Важной особенностью, которая осложняет обнаружение и измерение параметров движения ЛА пятого поколения, является снижение радиолокационной заметности за счёт применения специальной геометрии и покрытия фюзеляжа. Анализ диаграмм обратного рассеивания подобных объектов [5] показывает, что уровень отражённого сигнала в передней полусфере на несколько порядков меньше по сравнению с уровнем сигнала, отражённого в задней полусфере [6]. Это приводит к существенному уменьшению энергетической дальности действия БРЛС. Увеличение мощности передатчика БРЛС ограничено, поэтому основными способами по-

вышения энергетического потенциала являются, как увеличение времени когерентного накопления на этапе первичной обработки, а также межобзорное накопление отражённых сигналов [7].

Другим направлением развития средств воздушного наблюдения является широкое распространение беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) [8]. Особенностью подобных объектов является малое значение эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) [9], которое лежит в диапазоне $0,001...0,01 \text{ м}^2$. Широкий спектр средств воздушного нападения также обладает малым значением ЭПР. По данным открытых источников [10] ЭПР таких ЛА, как F-35, F-22, равны значению $0,005 \text{ м}^2$, ЭПР Rafale равна 1 м^2 .

Таким образом, задача обнаружения малоотражающих, высокоскоростных, сверхманевренных пилотируемых и беспилотных ЛА при помощи БРЛС в настоящее время является актуальной.

Актуальность темы диссертационных исследований

Традиционный подход, применяемый в современных БРЛС, заключается в разделении обработки радиолокационной информации на первичную [11] вторичную [12]. Кроме того, объединение информации возможно также и на этапе третичной обработки, что реализуется, например в ММО системах [13].

На этапе первичной обработки решаются задачи обнаружения и измерения параметров движения объектов, которые называются отметками [14]. Данные операции в БРЛС выполняются в антенной системе координат (СК). После обнаружения отметки поступают в систему вторичной обработки, в которой решаются задачи построения трасс по поступающим отметкам в соответствующей СК. При этом каждый этап обработки оптимизируется отдельно [15].

Решению задачи обнаружения целей на этапе первичной обработки посвятили свои работы такие учёные, как Бакут П.А., Вайнштейн Л.А., Ширман Я.Д., Бакулев П.А., Сосулин Ю.Г., Лёзин Ю.С., Лукошкин А.П., Чапурский В.В., Репин В.Г., Тартаковский Г.П., Гаврилов К.Ю., Попов Д.И., Кошелев В.И., Черемисин О.П., Паршин Ю.Н., Костров В.В., Чижов А.А., Сычёв М.И. и др., задачи обнаружения сверхманевренных объектов решались в работах Ильчука А.Р., Кузьменкова Ю.В., Логинова В.М., Аганина А.Г., Самарина О.Ф., Corazza G., Carlson V. Решению задач вторичной обработки при сопровождении воздушных объектов, а в некоторых работах в условиях их малозаметности и сверхманевренности посвятили свои труды такие учёные, как Кузьмин С.З., Коновалов А.А., Перов А.И., Меркулов В.И., Юдин В.Н., Фарина А., Bar-Shalom Y., Barniv Y., Fortman T., Blackman S., Li X., Kirubarajan T., Blom H., Bloem E., Deb S., Doucet A., Boers Y., Driessen H., Gordon N., Mahler R., Kreucher C., Kastella K., Morelande M., Reid D. и др.

В решении задач цифровой реализации разработанных алгоритмов можно отметить работы известных специалистов в области ЦОС: Рабинера Л., Гоулда Б., Марпл-мл. С.Л., В.В. Витязева, Гольденберга Л.М. и др.

Современным действенным подходом к повышению эффективности обнаружения малоотражающих сверхманевренных объектов является подход, основанный на совмещении первичной и вторичной обработок радиолокационной информации в один этап и последующей совместной оптимизации. Использование данного подхода в бортовых РЛС имеет отличительные особенности, связанные с движением носителя РЛС, а также существенным влиянием ошибок определения его угловой ориентации на характеристики обнаружения алгоритмов межобзорного накопления.

Кроме того, для внедрения данного подхода в бортовые РЛС необ-

ходимо решить ряд задач, связанных со спецификой их использования и с неоднозначностью измерения дальности, а также пороговой обработкой.

Использование известных алгоритмов "сопровождение до обнаружения" для обработки радиолокационной информации без учета навигационных параметров подвижного носителя бортовой РЛС приводит к существенным потерям в пороговом отношении сигнал-шум.

Влияние погрешностей определения угловой ориентации носителя БРЛС на характеристики обнаружения алгоритмов межобзорного накопления позволяет проводить совместную оптимизацию параметров БРЛС и навигационной системы.

Объект и цель диссертационных исследований

Объектом исследования являются алгоритмы обнаружения-сопровождения целей, функционирующие в современных и перспективных БРЛС и предназначенные для обнаружения малоотражающих сверхманевренных объектов..

Предмет диссертационных исследований

Предметом исследования является совокупность алгоритмов «сопровождения до обнаружения», интегрированных с каналом навигационного обеспечения носителя РЛС.

Цель диссертационных исследований

Целью исследования является повышение эффективности обнаружения малоотражающих сверхманевренных объектов в бортовых РЛС как в системах первичной обработки, так и с учетом их совмещения с системами вторичной обработки и межобзорным накоплением отражённых сигналов, а также с учётом навигационной информации носителя БРЛС.

Задачи исследований

Для достижения поставленной цели исследования необходимо решить следующие задачи.

1. Исследовать влияние радиального ускорения малоотражающего сверхманевренного объекта на характеристики обнаружения и энергетическую дальность БРЛС с целью выбора числа каналов по ускорению на основе максимизации средней вероятности правильного обнаружения в многоканальной схеме построения системы первичной обработки радиолокационной информации.

2. Синтезировать квазиоптимальные алгоритмы обнаружения малоотражающих сверхманевренных объектов на этапе первичной обработки радиолокационной информации, которые обеспечивают выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум, при приемлемом числе вычислительных операций. Синтезировать алгоритмы межпачечного накопления отражённых сигналов в режимах устранения неоднозначности по дальности в бортовой РЛС.

3. Разработать метод межобзорного обнаружения отражённых сигналов малоотражающего сверхманевренного объекта в БРЛС, который учитывает взаимные эволюции носителя БРЛС и радиолокационного объекта на основе использования информации об угловой ориентации носителя и обеспечивает выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум.

4. Разработать алгоритм межобзорного когерентного накопления отражённых сигналов малоотражающего сверхманевренного объекта, позволяющий повысить отношение сигнал-шум по сравнению с известным алгоритмом некогерентного накопления отражённых сигналов.

5. Разработать способ аналитического вычисления порогов обнаружения в алгоритмах межобзорного накопления на фоне негауссовских шу-

мов, который реализуем в реальном времени.

6. Разработать алгоритм межобзорной обработки отражённых от малоотражающего объекта сигналов на фоне негауссовских коррелированных помех.

7. Разработать алгоритм межобзорной обработки отражённых сигналов от зависшего БПЛА с борта подвижного носителя РЛС.

8. Разработать алгоритм сопровождения малоотражающего сверхманевренного объекта на основе использования многомодельного фильтра Калмана и гауссовского парциального фильтра, позволяющий повысить точность оценки координат объекта.

9. Разработать алгоритм определения угловой ориентации повышенной точности, предназначенный для высокоманевренного носителя бортовой РЛС на основе использования многомодельного фильтра Калмана, позволяющий уменьшить потери в пороговом отношении сигнал-шум межобзорных алгоритмов накопления.

Методы исследований, их практическое и научное значение

Методы исследований, использованные в диссертационной работе, основаны на статистической теории радиотехнических систем, теории принятия решений, методах нелинейной парциальной фильтрации, методе экстремальных статистик, описании случайных процессов в виде сферических инвариантных процессов, математическом аппарате характеристических функций, методах линейной калмановской фильтрации, а также методах интегрального исчисления. Основные численные результаты исследования получены на основе аналитических методов расчётов, методов статистического моделирования и экспериментальных исследований.

Научное и практическое значение диссертационной работы

Научное и практическое значение полученных результатов состоит в развитии способов и алгоритмов обнаружения малоотражающих сверхмалневренных объектов, учитывающих динамику носителя бортовой РЛС и основанных на межобзорном когерентном и некогерентном накоплении отражённых сигналов, что обеспечивает заметное повышение вероятности правильного радиолокационного обнаружения таких объектов, что эквивалентно увеличению энергетической дальности действия бортовой РЛС.

Достоверность результатов диссертационной работы

Достоверность научных положений диссертационной работы, основных её результатов и выводов подтверждается корректным использованием математического аппарата, близостью результатов имитационного моделирования и теоретических расчётов, а также натуральных и полунатурных экспериментов, сопоставлением полученных результатов с результатами независимых источников информации.

Результаты, полученные в диссертационной работе, подтверждаются публикациями в научных изданиях, входящих в перечень ВАК для опубликования результатов докторских диссертаций по специальности 2.2.16, а также в изданиях, входящих в базу данных Scopus. Основные результаты также подтверждены натурными экспериментами и актами внедрения.

Новизна полученных результатов подтверждается также полученными тремя патентами на способы. Кроме того, основные результаты диссертации неоднократно докладывались и обсуждались на международных и всероссийских конференциях.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Запатентованный способ и алгоритм обнаружения малоотражающих сверхманевренных объектов, обеспечивающий выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум до 4...5 дБ за счёт уменьшения числа каналов приёма при формировании порога обнаружения, а также предложенный алгоритм межпачечного накопления с возможностью раскрытия неоднозначных измерений дальности отражённых сигналов малоотражающих сверхманевренных объектов;

2. Метод межобзорной обработки отражённых сигналов малоотражающего сверхманевренного объекта, обеспечивает выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум до 2 дБ за счет совмещения последовательных секторов обзора в пространстве измерений на основе использования навигационной информации о положении и угловой ориентации носителя БРЛС;

3. Алгоритмы вычисления порога обнаружения при межобзорном накоплении на фоне негауссовского шума, обеспечивают инвариантность к закону распределения шума за счёт аналитического вычисления порога обнаружения путём аппроксимации закона распределения отсчётов при гипотезе H_0 , а также снижение вычислительных затрат в 6...8 раз за счёт использования методов численного интегрирования, по сравнению с алгоритмами, которые реализуют вычисление порога обнаружения путём моделирования;

4. Аналитически исследованный и проверенный в натурном эксперименте алгоритм межобзорной обработки отражённых от малоотражающего объекта сигналов на фоне негауссовских коррелированных помех, инвариантный к закону распределения шума, обеспечивает выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум 1,5 дБ;

5. Аналитически исследованный и проверенный в натурном экспе-

рименте алгоритм определения угловой ориентации высокоманевренного носителя бортовой РЛС, применение которого при межобзорном накоплении отражённых радиолокационных сигналов обеспечивает выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум до 2 дБ за счёт использования много-модельного фильтра Калмана в канале обработки навигационной информации;

б. Аналитически исследованный и проверенный в натурном эксперименте алгоритм межобзорной обработки эхо-сигнала, отраженного от зависшего БПЛА, обеспечивает выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум до 2 дБ по сравнению с энергетическим приёмником за счет использования априорной информации о параметрах микродоплеровской сигнатуры отраженного сигнала, а также межобзорного накопления с учётом навигационной информации о параметрах движения носителя РЛС.

Научная новизна диссертации

Научная новизна диссертации заключается в разработке новых способов и алгоритмов обнаружения малоотражающих сверхманевренных объектов, адаптированных под использование в бортовых РЛС и основанных на межобзорной обработке сигналов и использовании навигационной информации. Их практическое применение позволяет существенно повысить характеристики обнаружения лоцируемых бортовыми РЛС объектов. Концептуально разработан класс методов, позволяющих **интегрировать** алгоритмы первичной и часть алгоритмов, вторичной обработки радиолокационных сигналов без традиционного жесткого их разделения на этапы первичной и вторичной обработки, что является **важным обобщением** известных методов.

Полученные новые (ранее неизвестные) научные результаты состоят

в следующем:

1. Разработан новый инвариантный к скорости и многоканальный по ускорению алгоритм обнаружения маневрирующей цели. В отличие от известных алгоритмов с сегментированием входной выборки он обеспечивает заметный выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум, а по сравнению с многоканальным по скорости цели алгоритмом обеспечивает существенный выигрыш в числе вычислительных операций.

2. Разработан новый алгоритм выбора числа каналов по ускорению в многоканальном обнаружителе маневрирующей цели, который обеспечивает максимизацию средней вероятности правильного обнаружения многоканальной системы обработки.

3. Разработан новый алгоритм межпачечного накопления отражённых сигналов, в режиме работы бортовой РЛС с высокой частотой повторения импульсов при обнаружении малоотражающего сверхманевренного объекта с раскрытием неоднозначности при измерении дальности. В отличие от известных алгоритмов предлагаемый алгоритм обеспечивает коррекцию ошибок измерения дальности, вызванных ускорением цели, а также отличается более высоким отношением сигнал-шум, достигаемым межпачечным накоплением сигналов целей.

4. Разработан новый метод межобзорного накопления отражённых сигналов малоотражающего сверхманевренного объекта, учитывающий навигационную информацию о взаимных эволюциях носителя бортовой РЛС и объекта. Этот метод основан на определении смещения сектора сканирования между соседними обзорами с использованием навигационной информации, что позволяет эффективно реализовать межобзорное накопление сигналов бортовых РЛС, находящихся на подвижном носителе. Метод позволяет расширить сферу применения межобзорного накопле-

ния на более широкий класс РЛС.

5. Разработан новый алгоритм межобзорного обнаружения зависшего БПЛА, планерная составляющая отраженного сигнала которого не имеет доплеровского смещения частоты. В отличие от известного алгоритма обнаружения на основе анализа микродоплеровской сигнатуры, дополнительно введено межобзорное накопление с целью повышения порогового отношения сигнал-шум и, как следствие, дальности действия.

6. Разработан новый эффективный метод вычисления порога обнаружения в алгоритме межобзорного накопления на фоне негауссовского шума. В отличие от существующего алгоритма, основанного на моделировании, данный метод использует свойства характеристических функций и их численного интегрирования, что обеспечивает временной выигрыш для вычисления порога, что имеет важное практическое значение.

7. Разработан новый алгоритм стабилизации уровня ложной тревоги при межобзорном обнаружении, основанный на использовании метода моментов. В отличие от известных алгоритмов стабилизации уровня ложных тревог данный алгоритм обеспечивает заданный уровень ложных тревог при различных характерных для задач радиолокации законах распределения шума на входе порогового устройства.

8. Разработан новый алгоритм межобзорного накопления на фоне негауссовских коррелированных помех, который обеспечивает эффективное обнаружение сигналов на фоне широкого класса помех с различными законами распределения на основе использования математического аппарата сферических инвариантных процессов.

Разработан новый алгоритм определения угловой ориентации высокоманевренного носителя бортовой РЛС. В отличие от известных алгоритмов предложено использовать в системе угловой ориентации летательного

аппарата многомодельный фильтр Калмана с перекрёстными связями. Это позволяет уменьшить ошибки угловой ориентации носителя бортовой РЛС при интенсивных маневрах и, как следствие, повысить вероятность правильного обнаружения малоразмерных малоотражающих целей.

Внедрение результатов диссертационных исследований

Внедрение научных результатов диссертационной работы произведено в разработки следующих предприятий:

1) алгоритм межобзорного когерентного накопления отражённых сигналов малоотражающего сверхманевренного объекта внедрен в разработки АО «МНИИ «Агат»;

2) способ аналитического вычисления порогов обнаружения в алгоритмах межобзорного накопления на фоне негауссовского шума, основанный на использовании математического аппарата характеристических функций, внедрен в инициативные разработки АО «ГРПЗ», в рамках СЧ НИОКР «Разработка радиолокационной станции 3-х миллиметрового диапазона РЛС-ЗВ боевого вертолётa»;

3) алгоритм фильтрации выходных сигналов микромеханических гироскопов, позволяющий повысить точность определения угловой ориентации высокоманевренного носителя БРЛС. Данный алгоритм внедрен в программное обеспечение контроллера обработки выходных сигналов трёхосного микромеханического измерителя параметров движения ИПД-ММ разработки ПАО «МИЭА»;

4) алгоритм определения угловой ориентации высокоманевренного носителя БРЛС на основе использования многомодельного фильтра Калмана с перекрёстными связями внедрён в учебный процесс ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф.

Уткина» в виде аппаратно-программного обеспечения лабораторных работ по курсам: «Системы локации и навигации», «Средства РЭБ ЛА», «Теоретические основы радиоэлектронной борьбы», «Радиотехнические системы», а также в программы целевой подготовки кадров по программе ОПК.

Результаты внедрения подтверждены соответствующими актами внедрения.

Апробация диссертации и публикации по теме диссертационных исследований

Апробация работы

Результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на 39 научно-технических конференциях Всероссийского и Международного уровня и проходили в форме научных докладов.

Публикации по теме диссертации

Основные результаты диссертационной работы опубликованы в 76 работах. Из них 1 коллективная монография, 31 статья в журналах, рецензируемых ВАК РФ, 15 публикаций в международных базах (Scopus, Web of Science), 26 докладов на всероссийских и международных научно-технических конференциях, 3 патента на способ, 1 патент на устройство. Число работ без соавторства 16, из них 7 статей в журналах, рецензируемых ВАК РФ, 8 докладов на всероссийских и международных научно-технических конференциях, 1 доклад, вошедший в базу данных Scopus.

Результаты диссертационных исследований обсуждались на:

Международных конференциях: 17th Saint Petersburg International conference on integrated navigation systems: Proceedings (Saint Petersburg, 2010); 18th Saint Petersburg International conference on integrated

navigation systems: Proceedings (Saint Petersburg, 2011); 2nd Mediterranean Conference on Embedded Computing MECO-2013 (Budva, Montenegro, 2013); Международная IEEE-сибирская конференция по управлению и связи (Sibcon-2013) (Красноярск, 2013); 19th Saint Petersburg International conference on integrated navigation systems: Proceedings (Saint Petersburg, 2012); 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. CriMiCo 2014 (Crime, 2014); 12th International conference on actual problems of electronic instrument engineering (APEIE) (Novosibirsk, 2014); 22th Saint Petersburg International conference on integrated navigation systems: Proceedings (Saint Petersburg, 2015); 23th Saint Petersburg International conference on integrated navigation systems: Proceedings (Saint Petersburg, 2016); 6-th Mediterranean Conference on Embedded Computing MECO-2017 (Bar, Montenegro, 2017); 7nd Mediterranean Conference on Embedded Computing MECO-2018 (Budva, Montenegro, 2018); 8nd Mediterranean Conference on Embedded Computing MECO-2019 (Budva, Montenegro, 2019); 9nd Mediterranean Conference on Embedded Computing MECO-2020 (Budva, Montenegro, 2020); V Международной научно-технической конференции DSPA-2005 (Москва, 2003); VII Международной научно-технической конференции DSPA-2005 (Москва, 2005); XII Международной научно-технической конференции DSPA-2010 (Москва, 2010); XVI Международная научно-техническая конференция «Информационные системы и технологии ИСТ-2010» (Нижний Новгород, 2010); XIII Международной научно-технической конференции DSPA-2011 (Москва, 2011); 4-я Международная научно-техническая конференции ARMIMP-2011 (Суздаль, 2011); XIX-я международная научно-техническая конференция «Современные телевидение и радиоэлектроника» (Москва, 2011); XX-я Международная научно-техническая конференция «Совре-

менное телевидение и радиоэлектроника» (Москва, 2012); 5-я Международная научно-техническая конференции ARMIMP-2012 (Суздаль, 2012); XV Международной научно-технической конференции DSPA-2013 (Москва, 2013); X-я Международная конференция «Перспективные технологии в средствах передачи информации—ПТСПИ 2013» (Владимир, 2013); XI-я Международная конференция «Перспективные технологии в средствах передачи информации—ПТСПИ 2015» (Владимир, 2015); XIV-я Международная конференция «Перспективные технологии в средствах передачи информации—ПТСПИ 2021» (Владимир, 2021); XVIII Международной научно-технической конференции DSPA-2016 (Москва, 2016); XXV Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (Воронеж, 2019); XXVII Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (Воронеж, 2021); 9nd Mediterranean Conference on Embedded Computing MECO-2020 (Budva, Montenegro, 2020); 12-я Международной научно-технической конференции «Проблемы передачи и обработки информации в сетях и системах телекоммуникаций» (Рязань, 2003);

Всероссийских конференциях: II-я Всероссийская НТК «Радиолокационная техника: устройства, станции, системы РЛС-2010» (Муром, 2010); 67-я Всероссийская конференция с международным участием «Научная сессия, посвящённая Дню радио» (Москва, 2012); II-я Всероссийская конференция «Радиоэлектронные средства передачи и приёма сигналов и визуализации информации» (Таганрог, 2012); Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы современной науки и производства» (Рязань, 2017); XII-я Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь» (Москва, 2018); Всероссийской конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокомму-

никационных технологий» (REDS-2019) (Москва, 2019).

Личный вклад

Основные теоретические результаты и выводы получены лично автором в Рязанском государственном радиотехническом университете им. В.Ф.Уткина. Основные экспериментальные исследования проведены автором в Рязанском государственном радиотехническом университете им. В.Ф. Уткина, а также в ПАО «Московский институт электромеханики и автоматики».

Все выносимые на защиту результаты и положения, составляющие основное содержание диссертационной работы, разработаны и получены лично автором или при его непосредственном участии.

При упоминании результатов других исследователей в работе даны соответствующие ссылки на источники.

Структура и объём диссертации

Диссертационная работа состоит из введения, семи глав, заключения, списка литературы из 259-х наименований и приложения. Диссертация содержит 338 страниц, в том числе 293 страниц основного текста, 6 таблиц и 152 рисунка.

Принципы условных обозначений

Все условные обозначения математических и физических величин, использованных в материалах диссертации, сделаны по следующим правилам:

1) матрицы и вектора начертаны прямым жирным шрифтом, причём для обозначения матриц используются прописные буквы, а для обозначения векторов — строчные;

2) переменные, обозначенные буквами латинского алфавита, начертаны наклонным шрифтом (курсивом);

3) для обозначения элементов матрицы или вектора используется та же буква, которая употреблена для обозначения соответствующего вектора или матрицы, но снабжённая индексами и начертанная без выделения жирным шрифтом;

4) константы, функции и операторы обозначены прямым шрифтом.

Основные условные обозначения, аббревиатуры, сокращения, а также иностранные термины, используемые в диссертации, приведены и прокомментированы в Приложении I.

1 Синтез и анализ алгоритмов обнаружения сигналов малоотражающих сверхманевренных объектов на этапе первичной обработки

1.1 Вводные замечания

В современных летательных аппаратах одним из основных источников информации о фоноцелевой обстановке является бортовая РЛС, которая на этапе первичной обработки радиолокационной информации, выполняет функцию обнаружения и измерения параметров движения объектов при использовании различных режимов работы. Поэтому исследование влияния радиального ускорения на эффективность систем первичной обработки является актуальным.

В первой главе диссертации рассмотрена функция неопределённости (ФН) когерентной пачки импульсов в координатах «дальность-скорость-ускорение». На основе анализа сечений ФН в координатах «скорость-ускорение» определены зависимости ширины главного пика от параметров зондирующего сигнала и точки отсчёта радиального ускорения объекта. Определены диапазоны реальных ускорений летательных аппаратов (ЛА).

Исследовано влияние радиального ускорения объекта на ряд параметров первичной обработки радиолокационной информации: коэффициент улучшения многоканального доплеровского фильтра (МДФ), среднюю вероятность правильного обнаружения МДФ, энергетическую дальность действия РЛС.

На основе статистической теории радиотехнических систем синтезирован алгоритм обнаружения, использующий накопление мультипликаций. Априорная неопределенность относительно неизвестных параметров

устраняется использованием оценки радиальной скорости объекта и многоканальностью по радиальному ускорению.

В данной главе также рассмотрен синтез неадаптивного алгоритма обнаружения малоотражающих сверхманевренных объектов на основе когерентного накопления отсчётов на выходе МДФ. Проанализированы вычислительные затраты предлагаемых алгоритмов.

Рассмотрено влияние числа каналов по радиальному ускорению в многоканальном по скорости и ускорению обнаружителе малоотражающего сверхманевренного объекта на величину порогового отношения сигнал-шум с целью выбора оптимального по критерию максимума средней вероятности правильного обнаружения числа каналов по ускорению.

Также рассмотрена зависимость дисперсий оценок скорости и ускорения от временного положения точки отсчёта скорости в пределах пачки импульсов с использованием информационной матрицы Фишера.

Цель первой главы - синтез и анализ инвариантного и неадаптивных алгоритмов обнаружения малоотражающих сверхманевренных объектов на этапе первичной обработки радиолокационной информации с учётом физических возможностей ЛА.

1.2 Исследование влияния радиального ускорения объекта на характеристики систем первичной обработки радиолокационной информации

Задачи, которые решают современные БРЛС, определяются их назначением [16, 17, 18, 19, 20] и заключаются в обеспечении заданных тактико-технических характеристик (ТТХ) БРЛС [21].

Основным элементом системы первичной обработки радиолокационной информации является многоканальный доплеровский фильтр

(МДФ) [22, 23], амплитудно-частотная характеристика которого согласована со спектром когерентной пачки импульсов. МДФ обеспечивает заданные вероятностные характеристики обнаружения путём когерентного накопления отражённого сигнала в узкополосном доплеровском фильтре.

Поэтому актуальным является исследование влияния радиального ускорения объекта на вероятностные характеристики МДФ.

1.2.1 Анализ диапазона изменения радиального ускорения объекта по линии визирования ЛА-БРЛС

В работе [24] рассмотрены результаты экспериментального анализа сигналов сантиметрового диапазона волн, отражённых от ЛА. Показано влияние радиального ускорения ЛА, обусловленного маневрированием и случайными изменениями курса, крена и тангажа, на длительность времени когерентного накопления. В работах [25, 26] показано, что случайная частотная модуляция присутствует в отражённом сигнале в условиях стационарного полёта и при изменении ракурса наблюдения ЛА.

Современные БРЛС при обнаружении и сопровождении воздушных целей используют [27]: высокие (ВЧПИ), средние (СЧПИ) и низкие (НЧПИ) частоты повторения импульсов. В связи с этим целесообразным является установить диапазоны возможных допустимых радиальных ускорений в каждом из этих режимов работы БРЛС.

Условно считается, что при длине волны излучения $\lambda=0,03$ м частота повторения импульсов $F_{п}$, характерная для режима ВЧПИ, лежит в диапазоне 150...300 кГц, для режима СЧПИ — в диапазоне 10...30 кГц, для режима НЧПИ — в диапазоне частот меньше 10 кГц. Скважность излучаемых импульсов, характерная для режима ВЧПИ, лежит в диапазоне 2...20, для режима СЧПИ — в диапазоне 20...200, для режима НЧПИ — больше 200.

Количество излучаемых импульсов в каждом из режимов также различается [28]. В режиме ВЧПИ число импульсов в пачке N лежит в диапа-

зоне 1024...8192, в режиме СЧПИ — в диапазоне 128...1024, в режиме НЧПИ — меньше 128. С учётом использования различных режимов работы БРЛС целесообразным является рассмотреть диапазоны возможных радиальных ускорений для каждого из режимов.

В работе [29] анализируется диапазон изменения радиального ускорения объекта по линии визирования при работе в передней полусфере в режиме ВЧПИ.

Проанализируем диапазоны значений радиального ускорения по линии визирования ЛА-БРЛС на основе анализа изменения во времени расстояния $R(t)$ между ЛА-БРЛС.

Расстояние $R(t)$ между БРЛС и ЛА в прямоугольной системе координат может быть описано как

$$R(t) = \sqrt{(x_{\text{БРЛС}}(t) - x_{\text{ЛА}}(t))^2 + (y_{\text{БРЛС}}(t) - y_{\text{ЛА}}(t))^2 + (z_{\text{БРЛС}}(t) - z_{\text{ЛА}}(t))^2}, \quad (1)$$

где $(x_{\text{БРЛС}}(t), y_{\text{БРЛС}}(t), z_{\text{БРЛС}}(t))$ — координаты БРЛС в прямоугольной системе координат; $(x_{\text{ЛА}}(t), y_{\text{ЛА}}(t), z_{\text{ЛА}}(t))$ — координаты ЛА в прямоугольной системе координат.

На рисунке 1 показано взаимное расположение систем координат носителя БРЛС и обнаруживаемого объекта.

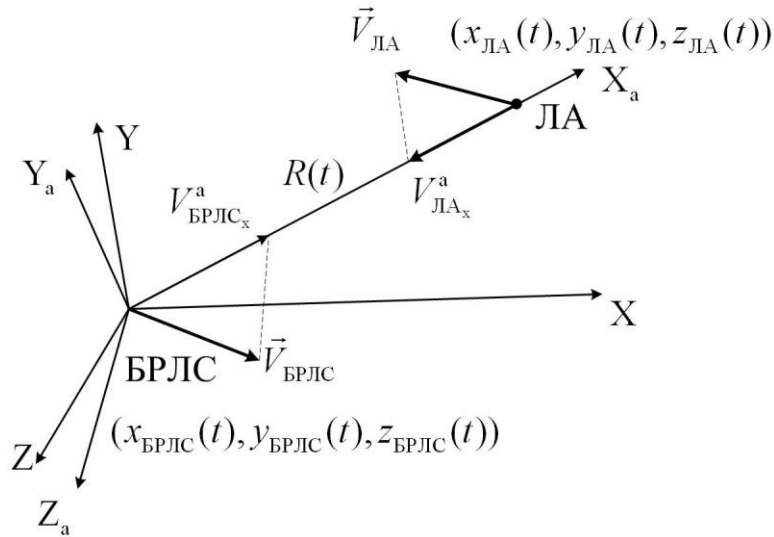


Рисунок 1

Взаимное расположение осей антенной СК и линии визирования

На рисунке 1 введены следующие обозначения: XYZ — связанная с носителем БРЛС прямоугольная СК; $X_a Y_a Z_a$ — антенная прямоугольная СК; $\dot{V}_{БРЛС}^a = (V_{БРЛС_x}^a, V_{БРЛС_y}^a, V_{БРЛС_z}^a)$ — проекции скорости движения носителя БРЛС на оси антенной СК; $\dot{V}_{ЛА}^a = (V_{ЛА_x}^a, V_{ЛА_y}^a, V_{ЛА_z}^a)$ — проекции скорости движения ЛА на оси антенной СК носителя БРЛС.

Выражение (1) после операции дифференцирования по времени будет иметь вид:

$$a_r = \frac{d^2 R(t)}{d^2 t} = R(t)^{-1} (\Delta x(t) \frac{d^2 \Delta x(t)}{d^2 t} + \Delta y(t) \frac{d^2 \Delta y(t)}{d^2 t} + \Delta z(t) \frac{d^2 \Delta z(t)}{d^2 t} + (\frac{d \Delta x(t)}{dt})^2 + (\frac{d \Delta y(t)}{dt})^2 + (\frac{d \Delta z(t)}{dt})^2 - (\frac{d R(t)}{dt})^2), \quad (2)$$

где $\Delta x(t) = (x_{БРЛС}(t) - x_{ЛА}(t))$, $\Delta y(t) = (y_{БРЛС}(t) - y_{ЛА}(t))$,

$\Delta z(t) = (z_{БРЛС}(t) - z_{ЛА}(t))$.

В антенной системе координат производные в выражении (2) по линии визирования равны: $\Delta x(t)=R(t)$, $\Delta y(t)=0$, $\Delta z(t)=0$. Выражение для радиального ускорения по линии визирования имеет при этом вид [29]:

$$a_r = (a_{\text{БРЛС}_x}^a - a_{\text{ЛА}_x}^a) + R^{-1}((V_{\text{БРЛС}_y}^a - V_{\text{ЛА}_y}^a)^2 + (V_{\text{БРЛС}_z}^a - V_{\text{ЛА}_z}^a)^2), \quad (3)$$

где $a_{\text{ЛА}_x}^a, a_{\text{БРЛС}_x}^a$ — проекции радиального ускорения по линии визирования, которая совпадает с осью ОХ; $V_{\text{ЛА}_y}^a, V_{\text{БРЛС}_y}^a, V_{\text{ЛА}_z}^a, V_{\text{БРЛС}_z}^a$ — проекции вектора скорости ЛА на оси антенной системы координат.

На рисунке 2 показаны соотношения между проекциями векторов скорости ЛА и БРЛС $V_{\text{ЛА}_y}^a, V_{\text{БРЛС}_y}^a, V_{\text{ЛА}_z}^a, V_{\text{БРЛС}_z}^a$, взаимосвязь между которыми, определяется соотношениями:

$$V_{\text{ЛА}_x}^a = |\dot{V}_{\text{ЛА}}| \cos(\alpha_{\text{ЛА}}) \cos(\beta_{\text{ЛА}}); \quad V_{\text{ЛА}_y}^a = |\dot{V}_{\text{ЛА}}| \cos(\alpha_{\text{ЛА}}) \sin(\beta_{\text{ЛА}});$$

$$V_{\text{ЛА}_z}^a = |\dot{V}_{\text{ЛА}}| \sin(\alpha_{\text{ЛА}});$$

$$V_{\text{БРЛС}_x}^a = |\dot{V}_{\text{БРЛС}}| \cos(\alpha_{\text{БРЛС}}) \cos(\beta_{\text{БРЛС}}); \quad V_{\text{БРЛС}_y}^a = |\dot{V}_{\text{БРЛС}}| \cos(\alpha_{\text{БРЛС}}) \sin(\beta_{\text{БРЛС}});$$

$$V_{\text{БРЛС}_z}^a = |\dot{V}_{\text{БРЛС}}| \sin(\alpha_{\text{БРЛС}}).$$

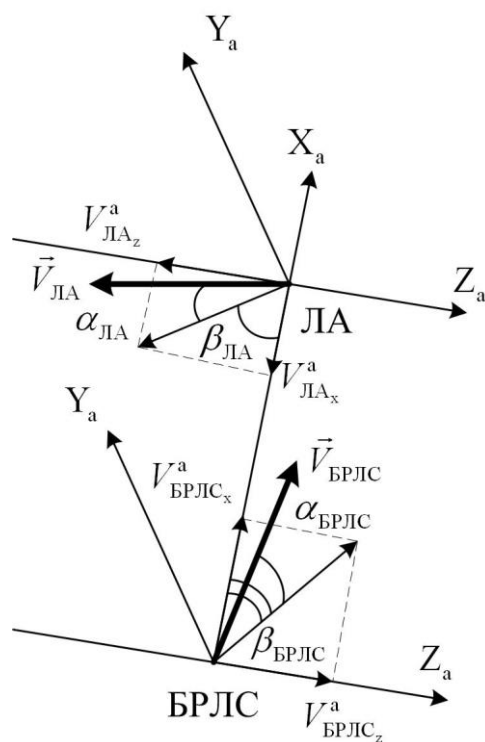


Рисунок 2

Взаимное расположение осей антенной СК и проекций векторов скорости

Анализ выражения (3) показывает, что радиальное ускорение сближения зависит от ряда параметров, таких как:

- текущие значениями проекций вектора ускорения ЛА и БРЛС на ось OX_a антенной СК;
- текущие значения проекций вектора скорости $V_{БРЛС_y}^a, V_{БРЛС_z}^a$;
- текущая дальность R до ЛА;
- азимут и углом места ЛА: $\beta_{БРЛС}, \alpha_{БРЛС}$ соответственно;
- курсового угла ЛА в азимутальной и угломестной плоскостях: $\beta_{ЛА}, \alpha_{ЛА}$.

Согласно (3) минимальное значение радиального ускорения по линии визирования определяется выражением:

$$a_{r_{\min}} = (a_{\text{БРЛС}_x}^a - a_{\text{ЛА}_x}^a).$$

При ускорении ЛА $a_{\text{ЛА}_x}^a = \pm(1..2)g$ минимальное значение радиального ускорения сближения определяется выражением $a_{r_{\min}} = (a_{\text{БРЛС}_x}^a \pm (1..2)g)$, т.е. определяется ускорением БРЛС по линии визирования.

Максимальное значение радиального ускорения $a_{r_{\max}}$ определяется максимальным значением разностей проекций скоростей $V_{\text{БРЛС}_y}^a - V_{\text{ЛА}_y}^a$, $V_{\text{БРЛС}_z}^a - V_{\text{ЛА}_z}^a$ и минимальным значением дальности R до ЛА.

На рисунке 3 показана зависимость диапазона радиальных ускорений от минимальной дальности при различных значениях проекций скорости ЛА.

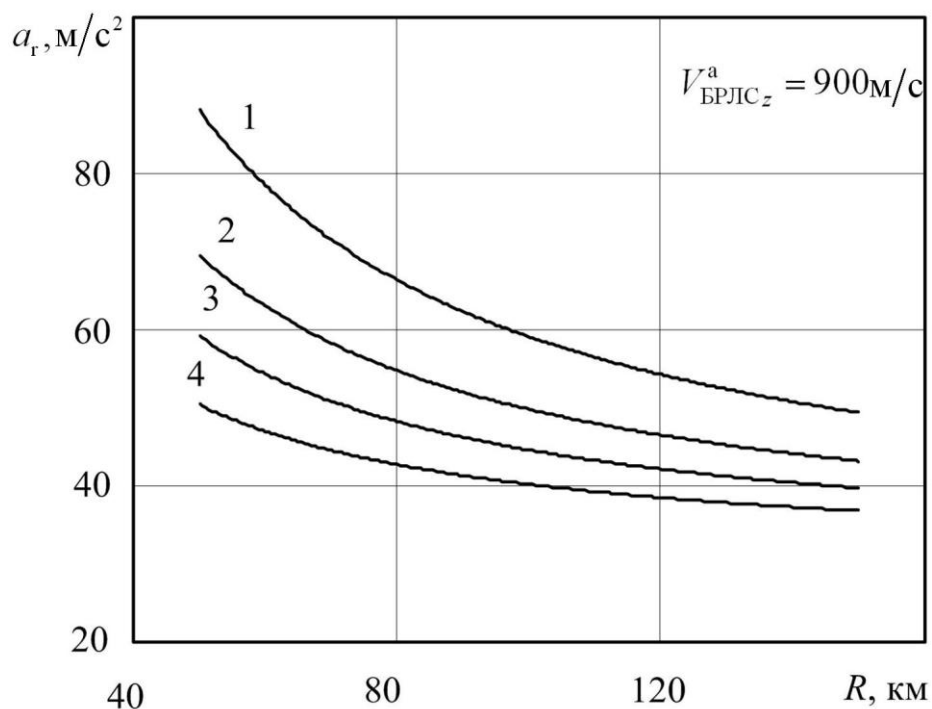


Рисунок 3

Зависимость диапазона значений радиального ускорения
от дальности до ЛА

На рисунке 3 кривая 1 соответствует $V_{ЛА_z}^a = 100 \text{m/s}$; 2 — $V_{ЛА_z}^a = 300 \text{m/s}$; 3 — $V_{ЛА_z}^a = 500 \text{m/s}$; 4 — $V_{ЛА_z}^a = 800 \text{m/s}$. Значение ускорения ЛА по линии визирования равно $a_{ЛА_x}^a = 10 \text{m/s}^2$.

Как видно из зависимостей, приведённых на рисунке 3, с увеличением минимальной дальности с 50 км до 150 км диапазон радиальных ускорений уменьшается.

При резких манёврах либо ЛА, либо БРЛС диапазон радиального ускорения по линии визирования увеличится пропорционально ускорениям ЛА либо БРЛС. На рисунке 4 показана зависимость диапазона радиального ускорения по линии визирования при ускорении БРЛС -20m/s^2 .

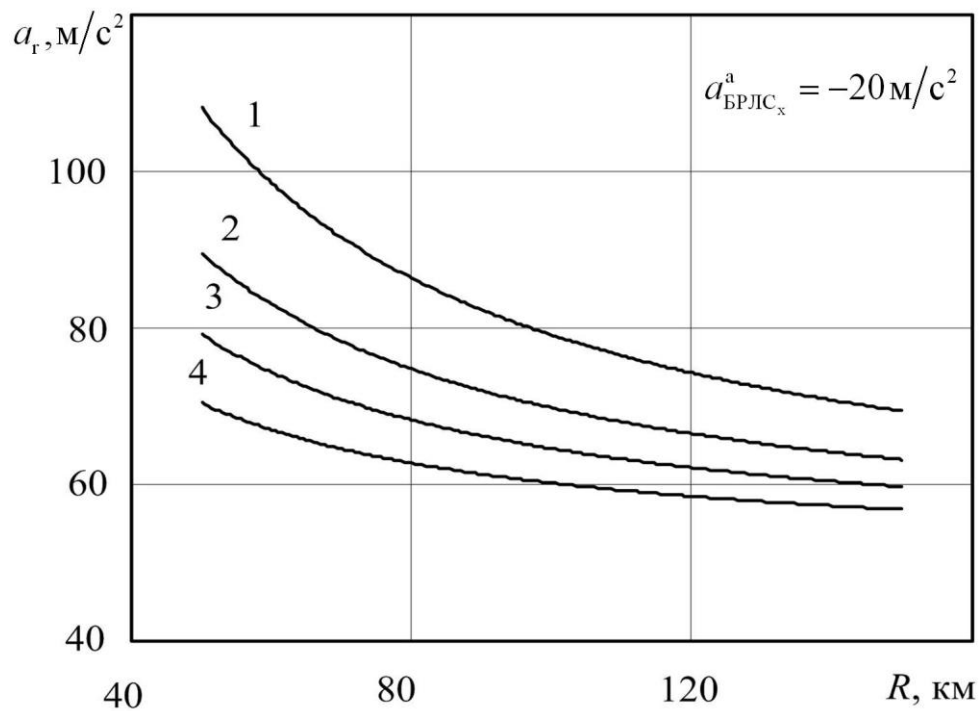


Рисунок 4

Зависимость диапазона значений радиального ускорения
от дальности при маневре БРЛС

Кривые 1-4, показанные на рисунке 4, построены при тех же условиях, что и зависимости на рисунке 3. Анализ данных зависимостей показывает, что максимальный диапазон радиальных ускорений составляет 0 $\text{м}/\text{с}^2$ до 100 $\text{м}/\text{с}^2$.

С другой стороны, максимальное значение радиального ускорения по линии визирования достигается в случае, если углы $\beta_{\text{БРЛС}} = \alpha_{\text{БРЛС}} = \alpha_{\text{ЛА}} = \beta_{\text{ЛА}} = 0$, т.е. вектор скорости ЛА и вектор скорости БРЛС совпадают с линией визирования. Диапазоны изменений радиального ускорения по линии визирования для данного случая показаны на рисунке 5.

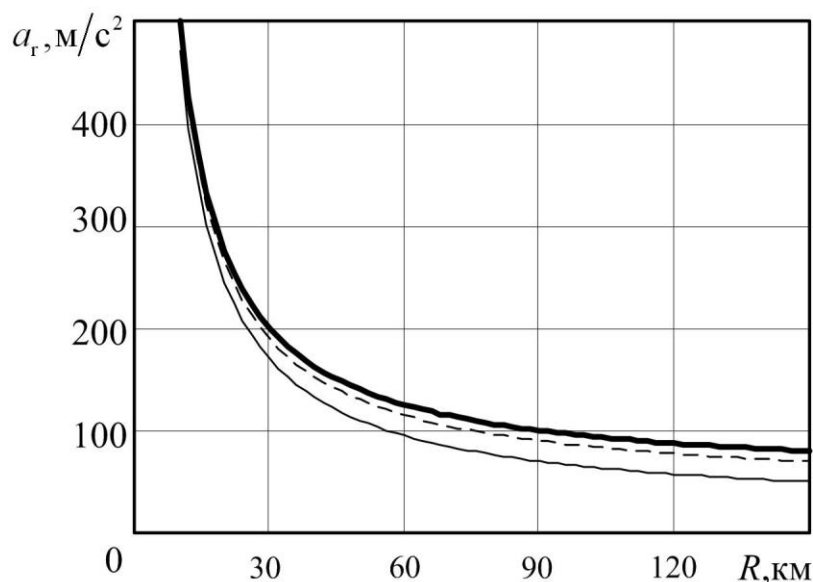


Рисунок 5

Зависимость диапазона значений радиального ускорения
от минимальной дальности при маневре БРЛС

На рисунке 5 толстая сплошная линия соответствует ускорению $a_{\text{БРЛС}_x}^a = 30 \text{ м/с}^2$; штрихпунктирная линия соответствует ускорению $a_{\text{БРЛС}_x}^a = 20 \text{ м/с}^2$; тонкая сплошная линия соответствует ускорению $a_{\text{БРЛС}_x}^a = 0 \text{ м/с}^2$. Зависимости построены при следующих условиях: $a_{\text{ЛА}_x}^a = -20 \text{ м/с}^2$, $V_{\text{ЛА}_x}^a = 750 \text{ м/с}$, $V_{\text{БРЛС}_x}^a = 750 \text{ м/с}$. Как следует из зависимостей, показанных на рисунке 5, диапазон радиального ускорения максимален при $\alpha_{\text{БРЛС}} = \beta_{\text{БРЛС}} = \alpha_{\text{ЛА}} = \beta_{\text{ЛА}} = 0$ и составляет 200 м/с^2 на дальности 30 км и уменьшается до 80 м/с^2 на дальности 150 км.

1.2.2 Функция неопределённости когерентной пачки импульсов в координатах «скорость-ускорение»

Для анализа разрешающей способности по измеряемым параметрам используется функция неопределённости (ФН) [30].

В работе [31] показано, что ФН когерентной пачки импульсов в координатах «дальность-скорость-ускорение» может быть представлена в

виде произведения двух ФН:

- ФН одиночного импульса в координатах «дальность-скорость»;
- ФН последовательности импульсов в координатах «дальность-скорость-ускорение».

На рисунке 6 показаны сечения ФН в плоскости радиального ускорения для типовых значений зондирующего сигнала, которые характерны для режима ВЧПИ.

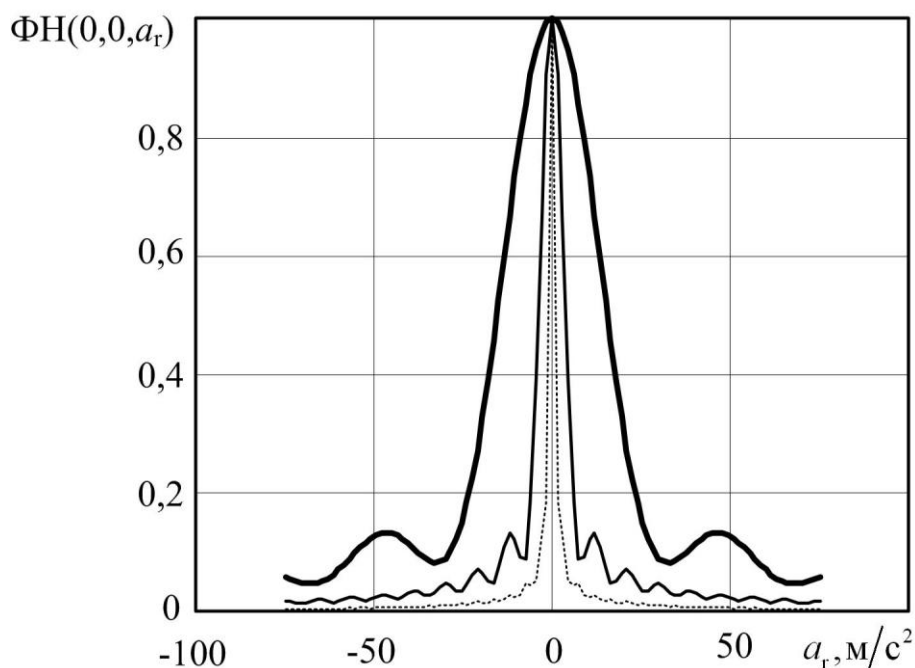


Рисунок 6

Сечения ФН в плоскости радиального ускорения
для параметров сигнала, характерных для режима ВЧПИ

На рисунке 6 сплошная жирная линия соответствует числу импульсов в пачке $N=2048$; тонкая сплошная соответствует $N=4096$; пунктирная соответствует $N=8192$. Зависимости построены для случая: длина волны $\lambda=0,03$ м; $T_{\text{п}}=10$ мкс. Как следует из зависимостей, показанных на рисунке 6, ширина пика ФН при увеличении числа импульсов в пачке уменьшается.

На рисунке 7 показаны сечения ФН в плоскости радиального ускорения для типовых значений зондирующего сигнала, характерных для режима СЧПИ.

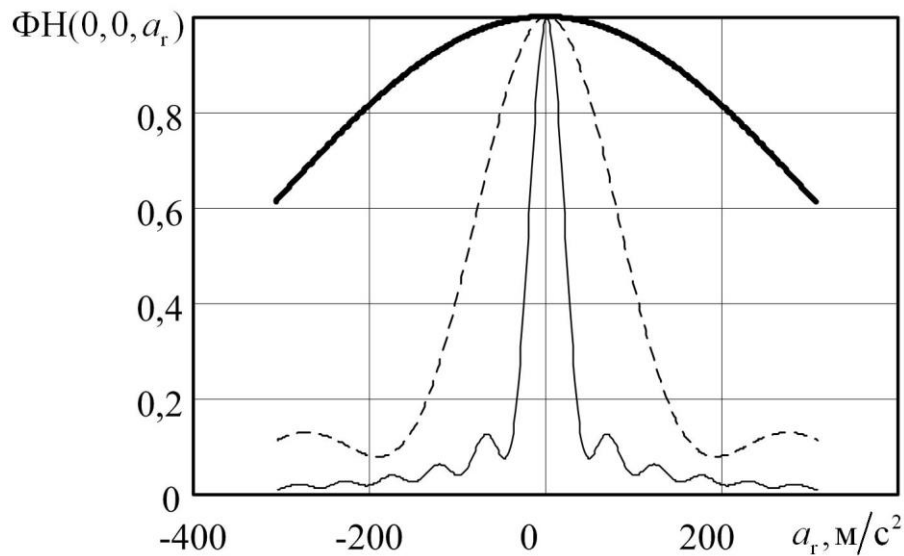


Рисунок 7

Сечения ФН в плоскости радиального ускорения
для параметров сигнала в режиме СЧПИ

На рисунке 7 сплошная жирная линия соответствует числу импульсов в пачке $N=128$; тонкая сплошная соответствует $N=512$; пунктирная соответствует $N=256$. Зависимости построены для случая: длина волны $\lambda=0,03$ м; $T_n=30$ мкс. Как следует из представленных зависимостей, ширина пика ФН при увеличении числа импульсов в пачке уменьшается.

Разрешающая способность по радиальному ускорению когерентной пачки импульсов определяется выражением:

$$\Delta a_r = \frac{\lambda}{(NT_n)^2}. \quad (4)$$

На рисунке 8 показана зависимость разрешающей способности Δa_r по радиальному ускорению при использовании когерентной пачки им-

пульсов от числа импульсов в пачке.

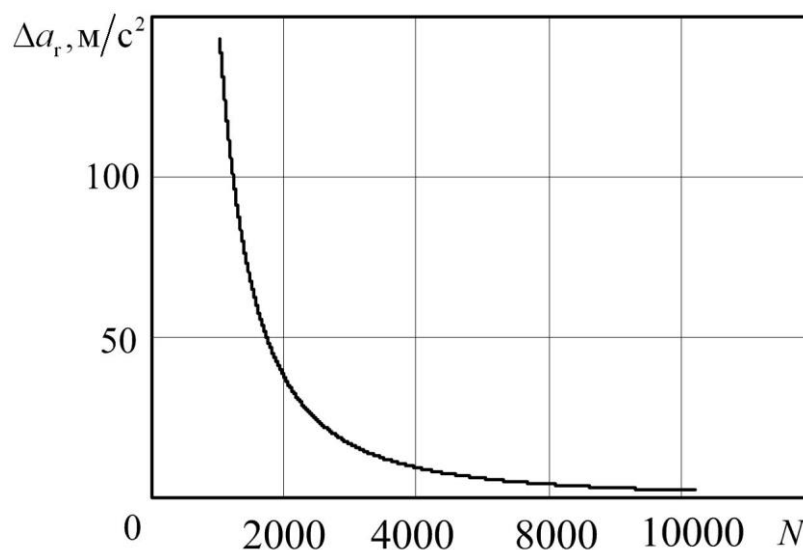


Рисунок 8

Зависимость разрешающей способности по ускорению
от числа импульсов в пачке

Зависимость на рисунке 8 построена при следующих параметрах: длина волны $\lambda=0,03$ м; $T_{\text{п}}=10$ мкс. Согласно (4) разрешение по радиальному ускорению при увеличении числа импульсов в пачке увеличивается.

Межпериодный набег фазы сигнала на видеочастоте и доплеровский сдвиг частоты отражённого сигнала связаны соотношением: $\varphi_c = 2\pi f_d T_{\text{п}}$, где f_d — доплеровский сдвиг частоты отражённого сигнала.

Обозначим $\varphi'_c = 2\pi f'_d T_{\text{п}}^2$ — межпериодный набег фазы сигнала за счёт ускорения, где f'_d — скорость изменения доплеровского сдвига частоты за счёт радиального ускорения: $f'_d = \frac{2a_r}{\lambda}$.

Наличие радиального ускорения приводит к «размыванию» спектра отражённого сигнала по каналам МДФ, т.е. к уменьшению времени когерентного накопления.

На рисунке 9 показано влияние радиального ускорения на спектр S

отражённого сигнала при различном числе импульсов в пачке N .

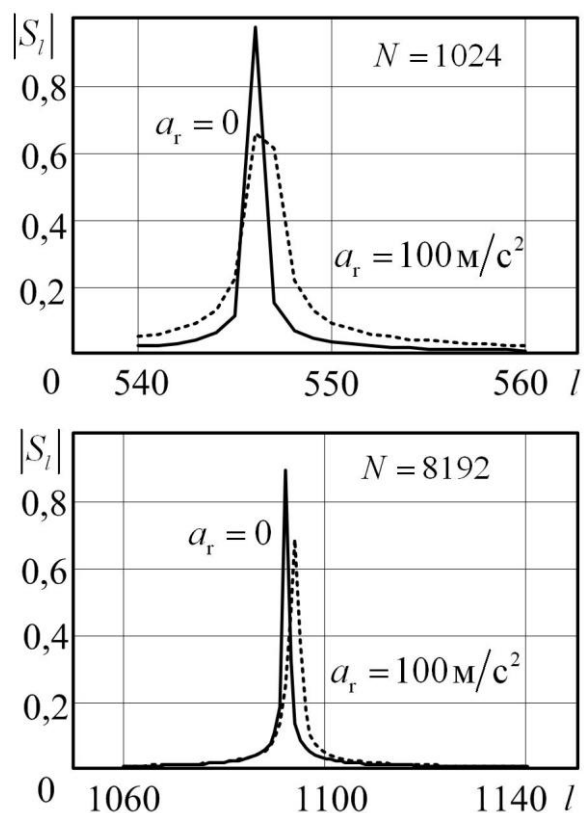


Рисунок 9

Нормированный спектр отражённого сигнала на выходе
МДФ

На рисунке 9 нормированные спектры построены для случая: длина волны $\lambda=0,03$ м; $T_{\text{п}}=10$ мкс при разном числе импульсов в пачке N .

На рисунке 10 показаны зависимости числа каналов m_a МДФ, в которых находится спектр отражённого сигнала, от малоотражающего сверхманевренного объекта. Зависимости построены при различном числе импульсов в пачке и при различных периодах повторения импульсов в пачке, характерных для режима ВЧПИ.

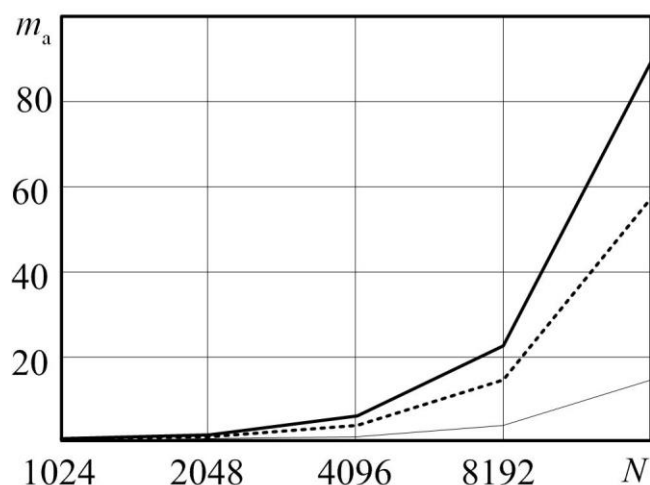


Рисунок 10

Зависимости числа каналов по скорости МДФ, в которых находится спектр отражённого от малоотражающего сверхманевренного объекта сигнала

На рисунке 10 сплошная толстая линия соответствует периоду повторения импульсов в пачке $T_{п}=10$ мкс; пунктирная линия — $T_{п}=8$ мкс; тонкая сплошная линия — $T_{п}=6$ мкс. Длина волны $\lambda=0,03$ м. Как следует из зависимостей, показанных на рисунке 10, при увеличении числа импульсов в пачке N число каналов по скорости m_a , в которых находится спектр отраженного сигнала, увеличивается, что связано с уменьшением ширины канала по скорости МДФ.

1.2.3 Исследование свойств оценок скорости и ускорения

В качестве характеристики точности измерения используем дисперсию оценки, для этого из неравенства Рао – Крамера определим [32, 33] нижние границы дисперсий оценок векторного параметра [34] (производные дальности третьего и более высоких порядков считаем равными нулю). Элементы матрицы Фишера Φ приведем к виду [35]:

$$\Phi_{i,j}(\varphi_c, \varphi'_c) = \mathbf{M} \left\{ \frac{d \ln(p(\mathbf{z}|\varphi_c, \varphi'_c))}{d \varphi_c} \cdot \frac{d \ln(p(\mathbf{z}|\varphi_c, \varphi'_c))}{d \varphi'_c} \right\}, \quad (5)$$

где $\mathbf{M}\{\}$ — операция математического ожидания; \mathbf{z} — N -мерный вектор входного сигнала; $p(\mathbf{z}|\varphi_c, \varphi'_c)$ — функция правдоподобия.

Подставим в выражение (5) N -мерную гауссовскую функцию плотности распределения и, проведя операцию логарифмирования, выражение для элементов матрицы Фишера примут вид:

$$\Phi_{0,0} = \frac{\text{tr}(\mathbf{B}_V \mathbf{R}^*)}{\det(\mathbf{R})}, \Phi_{0,1} = \frac{\text{tr}(\mathbf{B}_{VA} \mathbf{R}^*)}{\det(\mathbf{R})}, \Phi_{1,1} = \frac{\text{tr}(\mathbf{B}_A \mathbf{R}^*)}{\det(\mathbf{R})}, \quad (6)$$

где \mathbf{R} — корреляционная матрица входного процесса; элементы матрицы \mathbf{B}_V имеют вид:

$$B_{V_{i,j}} = -(i-j)^2 a_{i,j}, \quad (7)$$

где $a_{i,j}$ — алгебраическое дополнение i -го, j -го элемента корреляционной матрицы \mathbf{R} ; элементы матрицы \mathbf{B}_{VA} имеют вид:

$$B_{VA_{i,j}} = \left[-0,5(i-j) \left\{ (t_0 - i)^2 - (t_0 - j)^2 \right\} \right] a_{i,j}, \quad (8)$$

элементы матрицы \mathbf{B}_A имеют вид:

$$B_{A_{i,j}} = -0,25 \left[(t_0 - i)^2 - (t_0 - j)^2 \right]^2 a_{i,j}. \quad (9)$$

Элементы матрицы точности, обратной матрице Фишера, будут иметь следующий вид:

$$\sigma_{i,j}^2 = -\frac{1}{\Phi_{i,j}}. \quad (10)$$

Зависимости СКО оценок скорости и ускорения от точки отсчёта скорости t_0 в пределах пачки импульсов показаны на рисунках 11,12.

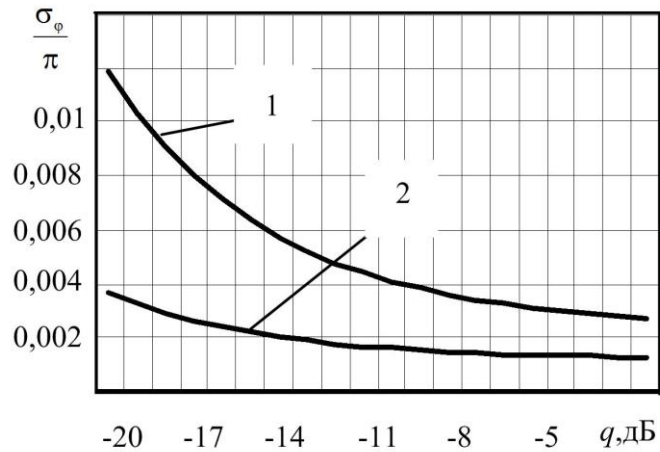


Рисунок 11

Зависимости СКО оценки доплеровского набега фазы за счёт скорости φ_c

На рисунке 11 кривая 1 соответствует точке отсчёта скорости $t_0=0$ и $t_0=N-1$; кривая 2 — $t_0=N/2$. Число импульсов в пачке равно $N=256$.

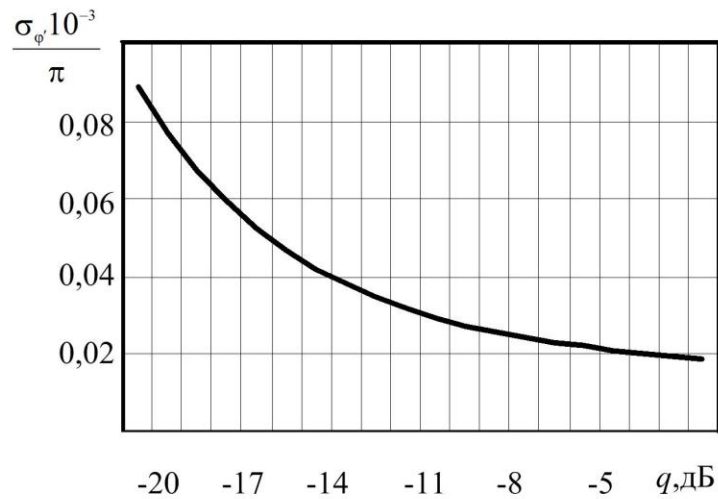


Рисунок 12

Зависимость СКО оценки доплеровского набега фазы за счёт ускорения φ'_c

Из зависимостей, показанных на рисунке 11, следует, что дисперсия

оценки скорости при $t_0=N/2$ меньше, чем при $t_0=0$ и $t_0=N-1$. Кривая на рисунке 12 соответствует случаям $t_0=0$, $t_0=N/2$, $t_0=N-1$. Из зависимости, показанной на рисунке 12, следует, что оценка ускорения инвариантна к выбору точки отсчёта t_0 скорости в пределах пачки импульсов.

1.2.4 Влияние радиального ускорения объекта на коэффициент улучшения МДФ

Особенностью режима НЧПИ является работа с однозначным измерением дальности до объекта в верхней полусфере. Наличие возможных пассивных помех предполагает использование режекторного фильтра [36], параметры которого вычисляются на основе использования коэффициента улучшения (КУ).

Усреднённый КУ по каналам скорости может быть описан следующим выражением [37]:

$$\bar{\mu}(a_r) = \frac{1}{\Delta\varphi_c} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} P_i \int_{\varphi_{c_i}-0,5\Delta\varphi_{c_i}}^{\varphi_{c_i}+0,5\Delta\varphi_{c_i}} \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_c(\varphi_c, 2\pi \frac{2a_r}{\lambda} T_n^2) \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H (\mathbf{R}_n + \lambda_{\text{шш}} \mathbf{I}) \mathbf{w}} d\varphi_c, \quad (11)$$

где \mathbf{R}_c — корреляционная матрица сигнала; \mathbf{R}_n — корреляционная матрица помехи; \mathbf{w} — вектор весовой обработки, $\lambda_{\text{шш}}$ — отношение шум-помеха; \mathbf{I} — единичная матрица; $\Delta\varphi_c$ — ширина полосы пропускания канала по скорости МДФ; P_i — вероятность нахождения сигнала в i -м канале по скорости ($i=0\dots N-1$); H — символ транспонирования и комплексного сопряжения.

Элементы корреляционной матрицы сигнала \mathbf{R}_c имеют вид:

$$R_{c_{j,k}} = q r_{c_{j,k}} \exp\left[i\left((j-k)\varphi_c + 0,5(j^2 - k^2)\varphi_c'\right)\right],$$

где q — отношение сигнал-шум; $r_{c_{j,k}}$ — коэффициент корреляции сигнала, соответствующий резонансной [38] аппроксимации спектра отражённого

сигнала.

На рисунке 13 показана зависимость усреднённого КУ $\bar{\mu}$ от радиального ускорения по линии визирования a_r [39]. Спектр сигнала описывается резонансной кривой, спектр помехи – гауссовской. Весовая обработка в МДФ выполняется окном Дольфа - Чебышева.

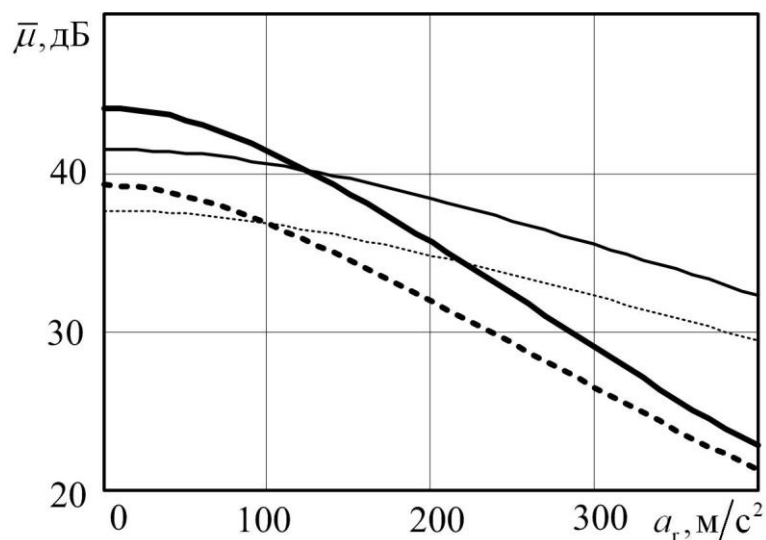


Рисунок 13

Зависимость потерь в усреднённом КУ от радиального ускорения

На рисунке 13 жирная линия соответствует $N=64$, параметр окна Дольфа - Чебышева равен 2,5; жирная пунктирная линия — $N=64$, параметр окна Дольфа - Чебышева равен 3; тонкая линия — $N=32$, параметр окна Дольфа - Чебышева равен 2,5; пунктирная линия — $N=32$, параметр окна Дольфа - Чебышева равен 3. Относительная ширина спектра сигнала 0,005; отношение шум-помеха $\lambda_{\text{шп}} = -50$ дБ; относительная ширина спектра помехи 0,1. Из зависимостей, показанных на рисунке 13, следует, что с увеличением радиального ускорения по линии визирования ЛА-БРЛС усреднённый КУ уменьшается: при $N=64$ примерно на 20 дБ, при $N=32$ — примерно на 10 дБ. Это объясняется увеличением длительности пачки при увеличении числа импульсов и уменьшением количества импульсов,

накапливаемых в одном канале.

1.2.5 Влияние радиального ускорения объекта на вероятность правильного обнаружения МДФ

Уменьшение спектральной плотности мощности сигнала в каналах МДФ при наличии радиального ускорения по линии визирования приводит к снижению эффективности когерентного накопления и, как следствие, к потерям в пороговом отношении сигнал-шум.

На рисунках 14, 15 показано влияние радиального ускорения по линии визирования на характеристики обнаружения МДФ для различных режимов работы.

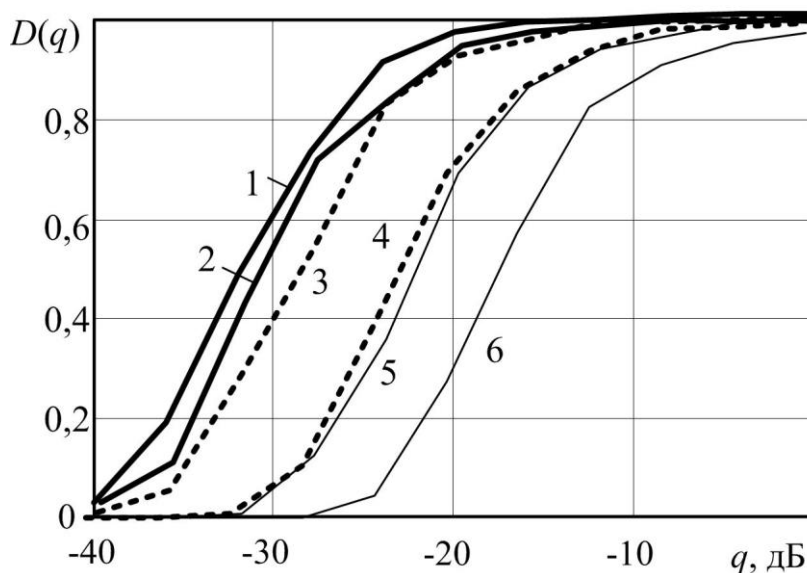


Рисунок 14

Характеристики обнаружения МДФ при наличии радиального ускорения для режима ВЧПИ

На рисунке 14 сплошные толстые линии соответствуют $a_r=0$ м/с², 1 — $N=2048$, 2 — $N=4096$; штрихпунктирные линии соответствуют $a_r=50$ м/с², 3 — $N=2048$, 4 — $N=4096$; тонкие сплошные линии соответствует $a_r=100$ м/с², 5 — $N=2048$, 6 — $N=4096$. Вероятность ложной тревоги $F=10^{-6}$, $T_{\text{п}}=10$ мкс; $\lambda=0,03$ м. Потери в пороговом отношении сигнал-шум

увеличиваются с увеличением значения радиального ускорения и составляют на уровне $D=0,5$ около 8 дБ, при $N=2048$ и около 12 дБ при $N=4096$. Потери в пороговом отношении сигнал-шум связаны с тем, что при увеличении числа импульсов ширина канала по скорости уменьшается.

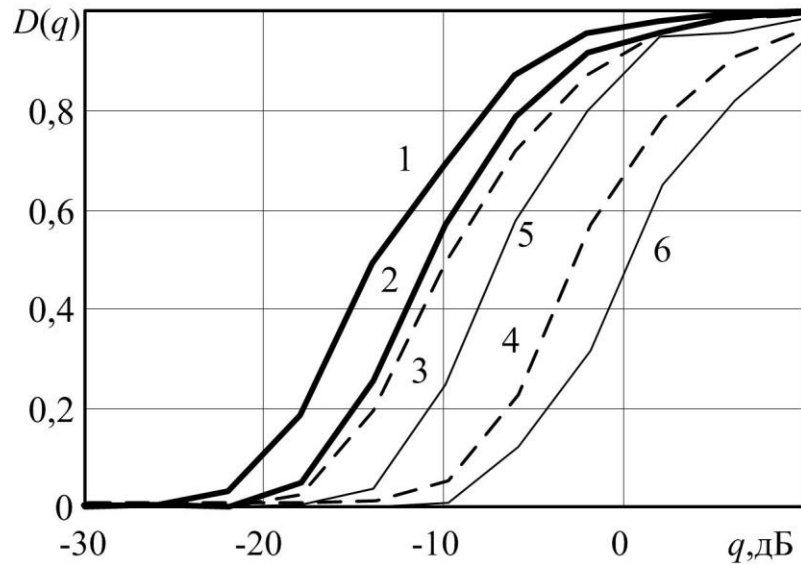


Рисунок 15

Характеристики обнаружения МДФ при наличии радиального ускорения для режима СЧПИ

На рисунке 15 сплошные толстые линии соответствуют $a_r=0$ м/с², 1 — $N=512$, 2 — $N=256$; штрихпунктирные линии соответствуют $a_r=200$ м/с², 3 — $N=512$, 4 — $N=256$; тонкие сплошные линии соответствуют $a_r=400$ м/с², 5 — $N=512$, 6 — $N=256$. Вероятность ложной тревоги $F=10^{-6}$, $T_{\Pi}=30$ мкс; $\lambda=0,03$ м. Потери в пороговом отношении сигнал-шум увеличиваются с увеличением значения радиального ускорения и составляют на уровне $D=0,5$ около 4,5 дБ при $N=512$ и около 8 дБ, при $N=256$.

Рассмотрим влияние радиального ускорения по линии визирования на среднюю вероятность правильного обнаружения МДФ, которая может быть описана выражением [40]:

$$\overline{D(a_r)} = \frac{1}{\Delta\varphi_c} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} P_i \times \int_{\varphi_{c_i} - 0,5\Delta\varphi_c}^{\varphi_{c_i} + 0,5\Delta\varphi_c} \exp \left[\frac{\ln(F/N) \cdot \mathbf{w}^H (\mathbf{R}_n + \lambda_{\text{шш}} \mathbf{I}) \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H (\mathbf{R}_n + \lambda_{\text{шш}} \mathbf{I}) \mathbf{w} + q \mathbf{w}^H \mathbf{R}_c \left(\varphi_c, 2\pi \frac{2a_r T_n^2}{\lambda} \right) \mathbf{w}} \right] d\varphi_c \quad (12)$$

Данная зависимость показана на рисунке 16. На рисунке толстая линия соответствует $N=32$; тонкая - $N=64$.

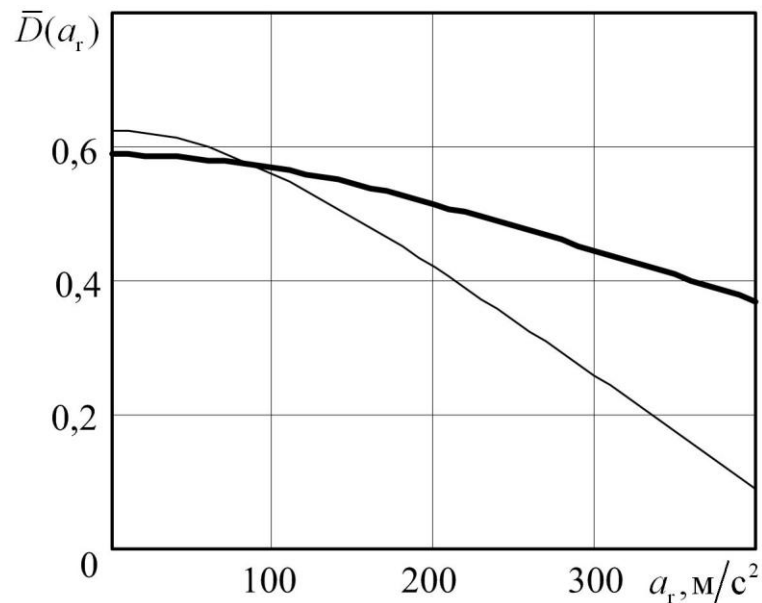


Рисунок 16

Зависимость средней вероятности правильного обнаружения МДФ от радиального ускорения

Как следует из зависимостей, показанных на рисунке 16, при увеличении радиального ускорения СВПО уменьшается. Это приводит к потерям в пороговом отношении сигнал-шум и уменьшению энергетической дальности БРЛС.

1.2.6 Влияние радиального ускорения объекта на энергетическую дальность БРЛС

Энергетическая дальность действия БРЛС является одной из основных технических характеристик, оказывающих существенное влияние на ТТХ РЛС.

Зависимость потерь в энергетической дальности действия [41] от радиального ускорения по линии визирования показана на рисунке 17.

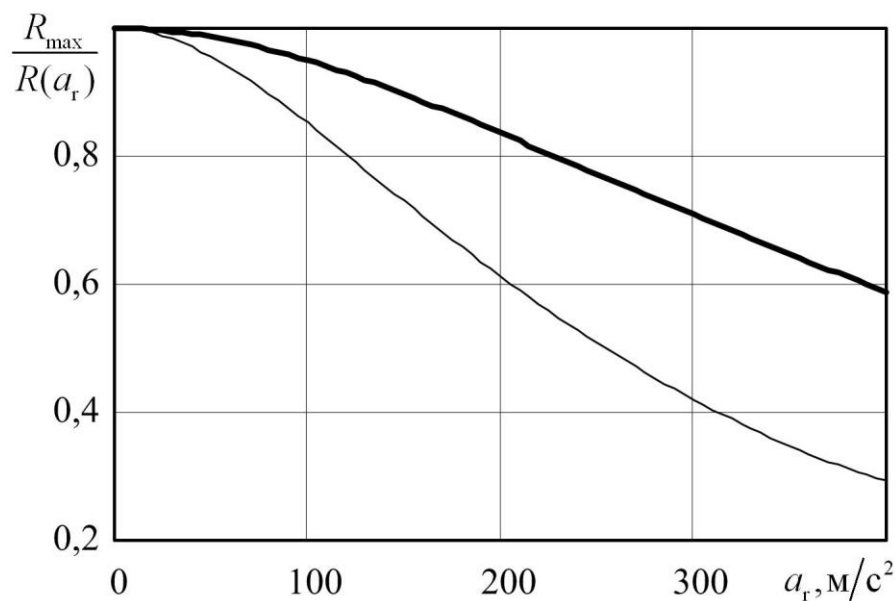


Рисунок 17

Зависимость уменьшения энергетической дальности действия от радиального ускорения

На рисунке 17 толстая линия соответствует $N=32$, тонкая линия соответствует $N=64$. Большие потери в энергетической дальности действия при $N=64$ объясняются тем, что ширина канала по скорости меньше и длительность пачки при этом больше, чем при $N=32$. Из данной зависимости также видно, что потери в энергетической дальности могут достигать величин от 5...8 % при $a_r=100$ м/с² до 41...70 % при $a_r=400$ м/с².

1.3 Синтез алгоритмов обнаружения малоотражающего сверхманевренного объекта

1.3.1 Вводные замечания

Анализ современной литературы показывает, что в настоящее время широкое распространение получают многоканальные неадаптивные обнаружители сигналов, отражённых от малоотражающих сверхманевренных объектов.

В работе [31] представлен согласованный фильтр для обработки отражённой пачки импульсов, использующий нониусные линии задержки. Рассмотрен также способ осуществления панорамной развёртки по частоте и её производной при накоплении отражённой пачки импульсов. Показано, что когерентный накопитель пачечного сигнала с учетом радиального ускорения может быть реализован на основе принципов панорамной развёртки и матричной фильтрации. Синтезированы предназначенные для работы на фоне пассивных помех неадаптивные алгоритмы обнаружения, которые осуществляют некогерентное накопление отражённого от малоотражающего сверхманевренного объекта сигнала в нескольких каналах спектроанализатора в «скользящем» окне.

В работах [42, 43] рассмотрен подобный подход, основанный на некогерентном накоплении с весами, соответствующими интенсивностям сигналов в независимых каналах обнаружения.

В работе [44] рассмотрен обнаружитель, реализующий последовательный просмотр каналов с учётом перемещения отражённого сигнала по каналам.

В работе [45] синтезированы обнаружители изменения частоты сигнала и её производной, которые используют в качестве входных данных

как периодические отсчёты принимаемых колебаний, так и последовательности их нульпересечений. Для уточнения грубых оценок частоты и скорости изменения частоты, применяют дискриминаторы, реализующие вычисление первых производных корреляционного интеграла в окрестностях значений грубых оценок.

В работе [46] рассмотрен обнаружитель сигналов в РЛС с синтезом апертуры на основе разбиения выборки на короткие сегменты БПФ и последующей обработки их результата.

В работе [29] рассматриваются подходы, направленные на повышение времени когерентного накопления в МДФ при работе БРЛС в режиме ВЧПИ.

В работе [47] также получена структурная схема обнаружителя пачек импульсов, отражённых от сверхманевренных объектов, которые движутся с постоянным ускорением. Кроме того, синтезированный обнаружитель реализует обнаружение сверхманевренных объектов, которые двигаются с переменным ускорением.

В работе [48] предложен способ обнаружения маневрирующего объекта, который заключается в разбиении входного сигнала на сегменты одинаковой длины и последующем некогерентном накоплении. Также в работе показаны требования, по которым происходит выбор длины сегментов. При увеличении числа каналов по скорости выигрыш в числе вычислительных операций заметно снижается и при числе каналов по скорости 800 составляет 1,2 раза при потерях в пороговом отношении сигнал-шум 1,9 дБ.

В работе [49] автор рассматривает возможность использования итерационного ЕМ алгоритма для оценки радиального ускорения объекта.

В работе [50] рассмотрен алгоритм обнаружения маневрирующего

объекта в БРЛС, работающей в режиме ВЧПИ. Рассмотрены особенности некогерентного накопления отражённых сигналов с дополнительной частотной модуляцией в БРЛС с малой скважностью.

В работе [51] рассмотрен вопрос получения максимально правдоподобной оценки частоты и скорости изменения частоты на основе метода численного поиска максимума двумерной функции, в частности метода Ньютона. Недостатком алгоритма являются существенные вычислительные затраты, а также зависимость сходимости метода от отношения сигнал-шум.

Другим направлением развития систем первичной обработки БРЛС является использование когерентных пачек импульсов с большим количеством импульсов (больше 32768). Длительность пачки при этом может достигать секунд [52]. При использовании подобных зондирующих сигналов возникают особенности, связанные с тем, что в процессе накопления сигнал может перемещаться не только по каналам скорости, но и по каналам дальности и угловым координатам. При когерентном накоплении в данных алгоритмах учитывают, что с течением времени доплеровская частота может меняться по нелинейному закону [53]. Однако данные длительности пачки приводят к существенному увеличению времени обзора.

Вопросы, связанные с компенсацией радиального ускорения по линии визирования, также решаются в радиолокационных головках самонаведения [54].

Анализ рассмотренных источников позволяет сделать следующие выводы:

- 1) на практике широкое распространение получили различные квазиоптимальные многоканальные по скорости и ускорению обнаружители отражённых сигналов от сверхманевренных объектов. Достоинством дан-

ных обнаружителей является меньшее число вычислительных операций, которое требуется для их реализации;

2) зависимость потерь в пороговом отношении сигнал/шум известных обнаружителей от величины радиального ускорения по линии визирования. При большом диапазоне радиальных ускорений потери в пороговом отношении сигнал-шум существенно возрастают;

3) уменьшение вычислительных затрат происходит за счёт разбиения входной пачки импульсов на короткие сегменты;

4) объединение результатов накопления отражённого сигнала в коротких сегментах производится некогерентно;

5) способы накопления отраженных сигналов от сверхманевренных объектов с адаптацией к скорости и/или ускорению в литературе не рассматриваются.

1.3.2 Синтез и анализ оптимального алгоритма

Согласно статистической теории в основе алгоритмов обнаружения, получаемых при использовании различных критериев, лежит отношение правдоподобия [55, 56]:

$$L(\mathbf{z}) = \frac{p(\mathbf{z}|\mathbf{H}_1)}{p(\mathbf{z}|\mathbf{H}_0)},$$

где \mathbf{z} — N -мерный вектор отсчётов входного сигнала; $p(\mathbf{z}|\mathbf{H}_1)$ — функция правдоподобия при гипотезе \mathbf{H}_1 ; $p(\mathbf{z}|\mathbf{H}_0)$ — функция правдоподобия при гипотезе \mathbf{H}_0 .

Для аддитивной смеси сигнал/помеха+шум функции правдоподобия имеют вид [57]:

$$\begin{aligned} p(\mathbf{z}|\mathbf{H}_1) &= (2\pi)^{-N} \det(\mathbf{R}_{\text{сш}})^{-1} \exp(-0,5\mathbf{z}^H \mathbf{R}_{\text{сш}}^{-1} \mathbf{z}), \\ p(\mathbf{z}|\mathbf{H}_0) &= (2\pi)^{-N} \det(\mathbf{R}_{\text{ш}})^{-1} \exp(-0,5\mathbf{z}^H \mathbf{R}_{\text{ш}}^{-1} \mathbf{z}), \end{aligned} \quad (13)$$

где $\det(\bullet)$ — определитель матрицы; $\mathbf{R}_{\text{сш}}^{-1} = (q\mathbf{R}_c + \mathbf{R}_{\text{ш}})^{-1}$;
 $\mathbf{R}_{\text{ш}}^{-1} = (\mathbf{R}_{\Pi} + \lambda_{\text{ш}\Pi} \mathbf{I})^{-1}$; \mathbf{R}_{Π} — корреляционная матрица помехи;
 $\lambda_{\text{ш}\Pi}$ — отношение шум-помеха.

Логарифм отношения правдоподобия $\ln(L(\mathbf{z}))$, или решающее правило [55], на фоне шума и помех после преобразования имеет вид:

$$\xi_{\text{сш}}(\mathbf{z}) = |\mathbf{z}^T \mathbf{s}^*|^2 \geq \xi_0, \quad \xi_{\text{сш}}(\mathbf{z}) = |\mathbf{z}^T \mathbf{R}_{\Pi}^{-1} \mathbf{s}^*|^2 \geq \xi_0, \quad (14)$$

где \mathbf{s} — вектор опорного сигнала; ξ_0 — порог обнаружения, вычисляемый на основе критерия Неймана - Пирсона; T — символ транспонирования. Элементы вектора \mathbf{s} опорного сигнала имеют вид: $\exp[i(k\varphi_c + 0,5k^2\varphi'_c)]$, где $k=0,1\dots N-1$.

С учётом вида опорного вектора выражение для решающего правила (14) примет вид:

$$\begin{aligned} \xi_1(\mathbf{z}) &= \left| \sum_{k=0}^{N-1} z_k \exp[-i(k\varphi_c + 0,5k^2\varphi'_c)] \right|^2 \geq \xi_0, \\ \xi_2(\mathbf{z}) &= \left| \sum_{k=0}^{N-1} (\mathbf{z}^T \mathbf{R}_{\Pi}^{-1})_k \exp(-i(k\varphi_c + 0,5k^2\varphi'_c)) \right|^2 \geq \xi_0. \end{aligned} \quad (15)$$

После введения многоканальности по скорости и ускорению решающее правило (15) в l -м канале по скорости и m -м канале по ускорению примет вид:

$$\xi(l, m) = \left| \sum_{k=0}^{N-1} y_{m,k} \exp(-i(k \frac{2\pi}{N} l)) \right|^2 \geq \xi_0, \quad (16)$$

где отсчёты $y_{m,k}$ определяются выражениями:

$$y_{m,k} = z_k \exp \left[-i \left\{ \left(\frac{N}{2} - k \right) \frac{\varphi'_{i_{\max}}}{M_a} \right\} m \right], \quad y_{m,k} = (\mathbf{z}^T \mathbf{R}_{\Pi}^{-1})_k \exp \left[-i \left\{ \left(\frac{N}{2} - k \right) \frac{\varphi'_{c_{\max}}}{M_a} \right\} m \right],$$

M_a — число каналов по ускорению; $\varphi'_{c_{\max}}$ — максимальное значение межпериодного набега фазы за счёт ускорения, соответствующего максимальному значению радиального ускорения $a_{r_{\max}}$; $N/2$ — смещение точки отсчёта скорости [47].

Согласно (16), на первом этапе происходит компенсация межпериодного набега фазы за счёт ускорения в M_a каналах по ускорению и после этого в каждом m -м канале по ускорению происходит когерентное накопление в каналах по скорости.

При обработке на фоне пассивных помех на первом этапе происходит обеление помехи и после этого повторяется обработка на фоне шума.

Структурная схема обнаружителя, реализующего вычисление статистики (16), показана на рисунке 18. На данном рисунке показан один канал дальности, соответствующий корреляционно-фильтровой схеме обработки радиолокационной информации [58].

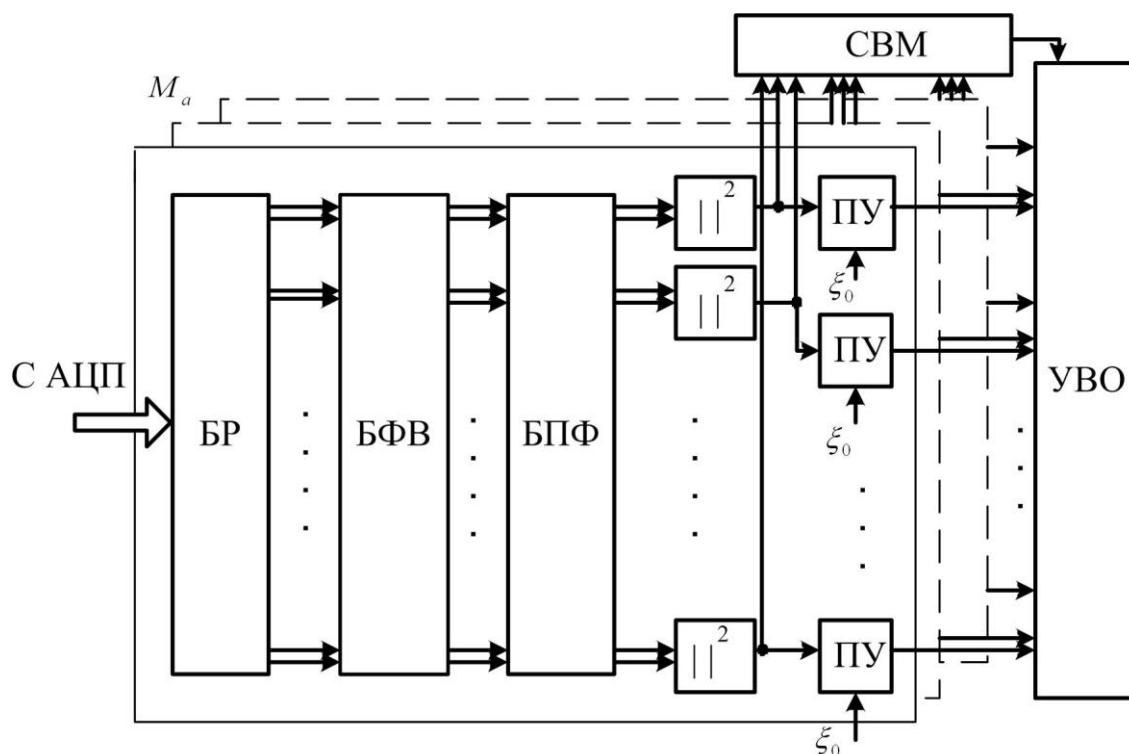


Рисунок 18

Структурная схема многоканального по скорости и ускорению обнаружителя сигналов малоотражающего сверхманевренного объекта

На рисунке 18 введены следующие обозначения: БР — буферный регистр, БФВ — блок фазовращателей; ВМ — блок вычисления модуля; ПУ — пороговое устройство; УВО — устройство вторичной обработки; СВМ — схема выбора максимума; ξ_0 — порог обнаружения, выбираемый по критерию Неймана – Пирсона. Вероятность ложной тревоги на l -й, m -й канал определяется выражением $F_{l,k} \approx F / (N_v M_a)$, где N_v — число каналов по скорости.

С помощью метода собственных значений [59] проведен анализ характеристик обнаружения многоканального по скорости и ускорению обнаружителя сигналов, отражённых от малоотражающего сверхманевренного объекта на фоне шумов.

На рисунке 19 показаны характеристики обнаружения многоканального по скорости и ускорению алгоритма обнаружения малоотражающего сверхманевренного объекта, вычисленные при следующих условиях: $N=512$, $F=10^{-4}$, $\Delta f_c T=0,001$, $N_v=512$. Кривая 1 соответствует $M_a=80$, 2 — $M_a=40$, 3 — $M_a=120$.

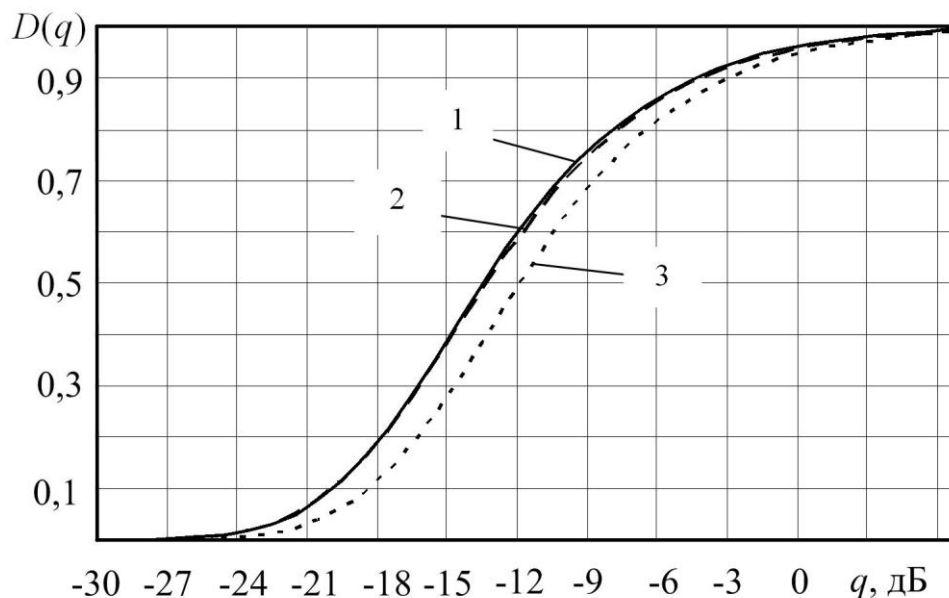


Рисунок 19

Характеристики обнаружения многоканального по скорости и ускорению алгоритма обнаружения малоотражающего сверхманевренного объекта

На рисунке 20 показаны характеристики обнаружения многоканального по скорости и ускорению алгоритма обнаружения малоотражающего сверхманевренного объекта, вычисленные при условии $N=512$, $F=10^{-4}$, $\Delta f_c T=0,001$, $N_v=256$, кривая 1 соответствует $M_a=120$, 2 — $M_a=80$, 3 — $M_a=40$.

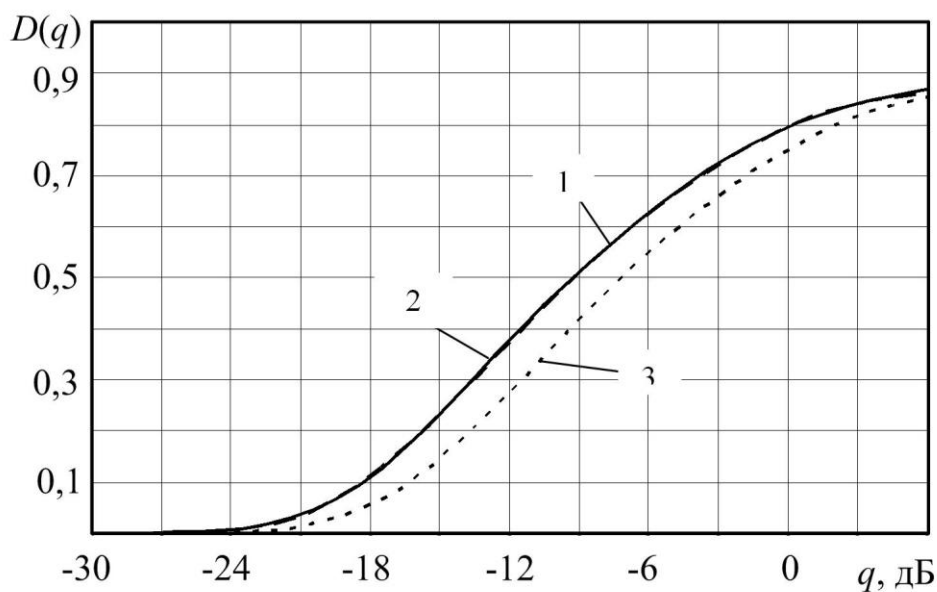


Рисунок 20

Характеристики обнаружения многоканального по скорости
ускорению алгоритма обнаружения малоотражающего
сверхманевренного объекта

На рисунке 21 показаны характеристики обнаружения многоканального по скорости и ускорению алгоритма обнаружения малоотражающего сверхманевренного объекта. Зависимости на рисунке показаны для случая $N=1024$, $F=10^{-4}$, $\Delta f_c T = 0,001$, $N_v=1024$, кривая 1 соответствует $M_a=220$, 2 — $M_a=80$, 3 — $M_a=1024$, 4 — $M_a=40$.

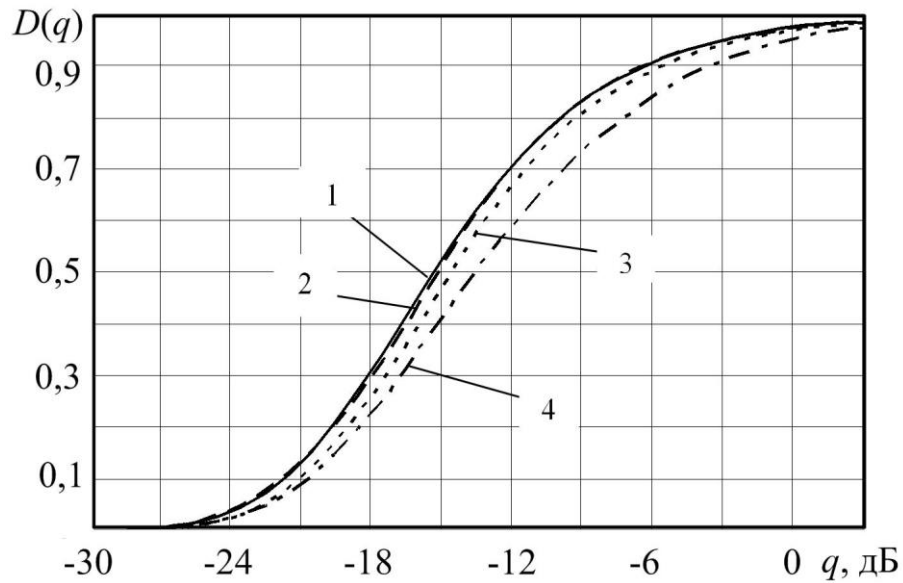


Рисунок 21

Характеристики обнаружения многоканального по скорости
ускорению алгоритма обнаружения малоотражающего
сверхманевренного объекта

Анализ характеристик обнаружения, показанных на рисунках 19, 20, 21, показывает, что увеличение числа каналов по радиальному ускорению приводит к незначительному выигрышу в пороговом отношении сигнал/шум. При $N=1024$ увеличение числа каналов по ускорению M_a с 40 каналов до 220 каналов приводит к уменьшению порогового отношения на 0,05 дБ при существенном усложнении аппаратной реализации обнаружителя.

1.3.3 Исследование влияния числа каналов по ускорению на СВПО многоканального по скорости и ускорению обнаружителя отражённых сигналов малоотражающего сверхманевренного объекта

При построении многоканального по скорости и ускорению обнаружителя необходимо учитывать два фактора [60]:

- а) необходимо увеличивать число каналов по ускорению для более точной компенсации ускорения и увеличения времени когерентного накопления, что уменьшает пороговое отношение сигнал-шум в канале обработки, и характеристики обнаружения смещаются влево - в область меньших отношений сигнал/шум;
- б) в соответствии с критерием Неймана – Пирсона необходимо увеличивать порог обнаружения на выходе каналов обработки для обеспечения постоянной вероятности ложной тревоги системы в целом, что смещает характеристики обнаружения вправо - в область увеличения пороговых отношений сигнал/шум.

Присутствуют два противоположных (по действию на характеристики обнаружения) фактора. В связи с чем следует ожидать наличия оптимального числа каналов по радиальному ускорению, при котором пороговое отношение минимально. Рассмотрим зависимость средней вероятности правильного обнаружения узкополосного сигнала $\bar{D}(M_a)$ от числа каналов по ускорению на фоне шумов [61]:

$$\bar{D}(M_a) = \frac{1}{\Delta\varphi_c \Delta\varphi'_c} \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{M_a-1} D_{j,k} \int_{\varphi_{c_j} - 0,5\Delta\varphi_c}^{\varphi_{c_j} + 0,5\Delta\varphi_c} \int_{\varphi'_{c_k} - 0,5\Delta\varphi'_c}^{\varphi'_{c_k} + 0,5\Delta\varphi'_c} \left(\frac{F}{NM_a} \right)^{\frac{1}{1+q} \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_c(\varphi_c, \varphi'_c) \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{I} \mathbf{w}}} d\varphi_c d\varphi'_c. \quad (17)$$

На рисунке 22 показана зависимость СВПО от числа каналов по ускорению, построенная при следующих условиях: $N=512$, $F=10^{-7}$. Кривая 1 соответствует $\Delta f_c T = 0,001$, 2 — $\Delta f_c T = 0,01$, $q=0$ дБ.

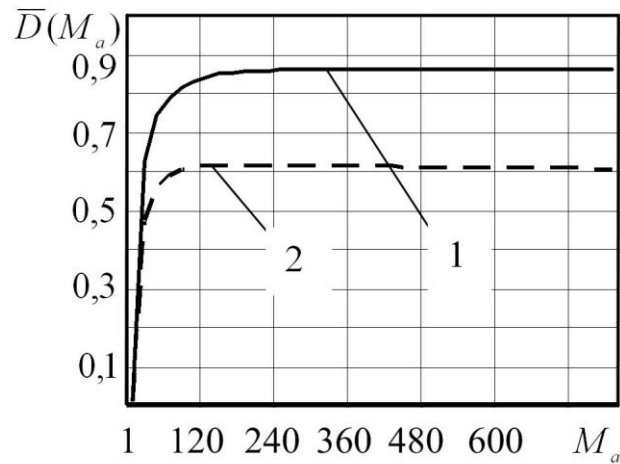


Рисунок 22

Зависимость СВПО на фоне шумов от числа каналов по ускорению

На рисунке 23 показана зависимость СВПО от числа каналов по ускорению, построенная при следующих условиях: $N=512$, $F=10^{-9}$. Кривая 1 соответствует $\Delta f_c T = 0,001$, 2 — $\Delta f_c T = 0,01$, $q=0$ дБ.

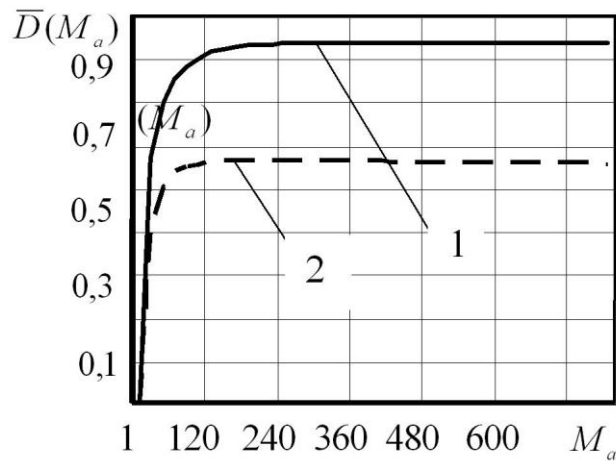


Рисунок 23

Зависимость СВПО на фоне шумов от числа каналов по ускорению

На рисунке 24 показана зависимость СВПО от числа каналов по

ускорению, построенная при следующих условиях: $N=1024$, $F=10^{-7}$. Кривая 1 соответствует $\Delta f_c T = 0,001$, 2 — $\Delta f_c T = 0,01$, $q=0$ дБ. На рисунке 25 построена зависимость СВПО при следующих условиях: $N=1024$, $F=10^{-9}$. Кривая 1 соответствует $\Delta f_c T = 0,001$, 2 — $\Delta f_c T = 0,01$, $q=0$ дБ.

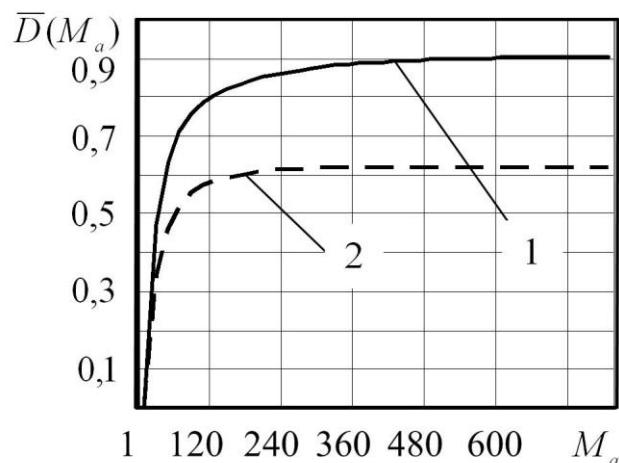


Рисунок 24

Зависимость СВПО на фоне шумов от числа каналов по ускорению

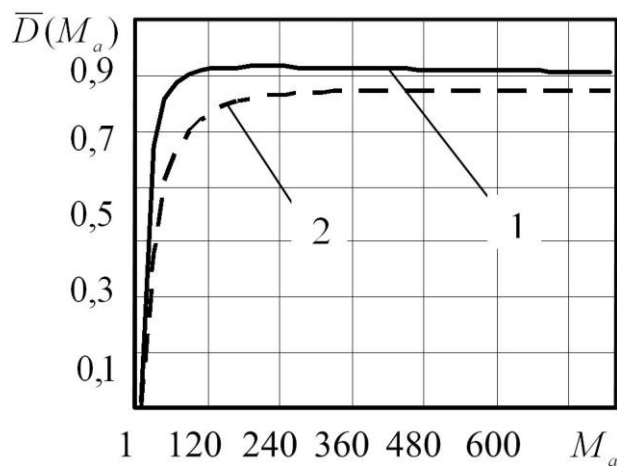


Рисунок 25

Зависимость СВПО на фоне шумов от числа каналов по ускорению

Как видно из рисунков 22, 23, 24, 25, оптимальное число каналов по ускорению соответствует $M_{a_{\text{opt}}} = 128$ при $N=512$, $F=10^{-7}$, $F=10^{-9}$, $\Delta f_c T = 0,01$, $\Delta f_c T = 0,001$; $M_{a_{\text{opt}}} = 240$ при $N=1024$, $F=10^{-7}$, $\Delta f_c T = 0,01$, $\Delta f_c T = 0,001$; $M_{a_{\text{opt}}} = 210$ при $N=1024$, $F=10^{-9}$, $\Delta f_c T = 0,01$, $\Delta f_c T = 0,001$.

Подобная оптимизация в МДФ, но только числа каналов по скорости, рассмотрена в работе [62].

Значениям $M_{a_{\text{opt}}}$ соответствует минимум потерь по сравнению со случаем точного учёта радиального ускорения. При увеличении числа каналов по скорости значение оптимального числа каналов по ускорению смещается вправо, что увеличивает вычислительные затраты на реализацию.

1.3.4 Синтез и анализ неадаптивных алгоритмов обнаружения отражённых сигналов от малоотражающих сверхманевренных объектов с секционированием входных отсчётов

Суть рассмотренных ниже обнаружителей заключается в разбиении входной выборки на короткие сегменты, причём длина сегмента выборки зависит от настройки рассматриваемого канала по ускорению.

При наличии радиального ускорения спектр отражённого сигнала размывается по доплеровским каналам, причём число их будет увеличиваться с возрастанием радиального ускорения. В формировании отклика в канале по скорости примет участие часть импульсов пачки, поэтому используем ряд коротких N_S -точечных блоков БПФ. Длина секции зависит от настройки канала по ускорению. При этом диапазон изменения скорости (2π) будет перекрываться $N_S = N/M_{a_s}$ каналами с разрешением $2\pi/N_S$, M_{a_s} — количество сегментов БПФ в канале по ускорению. Тогда стати-

стику (15) в l -м канале по скорости, после усреднения в пределах канала по скорости, представим в виде [63], который сводится к следующей формальной процедуре:

$$\xi(l) = \left| \sum_{k=0}^{N_S-1} z_k \exp(-i \frac{2\pi lk}{N_S}) + \sum_{k=0}^{N_S-1} z_{k+N_S} \exp(-i \frac{2\pi lk}{N_S}) + \sum_{k=0}^{N_S-1} z_{k+M_{as}N_S} \exp(-i \frac{2\pi lk}{N_S}) \right|^2 = \left| \sum_{i=0}^{M_{as}-1} \sum_{k=0}^{N_S-1} z_{k+iN_S} \exp(-i \frac{2\pi lk}{N_S}) \right|^2 \geq \xi_0. \quad (18)$$

Структурная схема обнаружителя, который реализует вычисление статистик (18), представлена на рисунке 26. На данном рисунке показан случай $S=2$.

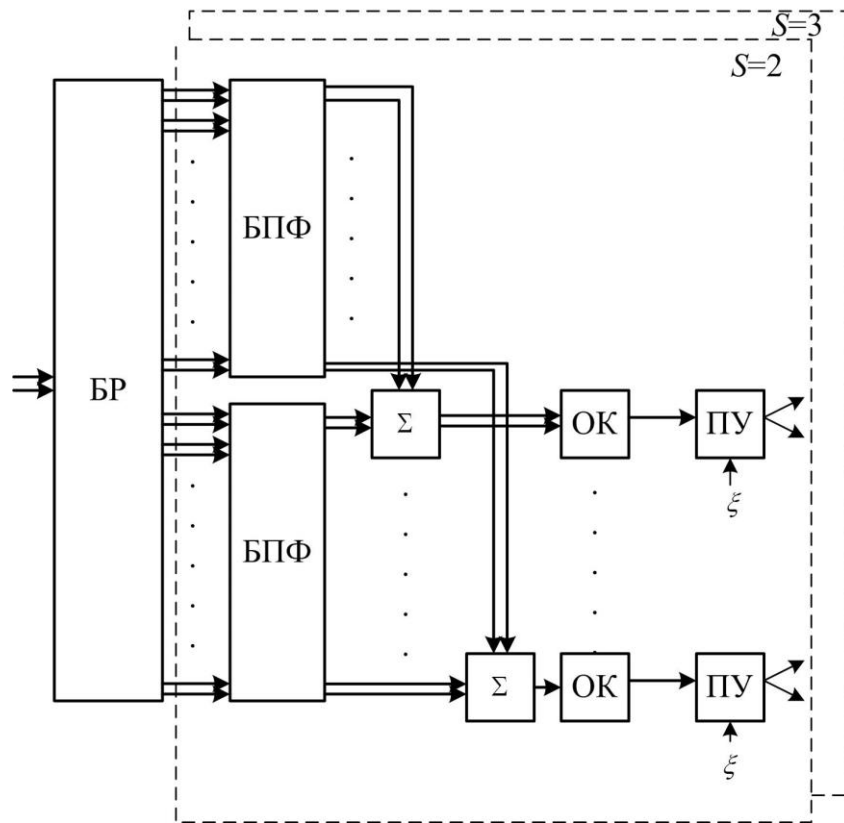


Рисунок 26

Структурная схема обнаружителя, реализующего вычисление (18)

На рисунке 26 введены следующие обозначения: БР — буферный ре-

гистр; БПФ — быстрое преобразование Фурье; ПУ — пороговые устройства; Σ — сумматор комплексных отсчётов.

При $S=3$ матрица обработки обнаружителя, реализующего (18), имеет вид:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_s & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{Q}_s & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{Q}_s \end{bmatrix}, \quad (19)$$

где \mathbf{Q}_s — матрица обработки короткого блока БПФ с элементами:

$$Q_{s_i,k} = \exp(i(j-k)\frac{2\pi}{N_s}l) \text{ — настройка } l\text{-го канала по скорости короткого}$$

БПФ.

Другой подход в рамках обнаружения сверхманевренного объекта предполагает не разбивать входную последовательность на сегменты, а формировать сегменты на выходе МДФ. Статистика алгоритма имеет вид:

$$\xi(l) = \sum_{j=0}^{S-1} \left| \sum_{k=0}^{N-1} z_k \exp \left[-i \left\{ \frac{2\pi}{N} (l+j)k \right\} \right] \right|^2. \quad (20)$$

Структурная схема обнаружителя, реализующего вычисление статистики (20), показана на рисунке 27. Достоинством алгоритма является возможность формирования длин сегментов S , не кратных степени 2.

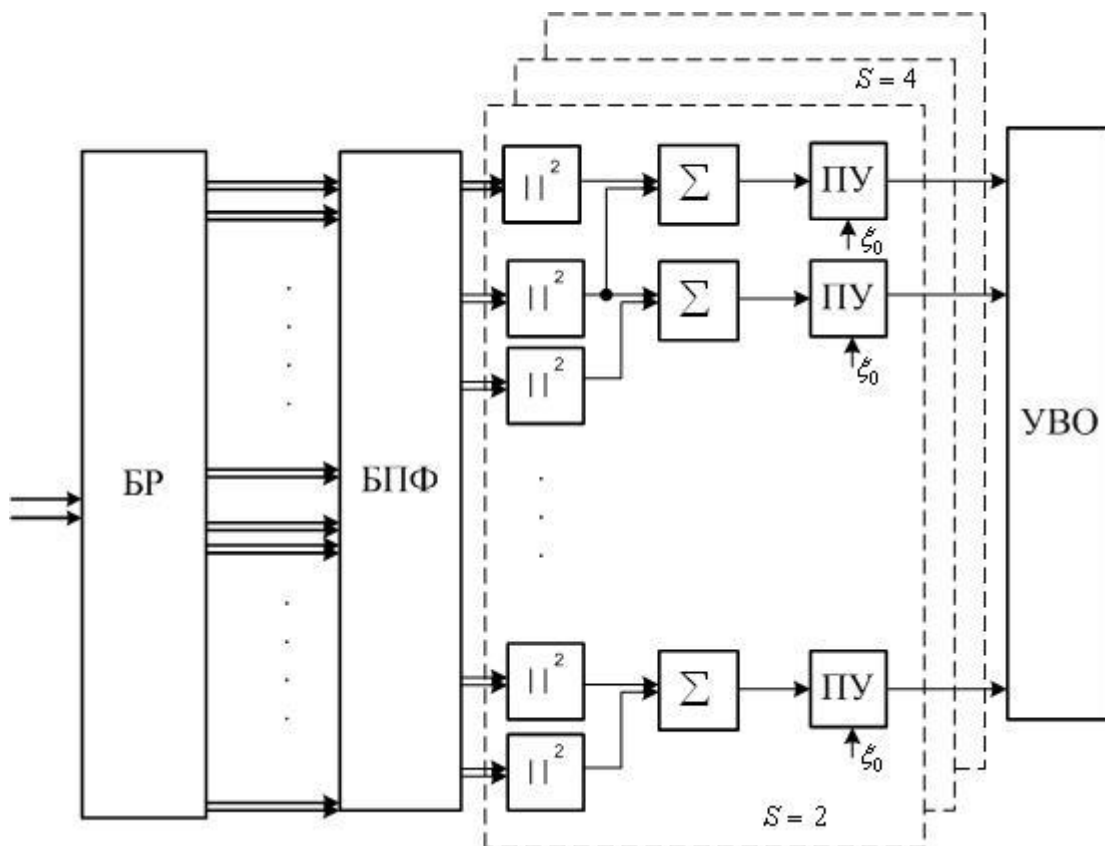


Рисунок 27

Структурная схема обнаружителя с сегментированием выборки на выходе блока БПФ

Характеристики обнаружения для обнаружителя, реализующего вычисление достаточной статистики (18), показаны на рисунке 28 для различных радиальных ускорений, т.е. сегментов S .

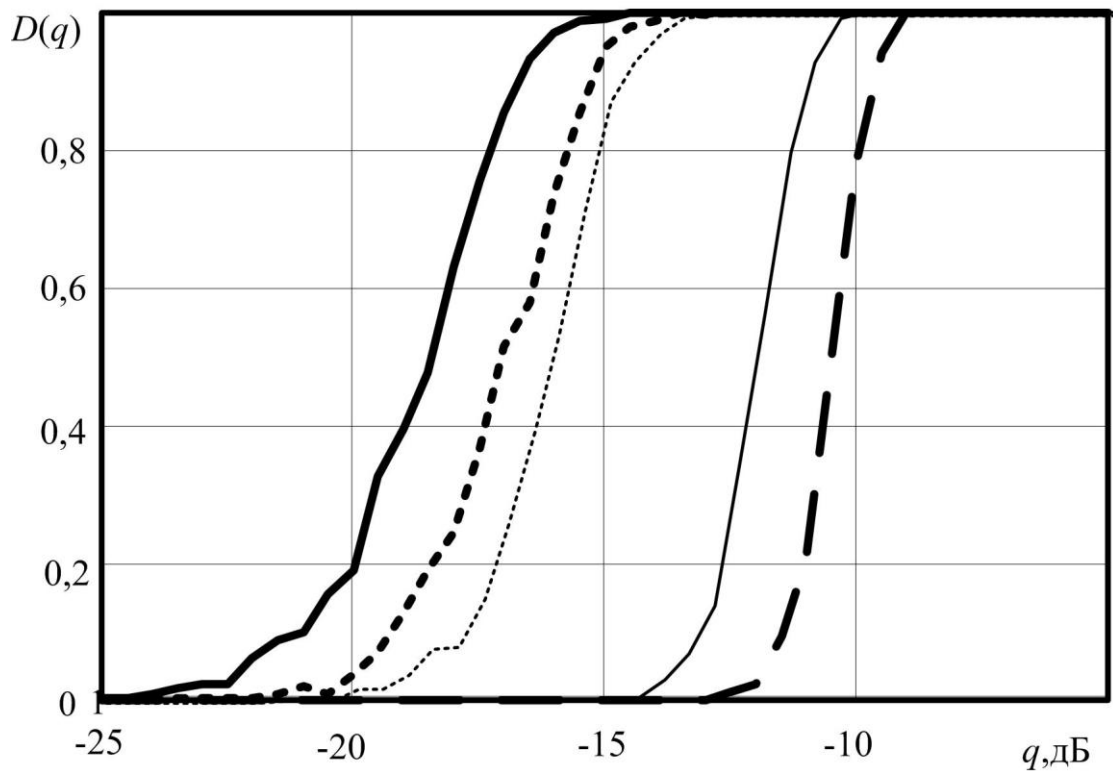


Рисунок 28

Характеристики обнаружения обнаружителя, реализующего вычисление (18)

На рисунке 28 сплошная толстая линия соответствует характеристикам обнаружения обнаружителя, реализующего вычисление статистики (16); толстая пунктирная — обнаружитель, реализующий вычисление (20); тонкая пунктирная — обнаружитель, реализующий вычисление (18) при $S=2$; тонкая сплошная линия — обнаружитель, реализующий вычисление (18) при $S=4$, спектр сигнала находится в четырёх каналах по скорости; толстая пунктирная — обнаружитель, реализующий (20) при $S=4$. Зависимости построены при следующих параметрах: $N=1024$; $F=10^{-6}$; $S=2$; $S=4$.

При необходимости формирования сегментов длиной N_s , не кратной степени 2, целесообразно использовать число импульсов в пачке, не кратное степени 2, и использовать для вычисления БПФ алгоритмы, основанные на преобразовании Винограда либо на алгоритмах Гуда–Томаса [64].

Согласно зависимостям на рисунке 28, алгоритмы с сегментированием как входной пачки импульсов, так и некогерентного накопления отсчётов амплитудного спектра на выходе МДФ целесообразно применять при обнаружении объектов с ускорениями, при которых спектр отражённого сигнала находится не более чем в двух частотных каналах МДФ.

Другая особенность обнаружителей с сегментированием входной выборки заключается в том, что точность оценки радиальной скорости уменьшается.

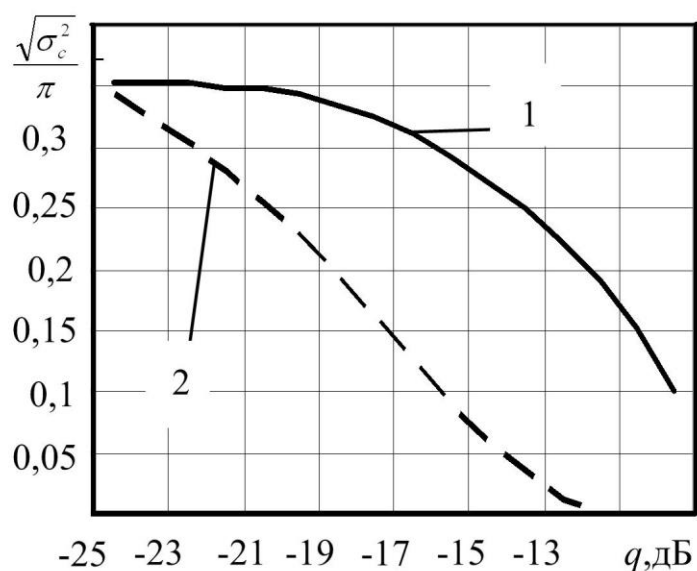


Рисунок 29

Зависимости СКО оценки радиальной скорости объекта от отношения сигнал-шум

На рисунке 29 кривая 1 соответствует СКО оценки скорости, получаемой в обнаружителе с секционированием входной пачки импульсов (18), кривая 2 соответствует многоканальному по скорости и ускорению обнаружителю, реализующему вычисление (16) при следующих параметрах: $N=1024$, флуктуации пачки дружные. Из рисунка видно, что использо-

вание сегментирования приводит к ухудшению точности оценки межпериодного набега фазы за счёт скорости и, как следствие, оценки радиальной скорости объекта.

1.3.5 Синтез и анализ инвариантного к скорости и многоканального по ускорению алгоритма обнаружения

В работах [65, 66] рассмотрен способ одноканального когерентного накопления отражённого сигнала с возможностью получения оценки межпериодного набега фазы за счёт скорости на фоне шумов, известный как метод накопления мультипликаций. В работе [67] данный метод распространяется на случай обработки на фоне пассивных помех.

В случае медленных флуктуаций решающее правило имеет вид:

$$\begin{aligned} \xi(\mathbf{z}) = & \sum_{j=0}^{N-1} |z_j|^2 + \sum_{d=1}^{N-1} (\exp(-i\varphi_c) \sum_{j=0}^{N-1-d} z_{j+1} z_j^* \exp(-i d(j + \frac{d}{2} - \frac{N}{2})\varphi'_c) + \\ & + \exp(i\varphi_c) \sum_{j=0}^{N-1-d} z_{j+1}^* z_j \exp(i d(j + \frac{d}{2} - \frac{N}{2})\varphi'_c)), \end{aligned} \quad (21)$$

где d — номер поддиагонали матрицы обработки.

Сохранив только наддиагональные и поддиагональные элементы, что соответствует квазиоптимальной когерентной обработке, а также перемножив в (21) действительные и мнимые части и учитывая, что величины $z_{j+1} z_j^*$ и $z_{j+1}^* z_j$ являются комплексно сопряжёнными, преобразуем статистику (21) к виду:

$$\begin{aligned} \xi(\mathbf{z}) = & 2 \cos(\varphi_c) \operatorname{Re} \left[\sum_{j=0}^{N-2} z_{j+1} z_j^* \exp \left\{ -i \left(j + \frac{1}{2} - \frac{N}{2} \right) \varphi'_c \right\} \right] + \\ & + 2 \sin(\varphi_c) \operatorname{Im} \left[\sum_{j=0}^{N-2} z_{j+1} z_j^* \exp \left\{ -i \left(j + \frac{1}{2} - \frac{N}{2} \right) \varphi'_c \right\} \right]. \end{aligned} \quad (22)$$

Дальнейшие преобразования достаточной статистики (22) связаны с

принятым методом преодоления априорной неопределенности параметров скорости и ускорения. Возможно построение как многоканального, так и адаптивного обнаружителей при различных сочетаниях:

- 1) многоканальность по ускорению и скорости движения объекта;
- 2) многоканальность по ускорению и адаптации к скорости движения объекта;
- 3) многоканальность по скорости и адаптации к ускорению движения объекта;
- 4) адаптация к ускорению и скорости движения объекта.

Получение оценки ускорения в явном виде по статистике (22) затруднительно, поэтому неопределённость по ускорению устраняется усреднением по каналам и используется оценка скорости в каждом канале.

При этом получим новый обнаружитель с оценкой скорости объекта и многоканальностью по ускорению [68]. Оценку межпериодного набега фазы сигнала за счёт скорости определим на основе метода максимального правдоподобия [69]:

$$\left. \frac{d\xi(\varphi_c, \varphi'_c)}{d\varphi_c} \right|_{\varphi_c = \hat{\varphi}_c} = 0. \quad (23)$$

Усредним выражение (21) по параметру φ'_c в пределах m -го канала по ускорению φ'_{c_m} . После этого статистика (21) будет иметь вид:

$$\xi(\varphi_c, m) = \cos(\varphi_c) \operatorname{Re}(X_m) + \sin(\varphi_c) \operatorname{Im}(X_m), \quad (24)$$

где $X_m = \sum_{j=0}^{N-2} z_{j+1} z_j^* \exp \left[-i \left(j + \frac{1}{2} - \frac{N}{2} \right) \varphi'_{\hat{\varphi}_m} \right]$.

Алгоритм оценки межпериодного набега фазы сигнала за счёт скорости $\hat{\varphi}_{c_m}$ в каждом m -м канале по ускорению имеет вид:

$$\hat{\varphi}_{c_m} = \arctg(\text{Im}(X_m) / \text{Re}(X_m)). \quad (25)$$

Решающее правило в m -м канале по ускорению имеет вид:

$$\xi(m) = \left| \sum_{j=0}^{N-2} z_{j+1} z_j^* \exp(-i(j + \frac{1}{2} - \frac{N}{2})\varphi'_{c_m}) \right|^2. \quad (26)$$

Обнаружитель, реализующий вычисление статистики (26), инвариантен к межпериодному набегу фазы сигнала за счёт скорости и осуществляет накопление мультипликаций в каналах по ускорению. Канал по ускорению определяет значения фазовращающих множителей, на которые последовательно умножаются мультипликации в пределах пачки. Структурная схема квазиоптимального адаптивного обнаружителя с предварительной мультипликативной обработкой входных отсчётов с многоканальностью по ускорению и оценкой скорости представлена на рисунке 30.

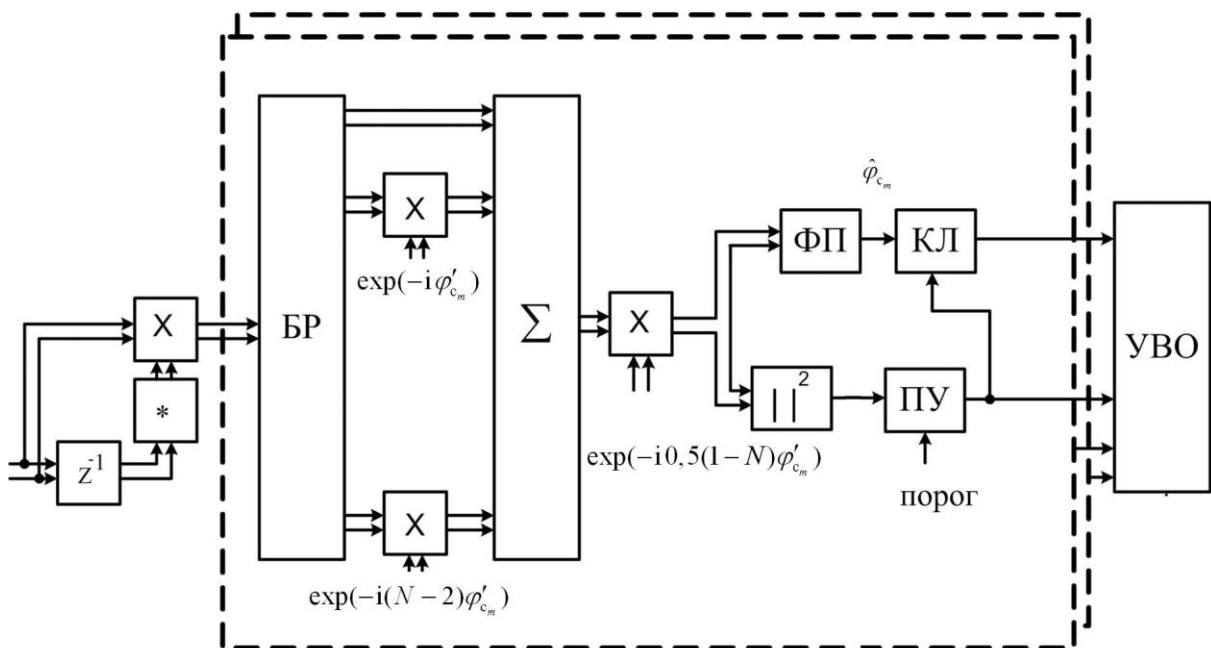


Рисунок 30

Структурная схема обнаружителя, реализующего

вычисление статистики (26)

На рисунке 30 введены обозначения: ФП — функциональный преобразователь, КЛ — ключ; Σ — накопитель.

Набор фазовращателей перед накопителем компенсирует фазовые набеги отсчётов мультипликаций, вызванные радиальным ускорением объекта. Оценка межпериодного набега фазы сигнала за счёт скорости формируется на выходе функционального преобразователя ФП в соответствии с алгоритмом оценки (25). Сигналы с ПУ и с ФП поступают на устройство вторичной обработки УВО.

Особенностью обнаружителя, реализующего вычисление решающего правила (26), является то, что спектральный анализ осуществляется в диапазоне, существенно меньшем, чем 2π , вследствие чего целесообразно использовать алгоритм z-преобразования на основе ЛЧМ-фильтрации [70], либо «chirp» преобразование БПФ [71]. Структурная схема соответствующего обнаружителя показана на рисунке 31 [72].

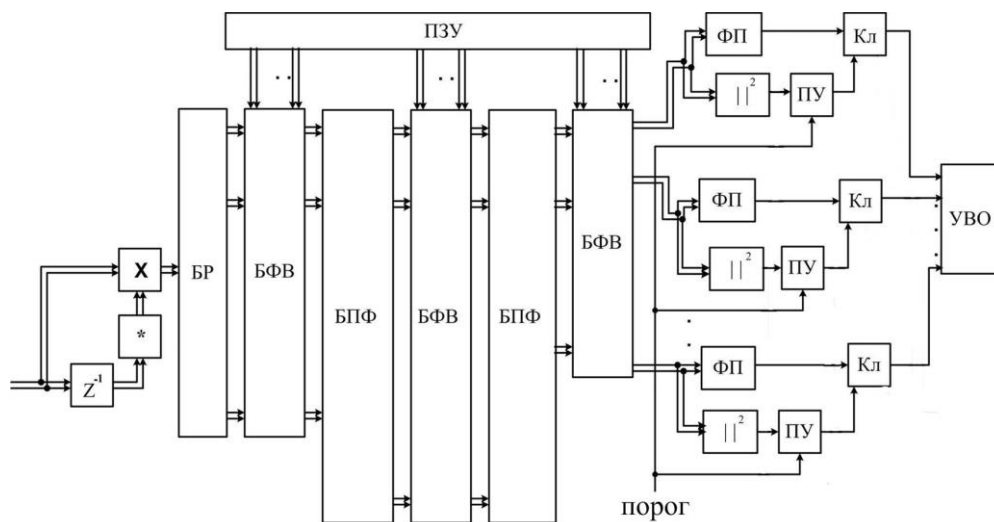


Рисунок 31

Структурная схема квазиоптимального обнаружителя, реализующего

вычисление (26) с использованием z-преобразования на основе

ЛЧМ-фильтрации

Для анализа характеристик обнаружения синтезированных алгоритмов использован метод собственных значений [66].

В многоканальном варианте построения обнаружителя диапазон значений межпериодного набега фазы сигнала за счёт скорости $[0 \dots 2\pi]$ разби-

вается на N каналов, настройка l -го канала $\varphi_{c_l} = \frac{2\pi}{N}l$. Диапазон изменения

межпериодного набега фазы сигнала за счёт ускорения определяется маневренными свойствами ЛА и БРЛС и равен $\varphi'_{c_{\max}}$.

Настройка m -го канала по ускорению:

$$\varphi'_{c_m} = \Delta\varphi'_c m.$$

Элементы матрицы обработки \mathbf{Q} , соответствующие (26), имеют вид:

$$Q_{j,k} = \exp(-i(\hat{\varphi}_c + (j + \frac{1-N}{2})\varphi'_{c_m})), \text{ если } k-j=1;$$

$$Q_{j,k} = \exp(-i(\hat{\varphi}_c + (k + \frac{1-N}{2})\varphi'_{c_m})), \text{ если } j-k=1,$$

где $j, k=0 \dots N-2$.

Вероятность ложной тревоги в пересчете на один канал ускорения для обнаружителя, реализующего вычисление статистики (26): $F_1 \approx F/M_a$, где F — вероятности ложной тревоги системы обработки в целом.

На рисунке 32 показаны характеристики обнаружения обнаружителя, реализующего вычисление статистики (26), обнаружителя с сегментированием входной выборки, построенные при следующих параметрах: $N=1024$; $F=10^{-6}$; $S=2$; $S=4$; радиальное ускорение объекта соответствует нахождению спектра отражённого сигнала в двух и четырёх каналах по скорости.

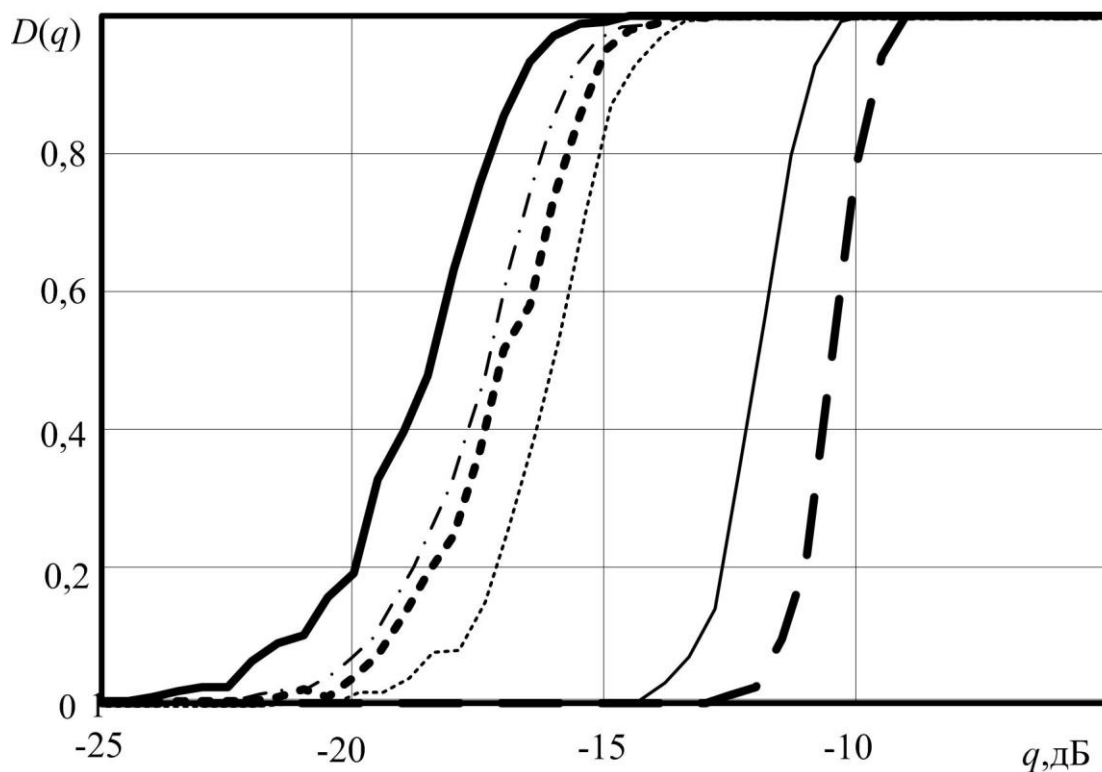


Рисунок 32

Характеристики обнаружения обнаружителя, реализующего вычисление статистики (26)

На рисунке 32 сплошная толстая линия — характеристики обнаружения обнаружителя, реализующего вычисление статистики (16); толстая пунктирная — обнаружитель, реализующий вычисление (20); тонкая пунктирная — обнаружитель, реализующий вычисление (18) при $S=2$; тонкая сплошная линия — обнаружитель, реализующий вычисление (18) при $S=4$, спектр сигнала находится в четырёх каналах по скорости; толстая пунктирная — обнаружитель, реализующий вычисление (20) при $S=4$; тонкая штрихпунктирная линия соответствует алгоритму (26).

Анализ зависимостей, показанных на рисунке 32, позволяет сделать вывод, что обнаружитель, реализующий вычисление статистики (26), проигрывает многоканальному обнаружителю около 1,5 дБ, но выигрывает в пороговом отношении сигнал-шум около 0,8 дБ и 5 дБ у обнаружителей с

сегментированием входной выборки при $S=2$ и $S=4$ соответственно.

1.3.6 Синтез алгоритма обнаружения маневрирующей цели с адаптивной настройкой каналов по ускорению

Как было отмечено выше, увеличение числа каналов по ускорению уменьшает потери в пороговом отношении сигнал-шум за счёт более точной компенсации квадратичного члена в межпериодном набеге фазы. Но, с другой стороны, при этом увеличивается порог обнаружения в каждом из каналов, что связано с необходимостью обеспечения заданного уровня ложной тревоги.

Одним из способов уменьшения потерь в пороговом отношении сигнал-шум является уменьшение числа каналов по ускорению и их адаптивная настройка [73].

В рамках данного способа процедура обнаружения маневрирующего объекта разделяется на два этапа. На первом этапе каналы по ускорению располагаются равномерно по диапазону априорных значений ускорения $a_{r_{\max}}$. После чего происходит анализ максимумов амплитудных спектров в каналах по ускорению. Находится пара каналов, настройка которых наиболее близка к истинному значению ускорения. Данная пара каналов определяет новый диапазон возможных ускорений объекта. После этого происходит перенастройка каналов по ускорению с целью перекрыть новый диапазон.

На рисунке 33 показаны амплитудные спектры на выходе блока БПФ при различных настройках каналов по ускорению.

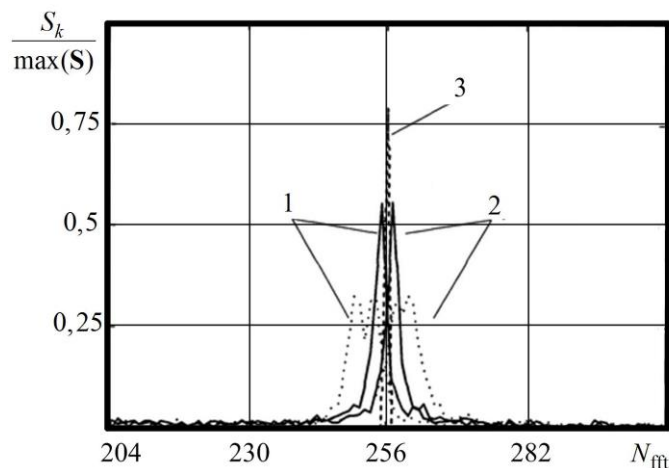


Рисунок 33

Результаты компенсации радиального ускорения объекта

На рисунке 33 кривая 3 соответствует случаю точной настройки на ускорение; кривые 2 и 1 соответствуют случаям, когда настройка канала по ускорению меньше и больше реального ускорения соответственно.

На рисунке 34 показана структурная схема обнаружителя с адаптивной настройкой каналов по ускорению.

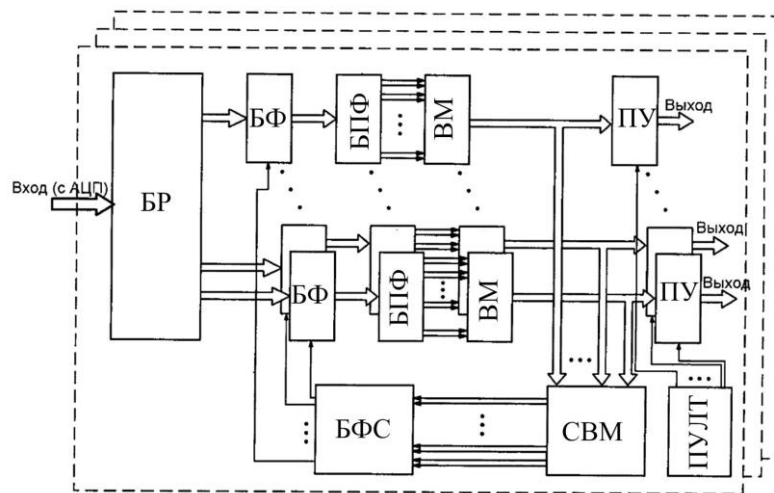


Рисунок 34

Структурная схема алгоритма обнаружения с адаптивной настройкой каналов по ускорению

На рисунке 34 введены следующие обозначения: БР — буферный регистр; БФ — блок фазовращателей; БФС — блок формирования фазовых

сдвигов; ВМ — блок вычисления модуля; СВМ — схема выбора максимума; ПУ — пороговое устройство; ПУЛТ — процессор постоянного уровня ложной тревоги.

На рисунке 35 показаны характеристики обнаружения алгоритма маневрирующей цели с адаптивной настройкой каналов по ускорению. Число каналов по ускорению равно 3, число импульсов в пачке $N=128$, вероятность ложной тревоги $F=0,01$.

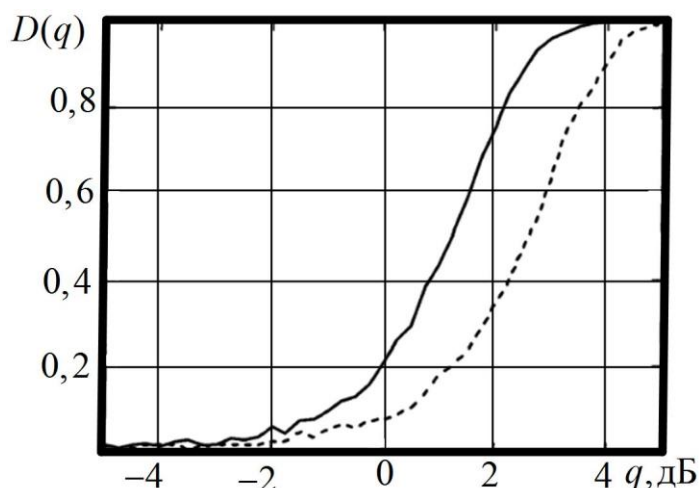


Рисунок 35

Характеристики обнаружения алгоритма маневрирующей цели с адаптивной настройкой каналов по ускорению

На рисунке 35 сплошная линия соответствует предлагаемому алгоритму при использовании трёх каналов по ускорению. Пунктирная линия на данном рисунке соответствует многоканальному неадаптивному алгоритму при пяти каналах по ускорению. Анализ зависимостей показывает, что предлагаемый алгоритм обеспечивает выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум 1,46 дБ, что соответствует увеличению дальности действия на 9 %. Число импульсов $N=128$, вероятность ложной тревоги $F=0,01$.

1.3.7 Анализ вычислительной эффективности синтезированных

алгоритмов

Определим затрачиваемые на реализацию синтезированных обнаружителей вычислительные ресурсы. Вычислительные ресурсы будем определять в числе элементарных операций (ЭО) [48], в качестве которых выступают операции сложения и умножения.

Для реализации многоканального по скорости и ускорению обнаружителя (16), необходимо отсчёты сигнальной выборки умножить на компенсирующие множители, определяемые настройкой канала по ускорению, и осуществить накопление полученных отсчётов в процессоре БПФ.

Для реализации умножения на компенсирующие множители требуется $6N$ ЭО, для реализации N точечного БПФ [74] – $5N \log_2(N)$ ЭО. Включим сюда также и операцию вычисления модуля комплексного числа, на которую затрачивается 3 ЭО. При числе каналов по ускорению M_a суммарные вычислительные затраты составят:

$$C_1 = M_a(5N \log_2(N) + 6N) + 3M_a N.$$

Число операций, требуемых для вычисления статистики (26) с использованием z-преобразования на основе ЛЧМ-фильтрации [72]:

$$C_2 = 6(N-2) + 10(N + M_a - 2) \log_2(N + M_a - 2) + 6(N + M_a - 2) + 6M_a + 3M_a.$$

Число операций, требуемых для вычисления статистики (18) при $S=2$ и $S=4$, имеет вид:

$$C_3 = 5N \log_2(N) + 3N + 5N/2 \log_2(N/2) + 3N/2 + 2N/2 + 5N/4 \log_2(N/4) + 3N/4 + 2N/4.$$

Число операций, требуемых для вычисления статистики (20) при $S=2$ и $S=4$, имеет вид:

$$C_4 = 5N \log_2(N) + 3N + 3N/2 + N/2 + 3N/4 + N/4.$$

На рисунке 36 показано число ЭО $C_1 \dots C_4$, требуемых для реализации предлагаемых алгоритмов. Сплошная толстая линия соответствует числу ЭО, которые необходимы для реализации алгоритма (16); пунктирная —

алгоритму, представленному на рисунке 31, реализующему вычисление статистики (26) и описанному в [72]; тонкая сплошная — алгоритму (18); штрихпунктирная — алгоритму (20).

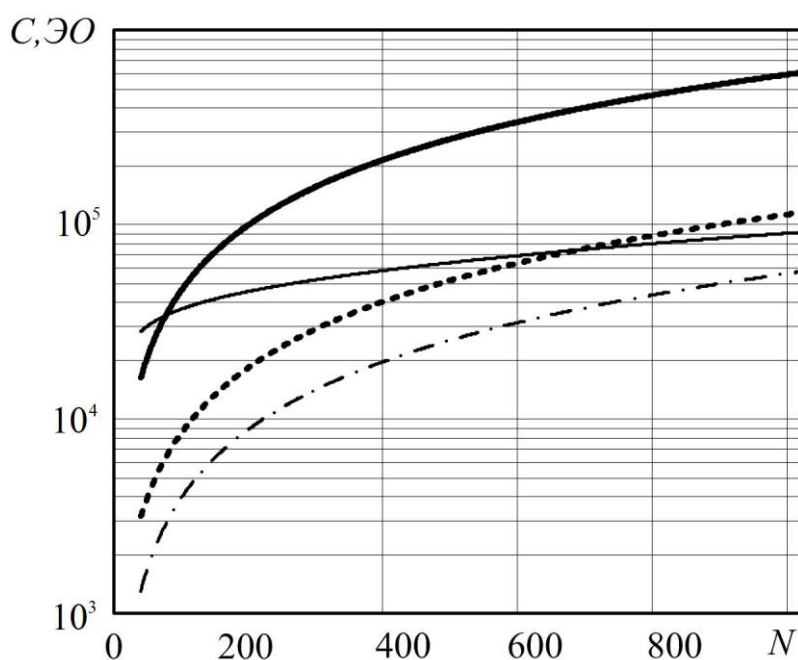


Рисунок 36

Зависимость ЭО, требуемых для реализации алгоритмов обнаружения маневрирующего объекта, от числа импульсов в пачке

Анализ зависимостей на рисунке 36 показывает, что алгоритмы с сегментированием данных существенно выигрывают в числе ЭО по сравнению с многоканальным алгоритмом по скорости и ускорению (16) примерно на порядок. Однако необходимо учитывать, что при больших значениях межпериодного набега фазы сигнала за счёт радиального ускорения данные алгоритмы существенно проигрывают в пороговом отношении сигнал-шум многоканальному алгоритму, что показано на рисунке 32. Алгоритм (26) требует для реализации примерно в 5 раз меньше ЭО.

1.4 Выводы по первой главе

Таким образом, в первой главе:

1. Рассмотрено влияние радиального ускорения на энергетические и вероятностные характеристики МДФ. Показано, что с увеличением радиального ускорения уменьшаются усреднённый КУ и СВПО МДФ, приводя к уменьшению энергетической дальности действия от 5...8 % при $a_r = 100 \text{ м/с}^2$ до 41...70 % при $a_r=400 \text{ м/с}^2$.

2. Рассмотрены свойства совместных оценок скорости и ускорения с использованием аппарата матрицы Фишера. Показано, что дисперсия оценки скорости минимальна при выборе точки отсчёта в середине пачки, кроме того, при этом оценки скорости и ускорения некоррелированы.

3. Определено оптимальное количество каналов по ускорению M_{opt} на основе максимизации СВПО.

4. Синтезирован инвариантный к радиальной скорости и многоканальный по ускорению алгоритм обнаружения маневрирующего объекта (26), который требует для реализации в 5 раз меньшее число ЭО и обеспечивает выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум до 5 дБ по сравнению с алгоритмами обнаружения, которые основаны на сегментировании входной выборки.

5. Рассмотрен способ адаптивной настройки каналов по ускорению, позволяющий уменьшить пороговое отношение сигнал-шум на 1,46 дБ при трёх каналах по ускорению по сравнению с неадаптивным многоканальным алгоритмом обнаружения с пятью каналами по ускорению.

2 Синтез и анализ алгоритмов межпачечного накопления в БРЛС

2.1 Введение

Одним из тактических параметров РЛС, оказывающих существенное влияние на технические характеристики, является период обзора сектора обзора [75]. Повышение вероятности правильного обнаружения в каждом угловом положении путём увеличения количества зондирующих импульсов в пачках приводит к резкому увеличению периода обзора, который может быть больше, чем требуется по ТЗ.

Одной из особенностей, свойственных сигналам в виде пачек импульсов [76], является возможное наличие неоднозначности измерений по дальности, по скорости либо по дальности и скорости. Для раскрытия неоднозначности измерений в каждом угловом положении излучают несколько пачек импульсов. Причём период обзора сектора сканирования учитывает излучение в каждом угловом положении нескольких пачек импульсов. Неоднозначность измерений раскрывается при совместной обработке результатов обнаружения в каждой из отдельных пачек. Межпачечное накопление при этом не используется.

Цель данной главы — синтез и анализ межпачечного алгоритма обнаружения малоотражающих радиолокационных объектов.

2.2 Межпачечное накопление отражённых радиолокационных сигналов при устранении неоднозначности измерения дальности методом ДЧМ

Особенностью работы БРЛС в режиме ВЧПИ является неоднознач-

ность измерения дальности, что связано с небольшим периодом повторения импульсов. Для раскрытия неоднозначности измерения дальности применяют несколько методов [27, 77, 78], одним из которых является использование межимпульсной дискретной частотной модуляции (ДЧМ). Особенностью данного метода является необходимость обнаружения объекта в каждой из отражённых пачек. При этом не используется межпачечное накопление.

В данном разделе рассмотрены синтез и анализ алгоритма межпачечного накопления отражённых сигналов от сверхманевренного объекта, который совмещён с раскрытием неоднозначных измерений по дальности.

Рассмотрим влияние радиального ускорения объекта на величину «отскока» дальности при использовании ДЧМ. Промежуточные частоты на выходе УПЧ в когерентно-импульсной РЛС [79] имеют вид:

1. ПЧ первой отражённой пачки импульсов:

$$f_{\text{пр1}} = f_{\text{пр0}} + f_d + f_d' t, \quad (27)$$

где $f_{\text{пр0}} = f_0 - f_{\text{г0}}$; f_0 — несущая частота; $f_{\text{г0}}$ — частота гетеродина; t — время в пределах пачки импульсов.

2. ПЧ второй отражённой пачки импульсов:

$$f_{\text{пр2}} = f_{\text{пр0}} + (f_d + f_d' N T_{\text{п}}) - k_{\text{чМ1}} t_R + f_d' t, \quad (28)$$

где t_R — задержка по времени распространения сигнала, пропорциональная дальности; $k_{\text{чМ1}}$ — крутизна изменения несущей частоты во второй пачке.

3. ПЧ третьей отражённой пачки импульсов:

$$f_{\text{пр3}} = f_{\text{пр0}} + (f_d + f_d' 2 N T_{\text{п}}) - k_{\text{чМ2}} t_R + f_d' t, \quad (29)$$

где $k_{\text{чМ2}}$ — крутизна изменения несущей частоты в третьей пачке.

Разностная частота между первой и второй пачками:

$$f_{p2} = f_{np1} - f_{np2} = k_{чм1}t_R - f'_dNT_{п}. \quad (30)$$

Разностная частота между первой и третьей пачками:

$$f_{p3} = k_{чм2}t_R - f'_d2NT_{п}. \quad (31)$$

Анализ выражений (28), (29) показывает, что «отскок» по дальности при наличии радиального ускорения объекта изменяется на величины $f'_dNT_{п}$ и $f'_d2NT_{п}$ для второй и третьей пачек соответственно.

Функции правдоподобия при гипотезах H_1 и H_0 имеют вид:

$$p(\mathbf{z}|H_1) = \frac{\exp(-0.5(\mathbf{z} - A\mathbf{s}e^{i\varphi_0})^H \mathbf{R}_{ш}^{-1}(\mathbf{z} - A\mathbf{s}e^{i\varphi_0}))}{(2\pi)^{N/2} \det(\mathbf{R}_{ш})}, \quad (32)$$

$$p(\mathbf{z}|H_0) = \frac{\exp(-0.5\mathbf{z}^H \mathbf{R}_{ш}^{-1}\mathbf{z})}{(2\pi)^{N/2} \det(\mathbf{R}_{ш})},$$

где $\mathbf{R}_{ш}$ — корреляционная функция шумов, представляющая единичную матрицу, умноженную на дисперсию шума $\sigma_{ш}^2$; A — неизвестная амплитуда, отражённой пачки импульсов; \mathbf{z} — вектор с комплексными отсчётами квадратурных составляющих сигнала; $\mathbf{s} = \left\{ \exp(i(j\varphi_c + j^2\varphi'_c)) \right\}_{j=0}^{N-1}$ — вектор ожидаемого сигнала [80]; φ_0 — случайная начальная фаза в каждой пачке.

Смещение по частоте для второй и третьей пачек относительно частоты Доплера первой пачки импульсов f_{d1} имеет вид:

$$f_{S_2} = f_{d1} + f'_dNT_{п} - f_{R_1}, \quad f_{S_3} = f_{d1} + 2f'_dNT_{п} - f_{R_2}, \quad (33)$$

где $f_{R_1} = 2k_{чм1}R/c$ — дальномерная частота во второй и третьей пачках; $f_{R_2} = 2k_{чм2}R/c$; c — скорость света; R — дальность до объекта.

Основная идея межпачечного накопления заключается в формировании всех возможных гипотез дальности и выборе среди них гипотезы, решающая статистика которой максимальна. Одна из возможных гипотез

дальности показана на рисунке 37.

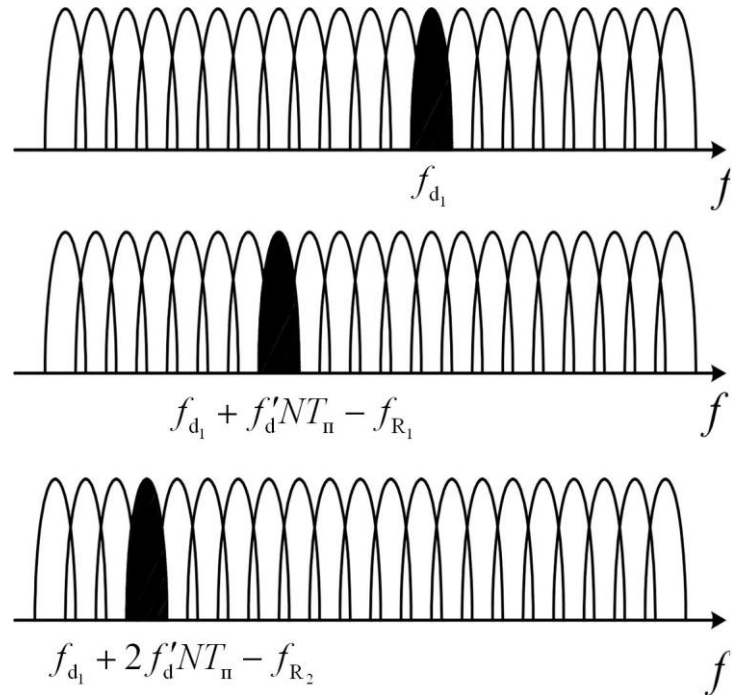


Рисунок 37

Поясняющий график к формированию возможной гипотезы дальности

Чёрным отмечены частотные каналы одной из возможных гипотез дальности.

Обозначим $\mathbf{s}_{\text{опр}}$ — вектор, содержащий пачку импульсов, которые соответствуют одной из возможных гипотез дальности. Вектор $\mathbf{s}_{\text{опр}}$ состоит из трёх векторов: $\mathbf{s}_{\text{опр}} = [\mathbf{s}_1 \mathbf{s}_2 \mathbf{s}_3]^T$, каждый из которых имеет вид:

$$\mathbf{s}_1 = \left\{ \exp(ik\varphi_{d_1}) \right\}_{k=0}^{N-1}; \quad \mathbf{s}_2 = \left\{ \exp(ik\varphi_{S_2}) \right\}_{k=0}^{N-1}; \quad \mathbf{s}_3 = \left\{ \exp(ik\varphi_{S_3}) \right\}_{k=0}^{N-1},$$

где межпериодные набегі фазы равны:

$$\varphi_{d_1} = 2\pi f_{d_1} T_{\Pi}, \quad \varphi_{S_2} = 2\pi f_{S_2} T_{\Pi}, \quad \varphi_{S_3} = 2\pi f_{S_3} T_{\Pi}.$$

С учётом того, что шумы в каждой из пачек статистически независимы, т.к. в режиме ВЧПИ работа идёт на фоне собственных шумов приёмника, логарифм отношения правдоподобия для возможной гипотезы дальности может быть представлен в виде:

$$\begin{aligned} \xi(\varphi_{d_1}, \varphi_{S_2}, \varphi_{S_3}) &= \ln(L(\varphi_{d_1}, \varphi_{S_2}, \varphi_{S_3})) = \\ &= \left| \sum_{k=0}^{N-1} z_{1_k} \exp(-ik\varphi_{d_1}) \right|^2 + \left| \sum_{k=0}^{N-1} z_{2_k} \exp(-ik\varphi_{S_2}) \right|^2 + \left| \sum_{k=0}^{N-1} z_{3_k} \exp(-ik\varphi_{S_3}) \right|^2, \end{aligned} \quad (34)$$

где $\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2, \mathbf{z}_3$ — векторы, элементы которых представляют собой комплексные отсчёты принятых пачек импульсов на видеочастоте.

С учётом того, что межпериодные набегии фаз, входящие в выражение (34), определяются с точностью до частотного канала, наиболее правдоподобная гипотеза дальности определяется согласно выражению:

$$\begin{aligned} \xi(\hat{n}_0, \hat{n}_1, \hat{n}_2) &= \max_{n_0, n_1, n_2 \in N_h} \xi(n_0, n_1, n_2), \\ \xi(\hat{n}_0, \hat{n}_1, \hat{n}_2) &\geq \xi_0, \end{aligned} \quad (35)$$

где N_h — число гипотез дальности; n_0, n_1, n_2 — номера каналов по частоте для трёх пачек импульсов и канала по ускорению, определяющих одну из возможных гипотез дальности.

На рисунке 38 показаны характеристики алгоритма межпачечного накопления в соответствии с выражением (34) и алгоритма с раскрытием неоднозначности по дальности [27], в котором обнаружение производится в каждой из трёх пачек импульсов.

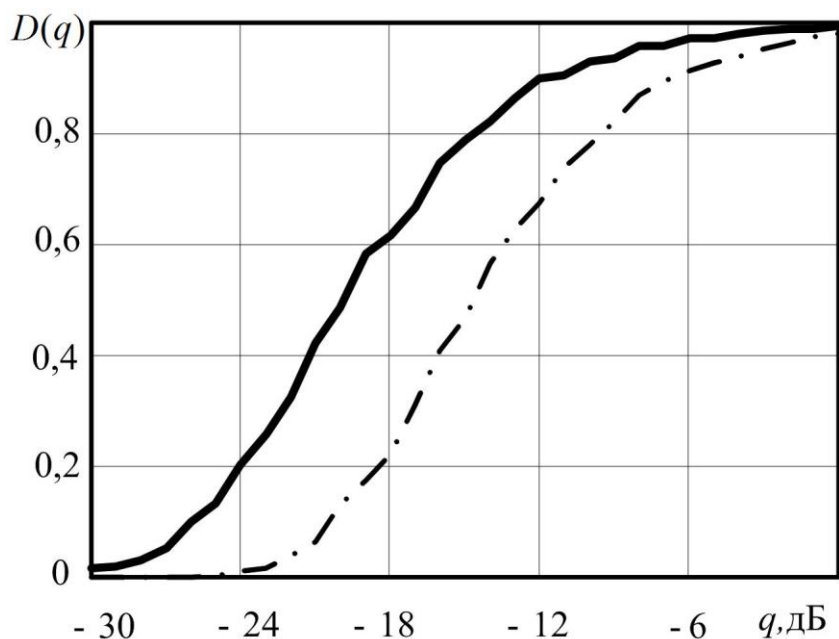


Рисунок 38

Характеристики обнаружения межпачечного алгоритма накопления

На рисунке 38 показаны зависимости вероятности правильного обнаружения для алгоритма межпачечного накопления (сплошная линия) и алгоритма, принимающего решение, в случае если произошло обнаружение в трёх пачках (штрихпунктирная). Зависимости построены при следующих параметрах: число импульсов в пачке 512; вероятность ложной тревоги 10^{-6} ; флуктуации в каждой пачке дружные; число гипотез дальности $N_h=1000$.

Из представленных на рисунке 38 зависимостей виден выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум для алгоритма с межпачечным накоплением, который достигает величины до 4 дБ, что объясняется тем, что в известном алгоритме решение об обнаружении объекта принимается только при превышении порога в каждой из трёх пачек и не учитывающим ускорений цели.

2.3 Синтез алгоритма межобзорного когерентного накопления отражённых сигналов

Повышение вероятности правильного обнаружения D малоотражающего объекта за счёт когерентного накопления пачек импульсов рассматривалось в технической литературе.

В работе [81] автор сравнивает несколько способов межпачечного накопления отражённых радиолокационных сигналов. Один из рассмотренных способов позволяет реализовать когерентное межпачечное накопление с использованием априорной информации об искажении сигнала. На основе этой информации автор формирует «фазирующий» фильтр, также вводятся понятия «эквивалентная несфазированная пачка», «непрерывная когерентная пачка». Однако рассмотренный подход требует большого отношения сигнал-шум. Авторы указывают величину до 10 дБ.

В работе [82] автор предложил способ когерентного накопления отражённых пачек радиолокационных сигналов с целью повышения спектрального разрешения за счёт формирования «длинной» когерентной пачки импульсов. В основе способа лежат оценка начальной фазы в каждой из принятых пачек и последующая их компенсация при формировании «длинной» когерентной пачки. Минусом данного подхода является необходимость высокого отношения сигнал-шум, т.к. оценка начальной фазы осуществляется по каждой из пачек в отдельности.

В основе синтезированного алгоритма лежит введение многоканальности по начальной фазе. Рассмотрим составную пачку импульсов [83]. Опорный сигнал в каждой k -й пачке импульсов имеет вид:

$$\mathbf{s}_{\text{оп}k} = \left\{ \exp(-i(j\varphi_{c_k} + \varphi_{0_k})) \right\}_{j=0}^{N-1},$$

где φ_{c_k} — межпериодный набег фазы сигнала за счёт скорости в k -й пачке

импульсов; φ_{0_k} — начальная фаза сигнала в k -й пачке импульсов. Опорный сигнал для K обзоров: $\mathbf{s}_{\text{опр}_K} = [\mathbf{s}_{\text{опр}_0} \mathbf{s}_{\text{опр}_1} \dots \mathbf{s}_{\text{опр}_{K-1}}]^T$.

Модель отражённой составной пачки \mathbf{Z}_K импульсов после K обзоров имеет вид:

$$\begin{cases} \mathbf{H}_0 : \mathbf{Z}_K = \mathbf{n}_K, \\ \mathbf{H}_1 : \mathbf{Z}_K = A_K \mathbf{s}_{\text{опр}_K} + \mathbf{n}_K, \end{cases}$$

где \mathbf{n}_K — вектор с шумами измерений, размером KN элементов, представляющий собой комплексный гауссовский процесс [84] с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\sigma_{\text{ш}}^2$; A_K — амплитуды K отражённых пачек импульсов. Шумы измерений между обзорами некоррелированы.

При синтезе обнаружителей отражённых пачек импульсов необходимо учитывать флуктуации амплитуды и начальной фазы. В литературе принято разделять пять моделей флуктуаций Сверлинга [85]. Данные модели предполагают различные модели отражений. Наибольшее распространение получили две модели. В одной из них цель может быть представлена в виде большого количества точечных элементов, среди которых нельзя выделить преобладающий отражатель. Данная модель флуктуаций соответствует модели флуктуаций Сверлинга 1.

С учётом принятой модели составной пачки импульсов функция правдоподобия при гипотезе \mathbf{H}_0 имеет вид:

$$p(\mathbf{Z}_K | \mathbf{H}_0) = \frac{1}{(2\pi)^{\frac{KN}{2}} \det(\mathbf{R}_{\text{ш}})} \exp(-0,5 \mathbf{Z}_K^H \mathbf{R}_{\text{ш}}^{-1} \mathbf{Z}_K), \quad (36)$$

где H — символ комплексного сопряжения и транспонирования; $\mathbf{R}_{\text{ш}}$ — блочная матрица шума, имеющая вид:

$$\mathbf{R}_{\text{ш}} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\text{ш}_0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_{\text{ш}_1} & \dots & \mathbf{0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{R}_{\text{ш}_{K-1}} \end{bmatrix}, \quad (37)$$

где $\mathbf{R}_{\text{ш}_k}$ — матрица шумов измерений на k -м обзоре размером N на N ; $\mathbf{0}$ — нулевая матрица размером N на N .

Функция правдоподобия составной пачки при гипотезе H_1 и флуктуациях амплитуды в соответствии с моделью Сверлинга 1 имеет вид:

$$p(\mathbf{Z}_K | H_1) = \frac{1}{(2\pi)^{\frac{KN}{2}} \det(\mathbf{R}_{\text{сш}})} \exp(-0,5 \mathbf{Z}_K^H \mathbf{R}_{\text{сш}}^{-1} \mathbf{Z}_K), \quad (38)$$

где $\mathbf{R}_{\text{сш}}$ — блочная корреляционная матрица смеси сигнал-шум, имеющая вид:

$$\mathbf{R}_{\text{сш}} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\text{сш}_0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_{\text{сш}_1} & \dots & \mathbf{0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{R}_{\text{сш}_{K-1}} \end{bmatrix}, \quad (39)$$

где $\mathbf{R}_{\text{сш}_k}$ — корреляционная матрица смеси сигнал-шум k -й пачки импульсов, имеющая вид:

$$\mathbf{R}_{\text{сш}_k} = \sigma_c^2 \mathbf{s}_{\text{опр}_k} \mathbf{s}_{\text{опр}_k}^H + \mathbf{R}_{\text{ш}_k}. \quad (40)$$

Обратная матрица $\mathbf{R}_{\text{сш}}^{-1}$ имеет вид:

$$\mathbf{R}_{\text{сш}}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\text{сш}_0}^{-1} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_{\text{сш}_1}^{-1} & \dots & \mathbf{0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{R}_{\text{сш}_{K-1}}^{-1} \end{bmatrix}, \quad (41)$$

где $\mathbf{R}_{\text{сш}_k}^{-1}$ — обратная корреляционная матрица k -й пачки импульсов. При-

меним формулу Вудбери [86] к матрицам $\mathbf{R}_{\text{ш}_k}$, $k=0,\dots,K-1$, получим следующее выражение:

$$(\sigma_c^2 \mathbf{s}_{\text{опр}_k} \mathbf{s}_{\text{опр}_k}^H + \mathbf{R}_{\text{ш}_k})^{-1} = \mathbf{R}_{\text{ш}_k}^{-1} - \frac{\sigma_c^2 \mathbf{R}_{\text{ш}_k}^{-1} \mathbf{s}_{\text{опр}_k} \mathbf{s}_{\text{опр}_k}^H \mathbf{R}_{\text{ш}_k}^{-1}}{1 + \sigma_c^2 \mathbf{s}_{\text{опр}_k}^H \mathbf{R}_{\text{ш}_k}^{-1} \mathbf{s}_{\text{опр}_k}}. \quad (42)$$

Логарифм отношения правдоподобия для составной пачки импульсов с учётом (42) имеет вид:

$$\ln\left(\frac{p(\mathbf{Z}_K | \mathbf{H}_1)}{p(\mathbf{Z}_K | \mathbf{H}_0)}\right) = \ln(\mathbf{R}_{\text{ш}}) - \ln(\sigma_c^2 \mathbf{s}_{\text{опр}_K} \mathbf{s}_{\text{опр}_K}^H + \mathbf{R}_{\text{ш}}) + \sigma_c^2 \frac{\mathbf{Z}_K^H \mathbf{R}_{\text{ш}}^{-1} \mathbf{s}_{\text{опр}_K} \mathbf{s}_{\text{опр}_K}^H \mathbf{R}_{\text{ш}}^{-1} \mathbf{Z}_K}{1 + \sigma_c^2 \mathbf{s}_{\text{опр}_K}^H \mathbf{R}_{\text{ш}}^{-1} \mathbf{s}_{\text{опр}_K}}. \quad (43)$$

С учётом, что при межобзорном когерентном накоплении информация о начальной фазе каждой пачки импульсов является информационной, усреднение логарифма правдоподобия в (43) по начальной фазе не производится.

С переносом в правую часть выражения (43) отношения правдоподобия всех составляющих, не связанные с вектором \mathbf{Z}_K , решающее правило будет иметь вид:

$$\xi(\mathbf{Z}_K) = \left| \mathbf{s}_{\text{опр}_K}^H \mathbf{R}_{\text{ш}}^{-1} \mathbf{Z}_K \right|^2. \quad (44)$$

В случае если шум наблюдений на каждом обзоре не коррелирован с дисперсией $\sigma_{\text{ш}}^2$, решающее правило (44) примет вид:

$$\xi(\mathbf{Z}_K) = \left| \mathbf{s}_{\text{опр}_K}^H \mathbf{Z}_K \right|^2 = \left| \sum_{k=0}^{K-1} \left\{ \exp(-i\varphi_{0_k}) \sum_{p=0}^{N-1} z_{k_p} \exp(-i p\varphi_{c_k}) \right\} \right|^2. \quad (45)$$

Одним из способов устранения априорной неопределённости относительно неизвестных параметров является замена данных параметров их оценками [55,87].

В алгоритме когерентного накопления (45) неизвестными являются два параметра:

- межпериодный набег фазы сигнала за счёт радиальной скорости φ_{c_k} в каждой k -й пачке;

- начальная фаза φ_{0_k} каждой k -й пачки импульсов.

Оценка межпериодного набега фазы сигнала за счёт радиальной скорости и начальная фаза определяются путём максимизации (45) по каналам скорости и начальной фазы:

$$\begin{aligned} \xi(\hat{\varphi}_{c_0}, \dots, \hat{\varphi}_{c_{K-1}}, \hat{\varphi}_{0_0}, \dots, \hat{\varphi}_{0_{K-1}}) = \\ = \max_{\hat{\varphi}_{c_0}, \dots, \hat{\varphi}_{c_{K-1}}, \hat{\varphi}_{0_0}, \dots, \hat{\varphi}_{0_{K-1}}} \left(\left| \sum_{k=0}^{K-1} \left\{ \exp(-i\varphi_{0_k}) \sum_{p=0}^{N-1} z_{k_p} \exp(-i p \varphi_{c_k}) \right\} \right|^2 \right). \end{aligned} \quad (46)$$

Для обнаружения объекта оценки, полученные согласно (46), подставляются в решающее правило (45), которое сравнивается с порогом обнаружения.

На рисунке 39 показана структурная схема обнаружителя, реализующего когерентное межобзорное накопление отражённых пачек импульсов при флуктуациях амплитуды в соответствии с моделью Сверлинга 1.

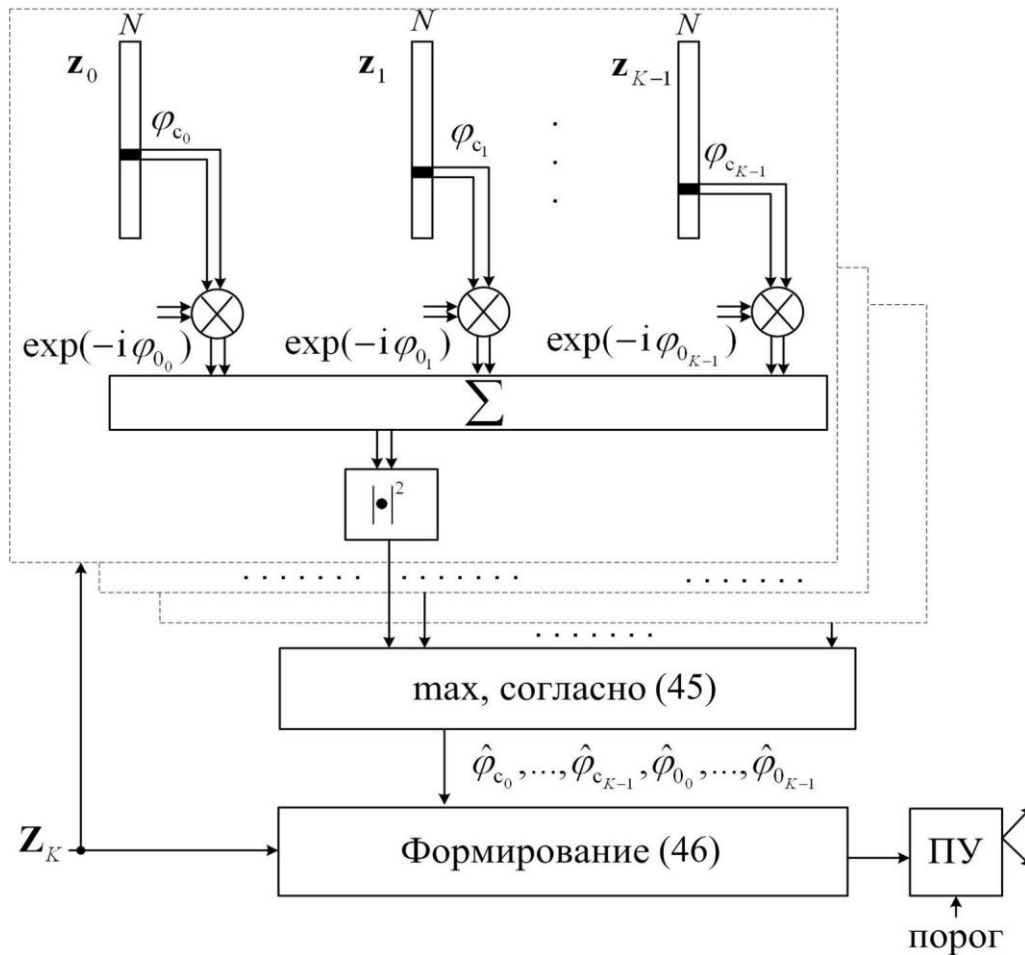


Рисунок 39

Структурная схема когерентного межобзорного обнаружителя

На рисунке 39 введены следующие обозначения: \max — схема выбора максимума.

2.4 Результаты моделирования

С целью проверки эффективности алгоритма когерентного межпачечного накопления проведено имитационное моделирование при следующих условиях:

- число обзоров $K=5$;
- флуктуации амплитуды сигнала в каждой пачке – Релеевские.

Результаты моделирования представлены на рисунке 40. Отношение сигнал-шум рассматривается на входе алгоритма межобзорного накопле-

ния.

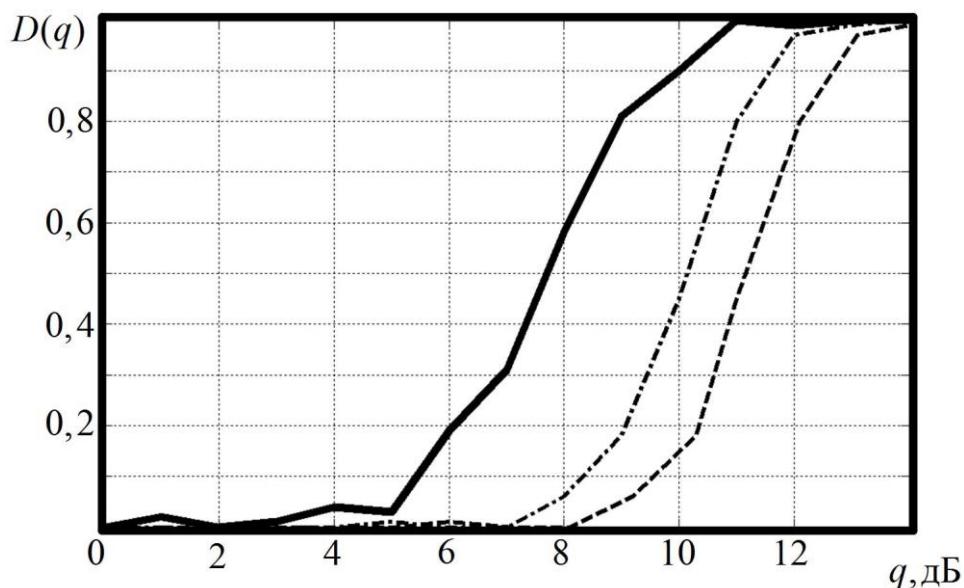


Рисунок 40

Характеристики обнаружения межпачечного алгоритма когерентного накопления

На рисунке 40 сплошная толстая линия соответствует алгоритму, описываемому решающим правилом (45); штрихпунктирная линия соответствует алгоритму некогерентного межобзорного алгоритма накопления [102]; пунктирная линия соответствует алгоритму некогерентного межобзорного накопления с использованием первичного порога обнаружения [88], величина которого выбирается исходя из обеспечения вероятности ложной тревоги $F=0,1$. Анализ зависимостей показывает, что предлагаемый алгоритм обеспечивает выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум 2 дБ и около 3,3 дБ по сравнению с алгоритмом межобзорного накопления и использованием первичного порога.

2.5 Выводы по второй главе

Таким образом, в данной главе синтезированы алгоритмы, реализующие межпачечное накопление.

Синтезирован межпачечный алгоритм, объединяющий межпачечное накопление и раскрытие неопределённости по дальности при обнаружении маневрирующего объекта. Показано, что смещение частоты принятого сигнала при частотной модуляции зависит также от радиального ускорения объекта, которое может привести к ошибкам измерения дальности частотным методом до маневрирующего объекта. Это приводит к необходимости учёта настройки канала по ускорению при определении дальности. Путём имитационного моделирования показано, что предлагаемый алгоритм позволяет обеспечить выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум до 4 дБ при использовании трёх пачек импульсов и числе импульсов 512. Сравнение производилось с алгоритмом, в котором обнаружение происходит в трёх пачках и не учитывается ускорение цели.

Также в данной главе синтезирован алгоритм, реализующий когерентное накопление отражённых пачек импульсов. Путём имитационного моделирования показано, что при накоплении пяти пачек выигрыш в пороговом отношении составляет 2 дБ по сравнению с известным алгоритмом межобзорного некогерентного накопления и 3,3 дБ по сравнению с известным алгоритмом межобзорного накопления с первичным порогом обнаружения в рамках подхода «сопровождение до обнаружения».

3 Анализ межобзорных алгоритмов накопления отражённых радиолокационных сигналов

3.1 Вводные замечания

Одной из задач, решаемых современными БРЛС, является повышение энергетической дальности действия при обнаружении малоотражающих объектов. Данная проблема в настоящее время решается отдельно на каждом из этапов обработки радиолокационной информации. На этапе первичной обработки, либо используют сложные сигналы [89], либо увеличивают время когерентного накопления отражённого сигнала за счёт учёта маневренных возможностей ЛА [90] и возможных перемещений по каналам дальности, скорости и углам в процессе накопления. Но при этом увеличивается время обзора каждого углового положения, что приводит к увеличению периода обзора.

На этапе вторичной обработки повышение вероятности обнаружения траектории реализуется за счёт использования различных алгоритмов, учитывающих гипотезы происхождения отметок [91, 92]. При этом порог обнаружения на этапе первичной обработки может быть рассчитан исходя из вероятной ложной тревоги $10^{-3} \dots 10^{-4}$. Существенным недостатком алгоритмов, использующих формирование гипотез о сочетании отметок и траекторий, является увеличение вычислительных затрат по экспоненциальному закону при увеличении количества отметок, поступающих с этапа первичной обработки.

Другим перспективным направлением развития БРЛС [93] является использование межобзорного накопления отражённых радиолокационных сигналов. Данная процедура позволяет повысить энергетическую даль-

ность действия без модификации приёмопередающей аппаратуры и увеличения периода обзора. Однако известные алгоритмы не учитывают возможное движение носителя БРЛС.

Описываемые в данной главе алгоритмы отличаются от подхода, предложенного Меркуловым В.И. в рамках бесстробового алгоритма сопровождения [94]. Особенностью алгоритма является предварительная завязка трасс, а также работа при высоком отношении сигнал-шум.

Цель главы - краткая классификация существующих алгоритмов межобзорного накопления, а также разработка алгоритмов, которые позволяют реализовать межобзорное накопление при движении носителя БРЛС.

3.2 Межобзорное накопление радиолокационных сигналов

3.2.1 Классификация алгоритмов межобзорного накопления отражённых радиолокационных сигналов

В настоящее время существующие алгоритмы межобзорного накопления условно можно классифицировать согласно схеме, показанной на рисунке 41.

Принципиальным отличием алгоритмов межобзорного накопления от традиционных алгоритмов вторичной обработки, предназначенных для сопровождения объектов на фоне помех (при низком пороге обнаружения на этапе обнаружения), таких как МНТ [95], SDA [96], является отсутствие порога обнаружения между этапами обнаружения и сопровождения объекта.

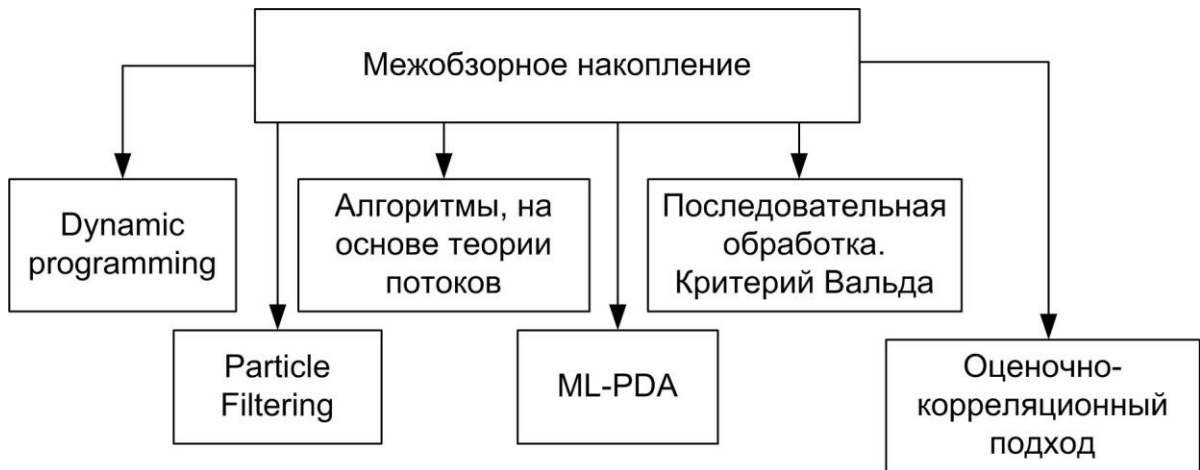


Рисунок 41

Классификация алгоритмов межобзорного накопления

В рамках алгоритмов динамического программирования DP-TBD (англ. «Dynamic Programming TBD») основополагающей является работа Джеймса Арнольда [97].

Данный подход основан на рекуррентном вычислении отношения правдоподобия для апостериорных функций распределения вектора состояния объекта \mathbf{x}_k при гипотезах H_1 и H_0 :

$$\frac{P(\mathbf{X}^k | \mathbf{Z}_{0:k})}{P(H_0 | \mathbf{Z}_{0:k})} = \frac{P(\mathbf{x}_k, \mathbf{X}^{k-1} | \mathbf{Z}_{0:k})}{P(H_0 | \mathbf{Z}_{0:k})} = \frac{p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k) P(\mathbf{X}^k | \mathbf{Z}_{0:k-1})}{p(\mathbf{z}_k | H_0) P(H_0 | \mathbf{Z}_{0:k-1})}, \quad (47)$$

где $p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k)$ — функция правдоподобия на k -м обзоре при гипотезе H_1 ; $p(\mathbf{z}_k | H_0)$ — функция правдоподобия на k -м обзоре при гипотезе H_0 ; \mathbf{x}_k — вектор состояния с параметрами движения объекта на k -м обзоре; $\mathbf{X}^k = \{\mathbf{x}_k, \mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{x}_{k-2}, \dots, \mathbf{x}_0\}$ — матрица с векторами состояний на обзорах с начального по k -й.

В выражении (47) входные отсчёты \mathbf{z}_k представляют собой отсчёты с выхода системы первичной обработки без использования порога обнаружения. При построении системы первичной обработки по корреляционно-фильтровой схеме [79] отсчёты \mathbf{z}_k представляют собой отсчёты амплитуд-

ного спектра каналов дальности.

Отношение правдоподобия (47) вычисляется рекуррентно в соответствии с выражением [97]:

$$\begin{aligned} \frac{P(\mathbf{X}^k | \mathbf{Z}_k)}{P(\mathbf{H}_0 | \mathbf{Z}_k)} &= \frac{P(\mathbf{x}_k, \mathbf{X}^{k-1} | \mathbf{Z}_{0:k})}{P(\mathbf{H}_0 | \mathbf{Z}_k)} = \frac{p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k) P(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{k-1}) P(\mathbf{X}^{k-1} | \mathbf{Z}_{0:k-1})}{p(\mathbf{z}_k | \mathbf{H}_0) P(\mathbf{H}_0 | \mathbf{Z}_{0:k-1})} = \\ &= \frac{p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k)}{p(\mathbf{z}_k | \mathbf{H}_0)} P(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{k-1}) \frac{P(\mathbf{X}^{k-1} | \mathbf{Z}_{0:k-1})}{P(\mathbf{H}_0 | \mathbf{Z}_{0:k-1})}. \end{aligned} \quad (48)$$

Переход вектора состояния \mathbf{x}_k между k -м и \mathbf{x}_{k-1} ($k-1$)-м обзорами описывается переходной матрицей \mathbf{F} , мерность которой зависит от мерности вектора состояния \mathbf{x}_k : $\mathbf{x}_k = \mathbf{F}\mathbf{x}_{k-1}$. Переходная матрица \mathbf{F} определяется используемой моделью движения объекта [98].

После логарифмирования (48) решающее правило имеет вид:

$$\begin{aligned} I(\mathbf{x}_k | \mathbf{Z}_{0:k}) &= \ln \left(\frac{p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k)}{p(\mathbf{z}_k | \mathbf{H}_0)} \right) + \max_{\mathbf{x}_{k-1} \in \Gamma(\mathbf{x}_k)} \left\{ P(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{k-1}) + I(\mathbf{x}_{k-1} | \mathbf{Z}_{0:k-1}) \right\}, \\ I(\mathbf{x}_{K-1} | \mathbf{Z}_{0:K-1}) &\geq I_0, \\ \hat{\mathbf{x}}_{K-1} &= \arg \max_{\mathbf{x}_{K-1}} (I(\mathbf{x}_{K-1} | \mathbf{Z}_{0:K-1}) \geq I_0), \end{aligned} \quad (49)$$

где I_0 — порог обнаружения, выбираемый по критерию Неймана-Пирсона; $\Gamma(\bullet)$ — область в пространстве вектора состояния \mathbf{x}_{k-1} , которая соответствует переходу от состояния \mathbf{x}_{k-1} на $(k-1)$ -м обзоре к состоянию \mathbf{x}_k на k -м обзоре; $\arg(\bullet)$ — операция, которая заключается в получении значений вектора состояния \mathbf{x}_K , соответствующего $I(\mathbf{x}_{K-1} | \mathbf{Z}_{0:K-1})$.

На рисунке 42 показан процесс формирования области $\Gamma(\bullet)$. Определим массив измерений $\mathbf{z}_k = [R \ \alpha]$, где R — измерение дальности; α — измерение азимута. Определим вектор состояния: $\mathbf{x}_k = [R \ \dot{R} \ \alpha \ \dot{\alpha}]$, где $\dot{R}, \dot{\alpha}$ — скорость изменения дальности и азимута. При использовании ли-

нейной модели движения переходная матрица \mathbf{F} имеет вид:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & T_{\text{обз}} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & T_{\text{обз}} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Элементы вектора состояния \mathbf{x}_k квантуются с учётом разрешающей способности по измеряемым РЛС параметрам. Размер области $T(\bullet)$ также определяется скоростными характеристиками объекта.

На рисунке 42 показаны возможные переходы объекта между двумя обзорами.

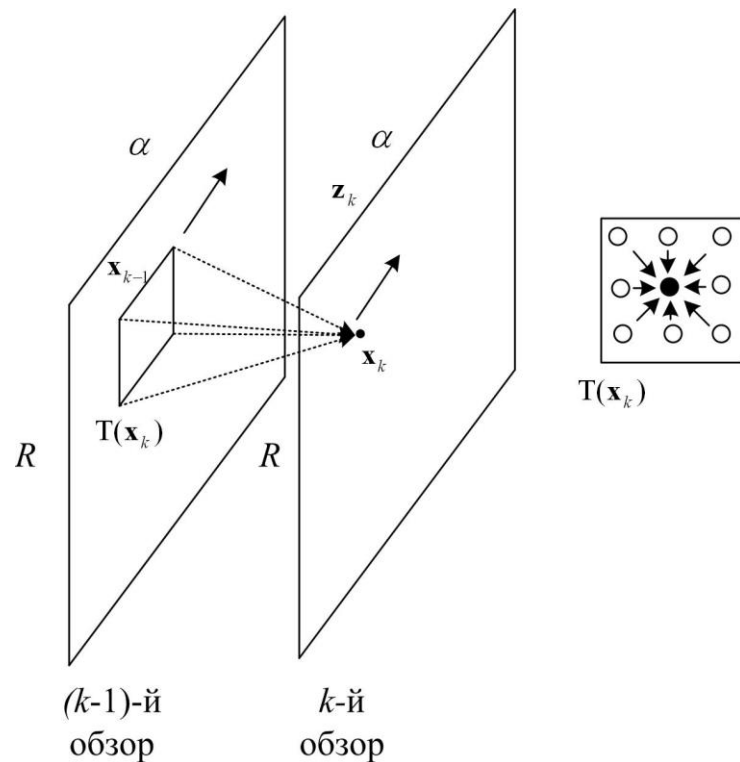


Рисунок 42

Процесс формирования области $T(\bullet)$

Учитывая, что вероятность каждого перехода равновероятна, вероятность $P(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{k-1})$ определяем как единицу, делённую на общее число возможных переходов.

На практике широкое распространение получила модификация ре-

шающего правила (49) для случая, если на выходе системы первичной обработки квадратичный детектор:

$$I(\mathbf{x}_k | \mathbf{Z}_{0:k}) = \mathbf{z}_k^2 + \max_{\mathbf{x}_{k-1} \in \Gamma(\mathbf{x}_k)} \{P(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{k-1}) + I(\mathbf{x}_{k-1} | \mathbf{Z}_{0:k-1})\}. \quad (50)$$

В случае линейного детектора решающее правило (49) принимает вид:

$$I(\mathbf{x}_k | \mathbf{Z}_{0:k}) = \mathbf{z}_k + \max_{\mathbf{x}_{k-1} \in \Gamma(\mathbf{x}_k)} \{P(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{k-1}) + I(\mathbf{x}_{k-1} | \mathbf{Z}_{0:k-1})\}. \quad (51)$$

Отметим, что алгоритм "сопровождения до обнаружения на основе динамического программирования" в настоящее время активно развивается. В работе [99] используется фазовая информация при формировании отношения правдоподобия в решающем правиле (49) для различных моделей флуктуаций амплитуды отражённого сигнала [100]: Сверлинг 0,1,3. В работе [101] рассмотрен синтез решающего правила (49) при обнаружении объектов на фоне негауссовского шума, описываемого составным гауссовским процессом.

При использовании статистики $I(\mathbf{x}_{k-1} | \mathbf{Z}_{0:k-1})$ возникает особенность, связанная с вычислением закона распределения $I(\mathbf{x}_{k-1} | \mathbf{Z}_{0:k-1})$ при гипотезе H_0 на входе ПУ, и с необходимостью на каждом этапе выполнять нелинейную операцию $\max(\bullet)$. Обсуждение возможных путей решения данной проблемы рассмотрено в главе 4 диссертации. Другая особенность алгоритма заключается в отсутствии учёта влияния движения носителя БРЛС на вероятность правильного обнаружения и учёта навигационных параметров носителя при межобзорном накоплении.

Другой подход к межобзорному накоплению предложен в [102]. В работе формируется статистика вида:

$$\max_{m, \tau_k(m), f_k(m) \in (\mathbf{M}, \mathbf{T}, \mathbf{f})} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=m_k}^{m_k+M-1} |r_k(m, \tau_k(m), f_k(m))|^2 \geq \xi_0, \quad (52)$$

где r_k — корреляционный интеграл на k -м обзоре; m — номер углового канала; $\tau_k(m)$ — канал по дальности на k -м обзоре в m -м угловом канале; $f_k(m)$ — канал по радиальной скорости на k -м обзоре в m -м угловом канале; ξ_0 — порог обнаружения, выбираемый по критерию Неймана-Пирсона; \mathbf{M} — массив, содержащий угловые каналы; M — число угловых каналов, в которых может находиться объект; \mathbf{T} — массив, содержащий каналы по дальности; \mathbf{f} — массив, содержащий каналы по радиальной скорости.

Согласно (52) необходимо вычислить за K обзоров все возможные комбинации корреляционного интеграла для возможных гипотезных траекторий и сравнить с порогом обнаружения, также вычисляемым по критерию Неймана-Пирсона. Формирование гипотезных трасс осуществляется в соответствии с маневренными возможностями объекта.

На рисунке 43 сплошной жирной линией показана одна из возможных гипотезных траекторий.

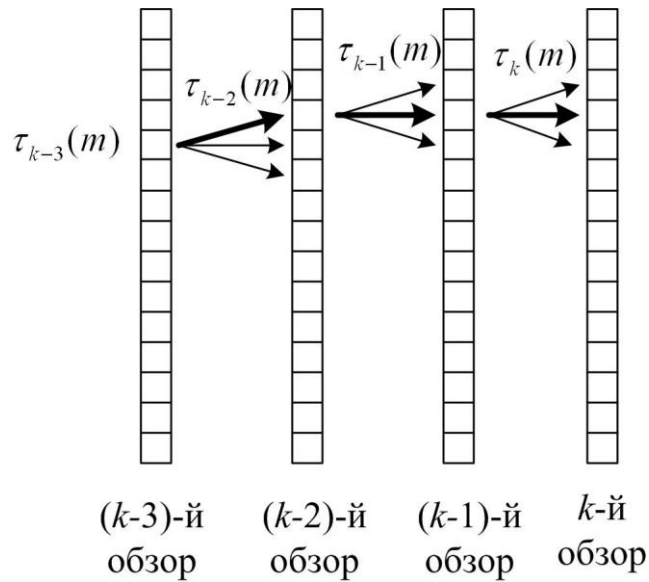


Рисунок 43

Формирование гипотезных трасс при формировании достаточной статистики (52)

Недостатком алгоритма, реализующего вычисление статистики (52), является резкое увеличение гипотезных траекторий при возрастании числа обзоров K , а также маневренных возможностей обнаруживаемых объектов. Общее число гипотезных траекторий N_h определяется выражением:

$$N_h = N_R N_v N_\alpha N_\beta (n_R n_v n_\alpha n_\beta)^{K-1}, \quad (53)$$

где N_R — число каналов по дальности; N_α — число каналов по азимуту; N_β — число каналов по углу места; n_v — число каналов по скорости, в пределах которых может меняться скорость объекта между двумя последовательными обзорами; n_R — число каналов по дальности, на которое может меняться дальность объекта между двумя последовательными обзорами; n_α — число каналов по азимуту, на которое может меняться азимут объекта между двумя последовательными обзорами; n_β — число угловых каналов, на которое может меняться угол места объекта между двумя последовательными обзорами.

Число гипотезных трасс N_h в зависимости от количества обзоров K

показано на рисунке 44.

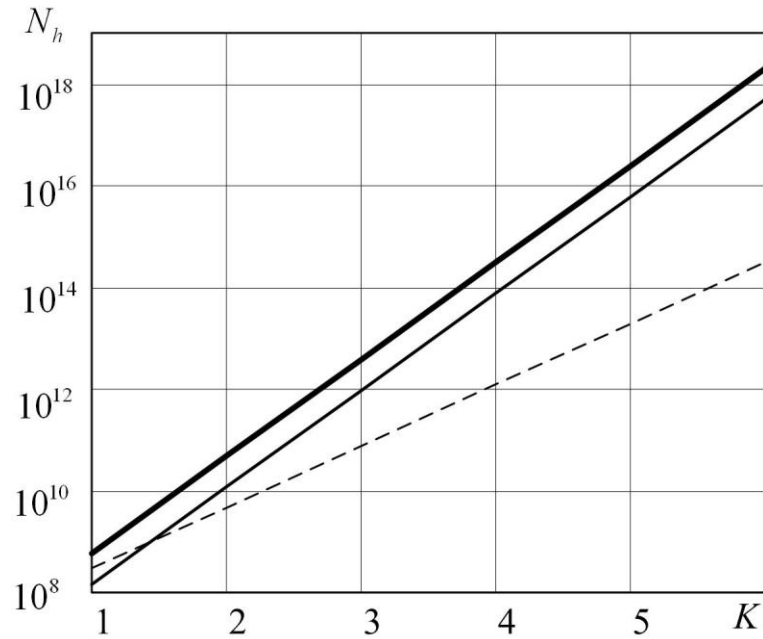


Рисунок 44

Число гипотезных трасс в решающем правиле (49)

На рисунке 44 сплошная линия соответствует следующим параметрам: $N_R=20$; $N_V=4096$; $N_\alpha=120$; $N_\beta=60$; $n_R=4$; $n_V=5$; $n_\alpha=2$; $n_\beta=2$; тонкая сплошная — $N_R=20$; $N_V=1024$; $N_\alpha=120$; $N_\beta=60$; $n_R=4$; $n_V=5$; $n_\alpha=2$; $n_\beta=2$; пунктирная линия — $N_R=20$; $N_V=2048$; $N_\alpha=120$; $N_\beta=60$; $n_R=2$; $n_V=2$; $n_\alpha=2$; $n_\beta=2$. Анализ зависимостей показывает, что при увеличении числа обзоров K существенно возрастает число гипотезных трасс N_h . Это приводит к резкому возрастанию требуемых вычислительных операций и объема памяти.

Одним из путей уменьшения числа гипотезных трасс N_h является введение первичного порога обнаружения, который соответствует большой вероятности ложной тревоги $F = 0,01 \dots 0,1$. Однако аналитические выражения для вероятностей ложной тревоги и правильного обнаружения в литературе отсутствуют. В главе 4 данной диссертации рассмотрен аналитический метод вычисления распределения на входе ПУ при использовании первичного порога обнаружения.

В работе [103] авторы рассмотрели один из способов уменьшения вычислительных операций, который заключается в параллельном формировании статистик 70 на основе априорных сведений.

В работах [104, 105] рассмотрена модификация алгоритма, реализующего вычисление (52), за счёт введения первичного порога обнаружения, что существенно уменьшает число гипотезных трасс N_h . Однако в данных работах расчёт порогов обнаружения рассмотрен только для случая шума с экспоненциальным законом распределения элементов массива \mathbf{z}_k .

В литературе также отсутствует анализ влияния движения носителя БРЛС на вероятность правильного обнаружения алгоритма, реализующего вычисление статистики (52).

Алгоритм «Maximum Likelihood Probabilistic Data Association» впервые был предложен Яковом Бар-Шаломом в работе [106]. В рамках данного подхода также используется предварительная пороговая обработка. Кроме того, предполагаются известными такие параметры отражённого сигнала, как отношение сигнал-шум. Существенным ограничением данного алгоритма является условие равномерного движения объекта наблюдения [107].

Другим подходом к обнаружению объектов при малом отношении сигнал-шум является использование математического аппарата парциальной фильтрации [108, 109].

Основная идея данных алгоритмов, основанных на методах парциальной фильтрации [110], заключается в численной аппроксимации апостериорной плотности распределения вероятности вектора состояния объекта. При этом формирование значений вектора состояния объекта для каждого парциального фильтра осуществляется из так называемого «важного» распределения [110], которое содержит апостериорную плотность и

из которого просто формировать случайные величины.

Входными данными алгоритмов, основанных на методах парциальной фильтрации [111], являются отсчёты амплитудного спектра с выхода системы первичной обработки радиолокационной информации.

Главным недостатком подобных алгоритмов является необходимость использования большого числа парциальных фильтров [112] (до 100000 и более). Причём каждый парциальный фильтр предполагает собой фильтр Калмана, кроме того, необходимо вычисление веса каждого фильтра.

Другой недостаток алгоритмов парциальной фильтрации заключается в необходимости операции повторного вычисления весов парциальных фильтров [113] после каждого обзора. С учётом количества парциальных фильтров данная процедура требует больших вычислительных затрат [114].

Следующий недостаток алгоритмов обнаружения, основанных на методах парциальной фильтрации, заключается в сложности пороговой обработки [115], которая обеспечивает выполнение критерия Неймана-Пирсона. Данная задача аналитически в настоящее время ещё не решена.

Межобзорное накопление на основе теории потоков [116] также представляет собой ещё один подход к обнаружению и сопровождению многих целей на фоне шума [117,118].

По аналогии с понятием «плотность распределения вероятностей» вводится понятие «интенсивность потока» [119]. Достоинством данного подхода является возможность оценки числа трасс [120]. Кроме того, вычислительная сложность алгоритма растёт линейно с увеличением числа сопровождаемых трасс [121].

Данный подход также обладает недостатками. Аналитическое вычисление интенсивности потока затруднительно, и на практике используют

различные аппроксимации, в частности гауссовскую аппроксимацию [122]. При этом возникают вопросы выбора числа гауссиан для аппроксимации, их усечения и объединения, а также вопросы выбора порога обнаружения в соответствии со статистическими критериями. По этой причине данные алгоритмы требуют предварительного обнаружения трасс, к примеру с помощью алгоритмов S - D ассоциаций [123].

Среди отечественных учёных, которые занимались межобзорным накоплением, можно отметить работы Сосулина Ю.Г., Гаврилова К.Ю., Кострова В.В.

В работе [124] Сосулиным Ю.Г. предложен оценочно-корреляционный подход, развитый в работах Паршина Ю.Н. и Кострова В.В., и описанный в работе [125]. Данный подход предполагает рекуррентное вычисление отношения правдоподобия по вектору состояния оцениваемых параметров. Оценка элементов вектора состояния осуществляется путём максимизации апостериорной плотности распределения вероятностей.

В работе [126] автор рассматривает особенности различных процедур Вальда, как усечённых, так и не усечённых. Автор указывает на сложность и нерешённость проблемы оптимизации вторичной обработки в сочетании с первичным последовательным обнаружением. Кроме того, кратко рассмотрены свойства k -этапных последовательных процедур проверки гипотез. Рассмотрены процедуры оптимизации k -этапных процедур, в частности вопросы выбора порогов обнаружения на каждом этапе. При этом оптимизация выполняется численным способом.

В работах [127, 128] развиваются k -этапные последовательные процедуры, предложенные Гавриловым К. Ю. Оптимизируются параметры усечённых последовательных процедур: пороги обнаружения на каждом из

этапов, а также длительности этапов. При этом в качестве решающих статистик могут быть использованы статистики, отличные от отношения правдоподобия, что актуально при работе на фоне негауссовских шумов. Кроме того, автор рассматривает вопросы стабилизации уровня ложных тревог при реализации усеченных последовательных k -этапных процедур. Пороги обнаружения, а также длительность этапов также вычисляются с помощью имитационного моделирования. Применение данного подхода при межобзорном накоплении с использованием выражения (52) сталкивается с существенными вычислительными сложностями. Это связано с тем, что после каждого обзора увеличивается число возможных гипотезных трасс, как показано на рисунке 44. Это приводит к необходимости формирования решающей статистики в каждой из гипотезных трасс, но при этом произойдет увеличение порогов в критерии Вальда и, как следствие, будут потери в пороговом отношении сигнал-шум.

3.2.2 Влияние порога обнаружения на этапе первичной обработки на эффективность трек-ориентированного многогипотезного алгоритма сопровождения

Уменьшение порога обнаружения на этапе ПО приводит к увеличению числа отметок, которые поступающих на этап ВО. Это приводит к увеличению числа обнаруженных трасс, среди которых могут быть как истинные, так и ложные.

Для решения задачи обнаружения и сопровождения многих целей на фоне помех широко применяют алгоритмы многогипотезного сопровождения (МГС) [129]. Различают две разновидности алгоритма МГС: трек-ориентированный МГС (ТО-МГС), предложенный Я. Бар-Шаломом и гипотезо-ориентированный МГС (ГО-МГС), предложенный Д. Рейдом.

Данные алгоритмы отличаются числом формируемых локальных ги-

потез. В ТО-МГС относительно каждой отметки, попавшей в строб сопровождения, выдвигается две гипотезы: а) продолжение существующей трассы; б) новая трасса. В ГО-МГС относительно каждой отметки выдвигается три гипотезы: а) продолжение существующей трассы; б) новая трасса; в) ложная отметка.

Удаление локальных гипотез в ТО-МГС происходит на использовании последовательного критерия Вальда. Кроме того, удаляются локальные гипотезы, которые попадают в глобальную гипотезу с низким значением апостериорной вероятности. В ГО-МГС удаление локальных гипотез происходит путём удаления глобальных гипотез с низким значением апостериорной вероятности.

Уменьшение порога обнаружения приводит к увеличению числа отметок m_k , попадающих в строб сопровождения на k -м обзоре. Это приводит к увеличению среднего числа обзоров $n_{\text{сред}}$ правильного обнаружения ложной трассы при использовании последовательного критерия Вальда.

На рисунке 45 показана зависимость среднего числа обзоров $n_{\text{сред}}$ правильного обнаружения ложной трассы от среднего числа отметок m_k , попавших в строб сопровождения. Зависимость построена при следующих параметрах: вероятность попадания отметки в строб сопровождения 0,9; вероятность правильного обнаружения трассы 0,9; вероятность ложной тревоги трассы 10^{-2} . В случае попадания в строб сопровождения нескольких отметок за продолжение трассы принимается отметка, ближайшая к экстраполированному значению трассы.

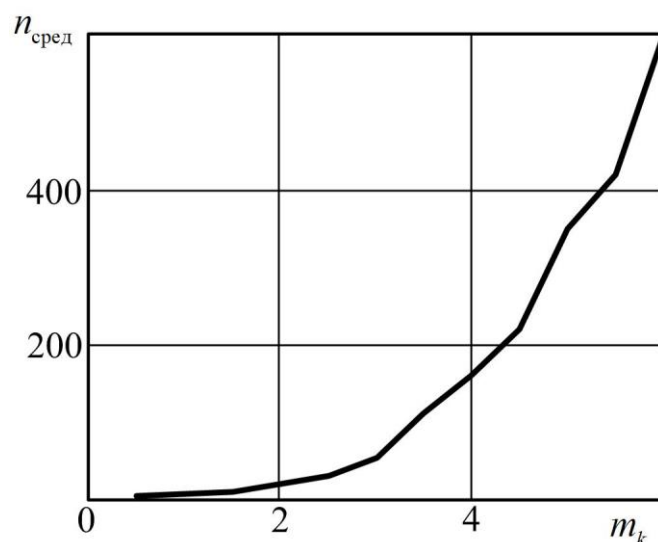


Рисунок 45

Зависимость среднего числа обзоров $n_{\text{сред}}$ правильного обнаружения ложной трассы от числа отметок, попавших в строб сопровождения

Как следует из зависимости, показанной на рисунке 45, при увеличении среднего числа отметок m_k , попавших в строб сопровождения, резко увеличивается среднее число обзоров $n_{\text{сред}}$ правильного обнаружения ложной трассы, в частности, при увеличении m_k с 2 до 4 отметок, число обзоров $n_{\text{сред}}$ увеличивается с 4 до 160.

Наличие ложных отметок в стробе сопровождения также влияет на среднее число обзоров $n_{\text{сред}_H1}$ правильного обнаружения истинной трассы. На рисунке 46 показана зависимость среднего числа обзоров $n_{\text{сред}_H1}$ правильного обнаружения истинной трассы от отношения сигнал-шум, которая построена при следующих параметрах: вероятность попадания отметки в строб сопровождения 0,9; вероятность правильного обнаружения трассы 0,9; вероятность ложной тревоги трассы 10^{-2} ; среднее число ложных отметок, попадающих в строб сопровождения 2.

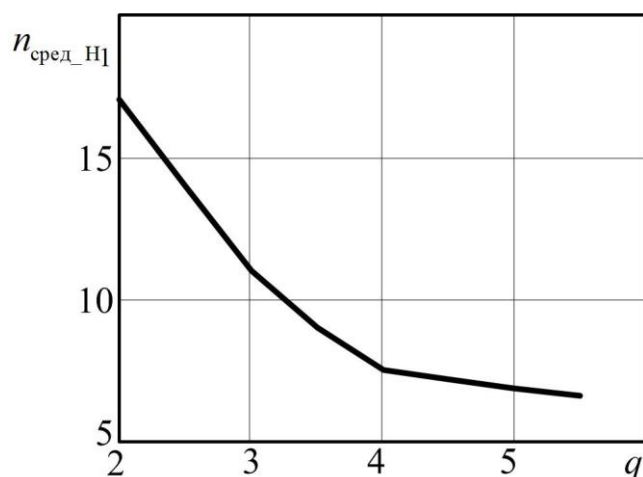


Рисунок 46

Зависимость среднего числа обзоров $n_{\text{сред_Н1}}$ правильного обнаружения истинной трассы от отношения сигнал-шум

Как следует из зависимости, показанной на рисунке 46, при уменьшении отношения сигнал-шум, увеличивается среднее число обзоров $n_{\text{сред_Н1}}$ правильного обнаружения трассы, в частности, при уменьшении отношения сигнал-шум в три раза, $n_{\text{сред_Н1}}$ увеличивается в 2,4 раза.

Необходимость среднего числа обзоров $n_{\text{сред_Н1}}$ правильного обнаружения трассы приводит к увеличению числа локальных гипотез $N_{\text{лhyp}}$ в ТО-МГС, показанным на рисунке 47. Увеличение числа локальных гипотез приводит к увеличению размерности задачи о назначениях в блоке "Вычисление наиболее правдоподобных гипотез". Кроме того, увеличивается число глобальных гипотез $N_{\text{global_hyp}}$.

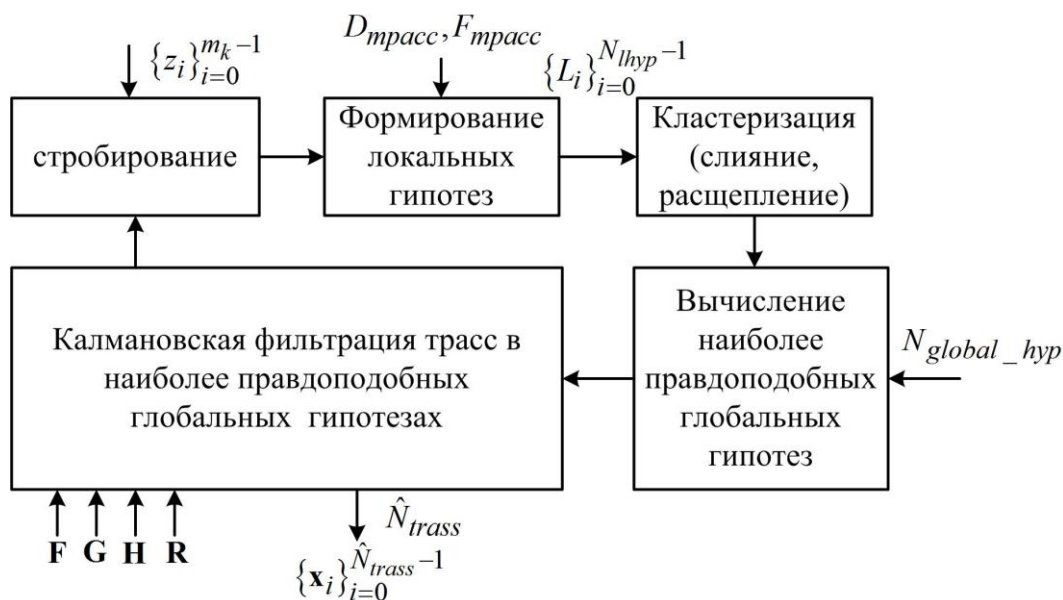


Рисунок 47

Структурная схема ТО-МГС

На рисунке 47 введены следующие обозначения: \hat{N}_{tracc} — число обнаруженных трасс, в наиболее правдоподобной глобальной гипотезе; N_{global_hyp} — число глобальных гипотез, которые используются при сопровождении.

Уменьшение порога обнаружения на этапе первичной обработки приводит к увеличению числа ложных отметок, захватываемых стробами сопровождения.

На рисунках 48, 49 показаны результат сопровождения четырёх целей на фоне помех в РЛС в двухкоординатной РЛС. Параметры целей: начальная дальность 18 км, скорость целей меняется в диапазоне от 100 м/с до 150 м/с по дальности и от 0,02°/с до 0,5°/с; азимут целей: 10°, 15°, 26°, 35°. Модель движения: линейная. Разрешающая способность по дальности: 50 м, по азимуту 0,5°. Вероятность попадания отметки в строб сопровождения 0,999. Число глобальных гипотез $N_{global_hyp} = 10$. Вероятность обнаружения трассы 0,9. Вероятность ложной тревоги трассы:

0,001. Среднее число отметок m_k , захватываемых трассами кластера, меняется от 2 до 4. Вычисление наиболее правдоподобных гипотез выполняется на основании 2-D [227] алгоритма.

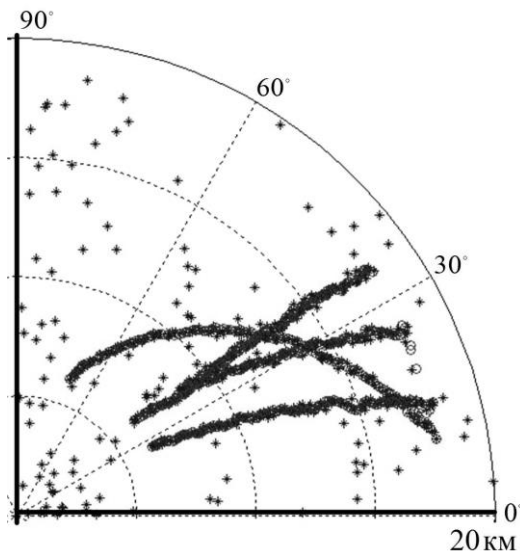


Рисунок 48

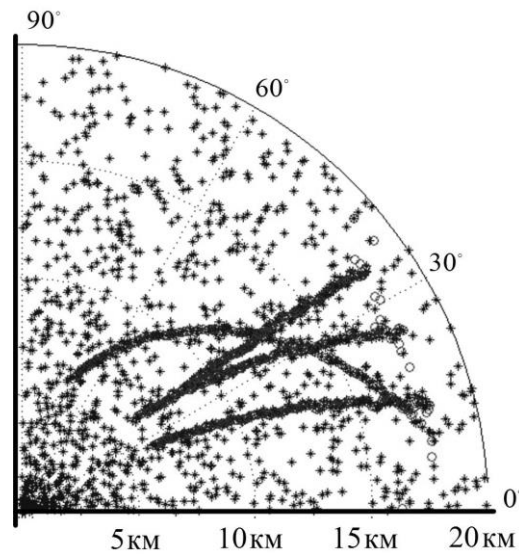


Рисунок 49

Результат сопровождения целей ТО- МГС при $m_k = 2$ Результат сопровождения целей ТО- МГС при $m_k = 4$

При увеличении числа отметок, попавших в стробы сопровождения, увеличивается число локальных гипотез и, как следствие, число глобальных гипотез. При этом увеличивается время решения задачи о назначениях в блоке "Вычисления наиболее правдоподобных глобальных гипотез". Мерность задачи о назначениях увеличивается при уменьшении порогового отношения сигнал-шум, т.к. при этом увеличивается $n_{\text{сред}_H1}$.

Замеры времени выполнения ТО алгоритма МГС на ПК показывают, что при попадании в кластер четырёх отметок и сопровождении четырёх трасс время обработки данных одного обзора достигает 10..12 секунд. При уменьшении первичного порога обнаружения и, как следствие, увеличении числа отметок попадающих в кластеры, существенно увеличивается время обработки.

3.2.3 Влияние радиального ускорения объекта на характеристики обнаружения межобзорного алгоритма обнаружения

В настоящее время в алгоритмах межобзорного накопления, реализующих вычисление решающих правил (49), (52), ускорение объекта учитывается при оценке параметров траектории. При этом не учитывается влияние радиального ускорения объекта на массив измерений \mathbf{z}_k . Как показано в главе 1, радиальное ускорение объекта приводит к «размыванию» спектра по частотным каналам.

В работах [130, 131] рассмотрен алгоритм (49), в котором в вектор состояния \mathbf{x}_k добавлен параметр ускорения объекта. Кроме того, для повышения точности оценки координат трассы используется фильтр Калмана. Модель измерений \mathbf{z}_k предполагает, что объект находится в одном элементе разрешения, положение которого между обзорами меняется.

В работе [132] авторами предложен алгоритм межобзорного накопления с учётом маневрирования объекта на основе формирования возможной трассы методом наименьших квадратов. При этом предполагается, что ускорение объекта не приводит к потерям на этапе первичной обработки.

В работе [133] авторы рассматривают вариант алгоритма межобзорного накопления отражённых от маневрирующего объекта данных путём адаптивного выбора области $T(\bullet)$ в зависимости от дисперсии ускорения. Данный алгоритм, так же как и все предыдущие, предполагает работу на статическом носителе и в отсутствие «размытия» спектра сигнала по каналам скорости.

Учитывая рост числа гипотезных трасс N_h , радиальное ускорение в алгоритме (52) также не учитываем. Это связано с тем, что ввод ещё одного параметра, который будет участвовать в формировании гипотезных трасс, существенно увеличит требования по быстродействию и объёму па-

мента вычислителя, реализующего обнаружитель, а также увеличит порог обнаружения. Маневренные возможности объекта учитываются при формировании n_R и n_v :

$$n_v = 2 \frac{2 (a_{\max} T_{\text{обз}})}{\lambda} \frac{1}{dV}; n_R = \frac{(V_{\max} T_{\text{обз}} + a_{\max} T_{\text{обз}}^2)}{dR},$$

где dV — разрешение по скорости системы первичной обработки; dR — разрешение по дальности системы первичной обработки.

Рассмотрим влияние радиального ускорения объекта на характеристики обнаружения алгоритмов, реализующих вычисление статистик (49), (52). На рисунке 50 показаны характеристики обнаружения алгоритма (50), построенные для следующих условий: $N=512$; $N_v=512$; $N_R=50$; $F=10^{-6}$; $n_R=2$; $n_v=2$; флуктуации амплитуды — Сверлинг 1; число обзоров $K=6$.

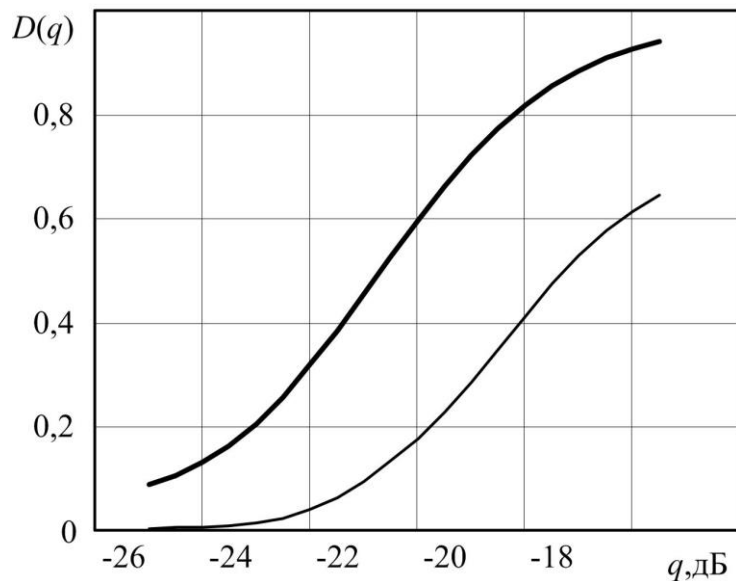


Рисунок 50

Влияние радиального ускорения на характеристики обнаружения алгоритма межобзорного накопления (49), (50)

На рисунке 50 толстая линия соответствует случаю $a_r=0$ м/с²; сплошная — $a_r=100$ м/с². Потери в пороговом отношении сигнал-шум объясняются тем, что при наличии радиального ускорения спектр отражённого

сигнала попадает в несколько частотных каналов.

Рассмотрим влияние увеличения размеров области $T(\bullet)$ на характеристики обнаружения при различном числе обзоров K . Соответствующие характеристики обнаружения показаны на рисунке 51 при $n_R n_v$ равном 4.

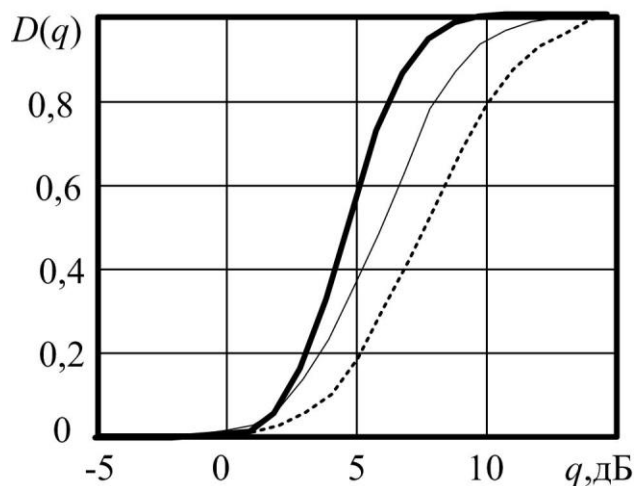


Рисунок 51

Характеристики обнаружения алгоритма (50)

На рисунке 51 характеристики обнаружения построены при следующих параметрах: $F=10^{-5}$, размер области $T(\bullet)$, определяемой n_R , n_v равен 4. Жирная сплошная линия соответствует $K=12$; тонкая сплошная — $K=6$; пунктирная — $K=3$. Отношение сигнал-шум рассматривается на входе межобзорного накопителя, реализующего алгоритм (50). Анализ зависимостей показывает, что увеличение числа обзоров с 3 до 12 приводит к выигрышу в пороговом отношении сигнал-шум до 4 дБ.

На рисунке 52 показаны характеристики обнаружения алгоритма межобзорного накопления, в соответствии с решающим правилом (50) при $n_R n_v=512$.

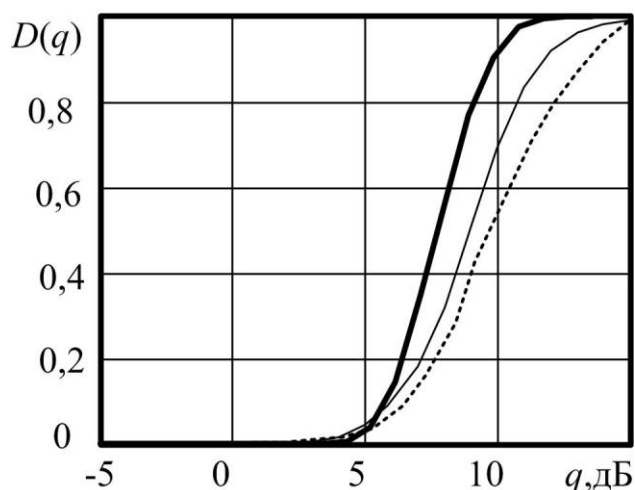


Рисунок 52

Характеристики обнаружения алгоритма (50)

На рисунке 52 характеристики обнаружения построены при следующих параметрах: $F=10^{-5}$. Жирная сплошная линия соответствует $K=12$; тонкая сплошная — $K=6$; пунктирная — $K=3$. Отношение сигнал-шум рассматривается на входе межобзорного накопителя, реализующего алгоритм (50). Анализ зависимостей показывает, что расширение области $T(\bullet)$ приводит к увеличению порога обнаружения и, как следствие, к потерям в пороговом отношении сигнал-шум, которые достигают величины до 4 дБ при $K=12$.

Таким образом, увеличение размера области $T(\bullet)$ с целью компенсации собственного движения носителя БРЛС не целесообразно, т.к. при этом увеличивается порог обнаружения, что приводит к потерям в пороговом отношении сигнал-шум. Потери достигают величины 4 дБ при накоплении данных с $K=12$ обзоров и увеличении размеров области $T(\bullet)$ в 128 раз.

3.2.4 Влияние движения носителя БРЛС на вероятность правильного обнаружения малоотражающего сверхманевренного объекта

Рассмотренные в предыдущих разделах алгоритмы межобзорного

накопления предполагают, что носитель РЛС неподвижен. Рассмотрим влияние движения носителя на эффективность алгоритмов (49), (50), (52).

Задача сопровождения воздушных ЛА с помощью БРЛС решается на основе использования в фильтрах сопровождения информации от бортовой навигационной системы (БНС) [134, 135]. Однако в данных алгоритмах предполагается, что объект обнаружен и на вторичную обработку поступают отметки от объекта.

Рассмотрим возникающие при движении БРЛС особенности, показанные на рисунке 53 и влияющие на межобзорное накопление.

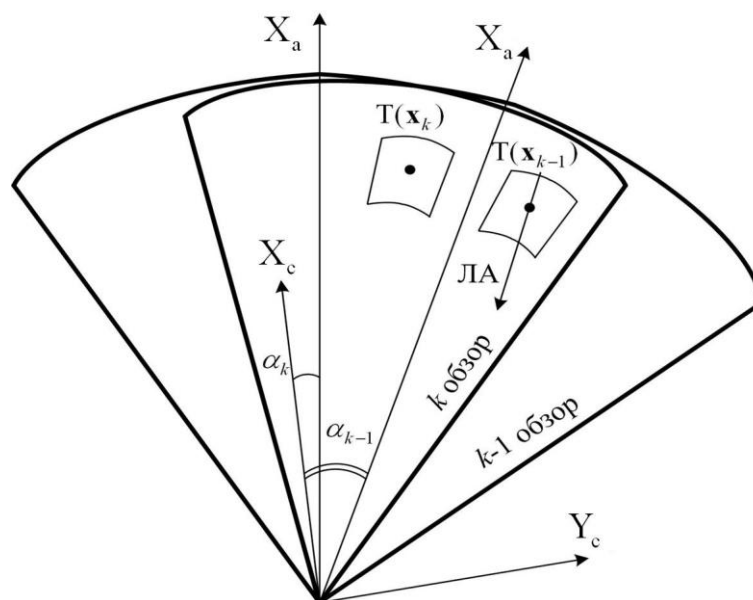


Рисунок 53

Положение зоны обзора между двумя соседними обзорами

На рисунке 53 показаны: X_c, Y_c — связанная с носителем БРЛС СК; α_k, α_{k-1} — центр сектора обзора на k -м и $(k-1)$ -м обзоре; жирная сплошная линия — границы сектора обзора; $T(\mathbf{x}_k), T(\mathbf{x}_{k-1})$ — область в пространстве вектора состояния \mathbf{x}_k на k -м и \mathbf{x}_{k-1} на $(k-1)$ -м обзорах. На данном рисунке движение носителя БРЛС отсутствует, происходит смещение сектора обзора по азимуту.

На рисунке 54 показано изменение сектора обзора при движении БРЛС.

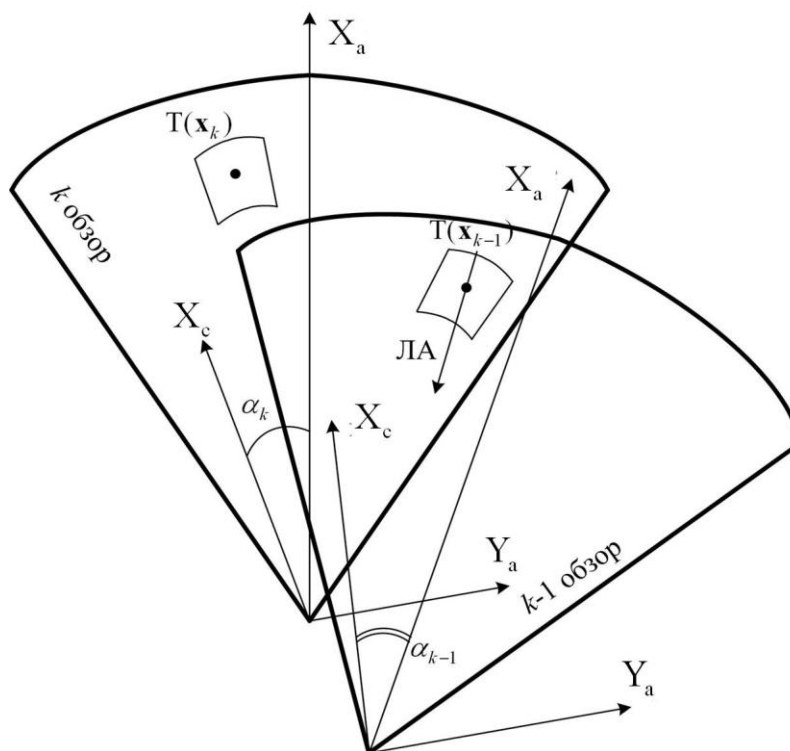


Рисунок 54

Положение зоны обзора между двумя соседними обзорами при движении БРЛС

Анализ рисунков 53, 54 показывает механизм влияния движения БРЛС на эффективность алгоритмов межобзорного накопления (49), (50), (52). При движении носителя БРЛС положение области $T(\mathbf{x}_k)$, $T(\mathbf{x}_{k-1})$ между двумя обзорами меняется не только в соответствии с переходной матрицей \mathbf{F} , но и с учётом параметров движения носителя. В конечном счёте это приводит к потерям в пороговом отношении сигнал-шум при межобзорном накоплении.

Одним из способов учёта движения носителя БРЛС является расширение области $T(\mathbf{x}_k)$ с учётом погрешностей оценки скорости движения носителя БРЛС. Рассмотрим числовой пример. Малогабаритная РЛС уста-

новлена на подвижном носителе, сканирование по азимуту осуществляется поворотом корпуса. РЛС жёстко закреплена к корпусу носителя. Навигационная информация поступает от БИНС. СКО оценки скорости движения ΔV_c .

Рассмотрим ситуацию, в которой цель и носитель движутся навстречу друг другу. На рисунке 55 показано смещение по дальности ΔR при движении цели и носителя РЛС навстречу друг другу.

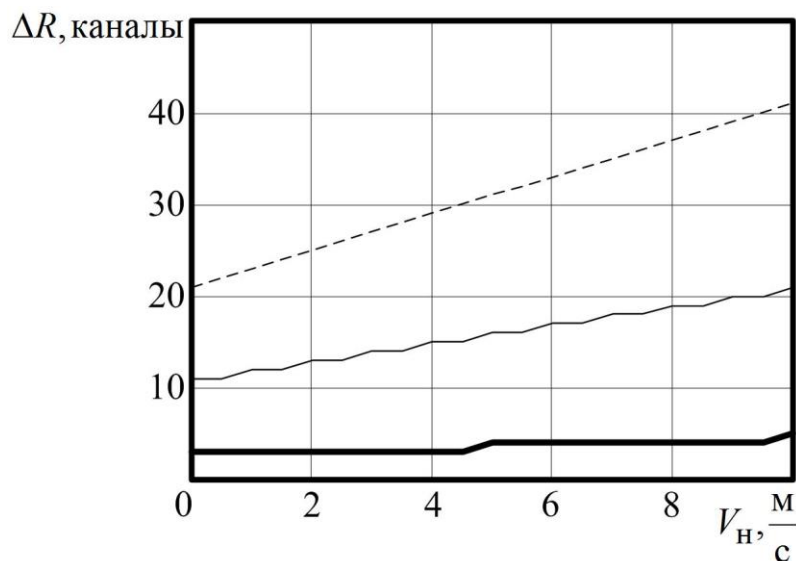


Рисунок 55

Смещение по каналам дальности

На рисунке 55 зависимости построены при следующих параметрах: максимальные скорости движения цели и носителя РЛС 10 м/с. Разрешение по дальности: $\delta R = 0,5$ м. Жирная линия на рисунке 1 соответствует времени обзора $T_{обз} = 0,1$ с; тонкая сплошная — $T_{обз} = 0,5$ с; штрих-пунктирная — $T_{обз} = 1$ с. СКО измерения скорости движения носителя РЛС

$\Delta V_c = 0,3 \frac{м}{с}$. Анализ зависимостей показывает, что при увеличении скорости носителя РЛС от нуля до $V_{нmax} = 10 \frac{м}{с}$ смещение по дальности ΔR увеличивается вдвое. Кроме того, при увеличении времени обзора $T_{обз}$ сме-

щение ΔR также увеличивается. Использование максимального значения скорости движения цели объясняется тем, что априорно значение данного параметра неизвестно.

Увеличение ΔR приводит к росту числа возможных гипотез движения цели N_h . На рисунке 56 показано увеличение числа гипотез движения в зависимости от скорости носителя РЛС при различном числе обзоров K .

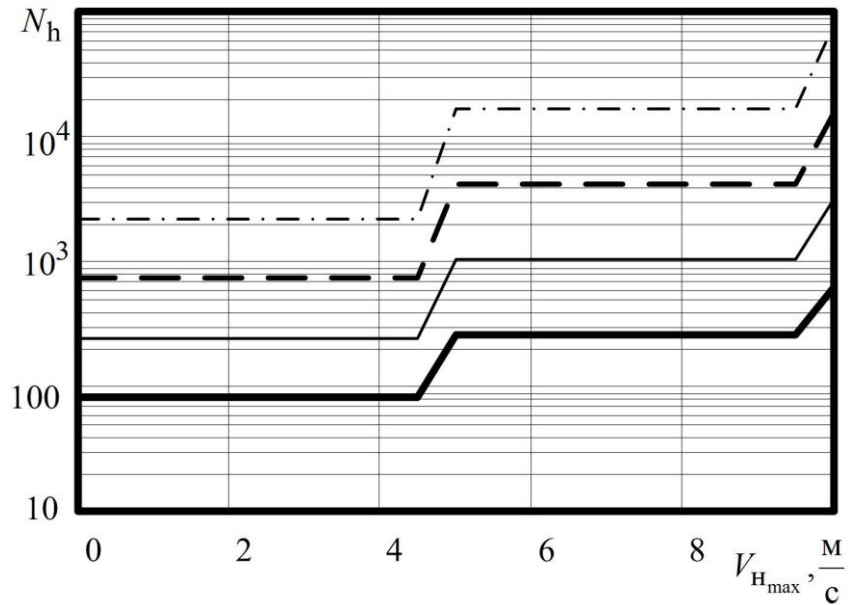


Рисунок 56

Зависимость числа гипотез движения цели от скорости носителя БРЛС

На рисунке 56 жирная сплошная линия соответствует числу обзоров $K=4$, тонкая сплошная — $K=5$, пунктирная — $K=6$, штрихпунктирная — $K=7$. Время обзора $T_{обз} = 0,1$ с. Анализ зависимостей на рисунке 50 показывает, что при увеличении числа обзоров число возможных гипотез движения N_h резко возрастает. При увеличении скорости носителя с нуля до $V_{Hmax} = 10 \frac{м}{с}$ число возможных гипотез движения N_h возрастает на два порядка. При построении зависимостей на рисунке 56 не учитывается возможность маневра цели и носителя, при котором изменится взаимная скорость сближения. Учёт данного эффекта также приводит к увеличению числа N_h . Кроме того, не учитывается возможность перемещения цели по

угловым каналам.

На рисунке 57 показано число возможных гипотез движения N_h в случае, если смещение по скорости между обзорами равно одному каналу. Зависимости построены при тех же параметрах, что и на рисунке 56.

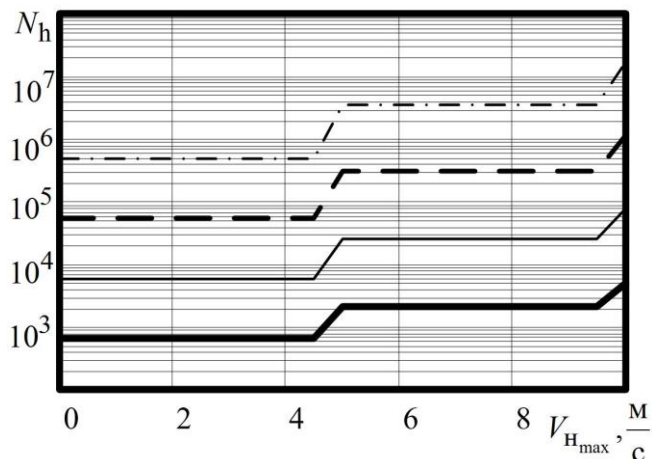


Рисунок 57

Зависимость числа гипотез движения цели от скорости носителя БРЛС

На рисунке 57 жирная сплошная линия соответствует числу обзоров $K=4$, тонкая сплошная — $K=5$, пунктирная — $K=6$, штрихпунктирная — $K=7$. Время обзора $T_{обз} = 0,1с$. Анализ зависимостей на рисунке 57 показывает, что в случае отсутствия маневра цели или носителя, учёт погрешностей измерения скорости движения приводит к увеличению возможных гипотез движения N_h на несколько порядков. Как следует из рисунка 57, это приводит к существенным вычислительным затратам.

Увеличение числа возможных гипотез движения N_h приводит также к потерям в пороговом отношении сигнал-шум. На рисунке 58 показаны потери в пороговом отношении сигнал-шум от числа обзоров при $D=0,8$ и $F=10^{-5}$. Считаем, что скорость носителя определяется точно.

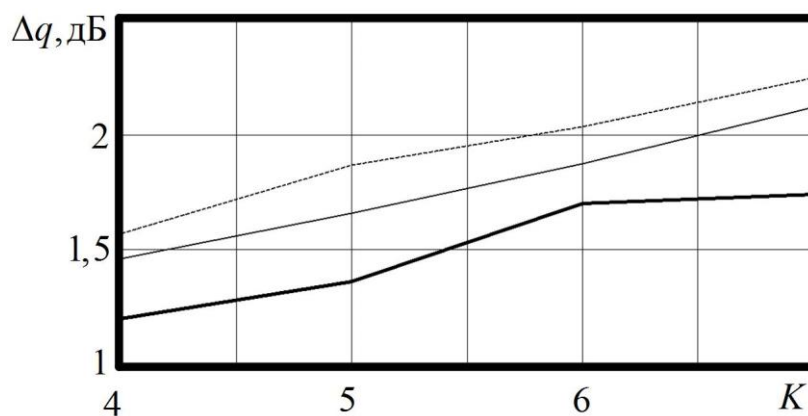


Рисунок 58

Потери в пороговом отношении сигнал-шум

На рисунке 58 толстая сплошная линия соответствует скорости носителя $V_{H_{\max}} = 0 \frac{M}{c}$; тонкая сплошная — $V_{H_{\max}} = 5 \frac{M}{c}$; пунктирная — $V_{H_{\max}} = 10 \frac{M}{c}$. Анализ зависимостей показывает, что операция максимизации в решающем правиле приводит к потерям в пороговом отношении сигнал-шум, которые доходят до двух дБ, по сравнению с использованием одной гипотезы движения цели.

На рисунке 59 показаны потери в пороговом отношении сигнал-шум от числа обзоров K при наличии погрешностей оценки скорости носителя РЛС.

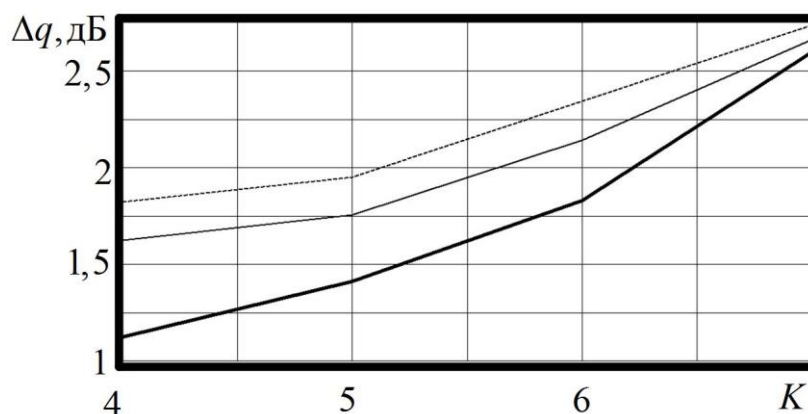


Рисунок 59

Потери в пороговом отношении сигнал-шум от числа обзоров

На рисунке 59 толстая сплошная линия соответствует скорости носителя $V_{H_{max}} = 0 \frac{M}{c}$; тонкая сплошная — $V_{H_{max}} = 5 \frac{M}{c}$; пунктирная — $V_{H_{max}} = 10 \frac{M}{c}$.

Анализ зависимостей на рисунках 58 и 59 показывает, что потери в пороговом отношении сигнал-шум при наличии погрешностей оценки скорости движения носителя составляют 1...2 дБ. Увеличение числа гипотез возможного движения цели N_h , определяемых исходя из максимальной скорости движения носителя, приводит к потерям в пороговом отношении сигнал-шум до 1...2 дБ. Уменьшение потерь в пороговом отношении сигнал-шум заключается в уменьшении числа гипотез возможного движения цели N_h , что связано с использованием информации о скорости движения носителя БРЛС.

В случае, если не учитывается движение носителя БРЛС, то межобзорное накопление отражённых от цели сигналов алгоритмом (50) не реализуется. В предельном случае, отражённый от цели сигнал будет накапливаться только в одном обзоре.

На рисунках 60, 61 показаны характеристики обнаружения алгоритма межобзорного накопления (50) при накоплении сигналов от цели с од-

ного и двух обзоров при различном числе обзоров K .

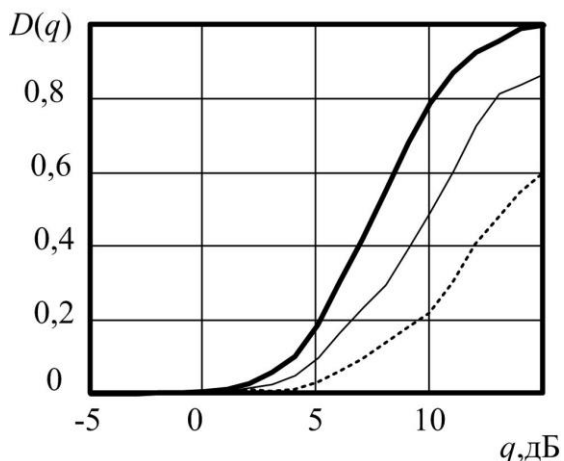


Рисунок 60

Характеристики обнаружения алгоритма (50) при наличии цели в нескольких обзорах, $K=3$

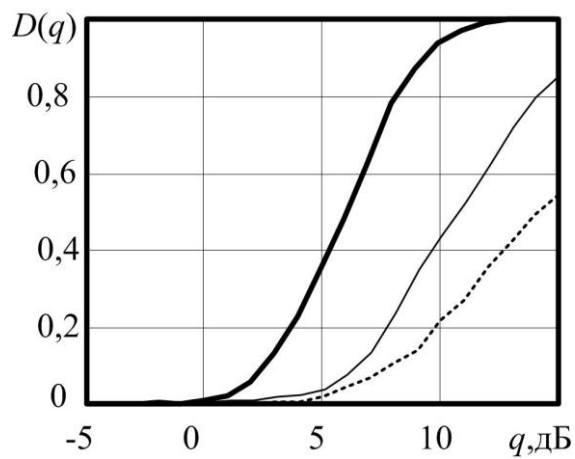


Рисунок 61

Характеристики обнаружения алгоритма (50) при наличии цели в нескольких обзорах, $K=6$

На рисунках 60 и 61 толстая сплошная линия соответствует накоплению отражённых от цели сигналов в трёх и шести обзорах соответственно. При этом цель попадает в область $T(\bullet)$ в каждом из обзоров. Тонкая сплошная линия соответствует попаданию цели в $T(\bullet)$ в двух обзорах; тонкая пунктирная — попаданию цели в $T(\bullet)$ в одном обзоре. Вероятность ложной тревоги $F=10^{-5}$. Размер области $T(\bullet)$ равен 4. Потери в пороговом отношении сигнал-шум могут достигать величины до 5 дБ при $K=3$ и 8 дБ при $K=6$.

3.3 Учёт навигационной информации при межобзорном накоплении радиолокационной информации

3.3.1 Вводные замечания

Основная задача бортовой навигационной системы (БНС) [136] заключается в обеспечении навигационной информацией экипажа ЛА и системы управления, необходимой для движения ЛА по заданной траекто-

рии. Современные ЛА имеют на борту системы навигации, основанные на различных физических принципах.

Широкое распространение в качестве датчиков, входящих в БНС, получили [137] инерциальные системы, доплеровские измерители скорости и угла сноса, системы ближней и дальней навигации, оптические системы навигации. Кроме того, развитие современной элементной базы приводит к внедрению высокоточных систем навигации и на беспилотные носители БРЛС [138, 139].

В диссертации предлагается использовать навигационную информацию для повышения вероятности обнаружения малоотражающего объекта в случае, если РЛС установлена на борту подвижного носителя. Поэтому целесообразным является исследовать влияние движения носителя БРЛС на эффективность накопления, а также возможность использования информации БНС для повышения эффективности межобзорного накопления с подвижного носителя.

В работе [140] Меркуловым В.И., Ярлыковым М.С. предложены алгоритмы фильтрации траекторий при работе с борта подвижного носителя. При этом учитываются угловые скорости линии визирования при реализации сопровождения цели в лучевой системе координат. Траектория цели при этом должна быть завязана с помощью одного из известных алгоритмов: «ближайшего соседа» либо «сильнейшего соседа». Однако при использовании данных алгоритмов при низком отношении сигнал-шум резко увеличивается число ложных траекторий цели [141].

3.3.2 Синтез и анализ алгоритма межобзорного накопления с учётом навигационной информации

Одним из подходов, который может быть использован с целью устра-

нения влияния движения носителя на характеристики обнаружения, является расширение области $T(\bullet)$ с учётом максимально возможной скорости сближения. Однако использование данного подхода приводит к увеличению порога обнаружения и росту потерь в пороговом отношении сигнал-шум, которые показаны на рисунке 52.

Таким образом, целесообразным является разработка алгоритмов межобзорного накопления с учётом параметров движения носителя РЛС при уменьшении размера области $T(\bullet)$.

В работе [142] указано, при сопровождении объектов используются следующие СК: нормальная земная СК; нормальная подвижная СК; связанная СК и антенная СК.

Рассмотрим случай, при котором антенна БРЛС стабилизирована по крену и тангажу.

На рисунке 62 показано положение осей нормальной подвижной СК ХУ на двух обзорах: $(k-1)$ -м и k -м. Ось ОХ данной системы координат направлена на север.

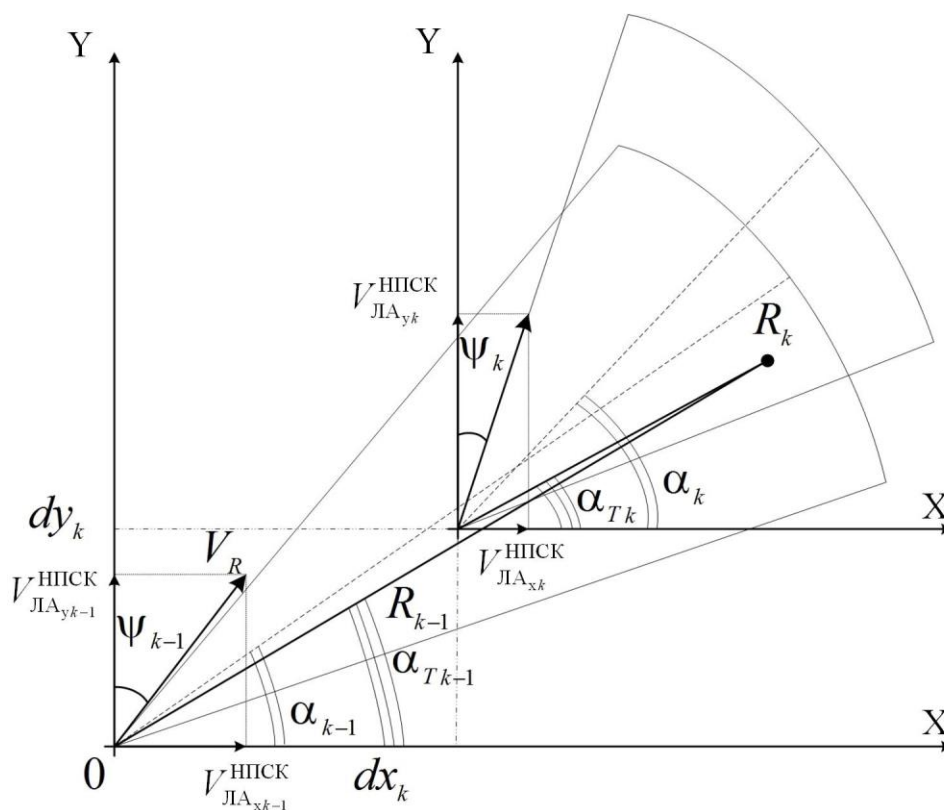


Рисунок 62

Положение секторов обзора между двумя обзорами в подвижной СК

На рисунке 62 введены следующие обозначения: V_R — путевая скорость носителя БРЛС в связанной СК; ψ_k, ψ_{k-1} — значения курса на k -м и $(k-1)$ -м обзорах; α_k, α_{k-1} — значения центра сектора обзора на k -м и $(k-1)$ -м обзорах в подвижной СК; dx_k, dy_k — смещение центра подвижной СК между k -м и $(k-1)$ -м обзорами; $\alpha_{Tk}, \alpha_{Tk-1}$ — значения пеленгов объекта на k -м и $(k-1)$ -м обзорах в подвижной СК; R_k, R_{k-1} — значения дальностей до объекта на k -м и $(k-1)$ -й обзорах в антенной СК; $V_{ЛА_{xk}}^{НПСК}, V_{ЛА_{xk-1}}^{НПСК}, V_{ЛА_{yk}}^{НПСК}, V_{ЛА_{yk-1}}^{НПСК}$ — проекции скорости движения носителя БРЛС на оси нормальной подвижной СК.

На рисунке 62 тонкой пунктирной линией обозначен центр сектора сканирования в нормальной подвижной СК, тонкой сплошной линией обо-

значено положение сектора обзора на k -м и $(k-1)$ -м обзорах в нормальной подвижной СК.

Обозначим (x_{k-1}, y_{k-1}) и (x_k, y_k) — координаты центра нормальной подвижной СК на k -м и $(k-1)$ -м обзорах. Обозначим $(x_{n_{k-1}}, y_{n_{k-1}})$ и (x_{n_k}, y_{n_k}) — координаты объекта на k -м и $(k-1)$ -м обзорах.

Коррекция положения носителя заключается в определении смещения центра нормальной подвижной СК между двумя соседними обзорами, а также поворота сектора сканирования и последующем определении смещения области $T(\mathbf{x}_k)$ на основе использования аффинного преобразования.

Смещение центра нормальной подвижной СК между k -м и $(k-1)$ -м обзорами определяется в соответствии с выражениями:

$$dx_k = V_{\text{ЛА}_{x_{k-1}}}^{\text{НПСК}} T_{\text{обз}}, \quad dy_k = V_{\text{ЛА}_{y_{k-1}}}^{\text{НПСК}} T_{\text{обз}}.$$

Проекции скоростей $V_{\text{ЛА}_{x_{k-1}}}^{\text{НПСК}}, V_{\text{ЛА}_{y_{k-1}}}^{\text{НПСК}}$ вычисляются на основе информации о курсе носителя БРЛС, поступающей из бортовой навигационной системы:

$$V_{\text{ЛА}_{y_{k-1}}}^{\text{НПСК}} = V_R \cos(\psi_{k-1}), \quad V_{\text{ЛА}_{x_{k-1}}}^{\text{НПСК}} = V_R \sin(\psi_{k-1}).$$

Координаты i_R -го канала по дальности и i_α -го канала по азимуту на k -м обзоре пересчитываются в координаты (x_{n_k}, y_{n_k}) нормальной подвижной СК на k -м обзоре в соответствии с выражениями:

$$x_{n_k} = i_R dR \cos\left(\frac{i_\alpha \alpha_k}{0,5N_\alpha}\right), \quad y_{n_k} = i_R dR \sin\left(\frac{i_\alpha \alpha_k}{0,5N_\alpha}\right), \quad (54)$$

где α_k — середина сектора обзора в нормальной подвижной СК на k -м обзоре; N_α — число каналов по азимуту.

Разность d_α между положениями центра сектора сканирования между k -м и $(k-1)$ -м обзорами определяется выражением:

$$d_\alpha = \alpha_k - \alpha_{k-1}. \quad (55)$$

Анализ положений сектора обзора между k -м и $(k-1)$ -м обзорами показывает, что сектор обзора на k -м обзоре смещён на dx_k, dy_k относительно центра нормальной подвижной СК на $(k-1)$ -м обзоре. Кроме того, повернут на угол d_α . Зная эти параметры, положение i_R -го канала по дальности и i_α -го канала по азимуту на $(k-1)$ -м обзоре можем вычислить с использованием аппарата аффинного преобразования [143]:

$$\begin{aligned} x_{n_{k-1}} &= \cos(d_\alpha)x_{n_k} - \sin(d_\alpha)y_{n_k} + dx_k \\ y_{n_{k-1}} &= \sin(d_\alpha)x_{n_k} + \cos(d_\alpha)y_{n_k} + dy_k \end{aligned} \quad (56)$$

После вычисления (56) вычисляется значение i_R -го канала дальности и i_α -го канала азимута относительно центра нормальной подвижной СК на $(k-1)$ -м обзоре:

$$i_R = \text{int} \left(\frac{\sqrt{((x_{n_{k-1}})^2 + (y_{n_{k-1}})^2)}}{dR} \right), i_\alpha = \text{int} \left(\frac{\text{atan2}(y_{n_{k-1}}, x_{n_{k-1}})}{\alpha_{k-1}} 0,5N_\alpha \right). \quad (57)$$

После вычисления выражения (57) необходимо проверить попадание вычисленных значений i_R -го канала дальности и i_α -го канала в сектор обзора на $(k-1)$ -м обзоре:

$$1 \leq i_R \leq N_R, 1 \leq i_\alpha \leq N_\alpha.$$

Структурная схема алгоритма, реализующего межобзорное накопление в случае расположения РЛС на борту носителя, показана на рисунке 63.

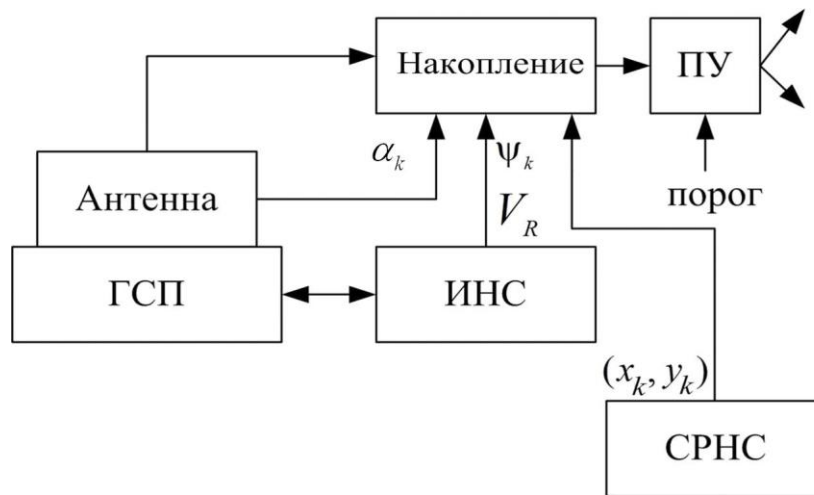


Рисунок 63

Использование навигационной информации при межобзорном накоплении радиолокационной информации

На рисунке 63 обозначено: ГСП — гиростабилизированная платформа; ИНС — инерциальная навигационная система; СРНС — спутниковая радионавигационная система.

Последовательность операций в алгоритме межобзорного накопления выполняется в «скользящем» окне размером K :

- а) для первого обзора в каждом «скользящем» окне вычисляются координаты центра нормальной подвижной СК (x_{n_0}, y_{n_0}) . Данная информация поступает из БНС. Данные первого обзора Z_0 являются начальными значениями $I(\mathbf{x}_0 | Z_0)$;
- б) на следующих обзорах вычисляются смещения между соседними обзорами начала подвижной СК: dx_k, dy_k . Для этого используется информация от БНС (скорость движения носителя V_R и угол курса ψ_k);
- в) на k -м обзоре с помощью аффинного преобразования вычисляется положение i_R -го канала по дальности и i_α -го канала по азимуту, соответствующее $(k-1)$ -му обзору, с помощью выражений

(54), (55), (56), (57);

d) после компенсации смещения сектора обзора за счёт движения носителя БРЛС и сканирования происходит вычисление выражения (49).

На рисунке 64 показан результат накопления при использовании алгоритма (49) с учётом (54),(55),(56),(57).

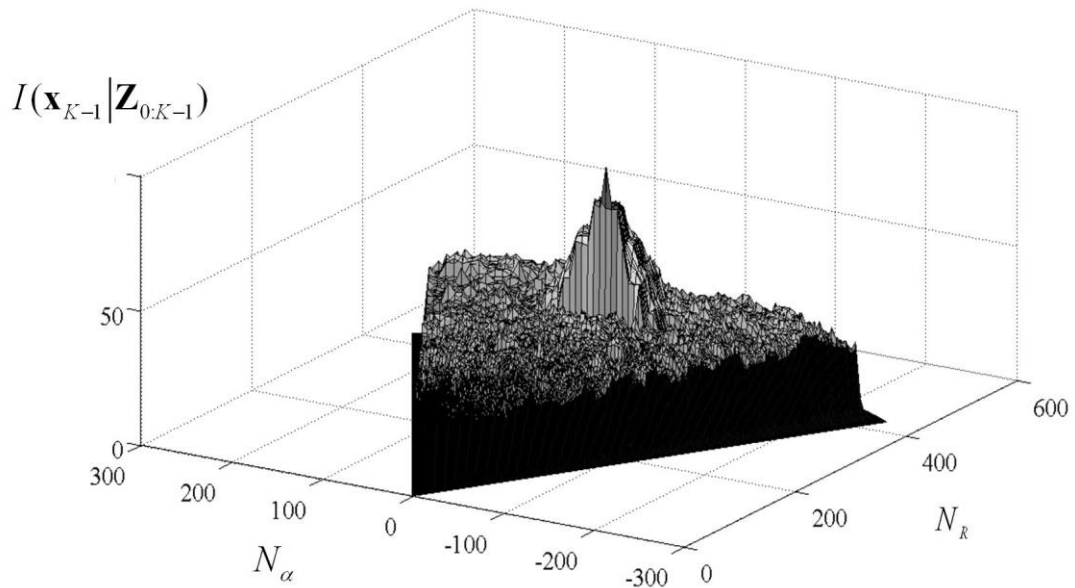


Рисунок 64

Результат межобзорного накопления с использованием навигационной информации от БНС

На рисунке 65 показан результат накопления при использовании алгоритма (49) без учёта навигационной информации.

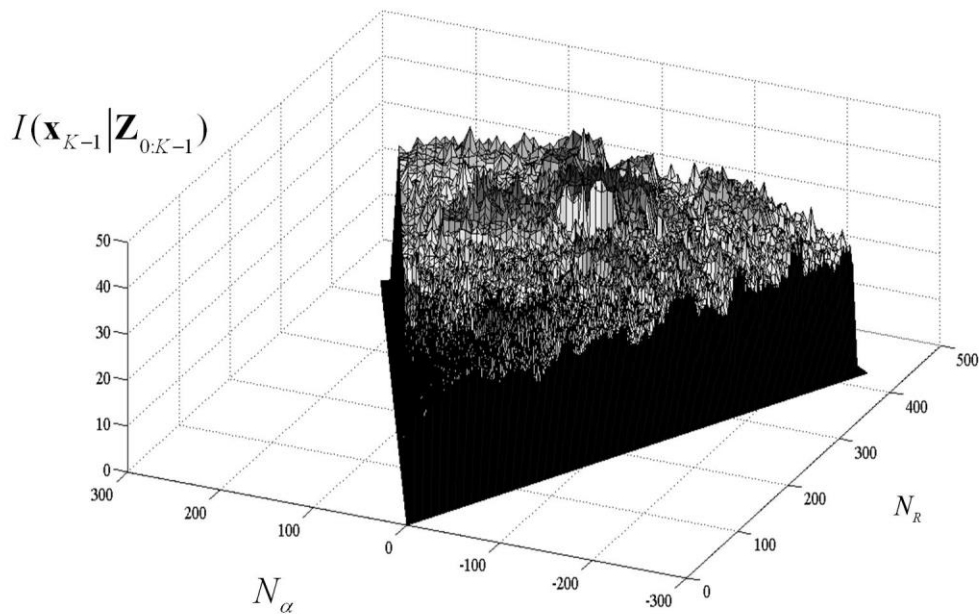


Рисунок 65

Результат межобзорного накопления без учёта навигационной информации

Зависимости на рисунках 64, 65 построены при следующих условиях: $K=6$; сектор обзора включает $N_\alpha=64$ канала; $d\alpha=1^\circ$; $dR=100$ м; курс носителя не меняется и равен 45° ; период обзора $T_{\text{обз}}=1$ с; скорость носителя $V_R=300$ м/с; скорость объекта 600 м/с; начальная дальность до объекта 40200 м; угол курса объекта 65° .

Анализ выражений (54), (55), (56), (57) показывает, что погрешности определения навигационной информации приводят к ошибкам в определении смещения между секторами обзора на k -м и $(k-1)$ -м обзорах. При расчёте смещения сектора обзора между k -м и $(k-1)$ -м обзорами используются значения скорости носителя V_R и курс носителя ψ_k . Целесообразным является рассмотреть влияние погрешностей навигационной информации [144], поступающей из БНС, на эффективность межобзорного накопления.

На рисунке 66 показано влияние погрешностей определения курса носителя БРЛС на вероятность правильного обнаружения объекта.

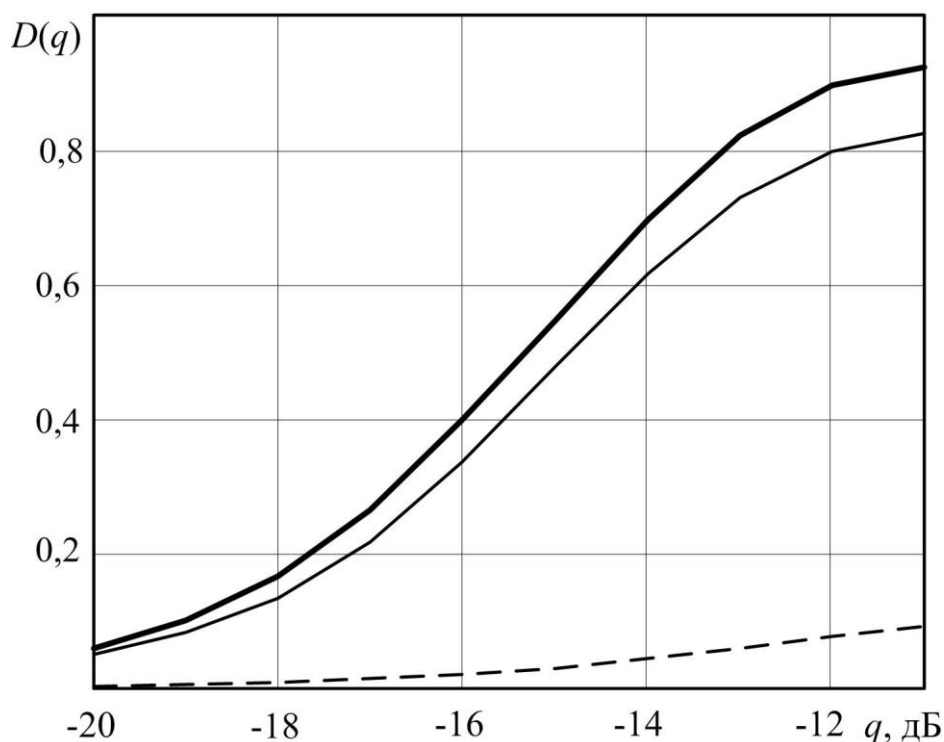


Рисунок 66

Характеристики обнаружения алгоритма (50) при погрешностях определения курса

На рисунке 66 обозначено: толстая и тонкая линии соответствуют алгоритму с учётом навигационной информации при наличии погрешности измерения курса с СКО 3° . Пунктирная линия соответствует классическому алгоритму (49). Моделирование проведено при условии: число каналов по дальности $N_R=500$; число каналов по азимуту $N_\alpha=64$; размер области Т(•): $n_R=6$; $n_\alpha=2$; скорость носителя 300 м/с; скорость объекта 600 м/с; число импульсов в пачке 256; флуктуации амплитуды соответствуют модели Сверлинга 1; вероятность ложной тревоги системы обработки $F=10^{-6}$. Увеличение СКО оценки курса увеличивает потери в пороговом отношении сигнал-шум на 0,5 дБ.

На рисунке 67 также показано влияние погрешностей определения курса носителя БРЛС на вероятность правильного обнаружения объекта.

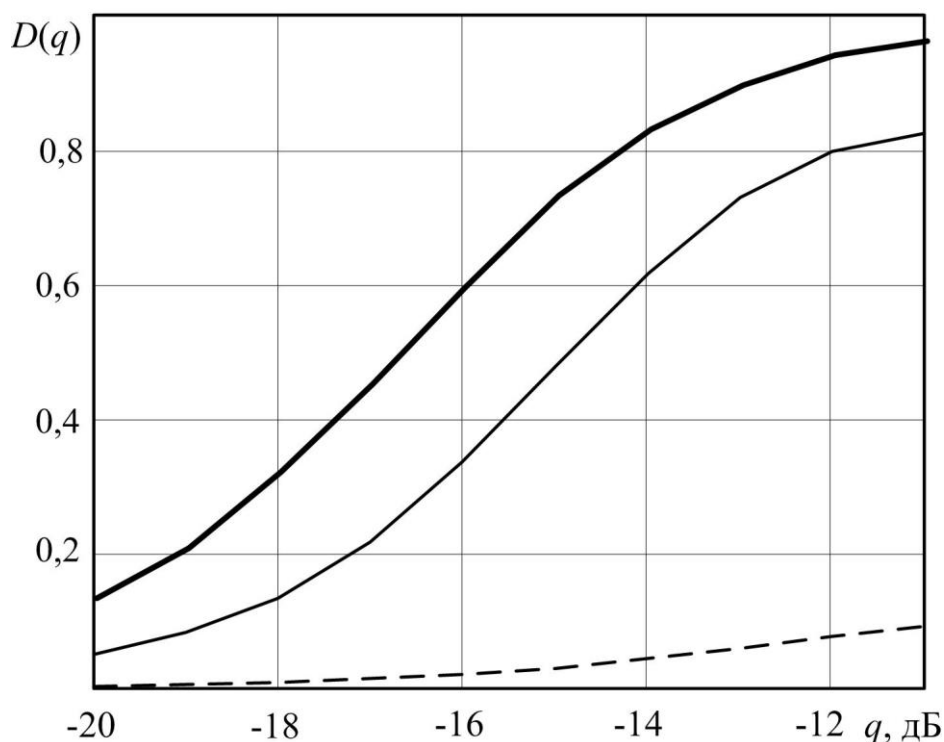


Рисунок 67

Характеристики обнаружения алгоритма (50) при погрешностях определения курса

Сплошная толстая линия на рисунке 67 соответствует случаю отсутствия погрешности определения курса и алгоритму межобзорного накопления с учётом (54), (55), (56), (57). Параметры моделирования соответствуют случаю, показанному на рисунке 66. Как следует из зависимостей, при СКО оценки курса 5° потери в пороговом отношении сигнал-шум увеличиваются на 2 дБ.

Особенностью алгоритма учёта навигационной информации при межобзорном накоплении является необходимость знания положения центра нормальной подвижной СК при каждом обзоре. Данная информация поступает от БНС, в частности от приёмника спутниковой навигации. Точность определения планарных координат приёмниками разных фирм в автономном режиме лежит в диапазоне от 1,2 до 2,5 м. Точность 1,2 м обеспечивают приёмники фирмы Novatel OEM7600. Точность 1,5 м обеспечи-

вают приёмники фирмы ublox серия ZED-F9P. Отечественные модули GeoС-5М обеспечивают точность определения местоположения до 2,5 м в автономном режиме работы.

Рассмотрим влияние погрешности определения местоположения начала нормальной подвижной СК на характеристики обнаружения межобзорного алгоритма накопления (50).

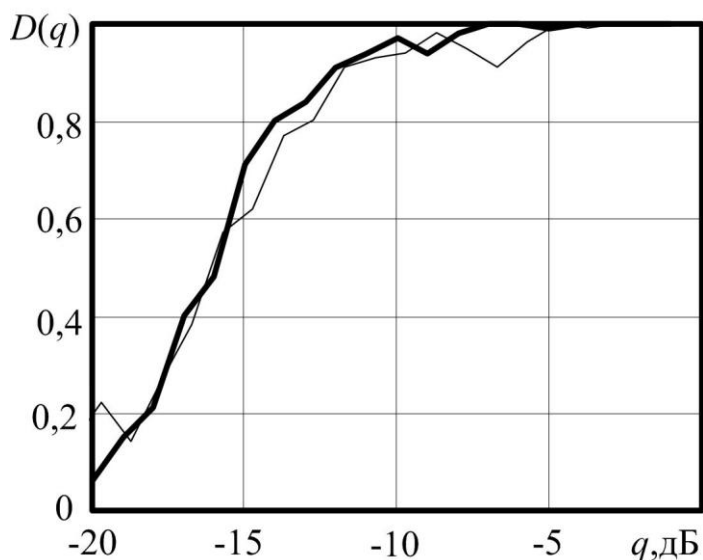


Рисунок 68

Характеристики обнаружения алгоритма (50) при погрешностях определения начала координат подвижной СК

Жирная линия на рисунке 68 соответствует случаю отсутствия погрешностей измерения начала координат подвижной СК, тонкая соответствует случаю наличия погрешности измерения начала координат подвижной СК. Анализ зависимостей на рисунке 68 показывает, что, если величина элемента разрешения по дальности δR много больше погрешности определения местоположения (150 м и 2,5 м), то потери в пороговом отношении сигнал-шум составляют величину меньше 0,1 дБ.

В рассмотренном выше алгоритме учёта навигационной информации предполагается, что антенна БРЛС расположена на гиросtabilизирован-

ной платформе. Использование в качестве носителя БРЛС БПЛА накладывает массогабаритные ограничения на использование гиростабилизированной платформы.

Рассмотрим случай, при котором гиростабилизированная платформа моделируется математически [145], что эквивалентно использованию бесплатформенной инерциальной навигационной системы (БИНС) на борту БПЛА. Кроме того, на борту БПЛА может также находиться и спутниковый приёмник.

В случае сканирования по двум угловым координатам: азимуту и углу места последовательность операций межобзорного накопления аналогична случаю с одной угловой координатой. Главное отличие заключается в аффинном преобразовании.

Структурная схема обнаружителя, реализующего межобзорное накопление (50), (51) показана, на рисунке 69.

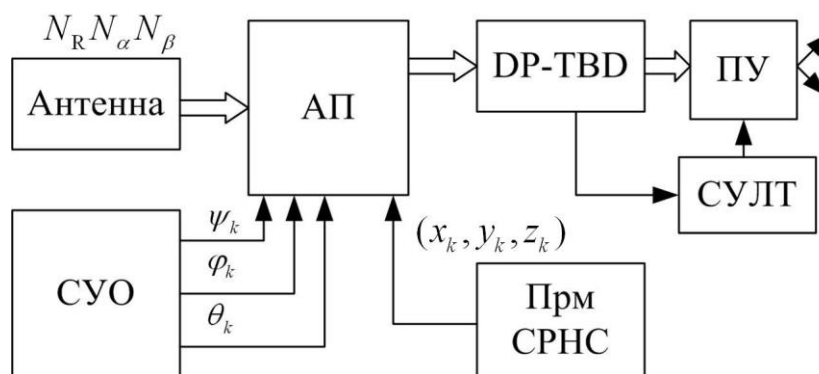


Рисунок 69

Структурная схема обнаружителя, реализующего межобзорное накопление без использования ГСП

На рисунке 69 введены следующие обозначения: СУО — система угловой ориентации; АП — аффинное преобразование; СУЛТ — стабилизация уровня ложных тревог; $\psi_k, \varphi_k, \theta_k$ — углы курса, крена и тангажа; N_β — количество каналов по углу места.

Координаты i_R -го канала по дальности и i_α -го канала по азимуту на k -м обзоре пересчитываются в координаты $(x_{n_k}, y_{n_k}, z_{n_k})$ нормальной подвижной СК на k -м обзоре в соответствии с выражениями:

$$x_{n_k} = i_R dR \cos\left(\frac{i_\alpha \alpha_k}{0,5N_\alpha}\right) \cos\left(\frac{i_\beta \beta_k}{0,5N_\beta}\right), y_{n_k} = i_R dR \sin\left(\frac{i_\alpha \alpha_k}{0,5N_\alpha}\right) \cos\left(\frac{i_\beta \beta_k}{0,5N_\beta}\right),$$

$$z_{n_k} = i_R dR \sin\left(\frac{i_\beta \beta_k}{0,5N_\beta}\right),$$
(58)

где β_k — середина сектора обзора по углу места в подвижной СК на k -м обзоре.

При движении носителя сектор сканирования на k -м обзоре смещён на dx_k, dy_k, dz_k относительно сектора сканирования на $(k-1)$ -м обзоре и повернут на углы $d_\psi, d_\varphi, d_\theta$, которые определяются как:

$$d_\psi = \psi_k - \psi_{k-1}; d_\varphi = \varphi_k - \varphi_{k-1}, d_\theta = \theta_k - \theta_{k-1}.$$
(59)

Зная параметры, вычисленные согласно (59), положение i_R -го канала по дальности, i_α -го канала по азимуту и i_β -го канала по углу места на $(k-1)$ -м обзоре можем вычислить с использованием аппарата аффинного преобразования:

$$\begin{bmatrix} x_{n_{k-1}} \\ y_{n_{k-1}} \\ z_{n_{k-1}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & cp & -sp \\ 0 & sp & cp \end{bmatrix} \begin{bmatrix} cr & 0 & sr \\ 0 & 1 & 0 \\ -sr & 0 & cr \end{bmatrix} \begin{bmatrix} cy & -sy & 0 \\ sy & cy & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{n_k} \\ y_{n_k} \\ z_{n_k} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} dx_k \\ dy_k \\ dz_k \end{bmatrix},$$
(60)

где $cp = \cos(d_\theta)$; $sp = \sin(d_\theta)$; $cr = \cos(d_\varphi)$; $sr = \sin(d_\varphi)$; $cy = \cos(d_\psi)$; $sy = \sin(d_\psi)$.

Значения i_R -го канала дальности, i_α -го канала азимута и i_β -го канала угла места относительно центра нормальной подвижной СК на $(k-1)$ -м обзоре вычисляются в соответствии с выражениями:

$$i_R = \text{int} \left(\frac{\sqrt{((x_{n_{k-1}})^2 + (y_{n_{k-1}})^2 + (z_{n_{k-1}})^2)}}{dR} \right), i_\alpha = \text{int} \left(\frac{\text{atan2}(y_{n_{k-1}}, x_{n_{k-1}})}{\alpha_{k-1}} 0,5N_\alpha \right), \quad (61)$$

$$i_\beta = \text{int} \left(\frac{\text{atan2}(z_{n_{k-1}}, x_{n_{k-1}})}{\beta_{k-1}} 0,5N_\beta \right).$$

После вычисления выражения (61) необходимо проверить попадание вычисленных значений i_R -го канала дальности, i_α -го канала по азимуту и i_β -го канала угла места в сектор обзора на $(k-1)$ -м обзоре:

$$1 \leq i_R \leq N_R, 1 \leq i_\alpha \leq N_\alpha, 1 \leq i_\beta \leq N_\beta.$$

В случае использования БИНС последовательность операций при межобзорном накоплении выполняется в «скользящем» окне размером K :

- a) для первого обзора в каждом «скользящем» окне вычисляются координаты центра нормальной подвижной СК $(x_{n_k}, y_{n_k}, z_{n_k})$. Данная информация поступает из приёмника СРНС. Данные первого обзора \mathbf{Z}_0 являются начальными значениями при формировании $I(\mathbf{x}_0 | \mathbf{Z}_0)$;
- b) на следующих обзорах вычисляются смещения между соседними обзорами начала подвижной СК в двух плоскостях: dx_k, dy_k, dz_k . Для этого используется информация, поступающая из приёмника СРНС;
- c) на k -м обзоре с помощью аффинного преобразования вычисляются положения i_R -го канала по дальности, i_α -го канала по азимуту и i_β -го канала по углу места, соответствующие $(k-1)$ -му обзору, с помощью выражений (59), (60), (61);
- d) после компенсации смещения сектора обзора за счёт движения носителя БРЛС происходит вычисление выражения (49).

Анализ последовательности действий в случае измерений двух угловых координат показывает, что погрешности определения крена, курса и

тангажа также будут оказывать влияние на эффективность межобзорного накопления, приводя к потерям в пороговом отношении сигнал-шум, механизм возникновения которых объясняется смещением за счёт погрешностей определения угловой ориентации области $T(\mathbf{x}_k)$.

На рисунке 70 показаны ХО алгоритма межобзорного накопления при различных значениях погрешностей крена, курса и тангажа. Моделирование проведено для квадратичного детектора.

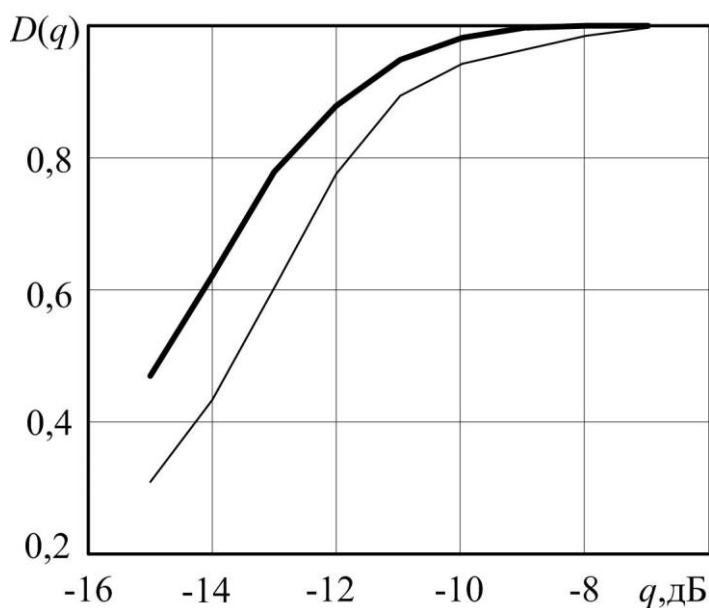


Рисунок 70

ХО межобзорного алгоритма накопления (49) при использовании алгоритмов (58), (59), (60), (61)

На рисунке 70 обозначено: толстая и тонкая линии соответствуют алгоритму с учётом навигационной информации при погрешности измерения крена СКО 5° .

Моделирование проведено при следующих условиях: число каналов по дальности $N_R=500$; число каналов по азимуту $N_\alpha=64$; размер области $T(\mathbf{x}_k)$ $n_R=6$, $n_\alpha=2$, $n_\beta=2$; скорость носителя 300 м/с; скорость объекта 600 м/с; число импульсов в пачке $N=256$; флуктуации амплитуды соответствуют модели Сверлинга 1; вероятность ложной тревоги системы обработки

$$F=10^{-6}.$$

Погрешность определения крена с СКО 5° приводит к потерям в пороговом отношении сигнал-шум до 1,2...1,3 дБ.

Влияние погрешностей определения угловой ориентации на величину порогового отношения сигнал-шум позволяет рекомендовать использовать в качестве БНС, реализующей выдачу навигационной информации, систему угловой ориентации, основанную на использовании фазового метода измерения угловых координат. В работе [146] автор приводит данные о достигаемой погрешности определения углов ориентации в доли градуса при использовании антенны с базой около 2 м.

3.3.3 Межобзорное накопление сигналов, отражённых от зависшего БПЛА

В связи со стремительным развитием малоотражающих БПЛА в настоящее время одной из актуальных задач является обнаружение подобного типа целей.

В работе [147] авторы рассматривают различные типы современных малых и сверхмалых БПЛА, тактику их применения, а также возможности по обнаружению данных целей различными РЛС, стоящими на вооружении ПВО. При этом указаны расчётные дальности по обнаружению подобных целей с двумя значениями ЭПР: $0,1 \text{ м}^2$ и $0,01 \text{ м}^2$. Дальность обнаружения БПЛА с ЭПР $0,1 \text{ м}^2$ РЛС метрового диапазона составляет 8...14 км, для БПЛА с ЭПР $0,01 \text{ м}^2$ - 0,1...1,5 км. Авторы также отмечают основные факторы, усложняющие обнаружение: а) малое значение ЭПР; б) возможность совершения маневров с высокими перегрузками с возможностью зависания в воздухе. В данной работе также рассматриваются возможности обнаружения БПЛА, основанные на анализе сигналов в различных частотных

диапазонах, таких как акустический диапазон, радиодиапазон, инфракрасный диапазон.

В работе [148] авторы рассматривают обнаружение БПЛА на основе анализа спектра акустического сигнала, который характерен для БПЛА и возникает при вращении лопастей. В работе [149] авторы предлагают использовать нейросеть для обнаружения БПЛА в акустическом диапазоне.

Другим направлением исследований, ориентированным на обнаружение малоотражающих БПЛА, является использование обработки сигналов камер различных диапазонов. В работе [150] рассматривается один из возможных способов комплексирования камер, работающих в диапазонах SWIR, VIS. Однако основной проблемой, возникающей при использовании камер, является проблема различения БПЛА и птиц [151]. Кроме того, эффективность работы данных камер зависит от времени суток и погодных условий.

В настоящее время РЛС являются практически единственным средством, позволяющим обеспечить всепогодность измерений и обнаружений ЛА различных типов. Главным недостатком подобных систем является их высокая стоимость. Однако в настоящее время ряд ведущих фирм, специализирующихся в области изготовления микросхем, начинают выпускать РЛС с непрерывным излучением стоимостью до сотен долларов. Это позволяет использовать их для задач обнаружения БПЛА. Причём с учётом массогабаритных показателей подобных РЛС обнаружение возможно как со стационарных позиций, так и путём их размещения на подвижных носителях, которыми могут выступать другие БПЛА.

В работе [152] автор рассматривает вариант обнаружения БПЛА на основе анализа коэффициентов корреляции.

В работе [153] авторы рассматривают возможности обнаружения

БПЛА с помощью маломощной РЛС в С-диапазоне, использующей непрерывный частотно-модулированный сигнал. Показаны результаты обнаружения с использованием алгоритма обнаружения, обеспечивающего постоянство уровня ложной тревоги. Кроме того, цель в процессе экспериментов перемещалась.

Задача обнаружения движущегося БПЛА с помощью РЛС с непрерывным частотно-модулированным сигналом также решалась авторами в работе [154]. После факта обнаружения цели проводилась классификация цели.

В работе [155] рассмотрен вопрос обнаружения сигналов, отражённых от движущегося БПЛА, с помощью некогерентного накопления с нескольких позиций и последующего сопровождения с помощью калмановского фильтра. При этом для обнаружения используется сигнал, отражённый от корпуса цели.

Известно [156, 157], что вращающиеся лопасти ЛА приводят к дополнительной частотной модуляции отражённого радиолокационного сигнала. Спектральные составляющие, соответствующие данной модуляции, называются микродоплеровской сигнатурой (МДС) [158]. Данный эффект может быть использован как для распознавания типа БПЛА [159, 160, 161], так и для его обнаружения [162].

В настоящее время наличие МДС используется [163] для обнаружения зависшего вертолётa. Частота Доплера отражённых от фюзеляжа радиолокационных сигналов при этом близка к нулю. Однако за счёт вращения лопастей с частотой около 5 Гц в спектре отражённого сигнала появляется дополнительная модуляция, приводящая к появлению так, называемых «вспышек». Длительность «вспышек» составляет величину порядка от сотен микросекунд до единиц миллисекунд [164]. Частота следования

«вспышек» зависит от числа лопастей вертолѐта. Обнаружение зависшего вертолѐта в БРЛС, работающей с ВЧПИ, осуществляется путѐм некогерентного накопления отсѐтов амплитудного спектра с выхода блока БПФ в диапазоне частот, соответствующих «вспышкам».

В работе [165] коллективом авторов из НИИП им. Тихомирова предложен способ обнаружения зависшего вертолѐта путѐм анализа сигналов, отражѐнных от подстилающей поверхности разнесѐнными по азимуту антеннами.

В работе [166] рассмотрен способ обнаружения вертолѐта путѐм анализа ширины спектра отражений от лопастей. Однако при этом не учитывается, что за сѐт вращения лопастей и, как следствие, изменения частоты Доплера спектральные составляющие попадают в область отражений от подстилающей поверхности. Это затрудняет обнаружение данным способом.

Анализ описанных выше публикаций позволяет сделать следующий вывод: задача обнаружения малоотражающего БПЛА решается путѐм доплеровской фильтрации отражѐнных от БПЛА сигналов.

3.4 Анализ спектра отражѐнного сигнала от БПЛА

Актуальность задачи обнаружения и распознавания БПЛА определила большое количество работ, посвященных анализу и моделированию спектрального состава отражѐнных сигналов для РЛС с непрерывным частотно-модулированным сигналом.

В работе [167] авторы анализируют спектр отражѐнного сигнала от БПЛА типа DJIM600 в различных режимах полѐта. Показано, что в спектре содержится большое количество частотных составляющих, положение которых определяется угловой скоростью вращения, числом лопастей и ре-

жимами полёта.

С целью исследования МДС БПЛА была собрана экспериментальная установка в составе радара AWR1642, ПК, показанная на рисунке 71.

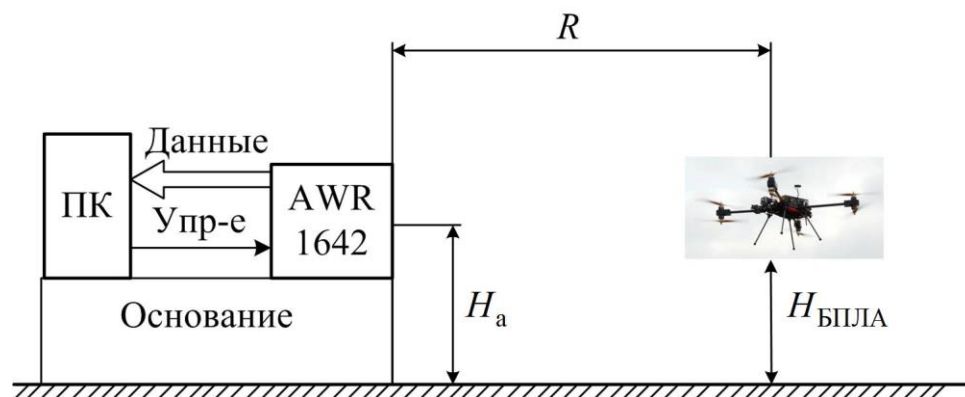


Рисунок 71

Исследование МДС БПЛА

На рисунке 71 введены следующие обозначения: R — расстояние до БПЛА; H_a , $H_{\text{БПЛА}}$ — высота установки антенны РЛС и высота зависания БПЛА. Параметры менялись в следующих диапазонах: $R = 1 \dots 20$ м; $H_a = 1.5$ м, $H_{\text{БПЛА}} = 1.5$ м.

На рисунке 72 показана структура зондирующего сигнала.

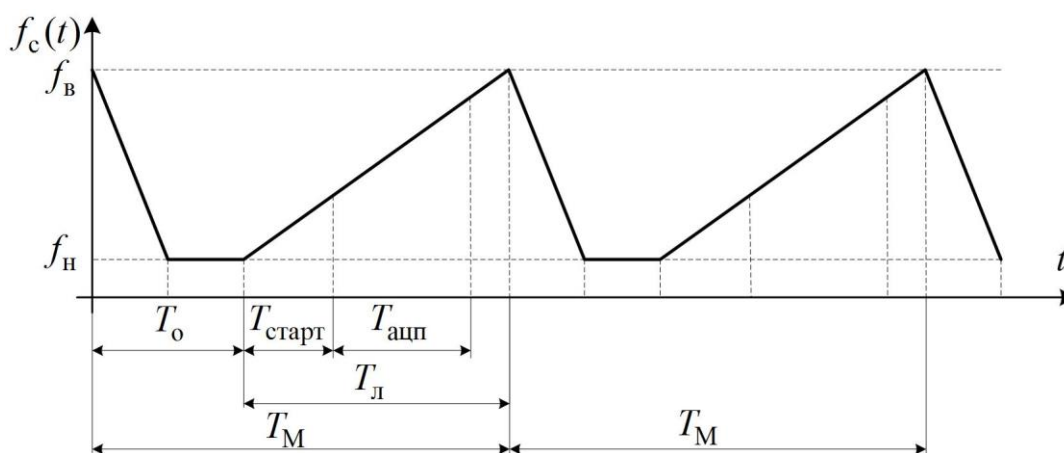


Рисунок 72

Структура зондирующего сигнала РЛС AWR1642

На рисунке 72 введены следующие обозначения: $T_{\text{о}}$ — период ожидания; $T_{\text{старт}}$ — период старта АЦП; $T_{\text{ащп}}$ — период работы АЦП; $T_{\text{м}}$ —

период модуляции зондирующего сигнала; $T_{\text{Л}}$ — длительность линейного участка; $f_{\text{Н}}, f_{\text{В}}$ — нижняя и верхняя частоты зондирующего сигнала.

Параметры сигнала в процессе записи МДС БПЛА:

- период ожидания $T_{\text{о}}$, мкс: 90;
- период старта АЦП $T_{\text{старт}}$, мкс: 6 ;
- период работы АЦП $T_{\text{АЦП}}$, мкс: 32 ;
- длительность линейного участка $T_{\text{Л}}$, мкс: 50 ;
- нижняя и верхняя частоты зондирующего сигнала $f_{\text{Н}}, f_{\text{В}}$, ГГц: 77...77.500;
- частота АЦП, МГц: 4.

Период модуляции зондирующего сигнала равен $T_{\text{М}} = T_{\text{о}} + T_{\text{Л}}$. В данном случае $T_{\text{М}}=140$ мкс. Согласно [15], данный параметр определяет максимальное значение однозначно измеряемой скорости цели, равное величине порядка 7 м/с .

Обработка отражённых сигналов осуществляется согласно структурной схеме, показанной на рисунке 73.

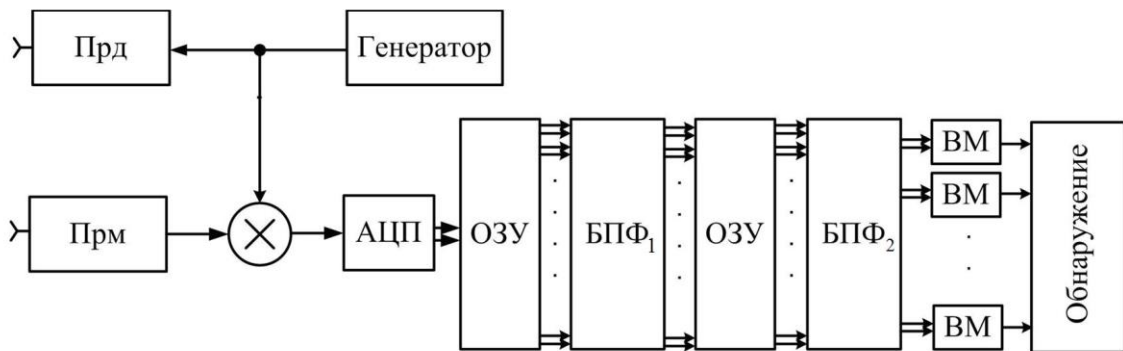


Рисунок 73

Структурная схема обработки отражённых сигналов в РЛС АWR1642

На рисунке 73 введены обозначения: Прм — приёмник; Прд — передатчик; ВМ — вычисление модуля.

Первый БПФ на рисунке 73 реализует обработку в пределах одного

периода модуляции T_M . На выходе формируются каналы по дальности. Количество каналов по дальности N_R определяется настройками РЛС. Второй БПФ осуществляет межпериодную обработку и формирует каналы скорости N_V . Данный параметр определяется числом периодов модуляции T_M , излучаемым в одном обзоре? и также задаётся настройками РЛС.

В данном примере выбраны следующие настройки:

- число каналов по дальности N_R : 128,256;
- число каналов по скорости N_V : 255.

Данные параметры совместно с периодом модуляции T_M определяют разрешение по дальности и скорости. С учётом того, что закон модуляции несимметричный, разрешение по дальности равно 30 см.

Анализировались спектры сигналов отражённых? от БПЛА с двумя и четырьмя винтами.

На рисунке 74 показан амплитудный спектр отражённого от зависей цели сигнала в канале по дальности от времени. Параметры цели: количество лопастей 4, длина лопасти 9 см. Цель зависит на высоте $H_{\text{БПЛА}}=1,5$ м, дальность $R = 3$ м. Цель поднимается на третьей секунде. Разрешение по дальности 40 см.

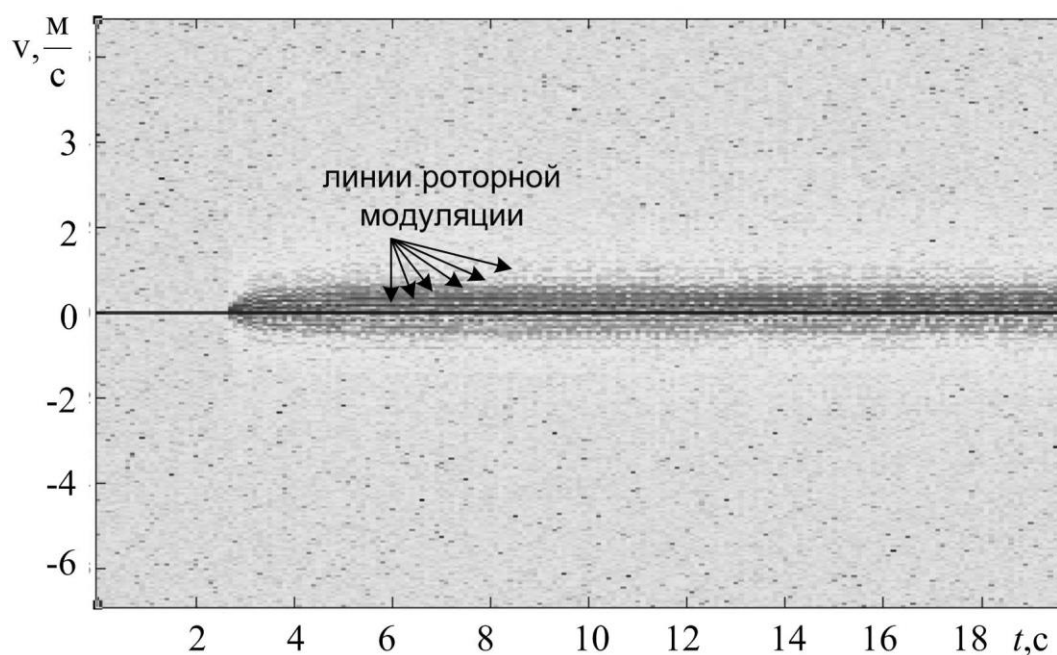


Рисунок 74

Амплитудный спектр отражённого от зависшей цели сигнала

На рисунке чётко видны линии роторной модуляции [168], число которых зависит от скорости вращения и количества лопастей.

На рисунке 75 показан амплитудный спектр отражённого от зависшей цели сигнала. Цель совершает медленные вращения вокруг вертикальной оси. Параметры цели аналогичны предыдущему случаю. Цель поднимается также примерно на третьей секунде. Разрешение по дальности 40 см.

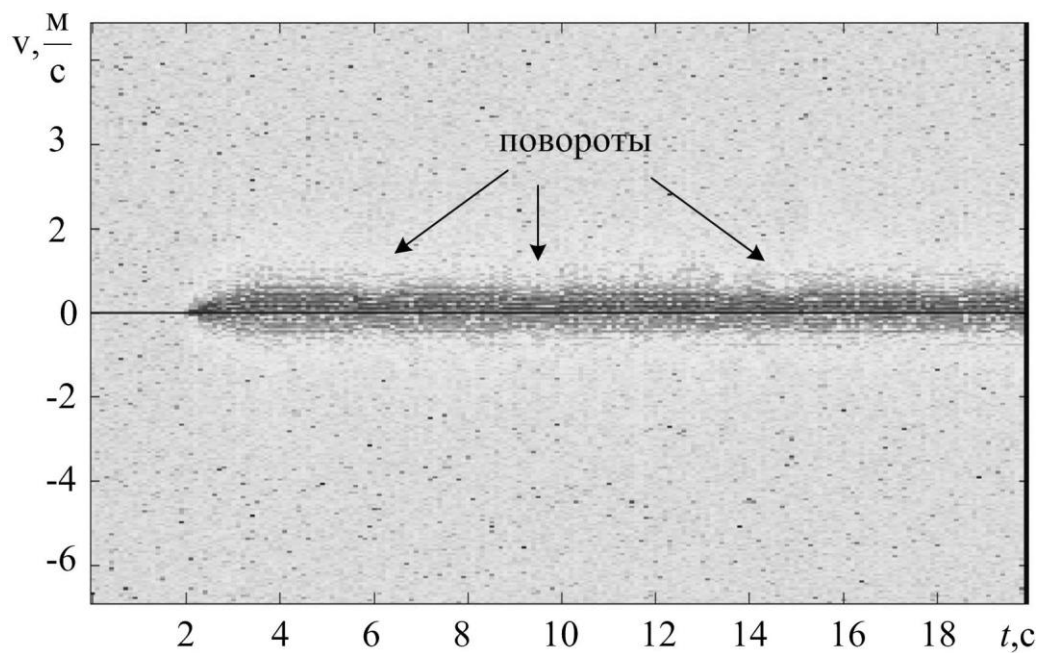


Рисунок 75

Амплитудный спектр отражённого от зависшей цели сигнала

Как видно из рисунка 75, при поворотах, т.е. при изменении скорости вращения лопастей, положение линий роторной модуляции меняется. Частота Доплера БПЛА при этом близка к нулю.

На рисунке 76 показан спектр отражённого сигнала в одном канале по дальности для цели с четырьмя винтами. На каждом двигателе две лопасти. Длина лопасти 5 см, высота $H_{\text{БПЛА}} = 1,5$ м, дальность $R = 3$ м. Цель поднимается на первой секунде, садится на двадцать третьей.

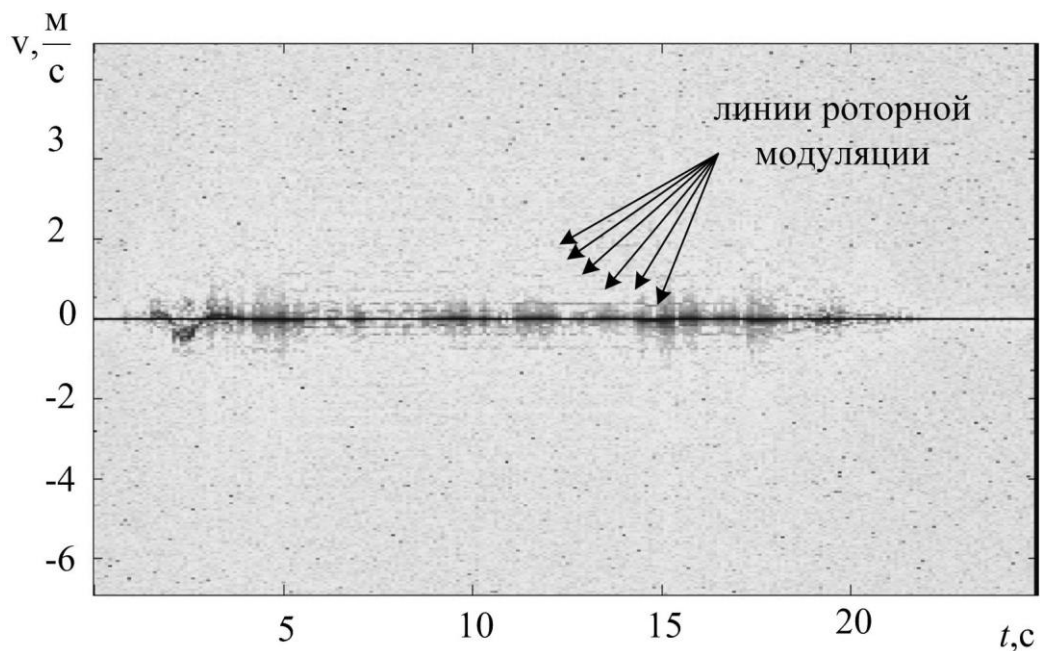


Рисунок 76

Амплитудный спектр отражённого от цели сигнала

Аналогично спектру от БПЛА с четырьмя лопастями в спектре присутствуют линии роторной модуляции, положение которых меняется при изменении режимов работы двигателей.

Аналитические выражения, которые описывают спектр отражённого от БПЛА частотно-модулированного сигнала, известны и описаны в литературе [169]. Однако использовать данные выражения для целей согласованной фильтрации при обнаружении зависшего БПЛА затруднительно. Это связано с изменением положения линий роторной модуляции при изменениях режима работы двигателей.

С точки зрения обнаружения зависшего БПЛА целесообразным является определить границы частотного диапазона, занимаемого спектром отраженного сигнала.

На рисунке 77 показано расположение лопастей относительно РЛС.

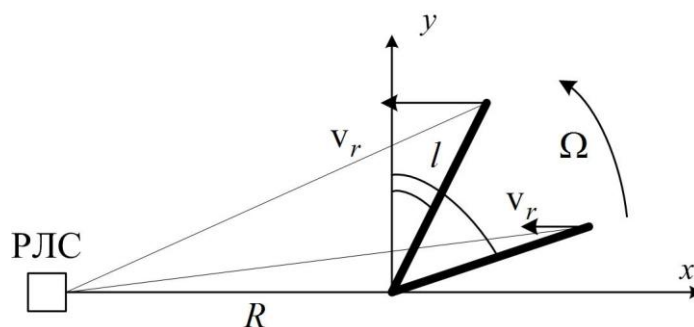


Рисунок 77

Изменение частоты Доплера отражённого сигнала от вращающейся лопасти

На рисунке 77 введены следующие обозначения: l — длина лопасти; Ω — угловая скорость вращения лопастей.

Данный диапазон определяется частотой Доплера крайней точки лопасти:

$$f_{d_{\max}} = \frac{2V_{r_{\max}}}{\lambda} = \frac{4\pi l \Omega}{\lambda}.$$

Определим максимальные значения частоты Доплера БПЛА, которые используются в экспериментах.

При скорости вращения лопасти $\Omega = 100 \frac{\text{оборотов}}{\text{с}}$ и длине лопасти $l = 0,06$ м $f_{d_{\max}} = 19,357$ кГц. При $l = 0,075$ м $f_{d_{\max}} = 24,19$ кГц Однозначно измеряемая частота 3,571 кГц.

С учётом того, что несущая частота РЛС 77 ГГц, принято решение уменьшить скорость вращения лопастей БПЛА с целью попадания спектра отражённого сигнала от лопастей в диапазон однозначного измерения скорости.

На рисунке 78 показаны периодограммы сигналов, отражённых от лопастей зависшего БПЛА. Номера каналов по скорости меняются в диапазоне -127...127.

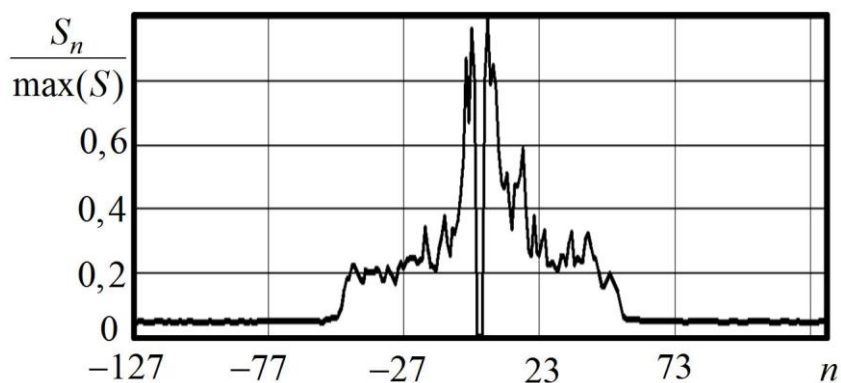


Рисунок 78

Периодограммы сигнала в канале с целью

Периодограммы, показанные на рисунке 78, получены при следующих параметрах: $H_a=1$ м; $R=2$ м; мощность передатчика 5 мВт; число периодов модуляции 255. Каналы по скорости, соответствующие нулевой скорости, удалены. Данная периодограмма показывает, что в спектре сигнала, отражённого от зависшего БПЛА, можно выделить несколько участков: участок, соответствующий дрожанию фюзеляжа, и участок, соответствующий отражениям от вращающихся лопастей, сигналы от которых сосредоточены в диапазоне частот $-f_{dmax} \dots + f_{dmax}$ либо в каналах по скорости $-N_{dmax} \dots + N_{dmax}$.

Рассмотрим синтез алгоритма обнаружения зависшего БПЛА. Предположим, на первом этапе выполняется обработка согласно схеме, показанной на рисунке 73. Кроме того, априорно известен диапазон частот $-N_{lmax} \dots + N_{lmax}$, который занимает отражённый от зависшего БПЛА сигнал.

Модель отражённого сигнала в k -м канале по дальности имеет вид:

$$\mathbf{z}_k = \begin{cases} A_j \exp(i\varphi_j) + n_j, & j > N_{cl} \ \& \ j \leq N_{dmax} \ \& \ j < -N_{cl} \ \& \ j \geq -N_{dmax}, \\ n_j, & \text{вне диапазона,} \end{cases}$$

где A_j — амплитуда сигнала в j -м канале по скорости;

$j = -\frac{N_{\text{fft}}}{2} - 1 \dots \frac{N_{\text{fft}}}{2} - 1$; $-N_{\text{cl}} \dots + N_{\text{cl}}$ — диапазон каналов по скорости, занимаемых помехой от подстилающей поверхности; φ_j — фаза отражённого сигнала в j -м канале по скорости; n_j — комплексные отсчёты гауссовского шума, математическое ожидание равно нулю, дисперсия $\sigma_{\text{ш}}^2$. Фаза отражённого сигнала в j -м канале по скорости случайна и распределена равномерно в диапазоне $[0 \quad 2\pi)$.

Логарифм отношения правдоподобия в k -м канале по дальности имеет вид:

$$\lambda_k = \frac{1}{\sigma_{\text{ш}}^2} \frac{1}{2(N_{\text{dmax}} - N_{\text{cl}})} \left(\sum_{j=N_{\text{cl}}+1}^{N_{\text{dmax}}} |z_{j,k}|^2 + \sum_{j=-N_{\text{dmax}}}^{-N_{\text{cl}}-1} |z_{j,k}|^2 \right), \quad (62)$$

где $\mathbf{z}_k = \left\{ z_{j,k} \right\}_{j=-\frac{N_{\text{fft}}}{2}-1}^{\frac{N_{\text{fft}}}{2}-1}$ — отсчёты с выхода блока БПФ в k -м канале по дальности.

С учётом того, что спектр отражений от лопастей зависшего БПЛА лежит в диапазоне $-N_{\text{dmax}} \dots + N_{\text{dmax}}$, используем для получения оценки дисперсии шума отсчёты, лежащие вне этого диапазона. С учётом данного замечания выражение (62) примет вид:

$$\lambda_k = \frac{\frac{1}{N_{\text{dmax}} - N_{\text{cl}}} \left(\sum_{j=N_{\text{cl}}+1}^{N_{\text{dmax}}} |z_{j,k}|^2 + \sum_{j=-N_{\text{dmax}}}^{-N_{\text{cl}}-1} |z_{j,k}|^2 \right)}{\frac{1}{N_{\text{fft}} - N_{\text{dmax}}} \left(\sum_{j=N_{\text{dmax}}+1}^{\frac{N_{\text{fft}}}{2}-1} |z_{j,k}|^2 + \sum_{j=-\frac{N_{\text{fft}}}{2}-1}^{-N_{\text{dmax}}} |z_{j,k}|^2 \right)}. \quad (63)$$

Согласно [170], распределение статистики (63) при гипотезе H_0 подчиняется центральному F-распределению с

$(2(N_{\text{dmax}} - N_{\text{cl}}), N_{\text{fft}} - 2(N_{\text{dmax}} - N_{\text{cl}}))$ степенями свободы. При гипотезе H_1 — нецентральному F-распределению с $(2(N_{\text{dmax}} - N_{\text{cl}}), N_{\text{fft}} - 2(N_{\text{dmax}} - N_{\text{cl}}))$ степенями свободы.

С целью повышения вероятности правильного обнаружения и, как следствие, увеличения дальности обнаружения рассмотрим межобзорное накопление при обнаружении зависшего БПЛА.

Определим вектор измерений, вектор состояний и модель движения.

Входными данными алгоритма на m -м обзоре является массив комплексных отсчётов с выхода блока БПФ каналов по дальности. Обозначим

данный массив $\mathbf{Z}_m = \{\mathbf{z}_0 \quad \mathbf{z}_1 \quad \dots \quad \mathbf{z}_{N_R-1}\}$, где $\mathbf{z}_k = \{z_{k,j}\}_{j=-\frac{N_{\text{fft}}-1}{2}}^{\frac{N_{\text{fft}}-1}{2}}$ — вектор-

столбец, соответствующий выходным отсчётам блока БПФ в k -м канале по дальности. С учётом того, что в выражении (63) происходит некогерентное накопление в частотной области, на вход алгоритма межобзорного накопления поступают значения статистик λ_k , где $k = 0 \dots N_R - 1$.

Включим в вектор состояния $\mathbf{x}_m = [R \quad \dot{R}]$ на m -м обзоре дальность, скорость изменения дальности. Переходная матрицы имеет вид

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & T_{\text{обз}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

и описывает линейную модель движения.

На рисунке 79 показан процесс формирования гипотезных трасс.

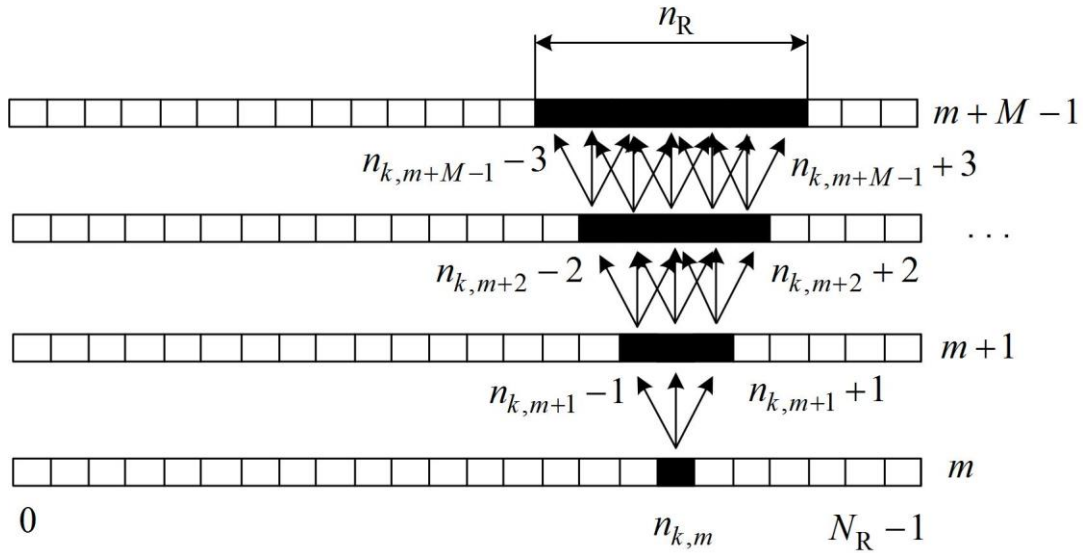


Рисунок 79

Зависимость вероятности правильного обнаружения от дальности до зависшего БПЛА

Дальность до цели за время $T_{\text{обз}}$ меняется в зависимости от задаваемого априорно максимального значения скорости движения для данного типа цели V_{max} . С учётом разрешения по дальности δR изменяется номер канала $n_{k,m}$ по дальности на m -м обзоре:

$$n_{k,m} = n_{k,m-1} \pm \text{int} \left(\frac{V_{\text{max}} T_{\text{обз}}}{\delta R} \right),$$

где $\text{int}()$ — целая часть числа.

Обозначим $\mathbf{h}_{K,k}$ — набор всех возможных гипотез движения цели за K обзоров при условии начала движения из k -го канала по дальности. Возможные гипотезы движения показаны стрелками на рисунке 79 и обозначены $\mathbf{h}_{K,k} = \{n_{0,k,j}, n_{1,k,j}, \dots, n_{K-1,k,j}\}_{j=0}^{N_h-1}$. Обозначение $n_{0,k,j}$ означает k -й канал по дальности j -й гипотезы движения на первом обзоре, входящем в скользящее «окно» из K обзоров.

С учётом введённых обозначений, а также независимости шума от

обзора к обзору сформируем по каждой возможной гипотезе движения статистику:

$$\lambda_{k,j} = \sum_{m=0}^{K-1} \left(\frac{\frac{1}{N_{\text{dmax}} - N_{\text{cl}}} \left(\sum_{j=N_{\text{cl}}+1}^{N_{\text{dmax}}} |z_{j,n_{m,k,j}}|^2 + \sum_{j=-N_{\text{dmax}}}^{-N_{\text{cl}}-1} |z_{j,n_{m,k,j}}|^2 \right)}{\frac{1}{N_{\text{fft}} - N_{\text{dmax}}} \left(\sum_{j=N_{\text{dmax}}+1}^{\frac{N_{\text{fft}}-1}{2}} |z_{j,n_{m,k,j}}|^2 + \sum_{j=-\frac{N_{\text{fft}}-1}{2}}^{-N_{\text{dmax}}-1} |z_{j,n_{m,k,j}}|^2 \right)} \right).$$

Для сравнения с порогом обнаружения выберем максимальное значение статистики $\lambda_{k,j}$ среди всех возможных n_R , формируемых из k -го канала по дальности:

$$\max_{j \in N_h} (\lambda_{k,j}) \geq \lambda_0, \quad (64)$$

где λ_0 — порог обнаружения, выбираемый исходя из критерия Неймана-Пирсона.

Рассмотрим выбор порога обнаружения в выражении (64) при гипотезе H_0 . Анализ выражения для статистики $\lambda_{k,j}$ показывает, что в основе лежит суммирование K случайных величин с центральным F-распределением с $(2(N_{\text{dmax}} - N_{\text{cl}}), N_{\text{fft}} - 2(N_{\text{dmax}} - N_{\text{cl}}))$ степенями свободы. Если обозначить $p_\lambda(x)$ — плотность распределения статистики $\lambda_{k,j}$, то плотность распределения статистики, соответствующей выражению (64), будет иметь вид:

$$p_{\max(\lambda)}(x) = n_R (1 - F_\lambda(x))^{n_R - 1} p_\lambda(x), \quad (65)$$

где $F_\lambda(x)$ — функция распределения статистики $\lambda_{k,j}$.

Нахождение закона распределения суммы K случайных величин имеющих F-распределение, является довольно сложной задачей. В работе

[171] доказано, что плотность распределения и функцию распределения данной суммы можно выразить через многомерную H-функцию Фокса.

С другой стороны, с учетом нормировки по дисперсии шума в выражении (63) порог обнаружения не зависит от дисперсии и остается фиксированным в процессе работы. В связи с чем для вычисления порога обнаружения возможно использовать теорию экстремальных статистик Гумбеля. В соответствии с данной теорией, «хвост» любого распределения может быть аппроксимирован обобщённым распределением Парето.

На первом этапе формируются отсчёты случайных величин, имеющие F-распределение с $(2(N_{\text{dmax}} - N_{\text{cl}}), N_{\text{fft}} - 2(N_{\text{dmax}} - N_{\text{cl}}))$ степенями свободы.

На следующем этапе над сформированными отсчётами выполняются действия согласно выражению (64).

После этого методом максимального правдоподобия находятся оценки параметров распределения Парето. Порог обнаружения находится в соответствии с выражением:

$$\lambda_0 = u + \frac{\hat{a}}{\hat{c}} \left(\left(F \frac{K_s}{M_1} \right)^{-\hat{c}} - 1 \right), \quad (66)$$

где F — заданная вероятность ложной тревоги; \hat{a}, \hat{c} — оценки параметров обобщённого распределения Парето; K_s — число отсчётов, имеющих F-распределение с $(2(N_{\text{dmax}} - N_{\text{cl}}), N_{\text{fft}} - 2(N_{\text{dmax}} - N_{\text{cl}}))$ степенями свободы; M_1 — число отсчётов, превысивших порог u , которое определяется выражением $M_1 = 0,1K_s$. Порог u выбирается аналогично главе 4.

С целью проверки работоспособности алгоритма межобзорного накопления проведён ряд экспериментов. Схема экспериментальной установки показана на рисунке 71. Дальность зависшего БПЛА менялась в

диапазоне от 3 м до 10 м с шагом 1 м. Параметры РЛС: мощность излучения 5 мВт; число периодов модуляции в обзоре 255; число каналов по дальности 256. Параметры лопастей БПЛА: длина 0,06 м; число лопастей 4. Число каналов по скорости, занимаемое спектром отражённого от лопастей сигнала $N_{d\max} = 102$. Число обзоров 500. Разрешение по дальности $\delta R = 0,4$ м. Порог обнаружения выбран согласно выражению (66). Вероятность ложной тревоги на систему обработки: 10^{-4} . Число обзоров $K=1,20$. Число гипотез $N_h = 10$.

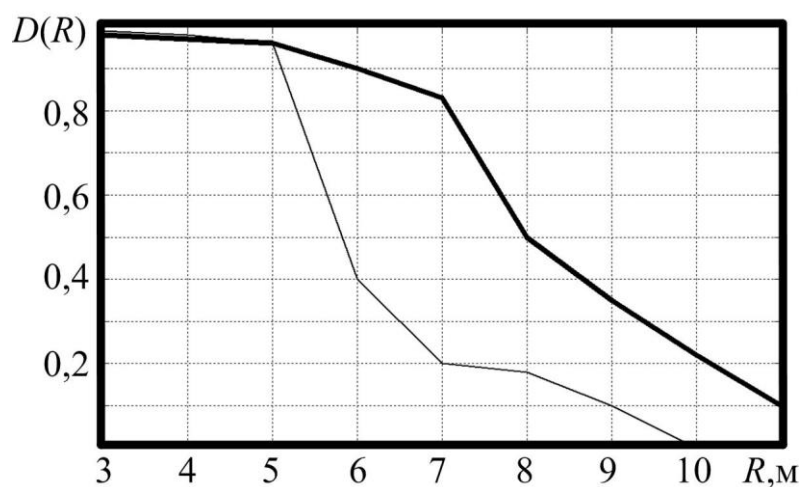


Рисунок 80

Зависимость вероятности правильного обнаружения от дальности до зависшего БПЛА

На рисунке 80 линия соответствует алгоритму межобзорного накопления при $K = 20$, $N_h = 10$ и вероятности ложной тревоги $F = 10^{-4}$, тонкая линия соответствует случаю обнаружения цели по одному обзору. Анализ зависимостей на рисунке 80 показывает, что увеличение времени накопления, т.е. увеличение числа обзоров K , приводит к увеличению вероятности правильного обнаружения по сравнению с одним обзором.

С одной стороны, увеличение числа обзоров, используемых при накоплении данных, приводит к увеличению вероятности правильного об-

наружения и количества гипотезных трасс N_h . С другой стороны – увеличение числа гипотезных трасс N_h приводит к необходимости увеличения порога обнаружения.

На рисунке 81 показаны зависимости характеристики обнаружения зависшего БПЛА при увеличении числа гипотезных трасс N_h с 10 до 1000. Остальные параметры соответствуют зависимостям, показанным на рисунке 80.

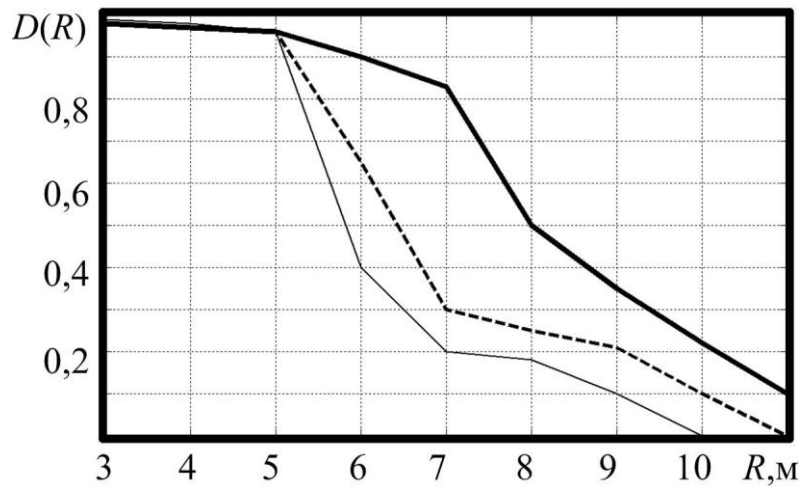


Рисунок 81

Зависимость вероятности правильного обнаружения от дальности до зависшего БПЛА при увеличении числа гипотезных трасс n_R

На рисунке 81 пунктирная линия соответствует межобзорному накоплению при $N_h = 1000$; сплошная толстая линия соответствует $N_h = 10$; тонкая пунктирная соответствует обнаружению по одному обзору. Анализ зависимостей показывает, что увеличение N_h приводит к существенным потерям в вероятности правильного обнаружения.

Зависимость вероятности правильного обнаружения от числа гипотезных трасс N_h приводит к необходимости учёта движения носителя при реализации межобзорного накопления. С целью исследования данного вопроса проведен ряд экспериментов. На рисунке 82 показана структурная

схема макета, предназначенного для исследования влияния движения носителя РЛС на эффективность межобзорного накопления. В процессе эксперимента производилось движение на БПЛА и от БПЛА, а также отдельно рассматривались повороты носителя РЛС по углу курса.

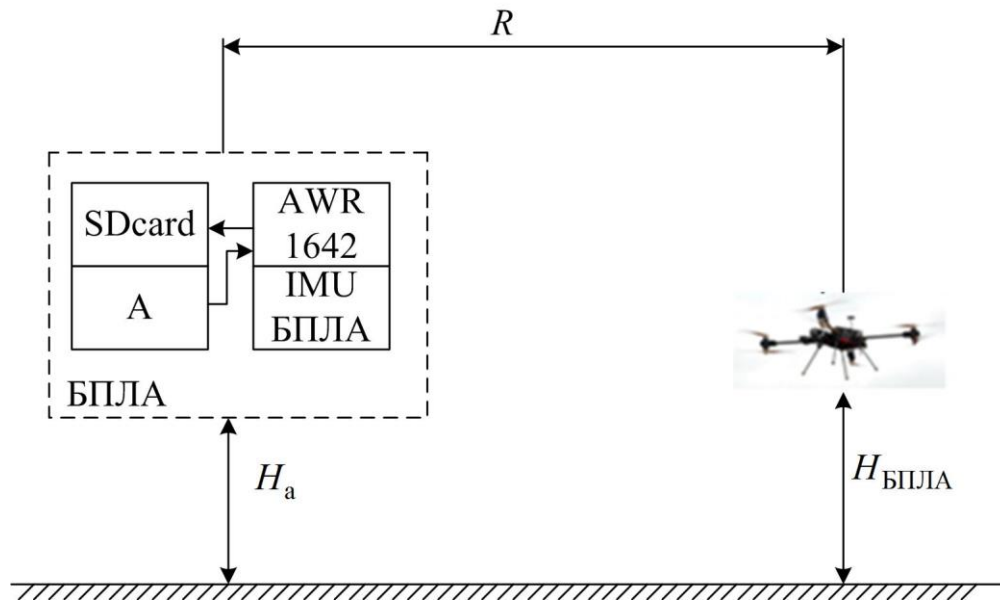


Рисунок 82

Структурная схема макета

На рисунке 82 IMU — инерциальный измерительный модуль; SDcard — карта памяти, на которую происходит запись данных от РЛС. Информация от данного модуля записывается в память автопилота. Выходные данные модуля: $[\omega_x \ \omega_y \ \omega_z]$ — угловые скорости вращения носителя на оси связанной системы координат; $[n_x \ n_y \ n_z]$ — кажущиеся ускорения, то есть разность между линейными ускорениями движения и проекциями ускорения свободного падения на оси связанной системы координат; xyz — связанная с носителем система координат. Вся обработка выполняется после экспериментов на ПК.

На первом этапе носитель РЛС совершает движение в направлении на зависший БПЛА в пределах 0,5 м и от зависшего БПЛА в пределах

0,5 м. Дальность до БПЛА около $R=15$ м. Параметры сигнала РЛС:

- а) период модуляции $T_M=60$ мкс;
- б) число каналов по дальности $N_R=128$;
- в) число каналов по скорости $N_V=255$;
- д) разрешение по дальности $\delta R = 0,39$ м;
- е) разрешение по дальности $\delta V = 0,12$ м/с.

На рисунках 83,84 показаны спектры помех от подстилающей поверхности при движении носителя на БПЛА и от БПЛА. Видно расширение спектра и смещение по частоте Доплера.

Смещение по частоте определяется скоростью движения носителя V_H . Ширина спектра помехи от подстилающей поверхности определяется выражением:

$$\Delta f_{cl} = \frac{2V_H}{\lambda} \cos\left(\frac{\varphi_{аз}^{0,5}}{2}\right) \cos\left(\frac{\varphi_{ум}}{2}\right),$$

где $\varphi_{аз}^{0,5}$ — ширина диаграммы направленности РЛС по азимуту; $\varphi_{ум}$ — угол места антенны. Ширина диаграммы направленности РЛС в азимутальной плоскости 120° .

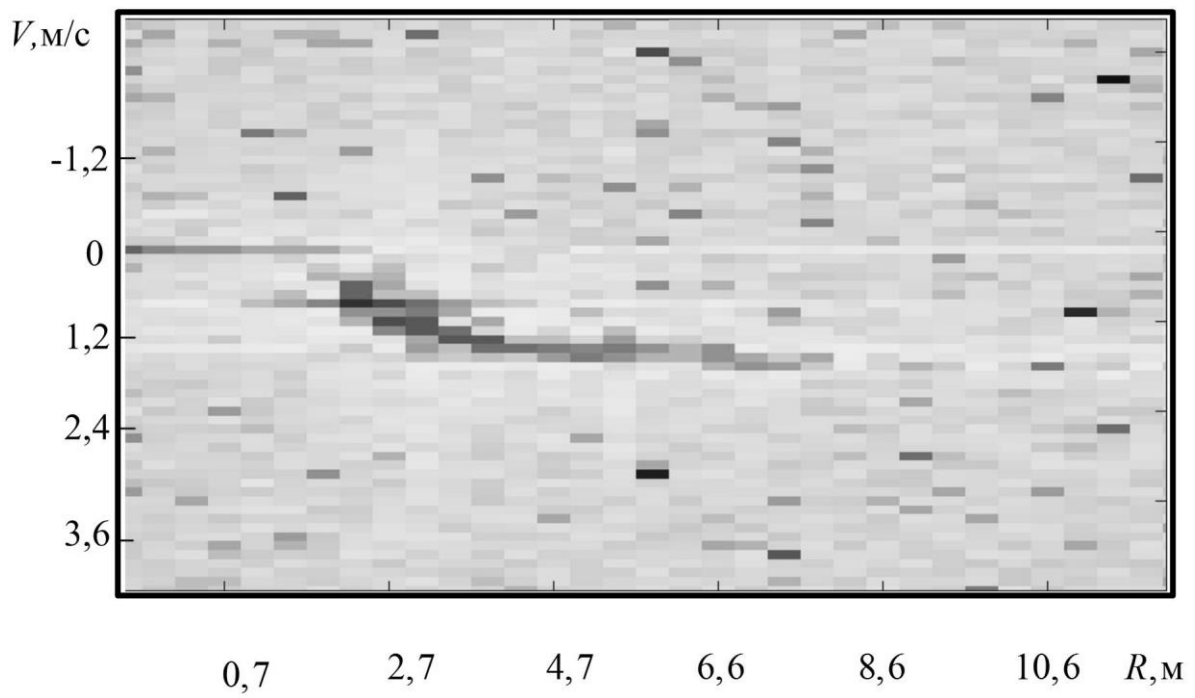


Рисунок 83

Расширение спектра помехи от подстилающей поверхности при движении
на БПЛА

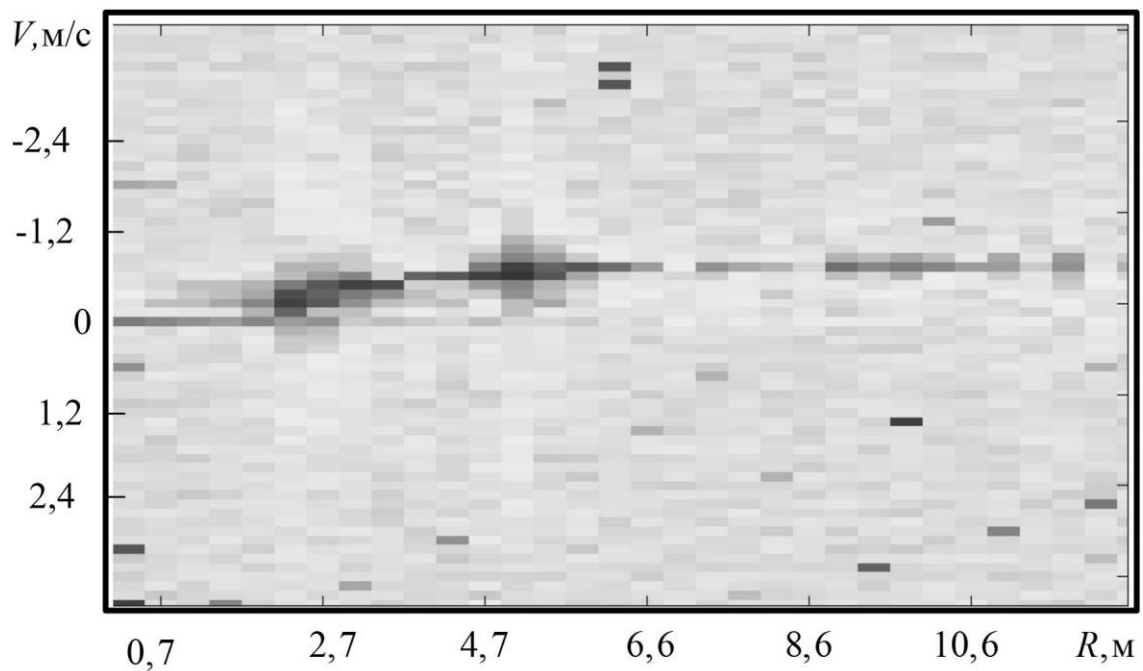


Рисунок 84

Расширение спектра помехи от подстилающей поверхности при движении
от БПЛА

Смещение и расширение спектра помехи от подстилающей поверхности необходимо учитывать при формировании статистики (64). Число каналов по скорости, занимаемых помехой, определяется выражением:

$$N_{cl} = \frac{\Delta f_{cl}}{2\delta f_r},$$

где δf_r — разрешающая способность по частоте.

Величина смещения спектра помехи от подстилающей поверхности $f_{d_{cl}}$ определяется на основе данных о скорости движения носителя V_H . Данная информация поступает из БИНС, которая установлена на носителе РЛС и используется для формирования области подавления помехи. Кроме того, удаляется составляющая на нулевой частоте Доплера.

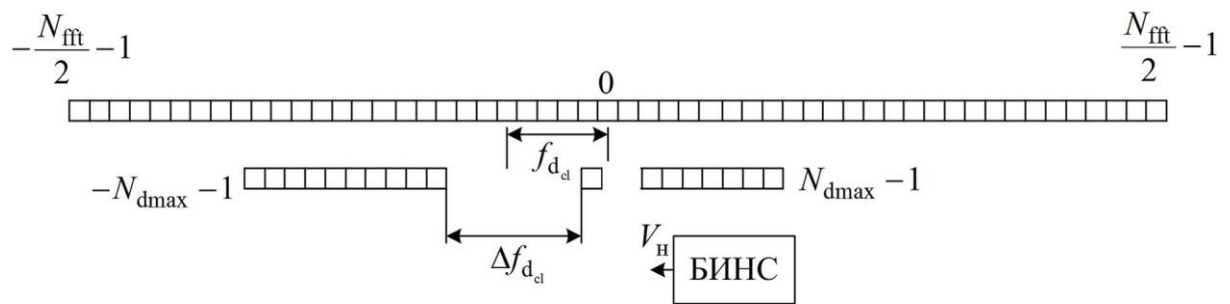


Рисунок 85

Использование информации о скорости движения носителя для подавления помехи от подстилающей поверхности

Как показано выше, движение носителя приводит к необходимости увеличения количества гипотезных трасс N_h , что приводит к уменьшению вероятности правильного обнаружения.

На рисунке 86 показан процесс формирования гипотезных трасс с учётом движения носителя РЛС.

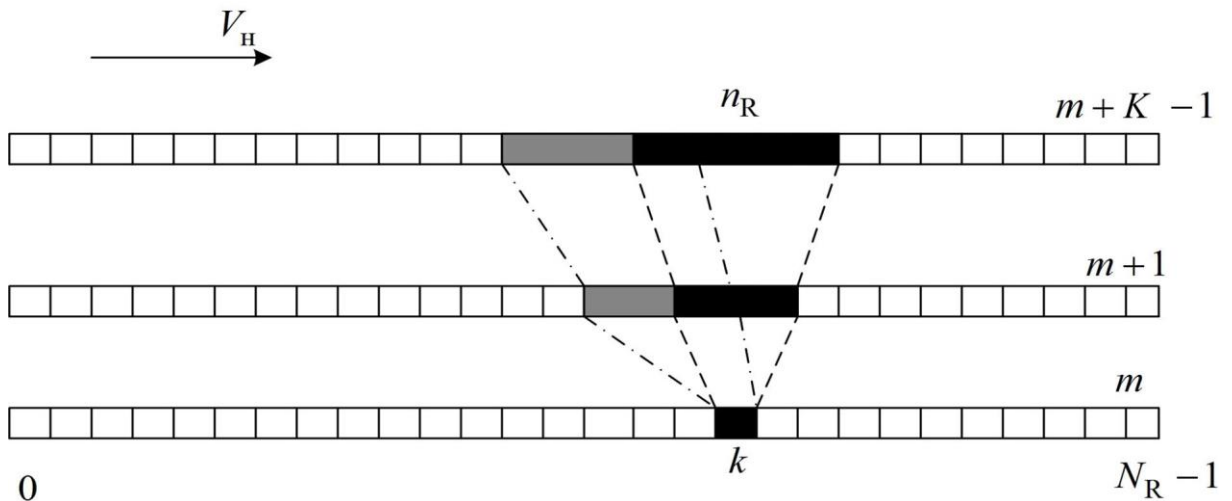


Рисунок 86

Использование информации о скорости движения носителя для подавления помехи от подстилающей поверхности

На рисунке 86 условно серым показаны каналы по дальности, которые участвуют в формировании гипотезных трасс с учётом скорости носителя РЛС. Рассмотрим смещение каналов по дальности при формировании гипотезных трасс из канала по дальности:

$$n_{k,m+1} = n_{k,m} - \text{int} \left(\frac{V_{H_m} T_{\text{обз}}}{\delta R} \right) \pm \text{int} \left(\frac{V_{\text{max}_n} T_{\text{обз}}}{\delta R} \right),$$

где V_{max_n} — максимальная априорная скорость цели. В последнем выражении учитывается, что скорость носителя от обзора к обзору V_{H_m} может меняться, что приводит к адаптивному построению гипотезных трасс.

При использовании параметров РЛС, при которых построены зависимости на рисунках 80,81, время межобзорного накопления равно $KT_{\text{обз}} = 20 \cdot 0,05 \text{ с} = 1 \text{ с}$. При разрешении по дальности $\delta R = 0,4 \text{ м}$ и движении носителя со скоростью $V_H = 0,6 \text{ м/с}$ смещение по дальности за один обзор составит один канал по дальности. При дальнейшем увеличении V_H до максимального значения (порядка 10 м/с для БПЛА) смещение по дальности

сти за один обзор составит около десяти каналов по дальности. В случае использования РЛС с импульсным режимом работы смещение по дальности за один обзор может быть существенно больше. Что объясняется большим временем обзора и скоростью движения носителя.

На рисунке 87 показан спектр отражённого сигнала от подстилающей поверхности и зависшего БПЛА при движении на БПЛА.

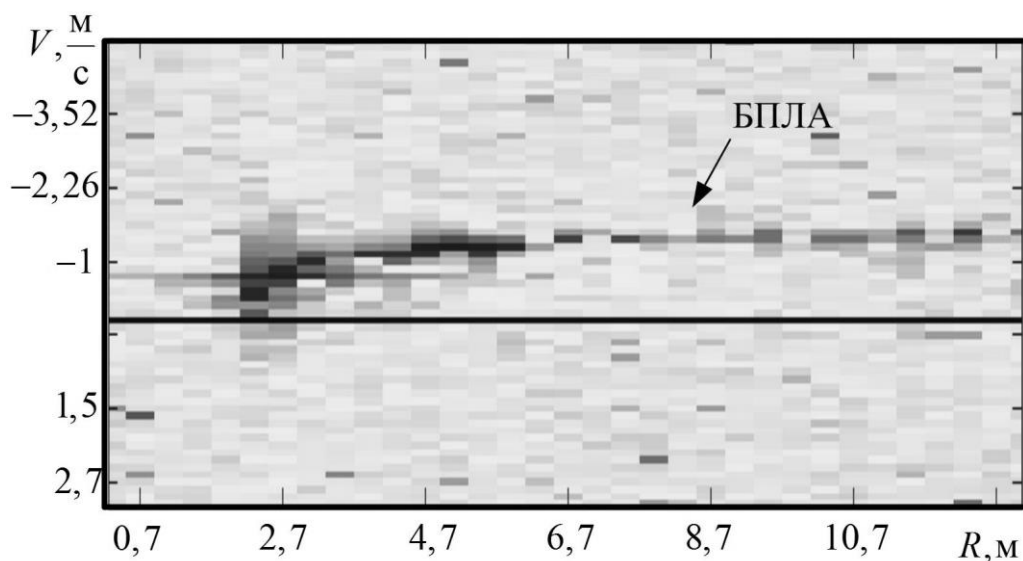


Рисунок 87

Спектр отражённого сигнала от подстилающей поверхности и зависшего БПЛА при движении на БПЛА

Показан канал по дальности, в котором находится зависший БПЛА в начальный момент времени. Начальное положение соответствует 88 каналу по дальности (примерно 8,7 м).

Отсутствие информации о параметрах движения носителя малогабаритной БРЛС приводит к необходимости формирования возможных гипотез изменения дальности до цели с учётом максимально возможной скорости движения носителя.

На рисунке 88 показаны характеристики обнаружения алгоритма, соответствующего решающему правилу (64) при учёте движения носителя

малогабаритной РЛС и без учёта. Параметры системы обработки: $\delta R = 0,4$ м; $\delta V = 0,12$ м/с; носитель движется со скоростью $V_H = 1$ м/с на БПЛА. Максимальная скорость движения носителя $V_{H_{\max}} = 10$ м/с. Число обзоров $K = 10$. Период обзора $T_{\text{обз}} = 0,04$ с. Число импульсов $N = 255$. БИНС выдаёт информацию о скорости с погрешностью $0,3$ м/с. С учётом заданных параметров $\text{int} \left(\frac{V_{H_{\max}} T_{\text{обз}} K}{\delta R} \right) = 25$, т.е. за время накопления данных с K

обзоров цель сместится на 25 каналов по дальности. Возможное число гипотез изменения дальности N_h около 10000. Информация о параметрах движения носителя БРЛС не используется. С другой стороны, предположим, что на борту носителя малогабаритной РЛС БИНС выдаёт отсчёты скорости с погрешностью $0,3$ м/с (БИНС фирмы "Текнол", Компанав 2). В предельном случае погрешность оценки дальности составит $0,6$ канала по дальности при $K = 10$ обзоров. Возможное число гипотез изменения дальности N_h при этом составит около 20 за время накопления $K = 10$ обзоров.

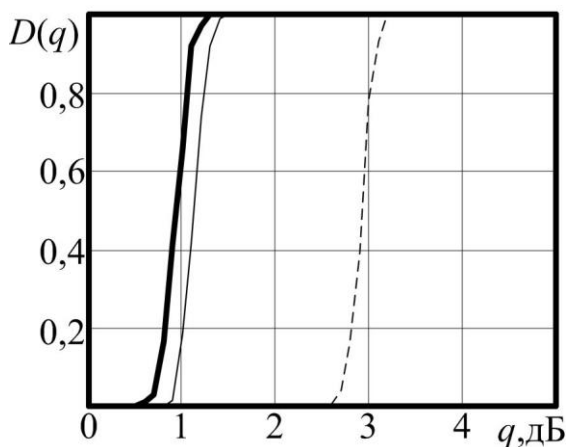


Рисунок 88

Характеристики обнаружения зависшего БПЛА при различном числе гипотез движения N_h

На рисунке 88 сплошная толстая линия соответствует алгоритму межобзорного накопления (64) при числе $N_h = 20$, тонкая сплошная линия

соответствует алгоритму (64) при числе $N_h=200$; пунктирная линия соответствует алгоритму (64) при числе $N_h=2000$. Увеличение число гипотез приводит к потерям в пороговом отношении сигнал-шум. При увеличении в 10 раз потери возрастают на 2 дБ. Данные зависимости доказывают необходимость учёта движения носителя малогабаритной РЛС, т.к. это позволяет уменьшить число гипотез N_h .

Рассмотрим результаты формирования статистики (64) при движении носителя в направлении на цель и от цели. Информация о скорости носителя V_{nm} поступает от БИНС, установленной на носителе РЛС. Движение начиналось на дальности около 9 м от цели. Рассматривался предельный случай, при котором число гипотезных трасс $N_h=1$. Число обзоров K , информация с которых накапливается, равно 20. Порог обнаружения выбирался исходя из априорных сведений о положении спектра отражённого от лопастей сигнала. Вероятность ложной тревоги $F=10^{-5}$. Анализ экспериментальных данных показывает, что использование информации о параметрах движения носителя позволяет обеспечить выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум около 1,8 дБ на дальность около 9 м по сравнению со случаем отсутствия учёта движения.

Таким образом, анализ экспериментальных данных показывает, что при обнаружении зависших БПЛА эффективным алгоритмом является некогерентное накопление в частотной области результатов когерентного накопления отражённых сигналов от БПЛА. При этом каналы по скорости, которые участвуют в некогерентном накоплении, могут определяться на основе априорной информации о частотном диапазоне, занимаемом микродоплеровской сигнатурой цели. Учёт движения носителя РЛС позволяет повысить вероятность правильного обнаружения при межобзорном накоплении и обеспечивает выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум. В

частности, при $K=20$ и учёте движения носителя РЛС выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум составляет 1,8 дБ.

3.5 Межобзорное накопление отражённых сигналов на фоне негауссовских коррелированных помех

3.5.1 Вводные замечания

В настоящее время перспективным направлением повышения энергетической дальности РЛС является межобзорное накопление отраженных радиолокационных сигналов.

Для решения данной задачи предложено несколько подходов. В отечественной литературе можно отметить направление, связанное с использованием оценочно-корреляционного подхода [172], предложенного Ю.Г. Сосулиным. Данный подход основан на рекуррентном вычислении отношения правдоподобия с учётом апостериорной плотности распределения вероятностей вектора оцениваемых параметров.

Другой подход [173, 174] к решению задачи межобзорного накопления отраженных радиолокационных сигналов заключается в формировании обобщённого отношения правдоподобия по возможным траекториям движения цели и сравнении с порогом максимального значения обобщённого отношения правдоподобия. При этом, как правило, авторы [175] ограничиваются рассмотрением случая гауссовского шума.

Вопросы межобзорного накопления на фоне негауссовского шума рассмотрены в работе [176]. При этом авторы рассматривают негауссовские некоррелированные помехи. Законы распределения помех следующие: Вейбулла, K -распределение, логнормальное. В работе [177] рассмотрен синтез алгоритма межобзорного накопления на фоне коррелированных помех с K -распределением. Особенностью данных работ является то, что

авторы используют априорное знание закона распределения помех.

В работе [178] рассмотрено применение оценочно-корреляционного подхода при работе на фоне негауссовских шумов. При этом описанный подход требует знания большого числа априорной информации: закон распределения шума, переходные плотности распределения вероятностей и т.д., что несколько ограничивает применение данного подхода на практике.

Вопросам обнаружения на фоне негауссовских помех посвящено большое количество работ. В работах [178, 179, 180] рассмотрен синтез локально оптимального обнаружителя при обнаружении пачки импульсов на фоне негауссовских коррелированных помех, который заключается в предварительной обработке квадратурных составляющих отражённой пачки импульсов с помощью безынерционного преобразователя, реализующего нормализацию входного негауссовского шума. Данный подход требует априорного знания плотности распределения шума, а также оценки параметров распределения шума.

Анализу законов распределения отражённых сигналов от морской поверхности посвящено большое количество работ как отечественных авторов [181], так и зарубежных [182]. В данных работах показано, что в зависимости от разрешения РЛС закон распределения амплитуды помехи может иметь следующие распределения: релеевское, логнормальное, K -распределение, обобщённое K -распределение и др. Кроме того, анализ экспериментальных данных РЛС ИРХ, показывает, что закон распределения может меняться между каналами по дальности при высоком разрешении по дальности. Поэтому одним из перспективных направлений синтеза обнаружителей, инвариантных к закону распределения помехи, является описание распределения помех с помощью сферических инвариантных

процессов [183].

В литературе [184] рассмотрены различные алгоритмы обнаружения малоотражающих целей с использованием сферических инвариантных процессов. Однако вопросам межобзорного накопления при этом уделено мало внимания [185], кроме того, не рассмотрен вопрос выбора порога обнаружения.

3.5.2 Постановка задачи синтеза алгоритма межобзорного накопления на фоне негауссовских коррелированных помех

Представим принятую пачку импульсов \mathbf{z} в одном из каналов по дальности в виде:

$$\mathbf{z} = \begin{cases} A\mathbf{s} + \mathbf{y}, & \text{гипотеза } H_1 \\ \mathbf{y}, & \text{гипотеза } H_0 \end{cases},$$

где A — амплитуда отражённого сигнала, описываемая плотностью распределения вероятности $p(A)$; $\mathbf{s}_k = [1 \exp(i\varphi_c) \dots \exp(i(N-1)\varphi_c)]$ — вектор опорного сигнала, учитывающий модуляцию отражённого сигнала из-за эффекта Доплера; φ_c — межпериодный набег фазы отражённого сигнала, равный $\varphi_c = 2\pi f_c T_{\Pi}$; f_c — частота Доплера; T_{Π} — период повторения импульсов. Вектор \mathbf{y}_k в k -м канале по дальности представим в виде сложного гауссовского случайного вектора [186]:

$$\mathbf{y} = \sqrt{\tau} \mathbf{x},$$

где τ — скалярная случайная величина с известной плотностью распределения вероятностей $p(\tau)$; \mathbf{x} — векторная комплексная случайная величина, размерностью $N \times 1$, с гауссовским законом распределения, с нулевым математическим ожиданием и корреляционной матрицей \mathbf{C} размерностью $N \times N$; N — количество импульсов в пачке. Случайные величины τ между каналами дальности статистически независимы.

Плотность распределения вектора \mathbf{z} при гипотезе H_1 имеет вид [187]:

$$p(\mathbf{z}|H_1) = \int_0^{\infty} \frac{1}{(\pi\tau)^N \det(\mathbf{C})} \exp\left(-\frac{(\mathbf{z} - \mathbf{A}\mathbf{s})^H \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{z} - \mathbf{A}\mathbf{s})}{\tau}\right) p(\tau) d\tau,$$

где H — символ комплексного сопряжения и транспонирования; $\det(\bullet)$ — определитель матрицы.

Плотность распределения вектора \mathbf{z} при гипотезе H_0 имеет вид:

$$p(\mathbf{z}|H_0) = \int_0^{\infty} \frac{1}{(\pi\tau)^N \det(\mathbf{C})} \exp\left(-\frac{\mathbf{z}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{z}}{\tau}\right) p(\tau) d\tau.$$

Отношение правдоподобия для одного k -го канала по дальности имеет вид:

$$\lambda = \frac{\int_0^{\infty} \frac{1}{(\pi\tau)^N} \exp\left(-\frac{(\mathbf{z} - \mathbf{A}\mathbf{s})^H \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{z} - \mathbf{A}\mathbf{s})}{\tau}\right) p(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} \frac{1}{(\pi\tau)^N} \exp\left(-\frac{\mathbf{z}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{z}}{\tau}\right) p(\tau) d\tau}. \quad (67)$$

Задача межобзорного накопления заключается в модификации выражения (67) с учетом накопления данных с K обзоров. Кроме того, необходимо вычислить порог обнаружения, который обеспечивает требуемое значение вероятности ложной тревоги.

Полученные в результате синтеза алгоритмы обнаружения и вычисления порога обнаружения тестируются на реальных данных, полученных с помощью РЛС РІХ [188]. В качестве цели использовался 1,5-метровый пенопластовый буй, обтянутый металлической проволокой и расположенный на морской поверхности. Дальность до буя около двух километров. Учитывая, что радиальная скорость данной цели близка к нулю, вопросы устранения неоднозначности измерения скорости не рассматриваем.

3.5.3 Формирование траекторий движения цели

На рисунке 89 рассмотрен принцип формирования траекторий в координатах «дальность - скорость - азимут - угол места».

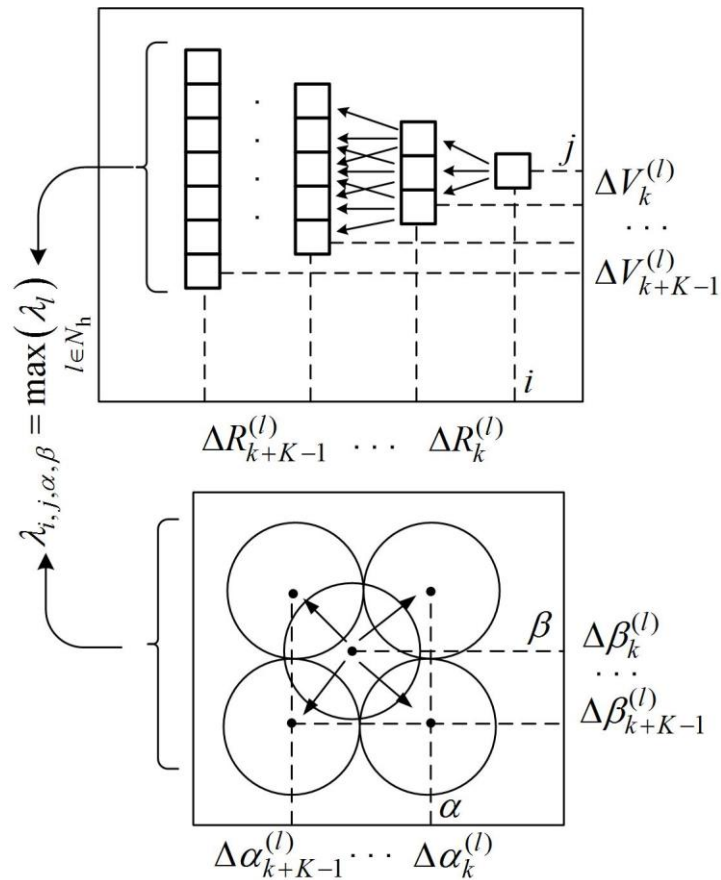


Рисунок 89

Формирование возможных траекторий движения цели в координатах «дальность - скорость - азимут - угол места»

На рисунке 89 введены следующие обозначения: i, j, β, α — номера каналов по дальности, скорости, азимуту и углу места соответственно. Диапазоны значений каналов определяются числом каналов по дальности N_R , по скорости N , по азимуту N_α , углу места N_β . Обозначим $\Delta R_k^{(l)}$ — смещение по дальности между k -м и $(k+1)$ -м обзорами в l -й гипотезе движения цели, выраженное в канале по дальности; $\Delta V_k^{(l)}$ — смещение по скорости между k -м и $(k+1)$ -м обзорами в l -й гипотезе движения цели;

$\Delta\alpha_k^{(l)}$ — смещение по азимуту между k -м и $(k+1)$ -м обзорами в l -й гипотезе движения цели; $\Delta\beta_k^{(l)}$ — смещение по углу места между k -м и $(k+1)$ -м обзорами в l -й гипотезе движения цели. Переменная l обозначает одну из N_h возможных гипотез движения цели. Общее число гипотез N_h . Тогда одна из l возможных гипотез движения цели за K обзоров может быть записана в виде:

$$\left\{ i + k\Delta R_k^{(l)} \quad j + k\Delta V_k^{(l)} \quad \alpha + k\Delta\alpha_k^{(l)} \quad \beta + k\Delta\beta_k^{(l)} \right\}_{k=0}^{K-1}.$$

Смещение по дальности $\Delta R_k^{(l)}$ определяется в виде $\text{int}((j + k\Delta V_k^{(l)}) \delta V T_{\text{обз}} / \delta R)$, где δR — ширина канала по дальности; $\text{int}()$ — целая часть числа. Максимальное значение, на которое может переместиться цель между обзорами при движении цели со скоростью V_{max} , определяется как $\text{int}(V_{\text{max}} T_{\text{обз}} / \delta R)$. Аналогичным образом определяются смещения по скорости и угловым координатам. Максимальное значение изменения скорости между обзорами ΔV_{max} определяется в соответствии с выражением $\text{int}(a_{\text{max}} T_{\text{обз}} / \delta V)$, где a_{max} — максимальное значение ускорения цели между обзорами; δV — величина разрешающей способности по скорости.

Рассмотрим принцип формирования траекторий движения цели при использовании линейной модели движения в лучевой системе координат [189]. Предположим, что РЛС неподвижна. Обработка радиолокационной информации строится по корреляционно-фильтровой схеме [28].

В соответствии с линейной моделью движения дальность до цели R между k -м и $k-1$ -м обзорами меняется в соответствии с выражением:

$$R_k = R_{k-1} \pm VT_{\text{обз}},$$

где V — скорость цели, которая выбирается исходя из номера канала по

скорости, входящего в l -ю ячейку; $T_{\text{обз}}$ — период обзора РЛС.

Аналогичным образом, определяются смещения по угловым координатам в рамках линейной модели движения.

Информация каналов по дальности, скорости и угловым координатам, соответствующих каждой l -й возможной гипотезе движения, используется для формирования решающего правила, обеспечивающего межобзорное накопление отражённых сигналов.

3.5.4 Синтез алгоритма межобзорного накопления отражённых сигналов на фоне негауссовских коррелированных помех

Обозначим $\mathbf{Z}_{(i,\alpha,\beta)}^{(l)}$ массив данных после АЦП двух квадратурных каналов, соответствующих i -му каналу по дальности, α -му каналу по азимуту и β -му каналу по углу места.

С учётом выражения (67) отношение правдоподобия для l -й возможной гипотезы движения цели при накоплении данных с K обзоров имеет вид:

$$\lambda_l = \prod_{k=0}^{K-1} \frac{h_N \left(\left(\mathbf{Z}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} - A_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \mathbf{s}_j^{(l)} \right)^H \left(\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)^{-1} \left(\mathbf{Z}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} - A_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \mathbf{s}_j^{(l)} \right) \right)}{h_N \left(\left(\mathbf{Z}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)^H \left(\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)^{-1} \mathbf{Z}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)}, \quad (68)$$

где $\mathbf{s}_j^{(l)} = \left[1 \quad \exp(i(j + k\Delta V_k^{(l)})) \quad \dots \quad \exp(i(N-1)(j + k\Delta V_k^{(l)}) \right]$ — модель опорного сигнала, соответствующая настройке $(j + k\Delta V_k^{(l)})$ -го канала по скорости; $A_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)}$ — амплитуда отражённого сигнала на k -м обзоре в $i + k\Delta R_k^{(l)}$ -м канале по дальности; $\alpha + k\Delta\alpha_k^{(l)}$ -м канале по азимуту, $\beta + k\Delta\beta_k^{(l)}$ -м канале по углу места, i — мнимая единица;

$h_N(x) = \int_0^{\infty} \frac{1}{(\pi\tau)^N} \exp(-\frac{x}{\tau}) p(\tau) d\tau$ — монотонная функция; $\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)}$ —

корреляционная матрица помехи в $i + k\Delta R_k^{(l)}$ -м канале по дальности, $\alpha + k\Delta\alpha_k^{(l)}$ -м канале по азимуту, $\beta + k\Delta\beta_k^{(l)}$ -м канале по углу места.

Выражение (68) на каждом l -м обзоре максимизируем по амплитуде отраженного сигнала. Считаем, что корреляционная матрица помехи на l -м обзоре известна.

Амплитуда отражённого сигнала неизвестна, подставим в выражение (68) оценку амплитуды, которая может быть представлена в виде [190]:

$$\hat{A}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} = \frac{\left(\mathbf{s}_j^{(l)}\right)^H \left(\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)}\right)^{-1} \mathbf{z}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)}}{\left(\mathbf{s}_j^{(l)}\right)^H \left(\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)}\right)^{-1} \mathbf{s}_j^{(l)}}.$$

Возможная гипотеза движения цели априорно неизвестна, поэтому максимизируем выражение (68) по всем возможным гипотезам движения цели за K обзоров, начинающей движение из (i, j, α, β) канала:

$$\begin{aligned} \lambda_{i,j,\alpha,\beta} &= \max_{l \in N_h} (\lambda_l) = \\ &= \max_{l \in N_h} \prod_{k=0}^{K-1} \frac{h_N \left(\left(\mathbf{z}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)^H \left(\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)^{-1} \mathbf{z}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} - \frac{\left| \left(\mathbf{s}_j^{(l)} \right)^H \left(\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)^{-1} \mathbf{z}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right|^2}{\left(\mathbf{s}_j^{(l)} \right)^H \left(\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)^{-1} \mathbf{s}_j^{(l)}} \right)}{h_N \left(\left(\mathbf{z}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)^H \left(\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)^{-1} \mathbf{z}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)}. \end{aligned} \quad (69)$$

Представить в явном виде числитель и знаменатель в выражении (69) невозможно [191]. В связи, с этим вводят аппроксимацию функции $h_N(x)$ в виде:

$$h_N(x) \approx \frac{\Gamma(N)}{2\sqrt{N}} x^{-N+0,5} p\left(\sqrt{\frac{x}{N}}\right).$$

Подставляя последнее выражение в формулу (69) отношение правдоподобия запишем в вид:

$$\lambda_{i,j,\alpha,\beta} = \max_{l \in N_h} (\lambda_l) = \max_{l \in N_h} \prod_{k=0}^{K-1} \frac{1}{1 - \frac{\left| \left(\mathbf{s}_j^{(l)} \right)^H \left(\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)^{-1} \mathbf{z}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right|^2}{\left(\mathbf{z}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)^H \left(\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)^{-1} \mathbf{z}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \left(\mathbf{s}_j^{(l)} \right)^H \left(\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)^{-1} \mathbf{s}_j^{(l)}}}}. \quad (70)$$

Одним из достоинств использования математического аппарата сферических инвариантных процессов является то, что данные процессы включают в себя большой набор различных законов распределения [183]: Релея, экспоненциального, K -распределения, обобщённого K -распределения, Вейбулла, инверсного гамма-распределение и других, за исключением, логнормального. Каждый закон распределения в рамках сферических инвариантных процессов описывается своей функцией $h_N(x)$.

Учитывая, что корреляционная матрица $\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)}$ априорно неизвестна, в соответствии с адаптивным байесовским подходом подставим в выражение (70) оценку корреляционной матрицы [192], не зависящую от мощности помехи:

$$\hat{\mathbf{C}}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} = \frac{N}{N_C} \sum_{m=0}^{N_C-1} \frac{\mathbf{z}_{(i+m,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \left(\mathbf{z}_{(i+m,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)^H}{\left(\mathbf{z}_{(i+m,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)^H \mathbf{z}_{(i+m,\alpha,\beta)_k}^{(l)}}, \quad (71)$$

где N_C — объем обучающей выборки, используемой для оценки корреляционной матрицы $\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)}$.

В соответствии с выражением (70) необходимо в "скользящем окне" из K обзоров формировать все возможные траектории движения цели. Для каждой l -й возможной траектории движения цели вычислить отношение правдоподобия в соответствии с выражением (70). После этого выбрать максимальное значение $\lambda_{i,j,\alpha,\beta} = \max_{l \in N_h}(\lambda_l)$ и сравнить его с порогом обнаружения $\lambda_{i,j,\alpha,\beta} = \max_{l \in N_h}(\lambda_l) \geq \lambda_{th}$, где λ_{th} — порог обнаружения, вычисленный на основе критерия Неймана-Пирсона.

Процесс формирования "скользящего окна" показан на рисунке 90.

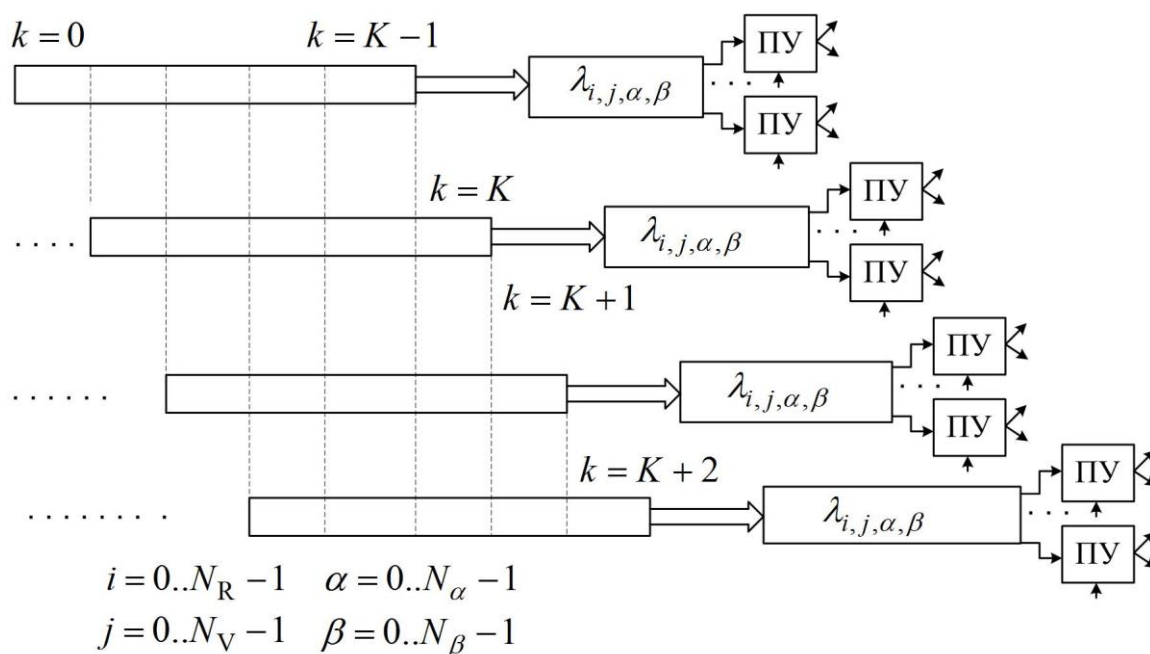


Рисунок 90

Формирование "скользящего" окна по обзорам

Предложенный алгоритм межобзорного накопления может быть использован как дополнительный канал обработки в существующих РЛС.

3.5.5 Вычисление порога обнаружения

В известных работах [176, 193], посвящённых межобзорному накоплению на фоне негауссовского некоррелированного шума, порог выбира-

ется с помощью метода Монте-Карло. В связи с чем актуальным является вопрос вычисления порога обнаружения при вычислении решающего правила (70).

В соответствии с критерием Неймана-Пирсона необходимо вычислить порог обнаружения, обеспечивающий заданную вероятность ложной тревоги. Для этого необходимо найти плотность распределения вероятностей статистики λ_l , после чего найти закон распределения

$$\lambda_{i,j,\alpha,\beta} = \max_{l \in N_h} (\lambda_l).$$

Воспользуемся асимптотическим свойством статистики

$$\frac{\left| \left(\mathbf{s}_j^{(l)} \right)^H \left(\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)^{-1} \mathbf{z}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right|^2}{\left(\mathbf{z}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)^H \left(\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)^{-1} \mathbf{z}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \left(\mathbf{s}_j^{(l)} \right)^H \left(\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)^{-1} \mathbf{s}_j^{(l)}},$$

входящей в выра-

жение (70). В работе [194] доказано, что плотность распределения данной статистики при использовании оценки корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{C}}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)}$ в виде (71) описывается выражением:

$$p(x|\mathbf{H}_0) = \frac{(N - N_C + 1)(N_C - 1)}{(N_C - 1)} (1 - x)^{N - N_C} \times \\ \times {}_2F_1((N - N_C + 2), (N - N_C + 2), (N + 2), x), \quad (72)$$

где ${}_2F_1(\bullet)$ — гипергеометрическая функция Гаусса.

Используя данное асимптотическое свойство, вычислим порог обнаружения. Для этого, используя плотность распределения (72), сформируем N_s случайных величин $\{x_i\}_{i=0}^{N_s}$ с помощью метода «reject-samples» [195].

После этого над отсчётами $\{x_i\}_{i=0}^{N_s}$ выполним преобразование $\left\{ \frac{1}{1 - x_i} \right\}_{i=0}^{N_s - 1}$,

которое соответствует решающему правилу (70).

С точки зрения вычисления порога обнаружения необходимо знание «хвоста» плотности распределения статистики, соответствующей решающему правилу (70) при гипотезе H_0 . Использование аппроксимации плотности распределения вероятности отсчётов полиномами на основе различных ортогональных многочленов [178], к примеру Лежандра и Лагерра, нецелесообразно. Результаты аппроксимации показаны на рисунке 91.

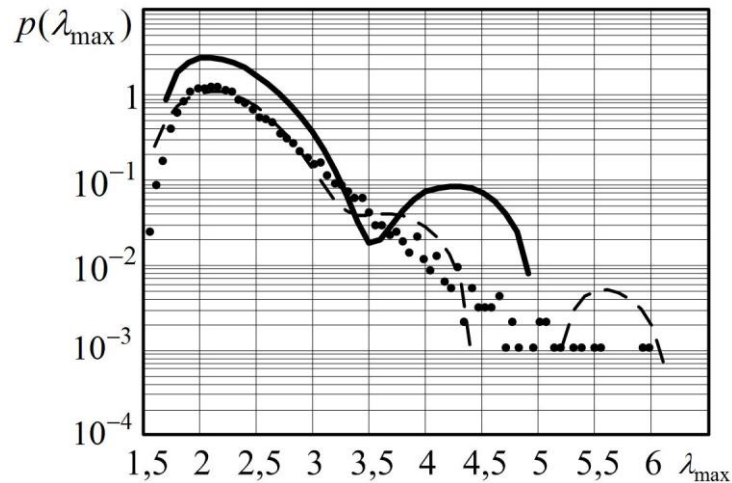


Рисунок 91

Результат аппроксимации плотности распределения вероятностей, описывающей решающее правило (70)

На рисунке 91 плотности распределения показаны в логарифмическом масштабе. Точки соответствуют гистограмме распределения отсчётов решающего правила (70) при гипотезе H_0 , сплошная жирная линия — аппроксимации плотности полиномом Лежандра, порядок полинома 30, пунктирная — аппроксимации плотности полиномом Лагерра, порядок полинома 60. При дальнейшем увеличении порядка полиномов наблюдаются выраженные колебания в области «хвоста» распределения, что затрудняет использование данных аппроксимаций при вычислении порога обнаружения.

В работе [206] показано, что «хвост» любого распределения может быть аппроксимирован обобщённым распределением Парето, параметры

которого можно определить методом максимального правдоподобия:

$$F(y) = 1 - \frac{M_1}{N_s} \left(1 + c_{\text{Par}} \frac{y - u}{a_{\text{Par}}}\right)^{-\frac{1}{c_{\text{Par}}}},$$

где $a_{\text{Par}}, c_{\text{Par}}$ — параметры обобщённого распределения Парето; u — порог, фиксирующий выбросы случайной величины; M_1 — число отсчётов случайных величин, превысивших порог u .

Результат аппроксимации распределением Парето эмпирической функции распределения отсчётов $\left\{ \frac{1}{1 - x_i} \right\}_{i=0}^{N_s - 1}$ показан на рисунке 92. Параметры обобщённого распределения Парето вычислены методом максимального правдоподобия.

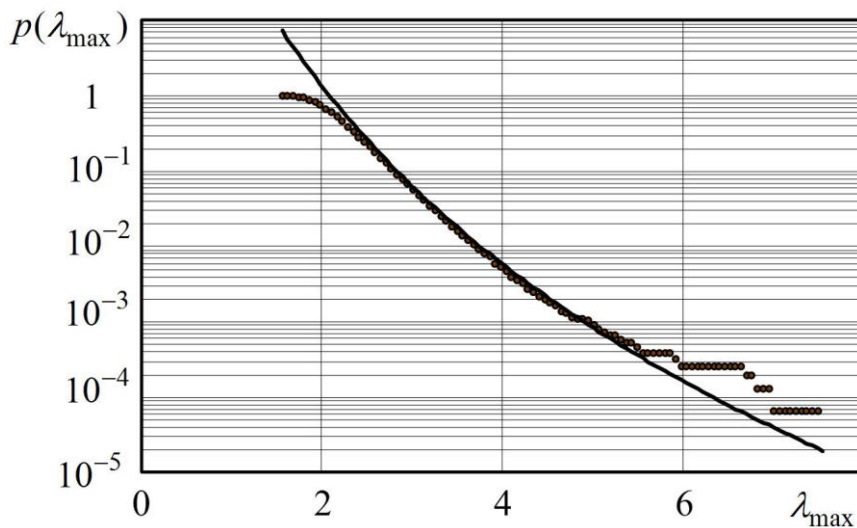


Рисунок 92

Результат аппроксимации обобщённым распределением Парето

На рисунке 92 сплошная линия соответствует обобщённому распределению Парето, точки — эмпирической функции распределения. Число отсчётов $N_s = 100000$. Порог u выбирается таким образом, чтобы его превысили M_1 отсчётов. Отношение $M_1/N_s = 0,1$.

Порог обнаружения вычисляется на основе выражения:

$$u + \frac{\hat{a}_{\text{Par}}}{\hat{c}_{\text{Par}}} \left(\left(F \frac{N_s}{M_1} \right)^{-\hat{c}_{\text{Par}}} - 1 \right),$$

где F — заданная вероятность ложной тревоги.

Вычисленная для заданного значения F , числа импульсов в пачке N , числа пачек, используемых для оценки $\hat{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)}$, величина порога обнаружения загружается в память обнаружителя и используется в дальнейшем при работе.

3.5.6 Результаты экспериментов

Тестирование синтезированного алгоритма проводилось на экспериментальных данных, полученных с помощью РЛС ИРХ. Параметры РЛС: несущая частота 9,39 ГГц; мощность излучения 8 кВт; период повторения импульсов от 0 до 20 мс; разрешение по дальности может меняться в диапазоне от 30 м до 150 м. Режим работы: разрешение по дальности 30 м, период повторения импульсов 1 мс. Данные в каждом файле сгруппированы по 14 каналов дальности. Число зондирующих импульсов 131072. Для анализа синтезированного алгоритма межобзорного накопления использованы данные следующих файлов [196]: 19931107_135603_starea.cdf; 19931107_141630_starea.cdf; 19931107_145028_starea.cdf; 19931108_213827_starea.cdf; 19931108_220902_starea.cdf.

На первом этапе проводился анализ законов распределения помех в каналах по дальности. Рассматривались следующие виды законов распределения: K -распределение; инверсное гамма-распределение; обобщённое K -распределение; логнормальное распределение.

На рисунке 93 для примера показана временная реализация отсчётов амплитудного спектра во втором канале по дальности файла 19931108_213827_starea.cdf.

На рисунке 94 показаны гистограмма, соответствующая отсчётам, показанным на рисунке 93, а также плотности распределения вероятностей, соответствующие распределениям: K -распределение; инверсное гамма-распределение; обобщённое K -распределение; логнормальное распределение.

A , отн.ед.

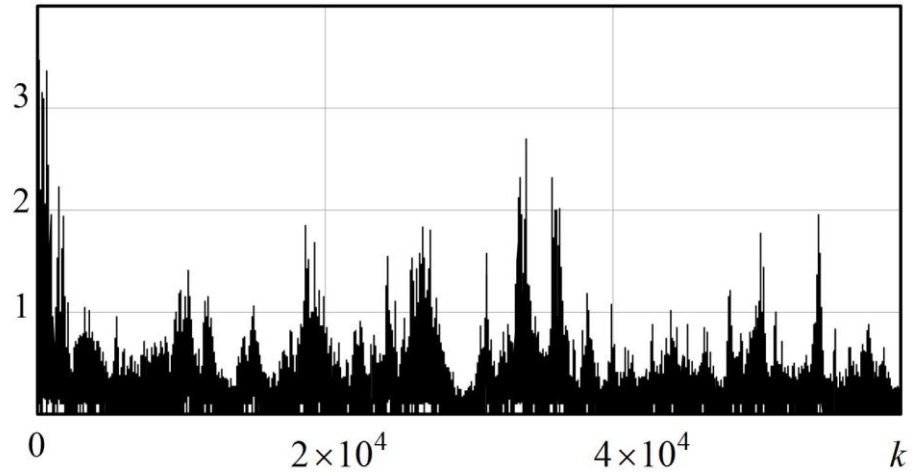


Рисунок 93

Амплитудный спектр сигнала во втором канале по дальности файла
19931108_213827_starea.cdf

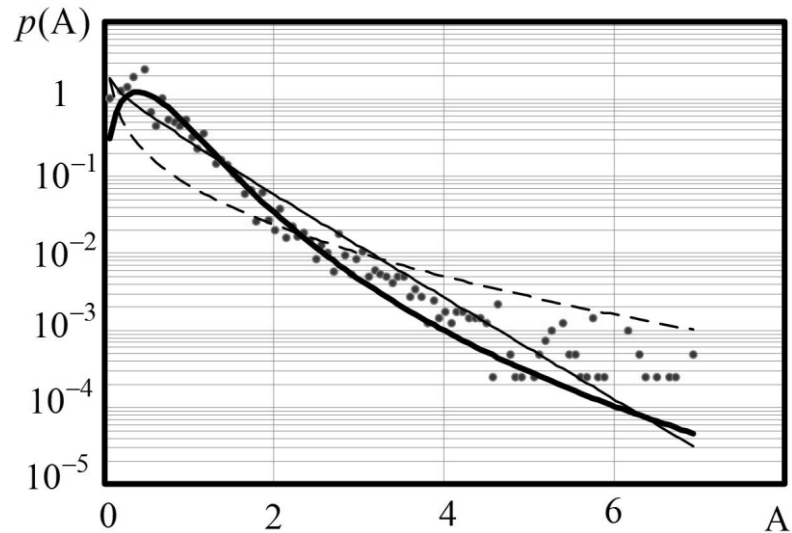


Рисунок 94

Гистограмма и плотности распределения: K -распределение; инверсное

гамма; обобщённое K -распределение; логнормальное

На рисунке 95 для примера показана временная реализация отсчётов амплитудного спектра в четвёртом канале по дальности файла 19931108_213827_starea.cdf.

На рисунке 96 показаны гистограмма, соответствующая отсчётам, показанным на рисунке 95, а также плотности распределения вероятностей, соответствующие распределениям: K -распределение; инверсное гамма-распределение; обобщённое K -распределение; логнормальное распределение.

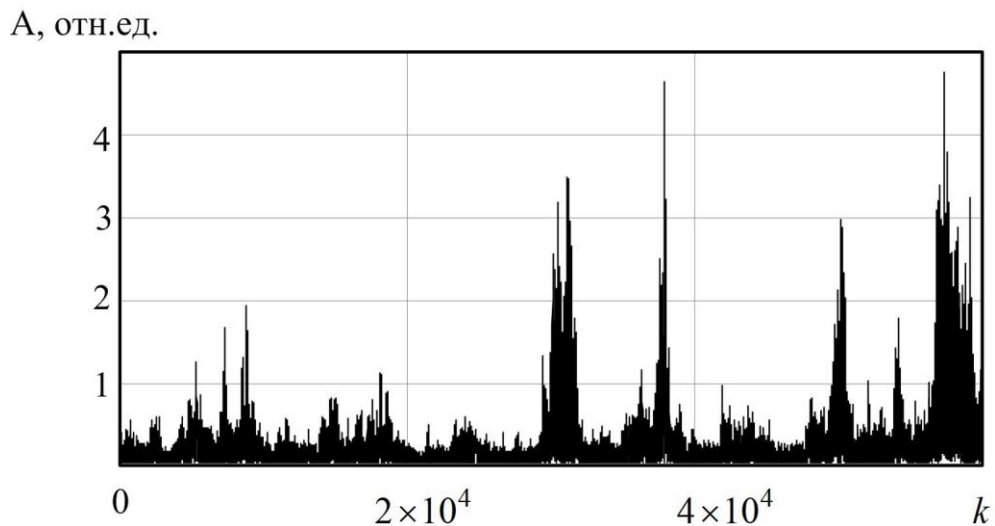


Рисунок 95

Амплитудный спектр сигнала в четвёртом канале по дальности файла
19931108_213827_starea.cdf

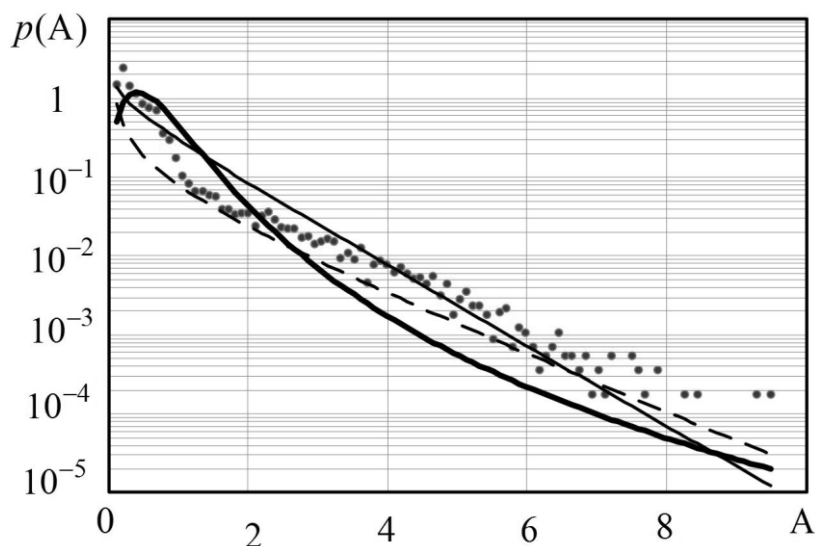


Рисунок 96

Гистограмма и плотности распределения K -распределение; инверсное гамма; обобщённое K -распределение; логнормальное

На рисунках 94,96 точки соответствуют гистограмме отсчётов амплитуды помехи во втором и четвёртом каналах по дальности. Сплошная жирная линия соответствует плотности инверсного гамма распределения; сплошная тонкая — плотности K -распределения; пунктирная — плотности обобщённого K -распределения. Параметры распределений вычислялись на основе метода моментов. В таблице 1 показаны статистики критерия «Хи-квадрат» для различных распределений в зависимости от номера канала по дальности (19931108_213827_starea.cdf):

Таблица 1 — Статистики критерия «Хи-квадрат»

	1	2	3	4	5	6	7
K	223,1	118,6	238,9	273,7	227,3	399,4	549,3
Обоб. K	672,2	282,8	516,1	698,4	555,8	748,1	944,3
Ин. Гамма	137,8	57,2	97,5	120	109,5	402,4	630,4
Л.Н.	305,4	88,9	244,2	220,5	215,3	517,9	570,3

Анализ данных таблицы 1 показывает, что в каналах по дальности с

1 по 5 из рассмотренных распределений наиболее близким является инверсное гамма-распределение, в каналах по дальности с 6 по 7 наиболее близким является K -распределение.

Учитывая, что отношение сигнал-шум цели в экспериментальных данных известно, для анализа эффективности строились зависимости $D(F)$, где D — вероятность правильного обнаружения.

В работе [197] авторы приводят выражение для решающей статистики при межобзорном накоплении в виде:

$$\begin{aligned} \lambda_{i,j,\alpha,\beta} &= \max_{l \in N_h} (\lambda_l) = \\ &= \max_{j \in N_h} \prod_{k=0}^{K-1} \frac{\left| \left(\mathbf{s}_j^{(l)} \right)^H \left(\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)^{-1} \mathbf{z}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right|^2}{\left(\mathbf{z}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)^H \left(\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)^{-1} \mathbf{z}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \left(\mathbf{s}_j^{(l)} \right)^H \left(\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right)^{-1} \mathbf{s}_j^{(l)}}. \end{aligned} \quad (73)$$

Решающее правило (73) использовано для сравнения с синтезированным в данной работе межобзорным алгоритмом накопления (70).

Результаты обработки экспериментальных данных, приведенные на рисунке 97, построены для случая $K=1,2,3$. Данные использованы из файла 19931107_135603_starea.cdf. Число импульсов в пачке $N=16$. Число пачек, используемых для вычисления оценки корреляционной матрицы, $N_C=8N$. В данном эксперименте цель находится в 9-м канале по дальности. Отношение сигнал-помеха лежит в диапазоне от 0 дБ до 6 дБ.

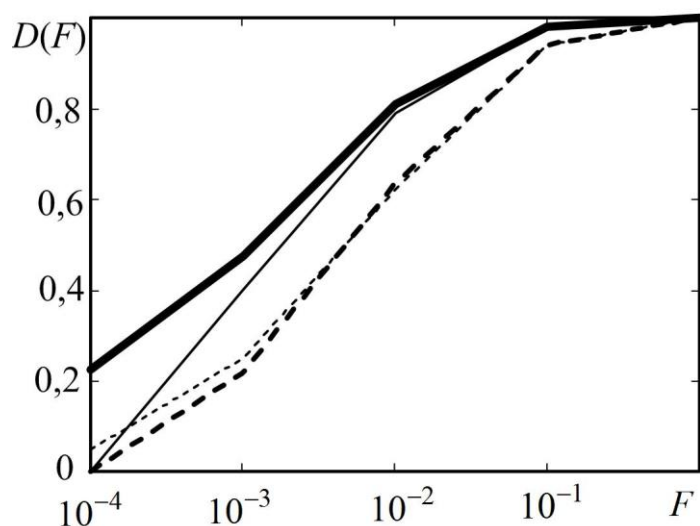


Рисунок 97

Характеристики обнаружения межобзорного алгоритма обнаружения
при $K=2$

На рисунке 97 сплошная жирная линия соответствует алгоритму (70) с вычислением порога обнаружения на основе распределения Парето, $K=2$; тонкая сплошная — алгоритму (73), $K=2$. Пунктирная жирная линия — алгоритму (70) при $K=1$; пунктирная тонкая линия — алгоритму (73) при $K=1$.

Совпадение эффективности алгоритмов (70) и (73) при $K=1$ подтверждает результаты работы [191].

При увеличении количества обзоров вероятность правильного обнаружения алгоритмов (70) и (73) начинает увеличиваться. При вероятностях F больше 10^{-2} эффективность алгоритмов (70) и (73) также практически совпадает.

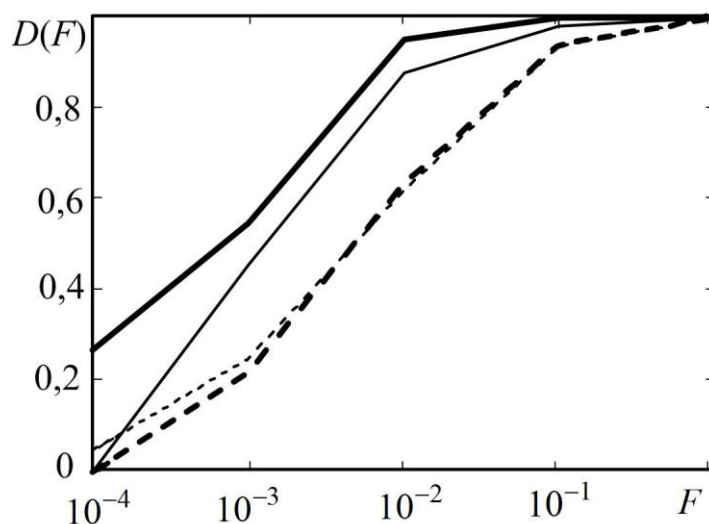


Рисунок 98

Характеристики обнаружения межобзорного алгоритма обнаружения при

$$K=3$$

На рисунке 98 толстая сплошная линия соответствует алгоритму (70) при $K=3$, тонкая сплошная линия соответствует алгоритму (73) при $K=3$, штрихпунктирная жирная линия соответствует алгоритму (70) при $K=1$; штрихпунктирная тонкая линия соответствует алгоритму (73) при $K=1$. При увеличении количества обзоров с $K=2$ до $K=3$ алгоритм (70) обеспечивает более высокую вероятность правильного обнаружения по сравнению с алгоритмом (73). При $F=10^{-2}$ выигрыш составляет 0,1 по сравнению с известным алгоритмом (73). Пересчёт данного выигрыша в пороговое отношение сигнал-шум показывает выигрыш в 1,5 дБ по сравнению с известным алгоритмом при $F=10^{-2}$.

Таким образом, в данном разделе синтезирован алгоритм межобзорного накопления отражённых сигналов на фоне негауссовских коррелированных помех. Кроме того, предложен алгоритм вычисления порога обнаружения, использующий асимптотические свойства статистики, входящей в решающее правило (70). Путём обработки экспериментальных данных с РЛС ИРХ показано, что предлагаемый алгоритм межобзорного накопления

обеспечивает выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум 1,5 дБ.

3.6 Выводы по третьей главе

Таким образом, в главе 3 показано, что имеется возможность межобзорного накопления отражённых радиолокационных сигналов в случае расположения бортовой РЛС на подвижном основании. Для решения данной задачи необходимо привлекать дополнительную навигационную информацию от бортовой навигационной системы либо от приёмника СРНС и системы угловой ориентации, построенной на базе бесплатформенной ИНС.

Реализация межобзорного накопления на борту носителя бортовой РЛС без ГСП актуальна в связи с тем, что позволяет установить маломощную БРЛС на БПЛА и использовать его для обнаружения других БПЛА либо ЛА.

Показано, что для реализации межобзорного накопления необходимо учитывать смещение сектора обзора между двумя соседними обзорами. Путём численного моделирования также показано, что без учёта собственного движения носителя БРЛС межобзорное накопление невозможно. Обнаружение при этом будет осуществляться практически по одному обзору.

Анализ влияния погрешностей навигационной информации на ХО алгоритма межобзорного накопления с учётом движения носителя БРЛС показывает, что погрешностью определения центра подвижной СК на каждом обзоре можно пренебречь. Это можно сделать, если элемент разрешения по дальности δR много больше погрешности определения начального значения центра нормальной подвижной СК по данным приёмника СРНС.

Наибольший вклад в потери в пороговом отношении сигнал-шум вносят погрешности определения угловой ориентации, т.е. крена, курса и

тангажа. Так, при СКО оценки крена 5° потери в пороговом отношении составляют 1...2 дБ. Это приводит к необходимости совместной оптимизации параметров БРЛС и параметров систем угловой ориентации, используемых в БНС.

Эффективным способом обнаружения зависшего БПЛА является использование некогерентного накопления отсчётов с выхода блока БПФ. Число отсчётов, которое необходимо некогерентно суммировать, определяется такими параметрами, как длина волны РЛС, частота вращения лопастей. В работе показано, что для увеличения вероятности правильного обнаружения зависшего БПЛА целесообразно использовать межобзорное накопление отражённых сигналов. Кроме того, учёт параметров собственного движения носителя РЛС позволяет повысить эффективность обнаружения подобной цели. Экспериментально показано, что учёт параметров собственного движения носителя РЛС обеспечивает выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум 1,8 дБ.

Также в данной главе приведён синтез алгоритма межобзорного накопления сигналов, отражённых от малоотражающей, малоподвижной цели на фоне негауссовских коррелированных помех, а также рассмотрен алгоритм вычисления порога обнаружения. Экспериментально показано, что синтезированный алгоритм обеспечивает выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум 1,5 дБ при $N=16$, $D=0,8$, $F=10^{-2}$ по сравнению с представленным в литературе алгоритмом.

4 Пороговая обработка при межобзорном накоплении отражённых радиолокационных сигналов

4.1 Вводные замечания

Одной из основных проблем, требующих решения при разработке алгоритмов межобзорного обнаружения, является обоснование выбора параметров пороговой обработки, стабилизирующей уровень ложных тревог [198].

Аналитическое вычисление плотности распределения статистики $I(\mathbf{x}_{k-1} | \mathbf{Z}_{0:k-1})$ на входе порогового устройства при гипотезе H_0 возможно только для случая накопления сигналов на фоне гауссовского шума.

Цель главы — разработка алгоритмов, обеспечивающих стабилизацию уровня ложных тревог в алгоритмах межобзорного накопления радиолокационных объектов, а также аналитическое вычисление порога обнаружения при межобзорном накоплении, предназначенное для работы в системах реального времени.

4.2 Аппроксимация закона распределения отсчётов шума на входе порогового устройства при помощи характеристических функций

Статистики (49) и (50) $I(\mathbf{x}_k | \mathbf{Z}_{0:k})$ представляют собой сумму двух случайных величин: отсчёт \mathbf{z}_k^2 либо $\ln\left(\frac{p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k)}{p(\mathbf{z}_k | H_0)}\right)$ и максимальное значение достаточной статистики $I(\mathbf{x}_{k-1} | \mathbf{Z}_{0:k-1})$ в области $T(\mathbf{x}_k)$. Плотность распределения вероятности суммы двух случайных величин равна свёртке плотностей [199]:

$$p_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(x) = p_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})_{\max}}(x) * p_{\mathbf{z}_{k-1,j}}(x), \quad (74)$$

где $*$ — операция свертки плотностей; $p_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})_{\max}}(x)$ — плотность распределения вероятностей максимальной достаточной статистики $I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})$ в $T(\mathbf{x}_{k-1})$; $p_{\mathbf{z}_{k-1,j}}(x)$ — плотность распределения вероятностей входных отсчётов массива \mathbf{z}_{k-1} на $(k-1)$ -м обзоре.

Функция распределения максимального элемента в выборке N_{Ω} случайных элементов, имеющих функцию распределения $F_{\xi}(x)$, имеет вид [199]:

$$F_{x_{\max}}(x) = F_{\xi}(x)^{N_{\Omega}}. \quad (75)$$

Плотность распределения максимального элемента $p_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})_{\max}}(x)$ в выборке N_{Ω} случайных элементов с плотностью распределения $p_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})}(x)$ имеет вид:

$$p_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})_{\max}}(x) = N_{\Omega} (F_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})}(x))^{N_{\Omega}-1} p_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})}(x), \quad (76)$$

где N_{Ω} — размер области $T(\mathbf{x}_{k-1})$.

С учётом выражений (75), (76) плотность $p_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(x)$ имеет вид:

$$p_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(x) = (N_{\Omega} F_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})}(x))^{N_{\Omega}-1} p_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})}(x) * p_{\mathbf{z}_{k-1,j}}(x). \quad (77)$$

Выражение (77) определяет последовательность действий для вычисления плотности $p_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(x)$ на каждом обзоре.

Известно [199], что характеристическая функция (ХФ) полностью описывает распределения случайной величины. Кроме того, ХФ суммы [199] двух случайных величин определяется произведением ХФ слагаемых. С учётом ХФ выражение (77) можно представить в виде:

$$\theta_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(v) = \theta_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})_{\max}}(v) \theta_{p(\mathbf{z}_{k-1,i,j})}(v), \quad (78)$$

где $\theta_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(v)$ — ХФ статистики (49) на $(k-1)$ -м обзоре;

$\theta_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})_{\max}}(v)$ — ХФ максимального значения статистики в области $\Gamma(\mathbf{x}_k)$;

$\theta_{p(\mathbf{z}_{k-1,i,j})}(v)$ — ХФ i,j -го отсчёта массива \mathbf{z}_k .

ХФ достаточной статистики $I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{Z}_{0:k-1})$ и плотность распределения вероятностей, связаны прямым и обратным преобразованиями Фурье [199]:

$$\begin{aligned} p_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(x) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \theta_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(v) \exp(-i vx) dv; \\ \theta_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(v) &= \int_{-\infty}^{\infty} p_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(x) \exp(i vx) dx. \end{aligned} \quad (79)$$

Порог обнаружения I_0 на $(K-1)$ -м обзоре определяется из выражения:

$$F = \int_{th}^{\infty} p_{I(\mathbf{x}_{K-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(x) dx. \quad (80)$$

Рассмотрим применение метода численного интегрирования для вычисления интегралов в выражении (79).

Аппроксимация операции интегрирования в (79) основана на простейшем численном интегрировании, в частности на методе прямоугольников:

$$\begin{aligned} p_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(x) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-i xv) \theta_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(v) dv \approx \\ &\approx \frac{1}{2\pi} \int_{-c}^c \exp(-i xv) \theta_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(v) dv, \end{aligned} \quad (81)$$

где c — интервалы интегрирования ХФ. Разобьем интервал интегрирования плотности распределения вероятностей $[a, b]$ на N_{int} частей. Шаг сетки интегрирования h и координаты узлов имеют вид:

$$h = \frac{b-a}{N_{\text{int}}}, c = \frac{\pi}{h}, y_k = a + h \cdot k,$$

где $k=0 \dots N_{\text{int}}-1$.

Значения плотности распределения вероятностей в узлах сетки y_k ИМЕЮТ ВИД:

$$\begin{aligned} P_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(y_k) &\approx \frac{1}{2\pi} \int_{-c}^c \exp(-i y_k v) \theta_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(v) dt = \\ &= \int_{-\frac{N_{\text{int}}}{2(b-a)}}^{\frac{N_{\text{int}}}{2(b-a)}} \exp(-i 2\pi u y_k) \theta_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(2\pi u) du. \end{aligned} \quad (82)$$

Используя правило прямоугольников, выражение (82) можно представить в виде:

$$\begin{aligned} P_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(y_k) &\approx \frac{\sum_{j=0}^{N_{\text{int}}-1} \exp(-i 2\pi u_j y_k) \theta_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(2\pi u_j)}{b-a} = \\ &= \frac{\sum_{j=0}^{N_{\text{int}}-1} \exp(-i \frac{2\pi}{N_{\text{int}}} (\frac{a}{h} + k)(j - \frac{N_{\text{int}}-1}{2})) \theta_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(\frac{2\pi}{b-a} (j - \frac{N_{\text{int}}}{2}))}{b-a} = \\ &= \frac{(-1)^{(\frac{a}{b-a} + \frac{k}{N_{\text{int}}})N_{\text{int}}}}{b-a} \sum_{j=0}^{N_{\text{int}}-1} (-1)^{(\frac{2a}{b-a})j} \theta_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(\frac{2\pi}{b-a} (j - \frac{N_{\text{int}}}{2})) \exp(-i \frac{2\pi jk}{N_{\text{int}}}), \end{aligned} \quad (83)$$

где $u_j = (j - \frac{N_{\text{int}}}{2})(b-a)^{-1}$ — шаг сетки в координатах ХФ.

Аналогично вычисляется ХФ:

$$\begin{aligned} \theta_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(u_j) &= (b-a)(-1)^{-\frac{a}{b-a} + \frac{j}{N_{\text{int}}}} \sum_{k=0}^{N_{\text{int}}-1} (-1)^{-\frac{2a}{b-a}k} \times \\ &\times P_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}((b-a)(-1)^{-\frac{a}{b-a} + \frac{k}{N_{\text{int}}}} \exp(i \frac{2\pi jk}{N_{\text{int}}}). \end{aligned} \quad (84)$$

Анализ выражения (83) показывает, что для вычисления

$p_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(y_k)$ необходимо [200]:

а) вычислить отсчёты ХФ в узлах: $\frac{2\pi}{b-a}(j - \frac{N_{\text{int}}}{2})$;

б) умножить значения ХФ $\theta_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(2\pi u_j)$ на отсчёты:

$$W_{1j} = (-1)^{\left(\frac{2a}{b-a}\right)^j}, \text{ где } j=0 \dots N_{\text{int}}-1;$$

с) вычислить БПФ произведения:

$$W_{1j} \theta_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}\left(\frac{2\pi}{b-a}\left(j - \frac{N_{\text{int}}}{2}\right)\right), \text{ где } j=0 \dots N_{\text{int}}-1;$$

д) отсчёты с выхода блока БПФ поэлементно умножить на отсчёты:

$$W_{2j} = \frac{(-1)^{\left(\frac{a}{b-a} + \frac{k}{N_{\text{int}}}\right)N_{\text{int}}}}{b-a}, \text{ где } j=0 \dots N_{\text{int}}-1.$$

Выражения (83), (84), (78), определяют последовательность действий для вычисления плотности распределения $p_{I(\mathbf{x}_{k-1}|\mathbf{z}_{0:k-1})}(x)$:

а) на $(k-1)$ -м обзоре вычислить ХФ $\theta_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})_{\text{max}}}(v)$ с помощью (84) от плотности $p_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})_{\text{max}}}$. Для вычисления плотности распределения необходимо знание $F_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})}(x)$. С учётом того, что плотность $p_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})}(x)$ вычисляется численно с помощью (83) в узлах y_k , функцию распределения $F_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})}(x)$ вычислим в этих же узлах:

$$F_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})}(y_k) = \prod_{i=0}^k p_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})}(y_k)h. \quad (85)$$

Плотность $p_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})_{\text{max}}}(x)$ вычисляется в узлах сетки y_k :

$$p_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})_{\text{max}}}(y_k) = N_{\Omega} (1 - F_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})}(y_k))^{N_{\Omega}-1} p_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})}(y_k). \quad (86)$$

После вычисления выражения (86) подставим $p_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})_{\text{max}}}(y_k)$ в выражение (84). В результате вычислим $\theta_{I(\mathbf{x}_{k-2}|\mathbf{z}_{0:k-2})_{\text{max}}}(v)$;

б) используя ХФ $\theta_{I(x_{k-2}|z_{0:k-2})_{\max}}(v)$, вычислим $\theta_{I(x_{k-1}|z_{0:k-1})}(v)$ с помощью (78);

с) с помощью (83) вычислим $p_{I(x_{k-1}|z_{0:k-1})}(x)$.

Описанная процедура итерационно повторяется на каждом обзоре в пределах скользящего окна.

Порог обнаружения $th=j_0h$ определяется в соответствии с выражением [201]:

$$F = \sum_{j=j_0}^{N_{\text{int}}-1} p_{I(x_{k-1}|z_{0:k-1})}(y_j)h,$$

где F — вероятность ложной тревоги; j_0 определяются в соответствии с выражениями:

$$\begin{aligned} \sum_{j=j_0}^{N_{\text{int}}-1} p_{I(x_{k-1}|z_{0:k-1})}(y_j)h &> F; \\ \sum_{j=j_0+1}^{N_{\text{int}}-1} p_{I(x_{k-1}|z_{0:k-1})}(y_j)h &< F. \end{aligned} \tag{87}$$

Для проверки предложенного подхода на основе использования аппарата ХФ проведено имитационное моделирование. На рисунке 99 показаны плотность распределения отсчётов на входе ПУ, вычисленная при помощи описанной методики, и гистограмма отсчётов на входе ПУ. Моделирование проведено для случая наличия квадратичного детектора на входе алгоритма обработки.

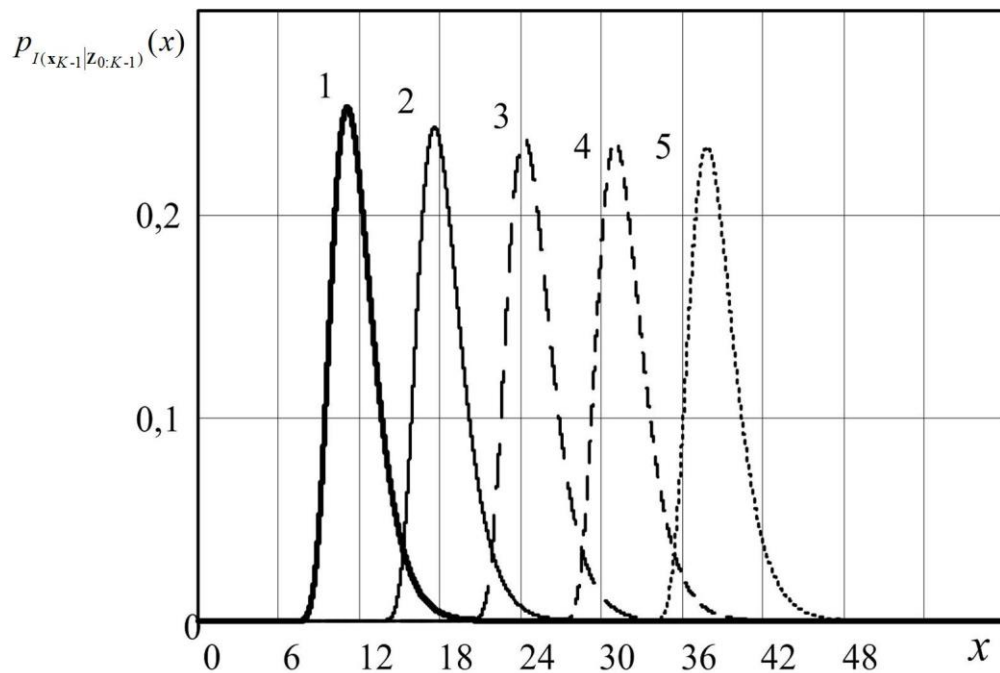


Рисунок 99

Аналитические зависимости плотностей распределения отсчётов на входе ПУ при различном числе обзоров

На рисунке 99 показаны плотности распределения статистики $I(\mathbf{x}_{K-1} | \mathbf{Z}_{0:K-1})$ при различном числе обзоров: линия 1 соответствует $K=2$; линия 2 — $K=3$; линия 3 — $K=4$; линия 4 — $K=5$; линия 5 — $K=6$; размер $N_{\Omega}=64$.

Для проверки принадлежности распределения отсчётов на входе ПУ, полученных при помощи моделирования, вычисленному аналитически закону распределения использован критерий согласия Колмогорова [202], статистика D_R которого имеет вид:

$$D_R = \sqrt{R} \max_{i=1, \dots, R} |F_n(i) - F(i)|, \quad (88)$$

где $F_n(i)$ — эмпирическая функция распределения; $F(i)$ — теоретическая функция распределения; R — номер интервала, в котором вычислена эмпирическая функция распределения.

На рисунке 100 показана зависимость статистики критерия Колмого-

рова (88), построенная для условий моделирования, результаты которых показаны на рисунке 99.

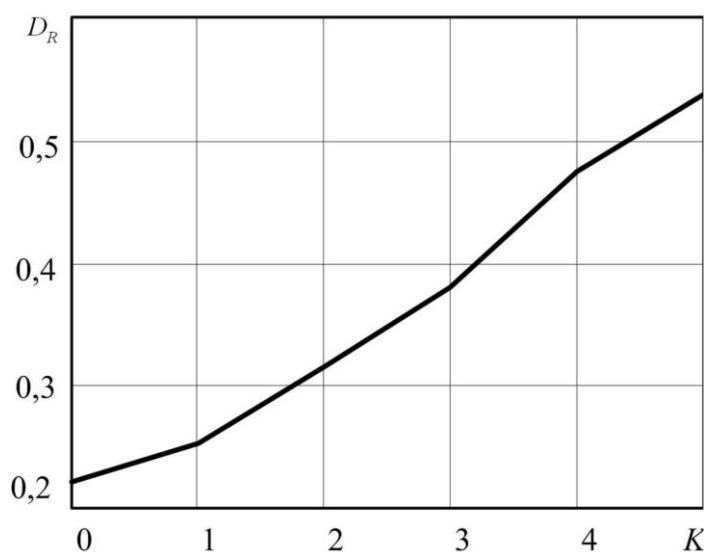


Рисунок 100

Зависимость статистики критерия согласия Колмогорова от количества обзоров

Анализ зависимости на рисунке 100 показывает, что с увеличением количества обзоров K статистика критерия Колмогорова возрастает. Это связано с накоплением ошибок при численном интегрировании. При уровне значимости 0,05 процентная точка распределения Колмогорова равна 1,358. Кривая на рисунке 100 не превышает данный уровень, что позволяет сделать вывод о том, что плотность распределения отсчётов на входе порогового устройства соответствует вычисленной плотности с помощью выражений (74)-(84).

Анализ открытых источников показывает [132,133,198], что в настоящее время порог обнаружения при использовании статистики (49), вычисляется при помощи численного моделирования.

Использование описанного в данном разделе подхода вычисления порога обнаружения при межобзорном накоплении позволяет сократить

время вычисления порога обнаружения по сравнению с методом, основанным на численном моделировании и последующем использовании метода Монте-Карло либо результатов теории экстремальных статистик.

Для оценки эффективности предлагаемого метода проводились замеры времени вычисления порога обнаружения при помощи разработанного метода и известного [198], которые реализованы в среде Mathcad 14 на базе персонального компьютера с процессором Intel i5 с четырьмя ядрами, тактовой частотой 3,2 ГГц и оперативной памятью 8 ГБ.

На рисунке 101 показаны результаты выигрыша по времени выполнения.

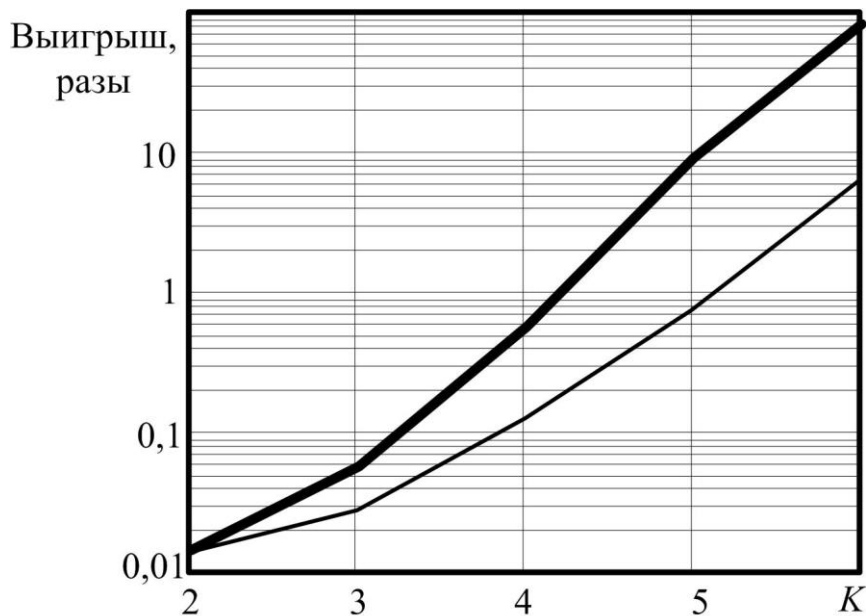


Рисунок 101

Результаты выигрыша по времени вычисления порога обнаружения.

Зависимости, показанные на рисунке 101, получены при следующих условиях: параметры алгоритма вычисления порога обнаружения: а) число точек БПФ $N_{\text{int}}=2^{16}$; б) количество обзоров K меняется от 2 до 6; в) распределение входных отсчётов $z_{ki,j}$ — экспоненциальное. Число отсчётов на входе ПУ при гипотезе H_0 , которые используются для оценки порога мето-

дом имитационного моделирования, 1000. На рисунке 101 жирная линия соответствует случаю $N_{\Omega}=16$, тонкая — $N_{\Omega}=8$.

Анализ зависимостей на рисунке 101 показывает, что с увеличением числа обзоров выигрыш растёт. Кроме того, выигрыш растёт при увеличении размеров области $T(\mathbf{x}_k)$, так, при $N_{\Omega}=16$ и $K=5$ выигрыш составляет 8 раз, при $N_{\Omega}=8$ и $K=6$ выигрыш составляет 6 раз.

4.2.1 Выводы

Таким образом, в данном разделе предложен метод аналитического вычисления закона распределения на входе ПУ при межобзорном накоплении в соответствии с решающим правилом (49), позволяющий вычислить порог обнаружения в соответствии с критерием Неймана-Пирсона. В основе метода лежит свойство ХФ, заключающееся в том, что ХФ произведения двух случайных величин равна произведению их ХФ.

Путём численного моделирования, а также с использованием критерия согласия Колмогорова показано, что разработанный метод аналитического вычисления закона распределения отсчётов на входе ПУ соответствует результатам моделирования.

Замеры времени вычисления порога обнаружения при межобзорном накоплении показывают, что предлагаемый метод обеспечивает выигрыш в вычислительной эффективности до 6...8 раз.

4.3 Стабилизация уровня ложной тревоги при межобзорном накоплении на основе теории экстремальных значений

4.3.1 Введение

На практике априорная неопределённость о распределении отсчётов

на входе ПУ является параметрической [203] или непараметрической. Параметрическая априорная неопределенность предполагает, что известен вид закона распределения, а неизвестными являются его параметры. В случае непараметрической априорной неопределённости неизвестным считается закон распределения.

При параметрической априорной неопределенности используются адаптивные алгоритмы стабилизации уровня ложных тревог [204]. В данных алгоритмах неизвестные параметры заменяются их состоятельными оценками, полученными по обучающим выборкам, формируемым на основе «скользящего» окна [205].

В настоящее время в эконометрике развита теория экстремальных значений, предложенная Гумбелем [206] в середине двадцатого века. Данная теория исследует статистические свойства экстремальных значений, что позволяет использовать теоремы данной теории для оценки порога обнаружения, в соответствии с критерием Неймана-Пирсона.

Вопрос вычисления порога обнаружения в алгоритмах межобзорного накопления (49) рассматривался в ряде работ.

В работе [207] авторы вводят первичный порог обнаружения на первом обзоре каждого «скользящего окна». В последующих накоплениях участвуют только отсчёты, превысившие порог обнаружения. Авторы вводят предположение, что результат накопления в каждом «скользящем окне» подчиняется нормальному закону.

В работе [208] авторы для вычисления порога обнаружения для решающего правила (49) определяют аппроксимацию распределения суммы максимальных отсчётов в «скользящем окне» и утверждают. Порог обнаружения при этом получается завышенным.

В работе [209] авторы предложили подход для вычисления порога

обнаружения, который заключается в том, что до работы РЛС при помощи имитационного моделирования вычисляются законы распределения на входе ПУ. После этого по этим данным вычисляются пороги обнаружения для различных дисперсий шума в фиксированных точках. Затем находят кривую, которая аппроксимирует зависимости порогов от дисперсии, которую закладывают в РЛС. Однако у данного подхода есть недостаток, который заключается в том, что при изменении распределения шума данная зависимость должна меняться, что предполагает наличие блока оценки закона распределения.

Таким образом, анализ литературы показывает, что вопросы стабилизации уровня ложной тревоги при межобзорном накоплении при помощи решающего правила (49) решаются с введением ряда ограничений.

4.3.2 Функция распределения экстремальных значений

Теория экстремальных статистик используется для анализа закона экстремальных значений случайных величин. Одной из важнейших теорем данной теории является теорема Балкема де Хаана - Пикэндса [210] о сходимости функции распределения $F(y)$ экстремальных значений случайной величины, превысивших ненулевой порог u , к обобщённому распределению Парето:

$$F(y) = 1 - \frac{M_p}{N_p} \left(1 - c_p \frac{y-u}{a_p} \right)^{\frac{1}{c_p}}, \quad (89)$$

где a_p, c_p — параметры обобщённого распределения Парето; u — порог, фиксирующий выбросы случайной величины; M_p — число отсчётов случайных величин, превысивших порог u ; N_p — общее число отсчётов анализируемой выборки. Для выбора порога u в теории экстремальных статистик используются два метода: 1) метод максимальных блоков [211];

2) метод превышений порога (POT — от англ. «peaks over threshold») [212], в котором порог u выбирается таким образом, чтобы его превысило не более $0,1N_p$ количества отсчётов случайной величины.

На рисунке 102 рассмотрен пример аппроксимации эмпирической функции распределения отсчётов функцией распределения обобщенного распределения Парето $F(y)$.

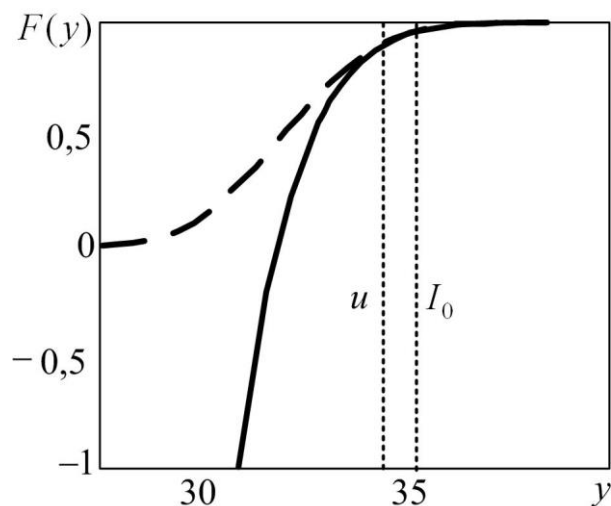


Рисунок 102

Аппроксимация эмпирической функции распределения функцией распределения обобщённого распределения Парето при $y > u$

На рисунке 102 пунктирная линия соответствует эмпирической функции распределения отсчётов достаточной статистики (50) на входе ПУ, сплошная линия — функции распределения обобщённого распределения Парето.

Для вычисления параметров распределения Парето a_p, b_p в настоящее время предложено большое количество методов. В частности, метод максимального правдоподобия [213], в котором оценка параметров находится из условия максимизации функции:

$$L(a_p, c_p) = -\ln(a_p)M_p - \left(1 - \frac{1}{c_p}\right) \sum_{i=0}^{M_p-1} \ln\left(1 - c_p \frac{y_i - u}{a_p}\right). \quad (90)$$

Недостатком использования метода максимального правдоподобия в данном случае является необходимость поиска максимума функции (90) по двум параметрам.

Один из путей сведения задачи максимизации функции правдоподобия (90) по двум параметрам к задаче максимизации по одному параметру предложил Гримшоу [214]. Суть его предложения сводится к решению уравнения:

$$u(z)v(z) = 1, \quad (91)$$

$$\text{где } u(z) = \frac{1}{M_p} \sum_{i=0}^{M_p-1} \frac{1}{1+z(y_i-u)}, \quad v(z) = 1 + \frac{1}{M_p} \sum_{i=0}^{M_p-1} \ln(1+z(y_i-u)).$$

После нахождения решения \hat{z} уравнения (91) оценка параметров a_p , c_p определяется следующим образом:

$$\hat{c}_p = v(\hat{z}) - 1, \quad \hat{a}_p = \frac{\hat{c}_p}{\hat{z}}. \quad (92)$$

Подход, предложенный Гримшоу, позволяет выделить диапазоны значений, в которых может находиться решение \hat{z} уравнения (91). Таких диапазонов два:

$$\left(-\frac{1}{\mathbf{y}_{\max}}, 0 \right]; \quad \left[2 \frac{\bar{\mathbf{y}} - \mathbf{y}_{\min}}{\bar{\mathbf{y}} \mathbf{y}_{\min}}, 2 \frac{\bar{\mathbf{y}} - \mathbf{y}_{\min}}{(\mathbf{y}_{\min})^2} \right],$$

где \mathbf{y}_{\max} — максимальное значение массива, состоящего из элементов:

$\{y_i - u\}_{i=0}^{M_p-1}$; \mathbf{y}_{\min} — минимальное значение массива, состоящего из элементов:

$\{y_i - u\}_{i=0}^{M_p-1}$; $\bar{\mathbf{y}}$ — среднее значение массива $\{y_i - u\}_{i=0}^{M_p-1}$.

Вопрос оценки параметров обобщенного распределения Парето исследован в литературе [215, 216, 217]. В работе [215] авторы исследуют три алгоритма оценки: метод максимального правдоподобия; метод моментов и взвешенный вероятностный метод моментов. Каждый из этих ме-

тодов обладает достоинствами и недостатками. Метод моментов в вычислительном отношении очень прост, однако требование возведения в квадрат отсчетов в случае, если «хвост» аппроксимируемого распределения затянут, может привести к возрастанию дисперсии оценки параметров распределения. Кроме того, данный метод может быть применим в случае, если параметр $c_p > -0,5$. Достоинством данного алгоритма оценки параметров распределения Парето является то, что данный метод позволяет получать оценки при малом объеме выборки. В работе [215] авторы рассматривают объем выборки в диапазоне от 25 до 500 элементов. В этой же работе, авторы не рекомендуют использовать данный метод, если $c_p > -1,0$.

Вероятностный взвешенный метод рассмотрен в работе [218]. Особенностью данного алгоритма является то, что параметр может быть $c_p > -1$. В работе [215] также рассматривается объем выборки от 25 до 500 элементов. Кроме того, в этой же работе Хоскинг показал, что методу максимального правдоподобия присущи недостатки, связанные, как было отмечено выше, с необходимостью поиска функции правдоподобия (90) по двум параметрам. Анализ функции правдоподобия (90) показывает, что нахождение оценки параметров распределения Парето методом максимального правдоподобия возможно, в случае, если значение натурального логарифма больше нуля, т.е. $1 - c_p (y_i - u) / a_p > 0$. Это накладывает ограничения на параметр c_p , который должен быть меньше или равен единице [215].

Взвешенный вероятностный метод [215] также является вычислительно эффективным методом и превосходит метод моментов в случае $-0,3 < c_p < 0,3$. Вне этого диапазона результаты оценки параметров распределения Парето, получаемые методом моментов и взвешенным вероятностным методом моментов, практически совпадают. Однако в вычислительном отношении метод моментов превосходит взвешенный вероятност-

ный метод [219].

В работе [216] Джин Зханг представил новый метод оценки параметров распределения Парето, основанный на максимально правдоподобной оценке моментов распределения и численной процедуре оценки параметров a_p, c_p методом Ньютона. В работе [216] показано, что метод сходится за 4...6 итераций, однако вычислительная сложность алгоритма существенно выше, чем в методе моментов и взвешенном вероятностном методе.

Таким образом, выбор метода для оценки параметров распределения Парето предполагает априорное определение диапазонов изменения параметров a_p и c_p при использовании линейного и квадратичного детектора, а также типовых распределений, рассматриваемых в радиолокации, и количества обзоров, с которых происходит накопление данных.

В случае малого объема массива M_p , т.е. малого значения размеров «скользящего» окна $m_1 \times m_2$, для оценки параметров обобщённого распределения Парето целесообразно использовать либо метод моментов, либо взвешенный вероятностный метод моментов.

Оценка параметров распределения Парето a, c согласно методу моментов определяется выражениями [215]:

$$\hat{c}_p = \frac{1}{2} \left(\frac{\bar{y}^2}{\sigma_y^2} - 1 \right), \quad \hat{a}_p = \frac{1}{2} \bar{y} \left(\frac{\bar{y}^2}{\sigma_y^2} + 1 \right), \quad (93)$$

где σ_y^2 — дисперсия массива с элементами $\{y_i - u\}_{i=0}^{M_p-1}$; \bar{y} — математическое ожидание элементов массива y .

Порог обнаружения в соответствии с критерием Неймана-Пирсона вычисляется как:

$$I_0 = u + \frac{\hat{a}_p}{\hat{c}_p} \left(\left(F \frac{m_1 m_2}{0,1(m_1 m_2)} \right)^{-\hat{c}_p} - 1 \right). \quad (94)$$

На рисунке 103 показана структурная схема предлагаемого алгоритма стабилизации уровня ложных тревог, основанного на основе теории экстремальных значений. Отметим, что структурная схема, показанная на рисунке 103, не зависит от используемого для оценки параметров распределения Парето алгоритма.

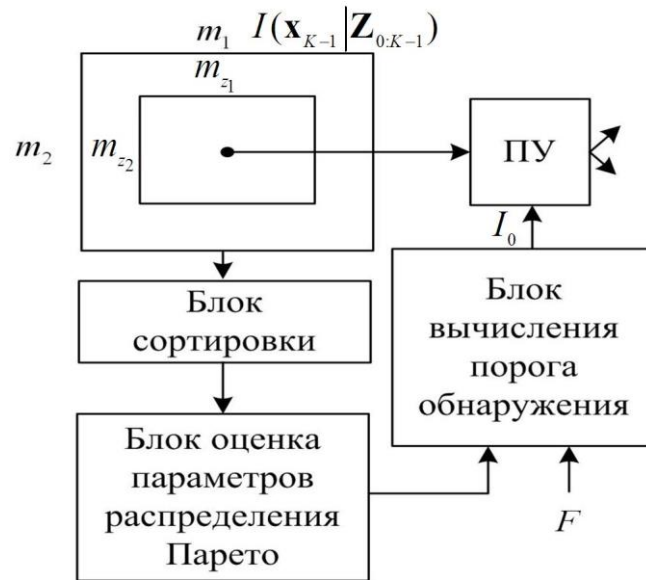


Рисунок 103

Структурная схема ПУЛТ процессора на основе использования экстремальных статистик

На рисунке 103 введены обозначения: $m_{z_1} \times m_{z_2}$ — размер «защитного» интервала, который предназначен для исключения влияния сигнала на порог обнаружения.

Исследование эффективности разработанного метода проведено путём численного моделирования при обнаружении объекта в координатах «дальность-азимут». Для данных координат размер «скользящего» окна обозначим как $m_R \times m_a$, а размер защитного интервала как $m_{zR} \times m_{za}$.

Моделирование проводилось при следующих параметрах:

1) объект движется от обзора к обзору со скоростью один канал по

дальности за обзор и находится в течение $K=6$ обзоров в одном канале по азимуту, $n_R = 2$, $n_\alpha = 1$. Размеры «скользящего» окна $m_R \times m_\alpha = 256,64$ и защитного интервала $m_{zR} \times m_{z\alpha} = 8,16$. Оценка параметров обобщённого распределения Парето вычисляется методом моментов.

Объект начинает движение с 600-го канала по дальности и 30-го канала по азимуту;

- 2) число каналов по дальности $N_R=512$, по азимуту $N_\alpha=120$;
- 3) вероятность ложной тревоги на систему $F=10^{-6}$;
- 4) флуктуации амплитуды цели соответствуют модели флуктуаций Сверлинга 1, число импульсов в пачке $N=64$;
- 5) детектор квадратичный.

На рисунках 104, 105, 106, 107 показаны характеристики обнаружения предлагаемого метода стабилизации уровня ложных тревог и метода, в котором порог обнаружения вычисляется аналитически. Вычисление порога обнаружения аналитически производится согласно подходу, описанному в разделе 4.2.

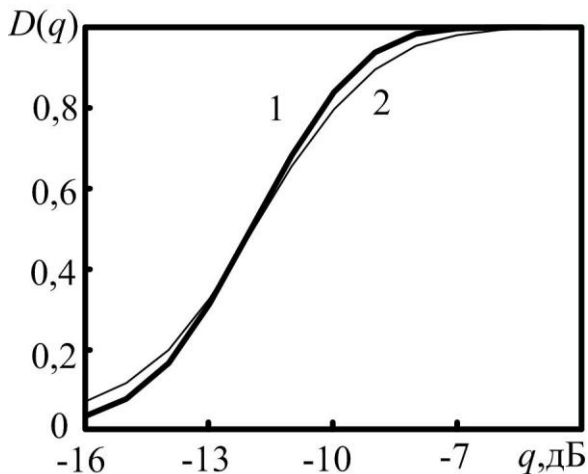


Рисунок 104

Характеристики обнаружения

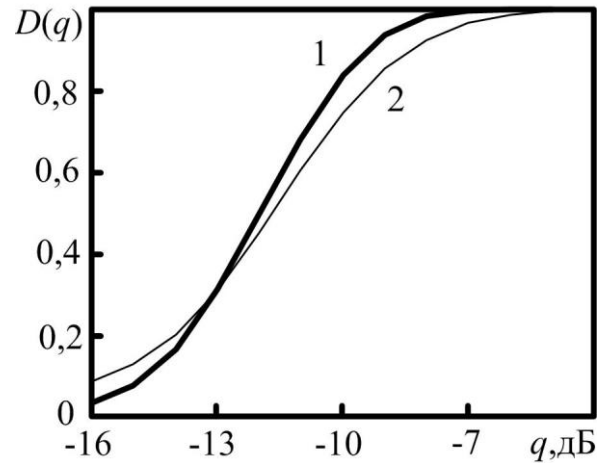


Рисунок 105

Характеристики обнаружения

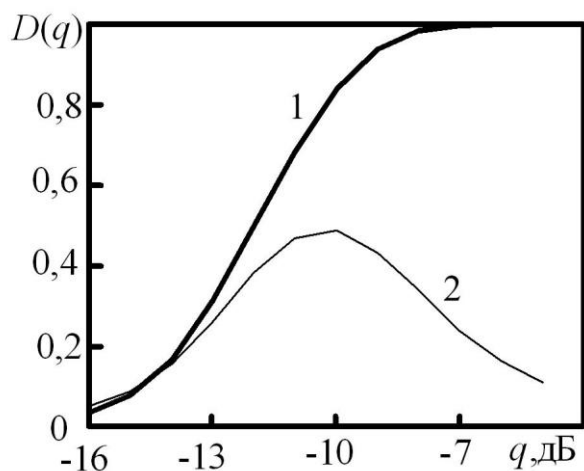


Рисунок 106

Характеристики обнаружения

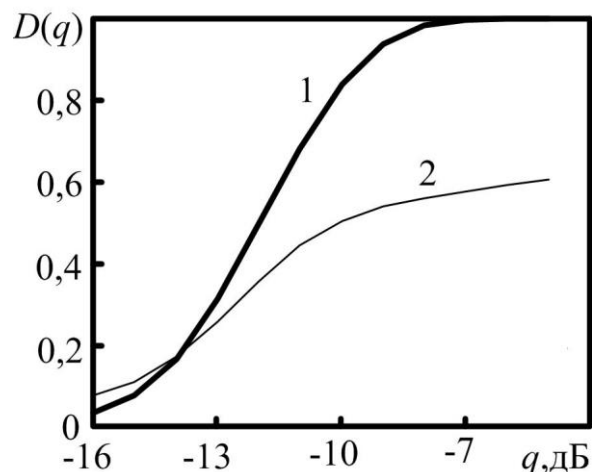


Рисунок 107

Характеристики обнаружения

На рисунке 104 кривая 1 соответствует характеристикам обнаружения с порогом обнаружения, вычисленным аналитически для алгоритма межобзорного накопления (50); кривая 2 – предлагаемому методу стабилизации уровня ложной тревоги. Зависимости построены для случая $m_R \times m_\alpha = 256$, $m_{z_R} \times m_{z_\alpha} = 16$. На рисунке 105 кривая 1 соответствует характеристикам обнаружения с порогом обнаружения, вычисленным аналитически для алгоритма межобзорного накопления (50); кривая 2 – предлагаемому методу стабилизации уровня ложной тревоги. Зависимости построены для случая $m_R \times m_\alpha = 64$, $m_{z_R} \times m_{z_\alpha} = 16$.

Анализ зависимостей на рисунках 104, 105 показывает, что при увеличении размера $m_R \times m_\alpha$ потери в пороговом отношении сигнал-шум уменьшаются. При размере окна $m_R \times m_\alpha = 256$ потери составляют 0,4 дБ, при размере окна $m_R \times m_\alpha = 64$, потери соответствуют 0,9 дБ на уровне $D=0,9$.

На рисунке 106 кривая 1 соответствует характеристикам обнаружения с порогом обнаружения, вычисленным аналитически; кривая 2 – предлагаемому методу стабилизации уровня ложной тревоги. Зависимости по-

строены для случая $m_R \times m_\alpha = 256$, $m_{zR} \times m_{z\alpha} = 8$. На рисунке 107 кривая 1 соответствует характеристикам обнаружения с порогом обнаружения, вычисленным аналитически; кривая 2 – предлагаемому методу стабилизации уровня ложной тревоги. Зависимости построены при условии $m_R \times m_\alpha = 64$, $m_{zR} \times m_{z\alpha} = 8$. При уменьшении размера защитного интервала с 16 до 8 элементов возникают потери в пороговом отношении сигнал-шум, что связано с влиянием сигнала на закон распределения отсчётов в «скользящем» окне. Размер защитного интервала определяется в соответствии с выражениями:

$$m_{zR} = 2n_R K, m_{z\alpha} = 2n_\alpha K .$$

Зависимости, на рисунках 104, 105, 106, 107 построены без учета априорных предположений о законе распределения отсчётов на входе ПУ, что позволяет использовать данный подход при стабилизации уровня ложной тревоги при других типах шумов, описываемых распределением Вейбулла, K -распределением, логнормальным распределением.

Использование метода моментов для оценки параметров обобщенного распределения Парето позволяет существенно уменьшить размеры «скользящего» окна.

4.4 Аналитическое вычисление вторичного порога обнаружения

Как было отмечено в главе 3, основной проблемой алгоритма межобзорного накопления (52) является существенное увеличение количества гипотезных трасс N_h при увеличении количества обзоров, что ограничивает применение данного алгоритма на практике.

В работе [220] авторы предложили ввести первичный порог обнаружения после каждого обзора, соответствующий вероятности ложной тревоги $10^{-1} \dots 10^{-3}$ и последующего накопления результатов превышения пер-

вичного порога и сравнения результатов накопления с вторичным порогом. Особенностью подхода, предложенного в [220], является то, что при синтезе достаточной статистики учитываются вероятности ложной тревоги и правильного обнаружения. Это отличает данный подход от алгоритма, предложенного в [105], в котором результирующая плотность распределения на входе вторичного ПУ рассчитывается как свёртка плотностей усеченных случайных величин. Однако в работе [220] отсутствует вывод закона распределения отсчётов на входе вторичного ПУ. Знание аналитического выражения для описания закона распределения на входе вторичного ПУ необходимо для реализации стабилизации уровня ложных тревог в соответствии с критерием Неймана-Пирсона.

Решающее правило (52) после введения первичного порога обнаружения для i -й гипотезной траектории имеет вид [220]:

$$\xi(\mathbf{Z}_{0:K-1}, i) = \sum_{j=0}^{K-1} \left(z_{M_{i,j}} - s \right) \Big|_{z_{M_{i,j}} \geq \xi_1}, \quad (95)$$

где массив $\mathbf{Z}_{0:K-1} = [\mathbf{z}_0, \mathbf{z}_1, \dots, \mathbf{z}_{K-1}]$ содержит массивы входных данных \mathbf{z}_k за K обзоров; \mathbf{M} — массив гипотезных траекторий с элементами $M_{i,j}$; $i=0 \dots N_h-1$; $j=0 \dots K-1$; s — константа, зависящая от первичного порога обнаружения ξ_1 и определяемая согласно [220]. Обнаружение объекта происходит согласно выражению:

$$\max_{i=0 \dots N_h-1} (\xi(\mathbf{Z}_{0:K-1}, i)) \geq \xi_2,$$

где ξ_2 — вторичный порог обнаружения.

На рисунке 108 показана структурная схема межобзорного алгоритма обнаружения, реализующего вычисление статистики (95).

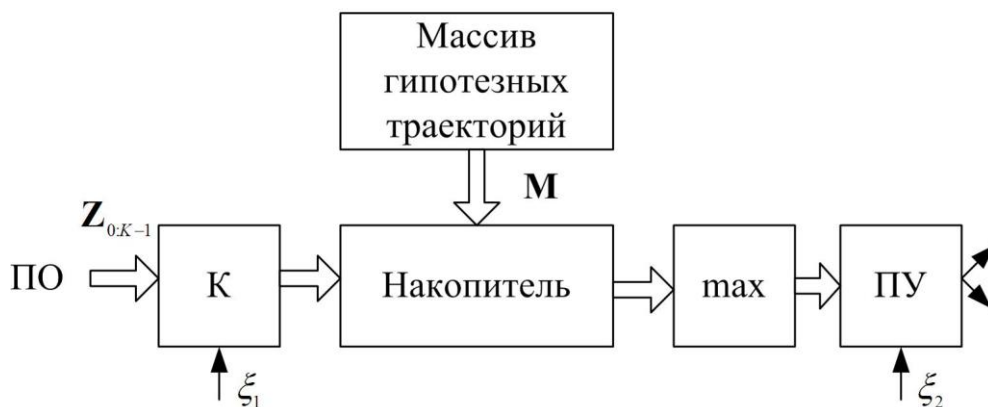


Рисунок 108

Структурная схема межобзорного алгоритма обнаружения

На рисунке 108 введены обозначения: ПУ — пороговое устройство; К — компаратор. Массив гипотезных траекторий содержит все комбинации возможных гипотезных траекторий.

Для вычисления порога обнаружения в соответствии с критерием Неймана-Пирсона необходимо знание закона распределения максимального значения статистики (95) на входе ПУ. Для этого необходимо вычисление закона распределения статистики (95). Воспользуемся для решения данной задачи математическим аппаратом ХФ.

В случае квадратичного детектора на вход алгоритма поступают отсчёты с экспоненциальным законом распределения:

$$p(z_{M_{i,j}} | H_0) = \begin{cases} \frac{1}{\sigma_{\text{ш}}^2} \exp\left(-\frac{z_{M_{i,j}}}{\sigma_{\text{ш}}^2}\right), & \text{если } z_{M_{i,j}} \geq 0 \\ 0, & \text{если } z_{M_{i,j}} < 0 \end{cases},$$

$$p(z_{M_{i,j}} | H_1) = \begin{cases} \frac{\exp\left(-\frac{z_{M_{i,j}}}{\sigma_c^2 + \sigma_{\text{ш}}^2}\right)}{\sigma_c^2 + \sigma_{\text{ш}}^2}, & \text{если } z_{M_{i,j}} \geq 0, \\ 0, & \text{если } z_{M_{i,j}} < 0 \end{cases}, \quad (96)$$

где σ_c^2 , $\sigma_{\text{ш}}^2$ — дисперсии сигнала и шума, соответственно; $i=0 \dots N_h-1$;

$j=0 \dots K-1$.

В случае гипотезы H_0 распределения отсчётов на выходе компаратора имеют вид [220]:

$$p(z_{M_{i,j}} \geq \xi_1 | H_0) = (1 - F) + \begin{cases} p(z_{M_{i,j}} - s | H_0), & \text{если } z_{M_{i,j}} \geq \xi_1 \\ 0, & \text{если } z_{M_{i,j}} < \xi_1 \end{cases}, \quad (97)$$

$$p(z_{M_{i,j}} \geq \xi_1 | H_1) = (1 - D) + \begin{cases} p(z_{M_{i,j}} - s | H_1), & \text{если } z_{M_{i,j}} \geq \xi_1 \\ 0, & \text{если } z_{M_{i,j}} < \xi_1 \end{cases}.$$

Вычислим характеристическую функцию отсчётов на выходе компаратора. Для этого воспользуемся рядом свойств характеристических функций.

При вычитании константы s из случайной величины характеристическая функция разности имеет вид [221]:

$$\theta_{z_{M_{i,j}} - s}(t) = \exp(-i st) \theta_{z_{M_{i,j}}}(t).$$

Характеристическая функция константы $1 - F$ имеет вид:

$$\theta_{1-F}(t) = 1 - F.$$

Найдём характеристическую функцию случайной величины на выходе компаратора при гипотезе H_0 :

$$\begin{aligned} \theta_{z_{M_{i,j}} \geq \xi_1}(t) &= (1 - F) \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-i xt) dx + \frac{1}{\sigma_{\text{ш}}^2} \exp(-i st) \int_{\xi_1}^{\infty} \left[\exp\left(-\frac{x}{\sigma_{\text{ш}}^2}\right) \exp(-i xt) \right] dx = \\ &= 1 - F + \frac{\exp(-i st)}{1 - \sigma_{\text{ш}}^2 i t} \exp\left(-\frac{1 - \sigma_{\text{ш}}^2 i t}{\sigma_{\text{ш}}^2} \xi_1\right). \end{aligned}$$

С учётом того, что ХФ суммы случайных величин является произведением ХФ, ХФ отсчётов на входе блока «тах» имеет вид:

$$\theta_{\sum_{j=0}^{K-1} z_{M_{i,j}} \geq \xi_1}(t) = \theta_{z_{M_{i,j}} \geq \xi_1}(t)^K. \quad (98)$$

На рисунке 109 показаны модули ХФ, вычисленные в соответствии с

выражением (98) и эмпирические характеристические функции, вычисленные в соответствии с выражением:

$$\theta_{\text{эмп}}(t) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} \exp(i t y_l),$$

где y_l — l -й отсчёт на входе блока «тах»; M — число повторений опытов при построении эмпирических характеристических функций.

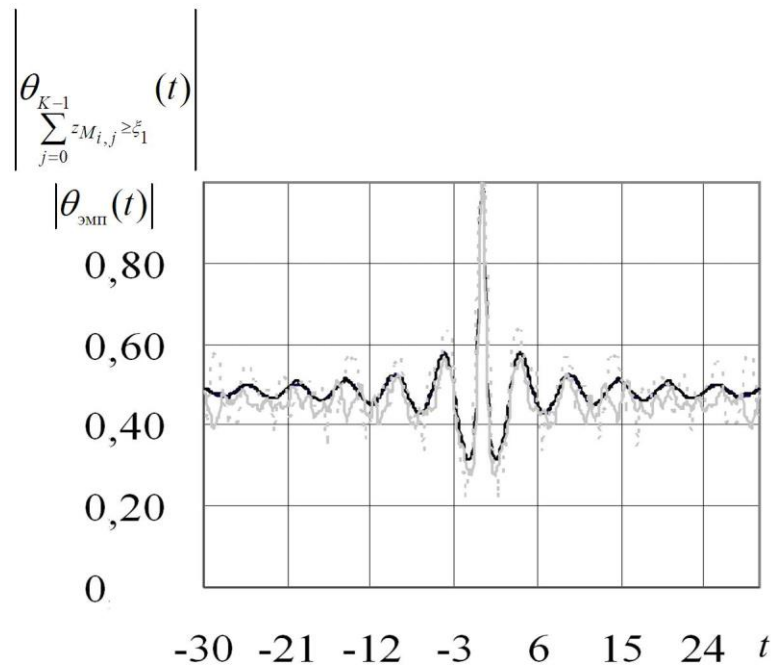


Рисунок 109
Зависимости модулей ХФ

На рисунке 109 сплошная линия соответствует модулю ХФ, построенному в соответствии с выражением (98); сплошная линия соответствует модулю эмпирической ХФ при числе опытов $M=1000$; пунктирная линия соответствует модулю эмпирической ХФ при числе опытов $M=100$. Зависимости на рисунке 109 построены для вероятности ложной тревоги при использовании порога компаратора ξ_1 , который соответствует вероятности ложной тревоги 10^{-1} .

Плотность распределения вероятностей при гипотезе H_0 на входе

блока «тах» имеет вид:

$$\begin{aligned}
 p(y|H_0) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \theta_{\sum_{j=0}^{K-1} z_{M_{i,j}} \geq \xi_1} (t) \exp(-ity) dt = \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left(1 - F + \frac{\exp(-ist)}{1 - \sigma_{\text{ш}}^2 it} \exp\left(-\frac{1 - \sigma_{\text{ш}}^2 it}{\sigma_{\text{ш}}^2} t \xi_1\right) \right)^K \exp(-ity) dt.
 \end{aligned} \tag{99}$$

Применим к выражению в скобках в (99) бином Ньютона [222]:

$$(a + b)^K = \sum_{l=0}^K \binom{K}{l} a^{K-l} b^l. \tag{100}$$

Подставив (100) в (99), получим:

$$\begin{aligned}
 p(y|H_0) &= \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\sum_{k=0}^{K-1} \binom{K}{k} (1-F)^{K-k} \left(\frac{\exp(-ist)}{1 - \sigma_{\text{ш}}^2 it} \exp\left(-\frac{1 - \sigma_{\text{ш}}^2 it}{\sigma_{\text{ш}}^2} t \xi_1\right) \right)^k \right) \exp(-ity) dt = \\
 &= \frac{1}{2\pi} \sum_{k=0}^{K-1} \left\{ \binom{K}{k} (1-F)^{K-k} \exp\left(-\frac{\xi_1 k}{\sigma_{\text{ш}}^2}\right) \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp(i((\xi_1 - s)k - y)t)}{(1 - \sigma_{\text{ш}}^2 it)^k} dt \right\}.
 \end{aligned} \tag{101}$$

Воспользуемся табличным интегралом [223]:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp(-ipx)}{(b - ix)^k} dx = \begin{cases} \frac{2\pi p^{k-1} \exp(-bp)}{\Gamma(k)}, & p > 0 \\ 0, & p < 0 \end{cases}.$$

Выражение (101) с учётом табличного интеграла имеет вид:

$$p(y|H_0) = \begin{cases} (1-F)^K, & y = 0 \\ \sum_{k=1}^{K-1} \binom{K}{k} (1-F)^{K-k} (\sigma_{\text{ш}}^2)^k \exp\left(-\frac{\xi_1 k}{\sigma_{\text{ш}}^2}\right) \left((\xi_1 - s)k - y \right)^k \exp\left(-\frac{((\xi_1 - s)k - y)}{\sigma_{\text{ш}}^2}\right), & ((\xi_1 - s)k - y) > 0 \\ 0, & ((\xi_1 - s)k - y) < 0. \end{cases} \tag{102}$$

На рисунке 110 показаны зависимости эмпирической функции распределения, полученной на входе блока «тах» с помощью моделирования при гипотезе H_0 при различных значениях порога на компараторе ξ_1 и чис-

ле обзоров.

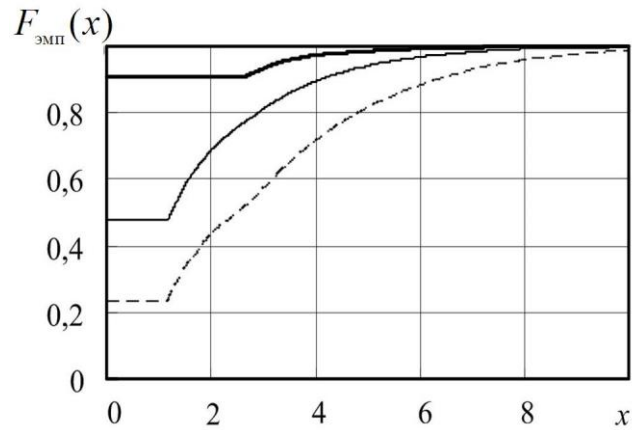


Рисунок 110

Эмпирические функции распределения отсчётов на входе блока «тах»

На рисунке 111 показаны зависимости теоретической функции распределения отсчётов на входе вторичного ПУ:

$$F_{\text{теор}}(x) = \int_{-\infty}^x p(y|H_0)dy.$$

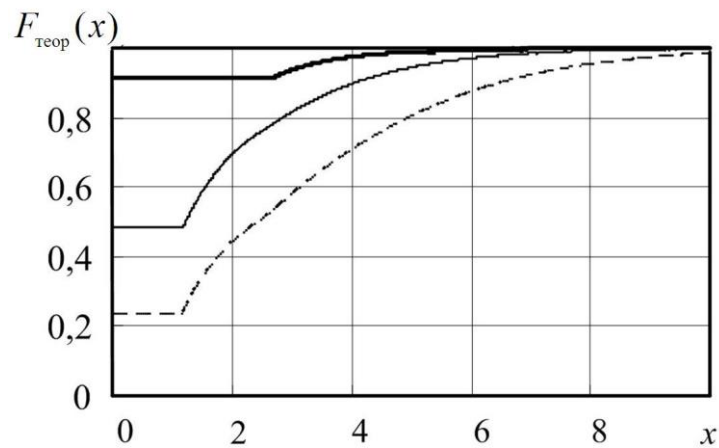


Рисунок 111

Теоретические функции распределения отсчётов на входе вторичного ПУ

На рисунках 110,111 толстая сплошная линия соответствует случаю: число накоплений $K=5$, первичный порог $\xi_1 = 4$; тонкая сплошная линия

соответствует случаю: число накоплений $K=5$, первичный порог $\xi_1 = 2$; пунктирная линия: число накоплений $K=10$, первичный порог $\xi_1 = 2$. Дисперсия шума во всех случаях равна 1. Число опытов $M=5000$.

С целью проверки гипотез о соответствии закона распределения отсчётов на входе блока «тах» теоретическому воспользуемся критерием согласия «Хи-квадрат» [202].

Для применения критерия зададимся уровнем значимости $\alpha=0,05$. Число интервалов, на которые разбивают диапазона значений отсчётов на входе блока «тах», определим в соответствии с выражением [202] $N_{\Delta} = \log_2(M) + 1$.

Пороговое значение статистики критерия «Хи-квадрат» для заданного уровня значимости $\alpha=0.05$ равно $\chi_{\alpha_{кр}}^2 = 19,65$. Значения статистик критерия для случаев, соответствующих рисункам 110,111, соответственно равны:

- а) $\chi_{\alpha}^2 = 5,02$, $K=5$, $\xi_1 = 4$;
- б) $\chi_{\alpha}^2 = 11,7$, $K=5$, $\xi_1 = 2$;
- в) $\chi_{\alpha}^2 = 7,47$, $K=10$, $\xi_1 = 2$.

Для рассматриваемых случаев $\chi_{\alpha}^2 < \chi_{\alpha_{кр}}^2$, поэтому нет оснований для отклонения гипотезы принадлежности отсчётов на входе блока «тах» закону распределения, описываемому плотностью распределения вероятностей $p(y|H_0)$ с помощью выражения (102).

4.5 Выводы по главе 4

Таким образом, в данной главе рассмотрены методы вычисления порога обнаружения в соответствии с критерием Неймана-Пирсона примени-

тельно к межобзорному накоплению.

Первый метод основан на свойствах ХФ и последующем численном интегрировании. При этом в рассмотренном алгоритме есть возможность учитывать изменение параметров шума от обзора к обзору. Достоверность полученных результатов проверена на основе критерия согласия Колмогорова. Показано, что при уровне значимости критерия на уровне 0,05 статистика критерия не превосходит порогового значения для числа обзоров K не меньше 6. Показано, что предлагаемый метод обеспечивает выигрыш во времени вычисления порога обнаружения по сравнению с известным методом, который основан на имитационном моделировании. Выигрыш во времени выполнения составляет 6...8 раз. Данный выигрыш объясняется тем, что в методе вычисления порога на основе ХФ возможно использование БПФ, а также нет необходимости генерирования случайных чисел с заданным законом распределения.

Другой подход к вопросу стабилизации уровня ложной тревоги заключается в использовании теории экстремальных статистик и теоремы Балкема де Хаана - Пикэндса, которая позволяет аппроксимировать «хвост» любого закона распределения функцией распределения обобщенного распределения Парето, параметры которого оцениваются методом моментов на основе элементов «скользящего» окна. Использование данного способа не требует наличия априорной информации о виде распределения отсчётов на входе ПУ. Рассмотрено влияние размеров «окна» на характеристики обнаружения для случая оценки порога обнаружения на основе теоремы Балкема де Хаана - Пикэндса и метода моментов.

Математический аппарат ХФ также позволяет аналитически вычислить распределение отсчётов на входе блока «тах» при межобзорном накоплении. Это позволяет использовать полученные выражения для ре-

шения задач оптимизации порога компаратора ξ_1 и порога обнаружения ξ_2 .

5 Применение парциальной фильтрации для оценивания параметров движения малоотражающего сверхманевренного объекта

5.1 Вводные замечания

Задача обнаружения малоотражающего объекта и оценки параметров его движения при малом отношении сигнал-шум является одной из основных в радиолокации. Как отмечено в главе 3, перспективным подходом к решению данной проблемы является переход от обнаружения объекта по результатам наблюдения одного обзора к межобзорной обработке. При этом под обнаружением объекта понимается обнаружение траектории объекта, т.е. обнаружение объекта интегрируют в задачу вторичной обработки, а под оценкой параметров движения объекта понимается оценка параметров траектории.

Вторичная обработка информации также состоит из нескольких этапов [224]: 1) ассоциация превысивших порог обнаружения отметок с гипотезными траекториями; 2) экстраполяция параметров движения гипотезных траекторий.

Для решения задачи ассоциации отметок и гипотезных траекторий разработаны достаточно эффективные алгоритмы.

Среди многообразия алгоритмов вторичной обработки можно отметить:

- a) трекориентированный [225] и гипотезоориентированный [226] алгоритмы многогипотезного сопровождения;
- b) алгоритм «SD ассоциаций» [227];
- c) алгоритм «вероятностного объединения данных» [228] и его разно-

видности.

Перечисленные алгоритмы предполагают разделение обработки радиолокационной информации на два этапа: первичную и вторичную обработки. Порог обнаружения на этапе первичной обработки выбирается небольшим (вероятность ложной тревоги по критерию Неймана-Пирсона $10^{-3} \dots 10^{-2}$), ложные отметки удаляются на этапах вторичной обработки, уменьшая вероятность ложной тревоги системы обработки.

Особенностью данных алгоритмов является экспоненциальный рост числа гипотезных траекторий при увеличении количества отметок, поступающих после выполнения алгоритмов первичной обработки, что приводит к необходимости добавления дополнительных этапов вторичной обработки, связанных с «усечением» и «объединением» гипотез [229].

Ограничение вычислительных возможностей и объёмов памяти бортовых ЭВМ приводит к необходимости сортировки и сброса маловероятных траекторий. Однако при низком отношении сигнал-шум, что характерно для малоотражающих объектов, это приводит к сбросу с сопровождения траекторий реальных объектов [224].

Другой подход к задаче сопровождения малоотражающего объекта заключается в формировании апостериорной плотности распределения вероятностей вектора состояний, включающем параметры движения объекта [230].

На практике применяют различные алгоритмы численной аппроксимации [231], построенные на основе метода Монте-Карло и методах парциальной фильтрации.

Метод парциальной фильтрации обладает следующими особенностями [230]:

- а) необходимость сортировки весов всех парциальных фильтров;

б) необходимость большого количества парциальных фильтров (до сотен тысяч).

Данные недостатки приводят к чрезвычайно высокому объему вычислений, которые необходимо проводить в реальном времени.

От указанных недостатков свободен гауссовский парциальный фильтр [232]. Достоинством данного фильтра является отсутствие операции сортировки весов фильтров.

В работе [233] рассмотрена модификация гауссовского парциального фильтра для сопровождения маневрирующего объекта при низком отношении сигнал-шум. В фильтре использовано три модели движения. Переключение между моделями происходит на основе матрицы переходов марковской последовательности.

В работе [234] авторы рассматривают парциальный фильтр, интегрированный с интерактивным многомодельным фильтром Калмана для сопровождения малоотражающего объекта. Однако рассмотренный авторами фильтр требует операции пересортировки весов фильтров после каждого обзора.

В работе [235] авторы исследуют возможность использования метода Монте-Карло при слежении за малоотражающим объектом по угловым координатам. Данный фильтр также требует пересортировку весов фильтров. Авторы отмечают, что в случае увеличения размерности вектора состояния требуемые вычислительные ресурсы резко возрастают.

Таким образом, методы парциальной фильтрации в настоящее время активно применяются на практике для сопровождения малоотражающих объектов. Главным недостатком используемых подходов является необходимость пересортировки весов фильтров после каждого обзора.

5.2 Алгоритм сопровождения малоотражающего сверхманёвренного объекта

В данном разделе рассмотрен алгоритм сопровождения малоотражающего сверхманёвренного объекта при низком отношении сигнал-шум [236] на основе интегрирования гауссовского парциального фильтра и многомодельного фильтра Калмана. Отличие предлагаемого алгоритма от предложенного в работе [233] заключается в том, что переключение моделей движения осуществляется аналогично многомодельному фильтру Калмана [237].

В процессе слежения за объектом на основе измерений $\mathbf{Z}_{0:k}$ вычисляется апостериорная плотность распределения вероятностей:

$$p(\mathbf{x}_k | \mathbf{Z}_{0:k}) = C_k p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k) p(\mathbf{x}_k | \mathbf{Z}_{0:k-1}), \quad (103)$$

где $c_k = (\int p(\mathbf{x}_k | \mathbf{Z}_{1:k-1}) p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k) d\mathbf{x}_k)^{-1}$ — нормировочная константа.

Функция плотности распределения вероятностей экстраполированного вектора состояния $p(\mathbf{x}_{k+1} | \mathbf{Z}_{0:k})$ на $(k+1)$ -м обзоре имеет вид:

$$p(\mathbf{x}_{k+1} | \mathbf{Z}_{1:k}) = \int p(\mathbf{x}_{k+1} | \mathbf{x}_k) p(\mathbf{x}_k | \mathbf{Z}_{0:k}) d\mathbf{x}_k, \quad (104)$$

где $p(\mathbf{x}_{k+1} | \mathbf{x}_k)$ — переходная плотность распределения вероятностей.

Известно [230], что аналитическое вычисление (103) возможно в ограниченном числе случаев. На практике используют различные численные аппроксимации плотности $p(\mathbf{x}_k | \mathbf{Z}_{0:k-1})$ на основе метода Монте-Карло и так называемой парциальной фильтрации.

Согласно [232] выражение (103) может быть представлено в виде:

$$p(\mathbf{x}_k | \mathbf{Z}_{0:k}) \approx c_k p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k) \mathbf{N}(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{k|k-1}, \mathbf{D}_{k|k-1}), \quad (105)$$

где $\mathbf{N}(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{k|k-1}, \mathbf{D}_{k|k-1})$ — оператор нормального закона распределения;

$\mathbf{x}_{k|k-1}$ — экстраполированное значение вектора состояния с $(k-1)$ -го обзора на k -й; $\mathbf{D}_{k|k-1}$ — матрица дисперсий экстраполированных значений вектора состояния на k -м обзоре.

На первом этапе работы гауссовского парциального фильтра формируется выборка случайных величин $\left\{ \mathbf{x}_{k|k-1_j} \right\}_{j=0}^{N_{pf}-1}$ из плотности $N(\mathbf{x}_{k|k-1}, \mathbf{D}_{k|k-1})$. Каждый элемент выборки называется парциальным фильтром. Размерность вектора состояния j -го парциального фильтра $\mathbf{x}_{k|k-1_j}$ равна размерности вектора состояния \mathbf{x}_k .

После формирования выборки происходит вычисление весов парциальных фильтров:

$$w_j = p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_{k|k-1_j}),$$

где $p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_{k|k-1_j})$ — функция правдоподобия j -го парциального фильтра.

Вид функции правдоподобия $p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_{k|k-1_j})$ зависит от вектора измеряемых параметров \mathbf{z}_k и имеет вид:

$$p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_{k|k-1_j}) = \frac{1}{(2\pi)^{\frac{m}{2}} \det(\mathbf{R}_k)} \exp(-0,5(\mathbf{z}_k - \mathbf{h}(\mathbf{x}_{k|k-1_j}))^T \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{z}_k - \mathbf{h}(\mathbf{x}_{k|k-1_j})),$$

где $\mathbf{h}(\bullet)$ — функция, связывающая измерения и вектор состояния. В случае измерения дальности и азимута функциональная связь между измерениями и вектором состояния j -го парциального фильтра имеет вид:

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{h}(\mathbf{x}_{k|k-1_j}) = \begin{bmatrix} \sqrt{x^2 + y^2} \\ \text{arctg}(\frac{y}{x}) \end{bmatrix},$$

где $\mathbf{x}_{k|k-1_j} = [x \quad y]^T$ — вектор состояния, соответствующий j -му парциальному фильтру. В данном случае измерения дальности и азимута про-

изводятся в антенной СК. Сопровождение объекта происходит в прямоугольной декартовой СК.

После нормализации весов парциальных фильтров $\{w_j\}_{j=0}^{N_{pf}-1}$ вычисляются усреднённое значение вектора состояния \mathbf{x}_k и матрица ковариаций \mathbf{D}_k на k -м обзоре:

$$\mathbf{x}_k = \frac{1}{N_{pf}} \sum_{i=0}^{N_{pf}-1} w_j \mathbf{x}_{k|k-1_j} ; \mathbf{D}_k = \frac{1}{N_{pf}} \sum_{j=0}^{N_{pf}-1} (\mathbf{x}_{k|k-1_j} - \mathbf{x}_k)(\mathbf{x}_{k|k-1_j} - \mathbf{x}_k)^T. \quad (106)$$

На втором этапе формируются выборки случайных величин $\left\{ \mathbf{x}_{k+1|k_j} \right\}_{j=0}^{N_{pf}-1}$ с гауссовским законом распределения $N(\mathbf{x}_k, \mathbf{D}_k)$. С учётом переходной плотности распределения вероятностей $p(\mathbf{x}_{k+1|k} | \mathbf{x}_{k_j})$ формируются экстраполированные значения вектора состояния на $(k+1)$ -й обзор. После этого вычисляются экстраполированные значения вектора состояния $\mathbf{x}_{k+1|k}$ и соответствующая матрица ковариаций:

$$\mathbf{x}_{k+1|k} = \frac{1}{N_{pf}} \sum_{j=0}^{N_{pf}-1} \mathbf{x}_{k+1|k_j} ; \mathbf{D}_{k+1|k} = \frac{1}{N_{pf}} \sum_{j=0}^{N_{pf}-1} (\mathbf{x}_{k+1|k_j} - \mathbf{x}_{k+1|k})(\mathbf{x}_{k+1|k_j} - \mathbf{x}_{k+1|k})^T. \quad (107)$$

Вычисленные в соответствии с (107) значения вектора состояния и ковариационной матрицы являются начальными на следующем обзоре.

На рисунке 112 показан принцип формирования оценки вектора состояния при помощи гауссовского парциального фильтра.

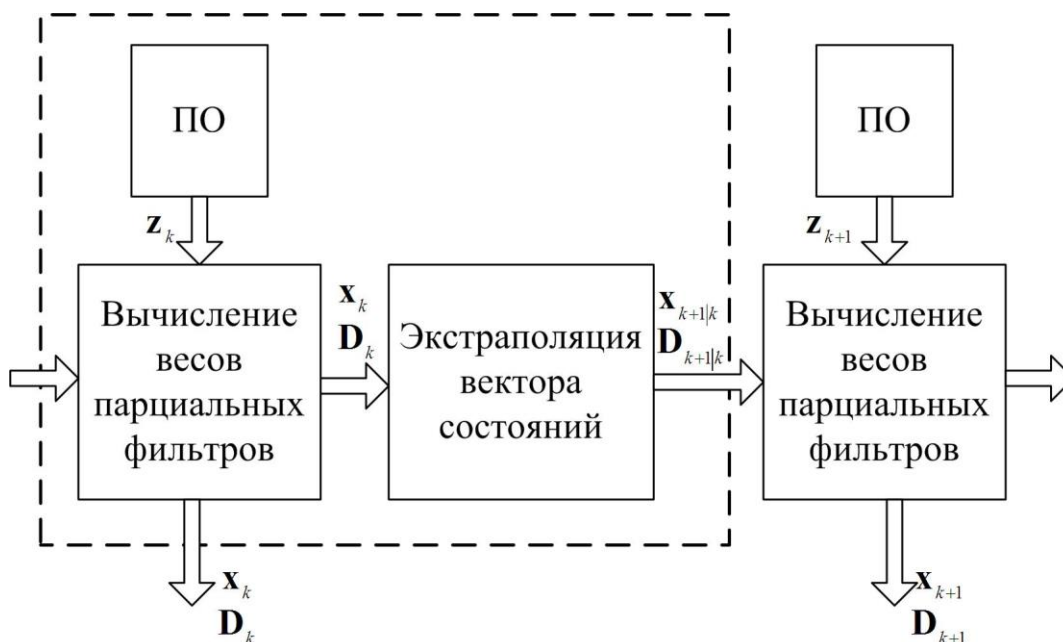


Рисунок 112

Принцип формирования оценки вектора состояния

На рисунке 112 введены следующие обозначения ПО — первичная обработка радиолокационной информации.

Одним из эффективных алгоритмов сопровождения маневрирующего объекта является многомодельный фильтр Калмана [238], предложенный Яковом Бар Шаломом (Yakov Bar-Shalom). Основная идея фильтра заключается в формировании на выходе взвешенной оценки вектора состояний канальных фильтров Калмана. Веса канальных оценок вычисляются на основе вычисления одношаговых функций правдоподобия для каждой модели движения $p_1(z_k | x_k)$, $p_2(z_k | x_k)$.

В диссертации предлагается интегрировать гауссовский парциальный фильтр в многомодельный фильтр Калмана согласно рисунку 113.

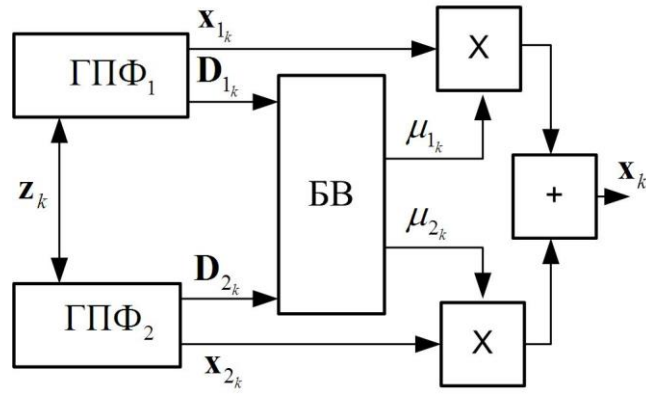


Рисунок 113

Структурная схема алгоритма сопровождения малоотражающего объекта

На рисунке 113 введены следующие аббревиатуры: ГПФ — гауссовский частичный фильтр; БВ — блок вычисления апостериорных вероятностей оценок вектора состояния в каждом из каналов. На данном рисунке введены также следующие обозначения: \mathbf{z}_k — вектор входных отсчётов; μ_{1k}, μ_{2k} — апостериорные вероятности канальных оценок [224] векторов состояния: $\mathbf{x}_{1k}, \mathbf{x}_{2k}$. В качестве вектора входных отсчётов \mathbf{z}_k используются отсчёты дальности и азимута межобзорного обнаружителя, описанного в главе 3. В фильтре, показанном на рисунке 113, используются две модели движения.

При формировании одношаговых функций правдоподобия [238] используются матрицы дисперсий \mathbf{D}_k :

$$p_1(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k) = \frac{1}{(2\pi) \det \left(\mathbf{R}_k + \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{1k|k-1,0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{D}_{1k|k-1,2,2} \end{bmatrix} \right)} \times \\ \times \exp \left(-0,5 (\mathbf{z}_k - \mathbf{h}(\mathbf{x}_{1k|k-1}))^T \left(\mathbf{R}_k + \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{1k|k-1,0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{D}_{1k|k-1,2,2} \end{bmatrix} \right)^{-1} (\mathbf{z}_k - \mathbf{h}(\mathbf{x}_{1k|k-1})) \right),$$

$$p_2(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k) = \frac{1}{(2\pi) \det \left(\mathbf{R}_k + \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{2k|k-1,0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{D}_{2k|k-1,2,2} \end{bmatrix} \right)} \times \\ \times \exp \left(-0,5 (\mathbf{z}_k - \mathbf{h}(\mathbf{x}_{1k|k-1}))^T \left(\mathbf{R}_k + \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{2k|k-1,0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{D}_{2k|k-1,2,2} \end{bmatrix} \right)^{-1} (\mathbf{z}_k - \mathbf{h}(\mathbf{x}_{1k|k-1})) \right).$$

Канальные оценки гауссовских парциальных фильтров вычисляются в соответствии с выражением (107).

5.3 Результаты эксперимента

Для оценки эффективности алгоритма сопровождения малоотражающего объекта при малом отношении сигнал-шум проведено имитационное моделирование. Вектор входных отсчётов \mathbf{z}_k поступает с межобзорного обнаружителя, описанного в главе 3.

Параметры моделирования:

- а) Темп поступления данных 1 с. Число обзоров $N_{\text{обз}}=300$.
- б) СКО измерения дальности 30 м; азимута $0,5^\circ$. Начальная дальность 14 км, азимут 45° .
- в) Число наблюдений 300. В диапазоне с 90-го по 200-й обзор объект совершает координатный разворот с угловой скоростью $1^\circ/\text{с}$.
- г) Число парциальных фильтров $N_{\text{pf}}=2000$. Число моделей в фильтре сопровождения две.

На рисунке 114 показана траектория движения объекта в прямоугольной СК.

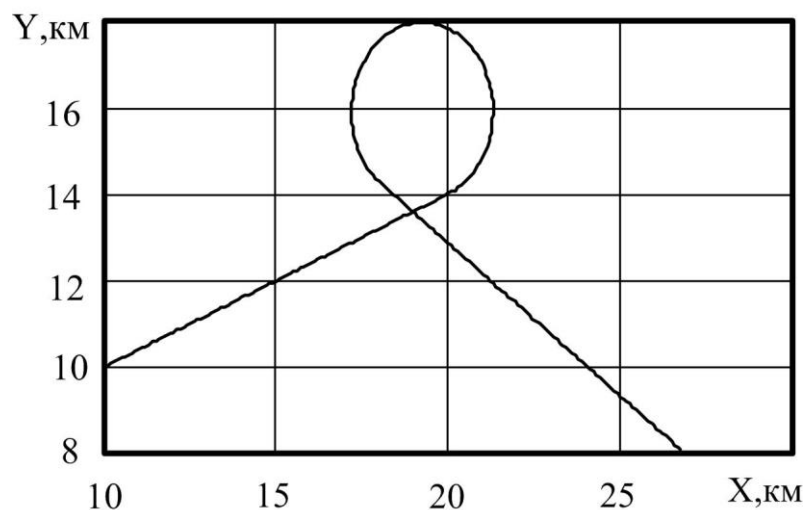


Рисунок 114

Траектория движения объекта в прямоугольной СК

На рисунке 115 показаны изменения дальности и азимута объекта в антенной системе координат.

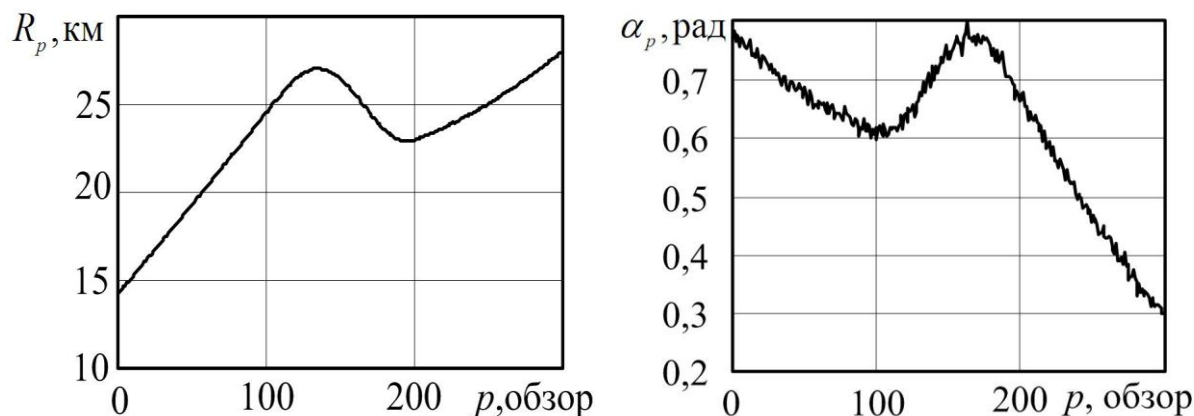


Рисунок 115

Изменение дальности и азимута объекта в антенной СК

СКО оценки координат объекта σ_{trp} на p -м обзоре вычисляется в соответствии с выражением:

$$\sigma_{trp} = \sqrt{\frac{1}{N_{tr}} \sum_{k=0}^{N_{tr}-1} \left((\hat{x}_{pk} - x_p)^2 + (\hat{y}_{pk} - y_p)^2 \right)},$$

где x_{pk} , y_{pk} — оценки координат объекта в прямоугольной СК, полученные с помощью алгоритмов сопровождения; $p=0, 1 \dots N_{обз}-1$.

На рисунке 116 показаны СКО оценки координат объекта по осям ОХ, ОУ. Оценка параметров движения проводилась при числе парциальных фильтров $N_{pf}=2000$.

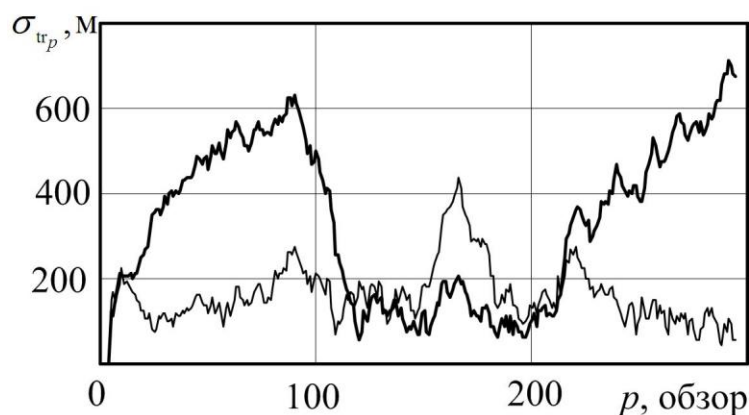


Рисунок 116

СКО оценки координат объекта

На рисунке 116 жирная линия соответствует СКО оценки координат объекта известным [233] алгоритмом, тонкая — многомодельным гауссовским парциальным фильтром.

Из зависимостей, показанных на рисунке 116, следует, что многомодельный гауссовский парциальный фильтр обеспечивает меньшее СКО оценки параметров движения объекта по сравнению с известным фильтром [233] в среднем в 2...3 раза при $N_{pf}=2000$.

При увеличении числа парциальных фильтров выигрыш уменьшается. При N_{pf} больше 10000 СКО оценки параметров движения объекта совпадают.

На рисунке 117 показаны зависимости апостериорных канальных оценок от номера обзора.

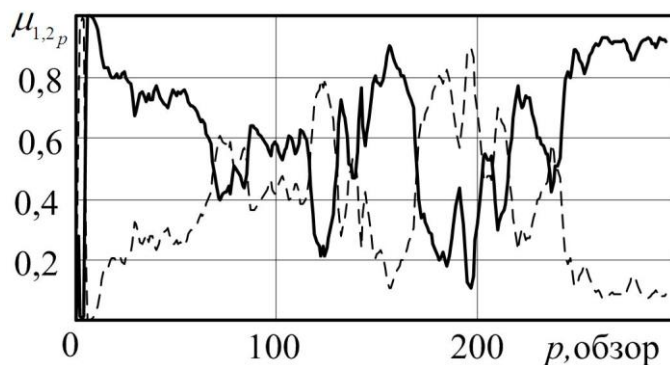


Рисунок 117

Зависимости апостериорных канальных оценок

На рисунке 117 жирная линия соответствует первой модели движения, пунктирная линия соответствует второй модели движения. После начала и конца манёвра происходит переключение моделей.

Описанные выигрыши объясняются различным способом использования моделей движения в предлагаемом алгоритме и известном [233]. В предлагаемом подходе гауссовские парциальные фильтры работают параллельно. В известном алгоритме [233] выбор фильтра, который работает на данном обзоре, определяется на основе случайной марковской последовательности, формируемой в соответствии с матрицей переходов. Это объясняет совпадение СКО оценок параметров движения объекта при увеличении числа парциальных фильтров.

5.4 Выводы по главе 5

Таким образом, в данной главе рассмотрен алгоритм сопровождения малоотражающего объекта на основе использования гауссовского парциального фильтра, интегрированного с многомодельным фильтром Калмана. Оценка вектора состояния на выходе фильтра формируется как взвешенная оценка векторов состояния на выходе канальных гауссовских парциальных фильтров. Канальные оценки вектора состояния формируются в

соответствии с выражениями (106),(107).

Путём численного моделирования показано, что предлагаемый алгоритм сопровождения обеспечивает меньшее СКО оценки параметров движения объекта по сравнению с известным фильтром [233] примерно в 2...3 раза при $N_{pf}=2000$. При увеличении числа парциальных фильтров свыше 10000 СКО оценки координат объекта совпадают. Выигрыш объясняется тем, что в известном алгоритме [233] на каждом обзоре работает только один гауссовский парциальный фильтр, выбираемый на основе марковской последовательности с заданной матрицей переходов.

6 Обработка сигналов БНС с целью повышения эффективности обнаружения БРЛС

6.1 Вводные замечания

В главе 3 показано, что без учёта угловой ориентации носителя БРЛС межобзорное накопление невозможно, кроме того, погрешность оценки кинематических параметров ориентации носителя БРЛС приводит к потерям в пороговом отношении сигнал-шум в случае использования известных алгоритмов накопления (54)-(57).

Анализ зарубежных публикаций [239, 240] показывает, что в настоящее время одной из тенденций использования БПЛА является установка на них БРЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением и использование их для обнаружения других БПЛА. В качестве антенны используется антенная решётка, что позволяет фазовым методом определять угловые координаты объектов. Непрерывное излучение даёт возможность использовать малую мощность излучения. В промышленных образцах мощность достигает порядка 10 мВт.

В состав БНС БПЛА входят следующие системы: а) система угловой ориентации; б) приёмник СРНС.

На рисунке 118 показан состав БНС БПЛА, а также показана навигационная информация, используемая при межобзорном накоплении.

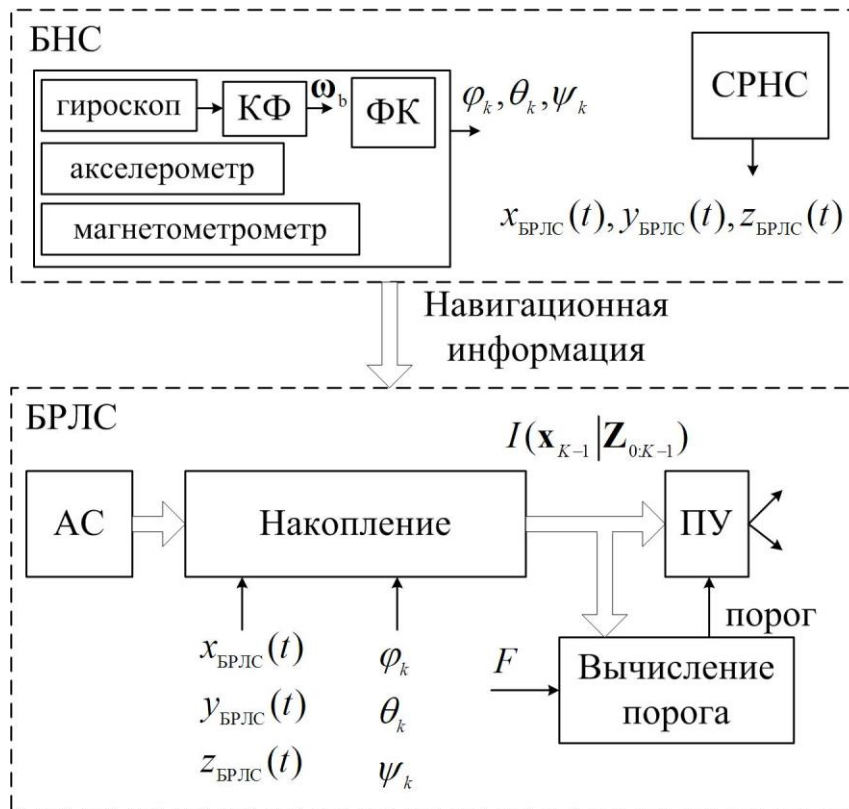


Рисунок 118

Структурная схема взаимодействия БНС и БРЛС

На рисунке 118 введены следующие обозначения: ФК — фильтр Калмана; АС — антенная система; СРНС — приёмник сигналов спутниковой радионавигационной системы; ПУ — пороговое устройство; ω_b — вектор угловых скоростей носителя БРЛС; КФ — фильтр на основе комбинирования фильтра скользящего среднего и многомодельного калмановского фильтра [241].

Основное назначение ФК в БНС [242] заключается в формировании сигнала ошибок между углами ориентации, вычисленными с помощью интегрирования кинематических уравнений на основе показаний ДУС, и углами ориентации, вычисленными по акселерометрическим и магнетометрическим данным. Вычисленные ошибки связаны с наличием дрейфа [242] в выходных сигналах ДУС и манёврами носителя БРЛС. Отметим, что ошибки в выходных сигналах ω_b ДУС БНС приводят к погрешностям

определения углов ориентации $\varphi_k, \theta_k, \psi_k$.

Цель главы — синтез алгоритма угловой ориентации носителя БРЛС, адаптивного к его возможным манёврам, для уменьшения потерь в пороговом отношении сигнал-шум при межобзорном накоплении отражённых радиолокационных сигналов.

6.2 Фильтрация выходных сигналов микромеханических гироскопов, входящих в БНС, комбинированным фильтром скользящего среднего и многомодельным α - β фильтром

6.2.1 Вводные замечания

Одним из основных чувствительных элементов, входящих в БНС, является гироскоп, называемый также датчиком угловой скорости (ДУС). На основе его показаний происходит вычисление меняющихся во времени кинематических параметров ориентации носителя БРЛС. Наличие ошибок в выходных сигналах гироскопов приводит к неточностям определения угловой ориентации при маневрах носителя БРЛС, что влечёт за собой потери в пороговом отношении сигнал-шум при межобзорном накоплении радиолокационных сигналов.

Цель данного раздела — разработка алгоритма фильтрации выходных сигналов ДУС для повышения точности определения угловой ориентации носителя БРЛС. Особенностью предлагаемого алгоритма является использование комбинированного с фильтром скользящего среднего многомодельного α - β фильтра.

6.2.2 Структурная схема комбинированного фильтра скользящего среднего и многомодельного фильтра Калмана

Одним из требований, предъявляемых к выходным сигналам ДУС, является то, что при отсутствии полезного сигнала (наличие только шума ДУС) на выходе фильтра должен быть сигнал нулевой амплитуды. Данное требование приводит к необходимости использования нелинейной фильтрации. В то же время для эффективного подавления шума следует использовать линейные НЧ фильтры с весовой функцией сглаживающего ядра. В связи с перечисленными обстоятельствами предложено использовать комбинированный метод фильтрации: нелинейную процедуру по распознаванию информативной составляющей в смеси сигнала и шума и дальнейшую линейную фильтрацию в случае принятия положительного решения о наличии полезного сигнала.

Для распознавания полезного сигнала предложено применять одно из трёх решающих правил, которые используют следующие признаки: амплитудные, корреляционные и спектральные.

Наиболее очевидным признаком является амплитудный: если амплитуда отсчета на входе фильтра за несколько тактов работы выше некоторого порогового значения, то принимается решение о присутствии полезного сигнала. Порог принятия решения является адаптивным и устанавливается после обучения на контрольной выборке шума большой длительности. Недостатком использования только амплитудного порога является низкая чувствительность, т.к. фильтрация будет выполняться только для отсчетов, амплитуда которых в несколько раз выше СКО шума.

Характерным признаком полезного сигнала является коррелированность его отсчетов во времени. Шум ММП является быстро флуктуирующим случайным процессом, поэтому его корреляция по сравнению с полезным сигналом значительно ниже. Анализ первых 4-х корреляционных

моментов и выбор наибольшего из них позволяет вынести решение о наличии сигнала. Пороги принятия решений, как и в случае использования амплитудного признака, являются адаптивными.

Наиболее мощным инструментом является использование быстрого преобразования Фурье (БПФ), что позволяет выделить спектральные компоненты полезного сигнала даже в том случае, если его амплитуда приблизительно равна СКО шума. Спектральный порог также является адаптивным.

Решение о наличии сигнала принимается в том случае, если хотя бы один из перечисленных признаков превысит соответствующий адаптивный порог. При этом для уменьшения числа ложных срабатываний, вызываемых выбросами шума ММП, необходимо выполнение условия распознавания сигнала в нескольких соседних тактах работы синтезированного фильтра. В случае положительного решения смесь поступает на вход сглаживающего фильтра. Наилучшие результаты (максимальное подавление шума при фиксированном фазовом сдвиге) обеспечивает сочетание α - β фильтра Калмана с перекрестными связями и фильтра скользящего среднего с гауссовским ядром весовой функции.

Таким образом, разработанный алгоритм [243] комбинированной фильтрации сочетает в себе возможности как нелинейных, так и линейных фильтров.

Структурная схема комбинированного алгоритма фильтрации показана на рисунке 119.

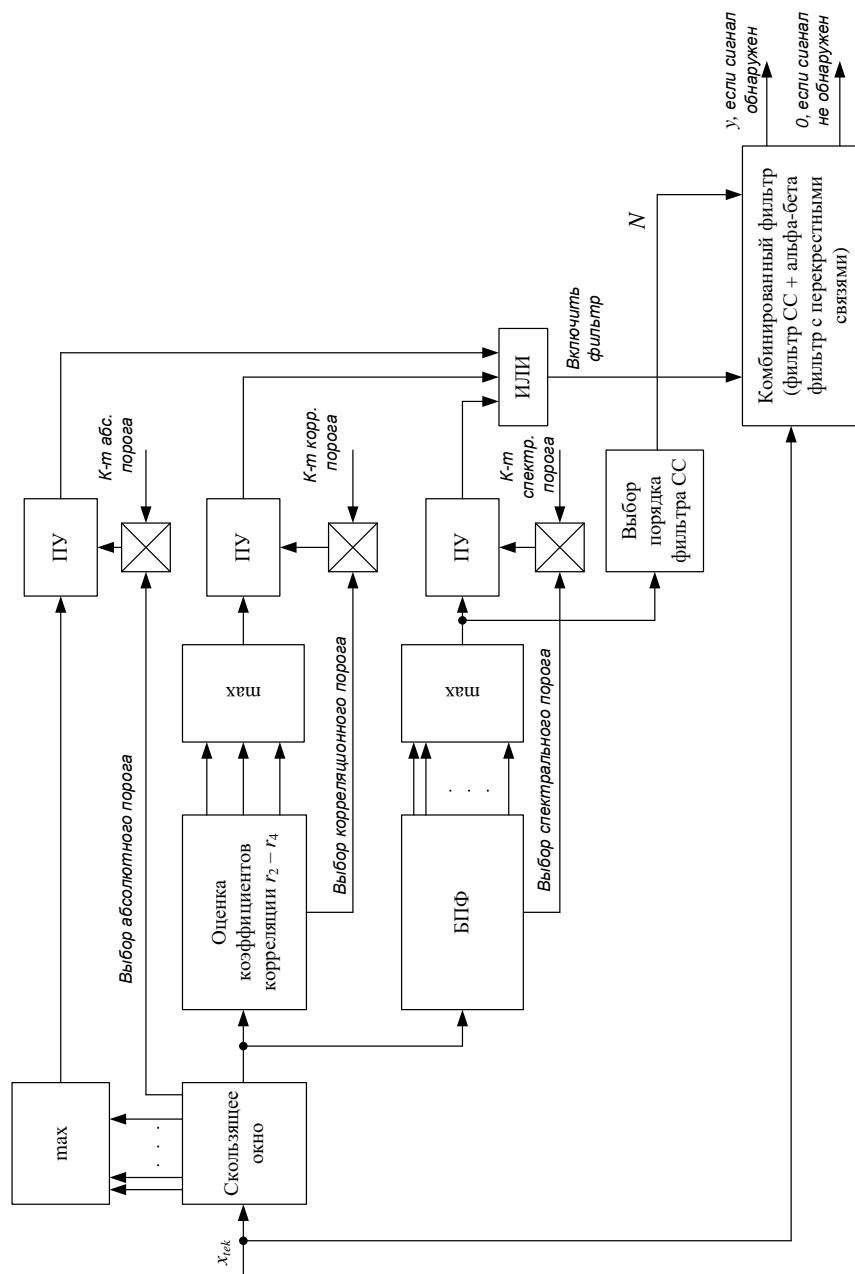


Рисунок 119

Структурная схема комбинированного алгоритма фильтрации выходного сигнала ДУС

На рисунке 119 приняты следующие обозначения: \max — схема выбора максимума, x_{tek} — текущий входной отсчет, y — выходной отсчет.

Наилучшие результаты сглаживания достигаются при комбинированной фильтрации: использовании фильтра скользящего среднего с гауссовским ядром и α - β фильтра с перекрестными связями. Оптимальные па-

раметры фильтрации, обеспечивающие минимальное фазовое рассогласование при максимальном подавлении шума, зависят от скорости изменения полезного сигнала ДУС, поэтому нельзя предложить их универсальные значения. Так, увеличение порядка фильтра скользящего среднего наряду с уменьшением СКО шума приводит к возрастанию фазового запаздывания; уменьшение параметра α_2 уменьшает фазовое запаздывание, однако приводит к перерегулированию в точках экстремума; увеличение параметра α_1 позволяет уменьшить время переходного процесса, однако ухудшает результаты сглаживания. Поэтому выбор этих параметров должен осуществляться из компромиссных соображений между уменьшением фазового сдвига и качеством сглаживания. Выбор параметров фильтра показан в главе 7 и основан на анализе экспериментальных данных, полученных при установке ДУС в ЦАГИ.

6.2.3 Выводы

Таким образом, в данном разделе рассмотрен синтез алгоритма фильтрации сигналов микромеханических гироскопов для угловых скоростей вращения носителя БРЛС до 240 °/с.

Разработанный алгоритм позволяет уменьшить фазовое запаздывание в выходном сигнале микромеханического гироскопа, которое приводит к ошибкам определения угловой скорости. В свою очередь, это приводит к ошибкам определения угловой ориентации и потерям в пороговом отношении сигнал-шум при межобзорном накоплении.

6.3 Использование многомодельного фильтра Калмана в системе угловой ориентации высокоманевренного носителя БРЛС

6.3.1 Вводные замечания

Углы ориентации БПЛА обычно вычисляются при помощи следующих датчиков [242]: трёхосного гироскопа, трёхосного акселерометра, показания которых используются для определения крена φ_k и тангажа θ_k , а также трёхосного магнетометра, показания которого используются для определения магнитного курса ψ_k .

Высокий уровень шума выходного сигнала гироскопов приводит к существенному росту ошибок определения углов ориентации БПЛА. Коррекция этих ошибок [244] осуществляется на основе анализа разности между углами ориентации, вычисленными с помощью гироскопов и с помощью акселерометров и магнетометров.

Цель данного раздела — синтез алгоритма определения угловой ориентации на основе использования фильтра Калмана с перекрёстными связями, адаптированного к манёврам носителя БРЛС [245].

6.3.2 Синтез системы угловой ориентации высокоманевренного носителя БРЛС

В главе 3 диссертации было показано, что ошибки определения угловой ориентации носителя БРЛС влияют на эффективность межобзорного накопления. Поэтому необходимо рассмотреть ошибки определения угловой ориентации БПЛА, возникающие при манёврах.

На рисунке 120 показана структурная схема системы угловой ориентации БПЛА [246].

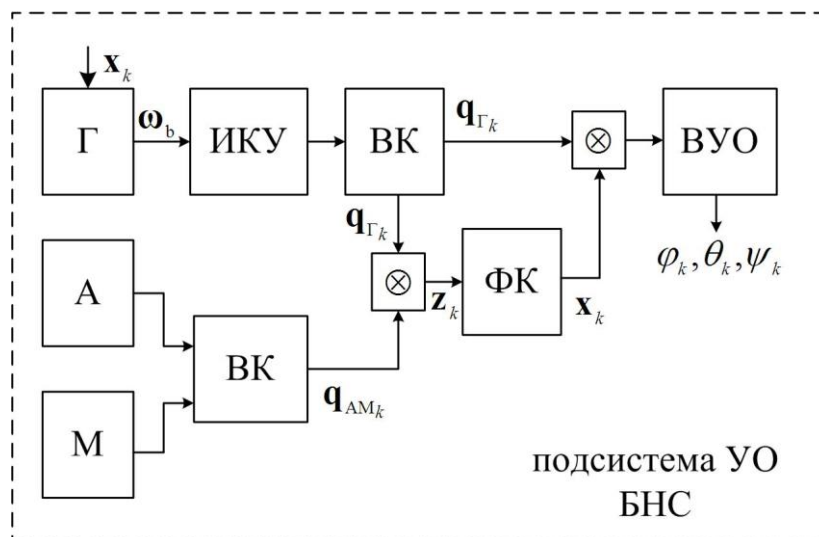


Рисунок 120

Типовая структурная схема системы угловой ориентации БПЛА

На рисунке 120 введены следующие обозначения: Γ — блок трёхосных гироскопов; А — блок трёхосных акселерометров; М — блок трёхосных магнетометров; ФК — фильтр Калмана; ВК — вычисление кватерниона; ИКУ — интегрирование кинематических уравнений [247]; ВУО — вычисление углов ориентации; \otimes — символ кватернионного умножения.

Основным элементом данной схемы является ФК. На вход данного фильтра на k -м такте поступает векторная часть кватерниона ошибки \mathbf{q}_{e_k} , который описывается выражением:

$$\mathbf{q}_{e_k} = \mathbf{q}_{\Gamma k} \otimes \mathbf{q}_{AMk},$$

где $\mathbf{q}_{\Gamma k}$ — кватернион.

В блоке ИКУ происходит интегрирование кинематических параметров [242]:

$$\mathbf{q}_{\Gamma k} = 0,5(\mathbf{I} + \boldsymbol{\Omega}_k \mathbf{T}_{\text{БНС}}) \mathbf{q}_{\Gamma k-1},$$

где матрица $\boldsymbol{\Omega}_k$ имеет вид [242]:

$$\Omega_k = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{x_k} & -\omega_{y_k} & -\omega_{z_k} \\ \omega_{x_k} & 0 & \omega_{z_k} & -\omega_{y_k} \\ \omega_{y_k} & -\omega_{z_k} & 0 & \omega_{x_k} \\ \omega_{z_k} & \omega_{y_k} & -\omega_{x_k} & 0 \end{bmatrix},$$

где $\omega_{b_k} = [\omega_{x_k} \ \omega_{y_k} \ \omega_{z_k}]$ — угловые скорости вращения носителя БРЛС в связанной СК; $T_{\text{БНС}}$ — темп интегрирования кватерниона в БНС; \mathbf{I} — единичная матрица.

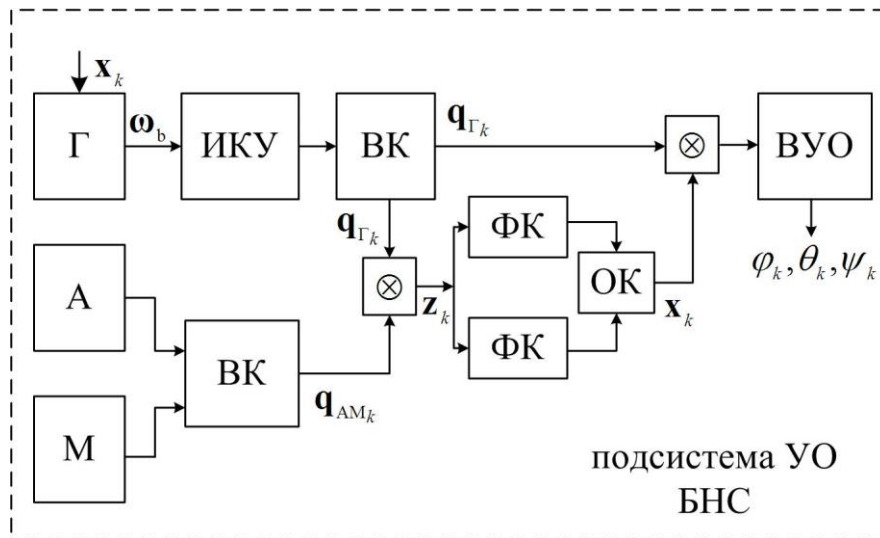


Рисунок 121

Структурная схема предлагаемой системы угловой ориентации БПЛА

Углы ориентации вычисляются на основе выражений:

а) крен: $\varphi_k = \arctg \left(\frac{2(\hat{\mathbf{q}}_{\text{ИММ}k_1} \hat{\mathbf{q}}_{\text{ИММ}k_2})}{1 - 2\left(\left(\hat{\mathbf{q}}_{\text{ИММ}k_1}\right)^2 + \left(\hat{\mathbf{q}}_{\text{ИММ}k_2}\right)^2\right)} \right);$

б) курс: $\psi = -\arctg \left(\frac{2(\hat{\mathbf{q}}_{\text{ИММ}k_1} \hat{\mathbf{q}}_{\text{ИММ}k_2} - \hat{\mathbf{q}}_{\text{ИММ}k_0} \hat{\mathbf{q}}_{\text{ИММ}k_3})}{1 - 2\left(\left(\hat{\mathbf{q}}_{\text{ИММ}k_2}\right)^2 + \left(\hat{\mathbf{q}}_{\text{ИММ}k_3}\right)^2\right)} \right);$

в) тангаж: $\theta = -\arcsin(2(\hat{\mathbf{q}}_{\text{ИММ}k_1} \hat{\mathbf{q}}_{\text{ИММ}k_3} + \hat{\mathbf{q}}_{\text{ИММ}k_0} \hat{\mathbf{q}}_{\text{ИММ}k_2})).$

Вектор состояния в случае использования для определения углов

ориентации кватернионов имеет вид [248]:

$$\delta \mathbf{x}^p = [\hat{\mathbf{q}}_e \ \delta b_x \ \delta b_y \ \delta b_z]^T, \quad (108)$$

где $\hat{\mathbf{q}}_e$ — вектор, состоящий из трёх компонент кватерниона при мнимых единицах Гамильтона; $\delta b_x, \delta b_y, \delta b_z$ — дрейфы гироскопов по осям ССК.

Вектор $\hat{\mathbf{q}}_e$ определяется следующим образом. Пусть \mathbf{q} — истинный кватернион, определяющий переход от ССК к ГСК. За счёт шумов датчиков вычисляется кватернион $\hat{\mathbf{q}}$, который отличается от истинного на величину $\hat{\mathbf{q}}_e$:

$$\mathbf{q} = \hat{\mathbf{q}} \otimes \mathbf{q}_e, \quad (109)$$

где $\mathbf{q}_e = [1 \ \hat{\mathbf{q}}_e]$; \otimes — символ кватернионного умножения.

Переходная матрица имеет вид:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} -\Omega_1 & 0.5\mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \frac{1}{T}\mathbf{I} \end{bmatrix}, \quad \Omega_1 = \begin{bmatrix} 0 & \omega_z & -\omega_y \\ -\omega_z & 0 & \omega_x \\ \omega_y & -\omega_x & 0 \end{bmatrix}, \quad (110)$$

где \mathbf{I} — единичная матрица размером 3 на 3; T — темп поступления данных.

Матрица наблюдений имеет вид: $\mathbf{H} = [\mathbf{I} \ \mathbf{0}]^T$, где $\mathbf{0}$ — нулевая матрица размером 3 на 3.

Вектор невязки формируется следующим образом: $\delta \mathbf{y}_k = \hat{\mathbf{q}}_{e \ k-1}^p$, где вектор $\hat{\mathbf{q}}_e$ вычисляется следующим образом [249]:

$$\hat{\mathbf{q}}_{e \ k-1} = [1 \ \hat{\mathbf{q}}_{e \ k-1}^p]^T = \mathbf{q}_{gyros} \otimes \hat{\mathbf{q}}_{k-1}, \quad (111)$$

где \mathbf{q}_{gyros} — вычисленный на основании выходных данных гироскопов кватернион; $\hat{\mathbf{q}}_{k-1}$ — оценка кватерниона на $(k-1)$ -м такте.

Оценка кватерниона на k -м такте осуществляется в соответствии с выражением:

$$\hat{\mathbf{q}}_k = \hat{\mathbf{q}}_{k-1} \otimes [1 \ \delta\tilde{\mathbf{x}}_{k,0} \ \delta\tilde{\mathbf{x}}_{k,1} \ \delta\tilde{\mathbf{x}}_{k,2}]^T, \quad (112)$$

где $\delta\tilde{\mathbf{x}}_k = \mathbf{K}_k \delta\mathbf{y}_k$; \mathbf{K}_k — коэффициент усиления фильтра Калмана.

Компенсация дрейфа гироскопов на k -м такте осуществляется в соответствии с выражениями:

$$\begin{aligned} \delta bx_k &= \delta bx_{k-1} - \delta\tilde{\mathbf{x}}_{k,3} \\ \delta by_k &= \delta by_{k-1} - \delta\tilde{\mathbf{x}}_{k,4} \\ \delta bz_k &= \delta bz_{k-1} - \delta\tilde{\mathbf{x}}_{k,5} \end{aligned} \quad (113)$$

Рассмотрим применение многомодельного фильтра [250] для оценки вектора состояния (108). Использование двух каналов, работающих параллельно (один узкополосный, второй – широкополосный), позволит обеспечить высокую точность оценки угловых координат как в режиме слабо маневренного полёта, так и в режиме интенсивного маневрирования.

Уравнения для итоговых оценок параметров кватерниона при мнимых единицах Гамильтона и дрейфов гироскопов на k -м такте имеют вид:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{q}}_{IMM} &= \hat{\mathbf{q}}_{k,0} P_{0,k} + \hat{\mathbf{q}}_{k,1} P_{1,k}; \\ \delta bx_{IMM} &= \delta bx_{0,k} P_{0,k} + \delta bx_{1,k} P_{1,k}; \\ \delta by_{IMM} &= \delta by_{0,k} P_{0,k} + \delta by_{1,k} P_{1,k}; \\ \delta bz_{IMM} &= \delta bz_{0,k} P_{0,k} + \delta bz_{1,k} P_{1,k}, \end{aligned}$$

где $P_{0,k}$, $P_{1,k}$ — апостериорные вероятности двух канальных фильтров; $\hat{\mathbf{q}}_{k,0}$, $\hat{\mathbf{q}}_{k,1}$, $\delta bx_{0,k}$, $\delta bx_{1,k}$, $\delta by_{0,k}$, $\delta by_{1,k}$, $\delta bz_{0,k}$, $\delta bz_{1,k}$ — канальные оценки фильтруемых параметров. Начальные значения апостериорных вероятностей двух канальных фильтров равны 0,5.

Выражение для вычисления апостериорных вероятностей канальных фильтров имеет вид:

$$P_{i,k} = \frac{L_{i,k} (\mu_{0,i} P_{0,k-1} + \mu_{1,i} P_{1,k-1})}{\sum_{j=0}^1 L_{j,k} (\mu_{0,j} P_{0,k-1} + \mu_{1,j} P_{1,k-1})},$$

где $\mu_{i,j}$ — априорные вероятности переходов; $L_{i,k}$ — одношаговая функция правдоподобия, которая определяется выражением:

$$L_{i,k} = \frac{1}{(2\pi)^{m/2} |\mathbf{S}_i|} \exp(-0,5 \mathbf{dz}_i \mathbf{S}_i^{-1} \mathbf{dz}_i^T),$$

где \mathbf{dz}_i — невязка измерений в i -м канальном фильтре; $i=0,1$; m — размерность вектора невязок.

Вектор невязки в канальных фильтрах определяется следующим образом:

$$\hat{\mathbf{q}}_{ek-1,0} = [1 \ \hat{\mathbf{q}}_{ek-1,0}^T]^T = \mathbf{q}_{gyros} \otimes \hat{\mathbf{q}}_{k-1,0}; \hat{\mathbf{q}}_{ek-1,1} = [1 \ \hat{\mathbf{q}}_{ek-1,1}^T]^T = \mathbf{q}_{gyros} \otimes \hat{\mathbf{q}}_{k-1,1}.$$

После формирования оценки кватерниона на k -м шаге осуществляется коррекция нормы кватерниона.

Тестирование разработанных в данном разделе алгоритмов проводилось на разработанном и изготовленном автором устройстве, внешний вид которого показан на рисунке 122.



Рисунок 122

Внешний вид устройства, предназначенного для тестирования разработанных алгоритмов определения угловой ориентации высокоманевренных объектов

Структурная схема устройства тестирования алгоритмов угловой ориентации, показана на рисунке 123.

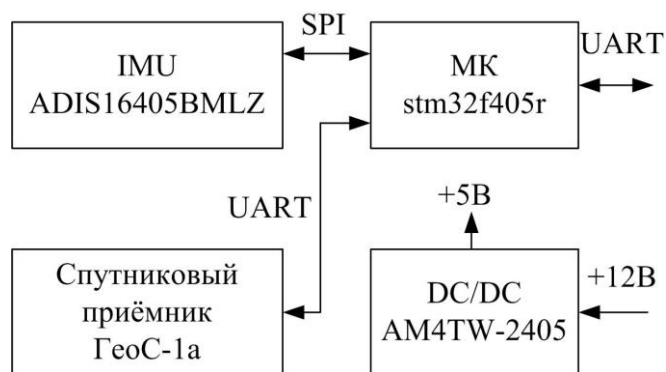


Рисунок 123

Структурная схема устройства тестирования

На рисунке 123 введены следующие обозначения: SPI — синхронный последовательный интерфейс; UART — универсальный асинхронный приёмопередатчик.

Использование датчика ADIS16405BMLZ фирмы Analog Device объясняется тем, что диапазон измеряемых угловых скоростей лежит в пределах ± 450 °/с. Данный датчик, помимо трёхосевого гироскопа, содержит трёхосевой акселерометр и трёхосевой магнетометр. Это позволяет использовать данный датчик в системе учёта навигационной информации при межобзорном накоплении.

На рисунке 124 показаны результаты оценки тангажа с помощью использования многомодельного фильтра Калмана на базе платы, показанной на рисунке 122.

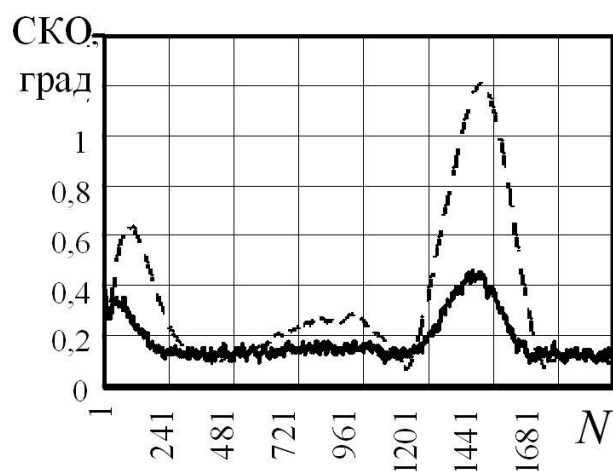


Рисунок 124

СКО оценки тангажа с помощью использования многомодельного фильтра Калмана

На рисунке 124 сплошная линия соответствует результатам, полученным с помощью алгоритма, описанного в данном разделе; пунктирная линия — оценка тангажа с помощью одноканального фильтра Калмана. Анализ зависимостей показывает, что разработанный алгоритм уменьшает погрешность оценки углов ориентации в 2...3 раза при резком маневре носителя.

Таким образом, использование многомодельного фильтра Калмана в системе угловой ориентации высокоманевренного объекта позволяет снизить погрешность определения угловой ориентации в 2...3 раза, что позволяет снизить потери в пороговом отношении сигнал-шум при межобзорном накоплении.

6.4 Выводы по главе

Таким образом, в данной главе синтезированы алгоритмы, предназначенные для использования в системах определения угловой ориентации высокоманевренного носителя БРЛС:

- на основе использования многомодельного фильтра Калмана синтезирован алгоритм фильтрации выходного сигнала микромеханического гироскопа, обеспечивающий снижение уровня фазовых запаздываний в широком диапазоне угловых скоростей (от единиц градусов в секунду до 240 °/с);

- на основе использования многомодельного фильтра Калмана синтезирован алгоритм определения угловой ориентации, позволяющий уменьшить погрешность определения угловой ориентации в 2...3 раза.

Использование этих алгоритмов на основе многомодельного фильтра Калмана в системе угловой ориентации позволяет снизить потери в пороговом отношении сигнал-шум до 2 дБ при маневрах носителя БРЛС.

7 Практическая реализация результатов диссертации

7.1 Вводные замечания

В заключительной главе диссертации рассмотрены вопросы практического использования результатов, полученных в ходе диссертационных исследований. Приведены примеры радиолокационных систем, в которых нашли применение результаты диссертационного исследования.

Затронуты вопросы, касающиеся специфики использования полученных теоретических результатов, относящихся к конкретным прикладным областям радиолокации и радионавигации.

Перечисленные задачи решены на практике в созданных аппаратно-программных средствах обработки радиолокационной информации с использованием межобзорного накопления в БРЛС. Аппаратно-программные средства, полученные в рамках диссертационной работы, использованы:

- в РЛС непрерывного излучения при обнаружении малоотражающих объектов;
- испытательном стенде отработки алгоритмов обработки радиолокационных сигналов РЛС боевого вертолётa;
- системе обработки сигналов в БНС, построенной на микромеханических гироскопах;
- системе обработки сигналов в БНС, построенной на лазерных гироскопах;
- программно-аппаратном обеспечении курса лабораторных работ для обучающихся по направлению подготовки «Радиотехника».

Цель данной главы — рассмотрение результатов практической ре-

лизации разработанных в диссертационном исследовании методов и алгоритмов обработки радиолокационных сигналов с учётом навигационной информации.

7.2 Обработка сигналов в БРЛС с непрерывным излучением с целью обнаружения малоотражающего объекта

7.2.1 Вводные замечания

Как было отмечено в главе 3, одним из перспективных направлений развития радаров с непрерывным излучением является установка их на БПЛА либо на аэростаты с целью обнаружения других малоотражающих БПЛА.

7.2.2 Описание экспериментальной установки

Для экспериментальной проверки разработанных в главе 3 алгоритмов межобзорного накопления разработан экспериментальный стенд, структурная схема которого показана на рисунке 125.

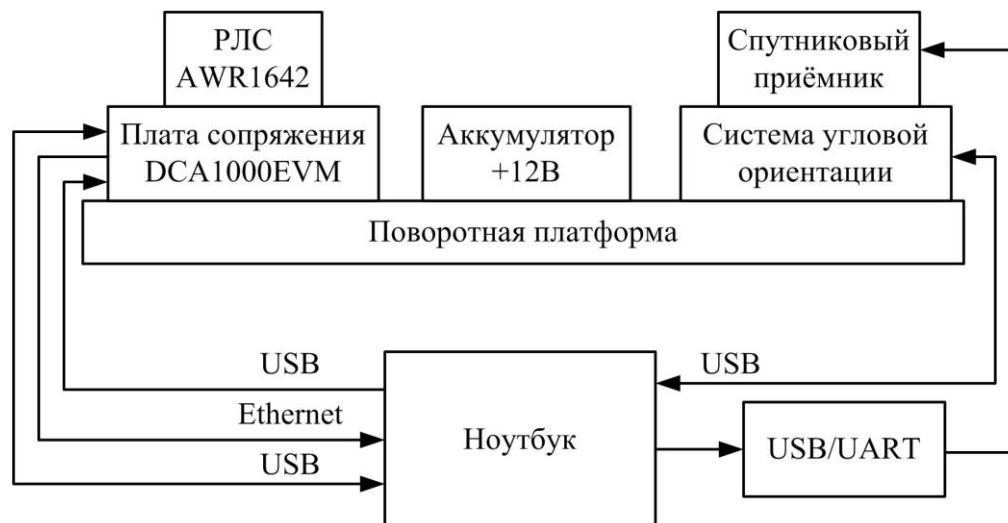


Рисунок 125

Структурная схема экспериментального стенда для тестирования алгоритмов межобзорного накопления с учётом навигационной информации

В состав стенда, показанного на рисунке 125, входят:

- a) РЛС AWR1642, представляющая собой радар с непрерывным ЧМ излучением, мощностью 10 дБм (работала одна передающая антенна, при этом мощность излучения составляла 5 мВт), работающий в диапазоне 77...79 ГГц. Параметры модуляции меняются программно, с помощью стандартной для данного модуля программы mwave studio. В качестве антенны модуля используется антенная решётка, состоящая из двух передающих и четырёх приёмных каналов;
- b) плата сопряжения DCA1000EVM, необходимая для передачи в ноутбук сигналов биений в реальном времени;
- c) спутниковый приёмник ubox-m8. Управление приёмником осуществляется через интерфейс UART;
- d) система угловой ориентации на базе модуля ADIS16405BLMZ фирмы Analog Device;
- e) аккумулятор ёмкостью 7А·ч;
- f) ноутбук;
- g) поворотная платформа. Привод платформы ручной.

В качестве цели использован малоотражающий БПЛА, который показан на рисунке 126.

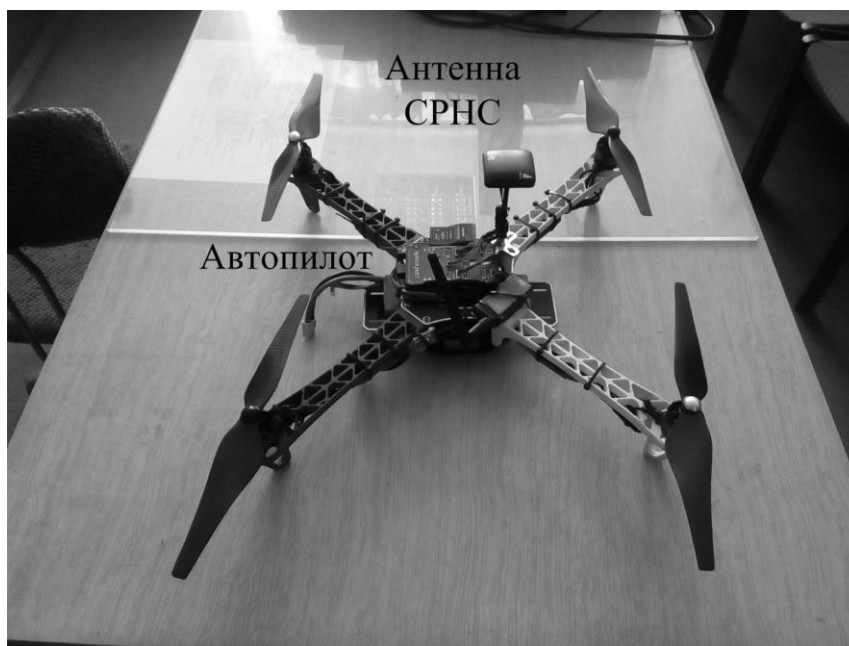


Рисунок 126

Внешний вид БПЛА

Особенностью показанного на рисунке 126 БПЛА является наличие автопилота и возможности следования в автономном режиме по заданной траектории. Для этого используется приёмник спутниковых радионавигационных систем (СРНС).

Внешний вид радара AWR1642 показан на рисунке 127. На плате отчётливо видно антенную решётку, а также кабели управляющих интерфейсов.

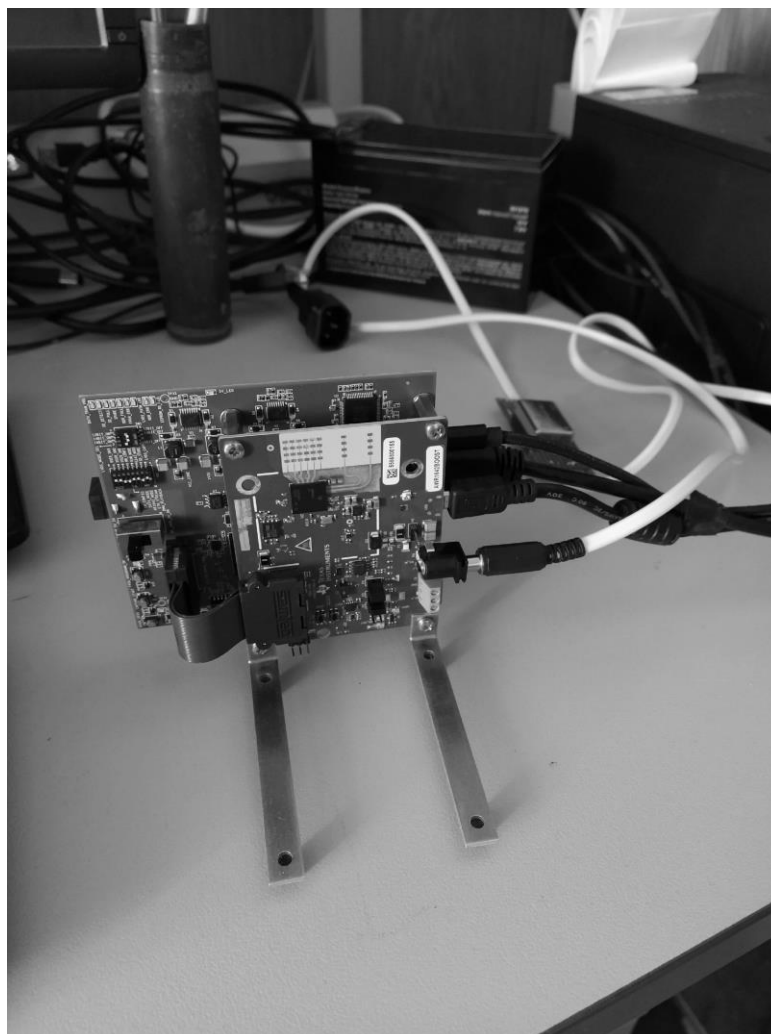


Рисунок 127

Внешний вид радара AWR1642 с непрерывным излучением

7.2.3 Описание эксперимента и его результатов

Эксперименты проводились на базе РГРТУ им. В.Ф. Уткина. Место проведения экспериментов показано на рисунке 128. Целью эксперимента является проверка на практике представленных в главе 4 результатов стабилизации уровня ложных тревог при межобзорном накоплении отражённых от малоотражающей цели радиолокационных сигналов.

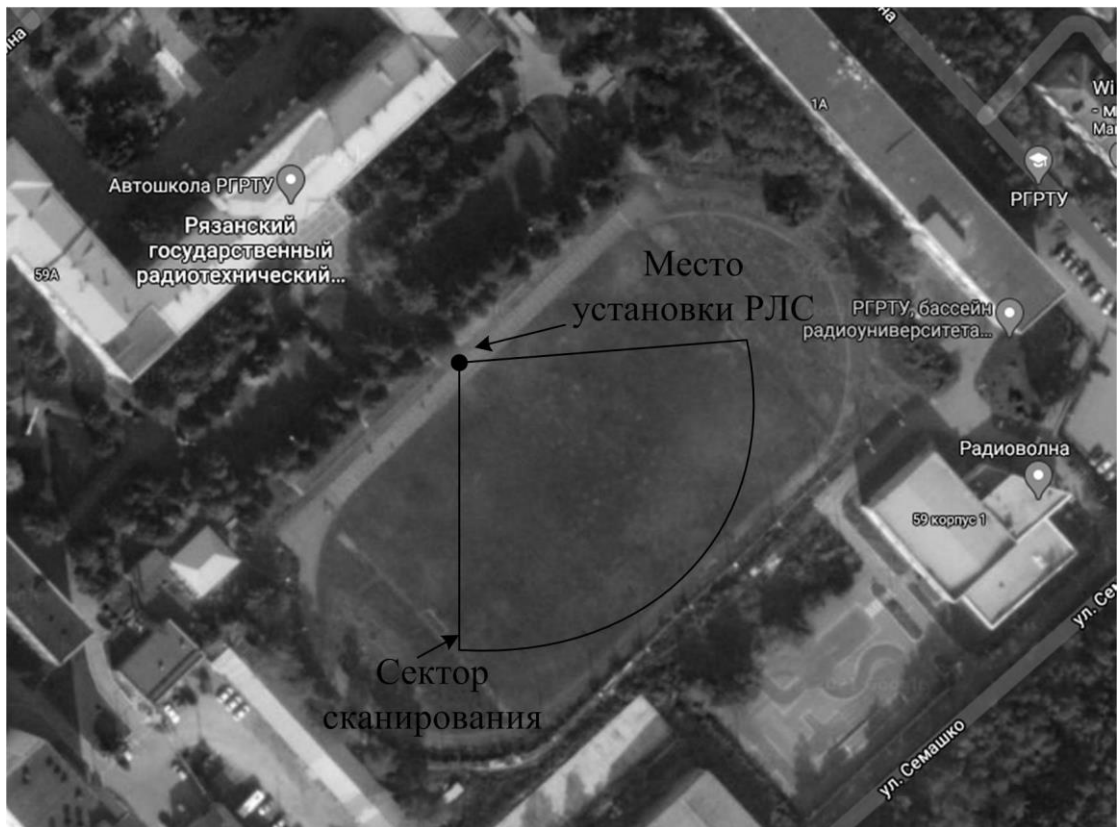


Рисунок 128

Место проведения экспериментов

На рисунке 128 введены обозначения: РЛС — место расположения стенда; сплошная линия показывает сектор обзора РЛС.

Полётные задания для БПЛА формировались в среде MissionPlanner и загружались в память автопилота. Схема полёта а также контрольные точки показаны на рисунке 129.

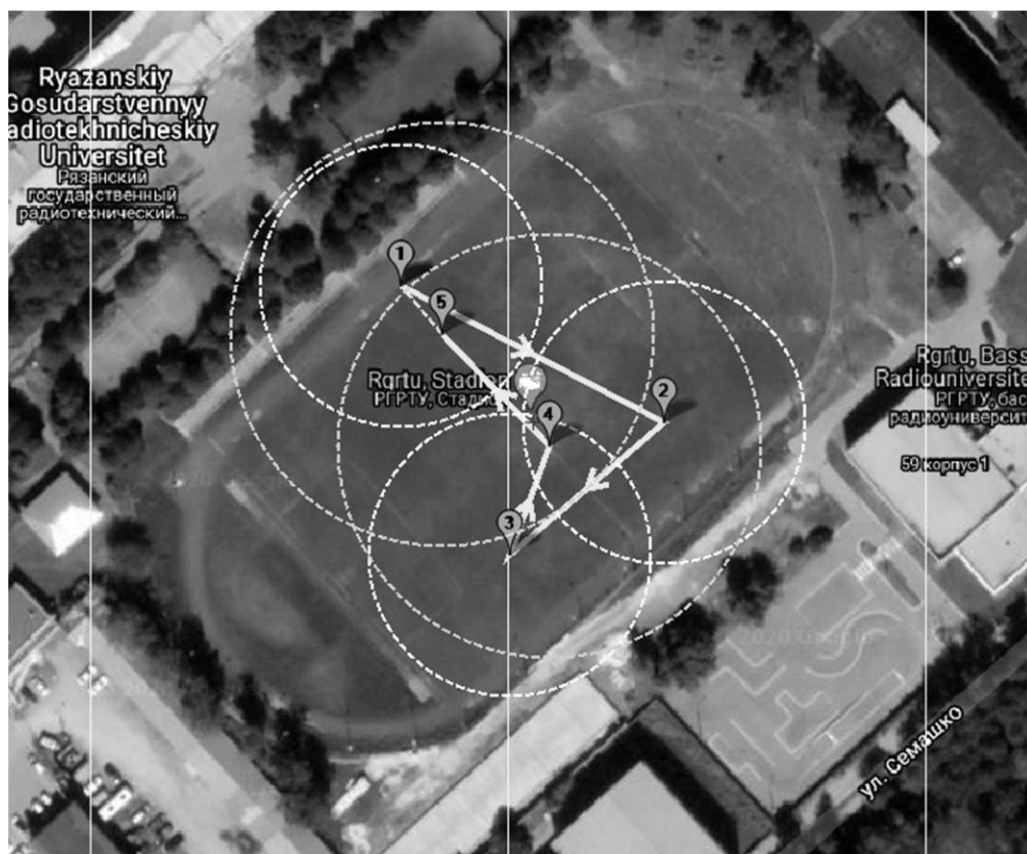


Рисунок 129

Полётное задание БПЛА во время экспериментов

На рисунке 129 цифры показывают точки зависания БПЛА в течение 5 с.

Параметры зондирующего сигнала РЛС:

- а) период модуляции $T_M=60$ мкс;
- б) число каналов по дальности $N_R=122$;
- в) число каналов по скорости $N_V=255$;
- г) разрешение по дальности $\delta R = 0,39$ м;
- д) разрешение по дальности $\delta V = 0,12$ м/с.

Для обнаружения использовались данные амплитудного спектра с выхода второго БПФ, показанного на рисунке 73. Межобзорное накопление выполняется согласно выражению (50). Число обзоров $K=6$. Накопление данных происходит в «скользящем» окне, показанном на рисунке 130.

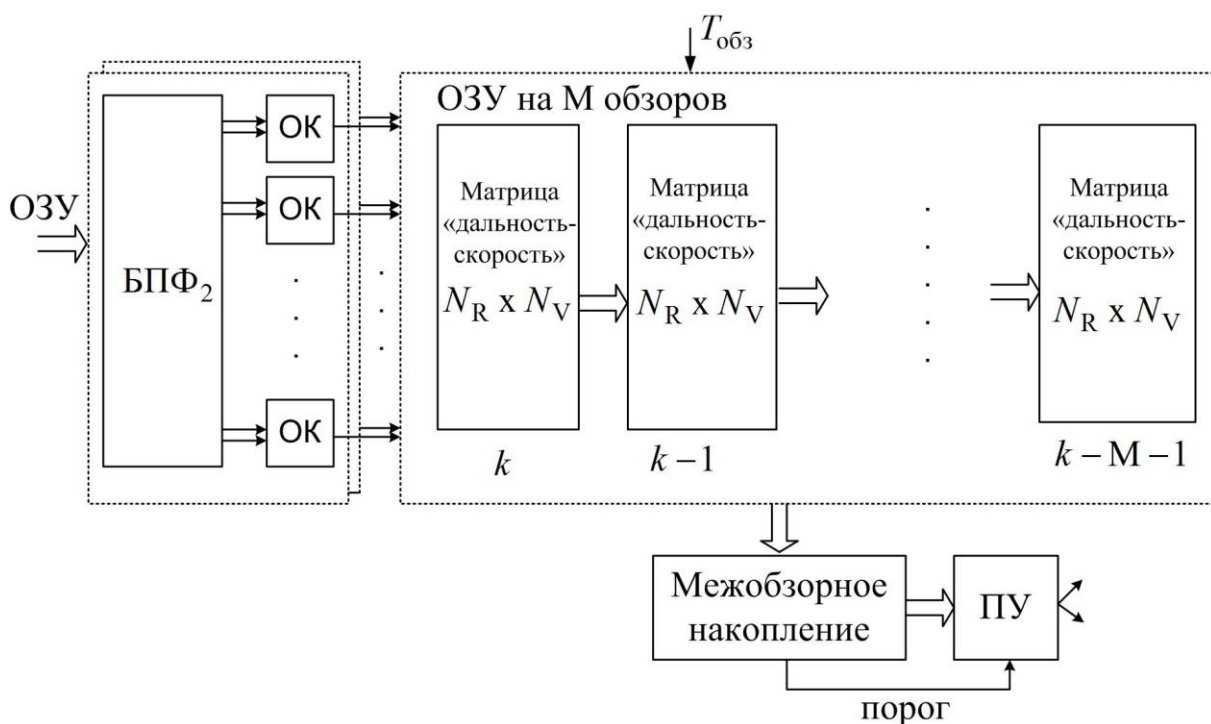


Рисунок 130

Структурная схема алгоритма накопления

На рисунке 130 переменная k — текущий номер обзора; ОК — объединение квадратур. После поступления данных очередного обзора данные, соответствующие предыдущим обзорам, смещаются в ОЗУ. Данные последнего k -М-го обзора отбрасываются. На их место записываются данные k -М-1-го обзора.

Сравнение проводилось с результатами обнаружения по одному обзору. Вероятность ложной тревоги на систему обработки $F=10^{-5}$. Анализировалась дальность обнаружения, на которой прекращается обнаружение.

Результаты экспериментов показывают, что использование межобзорного накопления (50) совместно с алгоритмом стабилизации уровня ложной тревоги на основе «скользящего» окна и оценкой параметров распределения Парето методом моментов позволяет увеличить дальность обнаружения в среднем на 9 %.

7.3 Обработка сигналов в вертолётной БРЛС

7.3.1 Вводные замечания

Бортовые РЛС в настоящее время являются одним из основных элементов бортового радиоэлектронного оборудования современных ЛА, включая вертолёты. Подобной станцией является БРЛС производства АО «ГРПЗ», представляющая собой когерентно-импульсную РЛС, расположенную над втулкой основного винта вертолёта.

Данная РЛС предназначена для решения ряда задач:

- 1) обнаружение воздушных, наземных и надводных целей;
- 2) обеспечение маловысотного полёта;
- 3) обеспечение режима картографирования.

Внешний вид БРЛС без радиопрозрачного обтекателя показан на рисунке 131. На рисунке видна антенная система, представляющая собой зеркальную антенну.

Данная БРЛС может работать в режиме с высоким разрешением по дальности.

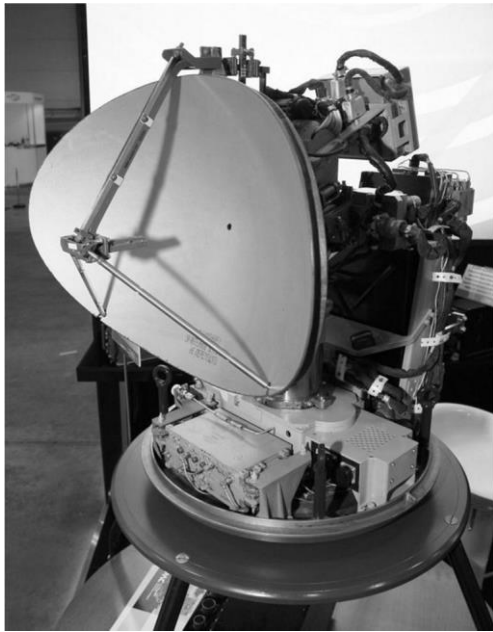


Рисунок 131

Внешний вид надвтулочной БРЛС вертолѐта МИ-28

Одной из особенностей обнаружения целей на фоне морской поверхности является негауссовский закон распределения отражений от неё [251].

На рисунке 132 показаны место проведения испытаний и внешний вид лабораторного стенда по отработке режимов работы вертолѐтной БРЛС.



Рисунок 132

Внешний вид Н-025 без радиопрозрачного обтекателя и внешний вид лабораторного стенда

На рисунке 133 показан внешний вид многофункционального индикатора БРЛС в режиме работы с высоким разрешением по дальности. В данном режиме используется М-последовательность с базой 64. На индикаторе виден изгиб реки, и на водной поверхности показана цель. Внешний вид цели показан на рисунке 134. При этом необходимо учитывать, что макет БРЛС был установлен на некотором расстоянии от берега, поэтому видна была только рубка парохода.

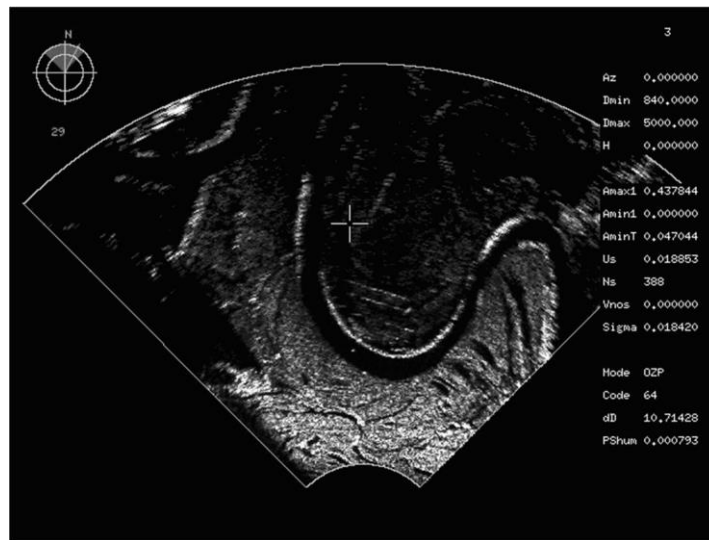


Рисунок 133

Развёртка индикатора РЛС

Рассмотрим применение описанного в главе 4 алгоритма аппроксимации закона распределения для задачи обнаружения малоподвижной цели на фоне речной поверхности.



Рисунок 134

Внешний вид цели на поверхности реки

Структурная схема алгоритма обработки показана на рисунке 135.

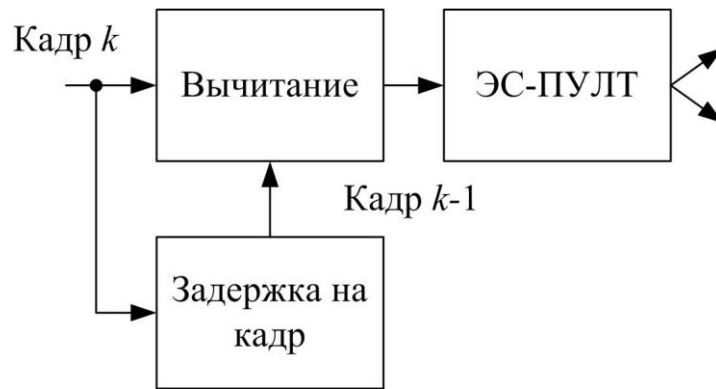


Рисунок 135

Структурная схема обработки

На рисунке 135 введено обозначение ЭС-ПУЛТ—алгоритм стабилизации уровня ложных тревог на основе экстремальных статистик, описанный в главе 4. Параметры ЭС-ПУЛТ: размеры «скользящего» окна: 30x30, вероятность ложной тревоги 10^{-5} . В ЭС-ПУЛТ для оценки обобщённого распределения Парето используется метод моментов (93).

Результаты обработки экспериментальных данных показаны на рисунке 136.

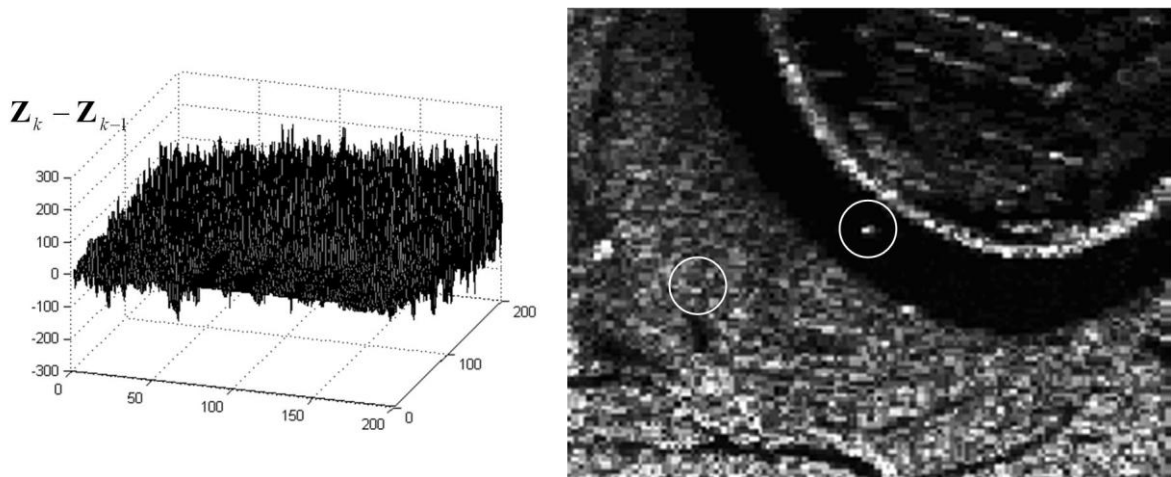


Рисунок 136

Результаты обнаружения малоподвижной цели

На рисунке 136 показано обнаружение двух отметок, обозначенных окружностями. Оценки параметров обобщенного распределения Парето, полученные с помощью метода максимального правдоподобия и метода

моментов: $\hat{a}_{ML} = 17,8$; $\hat{c}_{ML} = 0,053$; $\hat{a}_{ML} = 18,07$; $\hat{c}_{ML} = 0,038$.

Статистика критерия согласия Колмогорова (88) $D_R=0.087$, где $R=1600$. Эта величина меньше процентной точки распределения Колмогорова, равной 1,358, при уровне значимости 0,05. Это позволяет сделать вывод, что закон распределения отсчётов в «скользящем» окне описывается обобщенным распределением Парето.

7.3.2 Выводы

Таким образом, в данном разделе рассмотрена возможность обнаружения малоподвижного объекта на основе обработки данных, полученных при помощи БРЛС. Результаты обработки экспериментальных данных показывают, что использование ЭС-ПУЛТ позволяет провести обнаружение с вероятностью ложной тревоги 10^{-5} . На основе критерия согласия Колмогорова показано, что максимальные отсчёты «скользящего» окна могут быть описаны обобщённым распределением Парето.

7.4 Фильтрация выходных сигналов лазерных гироскопов

7.4.1 Вводные замечания

В данном разделе диссертации рассмотрена реализация алгоритма фильтрации сигнала частотной подставки для систем навигации высокоманевренных объектов (таких, как истребители), построенных на базе лазерного гироскопа (ЛГ). Реализация сервисной электроники, в составе которой функционирует алгоритм фильтрации частотной подставки, выполнена на базе ПЛИС фирмы Altera, семейство Cyclone IV, а также МК stm32f407. Непосредственно автором диссертации реализованы все алгоритмы обработки первичных сигналов ЛГ [252, 253] на языке описания ап-

паратуры Verilog [254], а также алгоритм фильтрации частотной подставки ЛГ высокоманевренного объекта [255]. Данные работы выполнялись в рамках НИОКР с ПАО «МИЭиА» (г. Москва).

7.4.2 Схема экспериментальной установки

Структурная схема экспериментальной установки показана на рисунке 137.

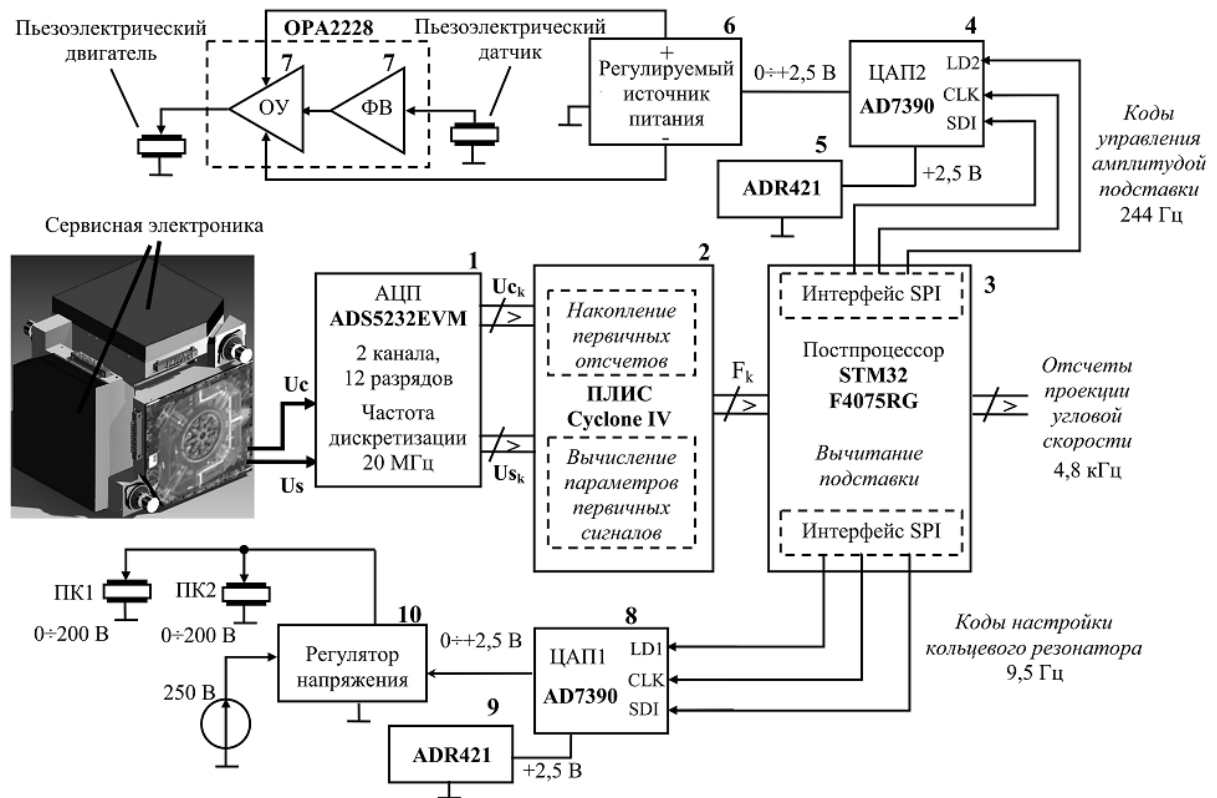


Рисунок 137

Структурная схема экспериментальной установки для отладки алгоритма фильтрации сигнала подставки ЛГ

В состав установки входят следующие блоки:

- кольцевой ЛГ;
- устройство управления периметром;
- устройство управления виброподвесом;
- устройство зажигания разряда управления токами в плечах ЛГ;

е) блок обработки первичных сигналов ЛГ.

На рисунке 137 введены следующие обозначения: 1 — аналого-цифровой преобразователь, 2 — ПЛИС, 3 — постпроцессор, 4, 8 — цифро-аналоговые преобразователи, 5, 9 — источники опорного напряжения, 6 — источник питания, 7 — петля обратной связи электромеханического автогенератора частотной подставки (ФВ — фазовращатель, ОУ — операционный усилитель), 10 — регулятор напряжения на пьезопреобразователях ПК, перемещающих зеркала кольцевого резонатора.

Внешний вид экспериментального стенда показан на рисунках 138, 139.

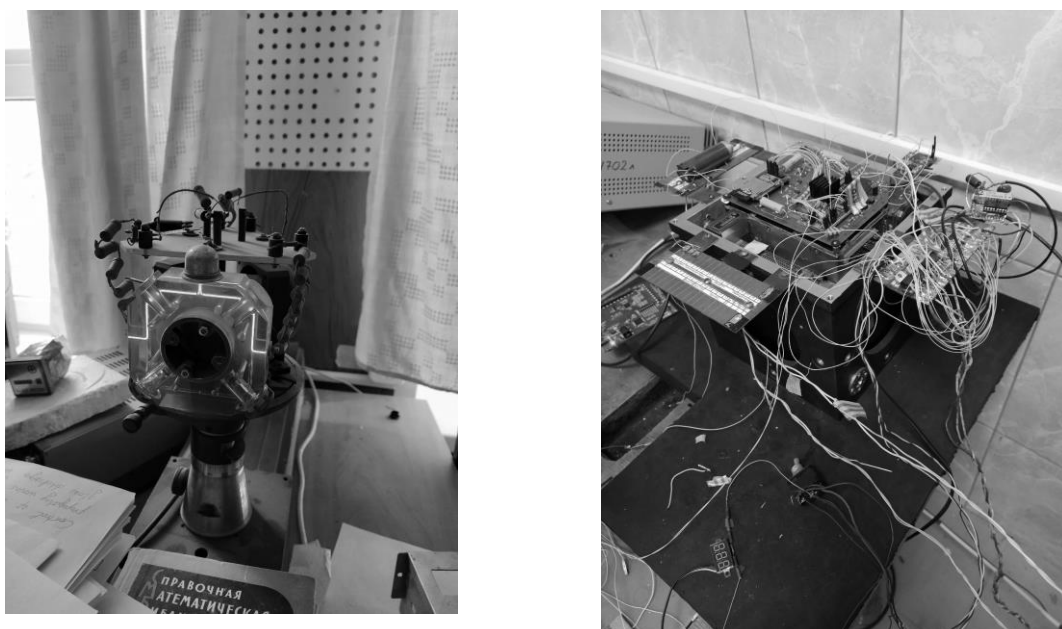


Рисунок 138

Внешний вид кольцевого ЛГ и экспериментального стенда



Рисунок 139

Внешний вид экспериментального стенда

Одним из требований, поставленных при разработке алгоритмов фильтрации сигналов БИНС высокоманевренных объектов, является оценка амплитуды и частоты частотной подставки [256]. Параметры частотной подставки:

- а) частота колебаний подставки около 400 Гц, данная частота нестабильна и меняется в диапазоне долей Гц;
- б) амплитуда подставки меняется в пределах: от 70°/с до 200 °/с. С целью обеспечения измерений малых угловых скоростей (15 °/ч) амплитуда подставки ошумляется;
- с) темп выдачи отсчётов частотной подставки 4882 Гц.

Одним из основных требований к оценке частоты и амплитуды подставки является выдача данных параметров с темпом не реже 4 мс, т.е. на оценку частоты и амплитуды подставки отводится 20 отсчётов. Кроме того, требования по оценке частоты подставки: СКО не более 0,5 Гц; СКО

оценки амплитуды подставки: не более 1,5 %/с.

Рассмотрим применение периодограмм наименьших квадратов [257]. Оценка амплитуды и частоты подставки находится путём минимизации выражения:

$$\min_{a,b} \sum_{n=1}^{N_p} (y(t_n) - a \cos(\omega_f t_n) - b \sin(\omega_f t_n))^2, \quad (114)$$

где N_p —число отсчётов входного сигнала, используемых для вычисления амплитуды и частоты подставки; ω_f —частота подставки; t_n —отсчёты времени; a, b —квадратурные составляющие сигнала. Оценка амплитуды находится как $A = \sqrt{a^2 + b^2}$.

Оценка составляющих a, b находится путём минимизации периодограммы наименьших квадратов:

$$P(\omega_f) = \frac{1}{N_p} \mathbf{r}^T(\omega_f) \mathbf{R}(\omega_f)^{-1} \mathbf{r}(\omega_f), \quad (115)$$

где \mathbf{r} —вектор-столбец, определяемый в соответствии с выражением:

$$\mathbf{r}(\omega_f) = \sum_{n=1}^N \begin{bmatrix} \cos(\omega_f t_n) \\ \sin(\omega_f t_n) \end{bmatrix} y(t_n), \quad (116)$$

матрица \mathbf{R} определяется согласно выражению:

$$\mathbf{R}(\omega_f) = \sum_{n=1}^N \begin{bmatrix} \cos(\omega_f t_n) \\ \sin(\omega_f t_n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega_f t_n) & \sin(\omega_f t_n) \end{bmatrix}. \quad (117)$$

Для минимизации периодограммы в (117) использован метод поиска минимума функции, в частности метод Берга [258].

На рисунке 140 показаны результаты вычисления амплитуды подставки при помощи (115), (116), (117) и гистограмма оценки амплитуды. Математическое ожидание амплитуды: 81,7 %/с, СКО: 0,83 %/с.

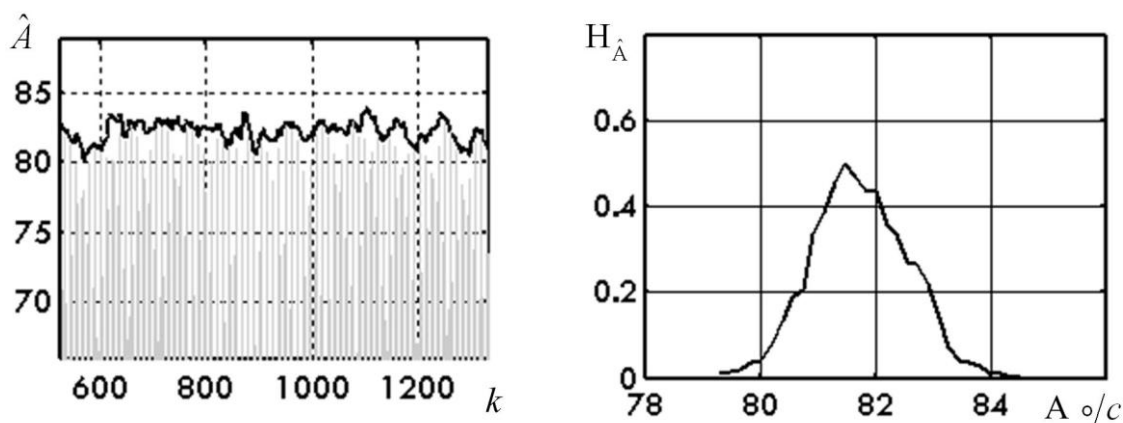


Рисунок 140

Результаты оценки амплитуды подставки при помощи метода
(115), (116), (117)

На рисунке 141 показаны результаты оценки частоты подставки.

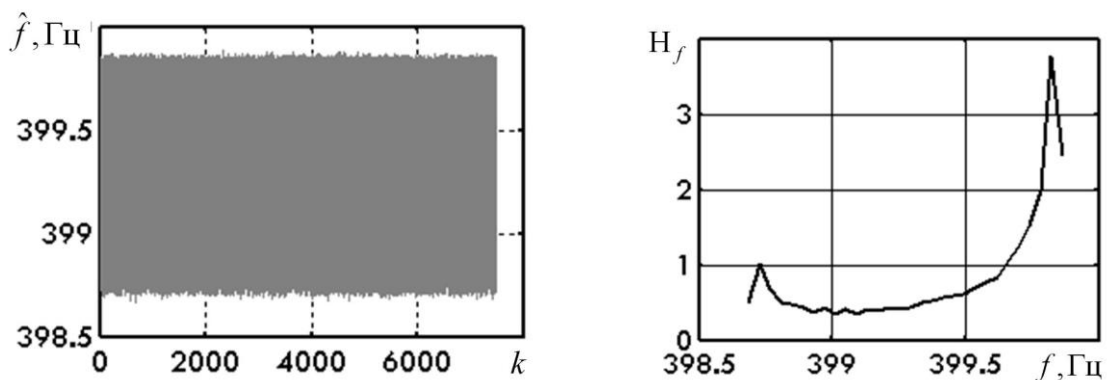


Рисунок 141

Результаты оценки частоты подставки при помощи метода
(115), (116), (117)

Математическое ожидание частоты 399,4 Гц; СКО 0,38 Гц. Полученные значения СКО амплитуды и частоты подставки полностью удовлетворяют требованиям, поставленным перед блоком оценки амплитуды и частоты подставки.

Алгоритм оценки амплитуды и частоты подставки (115), (116), (117) реализован в виде программного обеспечения для МК фирмы

STMicro technology stm32f407.

В методе Берга введено максимальное число итераций: не более 10. Замеры времени выполнения показывают, что время вычисления амплитуды и частоты подставки согласно (115), (116), (117) составляет 0,5 мс при тактовой частоте МК 168 МГц, т.е. данный алгоритм работает в реальном времени.

На рисунке 142 показан внешний вид БИНС-СП разработки ПАО «МИЭиА» (г. Москва), для которой разработан описанный в данном разделе алгоритм оценки амплитуды и частоты подставки.



Рисунок 142

Внешний вид бесплатформенной инерциальной навигационной системы
БИНС-СП с ЛГ и встроенным спутниковым приёмником

7.4.3 Выводы

Таким образом, в данном разделе рассмотрен алгоритм вычисления амплитуды и частоты подставки ЛГ, входящего в состав БНС высокоманевренного объекта, на основе использования периодограммы наименьших квадратов. Обработка реальных экспериментальных данных показывает, что данный алгоритм обеспечивает вычисление амплитуды с СКО 0,83 %/с,

частоты с СКО 0,38 Гц. Данный алгоритм реализован аппаратно в блоке сервисной электроники БИНС-СП, входящей в состав БНС современных ЛА.

7.5 Фильтрация выходных сигналов ДУС

7.5.1 Вводные замечания

В данном разделе рассмотрен вопрос реализации описанного в главе 6 комбинированного алгоритма фильтрации. В качестве ДУС использован трёхосный микромеханический измеритель параметров движения (ИПД-ИИ) разработки ПАО «МИЭиА» (г. Москва). Данный датчик предназначен также для использования в системах угловой ориентации высокоманевренных объектов. Описанный автором алгоритм комбинированной фильтрации внедрён в управляющий контроллер данного датчика, что подтверждается соответствующим актом внедрения. Данные работы проводились в рамках НИР «Разработка программно-алгоритмических средств фильтрации выходных сигналов угловой скорости микромеханических приборов» (шифр — "Фильтр", научный руководитель В.И. Кошелев, исполнители В.Г. Андреев, В.А. Белокуров, В.Н. Горкин и др., сроки выполнения 2009-2010 гг.)

7.5.2 Результаты отработки комбинированного алгоритма фильтрации выходных сигналов ДУС ИПД-ИИ на стенде

Внешний вид ИПД-ИИ разработки ПАО «МИЭиА» (г. Москва) показан на рисунке 143.



Рисунок 143

Внешний вид ИПД-ММ

Исходные данные для комбинированного алгоритма фильтрации:

- а) отсутствие вращения, угловая скорость $\omega = 0$ °/с;
- б) вращение с постоянной угловой скоростью $\omega = (6...18)$ °/с и $\omega = (30...240)$ °/с;
- с) вращение с периодически изменяющейся угловой скоростью;

Разрабатываемые алгоритмы фильтрации должны обеспечивать:

- а) среднеквадратическое отклонение (СКО) шума $\omega = 0$ °/с при угловых скоростях $\omega = (0...0,1)$ °/с;
- б) при угловых скоростях $\omega = (6...18)$ °/с: СКО шума – не более 0,05 °/с; амплитуда максимального выброса шума – не более 0,15 °/с, фазовое запаздывание – не более 5 с;
- с) при угловых скоростях $\omega = (30...240)$ °/с: СКО шума – не более 0,1 °/с, амплитуда максимального выброса шума – не более 0,3 °/с.

Для тестирования комбинированного алгоритма фильтрации выходных сигналов ДУС высокоманевренных объектов автором совместно с инженером кафедры РТС Е.В. Коноваловым разработан испытательный

стенд для отработки комбинированного алгоритма фильтрации на базе кафедры РТС РГРТУ им. Уткина, с последующей отладкой на стенде в ПАО «МИЭиА» (г. Москва). Испытательный стенд показан на рисунке 144 и включает в себя:



Рисунок 144

Испытательный стенд для отладки ДУС

- поворотное диэлектрическое основание,
- электродвигатель с управляемой внешним напряжением частотой вращения,
- редуктор,
- печатную плату со смонтированным на ней ДУС-ММА и антиалайзинговым фильтром,
- цифровой осциллограф для визуального контроля напряжения с выхода ДУС-ММА,
- персональный компьютер с платой ввода внешней информации.

Сигналы с датчика записываются сериями по 3000 отсчетов на жесткий диск персонального компьютера с использованием пакета LabView 7.1 через плату ввода данных PCI 6251. Записанный файл с расширением .lvm затем преобразуется в формат .txt и загружается в программу mmp.exe, ин-

терфейсная оболочка, которой показана на рисунке 145.

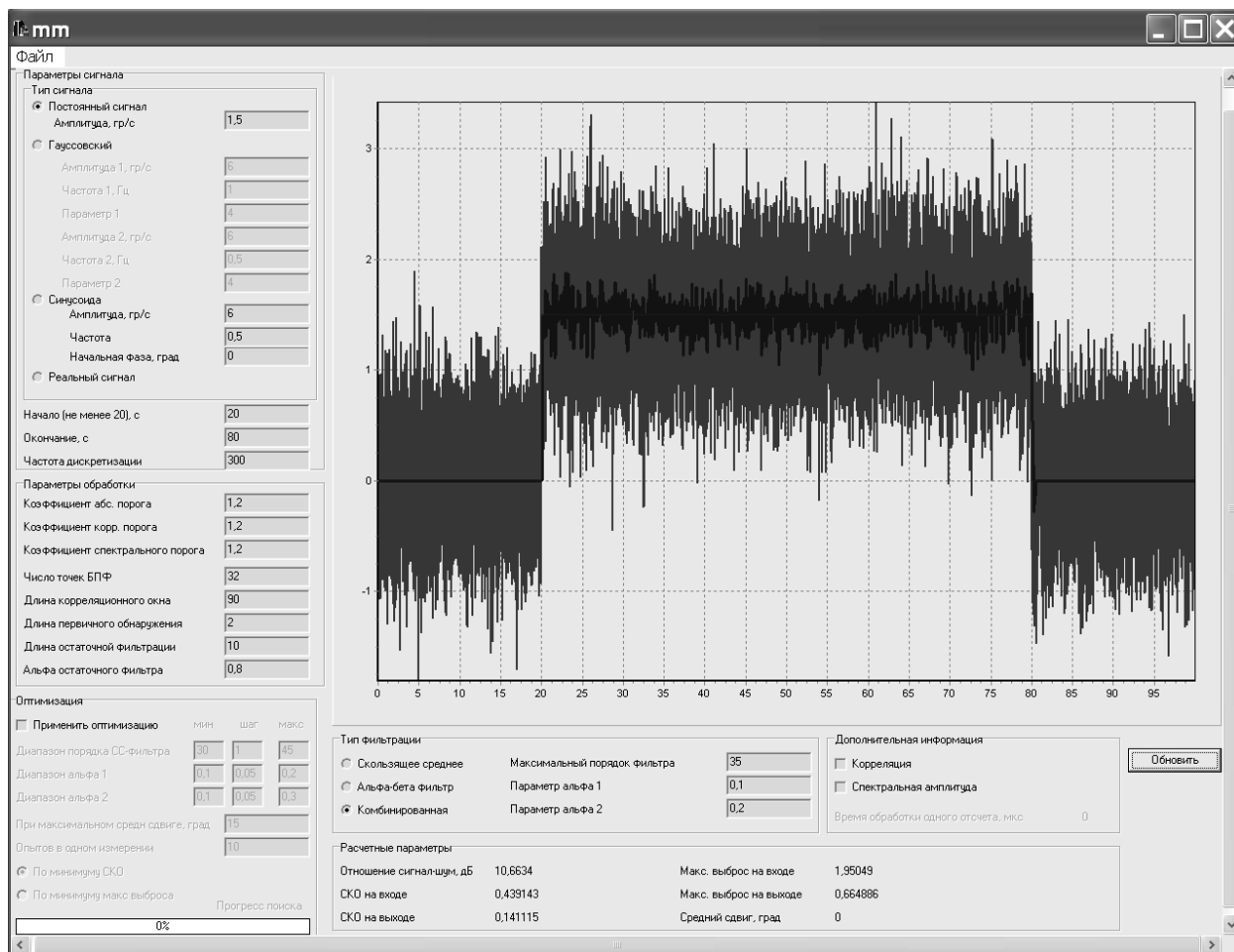


Рисунок 145

Интерфейс программы обработки данных от ДУС высокоманевренного носителя БРЛС

Последовательность оптимизации параметров фильтра следующая. Первоначально подбираются значения параметров, влияющих на уровень ложных обнаружений и скорость обнаружения. К ним относятся коэффициенты порогов и параметр «длина первичного обнаружения». Оптимизация может осуществляться как по каждому параметру в отдельности (при фиксированных остальных), так и по всем параметрам одновременно путем изменения численных значений параметров с заданным шагом в диапазоне их возможных значений. Последний метод для нахождения экстремума функции многих переменных более предпочтителен, т.к. позволяет

найти ее глобальный, а не локальный минимум [259].

Далее оптимизируются параметры остаточной фильтрации. Критериями оптимизации являются время завершения переходного процесса и величина максимального выброса на выходе фильтра.

Затем выполняется оптимизация порядка сглаживающего линейного фильтра и параметров α_1 и α_2 фильтра Калмана с перекрестными связями. Критерием для выбора их оптимальных значений является минимальное СКО шума ДУС на выходе фильтра при фиксированных фазовом запаздывании и амплитуде максимального выброса.

Допустимые диапазоны изменения параметров фильтрации приведены в таблице 2.

Таблица 2 — Допустимые диапазоны изменения параметров фильтрации

Название параметра	Диапазон изменения
Коэффициент абсолютного порога	0,4...1,8
Коэффициент корреляционного порога	0,4...1,8
Коэффициент спектрального порога	0,4...1,8
Число точек БПФ	4...128
Длина корреляционного окна	50...250
Длина первичного обнаружения	1...5
Длина остаточной фильтрации	5...150
Альфа остаточного фильтра	0,05...0,9
Максимальный порядок фильтра	3...50
α_1	0,05...0,7
α_2	0,1...0,7

Важным требованием перед оптимизацией параметров, влияющих на минимизацию СКО, является обеспечение приемлемого уровня ложных срабатываний фильтра по отдельным выбросам шума. Как было отмечено

выше, наибольший вклад в распознавание полезного сигнала на фоне аддитивного шума вносит спектральный признак. Его коррекция путем введения поправочного множителя (коэффициента спектрального порога) позволяет достичь желаемого уровня ложных срабатываний. Увеличение спектрального порога обнаружения, автоматически вычисленного по обучающей выборке, снижает вероятность прохождения на выход фильтра отсчетов шума, однако одновременно с этим снижает чувствительность синтезированного фильтра к слабым сигналам. Уменьшение спектрального порога обеспечивает противоположный эффект. Поэтому значение коэффициента спектрального порога выбирается минимально возможным из тех значений, при которых на представительной реализации шума ММП не наблюдается его прохождения на выход фильтра. Выбор спектрального порога показан на рисунках 146,147,148.

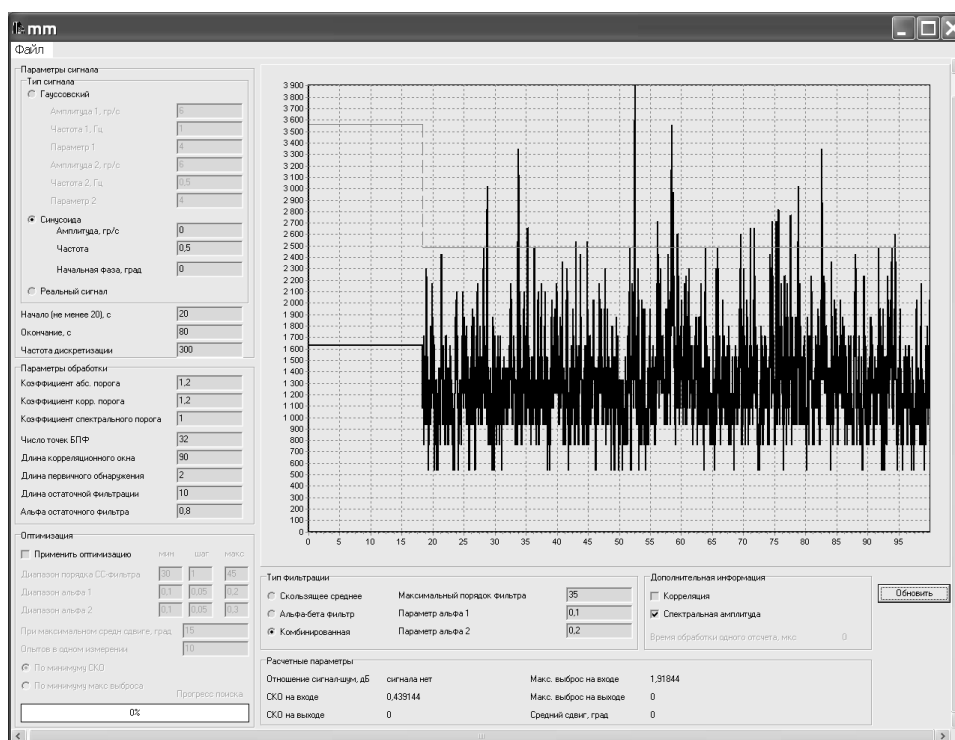


Рисунок 146

Спектральный порог распознавания сигнала при коэффициенте 1,0

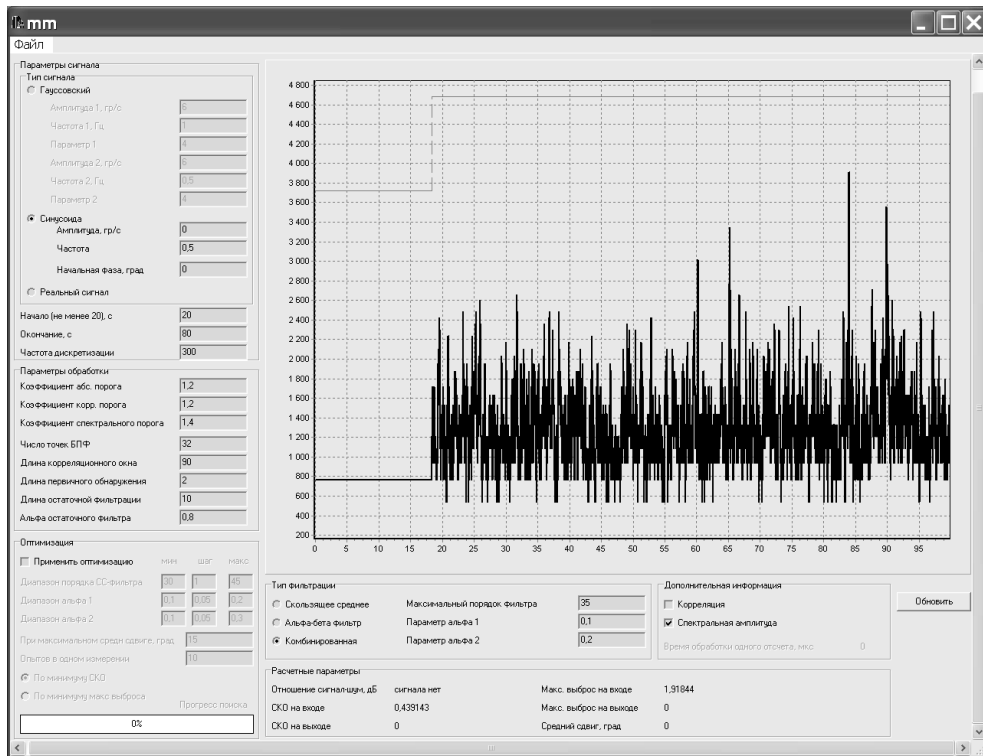


Рисунок 147

Спектральный порог распознавания сигнала при коэффициенте 1,4

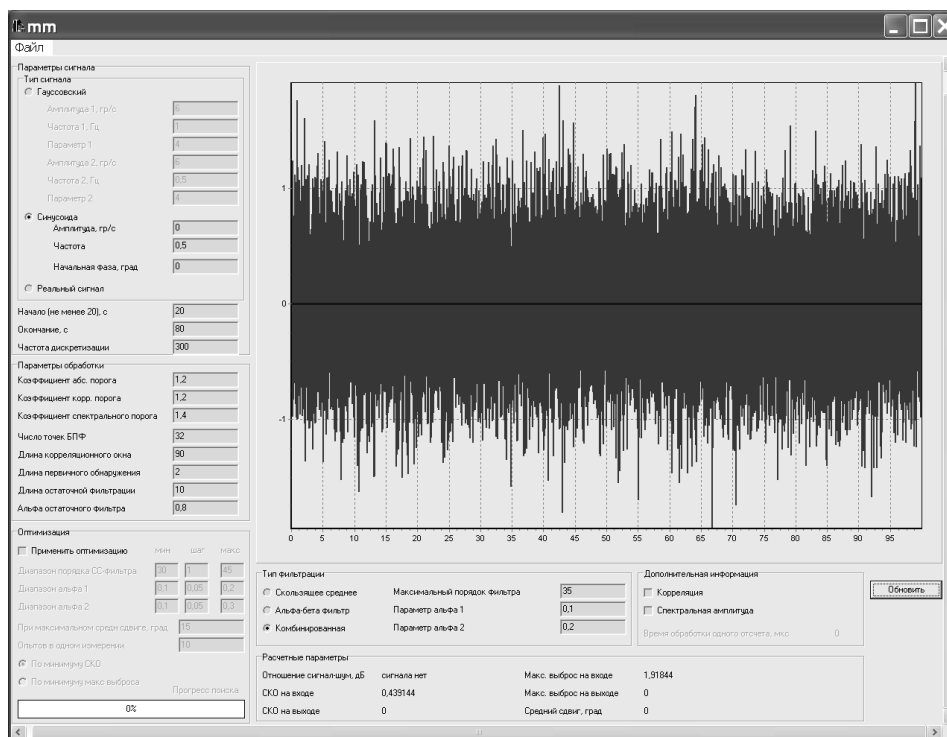


Рисунок 148

Входной и выходной шум ММП при коэффициенте спектрального порога 1,4

На рисунках 146,147,148 тонкой сплошной линией показан спектральный порог, утолщенной сплошной линией – текущее значение спектрального признака. Как видно из рисунков, при коэффициенте спектрального порога, равном 1, наблюдаются серии превышений порога в нескольких соседних тактах работы фильтра. Это приводит к принятию ложного решения о наличии полезного сигнала и пропуску отфильтрованных отсчетов шума на выход. При коэффициенте спектрального порога, равном 1,4, превышений порога не наблюдаются. Поэтому и сигнал с выхода фильтра также имеет нулевую амплитуду.

Существенное влияние на характеристики отфильтрованного сигнала оказывают коэффициенты α - β фильтра с перекрестными связями. Характеристики выходного сигнала ММП при различных значениях коэффициента α_1 приведены в таблице 3.

Таблица 3 — Коэффициент α_1

Характеристики выходного сигнала ММП	$\alpha_1 = 0,05$	$\alpha_1 = 0,1$	$\alpha_1 = 0,15$
$A, \text{°/с}$	0,25	0,28	0,34
$\varphi, \text{°/с}$	10,75	10,5	10,1
$\sigma, \text{°/с}$	0,1	0,105	0,125

Соответствующие временные портреты показаны на рисунках 149,150.

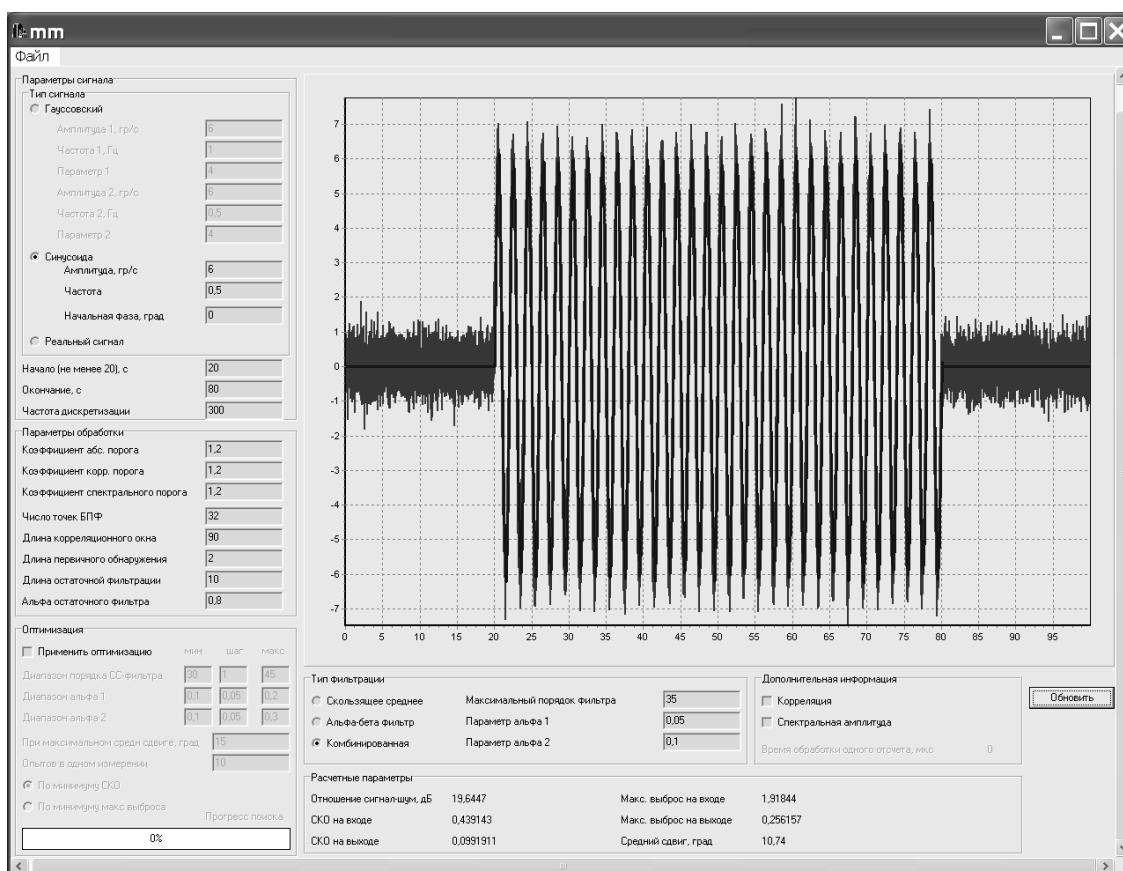


Рисунок 149

Входной и выходной сигнал ДУС при параметре α - β фильтра $\alpha_1=0,05$

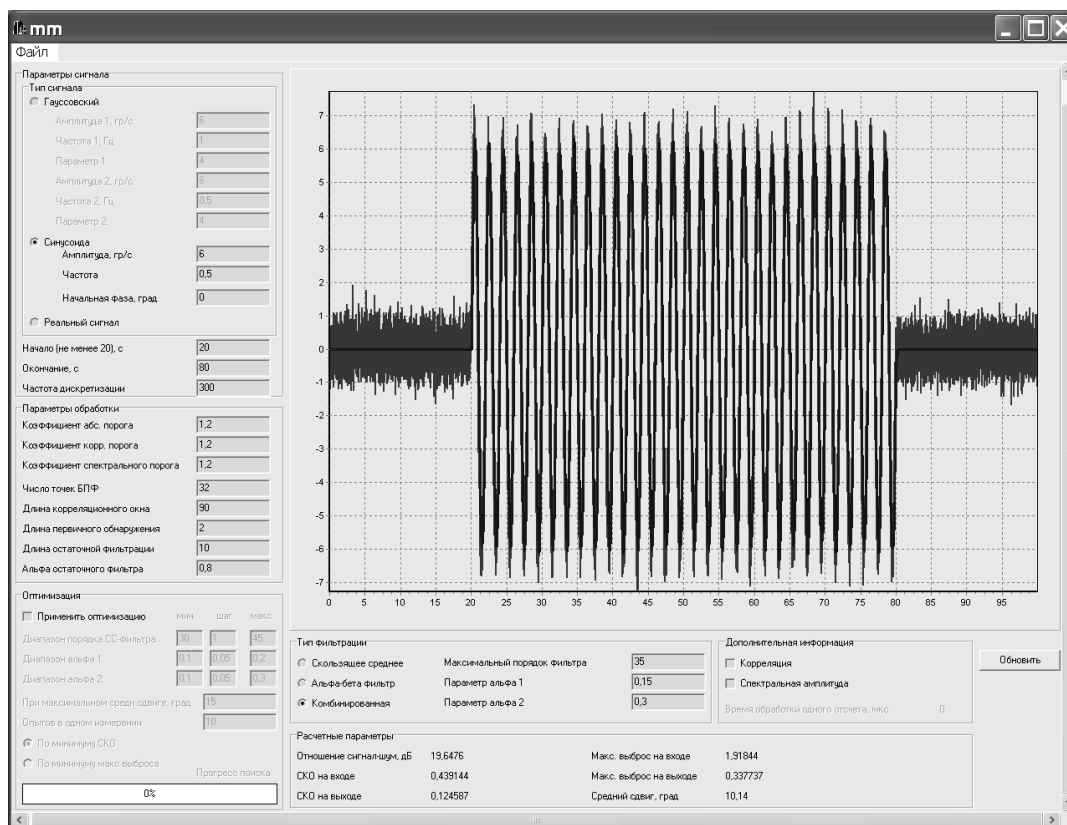


Рисунок 150

Входной и выходной сигнал ДУС при параметре α - β фильтра $\alpha_1=0,15$

Как видно из таблицы 3, с увеличением параметра α_1 (и соответственно $\alpha_2 = 2 * \alpha_1$), сглаживающие свойства α - β фильтра с перекрестными связями ухудшаются. Фильтр начинает отслеживать быстрые изменения сигнала, связанные с аддитивным шумом, что находит отражение в уменьшении фазового запаздывания выходного сигнала относительно входного. Однако платой за увеличение скорости слежения является увеличение СКО и амплитуды максимального выброса на выходе фильтра. С учётом максимально допустимой фазовой задержки $\omega=10^\circ$ для сигналов частотой $f \leq 0,5$ Гц минимальные СКО и амплитуда выходного выброса наблюдаются, если параметр $\alpha_1=0,1$.

Результатом оптимизации параметров цифрового фильтра является нахождение следующих параметров комбинированного цифрового фильтра, обеспечивающего при заданном допустимом фазовом сдвиге

$\varphi < 20 \dots 25^\circ$ минимальное СКО выходного шума, дискретизированного с частотой 300 Гц: порядка и параметров α - β фильтра с перекрестными связями α_1 и α_2 .

Таблица 4 — Результат оптимизации параметров

$\omega = (6-18)^\circ/\text{с}, f = 0,5 \text{ Гц}$			$\omega = (30-240)^\circ/\text{с}, f = 5 \text{ Гц}$		
N	α_1	α_2	N	α_1	α_2
55	0,05	0,1	4	0,35	0,7
55	0,15	0,4	5	0,35	0,7

Достижимые при указанных параметрах СКО шума на выходе фильтра $\sigma_{\text{вых}}$, амплитуда максимального выброса A_{max} и фазовое запаздывание φ , приведены на рисунке 151, а также в таблице 5.

Таблица 5 — Результат оптимизации параметров

$\omega = (6-18)^\circ/\text{с}, f = 0,5 \text{ Гц}$			$\omega = (30-240)^\circ/\text{с}, f = 5 \text{ Гц}$		
$\sigma_{\text{вых}}, \text{ }^\circ/\text{с}$	$A_{\text{max}}, \text{ }^\circ/\text{с}$	$\varphi, \text{ град}$	$\sigma_{\text{вых}}, \text{ }^\circ/\text{с}$	$A_{\text{max}}, \text{ }^\circ/\text{с}$	$\varphi, \text{ град}$
0,088	0,23	16,2	0,22...0,25	0,7	10,8...12

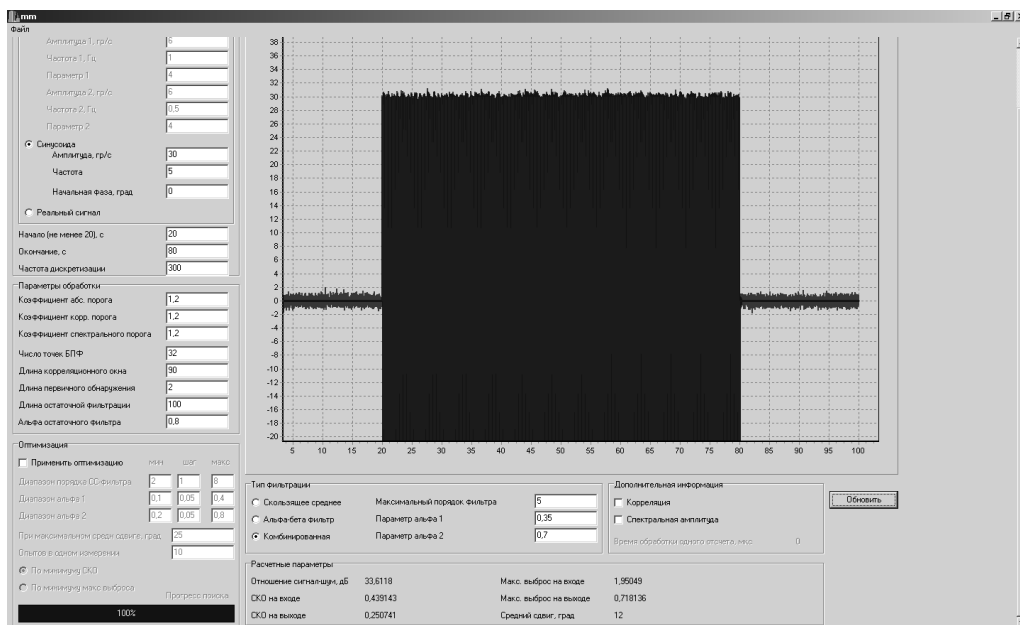


Рисунок 151

Результаты фильтрации при оптимизированных по критерию минимума СКО выходного шума параметрах фильтра $5-0,35-0,7$, $\omega = (30-240)^\circ/\text{с}$, $f = 5$ Гц

7.5.3 Выводы

Таким образом, в данном разделе разработан алгоритм фильтрации выходных сигналов микромеханических датчиков, предназначенных для установки в БИНС, входящих в состав БНС, предназначенной для установки на высокоманевренные объекты. Подобные объекты могут совершать маневры с угловыми скоростями до $240^\circ/\text{с}$. Результаты стендовых испытаний подтвердили высокую эффективность разработанного алгоритма фильтрации выходных сигналов чувствительных элементов БИНС.

7.6 Постановка лабораторных работ

7.6.1 Вводные замечания

Полученные в рамках диссертационных исследований методы и алгоритмы положены в основу ряда лабораторных работ, использованных для подготовки студентов в рамках направлений подготовки «Радиотехни-

ка», «Радиоэлектронные системы и комплексы»

7.6.2 Исследование алгоритмов обнаружения сигналов, отражённых от маневрирующих объектов

В рамках выполнения данной лабораторной работы студенты изучают влияние радиального ускорения объекта на спектр отражённого сигнала. Рассматривают характеристики обнаружения многоканального по скорости и ускорению алгоритма обнаружения (14). Студенты также оценивают влияние числа каналов по скорости и ускорению на порог обнаружения, выбираемый в соответствии с критерием Неймана-Пирсона.

После исследования характеристик обнаружения студенты исследуют характеристики оценки многоканального по скорости и ускорению обнаружителя.

Внешний вид используемого программного обеспечения показан на рисунке 152.

Построение ХО и характеристик обнаружения выполняется в два этапа. На первом этапе выполняется вычисление порога обнаружения исходя из заданного числа каналов по скорости и ускорению. Для этого используется метод Монте-Карло. Формирования флуктуаций амплитуд пакетов импульсов осуществляется с помощью метода обратной функции. Флуктуации амплитуды соответствуют модели флуктуаций Сверлинг I. После вычисления порога обнаружения происходит построение ХО.

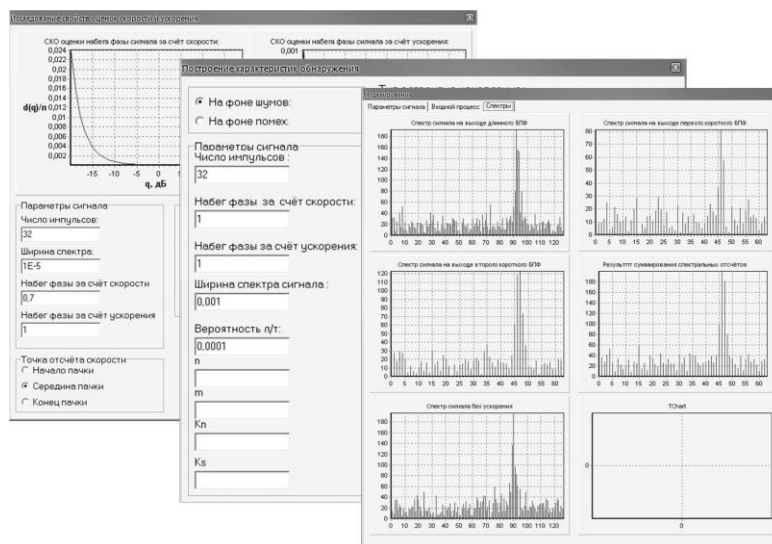


Рисунок 152

Внешний вид интерфейса лабораторных работ

7.6.3 Выводы

Таким образом, описанная в данном разделе лабораторная работа закрепляет полученные студентами теоретические знания. Приводит к пониманию студентами влияния числа каналов по скорости и ускорению на ХО. Формирует представления о последовательности исследования радиолокационных обнаружителей численными методами, в частности методом Монте-Карло. Закрепляет понимание принципов формирования случайных отсчётов с заданными законами распределения (распределение Релея). Студенты понимают суть преобразования законов распределения в алгоритмах обнаружения отраженных радиолокационных сигналов.

Заключение

Значимость диссертационных исследований

В результате проведённых в рамках диссертационных исследований повышены качественные показатели бортовых радиолокационных систем путём учёта навигационной информации, получаемой от бортовой навигационной системы.

Предложены новые алгоритмы обнаружения малоотражающих сверхманевренных объектов на этапе первичной обработки радиолокационной информации, обеспечивающие выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум по сравнению с известными. Рассмотрено влияние радиального ускорения на характеристики обнаружения систем первичной обработки радиолокационной информации.

Показано влияние радиального ускорения малоотражающего сверхманевренного объекта на системы межобзорного накопления отражённых радиолокационных сигналов. Найдены новые подходы к учёту навигационной информации, поступающей от БНС, в алгоритмах межобзорного накопления на основе анализа смещения сектора обзора БРЛС между соседними обзорами.

В рамках алгоритмов межобзорного накопления отражённых радиолокационных сигналов предложены новые методы вычисления порога обнаружения в соответствии с критерием Неймана-Пирсона. Первый метод основан на вычислении плотности распределения с использованием аппарата характеристических функций и методов численного интегрирования. Второй метод вычисления порога обнаружения не вводит априорных предположений о виде закона распределения на входе порогового устройства и использует одно из ключевых свойств теории экстремальных значе-

ний. Данное свойство заключается в том, что «хвост» любого распределения может быть аппроксимирован распределением Парето.

В рамках учёта навигационной информации при межобзорном накоплении отражённых радиолокационных сигналов разработан алгоритм угловой ориентации для использования в системах БНС, установленных на борту высокоманевренных носителей РЛС, основанный на использовании многомодельного фильтра Калмана.

В таблицу сведены результаты, полученные в рамках данного диссертационного исследования.

Таблица 6 — Результаты диссертационного исследования

Наименование	Выигрыш, дБ (раз)	Особенности применения
Использование оптимального числа каналов по ускорению по критерию максимизации СВПО	Выбор числа каналов по ускорению путём максимизации средней вероятности правильного обнаружения	Использование данного подхода целесообразно на этапе первичной обработки
Адаптивный двухэтапный алгоритм обнаружения	1,5 дБ (три канал по ускорению); 0,6 дБ (четыре канала по ускорению)	Использование данного алгоритма целесообразно на этапе первичной обработки
Алгоритм межпачечного накопления при использовании ДЧМ	до 4 дБ (выигрыш зависит от величины радиального ускорения цели)	Использование данного алгоритма целесообразно на этапе первичной обработки

<p>Межобзорный алгоритм когерентного накопления</p>	<p>2 дБ (межобзорное некогерентное накопление); 3,3 дБ (межобзорное некогерентное накопление с использованием первичного порога обнаружения)</p>	<p>Целесообразно использовать в БРЛС как дополнительный канал обработки, с целью увеличения энергетической дальности действия. Введение многоканальности по начальной фазе требует существенного увеличения вычислительных ресурсов</p>
<p>Метод межобзорного накопления отражённых сигналов малоотражающего сверхманевренного объекта, учитывающий навигационную информацию о взаимных перемещениях носителя бортовой РЛС и объекта</p>	<p>до 2 дБ (по сравнению с алгоритмами межобзорного накопления, в которых не учитывается движение носителя БРЛС). Выигрыш растёт с увеличением числа обзоров</p>	<p>Целесообразно использовать в БРЛС с непрерывным частотно-модулированным сигналом, установленных на подвижный носитель, т.е. на малоразмерных БПЛА</p>
<p>Метод вычисления порога обнаружения в алгоритме межобзорного накопления на фоне негауссов-</p>	<p>Обеспечивает выигрыш в 6..8 раз во времени вычисления порога обнаружения</p>	<p>Целесообразно использовать для аналитического вычисления порога обнаружения при межобзорном накопле-</p>

ского шума		нии на фоне негауссовских некоррелированных помех
Метод вычисления порога обнаружения в алгоритме межобзорного накопления на фоне негауссовского шума	Инвариантность к закону распределения шума. Потери в пороговом отношении сигнал-шум не более 0,5 дБ при априорном незнании закона распределения	Целесообразно использовать в случае априорной неопределённости относительно распределения шума при межобзорном накоплении
Алгоритм межобзорного накопления на фоне негауссовских коррелированных помех	1,5 дБ (при накоплении данных с трёх обзоров)	Целесообразно использовать как дополнительный канал обработки обнаружения малоскоростных целей на фоне негауссовских коррелированных помех
Алгоритм определения угловой ориентации высокоманевренного носителя бортовой РЛС с использованием многомодельного фильтра Калмана	Путём повышения точности оценки углов ориентации при манёвре носителя БРЛС обеспечивается выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум до 2 дБ (при накоплении данных с 6 обзоров)	Целесообразно использовать в системе угловой ориентации высокоманевренного носителя БРЛС (БПЛА)

Использование разработанных алгоритмов и способов позволяет решить комплексную научно-техническую задачу. Данная задача направлена на повышение эффективности обнаружения малоотражающих сверхманевренных объектов. Разработанные алгоритмы и способы могут быть использованы при синтезе аппаратно-программного обеспечения современных и перспективных БРЛС. Рассмотрены также алгоритмы, которые могут быть использованы в малогабаритных РЛС, предназначенных для установки на малогабаритные БПЛА.

Решение поставленных в диссертации задач и научно-практический эффект

В ходе данной диссертационной работы поставлена и решена крупная научно-техническая задача, которая заключается в повышении эффективности обнаружения малоотражающих и сверхманевренных объектов в современных и перспективных РЛС, установленных на борту подвижного носителя, в качестве которого может выступать как пилотируемый ЛА, так и беспилотный ЛА.

В ходе диссертационной работы успешно решены следующие научно-технические задачи:

1. Проанализировано влияние радиального ускорения на энергетические и вероятностные характеристики многоканального доплеровского фильтра. Показано, что увеличение радиального ускорения приводит к уменьшению усреднённого коэффициента улучшения и средней вероятности правильного обнаружения МДФ, приводя к уменьшению энергетической дальности действия от 5...8% при $a_r=100$ м/с²; до 41...70% при $a_r=400$ м/с².

2. На основе анализа матрицы Фишера показано, что дисперсия

оценки скорости минимальна при выборе точки отсчёта в середине пачки, кроме того, при этом оценки скорости и ускорения не коррелированы.

3. Определено оптимальное количество каналов по ускорению $M_{\text{опт}}$ на основе максимизации средней вероятности правильного обнаружения МДФ.

4. Синтезирован инвариантный к радиальной скорости и многоканальный по ускорению алгоритм обнаружения маневрирующего объекта, требующий для реализации в 5 раз меньшее число ЭО и обеспечивающий выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум до 5 дБ по сравнению с алгоритмами обнаружения, основанными на сегментировании входной выборки.

5. Синтезирован алгоритм межобзорного накопления, совмещённый с устранением неопределённости по дальности в режиме ВЧПИ, обеспечивающий выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум до 4 дБ по сравнению с известным.

6. Синтезирован алгоритм когерентного межпачечного накопления, обеспечивающий выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум до 2 дБ при накоплении данных с 5 обзоров по сравнению с известным.

7. Синтезирован алгоритм межобзорного накопления эхо-сигнала, отраженного от зависшего БПЛА, обеспечивающий выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум 2 дБ по сравнению с алгоритмом, который не учитывает движение носителя РЛС.

8. Рассмотрено влияние движения носителя БРЛС на эффективность межобзорного накопления. Показано, что, в крайнем случае, при интенсивном маневрировании носителя БРЛС межобзорное накопление невозможно.

9. Показано, что за счёт учёта смещения сектора обзора между дву-

мя соседними обзорами с использованием информации об углах ориентации носителя БРЛС и координатах, получаемых от спутниковой навигационной системы, возможна реализация межобзорного накопления. При ошибке определения курса 5° потери в пороговом отношении сигнал-шум составляют около 2,0 дБ. Влияние погрешности определения координат центра связанной СК не оказывает существенного влияния на эффективность накопления, в частности при ошибке определения координат связанной СК 2,5 м и элементе разрешения по дальности 150 м.

10. Разработан метод аналитического вычисления плотности распределения отсчётов на входе ПУ при межобзорном накоплении с использованием алгоритма (50). Анализ осуществлялся на основе критерия согласия Колмогорова. Показано, что статистика критерия Колмогорова при 6 обзорах составляет 0,63, что меньше критического значения критерия. При использовании характеристических функций также проведено аналитическое вычисление закона распределения отсчётов на входе ПУ при использовании первичного порога обнаружения. Для подтверждения правильности вычислений использован критерий согласия «Хи-квадрат». Показано, что статистика критерия «Хи-квадрат» меньше критического значения 19,65 при различных значениях первичных порогов обнаружения и числе обзоров, данные с которых накапливаются.

11. Разработан метод стабилизации уровня ложных тревог на основе использования теории экстремальных статистик и оценки параметров обобщённого распределения Парето методом моментов. Разработанный способ инвариантен к закону распределения отсчетов на входе ПУ.

12. Разработан алгоритм межобзорного накопления сигналов, отражённых от малоотражающих целей на фоне негауссовских коррелированных помех. Разработанный алгоритм обеспечивает выигрыш в пороговом

отношении сигнал-шум до 1,5 дБ по сравнению с известным.

13. Разработан алгоритм определения угловой ориентации высокоманевренного носителя БРЛС, который при межобзорном накоплении отраженных радиолокационных сигналов обеспечивает выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум до 2 дБ по сравнению с известным при накоплении данных с 6 обзоров.

14. Разработан алгоритм оценки амплитуды и частоты частотной подставки ЛГ, входящего в состав БНС высокоманевренного объекта, на основе использования периодограмм наименьших квадратов. Данный алгоритм обеспечивает оценку амплитуды с СКО 0,83 % и частоты с СКО 0,38 Гц по 20 отсчетам.

Значение полученных результатов

Научное и практическое значение полученных в ходе диссертационных исследований результатов состоит в повышении эффективности обнаружения малоотражающих сверхманевренных объектов в современных и перспективных РЛС, установленных на подвижном основании. Разработанные в данном диссертационном исследовании результаты могут быть использованы в РЛС как с импульсными зондирующими сигналами, так и непрерывными частотно-модулированными сигналами. Это позволяет внедрить полученные результаты и в малогабаритные РЛС, предназначенные для установки на лёгкие БПЛА.

Использование навигационной информации от БНС, в частности углов ориентации и координат носителя БРЛС на момент начала каждого обзора, позволяет обеспечить выигрыш в пороговом отношении до 2 дБ совместно с синтезируемыми алгоритмами определения угловой ориентации высокоманевренными объектами.

Кроме того, разработанные методы стабилизации уровня ложной тревоги позволяют вычислять порог обнаружения в реальном времени с заданной вероятностью ложной тревоги в соответствии с критерием Неймана-Пирсона при межобзорном накоплении на фоне негауссовского шума.

Научная новизна диссертации

Научная новизна диссертации заключается в следующем:

1. Рассмотрено влияние радиального ускорения на энергетические и вероятностные характеристики многоканального доплеровского фильтра.
2. На основе анализа матрицы Фишера показано, что дисперсия оценки скорости минимальна при выборе точки отсчёта в середине пачки, кроме того, при этом оценки скорости и ускорения не коррелированы.
3. Определено оптимальное количество каналов по ускорению $M_{\text{опт}}$ на основе максимизации средней вероятности правильного обнаружения.
4. Синтезирован инвариантный к радиальной скорости и многоканальный по ускорению алгоритм обнаружения маневрирующего объекта.
5. Синтезирован алгоритм межобзорного накопления, совмещённый с устранением неопределённости по дальности в режиме ВЧПИ.
6. Синтезирован алгоритм когерентного межпачечного накопления.
7. Синтезирован алгоритм межобзорного накопления зависшего БПЛА вертолётного типа на фоне негауссовского шума.
8. Рассмотрено влияние движения носителя БРЛС на эффективность межобзорного накопления.
9. Разработан алгоритм межобзорного накопления с учётом навигационной информации о положении носителя БРЛС и его угловом положении.

10. Разработан алгоритм межобзорного накопления отражённых сигналов на фоне негауссовских коррелированных помех.

11. Разработан метод аналитического вычисления плотности распределения отсчётов на входе ПУ при межобзорном накоплении с использованием алгоритма (50).

12. Разработан метод стабилизации уровня ложных тревог на основе использования теории экстремальных статистик и оценки параметров обобщённого распределения Парето методом моментов. Разработанный способ инвариантен к закону распределения отсчетов на входе ПУ.

13. Разработан алгоритм определения угловой ориентации высокоманевренного носителя БРЛС, обеспечивающий снижение погрешности определения углов ориентации высокоманевренного носителя БРЛС на основе использования многомодельного фильтра Калмана.

14. Разработан алгоритм оценки амплитуды и частоты частотной подставки ЛГ, входящего в состав БНС высокоманевренного объекта, на основе использования периодограмм наименьших квадратов.

Сфера внедрения результатов диссертационных исследований

Внедрение и использование научно-технических результатов проведены в области разработки систем обработки радиолокационной информации в современных и перспективных РЛС бортовых пилотируемых и беспилотных ЛА.

Перечень внедрений приведён во введении в подразделе «Внедрение результатов диссертационных исследований».

Все внедрения подтверждены соответствующими актами.

Достижение цели диссертационных исследований

Таким образом, достигнута основная цель проведённых диссертационных исследований — повышена эффективность обнаружения малоотражающих сверхманевренных объектов с учётом навигационной информации, поступающей от БНС.

Итог диссертационных исследований — решён комплекс научно-технических задач, имеющих важное народнохозяйственное значение и состоящих в увеличении эффективности обнаружения малоотражающих сверхманевренных объектов в современных и перспективных РЛС.

Перспективы дальнейших исследований

Перспективным направлением развития разработанных в диссертационном исследовании алгоритмов и способов является реализация алгоритмов комплексирования с системами, основанными на других физических принципах, среди которых можно выделить оптико-электронные системы. Это позволит повысить эффективность существующей бортовой радиоэлектронной аппаратуры.

Другим перспективным направлением применения полученных в диссертационном исследовании результатов является использование их в многопозиционных РЛС с целью повышения эффективности обнаружения малоотражающих высокоманевренных объектов.

Благодарности

Автор выражает благодарность своим родителям Александру Тимофеевичу и Надежде Александровне, сотрудникам РТС РГРТУ и заведующему кафедрой, научному консультанту, профессору Виталию Ивановичу Кошелеву за помощь и поддержку при подготовке диссертационной рабо-

ты. Определяющую роль сыграла руководимая им научная группа в составе доцента, д-ра техн. наук В.Г. Андреева, инженеров Е.В. Коновалова, В.Е. Тимофеева, М.Б. Кагаленко, аспирантов и научных сотрудников кафедры РТС.

Список литературы

1. Бабич В. К. Сверхманевренность истребителя // Зарубежное военное обозрение.—1994.—№ 2.— С. 53-65.
2. Бабич В. К. Истребители меняют тактику.-М.: Воениздат, 1983.— 151 с.
3. Меркулов В.И. Динамичность авиационных комплексов и бортовые радиоэлектронные системы // Радиотехника.—2010.—№ 1.— С. 88-96.
4. Канащенко А.И., Меркулов В.И., Самарин О.Ф. Облик радиолокационной системы современного истребителя с учётом состояния и перспектив развития авиации // Радиотехника.— 2000.— № 1.
5. Zikidis K. Low Observable Principles, Stealth Aircraft and Anti-Stealth Technologies // Journal of Computations & Modeling.— 2014.— №1.— P. 129-165.
6. Shichun Chen Numerical Simulation on the radar cross section of variable-sweep wing aircraft // J. Aerosp. Technol. Manag.— 2015.— №2— P. 170-178.
7. Федоров И.Б., Слукин Г.П., Нефедов С.И. Перспективы применения технологии длительного когерентного накопления в обзорных радиолокационных станциях // Вестник Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана. Серия Приборостроение.— 2005.— № 6. —С. 112.
8. Канащенко А.И., Меркулов В.И. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития.— М.: Радиотехника, 2003.— 416 с.
9. Ritchie M. Micro-drone RCS analysis // International conference on

RADAR.— 2015.— (doi:10.1109/RadarConf.2015.7411926).

10. Konstantinos Zikidis Low observable principles, stealth aircraft and anti-stealth technologies // Journal of Computations & Modelling.— 2014.— №1.— С. 129-165.

11. Панасюк Ю.Н., Пудовкин А.П. Обработка сигналов в радиотехнических системах.— Томск: Изд-во ФГБОУ ВО ТГТУ, 2016.— 84 с.

12. Вайнштейн Л.А., Зубаков В.Д. Выделение сигналов на фоне случайных помех.— М.: Советское радио, 1960.— 448 с.

13. Многопозиционные радиолокационные системы на основе ММО РЛС / Черняк В. С. // Успехи современной радиоэлектроники. — 2012. — № 8. — С. 29-47.

14. Кузьмин С.З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации.— М.: Радио и связь, 1986.— 352 с.

15. Казаринов Ю.М. Радиотехнические системы.— М.: Академия, 2008.— 592 с.

16. Радиотехнические средства ПВО // Военный парад.— 1999.— №34.— С. 3-18.

17. Радиолокационные системы: научно-технические достижения и проблемы развития техники миллиметрового диапазона радиоволн / А.Б. Борзов, Р.П. Быстров, В.Г. Дмитриев, Э.А. Засовин, А.А. Потапов, А.В. Соколов, И.В. Чусов // Зарубежная радиоэлектроника.— 2001.— Ч. 1–3.— №4.— С. 18-80.

18. Радиолокационные системы: научно-технические достижения и проблемы развития техники миллиметрового диапазона радиоволн / А.Б. Борзов, Р.П. Быстров, В.Г. Дмитриев, Э.А. Засовин, А.А. Потапов, А.В. Соколов, И.В. Чусов // Зарубежная радиоэлектроника.— 2001.—

Ч. 4-5.— №5.— С. 3-49.

19. Васильев О.В., Аганин А.Г., Замараев В.В., Новичёк А.Б. Распознавание групповой воздушной цели при увеличении длительности когерентной выборки отражённого сигнала // Радиотехника.— 2003.— № 6.— С. 84–89.

20. Комаров В.М., Андреева Т.М., Яновицкий А.К. Бортовые импульсно-доплеровские РЛС // Зарубежная электроника.— Ч. 1.— 1991— №9.— С. 103-111.

21. Stimson G. Introduction to Airborne radar. N.Y.:Whitehurst & Clark Book Fulfillment, 1998.— 650 p.

22. Канащенков А.И., Меркулов В.И., Самарин О.Ф. Оценивание дальности и скорости в радиолокационных системах: Ч.1.— М.: Радиотехника, 2004.— 309 с.

23. Бобров Д.Ю., Доброжанский А.П. Цифровая обработка сигналов в многофункциональных РЛС // Цифровая обработка сигналов.—Ч. 2.— 2002.—№1.—С. 28-40.

24. Черных М.М., Васильев О.В. Экспериментальная оценка когерентности радиолокационного сигнала, отражённого от воздушной цели // Радиотехника.— 1999.— №2.— С. 75–78.

25. Ильчук А.Р., Меркулов В.И., Самарин О.Ф. Влияние интенсивного маневрирования целей на показатели эффективности системы первичной обработки сигналов в бортовых РЛС // Радиотехника.— 2003.— №5.— С. 56–63.

26. Ильчук А.Р. Использование способа автофокусировки для обнаружения сигналов, отраженных от интенсивно-маневрирующих воздушных целей // Радиотехника.— 2005.— №6.— С. 51–56.

27. Канащенков А.И., Меркулов В.И. Радиолокационные системы многофункциональных самолётов. Т.1. РЛС - информационная основа боевых действий многофункциональных самолётов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов.— М.: Радиотехника, 2006.— 656 с.

28. Бакулев П.А., Степин В.Н. Методы и устройства селекции движущихся целей.-М.: Радио и связь, 1986.— 286 с.

29. Артемьев А.И. Способ повышения дальности обнаружения воздушных объектов за счёт увеличения времени накопления специально формируемого при обработке когерентного сигнала // Вопросы радиоэлектроники.— 1994.— Выпуск 1.— С. 25–43.

30. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. Теория и применение.-М.: Советское радио, 1971.— 568 с.

31. Лукошкин А.П. Обработка сигналов в многоканальных РЛС.— М.: Радио и связь, 1983.— 328 с.

32. Крамер Г. Математические методы статистики: пер. с англ. / под ред. А.Н. Колмогорова.— М.: Мир, 1975.— 648 с.

33. Куллдорф Г. Введение в теорию оценивания.— М.: Наука, 1966.— 430 с.

34. Фалькович С.Е. Оценка параметров сигналов.— М.: Советское радио, 1970.— 336 с.

35. Трифонов А.П., Шинаков Ю.С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров.— М.: Радио и связь, 1986.— 266 с.

36. Бакулев П.А., Кошелев В.И., Гладких В.В. Оптимальное обнаружение сигналов на фоне коррелированных помех // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника.—1987.— № 4.— С. 5-7.

37. Попов Д.И., Кошелев В.И. Синтез систем когерентно-весовой обработки сигналов на фоне коррелированных помех // Радиотехника и электроника.— 1984.— №4.— С. 789-792.

38. Кошелев В.И. Параметры многоканального обнаружителя доплеровских сигналов // Вестник РГРТА.— 2001.— №8.— С. 18-21.

39. Белокуров В.А. Разработка программного комплекса «Стрела» для расчёта обнаружителя маневрирующих целей // Труды VII научно-технической конференции НИТ – 2003.— Рязань: РГРТА.—2003.— С. 102-108.

40. Кошелев В.И. Адаптивная обработка радиолокационных сигналов на базе процессора БПФ // Цифровая обработка сигналов.—2001.— №1.—С. 12-17.

41. Кошелев В.И., Белокуров В.А. Повышение дальности действия бортовой РЛС // Научная сессия, посвящённая Дню радио: 67-я Всероссийская конференция с международным участием, 16-17 мая 2012, Москва.— М.: НТО РЭС.— С. 301-302.

42. Захаров С.И., Корrado В.А. Объединение независимых каналов обнаружения сигнала на фоне помех с неизвестными интенсивностями по критерию максимального правдоподобия // Радиотехника и электроника.— 1982.— № 1.— С. 61-64.

43. Корrado В.А. Оптимальное объединение независимых каналов обнаружения сигналов на фоне гауссовских помех с неизвестными интенсивностями // Радиотехника и электроника.— 1972.— № 12.— С. 618-620.

44. Тонконогов Ю.М. Поиск движущегося сигнала в многоканальной системе // Известия вузов. Серия «Радиоэлектроника».— 1982.— № 7.— С. 3-7.

45. Пискорж В.В., Чумаченко А.А. Дискретная обработка при совместном измерении частоты сигнала и её производной // Известия вузов серия «Радиоэлектроника».— 1981.— № 11.— С. 40-45.

46. Зраенко С.М., Коберниченко В.Г. Эффективный алгоритм обработки сигналов в радиолокаторе с синтезированной апертурой // Известия вузов. Серия «Радиоэлектроника».—1987.—№ 8.—С. 8-12.

47. Кузменков Ю.В., Логинов В.М Способы и устройства совместного измерения радиальной скорости и радиального ускорения // Радиотехника и электроника.— 1997.— Т. 42.—№ 12.— С. 1465-1475.

48. Патент № 2154837 по заявке 99113134/09 от 1999.06.16, опубликован 2000.08.20. Способ обнаружения ЛЧМ сигнала с неизвестными параметрами / Аганин А.Г., Богданов А.В., Голубенко В.А. и др.

49. Барышев И.В. Сокращение времени поиска интенсивно маневрирующего объекта по доплеровской частоте и ее производным высшего порядка путем дробления отраженного сигнала // Радиотехника.— 2010.— № 1.— С. 339-350.

50. Лютиков И.В., Замараев В.В., Кучин А.А. Многоканальный алгоритм обнаружения интенсивно маневрирующих воздушных целей для импульсно-доплеровской бортовой радиолокационной станции, учитывающий априорную неопределённость частотной девиации сигнала // Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies.— 2014.— № 7.— P. 911-918.

51. Theagenis J. Abatzoglou Fast maximum likelihood joint estimation of frequency and frequency rate // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems.— Nov.— 1986.— P. 708-715.

52. Jinyang C., Ke J. Radar coherent detection for maneuvering target

based on product-scaled integrated cubic phase function // International Journal of Antennas and Propagation.— 2019.— Article ID 8691903.— 16 p.— (<https://doi.org/10.1155/2019/8691903>).

53. Wu W., Wang G. H. Sun J.P. Polynomial radonpolynomial Fourier transform for near space hypersonic maneuvering target detection // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems.— № 3.— 2018.— P.1306-1322.

54. Вексин С. И. Цифровая обработка сигналов в доплеровских головках самонаведения.— М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2018.— 324 с.

55. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем.— М.: Советское радио.— 1977.— 432 с.

56. Васин А.А., Пономарёв Л.И., Черемисин О.П. Высокоточное пеленгование произвольно коррелированных многолучевых сигналов с использованием цифровых антенных решёток // Радиотехника и электроника.— 2015.— № 12.— 1237 с.

57. Кошелев В.И. Адаптивная обработка радиолокационных сигналов на базе процессора БПФ // Цифровая обработка сигналов.— 2001.— № 4.— С. 12-17.

58. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех.— М.: Радио и связь, 1981.— 416 с.

59. Охрименко А.Е., Тосев И.Т. Анализ характеристик обнаружения систем между периодной обработки // Радиотехника и электроника.— 1971.— № 1.— С. 67-75.

60. Кошелев В.И., Белокуров В.А. Выбор числа каналов обнаружителя маневрирующих целей // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета.— Выпуск 18.— 2006.— С. 26-29.

61. Кошелев В.И., Белокуров В.А., Козлов Д.Н. Оптимизация каналов по скорости и ускорению в многоканальном доплеровском фильтре // 2nd Mediterranean Conference on Embedded Computing MECO-2013, Budva, Montenegro, June 15th-20th 2013. P. 180-183.

62. Бакулев П. А., Кошелев В. И., Гладких В. В. Оптимальное многоканальное обнаружение сигналов на фоне коррелированных помех // Изв. вузов. Радиоэлектроника.— 1987. — Т. 30. — № 4. — С. 4-7.

63. Кошелев В.И., Белокуров В.А. Алгоритмы обнаружения маневрирующей цели // Тезисы докладов 38-й научно-технической конференции.— Рязань, 2003.— С. 12-15.

64. Кошелев В.И., Белокуров В.А. Реализация метода Гуда-Томаса для доплеровской фильтрации сигналов // Цифровая обработка сигналов.— 2007.— № 4.— С. 51-53.

65. Латушкин В.В. Оценка эффективности накопления произведений импульсов когерентной пачки сигналов // Радиотехника и электроника.— 1984.— № 9.— С. 1832-1833.

66. Охрименко А.Е., Тосев И.Т. Анализ характеристик обнаружения систем междупериодной обработки // Радиотехника и электроника.— 1971.— № 1.— С. 67-75.

67. Бакулев П.А., Гуськов С.В. Оценка межпериодного сдвига фазы сигнала на фоне коррелированной помехи // Известия вузов серия «Радиоэлектроника».— 1988.— №4.— С. 31-37.

68. Кошелев В.И., Белокуров В.А. Адаптивное выделение сигналов,

отражённым маневрирующим объектом на фоне шумов // Тезисы докладов Международной научно-технической конференции DSPA-2005.— М.: НТО РЭС, 2005.— С. 65-69.

69. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигнала на фоне помех.— М.: Советское радио, 1978.— 296 с.

70. Рабинер Б., Гоулд Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов: пер. с англ.— М.: Мир, 1975.— 848 с.

71. Sirin S. CZT vs FFT: Flexibility vs Speed // Computer Science, 2003.— P.12-16.

72. Способ обнаружения сигналов, отраженных от маневрирующей цели. Патент РФ №2282873. Заявка №2004138168. Приоритет 27.12.2004. Зарегистрирован 27.08.2006 / Авторы: Кошелев В.И., Белокуров В.А.

73. Способ адаптивной настройки каналов ускорения в многоканальном обнаружителе маневрирующей цели. Заявка N 2013159048/07 (091962). Дата подачи заявки 30.12.2013. Авторы: Козлов Д.Н., Кошелев В.И., Белокуров В.А.

74. Оппенгейм А.В., Шафер Р.В. Цифровая обработка сигналов.— М.: Техносфера, 2012.— 1048 с.

75. Дулевич В.Е. Теоретические основы радиолокации.— М.: Советское радио, 1964.— 732 с.

76. Многофункциональные радиолокационные системы: учебное пособие для вузов / под ред. Б.Г. Татарского.— М.: Дрофа, 2007.—283 с.

77. Кошелев В.И., Белокуров В.А. Адаптивный межпачечный алгоритм обнаружения малоразмерной цели с раскрытием неоднозначности по дальности // II-я Всероссийская конференция «Радиоэлектронные средства передачи и приёма сигналов и визуализации информации», 27-28 июня

2012, г. Таганрог.— С. 41-43.

78. Кошелев В.И., Белокуров В.А., Андреев В.Г. к-этапное межпачечное обнаружение малоразмерной цели // Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации: материалы 5-й Междунар. науч.-техн. конференции ARMIMP-2012 / РНТОРЭС им. А.С. Попова.— М.: Суздаль, 2012.— С. 103-104.

79. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации.— М.: Радио и связь, 1983.— 536 с.

80. Кошелев В.И., Белокуров В.А. Обнаружение и сопровождение малоразмерного объекта // Вопросы радиоэлектроники. Серия радиолокационная техника.— Выпуск 1.— 2011.— С.97-105.

81. Нефедов С.И. Сравнительный анализ эффективности когерентного, некогерентного и межобзорного когерентного накопления принятого эхо-сигнала // XX МНТК «Радиолокация, навигация, связь», 15-17 апреля 2014 г. Воронеж.— С.129-131.

82. Гейстер С. Р. Межпачечное когерентное накопление – способ повышения качества оценивания спектральных характеристик радиолокационных сигналов // Доклады БГУИР.— 2003— Том 1.— №3.— С. 17-34.

83. Белокуров В.А. Когерентное межобзорное накопление флуктуирующих пачек импульсов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета.— 2019.— № 1.— С. 15-19.

84. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляция, Том 3: пер с англ./ под ред. В.Т. Горяинова.— М.: Советское Радио, 1977.—644 с.

85. Шахтарин И. Обнаружение сигналов.—М.: Горячая линия-Телеком, 2015.— 464 с.

86. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц.— М.: Физматлит, 2010.— 558 с.

87. Царьков Н.М. Многоканальные радиолокационные измерители.— М.: Сов. радио, 1980.—192 с.

88. Grossi E., Lops M., Venturino L. Track-before-detect for multiframe detection with censored observations // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System. 2014. № 6. P.2032-2046.

89. Gaspare Galati, Gabriele Pavan. Waveform Design and Related Processing for Multiple Target Detection and Resolution // Open access peer-reviewed chapter.—2017.— DOI: 10.5772/intechopen.71549.

90. Pang S., Shan Tao, Ran Tao. Detection of high-speed and acceleration target based on the linear frequency modulation radar // IET Radar, Sonar and Navigation.— 2014.— №8.— P. 37-47.

91. Информационные технологии в радиотехнических системах / под ред. И.Б. Федорова.— М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана.— 2011.— 846 с.

92. Бакулев П.А., Кошелев В.И., Белокуров В.А. Синтез последовательного алгоритма сопровождения траекторий с адаптивным порогом при первичном обнаружении сигнала // Радиотехника.—№ 8.— 2016.— С. 67-74.

93. Радиолокационные системы: учебное пособие / под ред. А.И. Николаева.— М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2018.— 349 с.

94. Радиолокационные системы авиационно-космического мониторинга земной поверхности и воздушного пространства / под ред. В.С. Вербы, Б.Г. Татарского.— М.: Радиотехника, 2014.— 576 с.

95. Koch W., Van Keuk G. Multiple hypothesis track maintenance with possibly unresolved measurements // IEEE Transactions on Aerospace and

Electronic Systems.— Vol. 33.— July 1997.— P. 883-892.

96. Poore A. A New Lagrangian Relaxation Based Algorithm for a Class of Multidimensional Assignment Problems // Computational Optimization and Applications.— Vol. 8.— 1997.—P. 129-150.

97. Arnold J. Efficient target tracking using dynamic programming // IEEE Transaction on aerospace and electronic system.— Vol. 29.— No. 1.— January, 1993.— P. 44-56.

98. Кошелев В.И., Белокуров В.А. Межобзорное обнаружение мало-размерной цели на фоне шумов // XX Международная научно-техническая конференция «Современное телевидение и радиоэлектроника», 20-21 марта 2012 г., г. Москва.— С. 154-155.

99. Jiang H. Multi-Frame Radar Detection of Fluctuating Targets Using Phase Information // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems.—№2.—2017.— P. 736-749.

100. Swerling P. Probability of detection for fluctuating targets // IRE Transactions on Information Theory.— Apr. 1960.— P. 269-308.

101. Jiang H. Track-before-detect strategies for range distributed target detection in compound-Gaussian clutter // Signal Processing.— Mar. 2016.— P. 462-467.

102. Buzzi S. Track-Before-Detect Procedures for Early Detection of Moving Target from Airborne Radars // IEEE Transactions on aerospace and electronic systems.—Vol. 41, No. 3.— 2005.— P. 937-954.

103. Qiang Guo Parallel computing based dynamic programming algorithm of track-before-detect // Symmetry.— 2019.— № 11.— (doi:10.3390/sym11010029).

104. Grossi E. A Novel Dynamic Programming Algorithm for Track-

Before-Detect in Radar Systems // IEEE Transactions on Signal Processing.— Volume 61.— May 15, 2013.— P. 2608-2619.

105. Кричигин А.В., Маврычев Е.А. Метод двухэтапного многообзорного обнаружения траектории движущейся цели с некогерентным накоплением // Известия вузов России. Серия Радиоэлектроника.— №4.— 2007.— С. 43-51.

106. Bar-Shalom Y. Offline and Real-Time Methods for ML-PDA Track Validation // IEEE Transactions On Signal Processing.— №5.— 2007.— P. 1994-2006.

107. Bar-Shalom Y., Willett P. ML-PDA: Advances and a New Multitarget Approach // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing.— 2008.— (doi:10.1155/2008/260186).

108. Mark G. Rutten, Branko Ristic, Gordon Neil J. A Comparison of particle filters for recursive track-before-detect // 2005 7th International Conference on Information Fusion (FUSION).— 2005.— P. 169-175.

109. Кошелев В.И., Белокуров В.А., Козлов Д.Н. Алгоритм частичной фильтрации для обнаружения маневрирующей цели // Международная IEEE-Сибирская конференция по управлению и связи (Sibcon-2013), 12-13 сентября 2013 г., Красноярск.— (SCOPUS ID: 2-s2.0-84893331734).

110. Ristic B. Beyond the Kalman filter. Particle filtering for tracking application. L.: Artech House.— 2004.— 299 p.

111. Y. Boers, J.N. Driessen. Sensor management for PRF selection in the track-before-detect context // IEEE Radar Conference.— 2012.— (doi: 10.1109/RADAR.2012.6212165).

112. Boers Y., Driessen J.N. Particle filter based detection for tracking //

Proceedings American Control Conference.— Vol. 6.— 2001.— P. 4393-4397.

113. Bolic M. Resampling algorithms for particle filters: A computational complexity perspective // EURASIP Journal on Applied Signal Processing.— 2004.— P. 2267–2277.

114. Khan Z. Efficient Particle Filter-Based Tracking of Multiple Interacting Targets Using an MRF-based Motion Model // Proceedings 2003 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS 2003).— (doi: 10.1109/IROS.2003.1250637).

115. Olivier R. Long-time coherent integration for low SNR target via particle filter in Track-Before-Detect // 2012 15-th International Conference on Information Fusion. 9-12 July.— 2012.— P. 15-20.

116. Большаков И.А., Ракошиц В.С. Прикладная теория случайных потоков.— М.: Советское радио, 1978.— 248 с.

117. Белокуров В.А. Исследование функционирования алгоритма PHD при малом отношении сигнал-шум // 19-я международная научно-техническая конференция «Современные телевидение и радиоэлектроника», 15-16 марта 2011, Москва.— С. 250-251.

118. Слукин Г.П. Синтез алгоритма траекторной обработки для плотных потоков помеховых отсчётов и разреженного потока траекторий // Вестник МГТУ. Приборостроение.— 2000.— № 4.— С. 27-40.

119. Коновалов А.А. Исследование статистических свойств потока данных на входе системы траекторной обработки многопозиционного радиолокационного комплекса с асинхронным объединением отметок // Известия вузов России.— 2011.— Вып. 4.— С. 30-36.

120. Ba-Ngu Vo, Wing-Kin Ma. The Gaussian Mixture Probability Hypothesis Density Filter // IEEE Transactions on Signal Processing.— 2006.—

№ 11.— P. 4091-4104.

121. Ba-Ngu Vo. A Closed-form solution for the probability hypothesis density filter // 7th International Conference on Information Fusion. 25-28 July 2005.— (doi: 10.1109/ICIF.2005.1591948).

122. Mahler R. Multi-target Bayes filtering via first-order multi-target moments // IEEE Transaction AES.— 2003.— №4.— P. 1152-1178.

123. Somnath Deb. A generalized S-D assignment algorithm for multisensor-multitarget state estimation // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems.— 1997.— № 4.— P. 523-538.

124. Сосулин Ю.Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов.— М.: Советское радио, 1978.— 320 с.

125. Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех.— М.: Радиотехника, 2014.— 632 с.

126. Сосулин Ю.Г. Последовательное обнаружение сигналов: проблемы и перспективы // Радиотехника.— 1998.— № 10.— С. 63-68.

127. Сосулин Ю.Г., Гаврилов К.Ю. k —этапное обнаружение сигналов с постоянным уровнем ложных тревог при параметрической неопределенности // Радиотехника и электроника.— 2001.— № 7.— С. 839-848.

128. Сосулин Ю.Г., Гаврилов К.Ю. k —этапное обнаружение сигналов с постоянным уровнем ложных тревог в условиях неоднородных помех // Радиотехника и электроника.— 2002.— № 7.— С. 841-852.

129. Vo B.-N., Mallick M., Bar-Shalom Y. et al. Multitarget tracking // Encyclopedia of electrical and electronics engineering.

130. Li X. A DP-TBD Algorithm with Adaptive State Transition Set for Maneuvering Targets // 2016 CIE International Conference on Radar

(RADAR).— 2016, 10-13 Oct, 2016.

131. Yue Shuai, Kong Lingjiang, Yang Jianyu, Yi Wei. A Kalman filtering-based dynamic programming track-before-detect algorithm for turn target // *Modern Radar*.— 2011.— №6.— P. 58-64.

132. Daikun Zheng. Dynamic programming track-before-detect algorithm for radar target detection based on polynomial time series prediction // *IET Radar Sonar Navigation*.— 2016.— №10.— P. 1327-1336.

133. Fang Z. A Multi-frame track-before-detect algorithm for maneuvering targets in radar system // *2016 IEEE Radar Conference*. 2-6 May 2016.— (doi: 10.1109/RADAR.2016.7485097).

134. Автоматическое сопровождение целей в РЛС интегрированных авиационных комплексов. Многоцелевое сопровождение / В.И. Меркулов, В.С. Верба, А.Р. Ильчук, А.П. Кирсанов— М.: Радиотехника, 2018.— 392 с.

135. Математические модели относительного движения воздушных объектов в процедурах наблюдения в авиационных бортовых РЛС. Часть 1. Математические модели в траекторной системе координат / А.С. Богачев, В.И. Меркулов, В.С. Чернов, С.Б. Гусаров // *Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]*.— 2018.— № 2.

136. Красильщиков М.Н., Себряков Г.Г. Управление и наведение беспилотных маневренных летательных аппаратов на основе современных технологий.— М.: Физматлит, 2003.— 280 с.

137. Бабич О.А. Обработка информации в навигационных комплексах.— М.: Машиностроение.— 1991.— 511 с.

138. Матвеев В.В. Бесплатформенная система ориентации с акселерометрической коррекцией // *Датчики и системы*.— 2011.— № 8.—

С. 12-15.

139. Распопов В.Я. Микромеханические приборы.— М.: Машиностроение, 2007.— 399 с.

140. Радиоэлектронные комплексы навигации, прицеливания и управления вооружением летательных аппаратов. Т.2. Применение авиационных радиоэлектронных комплексов при решении боевых и навигационных задач/под ред. М.С. Ярлыкова. — М.: Радиотехника, 2012. — С. 256.

141. Bar-Shalom Y., Xiao-Rong Li. Multitarget-multisensor tracking: Principles and techniques. —NY.:YBS, 1995.— PP. 615.

142. Меркулов В.И., Чернов В.С., Загребельный И.Р. Комплексная обработка информации в интегрированном радиоэлектронном комплексе летательного аппарата при оценивании координат и параметров движения воздушных объектов в лучевой системе координат // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал].— 2018.— №5.

143. Белокуров В.А. Реализация аффинного преобразования на языке HLS // 7 Mediterranean Conference on Embedded Computing MECO-2018.— Budva, Montenegro, June 10th-14th 2018.— P. 355-358. (Scopus)

144. Матвеев В.В. Инженерный анализ погрешностей бесплатформенной инерциальной навигационной системы // Известия ТулГУ. Технические науки. Серия приборостроения.— 2012.— №4.— С. 251-266.

145. Robert M. Rogers Applied Mathematics in Integrated Navigation Systems.—Virginia, 2003.— 351 p.

146. Алёшечкин А.М. Определение угловой ориентации объектов по сигналам спутниковых радионавигационных систем.— Новосибирск: Издательство СФУ, 2014.— 425 с.

147. Ерёмин Г. В., Гаврилов А. Д., Назарчук И.И. Малоразмерные

беспилотники – новая проблема для ПВО // Армейский вестник. 2015.
URL: <http://army-news.ru/2015/02/malorazmernye-bespilotniki-novaya-problema-dlya-pvo/>

148. Juhyun Kim. Real-time UAV Sound Detection and Analysis System // 2017 IEEE Sensors Applications Symposium.—2017.— (doi: 10.1109/SAS.2017.7894058).

149. Bobae Kim. CNN-based UAV Detection with Short Time Fourier Transformed Acoustic Features // 2020 International Conference on Electronics, Information and Communication (ICEIC), 2020.— (doi: 10.1109/ICEIC49074.2020.9051099).

150. Thomas M. Robust drone detection for day/night counter-UAV with static VIS and SWIR cameras // Proceedings of the SPIE.— Volume 11166.— 15 p.

151. Алпатов Б.А., Бабаян П.В., Балашов О.Е. Методы автоматического обнаружения и сопровождения объектов. Обработка изображений и управление.— М.: Радиотехника, 2008.— 176 с.

152. Molnar Andras Drone sound detection // CINTI 2016, 16th IEEE International Symposium on Computational Intelligence and Informatics, 19–21 November, 2015.— Budapest, Hungary.— P. 333-338.

153. Купряшкин И. Ф., Соколик Н. В. Алгоритм обработки сигналов в радиолокационной системе с непрерывным частотно-модулированным излучением в интересах обнаружения малозаметных воздушных объектов, оценки их дальности и скорости движения // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 1. С. 39–47. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-39-47.

154. Coluccia A., Parisi G. and Fascista A. Detection and Classification

of Multirotor Drones in Radar Sensor Networks: A Review // *Sensors* 2020, 20, 4172; doi:10.3390/s20154172.

155. Folker Hoffmann. Micro-doppler based detection and tracking of UAVs with multistatic radar // 2016 IEEE Radar Conference, 2016. — P. 6.

156. Victor C. Chen. Radar Signatures of Rotor Blades // *Proceedings of SPIE*.— 2001.— Vol. 4391.— P. 63-70.

157. Гейстер С. П., Нгуен Т. Т. Математические модели радиолокационного сигнала, отраженного от несущего винта вертолета, в приложении к обращенному синтезу апертуры // *Изв. вузов России. Радиоэлектроника*. 2019. Т. 22, № 3. С. 74–87. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-74-87

158. Victor C. Chen. Radar micro-doppler signature. Processing and application. — London, 2014. P. — 408.

159. Beom-Seok Oh, Xin Guo, Zhiping Lin A UAV classification system based on FMCW radar micro-Doppler signature analysis // *Expert Systems With Applications*. 132. 2019. P. 239–255.

160. De Wit J.M., Harmanny R., Premel-Cabic G. Micro-Doppler analysis of small UAVs // *Proceedings of the 2012 9th European Radar Conference, Amsterdam, The Netherlands*.— 31 October–2 November 2012.— P. 210-213.

161. Аддаббо П., Клементе К. Использование метода независимых компонент (ICA) в частотной области для выделения радиолокационных микродоплеровских сигнатур // URL: <https://www.astrosoft.ru/articles/radar/metod-ica-dlya-vydeleniya-rl-mikrodoplerovskikh>.

162. Husey Yildiz. Parameter estimation of multi component micro-doppler signals: A Thesis submitted to the graduate school of natural and

applied sciences of middle east technical university, 2014.— 96 p.

163. Yan-An Xie¹, Ran Tao, Hong-Xia Miao. The helicopter target detection based on micro-doppler analysis and implementation // Proceeding of the 35th Chinese control conference. July 27-29 2016. — Chengdu, Chine. — P. 5143-5148.

164. Tahmoush D. Detection of Small UAV Helicopters Using Micro-Doppler // Proc. SPIE 9077. Radar Sensor Technology XVIII. — 29 May 2014.

165. Способ обнаружения вертолетов бортовой радиолокационной станцией. Заявка №0002691387. Дата подачи заявки 13.06.2019 / Авторы: Лавренюк Д.С., Степин В.Г., Пастухов А.В., Леонов Ю.И., Горбай А.Р., Бабокин М.И.

166. Method for the discovery and classification of helicopters by means of a radar installation. GB 2253963, опубликовано 23.09.1992, МПК G01S.

167. Cai Y., Krasnov O. and Yarovoy A. Radar recognition of multi-propeller drones using micro-doppler linear spectra // 16 th European radar conference. 2-4 Oct. 2019. — Paris. France.

168. Klaer P., Huang A., Sévigny P. An investigation of rotary drone HELM line spectrum under manoeuvring conditions // Sensor. — 2020. — №10.

169. Speirs P., Schröder A., Renker M., Wellig P. and Murk A. Comparing analytical and numerical simulations of the radar micro-doppler signatures of multi-rotor UAVs // 3rd International Specialist meeting Electromagnetic waves and wind turbines. — 2018. — Tu Delft. Netherlands.

170. Kay S. Fundamentals of statistical signal processing // Detection theory. Vol. II. — 1993. — P.577.

171. Hongyang Du. Distribution of the sum of Fisher-Snedecor F random

variables and its application // IEEE Transaction Information Theory. — 2019. — №10. — P.1-29.

172. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех . М.: Радио и связь, 1981. - 416 с.

173. Bussy S., Lops M., Venturino L. Track-before-detect procedures for early detection of moving target from airborne radars // IEEE Transactions on aerospace and electronic systems. № 6. 2005. P. 937-954.

174. Barniv Y., Kella O. Dynamic programming solution for detecting dim moving targets // IEEE Transaction on aerospace and electronic system. 1985. № 1. P. 144–156

175. Arnold J. // IEEE Transaction on aerospace and electronic system. 1993. — №. 1. — P. 44.

176. Daikun Z., Shouyong W. and Xing Q A Dynamic programming track-before-detect algorithm based on local linearization for non-gaussian clutter background // Chinese Journal of Electronics. — Vol.25, No.3. — May 2016. — P. 583-590.

177. Abramovich Y., Besson O. Fluctuation target detection in fluctuating K -distributed clutter // IEEE Signal processing letters. — 2015. — №10. P. 1791-1795.

178. Теория обнаружения сигналов / П.С. Акимов, П.А. Бакут, В.А. Богданович и др.; Под ред. П.А. Бакута. - М.: Радио и связь, 1984. - 440 с.

179. Шелухин О.И. Негауссовские процессы в радиотехнике. - М.: Радио и связь, 1998. — 310 с.

180. Валеев В.Г. Нелинейная обработка сигналов. - М.: Радиотехника, — 2013. 120 с.

181. Винокуров В.И. Морская радиолокация. - М.: Судостроение, 1986. — 256 с.

182. Ward K., Tough R., Watts S. Sea Clutter: Scattering, the K distribution and radar performance. — London: The Institution of Engineering and Technology, 2006. — P. 474.

183. Weiner M. Adaptive antennas and receivers. Tayler and Francis group. 2006. — P. 1207.

184. Gini F., Farina A. Vector Subspace Detection in Compound-Gaussian Clutter. Part I: Survey and New Results // IEEE Transactions on aerospace and electronic systems. — 2002. — №10. — P. 1295-1311.

185. Xu S.-W., Shui P.-L. Yan X.-Y. Combined adaptive normalized matched filter detection of moving target in sea clutter // Circuits, Systems, and Signal processing. — 2017. — 36. — P. 2360-2383.

186. Greco M., Bordononi F. and Gini F. X-band sea-clutter nonstationarity: Influence of long waves. IEEE Journal of Oceanic Engineering. 2004. №2. P. 269–283.

187. Conte, E. and Longo, M., Characterizations of radar clutter as a spherically invariant random process // IEE Processing. — №4. — 1987. — P. 191-197.

188. точка доступа:
<http://soma.mcmaster.ca/ipix/dartmouth/datasets.html>

189. Меркулов В.И., Верба В.С., Ильчук А.Р. и др. Автоматическое сопровождение целей в РЛС интегрированных авиационных комплексов. Сопровождение одиночных целей. — М.: Радиотехника, 2018. с.

190. Kay S. Fundamental of statistical signal processing. Detection theory.

191. Conte E., Lops M., Ricci G. Asymptotically optimum radar detection in compound-gaussian clutter // IEEE Transactions on aerospace and electronic systems. — Vol. 31, No. 2. — 1995. — P.617-625.

192. Conte E., De Maio A., Ricci G. Covariance matrix estimation for adaptive cfar detection in compound-gaussian clutter // IEEE Transactions on aerospace and electronic systems. — Vol. 31, No. 2. — 2002. — P.415-426.

193. Liu S., Chen X., Zeng T. New analytical approach to detection threshold of a dynamic programming track-before-detect algorithm // IET radar, sonar and navigation. — № 8. — 2013. — P. 773-779.

194. Pascal F., Ovarlez J-P., Forster P., Larzabal P. Constant false alarm rate detection in spherically invariant random process // 12 th European Signal Processing Conference. 06 April 2015. — P. 2143- 2146.

195. Формирование С.В.

196. точка доступа:
<http://soma.mcmaster.ca/ipix/dartmouth/datasets.html>

197. Xu S.-W., Shui P.-L., Yan X.-Y. // Circuits, Systems, and Signal processing.—2017. — 36.— P. 2360.

198. Johnston L. Performance analysis of a track before detect dynamic programming algorithm // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems.—2002.— №2.— P. 228-242.

199. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники: в 3-х книгах.— М.: Советское радио, 1976.

200. Кошелев В.И., Белокуров В.А., Кагаленко М.В. Применение характеристических функций при межобзорном накоплении // 8th Mediterranean Conference on Embedded Computing MECO-2019.— Budva,

Montenegro.—June 10th-14th 2019.— P. 256-261.(Scopus)

201. Белокуров В.А. Стабилизация уровня ложной тревоги при обнаружении объекта на фоне негауссовского шума // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета.— 2018.— № 4.— С. 22-27.

202. Степнов М.Н. Статистические методы обработки результатов механических испытаний: справочник.— М.: Машиностроение, 1985.— 232 с.

203. Бакулев П.А., Басистов Ю.А., Тугуши В.Г. Обработка сигналов с постоянным уровнем ложных тревог // Известия вузов. Радиоэлектроника.— 1989.— № 4.— С. 4–15.

204. Жиганов С.Н., Костров В.В. Алгоритмы обнаружения сигналов с постоянным уровнем ложных тревог // Радиотехника.—2006.—№ 6.— С. 111–114.

205. Weinberg G. Radar Detection Theory of Sliding Window Processes.— CRC Press. Adelaide. South Australia, 2017.— 356 p.

206. Gumbel E.J. Statistics of Extremes, NY: Mineola.— P. 400.

207. Wei Yi, Lingjiang Kong Thresholding Process Based Dynamic Programming Track-Before-Detect Algorithm // IEICE Transactions on Communications.—2013.— PP. 291-300

208. Liang Cai. A secure threshold of dynamic programming techniques for track-before-detect // IET International Radar Conference 2013.— (doi: 10.1049/cp.2013.0358).

209. Shulin Liu. New analytical approach to detection threshold of a dynamic programming track-before-detect algorithm // IET Radar Sonar Navigation.— 2013.— № 7.— PP. 773-779.

210. Акимов В.А., Быков А.А., Щетинин Е.Ю. Введение в статистику экстремальных значений и её приложения.— М.: ВНИИ по проблемам ГО и ГС МЧС России, 2009.— 536 с.
211. Лихарев В.А. Цифровые методы и устройства в радиолокации.— М.: Советское радио, 1973.— С. 456.
212. Soheil S. Evaluation of Peaks-Over-Threshold Method. Ocean Science Discussion.— July 2016.— P. 2-15.
213. Castillo J. Estimation of generalized Pareto distribution // Statistics and Probability Letters. Elsevier.— 2009.— 79 (5).— P. 684-710.
214. Grimshaw S. Computing maximum likelihood estimates for the generalized Pareto distribution // Technometrics.— 1993.— No 2.— PP. 185-191.
215. P. de Zea Bermudeza, Samuel Kotz. Parameter estimation of the generalized Pareto distribution—Part I // Journal of Statistical Planning and Inference.— 2010.— P. 1353-1373.
216. Jin Zhang. Likelihood Moment Estimation for the Generalized Pareto Distribution // Aust. N. Z. J. Stat.—2007.— 49(1).— P. 69–77.
217. P. de Zea Bermudeza, Samuel Kotz. Parameter estimation of the generalized Pareto distribution. Part II // Journal of Statistical Planning and Inference.— 2010.— PP. 1374-1388.
218. Hosking J. Parameter and Quantile Estimation for the Generalized Pareto Distribution // Technometrics.—1987.— Vol. 29.— No. 3.— P. 339-349.
219. Soheil Saeed Far. Evaluation of peaks-over-threshold method // Ocean Sci. Discuss.—2016.—P. 1-25.— (doi: 10.5194/os-2016-47).
220. Grossi E., Lops M. Track-Before-Detect for multiframe detection with censored observations // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic

Systems.— 2014, July.— P. 2032-2045.

221. Лукач Е. Характеристические функции.— М.: Мир, 1974.— 424 с.

222. Выгодский Я.Я. Справочник по элементарной математике.— М.: Издательство «Астрель», 2006.— 404 с.

223. Gradshteyn I.S. Table of integrals, Series and Product // NY: Elsevier, 2007.— 1221 p.

224. Кузьмин С. З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию.— Киев, 2000.— 745 с.

225. Stefano P. Coraluppi Multiple-Hypothesis Tracking for Targets Producing Multiple Measurements // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Volume: 54, Issue: 3, June 2018.— P. 1485-1498.

226. Reid D. B. An algorithm for tracking multiple targets // IEEE Trans. Autom. Control.— 1979.— P. 843-854.

227. Popp R., Bar-Shalom Y. *m*-best S-D assignment algorithm with application to multitarget tracking // IEEE transactions on signal processing. NO. 1.— 2001.— P. 22-39.

228. Y. Bar-Shalom, Fred Daum, Jim Huang. The probabilistic data association filter // IEEE Control Systems Magazine.— Vol. 29, Issue 6, Dec. 2009.— P. 82-100.

229. R. Danchick, G.E. Newnam. Reformulating Reid's MHT method with generalized Murty *K*-best ranked linear assignment algorithm // IEE Radar Sonar Navigation, Vol. 153, No. 1.— February. 2006.— P. 13-22.

230. Ristic B., Arulampalam S., Gordon N.J. Beyond the Kalman Filter: Particle Filters for Tracking Applications.— NY: Artech House, 2004.— 318 p.

231. Boers Y., Driessen H. A Particle Filter Based Detection Scheme //

IEEE Signal Processing Letters.— Oct. 2003.— P. 300-302.

232. Kotecha J. H., Djuric P. M. Gaussian Particle Filtering // IEEE transactions on signal processing.—2003.— No. 10.— P. 2592-2601.

233. Ghirmai T. Gaussian Particle Filtering for Tracking Maneuvering Target // Proceedings 2007 IEEE SoutheastCon. — 22-25 March 2007. — P. 439-443. (doi: [10.1109/SECON.2007.342941](https://doi.org/10.1109/SECON.2007.342941))

234. Chang D. Interaction Multiple Model Particle Filter Using New Particle Resampling Algorithm // IEEE Signal Processing for Communication Symposium. — 2014. — P. 3216-3219.

235. Арсеньев Д.Г., Иванов В.М., Берковский Н.А. Эффективный выбор плотности распределения случайной сетки при решении задачи о слежении по азимуту методом Монте-Карло // Научно-технические ведомости СПбГПУ. — 2011. — С. 109-116.

236. Белокуров В.А. Оценка параметров движения малоразмерного объекта на основе переключения моделей движения // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета.— 2016.— №58.— С. 18-23.

237. Bar-Shalom Y. Estimation with applications to tracking and navigation: theory, algorithms and software. —N.Y.: John Wiley, 2002. — P. 545.

238. Марковская теория оценивания в радиотехнике / под ред. М.С. Ярлыкова.— М.: Радиотехника, 2004. — С. 504.

239. Dario Tarchi, Michele Vespe, Ciro Gioia. Low-cost mini radar: Design prototyping and tests // Hindawi. Journal of Sensors Volume 2017.— 15 p.— <https://doi.org/10.1155/2017/8029364>.

240. Lei Shi, Christopher Allen, Mark Ewing. Multichannel sense-and-

avoid radar for small UAVs // 2013 IEEE/AIAA 32nd Digital Avionics Systems Conference (DASC). 5-10 Oct. 2013.—P. 320-350.

241. Улучшение характеристик микромеханических датчиков угловых скоростей / Кошелев В.И., Андреев В.Г., Галкин В.И., Горкин В.Н., Белокуров В.А., Холопов И.С. // Цифровая обработка сигналов и ее применение—DSPA 2010: тез. докл. 12-й Междунар. конференции и выставки.—Т. 2.— М.: Институт проблем управления РАН, 2010.— С. 59-61.

242. Интегрированные системы ориентации и навигации для морских подвижных объектов / под ред. В.Г. Пешехонова.— СПб: Электроприбор, 1999.—357 с.

243. Кошелев В.И., Белокуров В.А., Горкин В.Н., Холопов И.С. Использование трёхосных MEMS гироскопов и акселерометров для задач определения пространственной ориентации подвижных объектов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. — Выпуск 41. — 2012.— С. 22-37.

244. Jay Farrell. Aided navigation GPS with high rate sensors.— McGraw-Hill Companies.—2008.—P.553.

245. Кошелев В.И., Белокуров В.А. Использование фильтра Калмана с перекрёстными связями в системе ориентации высокоманевренного объекта // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета.—№1.—2011.—С. 3-7.

246. Gebre-Egziabher D. Design of multi-sensor attitude determination systems // IEEE Transaction on aerospace and electronic systems.—№5.—2004.—P. 627-649.

247. Челноков Ю.Н. Кватернионные и бикватернионные модели и методы механики твёрдого тела и их приложение. Геометрия и кинематика

движения.—М.: ФИЗМАТЛИТ.—2006.—512 с.

248. Roger H. Design of multi-sensor attitude determination system // IEEE Transaction on aerospace and electronic system.—Vol. 40.—№. 2.—2004.—P. 627-649.

249. Андреев В.Г., Галкин В.И., Кошелев В.И., Белокуров В.А., Молчанов А.В. Цифровая фильтрация сигналов инерциального модуля с целью повышения точности угловой ориентации // 18th Saint Petersburg International conference on integrated navigation systems: Proceedings // Saint Petersburg: Concern CSRI Electropribor, 2011.—P. 52-53.

250. Сычев М.И. Траекторная обработка радиолокационной информации на основе многомодельной фильтрации // Труды МАИ.— Выпуск №90.

251. Keith D. Ward, Robert J.A. Tough Sea Clutter: Scattering, the K Distribution and Radar Performance.—London.: The Institution of Engineering and Technology.—2006.—P. 474.

252. Андреев В.Г., Галкин В.И., Горкин В.Н., Белокуров В.А., Кошелев В.И., Молчанов А.В. Модуль фильтрации сигналов лазерного гироскопа // 17th Saint Petersburg International conference on integrated navigation systems: Proceedings // Saint Petersburg: Concern CSRI Electropribor, 2010.—P. 52-53.

253. Молчанов А.В., Чиркин М.В., Белокуров В.А., Кошелев В.И. Прецизионная обработка квадратурных сигналов цифрового лазерного гироскопа // 22rd Saint Petersburg International conference on integrated navigation systems: Proceedings // Saint Petersburg: Concern CSRI Electropribor, 2015. —P. 307-314. (Scopus)

254. Кошелев В.И., Чиркин М.В., Белокуров В.А., Мишин В.Ю. Реа-

лизация модуля обработки сигналов цифрового лазерного гироскопа на ПЛИС // 6-th Mediterranean Conference on Embedded Computing MECO-2017. Bar, Montenegro.—June 15th-20th 2017.—P. 180-183. (Scopus)

255. Молчанов А.В., Чиркин М.В., Белокуров В.А., Кошелев В.И. Применение передовой методики обработки к триаде прецизионных лазерных гироскопов // 23th Saint Petersburg International conference on integrated navigation systems: Proceedings // Saint Petersburg: Concern CSRI Electropribor, 2016.—P. 300-304. (Scopus)

256. Кошелев В.И., Белокуров В.А. Повышение точности определения угловой скорости датчика угловой скорости с использованием метода наименьших квадратов // Цифровая обработка сигналов и её применение—DSPA 2016: тез. докл. Междунар. конференции.— Т. 2.— М.: Институт проблем управления РАН, 2016.— С. 295-296.

257. Petre Stoica. Spectral Analysis of Nonuniformly Sampled Data: A New Approach Versus the Periodogram // IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, VOL. 57, No. 3.—MARCH 2009.—P. 843-858.

258. William Press, Saul Teukolsky. Numerical Recipes in C.—CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS.—1997.—P. 994.

259. Гилл Ф., Мюррей У., Райт М. Практическая оптимизация: пер. с англ.—М.: Мир, 1985.—509 с.

Приложение I. Условные обозначения, аббревиатуры, сокращения и термины

Список условных обозначений

Знаки

- * — знак комплексного сопряжения;
- × — знак блока умножения (умножителя);
- * — операция свертки плотностей;
- ⊗ — символ кватернионного умножения.

Латинские символы

$x_{\text{БРЛС}}(t), y_{\text{БРЛС}}(t), z_{\text{БРЛС}}(t)$ — координаты БРЛС в прямоугольной системе координат;

$x_{\text{ЛА}}(t), y_{\text{ЛА}}(t), z_{\text{ЛА}}(t)$ — координаты ЛА в прямоугольной системе координат;

$\sigma_{\text{ш}}^2$ — дисперсия шума;

$\sigma_{\text{с}}^2$ — дисперсия сигнала;

$\lambda_{\text{шп}}$ — отношение шум-помеха;

λ_{clutter} — пространственная плотность шумовых отметок;

λ — длина волны излучения;

$\bar{\mu}$ — усреднённый коэффициент улучшения;

$\mathbf{0}$ — нулевая матрица размером 3 на 3;
 A_{k_j} — амплитуда j -й отметки на k -м обзоре;
 A — амплитуда сигнала;
 $a_{r_{\max}}$ — максимальное значение радиального ускорения по линии визирования;
 α_{k-1} — положение центра обзора на $(k-1)$ -м обзоре;
 α_k — положение центра обзора на k -м обзоре;
 $a_{\text{ЛА}_x}^a, a_{\text{БРЛС}_x}^a$ — проекции радиального ускорения сближения по линии визирования;
— разрешающая способность по ускорения когерентной пачки импульсов;
 u — порог, фиксирующий выбросы случайной величины;
 a_p, c_p — параметры обобщённого распределения Парето;
 N_p — общее число отсчётов анализируемой выборки;
 M_p — число отсчётов случайных величин, превысивших порог u ;
 a, b — параметры распределения Вейбулла;
 a_r — радиальное ускорение сближения по линии визирования;
 $\text{atan2}(\bullet)$ — функция расширенного арктангенса;
 $\tilde{\mathbf{N}}_k$ — матрица направляющих косинусов на k -м такте работы;
 c — скорость света;
 D — вероятность правильного обнаружения;
 d_α — разность между обзорами на k -м и $k-1$ -м обзорах;
 $\det(\bullet)$ — определитель матрицы;
 df — разрешение по частоте системы первичной обработки;
 dR — разрешение по дальности системы первичной обработки;
 F — вероятность ложной тревоги;

f_R — дальномерная частота;

φ'_{c_m} — настройка m -го канала по ускорению;

$\Delta\varphi'_c$ — ширина канала по ускорению;

$\varphi'_{c_{\max}}$ — максимальное значение межпериодного набега фазы за счёт ускорения;

f_0 — несущая частота;

\mathbf{F} — переходная матрица;

f'_d — скорость изменения частоты Доплера за счёт радиального ускорения;

f_{Γ_0} — частота гетеродина;

f_{s_2}, f_{s_3} — смещение по частоте для второй и третьей пачки импульсов относительно частоты Доплера в первой пачке;

f_H, f_B — нижняя и верхняя частота в частотно-модулированном сигнале;

f_d — доплеровский сдвиг частоты отражённого сигнала;

φ_{c_k} — межпериодный набег фазы сигнала за счёт скорости в k -й пачке;

φ_{0_k} — начальная фаза сигнала в k -й пачке;

\mathbf{H} — матрица наблюдений;

$h(\bullet)$ — функция, связывающая вектор измерений и вектор состояний;

\mathbf{I} — единичная матрица;

$I_0(\bullet)$ — функции Бесселя;

\mathbf{K}_k — коэффициент усиления фильтра Калмана;

$k_{\text{ЧМ1}}$ — крутизна изменения частоты во второй пачке;

$k_{\text{ЧМ2}}$ — крутизна изменения частоты в третьей пачке;

l — 1) длина лопасти, 2) номер канала по скорости;

$L(\bullet)$ — отношение правдоподобия;
 $M_{\text{арт}}$ — оптимальное число каналов по ускорению;
 $M\{\bullet\}$ — операция математического ожидания;
 M_a — число каналов по ускорению;
 m_a — число каналов по скорости МДФ, в которых находится спектр отражённого сигнала при наличии радиального ускорения;
 m_k — отметки, попавшие в строб сопровождения на k -м обзоре;
 $S_{\text{опр}}$ — вектор, содержащий пачки импульсов, которые соответствуют одной из возможных гипотез дальности;
 N — число импульсов в пачке;
 N_S — число точек блока БПФ при сегментировании входной выборки;
 $m M_{a_s}$ — количество сегментов БПФ в канале по ускорению;
 $N(\bullet)$ — многомерный нормальный закон распределения;
 n_α — число каналов по азимуту, на которое может меняться азимут объекта между двумя последовательными обзорами;
 N_α — число каналов по азимуту;
 n_v — число каналов по скорости, на которое может меняться скорость объекта между двумя последовательными обзорами;
 N_h — 1) число гипотезных трасс, 2) число гипотез по дальности;
 N_l — число лопастей вертолѐта;
 N_m — длина короткого сегмента БПФ;
 N_{pf} — общее число парциальных фильтров;
 n_R — число каналов по дальности, на которое может меняться дальность объекта между двумя последовательными обзорами;
 N_R — число каналов по дальности;
 N_β — число каналов по углу места;

n_β — число угловых каналов, на которое может поменяться угол места объекта между двумя последовательными обзорами;

N_v — число каналов по скорости;

$\mathbf{P}_{k|k-1}$ — матрица ошибок экстраполяции;

$p(\mathbf{z}|H_0)$ — функция правдоподобия при гипотезе H_0 ;

$p(\mathbf{z}|H_1)$ — функция правдоподобия при гипотезе H_1 ;

$p_w(\bullet)$ — плотность распределения, соответствующая закону распределения Вейбулла;

\mathbf{Q} — матрица с дисперсиями шумов состояния;

q — отношение сигнал-шум;

$\mathbf{q}_{\text{gyros}}$ — кватернион, вычисленный на основании выходных данных гироскопов;

R — дальность до объекта по линии визирования;

$R(t)$ — текущая дальность до края лопасти;

R_0 — дальность до корпуса вертолѐта;

\mathbf{R}_n — корреляционная матрица помехи;

\mathbf{R}_c — корреляционная матрица сигнала;

\mathbf{T} — оператор транспонирования;

$T_{\text{АЦП}}$ — период работы АЦП;

T_l — длительность линейного участка;

$T_{\text{старт}}$ — период запуска АЦП;

T_0 — период ожидания;

T_M — период модуляции ЛЧМ;

t_R — задержка по времени распространения сигнала, пропорциональная дальности;

$\text{tr}(\bullet)$ — след матрицы;

$T_{\text{обз}}$ — время обзора сектора обзора;
 $T_{\text{п}}$ — период повторения импульсов в пачке;
 $V_{\text{ЛА}_y}^a, V_{\text{БРЛС}_y}^a, V_{\text{ЛА}_z}^a, V_{\text{БРЛС}_z}^a$ — проекции вектора скорости ЛА на оси антенной системы координат носителя БРЛС;
 \mathbf{w} — вектор весовой обработки;
 $\mathbf{x}_{k|k}$ — вектор состояния ненаблюдаемых параметров на k -м обзоре;
 $\mathbf{x}_{k|k_j}$ — условная оценка вектора состояния при условии, что j -я отметка принадлежит реальному объекту;
 $\mathbf{x}_{k|k-1}$ — экстраполированное значение вектора состояния на k -м такте;
 $X_a Y_a Z_a$ — антенная прямоугольная СК;
 XYZ — связанная с носителем БРЛС прямоугольная СК;
 X_c, Y_c — связанная с носителем БРЛС СК
 χ_0 — азимут объекта на k -м обзоре;
 χ_0, χ_t — начальное и текущее значения угла расположения лопасти;
 λ — длина волны излучения;
 τ — интервал корреляции;
 Φ — информационная матрица Фишера;
 Ω — кососимметричная матрица;
 Ω — угловая скорость вращения лопастей;
 ω_b — вектор угловых скоростей вращения носителя;
 Γ — матрица порождающих шумов;
 \mathbf{H} — оператор комплексного сопряжения и транспонирования;
 $(x_{n_{k-1}}, y_{n_{k-1}})$ и (x_{n_k}, y_{n_k}) — координаты объекта на k -м и $(k-1)$ -м обзорах;
 (x_{k-1}, y_{k-1}) и (x_k, y_k) — координаты центра нормальной подвижной СК на k -м и $(k-1)$ -м обзорах;

V_{\max} — максимальная радиальная скорость по линии визирования

Список аббревиатур

РОТ — Peak over threshold;

СК — система координат;

ВЧПИ — высокая частота повторения импульсов;

СЧПИ — средняя частота повторения импульсов;

НЧПИ — низкая частота повторения импульсов;

ПОРЛС — первичная обработка отражённых радиолокационных сигналов;

РЛС — радиолокационная система;

ФН — функция неопределённости;

ЛА — летательный аппарат;

БРЛС — бортовая радиолокационная система;

ТТХ — тактико-технические характеристики;

МДФ — многоканальный доплеровский фильтр;

СКО — среднеквадратическое отклонение;

КУ — коэффициент улучшения;

ЭО — элементарные операции;

ДЧМ — дискретная частотная модуляция;

МНТ — multiple hypothesis tracking;

PDAF — probability density association filter;

DP TBD — dynamic programming track before detect;

PF TBD — particle filtering track before detect;

ХФ — характеристическая функция;

СРНС — спутниковая радионавигационная система;

БНС — бортовая навигационная система;

ИНС — инерциальная навигационная система;

БИНС — бесплатформенная инерциальная навигационная система;
СУО — система угловой ориентации;
АП — аффинное преобразование;
ГСП — гиросtabilизированная платформа;
ГСК — географическая система координат;
ССК — связанная система координат;
ЧМ — частотно-модулированное;
ДУС — датчик угловой скорости;
ЛГ — лазерный гироскоп;
SPI—синхронный последовательный интерфейс;
UART — универсальный асинхронный приёмопередатчик;
СУЛТ — стабилизация уровня ложной тревоги;
СРНС — спутниковые радионавигационные системы;
ПУЛТ — постоянный уровень ложной тревоги;
ЭС-ПУЛТ — постоянный уровень ложной тревоги на основе экстремальных статистик;
МДС — микродоплеровские сигнатуры.

Список сокращений

англ. — английский;
ед. — единицы;
д-р — доктор;
канд. — кандидат;
лат. — латинский;
отн. — относительный;
пр. — прочее;
рад. — радиан;

рис. — рисунок;
м — метр;
с — секунда;
табл. — таблица;
техн. — технический;
угл. с. — угловые секунды;
физ.-мат. — физико-математический.

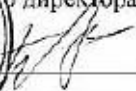
Список иностранных терминов

altitude — высота;
coarse alignment — начальная (грубая) выставка инерциальной навигационной системы;
crab — скользить на крыло;
fine alignment — точная выставка инерциальной навигационной системы;
gravity vector — вектор ускорения свободного падения;
pitch — тангаж;
roll — крен.



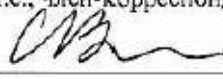
УТВЕРЖДАЮ

Технический директор -
Заместитель
генерального директора


В.В.Подкидов
2020 г.

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный конструктор –
начальник НИО-5,
д.т.н., с.п.с., член-корреспондент РАН


С.И.Вексин
2020 г.

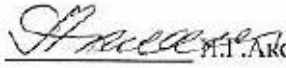
АКТ

О практическом использовании результатов диссертационной работы
"МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ МЕЖОБЗОРНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ
МАЛОРАЗМЕРНЫХ И СВЕРХМАНЕВРЕННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ С
УЧЁТОМ БОРТОВОЙ НАВИГАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ"
на соискание ученой степени доктора технических наук, доцента кафедры радиотехнических систем ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф.Уткина», кандидата технических наук БЕЛОКУРОВА Владимира Александровича в разработках АО «МНИИ «Агат» (г. Жуковский, Московской области)


Настоящий Акт составлен в том, что предоставленные материалы диссертационной работы В.А.Белокурова, в том числе - практические и теоретические результаты научных исследований нашли применение в выполненных НИР № 5-19 "Распознавание образов целей и тактических ситуаций на основе радиолокационной информации, поступающей в бортовую ЦВМ импульсно-доплеровской головки самонаведения из моноимпульсного радиолокатора и инерциальной системы управления ракеты" и НИР № 7-19 "Синтез и анализ адаптивных алгоритмов обнаружения СШП в РЛС". Также были использованы результаты диссертационной работы Белокурова В.А. представленной на соискание учёной степени доктора технических наук в виде алгоритмического обеспечения, предназначенного для когерентного межобзорного накопления пачек импульсов позволяющее уменьшить величину порогового отношения сигнал-шум на 3,3 дБ при накоплении пачек с 5 обзоров по сравнению с известным алгоритмом некогерентного межобзорного накопления.

Использование указанных результатов диссертационной работы В.А.Белокурова стимулировало проведение исследований по оценке потенциальных характеристик новых изделий радиолокационной техники на базе имитационного стенда, разработку алгоритмов инструментальных средств для экспериментальных работ, что послужило, в том числе и для наполнения научно-технического задела нашего Института в области доплеровских радиолокационных головок самонаведения (РГС).

Научный руководитель – советник Генерального директора,
Председатель НТС, д.т.н., профессор, академик РАН


И.Т.Лопьян

Помощник Генерального директора,
Учёный секретарь НТС, к.т.н.


М.В.Потапов

УТВЕРЖДАЮ
Первый заместитель технического
директора АО «РНИЗ»
директор НТЦ



С.В. Шелуджин

АКТ

о внедрении диссертационной работы «МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ МЕЖОБЗОРНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ МАЛОРАЗМЕРНЫХ И СВЕРХМАНЕВРЕННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ С УЧЁТОМ БОРТОВОЙ НАВИГАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ» на соискание ученой степени доктора технических наук, доцента кафедры радиотехнических систем ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина», кандидата технических наук, доцента Белокурова Владимира Александровича

Комиссия в составе:

- зам. директора Научно-технического центра (НТЦ), к.т.н. Фролова И.И.;

- начальника конструкторского бюро, к.т.н. Кривченкова Д.Н.;

рассмотрев предоставленные материалы диссертационной работы, составила настоящий акт о том, что практические и теоретические результаты научных исследований Белокурова В.А., нашли применение в СЧ НИОКР "Разработка эскизно-технического проекта на многоспектральную систему технического зрения с РЛС 3 мм диапазона РЛС-3В боевого вертолётa".

При этом использованы следующие результаты диссертационной работы Белокурова В.А., представленной на соискание учёной степени доктора технических наук:

- алгоритмическое обеспечение (далее - алгоритм), предназначенное для обнаружения малоразмерных целей, обеспечивающее межобзорное накопление с возможностью раскрытия неоднозначных измерений;

- алгоритм пороговой обработки при межобзорном накоплении сигналов малоразмерных целей.

Использование указанных результатов диссертационной работы Белокурова В.А. дало возможность проведения исследований (оценки) потенциальных характеристик радиолокатора на базе имитационного стенда (позволило решить проблемы разработки инструментальных средств исследования/анализа).

Члены комиссии



Фролов И.И.



Кривченков Д.Н.

"УТВЕРЖДАЮ"
Генеральный директор - главный конструктор
ПАО «Московский институт
электроμηханики и автоматики»
А.Г. Курбатов



АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы на соискание ученой степени доктора технических наук, доцента кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета, кандидата технических наук, доцента Белокурова Владимира Александровича в разработки ПАО «МИЭА» (г. Москва)

Научно-техническая комиссия в составе: Б.И. Портнова, А.В. Молчанова, В.И. Галкина, составила настоящий акт о том, что в рамках НИР № 6-09 «Разработка программно-алгоритмических средств фильтрации выходных сигналов угловой скорости микромеханических приборов» (Шифр — "Фильтр")» получены и внедрены в разработки ПАО «Московский институт электроμηханики и автоматики» новые научно-технические результаты, изложенные в диссертационной работе В.А. Белокурова и состоящие в следующем:

- разработана методика фильтрации выходного сигнала датчика угловой скорости (ДУС), основанная на использовании многомодельного α - β фильтра Калмана с перекрестными связями, адаптивного к различным угловым скоростям движения летательного аппарата;

- разработан алгоритм подавления шумовой составляющей выходного сигнала ДУС, который обеспечивает уменьшение амплитуды максимального выброса A_{max} и среднеквадратическое значение шума в 1,5 и 2 раза по сравнению с известными методами фильтрации.

Эффективность разработанных методов и алгоритмов проверена на испытательных стендах на опытных образцах одноосного датчика угловой скорости ДУС ММА.

Результаты диссертационной работы реализованы в виде программно-алгоритмического обеспечения на языке C++ для контроллера ДУС, осуществляющего цифровую фильтрацию его выходных сигналов.




Технические аспекты внедрения результатов диссертационной работы В.А. Белокурова состоят в уменьшении уровня шумов выходных сигналов микромеханических датчиков угловой скорости, что даёт возможность их использования в компактных и недорогих гироскопических приборах имеющих различные области применения.

Члены научно-технической комиссии:

Зам. Главного конструктора

Начальник отделения к.т.н., доцент

Начальник отдела к.т.н.

 Б.И. Портнов
 А.В. Молчанов
 В.И. Галкина

Проректор
по учебной работе и информатизации
ФГБОУ ВО «РТРГУ»


П.В. Бабаян
« 05 » 07 2021 года

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы на соискание ученой степени доктора технических наук Белокурова Владимира Александровича на тему «МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ МЕЖОБЗОРНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ МАЛОРАЗМЕРНЫХ И СВЕРХМАНЕВРЕННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ С УЧЁТОМ БОРТОВОЙ НАВИГАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ» по специальности 05.12.14 «Радиолокация и радионавигация» в учебный процесс ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина»

Настоящий акт составлен о том, что в учебный процесс ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина» внедрены следующие результаты диссертационной работы Белокурова В.А.:

1) методы и алгоритмы обнаружения сигналов, отражённых от малоразмерных объектов, используются при обучении студентов (11.03.01 «Радиотехника», профиль «Радиотехнические системы локации, навигации и телевидения») по дисциплине: «Основы радиоэлектронной борьбы» (лектор проф. Кошелев В.И);

2) алгоритмы межобзорного накопления отражённых радиолокационных сигналов используются при обучении: студентов (11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы», специализация «Средства РЭБ») по дисциплинам «Средства, системы и комплексы РЭП», «Основы теории радиолокационных систем и комплексов» (лектор проф. проф. В.Г. Андреев), магистров (11.04.01 «Радиотехника», программа магистратуры «Радиотехнические системы локации, навигации и радиоэлектронной борьбы») по дисциплинам «Методы вычислительного эксперимента», «Математическое моделирование радиотехнических устройств и систем»;

3) алгоритмы межобзорного обнаружения используются при обучении магистров (11.04.01 «Радиотехника», программа магистратуры «Радиотехнические системы локации, навигации и телевидения») по дисциплине: «Средства РЭБ в радиолокации и навигации» (лектор доц. Белокуров В.А.);

3) содержание шестой главы диссертационной работы Белокурова В.А. использовано при создании лабораторных работ «Исследование микромеханического гироскопа L3G4200D», «Исследование выходных сигналов микромеханических гироскопов», которые прошли практическую апробацию при подготовке студентов (11.05.01 «Радиоэлектронные

системы и комплексы», профиль «Радионавигационные системы и комплексы») по дисциплинам «Принципы построения и функционирования сетевых спутниковых радионавигационных систем», «Комплексирование РНС» (лектор доц. Белокуров В.А.).

Декан ФРТ, к.т.н.



И.С. Холопов

Председатель методической комиссии
ФРТ, к.т.н.



Ю.Н. Гришаев

Заведующий кафедрой РТС,
д.т.н.



В.И. Кошелев