Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

на правах рукописи

En/-

Елагина Ксения Александровна

АДАПТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ И РАЗРЕШЕНИЯ ЧМ СИГНАЛОВ В РЛС ОБЗОРА ПРИ СЛОЖНОМ ПОМЕХОВОМ ВОЗДЕЙСТВИИ

Специальность: 05.12.14 - «Радиолокация и радионавигация»

Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук

> Научный руководитель: доктор технических наук, старший научный сотрудник Лозовский Игорь Филиппович

Новосибирск – 2017

ВВЕДЕНИЕ	4
Глава 1. АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ И РАЗРЕШЕНИЯ ЧМ СИГНАЛОН	ΒB
РЛС ОБЗОРА ПРИ СЛОЖНОМ ПОМЕХОВОМ ВОЗДЕЙСТВИИ	. 11
1.1. Сигналы и помехи в импульсных РЛС обзора	. 12
1.2. Защита РЛС от АП	. 14
1.3. Защита РЛС от протяжённых по дальности и точечных ПП	. 15
1.4. Защита РЛС от сверхрефракции	. 24
1.5. Защита РЛС от несинхронных точечных и протяжённых по дальности помех	. 25
1.6. Близкорасположенные по дальности цели	. 30
1.7. Интерполяция	. 35
Выводы по Главе 1	. 38
Задачи исследования	. 38
Глава 2. АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ И РАЗРЕШЕНИЯ ЧМ СИГНАЛОВ	В
ОДНОИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ РЛС	. 39
2.1. Двухканальное устройство обнаружения и разрешения	. 39
ЛЧМ сигналов со стабилизацией вероятности ложной тревоги	. 39
2.2. Синтез сигналов с НЧМ	. 43
2.3. Характеристики НЧМ сигналов при одноканальной фильтрации	. 48
2.4. Характеристики НЧМ сигналов при многоканальной фильтрации по частоте Доплера	. 50
2.5. Сравнительный анализ эффективности обнаружения и разрешения ЛЧМ и НЧМ сигна	ілов
при стабилизации вероятности ложной тревоги	. 55
2.6. Рекомендации по применению ЛЧМ и НЧМ сигналов	. 59
2.7. Применение ПЧМ сигналов для обнаружения целей	. 61
2.7.1. Параметры сигналов с периодической	. 61
линейной и нелинейной ЧМ	. 61
2.7.2. Алгоритм обнаружения и разрешения сигналов с периодической ЧМ со стабилизац	ией
вероятности ложной тревоги	. 72
2.8. Интерполяция пика амплитуды ЧМ сигналов в цифровых устройствах обработки	. 78
2.8.1. Интерполятор по критерию минимума среднего квадрата ошибки	. 79
2.8.2. Интерполяция по отношению отсчетов амплитуды сигнала	. 82
2.8.3. Квадратурный интерполятор	83
2.8.4. Сравнительный анализ эффективности интерполяторов	. 84
2.8.5. Вопросы реализации интерполяторов пика амплитуды сигнала на ПЛИС	. 90

Выводы по Главе 2	
Глава 3. АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ С НЕКОГЕРЕНТНЫМ НАКОПЛЕНИЕМ	ПАЧКИ
ИМПУЛЬСОВ. ЗАЩИТА РЛС ОТ ОТРАЖЕНИЙ ОТ «ЯСНОГО НЕБА»	
3.1. Методы повышения защиты от отражений от «ясного неба» и видимост	и целей,
движущихся с малыми радиальными скоростями	
3.1.1. Обработка пачки импульсов с двумя параметрами вобуляции	
3.1.2. Некогерентное накопление с частотным порогом пачек импульсов, излучённых	к в одном
угловом направлении	
3.1.3. Применение ПЧМ сигналов для обнаружения целей и бланкирования элемента д	цальности
при обнаружении отражений от «ясного неба»	102
3.1.4. Адаптация частотного порога к мощности сигнала	110
3.1.5. Сравнительный анализ эффективности алгоритмов	111
3.1.6. Эффективность обработки пачек импульсов в смежных лучах ДНА и пачек и	мпульсов
одного углового направления	114
3.1.7. Эффективность бинарного и некогерентного накопления при обработке пачек и	мпульсов
в смежных лучах ДНА и пачек импульсов одного углового направления	124
3.2. Алгоритм некогерентного накопления с защитой от сверхрефракции	130
3.3. Алгоритмы обнаружения с распознаванием вида помехи	134
3.3.1. Обнаружение в условиях несинхронных точечных и несинхронных протяже	нных по
дальности помех	134
3.3.2. Обнаружение в условиях несинхронных точечных по дальности помех и отра-	жений от
«ясного неба»	138
3.3.3. Алгоритм обнаружения при априорно неизвестном виде помехи	140
Выводы по Главе 3	144
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	146
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ	148
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	150
ПРИЛОЖЕНИЕ А	156
ПРИЛОЖЕНИЕ Б	157

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность. Радиолокационные станции (РЛС) функционируют в сложной помеховой обстановке, при этом должны обеспечиваться заданные характеристики обнаружения и разрешения движущихся целей.

Обеспечение заданных характеристик осуществляется на этапах внутрипериодной, междупериодной и межобзорной обработки.

Задача защиты РЛС от протяженных по дальности пассивных помех (ПП) и непрерывных активных помех (АП) в основном решена путем применения адаптивных алгоритмов с оценкой неизвестных параметров помехи в обучающей выборке по дальности [1 – 2]. Однако на РЛС могут воздействовать и другие помехи, которые можно отнести к сложным помеховым воздействиям из-за их нестационарности во времени и неоднородности по дальности. Наличие такого рода помех приводит к заметному ухудшению характеристик обнаружения и разрешения сигналов, увеличению числа ложных отметок (ЛО).

В настоящее время не является в полной мере решенной задача уменьшения числа ЛО при уменьшении потерь обнаружения на весовую обработку (ВО), дискретизацию, потерь за счёт введения скоростной селекции и при возможном снижении аппаратурных затрат на реализацию алгоритмов. В контексте диссертационной работы под ЛО понимаются ошибочные решения обнаружителя сигналов от таких сложных помеховых воздействий как отражения от «ясного неба» (ОЯН), несинхронные точечные сигналы, несинхронные импульсные помехи, сигналы сверхрефракции (СР), а также ЛО в области боковых лепестков (БЛ), возникающих при сжатии сигналов. Необходимость защиты РЛС от помех такого типа и определила название диссертационной работы.

Степень разработанности. Для достижения заданных параметров обнаружения важнейшее значение имеет синтез сигналов. Теория сложных сигналов изложена в фундаментальных работах отечественных и зарубежных учёных: Варакина Л.Е., Вакмана Д.Е., Гоноровского И.С., Вудворда Ф.М., Ширмана Я.Д., Кука Ч., Бернфельда М. и др.

При сжатии сложных сигналов кроме главного лепестка образуются боковые лепестки, которые являются источником ЛО. Одним из возможных способов уменьшения уровня боковых лепестков (УБЛ) является применение ВО комплексной огибающей сигнала до сжатия или на выходе фильтра сжатия [3 – 4]. В случае применения ВО число ЛО существенно уменьшается, однако при этом главный лепесток сжатого сигнала расширяется и уменьшается его максимальное значение. В результате при обнаружении слабых сигналов возникают потери в пороговом сигнале.

Кроме уменьшения потерь необходимо обеспечивать и постоянный уровень ложных тревог. Адаптивные обнаружители с постоянным уровнем ложных тревог исследовались в работах таких отечественных и зарубежных учёных как Бакулев П.А., Батистов Ю.А., Лозовский И.Ф., Hansen V., Rohling H. и др.

В работах авторов получено решение задачи уменьшения числа ЛО в зависимости от помеховой обстановки. Однако нерешённым остаётся вопрос уменьшения потерь в обнаружителе с тем или иным способом стабилизации вероятности ложной тревоги (ВЛТ), в фильтре сжатия которого для уменьшения УБЛ применяется неравномерная ВО.

В литературе имеются публикации о применении в радиолокации нетрадиционных зондирующих сигналов (3С) с частотной модуляцией (ЧМ), например, сигналов с нелинейной частотной модуляцией (НЧМ) [3, 5 – 6], пачечных сигналов (ПС) с ЧМ отдельных импульсов [7].

Их изучением в последние годы занимались Лозовский И.Ф., Дмитриев С.Л., Тельминов О.А. и др.

При применении таких сигналов в качестве ЗС РЛС за счёт низкого УБЛ, отсутствия потерь на ВО (НЧМ сигналы), высокой точности оценки частоты Доплера (ПС) можно уменьшить потери обнаружения и число ЛО.

Однако нетрадиционные сигналы с ЧМ кроме преимуществ имеют и недостатки. Основными недостатками являются высокая чувствительность НЧМ сигналов к сдвигу по частоте Доплера, в результате для уменьшения потерь требуется применение многоканальных по доплеровской частоте согласованных фильтров (МСФ), что увеличивает аппаратурные затраты. При этом все равно невозможно добиться одновременно низкого УБЛ для сигналов с разной частотой Доплера. Применение ПС возможно по точечным объектам исключительно в угловых направлениях, свободных от областей протяжённых помех.

РЛС также вынуждены работать в условиях отражений от оптически ненаблюдаемых объектов – «ангелов» («angels», отражения от «ясного неба») [5, 8 – 9], являющихся точечными движущимися помехами (ТДП). К ОЯН относят отражения от диэлектрических неоднородностей и турбулентностей атмосферы, стай птиц, скоплений насекомых и др. [5, 8 – 9]. Увеличение числа ЛО от таких помех приводит к возможной перегрузке информационной системы РЛС.

Изучением возможностей повышения защиты РЛС от помех такого типа занимались Бартенев В.Г., Лозовский И.Ф. и др.

В существующих РЛС, как правило, используются разностно-временные череспериодные компенсаторы небольшой кратности, что недостаточно для эффективного

5

подавления ТДП. Повышение защиты РЛС от ТДП приводит к потерям обнаружения целей, движущихся с малыми радиальными скоростями.

Большое влияние на эффективность РЛС оказывает явление аномального При отрицательных значениях вертикального распространения радиоволн. градиента диэлектрической проницаемости тропосферы возникает явление сверхрефракции, при котором возникает приземный, приводный или тропосферный волновод, в котором концентрируется большая часть энергии ЗС. Распространяющиеся по таким волноводам сигналы (сигналы СР) являются помехами, т.к. могут приходить с дальностей, превышающих максимальную дальность РЛС.

Вопросами защиты РЛС от СР занимались Кострова Т.Г., Бернюков А.К., Карлов В.Д. и др.

В работах [10 – 14] неоднозначность отсчёта дальности предлагается устранять на основе анализа пачки эхо-сигналов в частотной области, при смене закона модуляции сложного сигнала и при применении вобуляции периода повторения зондирующих сигналов. В борьбе со СР полезным может быть проведение измерений по сигналам, отражённым от поверхностно-распределённых объектов с эталонными эффективными площадями рассеяния (ЭПР), которые имеются на трассе распространения радиоволн [15]. Однако ранее не были получены алгоритмы некогерентного накопления пачки сигналов с защитой от СР.

Сложность помеховой обстановки часто определяется взаимными помехами от соседних радиоэлектронных устройств, которые носят характер несинхронных импульсных помех большой интенсивности [16]. Методы стабилизации ВЛТ, основанные на автоматической регулировке усиления приёмника или порогового уровня обнаружения, не обеспечивают стабилизацию ВЛТ при импульсных помехах. Способы защиты от импульсных помех, использующие временную селекцию (стробирование) неэффективны при несинхронных помехах. Недостатком известных способов стабилизации ВЛТ путём введения ограничения в приёмном тракте является искажение полезного сигнала, что приводит к низкой помехозащищённости от пассивных помех [16]. Выходом из сложившейся ситуации является разработка адаптивных алгоритмов обнаружения сигналов.

Другим вопросом, возникающим при разработке аппаратуры и требующим решения, является уменьшение потерь на дискретизацию.

Временное положение пика сжатого сигнала может не совпадать с моментами взятия отсчетов, что приводит к существенным потерям обнаружения сигналов. Для повышения точности оценки временного положения сигнала необходимо использовать высокую частоту дискретизации, однако на практике это часто не выполняется.

6

При поиске компромисса между стоимостью, требованиями к аппаратуре и уменьшением потерь обнаружения вместе с повышением точности оценки временного положения сигнала применяют интерполяцию (восстановление) пика амплитуды сигнала [17 – 18]. Недостаток известных параболических и линейных интерполяторов заключается в большой погрешности при узком и широком корреляционном пике соответственно.

Таким образом, не все задачи решены, поэтому тема диссертационной работы актуальна.

Цель работы и задачи исследования. Целью работы является увеличение помехозащищённости РЛС от несинхронных точечных и несинхронных протяжённых по дальности помех, ОЯН, помех от СР.

Для достижения поставленной цели в работе потребовалось решить следующие основные задачи:

1. Разработать алгоритм, обеспечивающий с минимальными потерями обнаружение ЧМ сигналов от одиночных и близкорасположенных по дальности целей с разной ЭПР.

2. Синтезировать сигнал с НЧМ, обеспечивающий низкий УБЛ в диапазоне частот Доплера, определить характеристики обнаружения и разрешения НЧМ сигналов.

3. Разработать алгоритмы обнаружения, повышающие эффективность защиты РЛС от ОЯН при сохранении видимости целей, движущихся с малыми радиальными скоростями.

4. Исследовать возможности применения сигналов с периодической частотной модуляцией (ПЧМ) для защиты РЛС от точечных помех типа ОЯН.

5. Разработать алгоритм обнаружения некогерентной пачки импульсов на фоне априорно неизвестного вида помехи, включающей несинхронные шумовые и точечные, неоднородные по дальности помехи и помехи от СР.

6. Разработать алгоритмы интерполяции пика амплитуды ЧМ сигналов.

В диссертационной работе получены следующие новые научные результаты:

• Предложен двухканальный обнаружитель одиночных и перекрывающихся во времени ЧМ сигналов со стабилизацией ВЛТ, в одном из каналов которого применяется ВО, обеспечивающий уменьшение потерь обнаружения по сравнению с одноканальным обнаружителем (новизна подтверждена получением патента на изобретение).

• Предложен алгоритм обнаружения некогерентной пачки импульсов на фоне априорно неизвестного вида помехи, в котором несинхронные точечные и несинхронные протяжённые по дальности помехи исключаются из выборки накапливаемых отсчётов, а при обнаружении ОЯН и СР элемент дальности бланкируется.

• Синтезирован сигнал с НЧМ, при оптимизации коэффициентов нелинейности ЧМ которого по сравнению с известными сигналами обеспечивается практически постоянный

7

низкий уровень боковых лепестков для разных баз сигналов. Разработаны алгоритмы его обнаружения в диапазоне частот Доплера, позволяющие уменьшить потери обнаружения.

• Разработаны методы повышения защищенности РЛС обзора от ОЯН, основанные на некогерентном накоплении и включающие обработку пачек импульсов с двумя параметрами вобуляции, ПЧМ сигналов, пачек импульсов одного углового направления и смежных лучей диаграммы направленности антенны (ДНА), скоростная селекция которых обеспечивается на основе адаптивного к мощности сигнала порога по частоте Доплера.

• Предложены алгоритмы интерполяции пиковых значений амплитуд ЧМ сигналов, позволяющие уменьшить потери обнаружения.

Теоретическая значимость работы. Разработанные в диссертационной работе алгоритмы обнаружения предназначены для применения в РЛС обзора и позволяют уменьшить потери и число ЛО. В результате проведённого в работе исследования получено:

• Выигрыш в пороговом сигнале при обнаружении ЧМ сигналов от близкорасположенных по дальности целей до 1...3 дБ достигается применением в обнаружителе со стабилизацией ВЛТ второго канала с ВО и объединением выходов пороговых устройств по логическому «ИЛИ».

• Выигрыш в пороговом сигнале до 3,5 дБ при обнаружении сигналов от целей в диапазоне частот Доплера 0... 12 кГц (по модулю) достигнут при применении обнаружителя синтезированного НЧМ сигнала с низким УБЛ.

• Уменьшение потерь на дискретизацию и выигрыш в пороговом сигнале в цифровых системах без ВО и с ВО по Хэммингу до 1,5 дБ и 0,4 дБ соответственно получены при применении 1-го...2-х каналов предложенного некогерентного интерполятора.

• Уменьшение радиальных скоростей обнаруживаемых целей при малом числе ложных отметок достигнуто при обработке по алгоритму некогерентного накопления с частотным порогом (НН-ЧП) пачки импульсов с двумя параметрами вобуляции, ПЧМ сигналов, пачек импульсов одного углового направления или смежных лучей ДНА, а также при осуществлении адаптации ЧП к мощности сигнала.

• Модернизированный алгоритм НН-ЧП на основе бланкирования и исключения из выборки накапливаемых отсчётов сигналов помех повышает помехозащищённость РЛС, при этом потери обнаружения сигналов от целей не превышают 0,5 дБ.

Практическая значимость работы. Результаты диссертационного исследования по обработке пачки импульсов с двумя параметрами вобуляции по алгоритму некогерентного накопления с частотным порогом, интерполяторы пиковых значений амплитуд ЧМ сигналов (включены в техническое задание и выпущена конструкторская документация), а также способ двухканального обнаружения радиолокационных сигналов со стабилизацией вероятности

ложной тревоги (включён в техническое задание) использованы при модернизации изделий 91H6AM и 9C18M1-3.

Результаты диссертации по обнаружению сигналов с нелинейной ЧМ в диапазоне частот Доплера 0...12 кГц, сигналов с периодической ЧМ, рекомендации по применению таких сигналов, алгоритм адаптации частотного порога к мощности сигнала, алгоритм обнаружения некогерентной пачки импульсов на фоне априорно неизвестного вида помехи используются при разработке перспективных РЛС обзора, что подтверждается актом о внедрении результатов диссертации в практические разработки.

Методы исследований, используемые в работе, основываются на методах теории вероятности и математической статистики, методах теории обнаружения и оценки параметров сигналов. При исследовании алгоритмов применялось статистическое моделирование с использованием пакетов MATLAB.

Научные положения, выносимые на защиту

1. Двухканальный обнаружитель ЧМ сигналов со стабилизацией ВЛТ, в одном из каналов которого применяется ВО, а выходы пороговых устройств объединены операцией логического «ИЛИ», при обнаружении сигналов от близкорасположенных по дальности целей с существенно разной ЭПР по сравнению с одноканальным обнаружителем обеспечивает выигрыш в пороговом сигнале до 1...3 дБ.

2. Уменьшение порогового сигнала до 3,5 дБ по сравнению со случаем невзвешенного сигнала с линейной ЧМ (ЛЧМ) достигается при обнаружении в диапазоне частот Доплера 0...12 кГц синтезированного НЧМ сигнала с низким УБЛ.

3. Применение алгоритма НН-ЧП для пачки импульсов с двумя параметрами вобуляции, ПЧМ сигналов, нескольких пачек импульсов одного углового направления или смежных лучей ДНА вместе с адаптацией порога по частоте Доплера к мощности сигнала при малом числе ложных отметок позволяет уменьшить минимальные радиальные скорости обнаруживаемых целей относительно НН-ЧП для 1-й пачки в зависимости от алгоритма и ширины спектра помехи в 1,7...4,5 раза.

4. Применение алгоритма НН-ЧП с исключением из выборки накапливаемых отсчётов несинхронных точечных и несинхронных протяжённых по дальности помех при бланкировании ОЯН и помех от СР обеспечивает надёжную защиту от помех, при этом потери обнаружения сигналов от целей не превышают 0,5 дБ.

5. Применение некогерентного алгоритма интерполяции для ЧМ сигнала без ВО или с ВО по Хэммингу в цифровых системах при низкой частоте дискретизации позволяет уменьшить потери обнаружения до 1,5 дБ и 0,4 дБ соответственно.

Достоверность полученных результатов обуславливается подтверждением теоретических построений результатами статистического моделирования, а также сопоставлением с результатами работ других авторов, апробацией работы в печати и на конференциях.

Апробация результатов работы. Основные положения диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях:

VII Всероссийская научно-практическая конференция «Современные проблемы создания и эксплуатации радиотехнических систем». – Ульяновск, УлГТУ, 22 – 23 сентября 2011 г; научно-практическая конференция молодых учёных «Progress through innovative technologies». – Novosibirsk, NSTU, april 5, 2012; XIX международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (RLNS-2013). – Воронеж, 16 – 18 апреля 2013 г.; Всероссийская научно-техническая конференция «Современные проблемы радиоэлектроники». – Красноярск, СФУ, 6 – 7 мая 2015 г; IX Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». – Москва, ИРиЭ им. В.А. Котельникова РАН, 23 – 25 ноября 2015 г.; Международная конференция «Актуальные проблемы электронного приборостроения» (АПЭП-2016). – Новосибирск, НГТУ, 3 – 6 октября, 2016 г..

Публикации по теме работы. По теме диссертации опубликовано 14 работ. Из них 3 статьи опубликованы в ведущих рецензируемых журналах, рекомендованных ВАК, 1 публикация в сборнике научных трудов, 1 публикация в научно-техническом журнале, 8 публикаций в трудах всероссийских и международных конференций, получен 1 патент.

Личное участие. Все результаты, полученные в диссертации, получены лично автором или при его непосредственном участии. Из 14 опубликованных работ в соавторстве опубликовано 9 [19 – 27]. Автором лично написаны все программы статистических экспериментов, интерполяторы пика амплитуды сигнала реализованы на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС). В работах с соавторами постановка задач выполнена совместно с соавторами, при этом автор лично получил все результаты статистического моделирования и выполнил их анализ, а также подготовил проект патента на изобретение. Автором предложен улучшенный алгоритм НН-ЧП для нескольких пачек импульсов, позволяющий уменьшить радиальные скорости обнаруживаемых целей.

Объём и структура работы. Диссертация состоит из введения, 3 глав, заключения и 2 приложений. Общий объем диссертации 157 страниц, в том числе 155 страниц основного текста, включая библиографический список из 67 источников. Иллюстративный материал представлен на 95 рисунках и 11 таблицах.

Глава 1. АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ И РАЗРЕШЕНИЯ ЧМ СИГНАЛОВ В РЛС ОБЗОРА ПРИ СЛОЖНОМ ПОМЕХОВОМ ВОЗДЕЙСТВИИ

Как было отмечено во Введении, уменьшения потерь обнаружения добиваются за счёт уменьшения потерь на ВО, потерь за счёт введения скоростной селекции, потерь на дискретизацию, при этом число ЛО от помех не должно превышать допустимого уровня.

Одними из основных видов помех, в условиях которых работают РЛС, являются АП и ПП, при этом должны обеспечиваться высокие показатели обнаружения сигналов. Эта проблема решается при применении адаптивных алгоритмов обнаружения с оценкой параметров помех по обучающим выборкам [1 – 2].

Однако существует множество помех, параметры которых сложно оценить из-за их неоднородности по дальности и нестационарности во времени. К таким помехам относят неоднородные по дальности пассивные помехи, несинхронные от периода к периоду повторения точечные и протяжённые помехи, а также помехи, вызванные отражениями за пределами инструментальной дальности, ОЯН.

При их воздействии на РЛС обзора ухудшаются характеристики обнаружения целей, увеличивается число ЛО, что в некоторых случаях может приводить к перегрузке информационной системы РЛС.

Для повышения характеристик обнаружения целей применяют накопление пачки импульсов, которое может быть когерентным и некогерентным, последнее, в свою очередь, проще технически реализовать на практике. Наиболее опасными при накоплении сигналов помехами являются несинхронные от периода к периоду точечные и протяжённые помехи, неоднородные по дальности помехи, а также помехи, вызванные СР, мощность которых может быть достаточно велика.

Алгоритмы обнаружения сигналов, работоспособные в условиях отдельных видов помех, теряют свою эффективность при воздействии другого вида или нескольких видов помех. Например, алгоритмы селекции движущихся целей (СДЦ) для уменьшения числа ЛО следует выключать в условиях несинхронных помех, помех от сверхрефракции и т.д. Поэтому необходимым является создание адаптирующихся алгоритмов, работоспособных в сложных помеховых условиях, т.е. обладающих стабильным характеристиками при изменении условий работы.

Наиболее жёстким является требование полной неизменности характеристик алгоритма для широкого класса возможных законов распределения помехи. Для реализации инвариантных алгоритмов могут использоваться методы непараметрической статистики [16, 28]. Как правило, удаётся обеспечить постоянство не всех, а лишь некоторых характеристик алгоритма, например, ВЛТ [28 – 29].

1.1. Сигналы и помехи в импульсных РЛС обзора

Одной из основных характеристик радиосигналов с ограниченным спектром является произведение ширины спектра сигнала Δf на его длительность τ , называемое базой сигнала $B = \Delta f \cdot \tau$. Сигналы, для которых B >> 1, называются сложными. Сложные сигналы широко используются в радиолокации для увеличения дальности действия и разрешения по дальности. В качестве зондирующих импульсов (ЗИ) применяют сигналы с внутриимпульсной ЧМ. В настоящее время в радиолокации широко используются два вида сложных сигналов: сигналы с линейной частотной модуляцией и фазокодоманипулированные сигналы.

Известные из литературы способы обнаружения ЧМ сигналов состоят из последовательного соединения СФ, детектора огибающей [30 – 31].

Упрощённая структурная схема обнаружителя радиолокационных сигналов с учётом скоростной селекции и стабилизации ВЛТ показана на рисунке 1.1.



Рисунок 1.1 – Структурная схема обнаружителя сигналов

Обнаружитель включает последовательное соединение согласованного фильтра (СФ), СДЦ, детектора огибающей (линейного или квадратичного), делителя с предварительной оценкой мощности помех в скользящем по дальности окне, порогового устройства (ПУ) с порогом обнаружения *C*.

Комплексную огибающую радиолокационного сигнала на выходе фазового детектора (на входе СФ) можно представить в виде:

$$\overset{\bullet}{S} = A(t) \cdot \exp(j \cdot (\pm 2 \cdot \pi \cdot F_d \cdot t + \varphi_0)),$$

где A(t) – огибающая, содержащая информацию об амплитудах отражённых сигналов,

 $F_d = f_0 \cdot \frac{2 \cdot V}{c} = \frac{2 \cdot V}{\lambda}$ – частота Доплера сигнала, знак «+» перед F_d указывает, что объект приближается к РЛС, а знак «-» – удаляется, f_0 – несущая частота РЛС, V – радиальная скорость цели или помехи, C – скорость света, λ – длина волны РЛС, φ_0 – начальная фаза.

Спектр сигналов и помех импульсной РЛС, излучающей периодическую последовательность импульсов, имеет линейную структуру с расстоянием между отдельными спектральными линиями, равными частоте F_{Π} повторения ЗИ. Спектр отраженных сигналов также имеет периодический характер, причем спектральные составляющие комплексного сигнала \hat{S} располагаются на частотах $k \cdot F_{\Pi} \pm F_d$, k = 0,1,... [32].

Экспериментальные исследования показывают, что эхо-сигналы целей имеют ширину спектра в несколько герц. Известно [32], что ПП представляет собой суперпозицию отражений от множества независимых, хаотически расположенных элементарных отражателей, имеющих приблизительно одинаковую интенсивность. Поэтому, согласно центральной предельной теореме, такие сигналы подчиняются нормальному закону распределения и имеют гауссов спектр [32 – 33]:

$$G(f) = \exp\left[-\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{f}{\sigma_f}\right)^2\right]$$

Нужно отметить, что по результатам практических измерений спектр помех (спектр в окрестности частот $k \cdot F_{\Pi} \pm F_d$, k = 0,1,...) в ряде случаев приближается к дробно-рациональной функции [7], например:

$$G(f) = \frac{\sigma_f^4}{2 \cdot f^4 + \sigma_f^4}.$$

Ширина спектра σ_f помехи в каждом своём пике зависит от вида мешающих отражений, метеорологических условий и параметров зондирования РЛС и определяется среднеквадратическим отклонением σ_V (зависит от вида помехи и характеристик её движения) скорости помехи, а также длиной волны РЛС λ [32]:

$$\sigma_f = \frac{2 \cdot \sigma_V}{\lambda}.$$

Спектру цели соответствует резонансная кривая [33]:

$$G(f) = \left[1 + 2 \cdot \left(\frac{f}{\sigma_f}\right)^2\right]^{-1}.$$

При работе РЛС полезный радиолокационный сигнал, несущий информацию об объекте наблюдения, принимается вместе с различными помехами. Наиболее распространенными для РЛС обзора пассивными помехами являются [32]:

- отражения от земной поверхности и наземных МП;
- отражения от гидрометеоров (облаков, дождя, снега, тумана);
- помехи, создаваемые дипольными отражателями;
- спорадические отражения, так называемые «ангелы», к которым относятся отражения от птичьих стай и неоднородностей воздушных масс.

В большинстве случаев мощность ПП превышает мощность полезных сигналов. Таким образом, наличие ПП ухудшает, а в ряде случаев делает невозможным без применения специальных методов обнаружение сигналов от целей [32].

Известные в настоящее время методы подавления пассивных помех используют отличия сигналов от целей и помех: распределенный характер пассивных помех и точечный характер цели, поляризационные характеристики, скорость перемещения и т.д.

Для подавления мешающих отражений и выделения сигналов от полезных целей используются методы СДЦ, основанные на эффекте Доплера. Доплеровские методы выделения сигналов на фоне пассивных помех используют различие скоростей движения цели и источника помехи [32].

1.2. Защита РЛС от АП

Активные помехи создаются передатчиками помех и излучаются в ту область пространства, где дислоцируются подавляемые РЭС [34].

Для борьбы с АП применяются компенсаторы АП, использующие информацию нескольких приёмных каналов, соответствующих обычно разным антеннам. Задача обнаружения целей в условиях АП в основном решена. Теория и обзор компенсаторов АП изложены в [1, 34 – 35].

Основная идея компенсации АП заключается в сложении в противофазе сигналов основного и компенсирующего каналов, которое приводит к снижению уровня помехи без существенного ослабления сигнала.

Однако для технической реализации методов, как правило, необходимо использовать не менее 2-х антенн, что требует дополнительных затрат аппаратуры.

Пространственная селекция АП в диссертационной работе не рассматривалась.

1.3. Защита РЛС от протяжённых по дальности и точечных ПП

Эффективное обнаружение полезных сигналов в условиях меняющейся помеховой обстановки возможно с использованием более полной информации о помехах и достигается применением в РЛС адаптивных устройств СДЦ, в которых производится оценка корреляционных параметров помех и на ее основании перестройка характеристик, приводящая к улучшению отношения сигнал/помеха (например, смещение амплитудночастотной характеристики в область расположения помехи) [32].

Однако для одной и той же перемещающейся области пассивных помех радиальная составляющая скорости будет меняться в зависимости от углового положения антенны, поэтому перестройка характеристик должна выполняться по мере вращения антенны РЛС [32].

В реальных условиях на различных участках дальности могут присутствовать разные области пассивных помех с различающимися параметрами F_d и σ_f , поэтому перестройка характеристик адаптивных устройств СДЦ должна выполняться также по элементам дальности в пределах одного зондирования. Для этого требуется высокая скорость оценки параметров пассивных помех и адаптивной перестройки характеристик устройств СДЦ в реальном масштабе времени [32].

Практическая реализация адаптивных устройств СДЦ стала возможной благодаря внедрению цифровой обработки сигналов, появлению цифровой элементной базы и быстродействующих АЦП. В настоящее время все более широко применяются методы реализации цифровой обработки радиолокационных сигналов на основе использования цифровых фильтров (ЦФ) [32]. Применение ЦФ в устройствах СДЦ позволяет обеспечить высокую стабильность и точность обработки, возможность гибкой и оперативной перестройки характеристик. Цифровые фильтры реализуются на интегральных схемах, вследствие чего они являются компактными и надежными устройствами [32].

Оценка корреляционных параметров пассивной помехи осуществляется путем их вычисления для каждого элемента разрешения РЛС по дальности, что требует знания информации за ряд предшествующих периодов зондирования. Техническая реализация этих методов сложна, поэтому в известных методах построения адаптивных устройств СДЦ для подавления протяженных перемещающихся пассивных помех используются следующие их свойства [32]:

- спектр мешающих отражений, вычисленный для каждого элемента разрешения по дальности, существенно не изменяется на дистанции в несколько элементов разрешения;
- длительность мешающих отражений существенно превышает длительность эхо-сигналов целей.

Эти свойства позволяют оценить корреляционные параметры помех, используя информацию об эхо-сигналах в нескольких следующих друг за другом элементах дальности, что существенно упрощает техническую реализацию адаптивных СДЦ [32].

Оптимальный алгоритм обнаружения сигнала от цели на фоне коррелированной помехи [8, 32] с учётом неизвестной начальной фазы сигнала имеет вид:

$$\left|\mathbf{X}\cdot\mathbf{R}^{-1}\cdot\mathbf{Y}^{*}\right|>C,$$

где X = $(x_1, x_2, ..., x_n)^T$ – вектор принятого сигнала в *n* - периодах,

R⁻¹ – матрица, обратная ковариационной матрице (КМ) ПП;

 $Y^* = (y_1, y_2, ..., y_n)^*$ – вектор, комплексно-сопряженный с вектором ожидаемого сигнала от цели в *n* - периодах,

С – порог обнаружения.

Адаптивный подход предусматривает замену в этом выражении неизвестной матрицы, обратной КМ помех, соответствующей оценкой. Оценка КМ проводится по классифицированной выборке, т.е. при наличии только мешающих сигналов рассматриваемого типа, при этом полезный и другие типы мешающих сигналов (активные помехи, отклики от целей и т.д.) в обучающей выборке должны отсутствовать [32].

В этом случае обеспечивается максимизация отношения сигнал/помеха для заданных характеристик сигнала и помехи. Практическое применение этого метода долгое время оставалось проблематичным в силу необходимости обращения корреляционной матрицы в реальном масштабе времени [32].

Нужно отметить, что в настоящее время при высоком уровне вычислительной техники вычисление обратных корреляционных матриц для протяжённых ПП не является непреодолимой задачей, но вместе с тем при высоких требованиях к темпу обзора пространства интерес к более быстрым и менее сложным в вычислительном плане квазиоптимальным алгоритмам не исчез.

Решение задачи обнаружения цели на фоне коррелированной помехи с помощью обработки принятого сигнала в оптимальных и квазиоптимальных адаптивных цифровых фильтрах (называемых адаптивными режекторными фильтрами (АРФ)) получено [8, 32 и др.].

При этом нерешённой является задача обнаружения цели в условиях ТДП, а также представляет интерес решение задачи обнаружения сигналов от целей на фоне протяжённых неоднородных по дальности ПП и остатков от нескомпенсированных коррелированных ПП на выходе АРФ. В последнем случае (а также дополнительно к другим алгоритмам обнаружения) для уменьшения числа ЛО применяют обнаружители со стабилизацией уровня ложных тревог [36 – 37] (СУЛТ, в отечественной литературе – обнаружители с постоянным уровнем ложных тревог (ПУЛТ)), о которых речь пойдет несколько позже. Алгоритмы с нормировкой к уровню помех [38] в окне усреднения (в скользящем по дальности окне) для одноимпульсной процедуры в иностранной литературе объединены в класс алгоритмов CFAR – Constant False Alarm Rate [39].

Для дальнейшего рассмотрения задачи обнаружения цели в условиях ТДП важно отметить, что вероятность нахождения цели и ТДП в одном элементе разрешения по дальности крайне мала [7].

Для подавления неподвижной помехи (например, МП) используются устройства СДЦ, имеющие фиксированные амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) с нулями для частот, кратных $F_{_{I\!I}}$ [32].

Примерами таких устройств являются устройства однократной и двукратной череспериодной компенсации (ЧПК1 и ЧПК2) с АЧХ, пропорциональными $|\sin(\pi \cdot f \cdot T_{\Pi})|$ и $|\sin^2(\pi \cdot f \cdot T_{\Pi})|$, $T_{\Pi} = 1/F_{\Pi}$.

Алгоритмы обнаружения в этом случае имеют вид:

$$K_1 \cdot |x_2 - x_1| > C_{\eta_{\Pi K 1}},$$
 (1.1)

где (x_1, x_2, x_3) – комплексные отсчёты отклика согласованного фильтра (СФ) в 3-х периодах, $K_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}, K_2 = \frac{1}{\sqrt{6}},$

*С*_{чпк1}, *С*_{чпк2} - пороги обнаружения.

Для лучшего подавления помех кратность вычитания повышают. Для устранения "слепых" скоростей применяют вобуляцию периода повторения импульсов (ППИ). Параметры модели: период повторения импульсов T = 1 мс, вобуляция $\Delta T = 40$ мкс, уровень сигнала на входе ЧПК= 1.

АЧХ ЧПК1 и ЧПК2 показана на рисунке 1.2, а на рисунке 1.3 показана АЧХ ЧПК2 при применении вобуляция ППИ.



Из рисунка 1.2 видно, что (1.2) лучше компенсирует помеху, чем (1.1), но для обоих АЧХ характерно большое число зон «слепых» скоростей.

Из рисунка 1.3 видно, что из-за большого числа локальных максимумов в области скоростей помех и провалов в области скоростей целей форма АЧХ неудовлетворительна и в случае применения вобуляции.

Защита РЛС от отражений от «ясного неба»

Как уже отмечалось во Введении, отражения от оптически ненаблюдаемых объектов – «ангелов», являются ТДП.

«Ангел-эхо» также называют радиолокационное эхо при безоблачном небе (отражения от «ясного неба», «чистого неба») и при отсутствии искусственных отражающих объектов, оно связанно с термиками и слоями инверсионной температуры, которые приводят к изменению коэффициента отражения в атмосфере (отражения от диэлектрических неоднородностей и турбулентностей атмосферы), а также отражения от стай птиц и скоплений насекомых [8].

Таким образом, под ОЯН понимаются все отражённые сигналы, которые не могут рассматриваться как отражения от подстилающих поверхностей, метеообразований, облаков, искусственных пассивных помех или как цели [9].

Несмотря на возможную различную физическую природу возникновения можно выделить общие признаки, характеризующие ОЯН:

- относительно малая радиальная скорость;
- значительные флуктуации спектра (до 90 Гц);
- различное «время жизни» отражений и др.

Для сантиметровых РЛС основные характеристики ОЯН находятся в диапазоне: мощность $P \le 30$ дБ; $\sigma_f \le 90$ Гц; $F_d \le F_{dV}$ (F_{dV} – частота Доплера, соответствующая скорости ветра); форма спектра гауссова [32] или дробно-рациональная [7, 32].

Для защиты РЛС от «ангелов» в [40] предлагается устройство, обеспечивающее защиту РЛС от «ангелов» произвольной амплитуды, а также увеличение в зоне «ангелов» вероятности обнаружения малоразмерных и малозаметных целей. Однако в селекторе «ангелов» данного устройства применяется блок быстрого преобразования Фурье, для эффективной работы которого необходимо излучать пачки с большим числом импульсов.

В [41] синтезирован алгоритм обнаружения низколетящей надводной цели на фоне «ангел-эхо» в условиях локации за пределами радиогоризонта, в котором оценку частоты Доплера сигнала, отражённого от надводного объекта, получают по корреляционной функции фазовых флуктуаций, аппроксимацию которой строят на основе экспериментальных данных.

По результатам исследований радарных отражений от птиц и насекомых в [42], некоторые «ангелы» являются отражениями от птиц. В соответствии с [42] радарное отражение птицы в полете имеет логнормальное распределение, при этом спектр колебаний в отраженном сигнале содержит пики и является функцией размера птицы относительно излучаемой длины волны. Согласно [42] идентификация птицы в полете может быть сведена к проверке теста логнормальности.

В [43] показано, что снижение числа ЛО часто достигается завышением амплитудных, скоростных порогов селекции на этапе внутриобзорной обработки, что может привести к потерям отметок от целей с малой ЭПР, малоскоростных и маловысотных целей. Поэтому необходимо сбалансированное распределение усилий по подавлению ложных сигналов на разных этапах обработки (внутри-, междупериодной и межобзорной).

В [44] подавление помехи основано на фильтрации двух выборок наблюдений, имеющих разность частот повторений или несущих частот.

Несмотря на большое число разработанных алгоритмов защиты РЛС от ОЯН в условиях плохой погоды нередки случаи перегрузки информационной системы РЛС. В связи с этим разработка новых алгоритмов защиты РЛС не теряет своей актуальности.

Для защиты РЛС от ТДП для пачки с небольшим числом импульсов и с вобуляцией (изменением) ΔT ППИ *T* применяются алгоритмы разностно-временной череспериодной компенсации (РВ ЧПК) и некогерентного накопления с частотным порогом (НН-ЧП) [7].

Разностно-временная череспериодная компенсация

Алгоритмы РВ ЧПК для 3-х импульсов пачки имеют вид [7]:

$$K \cdot \left| x_3 \cdot e^{-j\hat{\Phi}_{21}} - 2 \cdot x_2 + x_1 \cdot e^{j\hat{\Phi}_{32}} \right| > C_{P \eta \Pi K 1}, \tag{1.3}$$

$$K \cdot \left| x_3 \cdot e^{-j\hat{\Phi}_{21}} - 2 \cdot x_2 + x_1 \cdot e^{j(2\cdot\hat{\Phi}_{21} - \hat{\Phi}_{32})} \right| > C_{PB \eta \Pi K2}, \tag{1.4}$$

где (x_1, x_2, x_3) – комплексные отсчёты отклика СФ в 3-х периодах, $K = \frac{1}{\sqrt{6}}$,

 $e^{j\cdot\hat{\phi}_{21}} = \frac{x_2 \cdot x_1^*}{|x_2 \cdot x_1^*|}, \ e^{j\cdot\hat{\phi}_{32}} = \frac{x_3 \cdot x_2^*}{|x_3 \cdot x_2^*|}, \ \hat{\Phi}_{21}, \ \hat{\Phi}_{32}$ - оценки разностей фаз эхо-сигналов между

периодами, $C_{_{PYIIK1}}$, $C_{_{PYIIK2}}$ – амплитудные пороги, ***** – знак комплексного сопряжения.

АЧХ алгоритмов (1.3) и (1.4) для точечных отражателей пропорциональны $|\sin(\pi f \Delta T)|$ и $|\sin^2(\pi f \Delta T)|$, где *f* - частота Доплера.

На рисунке 1.4 приведены АЧХ алгоритмов РВ ЧПК: T = 1 мс, $\Delta T = 40$ мкс; уровень сигнала на входе РВ ЧПК = 1.



Рисунок 1.4 – Амплитудно-частотная характеристика

Данные алгоритмы позволяют подавить ТДП, перемещающиеся со скоростями, близкими к нулевой, при этом (1.4) по сравнению с (1.3) при лучшем подавлении помех ухудшает характеристики обнаружения целей, движущихся с малыми радиальными скоростями.

Для повышения защищённости РЛС от ТДП в (1.3) и (1.4) возможно применение мгновенной автоматической регулировки усиления (МАРУ), позволяющей понизить число ЛО. При осуществлении МАРУ пересчитанные комплексные отсчёты отклика СФ в 3-х периодах $y_1 = k \cdot x_1, \ y_2 = k \cdot x_2, \ y_3 = k \cdot x_3$ подставляются в (1.3) и (1.4) вместо (x_1, x_2, x_3) . Если мощность сигнала P на входе РВ ЧПК превышает порог регулировки усиления P_0 , то k принимается равным $\sqrt{P_0/P}$, иначе k равно 1.

Некогерентное накопление с частотным порогом

Алгоритм НН-ЧП позволяет обнаруживать сигналы от целей и бланкировать элемент дальности при обнаружении ОЯН. Согласно алгоритму НН-ЧП к сигналам от скоростных целей относят сигналы, для которых результат НН пачки из *n*-импульсов и модуль оценки частоты Доплера превышают амплитудный и частотный пороги:

$$\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} |x_i| > C(n) \quad \cap \quad |\widehat{F}_d| > C_f(n), \qquad (1.5)$$

где $(x_1, x_2, ..., x_n)$ – комплексные отсчёты отклика СФ в *n*-периодах, импульсы в периодах с 1-го по *m*-й следуют с интервалом, равным *T*, а импульсы с (m+1)-го по *n*-й следуют с интервалом $(T + \Delta T)$,

$$\widehat{F}_{d} = \frac{\arg\left(e^{j\cdot\left(\widehat{\phi}_{2}-\widehat{\phi}_{1}\right)}\right)}{2\cdot\pi\cdot\Delta T} \quad \text{- оценка частоты Доплера,}$$

arg - операция получения фазы комплексного числа,

 $\hat{\Phi}_1,~\hat{\Phi}_2$ - оценки разностей фаз эхо-сигналов между периодами,

$$e^{j\cdot\hat{\Phi}_{1}} = \sum_{i=2}^{m} \frac{x_{i}\cdot x_{i-1}^{*}}{|x_{i}\cdot x_{i-1}^{*}|}, \ e^{j\cdot\bar{\Phi}_{2}} = \sum_{i=m+2}^{n} \frac{x_{i}\cdot x_{i-1}^{*}}{|x_{i}\cdot x_{i-1}^{*}|},$$

 $C(n), C_{f}(n)$ - амплитудный порог, частотный порог (ЧП),

∩ - операция логического «И».

Для непревышения величиной ВЛТ от ОЯН» заданного значения при незнании ширины и формы доплеровского спектра помех ЧП алгоритма НН-ЧП (1.5) выбирается достаточно высоким, что позволяет эффективно бороться с помехами, но при этом имеют место потери обнаружения целей, движущихся с малыми радиальными скоростями.

Сравнительный анализ эффективности алгоритмов РВ ЧПК и НН-ЧП

Аналитически эффективность алгоритмов оценить не удаётся, поэтому анализ эффективности проводится на основе имитационного моделирования в среде MATLAB по вероятностно-частотным характеристикам (ВЧХ), позволяющим судить о вероятности обнаружения точечных отражателей, движущихся с разными радиальными скоростями.

При расчёте ВЧХ для каждой частоты Доплера (скорости) эхо-сигнала фиксированной мощности от точечного отражателя рассчитывалось отношение числа отметок, полученных при прогонах модели, к числу повторений эксперимента. Таким образом, ВЛТ от ТДП – значение ВЧХ на частотах Доплера от 0 до 1 кГц (для несущей частоты РЛС = 3 ГГц), вероятность обнаружения цели – значение ВЧХ на частотах Доплера эхо-сигналов от целей.

На рисунке 1.5 показаны зависимости ВЛТ от мощности ОЯН (на выходе СФ) для алгоритмов (1.3) – (1.5). Параметры модели: пачка из 3-х импульсов, T = 1 мс, $\Delta T = 40$ мкс, дробно-рациональный спектр, $\sigma_f = 10$, 40 и 90 Гц, $F_d = 1$ кГц, ЧП для ВЛТ $\leq 10^{-2}$.



По результатам моделирования получено, что максимальное значение ВЛТ от ОЯН в (1.3) без МАРУ составляет $\approx 0,74$, за счёт включения МАРУ ВЛТ в зависимости от ширины спектра можно уменьшить в 3,5...17 раз (максимальная ВЛТ $\approx 0,21$, $P_0 = 20$ дБ), при этом

величина потерь обнаружения за счёт включения МАРУ для целей, перемещающихся с радиальными скоростями от 150 до 600 м/с, не превышает 0,1 дБ.

Максимальное значение ВЛТ от ОЯН в (1.4) без МАРУ составляет $\approx 0,25$, за счёт включения МАРУ максимальная ВЛТ от помехи с самым широким спектром снижается до уровня 0,078 ($P_0 = 20$ дБ), однако в этом случае имеет место ухудшение видимости целей с радиальной скоростью движения менее 250 м/с.

Получить ВЛТ в (1.3) с МАРУ не выше 0,1 можно при $P_0 = 15$ дБ, в этом случае также, как и для МАРУ в (1.4), ухудшается видимость целей, движущихся с радиальными скоростями не менее 250 м/с.

Таким образом, введение МАРУ не позволяет понизить ВЛТ от ТДП без увеличения радиальных скоростей целей, которые могут быть обнаружены.

Для сохранения вместе с (1.3) с МАРУ одного и того же диапазона скоростей обнаруживаемых целей при построении ВЧХ МАРУ в (1.4) не применялась. На рисунке 1.6 показаны ВЧХ для алгоритмов (1.3) – (1.5). Параметры модели: пачка из 3-х ЛЧМ импульсов с T = 1 мс, $\Delta T = 40$ мкс, дробно-рациональный спектр ОЯН, σ_f радиоэхо равномерно распределена в интервале 0...90 Гц, цели – до 2 Гц, ЧП для ВЛТ от помехи $\leq 10^{-2}$ и $\sigma_{fhomuh} = 40$ Гц, мощность P = 30дБ.



Рисунок 1.6 – Вероятностно-частотная характеристика.

Из рисунка 1.6 видно, что в НН-ЧП цели, движущиеся с малыми радиальными скоростями, не будут обнаружены.

Также результаты моделирования показали, что в НН-ЧП (1.5) при ЧП, выставленном ниже ЧП, соответствующего ширине спектра ОЯН, не обеспечивается малое число отметок от ТДП. Поэтому при применении НН-ЧП (1.5) для обеспечения малого числа ЛО необходима адаптация ЧП, например, за несколько обзоров. По ВЧХ для РВ ЧПК1 и РВ ЧПК2 можно судить о высокой ВЛТ от ОЯН для сигналов с частотами Доплера до 1кГц. При включении МАРУ в РВ ЧПК1 ВЛТ снижается, но не до номинального значения.

На основе полученных результатов можно сделать следующие выводы.

• Главный недостаток алгоритмов РВ ЧПК и НН-ЧП кроме недостаточной защиты от помех заключается в ухудшении характеристик обнаружения целей, движущихся с малыми радиальными скоростями.

• Поэтому разработка алгоритмов обнаружения, повышающих эффективность защиты РЛС от ОЯН при сохранении видимости целей, движущихся с малыми радиальными скоростями, является актуальной.

1.4. Защита РЛС от сверхрефракции

Одной из причин возникновения ложных эхо-сигналов в импульсных РЛС является аномальное распространение радиоволн. При отрицательных значениях вертикального градиента диэлектрической проницаемости тропосферы возникает явление сверхрефракции, при котором возникает приземный, приводный или тропосферный волновод, в котором концентрируется большая часть энергии ЗС [10]. В этом случае возможно обнаружение сигналов за пределами радиогоризонта. Неоднозначное измерение дальности приводит к возникновению помех на *n*-м ходе развертки, которые создают на экране индикатора РЛС ЛО. Эхо-сигналы от целей, находящихся за пределами максимальной дальности, идентичны эхо-сигналам с однозначным измерением, что затрудняет селекцию первых. Помехи на *n*-м ходе развертки усложняют работу оператора, уменьшают пропускную способность РЛС, что негативно сказывается на сопровождении полезных целей [11].

В [12] предлагается устранить неоднозначность отсчёта дальности на основе анализа пачки эхо-сигналов в частотной области. В [12] показано, что в этом случае вероятность ошибочкой классификации целей, находящихся в пределах рабочей дистанции, стремится к нулю. В [13] для снижения числа ложных эхо-сигналов предлагается смена закона модуляции сложного сигнала и вобуляция периода повторения ЗИ. В работе [14] проведен анализ эффективности обнаружителей сигналов с вышеописанными способами уменьшения вероятности обнаружения помех *n*-го хода развёртки, где установлено, что наиболее

эффективными являются алгоритмы, основанные на классификации эхо-сигналов по внутренней структуре пачки.

В работе [15] для определения максимальной дальности обнаружения типовых целей с известными ЭПР предлагается измерять амплитудные характеристики эхо-сигналов и оценивать значения комплексного показателя степени захвата энергии сигнала. Измерения предлагается проводить по сигналам, отражённым от реперов – поверхностно-распределённых объектов с эталонными ЭПР, которые имеются на трассе распространения радиоволн.

В целом представленные в литературе способы борьбы с сигналами сверхрефракции достаточно сложны или требуют большого числа ЗИ, затратны по времени выполнения, что неприемлемо в условиях дефицита временного баланса.

Для защиты от СР в некоторых РЛС применяют бинарный накопитель (БН), который может работать по разным критериям, наиболее жёстким критерием, обеспечивающим лучшую защиту от помех и большие потери в пороговом сигнале при обнаружении целей, является критерий БН «n из n»:

$$\sum_{k=1}^{n} \left(\left| x_k \right| > C_a \right) = n,$$

где C_a – амплитудный порог.

Для надёжной защиты от несинхронных помех (в том числе и от СР) порог БН по шумам может выставляться выше, чем для обеспечения номинальной ВЛТ. Однако в этом случае потери обнаружения в зависимости от критерия БН могут достигать огромной величины (потери в пороговом сигнале относительно НН при обнаружении целей для пачки из 3-х импульсов для БН по критерию «З из 3» и порога, соответствующего амплитудному порогу в одноимпульсной процедуре, составляют около 5 дБ). При пороге БН по критерию «З из 3», соответствующему номинальной ВЛТ по шумам, равной 10^{-6} , потери обнаружения составляют около 1,2 дБ (что также недопустимо), при этом максимальная ВЛТ от несинхронной помехи, присутствующей, например, в 1-м из 3-х периодов пачки, составляет около 10^{-2} .

Поэтому разработка алгоритмов обнаружения с надёжной защитой РЛС от несинхронных помех и СР при минимальных потерях обнаружения (0,1...0,2 дБ) является перспективной задачей.

1.5. Защита РЛС от несинхронных точечных и протяжённых по дальности помех

Как было отмечено выше, на практике для защиты РЛС от несинхронных точечных помех (несинхронные сигналы (HC)) применяют БН. БН обеспечивает надёжную защиту от помех, однако при обнаружении целей имеют место потери. В случае же, если пачка содержит

эхо-сигналы от целей и НС, перед осуществлением скоростной селекции необходимо какимлибо образом исключать периоды, поражённые НС.

Для защиты РЛС от несинхронных протяжённых помех с шумовым заполнением (несинхронные импульсные помехи (НИП)) эффективно применение схем СУЛТ (например, нормирование мощности сигнала к мощности помех в скользящем по дальности окне [38]).

Кроме того, для стабилизации ВЛТ в условиях протяжённых по дальности помех (вне зависимости от их синхронности по отношению к периодам пачки импульсов) известно применение ограничения в приёмном тракте. Однако в этом случае также имеют место потери обнаружения сигналов от целей.

Некогерентное накопление с нормировкой «по пачке» и «по периодам»

Пусть $|x_1|^2, |x_2|^2, ..., |x_n|^2$ – выборка отсчётов на выходе квадратичного детектора огибающей в *n*-периодах повторения РЛС. Оценка средней мощности сигнала в скользящем по дальности (оценка средней мощности помех) окне каждого периода \hat{P}_i (*i* = 1...*n*) осуществляется путём усреднения *N* - отсчётов окна, при этом отсчёты ГЛ сжатых сигналов предварительно исключаются.

Оценка средней мощности по совокупной выборке \hat{P}_0 рассчитывается как среднее значение оценок \hat{P}_i .

Алгоритм НН с нормировкой «по периодам» в условиях несинхронных по периодам протяжённых помех имеет вид [38]:

$$\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} \frac{|x_i|^2}{\hat{P}_i} > C_n .$$
 (1.6)

В условиях отсутствия несинхронных протяжённых помех предпочтительнее применять алгоритм НН с нормировкой «по пачке» [38]:

$$\frac{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} |x_i|^2}{\hat{P}_0} > C_0 , \qquad (1.7)$$

где C_n , C_0 – пороги обнаружения.

Некогерентное накопление с цензурированием несинхронных сигналов

На выходе СФ НС занимают 1 – 2 элемента разрешения по дальности, при этом в периодах отражённой пачки импульсов присутствуют несинхронно.

Для уменьшения потерь обнаружения такие сигналы необходимо исключать (цензурировать) из выборки накапливаемых отсчётов. В [45] предлагается возможный способ цензурирования HC.

Для осуществления цензурирования HC из выборки накапливаемых отсчётов отсчёты квадрата огибающей $|x|^2$ каждого периода пачки нормируются на оценки мощности помех и выстраиваются в вариационный ряд. На наличие HC в выборке из *n*-периодов пачки импульсов проверяется N_{HC} - наибольших величин вариационного ряда $t^{(r)}$:

$$k_{HC} \cdot t^{(r)} > t^{(n-N_{HC})}, r = n, ..., n - N_{HC} + 1, t = \frac{|x_i|^2}{\hat{P}_i},$$

где $t^{(r)} - r$ -я порядковая статистика в выборке из n нормированных к оценкам средней мощности помех отсчётов квадрата огибающей сжатого сигнала, коэффициент взвешивания k_{HC} выбирается по результатам математического моделирования для заданной вероятности ложного цензурирования HC на 1 период пачки, N_{HC} – максимальное число HC, присутствующих в пачке импульсов, которое задаётся при расчёте коэффициента k_{HC} . Если взвешенная коэффициентом k_{HC} r-я порядковая статистика $k_{HC} \cdot t^{(r)}$ меньше $(n - N_{HC})$ – порядковой статистики $t^{(n-N_{HC})}$, то она используется для накопления. В противном случае её исключают из накопления, т.е. накоплению подлежат только свободные от HC периоды пачки. Цензурируемое число периодов N_{HC}^* может быть меньше (меняется от 0 до N_{HC}), чем N_{HC} .

Алгоритм НН с цензором НС имеет вид:

$$\frac{1}{n - N_{HC}^*} \cdot \sum_{i=1}^{n - N_{HC}^*} t_i > C_{n - N_{HC}^*} , \qquad (1.8)$$

где $C_{n-N_{HC}^*}$ – порог обнаружения, зависящий от числа накапливаемых периодов, свободных от HC.

Сравнительный анализ эффективности алгоритмов защиты РЛС от несинхронных точечных и протяжённых по дальности шумовых помех

На рисунке 1.7 показаны характеристики обнаружения сигнала от цели для алгоритмов (1.6) и (1.8) в виде зависимостей вероятности обнаружения от мощности сигнала от цели (на выходе СФ), а на рисунке 1.8 – зависимость ВЛТ от мощности сигнала НС (на выходе СФ). Параметры модели: пачка из 6-ти импульсов, квадратичный детектор, число отсчётов скользящего по дальности окна N = 64, ВЛТ по шумам = 10^{-6} , вероятность ложного цензурирования сигнала НС = 10^{-1} , $N_{HC} = 2$. При расчёте ВЛТ НС присутствует в 2-х периодах пачки.







Анализ результатов показал, что при наличии дополнительных потерь в отношении «сигнал/шум» около 0,1...0,2 дБ за счёт применения цензора НС при обнаружении сигнала от цели обеспечивается удовлетворительная защита РЛС от НС. Для рассмотренного случая потери обнаружения за счёт включения цензора НС составили 0,12 дБ, а максимальная ВЛТ от НС – 0,03.

Наличие в области пороговых значений отношения «сигнал/шум» небольшого пика объясняется переходными процессами при включении устройства цензурирования периодов с HC.

Нужно отметить, что в случае поражения пачки НИП и отсутствии HC устройство цензурирования HC будет вносить потери в обнаружение за счёт того, что периоды, в которых

присутствуют эхо-сигналы от целей без НИП, будут исключены цензором из дальнейшего накопления.

На рисунке 1.9 показаны характеристики обнаружения при наличии в пачке эхосигналов от целей и НИП для алгоритмов (1.6) – (1.8), а также характеристика обнаружения при искусственном исключении периодов с НИП перед цензурированием и накоплением. Параметры модели: пачка из 4-х импульсов, квадратичный детектор, число отсчётов скользящего по дальности окна N = 64, ВЛТ по шумам 10⁻⁶, вероятность ложного цензурирования сигнала HC = 10^{-1} , $N_{HC} = 2$, НИП мощностью 20 дБ присутствует в 2-х периодах пачки.



Рисунок 1.9 – Характеристики обнаружения.

Результаты моделирования показали, что для уменьшения потерь необходим предварительный анализ помеховой обстановки для отключения цензора HC в условиях НИП и отсутствия HC или исключение каким-либо образом перед процедурой цензурирования периодов с НИП. Также получено, что при наличии шумовых помех (синхронных и несинхронных) эффективно применение нормировки «по периодам».

Наличие пика в области пороговых значений отношения «сигнал/шум» на характеристике обнаружения для алгоритма (1.8) объясняется переходными процессами при включении устройства цензурирования периодов с HC.

Таким образом, по результатам проведённого исследования основной вывод заключаются в следующем.

• Для уменьшения потерь обнаружения и надёжной защиты от НС и НИП необходима модернизация НН с цензором НС.

1.6. Близкорасположенные по дальности цели

При обнаружении сигналов нескольких целей с разной ЭПР, расстояние между которыми мало, УБЛ сжатых сигналов от цели с большой ЭПР на выходе СФ может превышать уровень сигнала от малоразмерной цели и существенно затруднять обнаружение последней.

Для уменьшения УБЛ сжатых сигналов применяют:

- различные типы ВО, при этом главный лепесток расширяется и уменьшается по уровню [3 – 4];
- нетрадиционные законы ЧМ, для которых удаётся получить относительно низкий УБЛ [3].

Стабилизация ВЛТ

Кроме описанных способов уменьшения УБЛ для уменьшения числа ЛО от БЛ сжатых сигналов и помех применяют схемы СУЛТ, осуществляющие стабилизацию ВЛТ. Способы СУЛТ (в отечественных публикациях ПУЛТ-процессор) широко исследовались отечественными и зарубежными учёными, при этом получено решение задачи уменьшения числа ЛО в зависимости от помеховой обстановки. Однако нерешённым остаётся вопрос об уменьшении потерь обнаружения при осуществлении того или иного способа стабилизации ВЛТ, при реализации которого для уменьшения УБЛ используется ЛЧМ сигнал с ВО.

Тема диссертационной работы не затрагивает вопросы детального анализа способов стабилизации ВЛТ, обеспечивающих наименьшую ВЛТ в сложившихся помеховых условиях. Важным является вопрос обеспечения минимума потерь обнаружения при том или ином способе стабилизации ВЛТ.

Для осуществления стабилизации ВЛТ независимо от вида ЗС можно выделить два подхода:

• нормирование мощности сигнала в проверяемой на наличие цели дискрете по дальности к средней мощности сигнала, полученной в скользящем по дальности окне из отсчётов квадрата огибающей сжатого сигнала, расположенном симметрично относительно проверяемой дискреты [36 – 37];

• регулировка порога обнаружения по числу ЛО за фиксированный интервал времени [46]. Данный способ из-за возможной длительной адаптации порога является устаревшим.

Поэтому проанализируем первый способ стабилизации ВЛТ, не требующий длительной процедуры адаптации порога обнаружения.

Сущность способа стабилизации ВЛТ заключается в следующем. Выделяют квадрат огибающей сжатого сигнала, в скользящем по дальности окне, расположенном симметрично относительно проверяемой на наличие цели дискреты по дальности, находят среднее значение мощности сжатого сигнала без учёта мощности центрального отсчёта. Решение о наличии цели выносят в том случае, если отсчёт квадрата огибающей сжатого сигнала в проверяемой на наличие цели дискреты к полученной в её окрестности оценке средней мощности сжатого сигнала, превышает порог обнаружения.

Дополнительные потери обнаружения при нормировании к мощности сигнала в скользящем по дальности окне по сравнению с отсутствием нормирования являются «платой» за возможность стабилизации ВЛТ.

Для уменьшения потерь обнаружения при осуществлении нормирования разумно какимлибо способом исключать отсчёты ГЛ сжатых сигналов из скользящего по дальности окна.

Применение весовой обработки для уменьшения уровня боковых лепестков и потерь обнаружения

По результатам проведённого автором моделирования получено, что при применении различных типов ВО пороговый сигнал при обнаружении одиночной цели по сравнению с отсутствием ВО увеличивается на 1...2 дБ. Поэтому при обнаружении одиночных сигналов желательно не применять ВО. При наличии же близкорасположенных по дальности целей эффективным является применение ВО.

Аналитически эффективность обнаружителей со стабилизацией ВЛТ при наличии перекрывающихся во времени сигналов от целей оценить не удаётся, поэтому анализ эффективности проводится по величине потерь обнаружения, которые показывают, на сколько должно быть увеличено ОСШ, чтобы вероятность обнаружения сигнала в рассмотренных обнаружителях была равна 0,5 и равнялась вероятности обнаружения сигнала в обнаружителе без стабилизации ВЛТ. Таким образом, потери обнаружения являются «платой» за возможность осуществления стабилизации ВЛТ.

Величина потерь обнаружения при наличии перекрывающихся сигналов зависит от их взаимного расположения, мощности, однако не может быть меньше величины потерь, соответствующей обнаружению одиночного сигнала.

Уменьшение размера окна приводит к резкому росту потерь обнаружения сигнала [39]. Величина потерь при обнаружении одиночного сигнала со стабилизацией ВЛТ F_{lt} для фиксированного числа отсчётов окна N относительно обнаружителя с бесконечно большим окном (например, из 1000 отсчётов огибающей) аналитически может быть рассчитана по формуле:

$$dL = -10 \cdot \log \left(\frac{\frac{\ln F_{ll}}{\ln 0.5} - 1}{\frac{F_{ll} \frac{-1}{N} - 1}{0.5^{\frac{-1}{N}} - 1}} \right)$$
(1.9)

Для N = 64 потери устанавливаются на приемлемом уровне dL = 0,43 дБ, что совпадает с результатами моделирования автора и результатами, полученными в [36].

Для оценки эффективности обнаружителей с нормировкой к средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне относительно обнаружителя ЛЧМ сигнала без ВО и с нормировкой к мощности шума были рассчитаны потери при обнаружении сигнала от цели, перекрываемого во времени сигналами от других близкорасположенных по дальности целей. Такие сигналы по отношению к обнаруживаемому сигналу являются помеховыми (при моделировании 1 или 2 сигнала одинаковой мощности располагались слева и справа относительно обнаруживаемого). Потери рассчитывались как разность между соответствующими величинами пороговых ОСШ, которые считывались с графиков после построения характеристик обнаружения для вероятности обнаружения, равной 0,5:

 $dL = Q - Q_{\overline{BO}}$ – потери для обнаружителя со стабилизацией ВЛТ,

Q – пороговое ОСШ для обнаружителя при применении нормирования к средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне;

 $Q_{\overline{BO}}$ – пороговое ОСШ для обнаружителя ЛЧМ сигнала без ВО и с нормировкой к мощности шума, оцененной на участке дальности, на котором сигнал отсутствует.

При построении характеристик обнаружения для каждого значения мощности обнаруживаемого сигнала от цели и помехового сигнала рассчитывалась вероятность обнаружения как частное числа отметок, полученных при прогонах статистической модели обнаружителя, к числу повторений эксперимента (равнялось 1000).

Для удобства в случае перекрывающихся во времени сигналов мощности будем задавать на входе СФ.

Здесь и далее временной интервал между перекрывающимися во времени (по дальности) сигналами переведён в дискреты для соответствующего значения частоты дискретизации сигнала.

На рисунке 1.10 показаны зависимости потерь при обнаружении ЛЧМ сигнала от мощности (на входе СФ) перекрывающего его во времени помехового сигнала. Параметры модели и сигналов: длительность $\tau = 20$ мкс, девиация W = 2,5 МГц, частота дискретизации

 $f_d = 3$ МГц, частоты Доплера сигналов одинаковы и равны $F_d = 12,5$ кГц, весовая обработка по Хэммингу с пьедесталом 0,08, размер скользящего по дальности окна N = 64, ВЛТ по шумам = 10^{-6} , число дискрет между 2-мя перекрывающимися сигналами = 30.



Рисунок 1.10 – Потери обнаружения.

Из рисунка 1.10 видно, что при применении обнаружителей ЛЧМ сигнала без ВО и с ВО при наличии нормирования мощности сигнала к мощности помех в скользящем по дальности окне имеют место потери, которые зависят от мощности помеховых сигналов и типа ВО.

На примере рисунка 1.10 можно отметить, что применение ВО эффективно только при мощности помехового сигнала более 6 дБ. При меньшей мощности и тем более при отсутствии помехового сигнала ВО для уменьшения потерь обнаружения следует отключать.

Обобщая проведённый анализ, можно сделать следующие выводы.

• Разработка алгоритма, обеспечивающего минимальные потери обнаружения ЧМ сигналов от одиночных и близкорасположенных по дальности целей с разной ЭПР, является актуальной.

Сигналы с нелинейной частотной модуляцией с низким уровнем боковых лепестков

Сигналы с НЧМ не требуют применения ВО для уменьшения БЛ, при этом можно избежать потерь обнаружения. Для описанных в литературе способов синтеза НЧМ сигналов с низким УБЛ характерен ряд достоинств и недостатков.

В [47] предлагается формирование НЧМ путём добавления к линейному закону изменения частоты от времени нелинейной аддитивной составляющей, приведены способы

В [48] предлагается формирование фазы НЧМ сигнала, как полином К -го порядка

$$\varphi(t) = \sum_{k=0}^{K} a_k \cdot t^k, \quad -\frac{\tau}{2} \le t \le \frac{\tau}{2}$$

где $\phi(t)$ – зависимость фазы от времени t, a_k – коэффициенты.

Для уменьшения УБЛ в [48] также применяется ВО, которая вносит потери.

В [49] предлагается формирование фазы НЧМ сигнала как

$$\varphi(t) = \frac{\pi \cdot W}{\tau} \cdot t^2 - \frac{W/2}{\Omega} \cdot \cos(\Omega \cdot t), \quad 0 \le t \le \tau$$

где $\Omega = \frac{2 \cdot \pi}{\tau}$, τ — длительность, W _ девиация

Однако в этом случае низкий УБЛ можно получить только для сигналов с малой базой [49].

В [5] приведены законы симметричной и несимметричной НЧМ. Для сигналов с симметричной НЧМ автору также не удалось получить низкий УБЛ. Закон изменения мгновенной частоты НЧМ сигнала с УБЛ тейлоровского типа на уровне -40дБ имеет вид

$$f(t) = W \cdot \left(\frac{t}{\tau} + \sum_{n=1}^{7} K_i \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot n \cdot \frac{t}{\tau}\right)\right), \ -\frac{\tau}{2} \le t \le \frac{\pi}{2}$$

$$K_1 = -0.1145, \ K_2 = 0.0396, \ K_3 = -0.0202, \ K_4 = 0.0118,$$

$$K_5 = -0.0082, \ K_6 = 0.0055, \ K_7 = -0.0040.$$

При этом в [5] не было указано, для каких баз сигналов был получен такой низкий УБЛ. Автору для данных параметров не удалось получить заявленный УБЛ, что отмечено и в [50].

В [6] зависимость фазы НЧМ сигнала от времени имеет вид:

$$\varphi(t) = \frac{2 \cdot \pi}{8} \cdot \frac{W}{tg(\beta)} \cdot \frac{1}{\beta} \cdot \tau \cdot \ln\left(1 + tg\left(2 \cdot \beta \cdot \frac{t}{\tau}\right)^2\right), \quad -\frac{\tau}{2} \le t \le \frac{\tau}{2}$$
$$\beta = tg^{-1}(\alpha), \quad 0 \le \alpha < \infty.$$

По результатам моделирования автора по подбору параметра *α* УБЛ НЧМ сигнала, синтезированного данным методом, выше УБЛ ЛЧМ сигнала с ВО по Хэммингу.

Также известен другой метод синтеза НЧМ сигналов с заданным УБЛ [51]. В этом случае УБЛ сжатого НЧМ сигнала можно приблизить к заданному УБЛ. Метод формирования сигнала с НЧМ основан на формировании фазы НЧМ сигнала при аппроксимации формы

корреляционной функции в виде весовой функции и включает большое количество итерационных процедур.

По результатам моделирования автором получено, что при допущении о расширении главного (ГЛ) лепестка сжатого сигнала по сравнению со случаем взвешенного, например, по Хэммингу ЛЧМ сигнала, можно синтезировать НЧМ сигналы с более низкими УБЛ.

Из [50] также известно, что получить УБЛ функции неопределенности менее -60 дБ позволяет использование амплитудно-частотной коррекции принимаемого сигнала, в том числе НЧМ сигнала. Однако в этом случае имеют место потери в отношении сигнал/шум.

Из [52] известен сигнал Прайса, для которого при подборе параметров можно получить УБЛ, близкий к ВО по Хэммингу.

Обобщая анализ известных публикаций, можно сделать следующие выводы.

В опубликованных работах [47 – 52 и др.], посвящённых НЧМ сигналам, исследования проводились по уменьшению УБЛ сжатого сигнала, однако детальный анализ эффективности обнаружителей НЧМ сигналов с низким УБЛ при осуществлении стабилизации ВЛТ не проводился. Также необходимо принимать во внимание большую зависимость формы сжатого НЧМ сигнала от доплеровского смещения, чем для сигналов с ЛЧМ, что также делает обязательным исследование эффективности обнаружителей НЧМ сигналов с учётом их многоканального по доплеровской частоте построения, а также проведение сравнения со случаем обнаружения ЛЧМ сигнала. Поэтому исследование вопроса эффективности обнаружителей ЛЧМ и НЧМ сигналов с стабилизацией ВЛТ является актуальным.

1.7. Интерполяция

Кроме помех на обнаружение сигналов влияют параметры аппаратуры, например, частота дискретизации. При низкой частоте дискретизации и несовпадении моментов взятия отсчётов в АЦП с коэффициентами СФ возникают потери.

Согласно трёхточечной параболической интерполяции [17] восстановленная амплитуда пика сигнала имеет вид:

$$A_{p} = z_{0} + \frac{1}{16} \cdot \frac{(z_{1} - z_{-1})^{2}}{(z_{0} - \frac{z_{1} + z_{1}}{2})},$$

где z_0 , z_{-1} , z_{-1} – значения огибающей сжатого сигнала в моменты времени -1,0,1.

В случае двухточечной линейной интерполяции (простой в вычислительном плане) предполагаем, что пик амплитуды сигнала лежит на продолжении прямой, которую можно провести через 2 отсчёта огибающей сигнала в окрестности корреляционного пика:

 $A_p = z_0 + (z_0 - z_{-1}).$

Однако такая модель восстановления пика амплитуды сигнала вносит меньшие ошибки в случае описания пика амплитуды сжатого немодулированного сигнала, когда окрестность корреляционного пика аппроксимируется «треугольником». При восстановлении пика амплитуды ЛЧМ сигнала меньшие ошибки соответствуют модели

 $A_p = z_0 + z_{-1}$.

Недостатки одних из самых простых способов интерполяции пика амплитуды ЧМ сигнала проиллюстрированы на рисунке 1.11, на котором показаны нормированные к максимальному значению восстановленные амплитуды сигналов в зависимости от смещения внутри половины интервала дискретизации. Параметры сигналов: $\tau = 21,66$ мкс, W = 2,5 МГц, $f_d = 3$ МГц.



Рисунок 1.11 – Интерполяция пика амплитуды сигнала. a – без ВО, б – с ВО по Хэммингу с пьедесталом 0,08.

Перегиб при сдвиге 0,2 на рисунке 1.11а получен в результате того, что при таком значении сдвига смежный с интерполируемым отсчётом отсчёт имеет малый вес.

Из графиков на рисунке 1.11 видно, что при применении параболической и линейной интерполяции имеют место ошибки в восстановлении пика амплитуды сигнала, причём при отсутствии ВО меньшие ошибки соответствуют линейной интерполяции, а в случае ВО при пологой вершине сжатого сигнала – параболической интерполяции. Однако в обоих случаях не удаётся точно восстановить пик амплитуды даже при отсутствии шумов.

В работе [53] проведены исследования по восстановлению пика амплитуды сигнала с помощью разработанной трёхточечной модели.
Нужно отметить, что много других способов интерполяции (кубическая, сплайнами и др.) реализовано в программах, предназначенных для математического моделирования, например, в MATLAB. Для всех этих способов характерно то, что интерполирующие коэффициенты не содержат информацию о неискажённом в результате сдвига внутри интервала дискретизации сигнале (для интерполяции сигнала не требуется обладать никакой информацией о неискажённом сигнале, что является некоторым удобством), а рассчитываются на основе искажённых отсчётов сигнала в соответствии с тем или иным критерием точности восстановления. Поэтому в нашем случае оптимальной такая обработка не является.

Однако в известной литературе за исключением [54] (оценены потери для некоторых известных из литературы способов интерполяции) оценка потерь обнаружения с учётом интерполяции пика амплитуды сигнала не приводилась, также кроме [53, 54] автору неизвестно применение квадратурной интерполяции для восстановления пика амплитуды ЧМ сигнала.

С учётом вышесказанного продолжение исследований по синтезу и анализу способов интерполяции пика амплитуды ЧМ сигнала является актуальным.

Выводы по Главе 1

По результатам исследований, выполненных в Главе 1, можно сделать следующие выводы.

- Существующие в настоящее время алгоритмы обнаружения не всегда позволяют обеспечить малое число ЛО в условиях сложной помеховой обстановки, в частности в условиях ОЯН, несинхронных точечных и шумовых помех, помех от СР, а также при наличии БЛ от близкорасположенных по дальности целей.
- Проведённый анализ литературы по теме исследования показал необходимость синтеза и анализа более эффективных алгоритмов обнаружения, обеспечивающих улучшение показателей обнаружения и уменьшение ЛО.

В соответствии выводами можно сформулировать основные задачи исследования.

Задачи исследования

- 1. Разработать алгоритм, обеспечивающий с минимальными потерями обнаружения ЧМ сигналов от одиночных и близкорасположенных по дальности целей с разной ЭПР.
- 2. Синтезировать сигнал с НЧМ, обеспечивающий низкий УБЛ в диапазоне частот Доплера, определить характеристики обнаружения и разрешения НЧМ сигналов.
- 3. Разработать алгоритмы обнаружения, повышающие эффективность защиты РЛС от ОЯН при сохранении видимости целей, движущихся с малыми радиальными скоростями.
- 4. Разработать алгоритм обнаружения некогерентной пачки импульсов на фоне априорно неизвестного вида помехи, включающей несинхронные шумовые и точечные, неоднородные по дальности помехи и помехи от СР.
- 5. Разработать алгоритмы интерполяции пика амплитуды сжатых ЧМ сигналов.

В работе использован критерий Неймана-Пирсона, в соответствии с которым для номинальной ВЛТ максимизируют вероятность правильного обнаружения. Из-за отсутствия априорной информации другие критерии обнаружения не использовались. Также не использовались последовательные процедуры обнаружения.

Все результаты в данной работе получены на статистических моделях в программе MATLAB. Пороги обнаружения при известном законе плотности распределения вероятности или его аппроксимации рассчитывались аналитически после получения оценок соответствующих параметров распределений, в остальных случаях пороги рассчитывались прямым методом по результатам статистического эксперимента.

Глава 2. АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ И РАЗРЕШЕНИЯ ЧМ СИГНАЛОВ В ОДНОИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ РЛС

2.1. Двухканальное устройство обнаружения и разрешения ЛЧМ сигналов со стабилизацией вероятности ложной тревоги

Как было показано в Главе 1, ВО применяется для уменьшения УБЛ, однако при этом имеют место потери обнаружения. Для уменьшения числа ЛО от БЛ сжатых сигналов и помех применяют схемы СУЛТ.

Там же было показано, что при применении обнаружителей сигнала без ВО и с ВО при наличии нормирования мощности сигнала к мощности помех в скользящем по дальности окне имеют место потери, которые зависят от мощности помеховых сигналов и типа ВО. При небольшой мощности помехового сигнала или при его отсутствии ВО для уменьшения потерь обнаружения следует отключать.

Поэтому по величине порогового сигнала предпочтительным является такой алгоритм обнаружения, в котором ВО будет включаться только при наличии 2-х и более сигналов на входе СФ.

Для решения задачи уменьшения потерь, вызванных ВО, при одновременном снижении влияния УБЛ мощных сигналов на обнаружение сигналов от малоразмерных целей рассмотрим способ двухканального обнаружения сигналов со стабилизацией ВЛТ.

Принятый сигнал одновременно будем сжимать в двух каналах, в фильтрах сжатия (СФ) которых применим равномерную и неравномерную весовую функцию. Решение о том, что сигнал присутствует в проверяемой на наличие цели дискрете по дальности, будем выносить в том случае, если хотя бы в одном из каналов отсчёт квадрата огибающей сжатого сигнала, нормированный к оценке средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне, симметрично расположенном относительно проверяемой на наличие цели дискреты по дальности, превысит порог обнаружения [27]. Аналитически алгоритм обнаружения в одноимпульсной процедуре можно записать в виде:

$$\frac{\left|x_{n}\right|^{2}}{\widehat{P}} > C \quad \bigcup \quad \frac{\left|x_{nBO}\right|^{2}}{\widehat{P}_{BO}} > C, \qquad (2.1)$$

где $|x_n|^2$, $|x_{nBO}|^2$ – *n*-й отсчёт квадрата огибающей сжатого сигнала без ВО и с ВО соответственно,

 $C = N \cdot ((F_{lt}/2)^{-1/N} - 1)$ – порог обнаружения, соответствующий номинальной ВЛТ F_{lt} на выходе двухканального обнаружителя (ВЛТ в каждом канале обнаружителя до объединения выходных сигналов ПУ ниже номинальной ВЛТ практически в 2 раза) и зависящий от числа

отсчётов *N* в скользящем по дальности окне,

$$\widehat{P} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n-N/2, \neq n}^{n+N/2} |x_n|_{q_{eH3}}^2, \\ \widehat{P}_{BO} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n-N/2, \neq n}^{n+N/2} |x_{nBB}|_{q_{eH3}}^2 - \text{ оценки средней мощности сигналов}$$

и помех в скользящем по дальности окне в каналах без ВО и с ВО,

 $|x_n|_{qens}^2$, $|x_{nBB}|_{qens}^2$ – *n*-й отсчёт квадрата огибающей сжатого сигнала после цензурирования отсчётов ГЛ, принадлежащий скользящему по дальности окну, в канале без ВО и в канале с ВО соответственно,

U – операция логического «ИЛИ».

На рисунке 2.1 для иллюстрации предыдущих рассуждений о величине амплитудного порога показаны зависимости ВЛТ от мощности стационарного шума для одноканального и двухканального обнаружителей с нормировкой. Номинальная ВЛТ = 10^{-6} , число повторений эксперимента = 10^7 , N = 64.



Рисунок 2.1 – Вероятность ложной тревоги.

Структурная схема предложенного двухканального обнаружителя показана на рисунке 2.2.



Рисунок 2.2 – Структурная схема двухканального обнаружителя

Отсчёты ГЛ сигналов будем исключать [55] из оценки средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне с помощью операции цензурирования [56 – 57], за счет этого в оценку будут входить только отсчёты шума и БЛ сигналов.

Рассмотрим способ цензурирования отсчётов ГЛ сигналов, который будет применяться в расчётах. Отличие способов цензурирования отсчётов ГЛ сжатых сигналов и цензурирования HC, рассмотренного в Главе 1, заключается в том, что при цензуриривании HC окно является нескользящим, а также в последнем случае для порядковых статистик используются нормированные отсчёты квадрата огибающей.

Для осуществления цензурирования отсчётов ГЛ сжатых сигналов из скользящего по дальности окна все отсчёты квадрата огибающей $|x|^2$ соответствующего канала, принадлежащие скользящему по дальности окну, выстраиваем в вариационный ряд. На наличие отсчётов ГЛ сжатых сигналов в выборке из N – отсчётов квадрата огибающей сжатого сигнала в скользящем по дальности окне будем проверять N^* – наибольших величин вариационного ряда $t^{(r)}$: $k \cdot t^{(r)} > t^{(N-N^*)}, r = N, ..., N - N^* + 1, t = |x|^2$,

где $t^{(r)} - r$ -я порядковая статистика в выборке из N-отсчётов квадрата огибающей сжатого сигнала в скользящем по дальности окне, коэффициент k выбираем в зависимости от выбранного значения вероятности ложного цензурирования по шумам на один элемент окна длины N, N^* – максимальное число отсчётов ГЛ сжатых сигналов, которые могут присутствовать в скользящем по дальности окне.

Если взвешенная коэффициентом k r-я порядковая статистика $k \cdot t^{(r)}$ меньше $(N - N^*)$ -порядковой статистики $t^{(N-N^*)}$, то её будем использовать для получения оценки средней

мощности сжатого сигнала с скользящем по дальности окне. В противном случае заменим её предыдущей (*r* – 1) -й порядковой статистикой этого же окна, прошедшей проверку.

Далее эффективность двухканального обнаружителя будем оценивать на примере ЛЧМ сигнала.

В качестве 3С выбран сигнал с базой 50 и АЦП с достаточно низкой частотой дискретизации: $\tau = 20$ мкс, W = 2,5 МГц, частота дискретизации $f_d = 3$ МГц.

Были построены характеристики обнаружения для ЛЧМ сигналов без ВО, с ВО и обнаружителя (2.1) с учётом стабилизации ВЛТ (число повторений эксперимента равнялось 10³, пороги одноканального и двухканального обнаружителя соответствовали ВЛТ по шумам, равной 10⁻⁶, вероятность ложного цензурирования отсчётов ГЛ – 10⁻²).

По результатам моделирования получено, что потери обнаружителя (2.1) относительно обнаружителя ЛЧМ-сигнала без ВО и с нормировкой к средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне из 64 отсчётов огибающей для одиночного сигнала равны 0,23 дБ.

На рисунке 2.3 показаны зависимости потерь обнаружения от мощности помеховых сигналов. Параметры модели и сигналов: частоты Доплера сигналов аэродинамических целей $F_d = 12,5$ Гц, весовая обработка по Хэммингу с относительным пьедесталом 0,08, N - 64, ВЛТ по шумам = 10^{-6} , вероятность ложного цензурирования отсчётов ГЛ = 10^{-2} , $N^* = 3$.



Рисунок 2.3 – Потери обнаружения:

а – обнаруживаемый сигнал перекрывается 1-м сигналом, разнесённым от него на 10 дискрет по дальности; б – обнаруживаемый сигнал перекрывается 2-мя сигналами, каждый из которых разнесён от него на 30 дискрет по дальности. С увеличением мощности сигналов, находящихся в скользящем по дальности окне вместе с обнаруживаемым сигналом, из-за увеличения среднего УБЛ в канале без ВО происходит увеличение оценки средней мощности. В обнаружителе с двухканальной обработкой (2.1) в канале с ВО оценка средней мощности в скользящем по дальности окне меньше соответствующей оценки средней мощности сигнала в канале без ВО, поэтому в канале с ВО слабые сигналы, перекрываемые БЛ сильных сигналов, обнаруживаются при меньших ОСШ. В результате при двухканальном построении обнаружителя со стабилизацией ВЛТ имеет место уменьшение потерь обнаружения относительно обнаружителя с единственным каналом без ВО, что видно из рисунка 2.3. При этом благодаря применению нормировки к оценке средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне достигается стабилизация ВЛТ по отношению к одноканальному обнаружителю ЛЧМ сигнала с нормировкой к мощности шума, оцененной на участке дальности, на котором сигнал отсутствует.

По результатам исследований можно сделать следующие выводы.

- При обнаружении сигналов, перекрывающихся во времени с другими сигналами, предлагается использовать обнаружитель ЛЧМ сигнала с двумя каналами ВО и с нормировкой к оценке средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне, требующий для своей реализации два канала СФ, при этом имеют место уменьшение потерь обнаружения и стабилизация ВЛТ.
- Выигрыш от применяемого обнаружителя ЛЧМ сигнала с двумя каналами ВО в среднем составляет 1...3 дБ при мощности сигналов на входе СФ до 20 дБ относительно обнаружителя с одним каналом (как без ВО, так и с ВО).

2.2. Синтез сигналов с НЧМ

Закон изменения мгновенной частоты НЧМ сигнала будем формировать путём добавления к линейному закону изменения частоты от времени нелинейной аддитивной составляющей [26], в результате закон мгновенной частоты от времени приближается к закону тангенса:

$$F(t) = W \cdot \left(\left(\frac{t}{\tau} - 0.5 \right) + k_1 \cdot tg \left(k_2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{t}{\tau} - 0.5 \right) \right) \right),$$

$$k_1 \neq 0, \quad k_2 \neq 1, \quad 0 < k_1 \le 1, \quad 0 < k_2 < 1, \quad 0 \le t \le \tau$$

где W – девиация, τ – длительность сигнала, k_1 , k_2 – коэффициенты нелинейности ЧМ.

Такое изменение формы закона ЧМ позволяет скруглить форму спектра ЗС, приблизив к по форме к весовой функции, например, к весовой функции Хэмминга, за счёт чего обеспечивается более низкий УБЛ.

Введём поправочный коэффициент для приведения данной зависимости к диапазону – *W*/2...*W*/2:

$$f(t) = F(t) \cdot k, \quad k = \frac{W/2}{\max\{F(t)\}}$$

Максимальное значение мгновенной частоты без введения поправочного коэффициента соответствует моменту времени окончания длительности сигнала и равно

$$\max\{f(t)\} = W \cdot \left(\left(\frac{\tau}{\tau} - 0.5\right) + k_1 \cdot tg\left(k_2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{\tau}{\tau} - 0.5\right)\right)\right) = W \cdot \left(0.5 + k_1 \cdot tg\left(k_2 \cdot \pi \cdot 0.5\right)\right).$$

С учётом проделанного выше закон изменения мгновенной частоты от времени имеет вид

$$f(t) = F(t) \cdot \frac{W}{2} \cdot \frac{1}{W \cdot (0, 5 + k_1 \cdot tg(k_2 \cdot \pi \cdot 0, 5))} = \frac{W \cdot \left(\left(\frac{t}{\tau} - 0, 5\right) + k_1 \cdot tg(k_2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{t}{\tau} - 0, 5\right)\right)\right)}{1 + 2 \cdot k_1 \cdot tg(0.5 \cdot k_2 \cdot \pi)}$$
(2.2)

Для расчёта коэффициентов нелинейности ЧМ будем применять следующую методику.

Диапазон возможных значений коэффициентов нелинейности разобьём на одинаковые интервалы, в результате получим двумерную матрицу, составленную из коэффициентов нелинейности. Для каждого набора коэффициентов по корреляционной функции (КФ) на выходе СФ рассчитаем максимальный УБЛ. Полученные значения УБЛ занесём в таблицу. Также для всех возможных пар коэффициентов рассчитаем признаки непревышения числа отсчётов ГЛ над числом отсчётов ГЛ сжатого взвешенного по Хэммингу ЛЧМ сигнала по уровням -3 дБ и -15 дБ соответственно. Записанные в память значения УБЛ перемножим на значения рассчитанных признаков.

Оптимальными коэффициентами (при непревышении числа отсчётов ГЛ сжатого синтезированного НЧМ сигнала над числом отсчётов ГЛ сжатого ЛЧМ сигнала с ВО) примем коэффициенты, соответствующе минимальному значению максимального УБЛ из полученной матрицы.

Сигналы с низким УБЛ при допущении о расширении ГЛ сигнала ценой некоторого ухудшения разрешаюшей способности по дальности могли бы эффективно применяться в обнаружителях сигналов со стабилизацией ВЛТ.

Проведём анализ НЧМ сигналов с учётом расширения ГЛ сжатого сигнала.

Для устранения влияния частоты дискретизации на результаты исследования частоту дискретизации выберем значительно больше девиации.

На рисунках 2.4 – 2.5 показаны максимальный УБЛ сжатого НЧМ сигнала, ЛЧМ сигнала без ВО и ЛЧМ сигнала с ВО от их базы. В качестве весовой обработки была принята весовая обработка по Хэммингу с пьедесталом 0,08 и 0,16 соответственно. Параметры сигналов: *W*, *T*,

частота дискретизации f_d указаны в полях рисунков. Частота Доплера сигналов принималась равной 0 Гц. Показаны УБЛ синтезированных НЧМ сигналов для двух случаев. В первом случае синтез проводился при равенстве ширины ГЛ сжатого НЧМ сигнала ширине ГЛ ЛЧМ сигнала с ВО по Хэммингу, во втором случае УБЛ был рассчитан при допущении о расширении ГЛ НЧМ сигнала не более, чем на M отсчётов при дискретизации частотой f_d .



Для данных значений W, f_d увеличение ширины ГЛ сжатого НЧМ сигнала до 4-х отсчётов не приводит к уменьшению УБЛ по сравнению со случаем расширения ГЛ на 2 отсчёта. Для других значений W, f_d некоторое расширение ГЛ может позволить понизить УБЛ. На рисунке 2.6 показаны зависимости расширения ГЛ (в разах) от числа отсчётов ГЛ ЛЧМ сигнала с ВО по Хэммингу с относительным пьедесталом 0,08.



Рисунок 2.6 – Относительное расширение главного лепестка

Получено, что при допущении о расширении ГЛ НЧМ сигнала на 2 отсчёта относительное расширение составляет 1,67...1,29 при числе отсчётов ГЛ ЛЧМ сигнала с ВО 3...7 отсчётов соответственно для частоты дискретизации f_d .

По результатам моделирования можно сделать следующие выводы.

- Синтезирован НЧМ сигнал с низким УБЛ, при этом методика расчёта коэффициентов проста и предполагает адаптацию только 2-х коэффициентов нелинейности.
- Показано, что УБЛ синтезированного НЧМ сигнала при дополнительном расширении ГЛ можно приблизить к УБЛ ЛЧМ сигнала с ВО.
- УБЛ синтезированных НЧМ сигналов занимает промежуточное положение между
 УБЛ ЛЧМ сигнала без ВО и ЛЧМ сигнала с ВО, при этом отсутствуют потери на ВО.

Сигнал Прайса

Из [52] известен НЧМ сигнал Прайса. Зависимость мгновенной частоты от времени сигнала Прайса имеет вид [52]:

$$F(t) = \frac{t}{\tau} \cdot \left(Bl + Bc \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - 4 \cdot \left(\frac{t}{\tau}\right)^2}} \right), \quad -\tau/2 \le t \le \tau/2,$$

где *Bl*, *Bc* – параметры закона ЧМ.

После приведения к диапазону – W/2...W/2 мгновенная частота имеет вид:

$$f(t) = F(t) \cdot k, \quad k = \frac{W/2}{\max\{F(t)\}}.$$

В момент окончания длительности сигнала мгновенная частота принимает значение, равное бесконечности. Поэтому при вычислении поправочного коэффициента k длительность сигнала искусственно увеличим на 2 интервала дискретизации, а за максимальную частоту в спектре сигнала примем частоту $F_{\rm max}$.

Таким образом, в момент окончания длительности сигнала $\tau/2$ максимальная частота в спектре сигнала длительностью $(\tau + 2/f_d)$ равна

$$F_{\max} = k \cdot \frac{\tau/2}{\left(\tau + 2/f_d\right)} \cdot \left(Bl + Bc \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - 4 \cdot \left(\frac{\tau/2}{\tau + 2/f_d}\right)^2}} \right)$$

отсюда

$$k = \frac{F_{\max} \cdot (\tau + 2/f_d)}{(\tau/2) \cdot \left(Bl + Bc \cdot \sqrt{\frac{1}{1 - \left(\frac{\tau}{\tau + 2/f_d}\right)^2}} \right)}.$$

Фаза НЧМ сигнала Прайса длительностью т при использовании поправочного коэффициента *k* имеет вид:

$$\phi(t) = \frac{2 \cdot \pi \cdot k}{\tau + 2/f_d} \cdot \left(-\frac{1}{4} \cdot Bc \cdot (\tau + 2/f_d)^2 \cdot \sqrt{\frac{(\tau + 2/f_d)^2 - 4 \cdot t^2}{(\tau + 2/f_d)^2}} + \frac{1}{2} \cdot t^2 \cdot Bl \right) + \psi_0.$$

Моделирование показало, что низкий УБЛ при той же ширине ГЛ сжатого сигнала, что и у взвешенного по Хэммингу ЛЧМ сигнала, для сигнала Прайса можно получить только при $F_{\rm max} > W/2$ (как правило, в 2 раза).

Были проведены расчёты по оптимизации коэффициентов ЧМ для НЧМ сигнала Прайса.

Диапазон возможных значений каждого из коэффициентов *Bl* и *Bc* был разбит на одинаковые интервалы с шагом 10 (произведения *Bl* $\cdot \tau$ и *Bc* $\cdot \tau$ изменялись в пределах 10...90). Аналогично методике, описанной для НЧМ сигнала (2.2), для каждого набора коэффициентов по корреляционной функции на выходе СФ при ограничении на ширину ГЛ рассчитывался максимальный УБЛ. В целом получено, что УБЛ зависит от *F*_{max} и отношения коэффициентов *Bc*/*Bl*, которое по результатам расчётов практически постоянно для номинальной ширины ГЛ (для баз сигналов более 200).

В качестве оптимальных коэффициентов принимались коэффициенты, соответствующе минимальному значению максимального УБЛ.

По результатам моделирования было получено, что при ограничении на ширину ГЛ сжатого сигнала Прайса оптимальные коэффициенты отличаются от примера расчёта в [52].

На рисунках 2.7 – 2.8 приведены зависимости максимальных УБЛ сжатых сигналов Прайса и синтезированного НЧМ сигнала (2.2). Рассмотрены случаи для частот дискретизации 6 МГц и 9 МГц. Коэффициенты k_1 , k_2 и *Bl*, *Bc* получены при ограничении на число отсчётов ГЛ, равное числу отсчётов ГЛ сжатого ЛЧМ сигнала с ВО по Хэммингу с относительным

пьедесталом 0.08 (или превышающее число отсчётов ГЛ сжатого ЛЧМ сигнала с ВО не более, чем на 4 отсчёта).



Рисунок 2.8- Максимальный уровень боковых лепестков. Параметры сигналов: W = 2,5 МГц, $f_d = 6 M \Gamma$ ц.

600

800

1000

1200

Параметры сигналов: $W = 2.5 \text{ M}\Gamma_{\text{H}}$, $f_d = 9 M \Gamma$ ц.

Из рисунков 2.7 – 2.8 видно, что с увеличением базы сигнала при фиксированной ширине ГЛ УБЛ для сигнала Прайса растёт.

Сравнительный анализ сигнала Прайса и синтезированного НЧМ сигнала (2.2) показал следующие результаты.

- Для достижения низкого УБЛ при ограничении на ширину ГЛ сжатого сигнала Прайса полосу канала необходимо увеличивать.
- Низкий УБЛ, близкий к взвешенному по Хэммингу ЛЧМ сигналу, для сигнала • Прайса можно получить для относительно небольших баз сигналов.
- В диапазоне доплеровских частот при адаптации коэффициентов в (2.2) можно получить практически постоянный УБЛ для баз сигналов более 200.
- Главное преимущество синтезированного НЧМ сигнала (2.2) заключается в возможности его использования для разных баз сигналов.

2.3. Характеристики НЧМ сигналов при одноканальной фильтрации

При обработке ЛЧМ и НЧМ сигналов СФ оптимален только для сигналов, являющихся точной копией переданного сигнала. При частотном сдвиге входных сигналов происходит уменьшение величины пикового значения и изменение временного положения сжатого сигнала.

Далее по тексту максимальное абсолютное значение выходного сигнала СФ будем называть пиковым значением огибающей (амплитуды) сжатого сигнала (или пиком амплитуды сигнала).

Зависимость параметров сжатого ЛЧМ сигнала от доплеровской частоты была исследована в [3]. Исследуем влияние доплеровского сдвига на КФ НЧМ сигналов.

Для этого рассчитаем потери (в дБ) пика огибающей сжатого сигнала в полосе частот Доплера при нулевом сдвиге внутри интервала дискретизации [26], которые назовём средними амплитудными потерями:

$$\Delta \overline{L}_a = \frac{1}{m} \cdot \sum_{k=1}^m 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{U_0}{U_k} \right), \tag{2.3}$$

где *т* – количество значений частоты Доплера,

U₀ – величина пикового значения огибающей сжатого сигнала без ВО и доплеровского сдвига,

 U_k – величина пикового значения огибающей сжатого сигнала с k -м доплеровским сдвигом.

Амплитудные потери (2.3) не учитывают ОСШ и показывают, на сколько в среднем (при усреднении в диапазоне частот Доплера) по сравнению с отсутствием доплеровского сдвига уменьшается амплитуда сигнала при движении цели.

Рассмотрим следующие диапазоны доплеровских частот сигналов от целей:

- 0...12 кГц (13 значений), что соответствует РЛС с несущей частотой 3 ГГц и скорости движения цели до 600 м/с;
- 0...140 кГц (141 значение), что соответствует скорости движения до 7 км/с.

При моделировании будем применять НЧМ сигналы, синтезированные в соответствии с (2.2), ширина ГЛ которых при сжатии совпадает с шириной ГЛ ЛЧМ сигнала с ВО по Хэммингу с относительным пьедесталом 0,08.

Графики зависимостей нормированного к максимальному значению (при отсутствии доплеровского смещения) пикового значения амплитуды сигнала в диапазоне частот Доплера 0...12 кГц и 0...140 кГц показаны на рисунке 2.9. Параметры сигналов: $\tau = 80$ мкс, W = 2,5 МГц, $f_d = 9$ МГц. Для наглядности графиков использовалась более высокая частота дискретизации 9 МГц. Сдвиг сигнала внутри интервала дискретизации отсутствовал.



Рисунок 2.9 – Нормированная амплитуда

По результатам расчётов усреднённые в диапазоне доплеровских частот 0...12,5 кГц амплитудные потери для НЧМ сигнала (0,14 дБ) по сравнению со средними амплитудными потерями ЛЧМ сигнала (0,12 дБ) (1,4 дБ для ЛЧМ сигнала с ВО) невелики.

В диапазоне частот Доплера до 140кГц средние амплитудные потери для НЧМ сигнала с рассмотренными параметрами составили 2,75 дБ, для ЛЧМ сигнала – 0,34 дБ, для ЛЧМ сигнала с ВО – 1,43 дБ.

По результатам расчётов можно сделать следующие выводы.

В диапазоне доплеровских частот 12,5...140 кГц использование НЧМ сигнала при одноканальной фильтрации малоэффективно. Более эффективным по УБЛ и величине пикового значения амплитуды в диапазоне высоких доплеровских частот является применение ЛЧМ сигнала с ВО. Из рисунка 2.9 видно, что для рассмотренного НЧМ сигнала в диапазоне доплеровских частот от 0...140 кГц имеют место большие амплитудные потери, поэтому для уменьшения потерь при согласованной фильтрации сигнала с неизвестной доплеровской частотой необходимо применять МСФ.

2.4. Характеристики НЧМ сигналов при многоканальной фильтрации по частоте Доплера

Для обнаружителя НЧМ сигнала с МСФ применим следующее построение. После многоканальной согласованной фильтрации и вычисления квадратов огибающих блоком МАХ выбирается максимальная амплитуда сигнала среди всех амплитуд сигналов доплеровских каналов.

Алгоритм обнаружения НЧМ сигнала с МСФ по доплеровской частоте имеет вид:

где $U_{HYM_n}^2 = \max_i (U_{HYM_ni}^2), i = 1...M$

 $U_{HYM_{n_i}}^2 - n$ -й отсчёт квадрата огибающей сжатого НЧМ сигнала на выходе *i*-го канала

ΜCΦ,

M – количество каналов МСФ,

 \hat{P}_{uHUM} – оценка мощности шума на участке дальности, на котором сигнал отсутствует,

*С*_{*НЧМ*} – порог обнаружения, зависящий от количества каналов СФ.

Структурная схема данного обнаружителя показана на рисунке 2.10.



Рисунок 2.10 – Структурная схема обнаружителя с МСФ

Оценим требуемое число каналов МСФ с учётом средних амплитудных потерь в анализируемой полосе доплеровских частот при различных значениях девиации и длительности сигналов.

В таблице 1 приведены амплитудные потери $\Delta \overline{L}_a$ (2.3), усреднённые в полосе доплеровских частот 0...140 кГц, без учёта потерь на дискретизацию для разных параметров НЧМ сигналов, синтезированных в соответствии с (2.2), при их обработке в МСФ с различным количеством каналов (рассмотрены доплеровские частоты целей одного знака, для учёта знака доплеровского сдвига число каналов необходимо удвоить). В этой же таблице приведены средние амплитудные потери ЛЧМ сигнала с теми же параметрами при его обработке в одноканальном СФ без ВО и с ВО. Частота дискретизации для сигналов, параметры которых представлены в таблицах, равнялась 3 МГц.

Параметры сигнала		Тип сигнала						
		ЛЧМ	ЛЧМ	LIUM				
		без ВО	c BO	114101				
		Количество каналов						
		МСФ						
		_		8	16	32		
	W,			$\Delta \overline{L}_a$				
au , MKC	ΜГц	дБ						
20	2,5	0,99	1,79	0,14	0,04	0,01		
40	2,5	1,07	1,80	0,20	0,11	0,04		
80	2,5	1,05	1,78	0,44	0,20	0,10		

Таблица 1 – Средние амплитудные потери

Из данных таблицы 1 следует, что при использовании 8 – 32 каналов МСФ НЧМ сигнала достигаются средние амплитудные потери на уровне 0,01... 0,44 дБ по сравнению с потерями 1 дБ в зависимости от параметров сигнала при обработке ЛЧМ сигнала одноканальным СФ. В последнем случае величина потерь объясняется существенной шириной рассматриваемого частотного диапазона.

В таблице 2 приведены значения максимального во всем диапазоне доплеровских частот 0...140 кГц первого бокового лепестка сжатого сигнала.

Таблица 2	 Максимал 	іьный	У	Б	Л	
-----------	------------------------------	-------	---	---	---	--

		Тип сигнала						
Параметры сигнала		ЛЧМ	ЛЧМ	HIIM				
		без ВО	c BO					
		Количество каналов						
		МСФ						
		1	1	1	8	16	32	
7 . 1000	Ш МГн	УБЛ, дБ						
τ , MKC	<i>W</i> , МПЦ							
20	2,5	-14,85	-35,16	-10,11	-21,15	-30,60	-30,80	
40	2,5	-15,21	-38,33	-8,16	-23,12	-23,18	-34,36	
80	2,5	-15,52	-39,56	-8,13	-24,69	-24,80	-25,06	

Анализ полученных результатов показал, что при применении НЧМ сигналов для низкого и равномерного УБЛ в диапазоне частот Доплера 0...140 кГц необходимо использовать 16...32 канала СФ в зависимости от параметров сигналов. В частности для более длинных сигналов (с большей базой) требуется большее число каналов МСФ.

Эффективность НЧМ сигналов, синтезированных в настоящей работе и работах других авторов, из-за значительного влияния доплеровского сдвига на форму КФ даже при низком УБЛ невысока. По результатам моделирования было получено, что при увеличении длительности сигнала (или его базы) диапазон частот Доплера, в котором применение одноканального СФ НЧМ сигнала по величине искажений сжатого сигнала (величина пикового значения огибающей, УБЛ) допустимо, сокращается, в этом случае необходимым является применение МСФ, что проиллюстрировано на рисунках 2.11 – 2.12. Параметры сигналов: W = 2,5 МГц, $f_d = 9$ МГц. Сдвиг сигнала внутри интервала дискретизации отсутствовал.



Рисунок 2.11 – Нормированная амплитуда

Рисунок 2.12 – Уровень максимального бокового лепестка

На рисунках 2.11 – 2.12 видно, что с увеличением длительности НЧМ сигнала при наличии смещения по частоте Доплера амплитуда сигнала сильно уменьшается и резко увеличивается максимальный УБЛ.

Кроме доплеровского сдвига частоты на согласованную обработку оказывает влияние временное рассогласование сигнала внутри интервала дискретизации, а также величина полных потерь зависит от количества каналов МСФ.

С учётом этих факторов определены полные потери ОСШ для обнаружителей с многоканальным СФ НЧМ сигнала относительно обнаружителя ЛЧМ сигнала без ВО при отсутствии временного сдвига и сдвига по частоте Доплера.

Полные потери определены следующим образом [26]:

$$\Delta \overline{L} = \frac{1}{m} \cdot \sum_{t=1}^{m} \left(\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} \Delta L_{ii} \right), \qquad (2.4)$$

где m = 141 -количество значений частоты Доплера,

n = 6 – количество дискретных временных смещений сигнала относительно половины интервала дискретизации.

 $\Delta L_{ti} = Q_{_{YM}ti} - Q_{_{JYM}00}$ – потери при обработке НЧМ или ЛЧМ сигналов с *t*-м доплеровским сдвигом и *i*-м временным смещением;

 $Q_{_{YM_{ti}}}$ – пороговое ОСШ при обработке НЧМ или ЛЧМ сигналов с *t* -м доплеровским сдвигом и *i* -м временным смещением;

Для обнаружителей с одноканальным СФ порог обнаружения равняется $C = N \cdot (F_{lt}^{-1/N} - 1)$ [36], для обнаружителя НЧМ сигнала с МСФ $C_{NFM} = N \cdot ((F_{lt} / M)^{-1/N} - 1)$ [58]. В случае МСФ порог обнаружения соответствует номинальной ВЛТ F_{lt} на выходе обнаружителя (ВЛТ в каждом канале обнаружителя до объединения доплеровских каналов СФ ниже номинальной ВЛТ практически в M -раз (M – число каналов)).

Результаты расчётов приведены в таблице 3. Для обнаружителя НЧМ сигнала полные потери складываются из потерь на рассогласование СФ по частоте Доплера, рассогласование СФ по времени и потерь на объединение каналов в МСФ. Для обнаружителя ЛЧМ сигнала без ВО потери складываются из потерь на рассогласование СФ по частоте Доплера и времени.

		Тип сигнала					
Параметры сигнала		ЛЧМ	ЛЧМ	LIUM			
		без ВО	c BO	пчм			
		Количество каналов					
		МСФ					
		1	1	8	16	32	
Т, мкс	<i>W</i> , МГц		$\Delta \overline{L}$, д $f B$				
20	2.5	0.80	1.70	0.62	0.74	0.01	
20	2,5	0,89	1,70	0,62	0,74	0,91	
40	2,5	0,95	1,71	0,64	0,76	0,93	
80	2,5	0,96	1,74	0,67	0,78	0,95	

Таблица 3 – Потери обнаружения

При обнаружении сигналов, не перекрывающихся во времени с другими сигналами, средние по частоте Доплера и по сдвигам внутри интервала дискретизации потери обнаружителя ЛЧМ сигнала без ВО и с ВО по сравнению с обнаружителем с МСФ больше или имеют близкие значения, однако реализация последнего решения сложнее.

Результаты из таблицы 3 показывают, что с ростом числа доплеровских каналов полные потери (2.4) за счёт потерь на объединение каналов увеличиваются. Однако ранее было получено, что для уменьшения амплитудных потерь и низкого максимального УБЛ требуется 16..32 канала МСФ.

По результатам исследований можно сделать следующие выводы.

- При использовании МСФ синтезированного НЧМ сигнала можно получить низкий УБЛ в широком диапазоне доплеровских частот. При этом отсутствуют потери на ВО во временной области.
- Показана эффективность применения обнаружителя НЧМ сигнала с МСФ для уменьшения потерь при обнаружении не перекрывающихся во времени сигналов. Кроме малых амплитудных потерь (менее 0,2 дБ в диапазоне частот Доплера 0...140 кГц) обнаружители НЧМ сигнала с 16- и 32-канальным СФ по величине порогового сигнала не хуже, чем обнаружитель ЛЧМ сигнала без ВО и выигрывают у обнаружителя ЛЧМ сигнала с ВО от 0,6 до 1 дБ.

2.5. Сравнительный анализ эффективности обнаружения и разрешения ЛЧМ и НЧМ сигналов при стабилизации вероятности ложной тревоги

Проведём сравнительный анализ эффективности обнаружителей ЛЧМ сигналов и НЧМ сигналов с МСФ [58].

Доплеровские каналы обнаружителя НЧМ сигнала с МСФ будем объединять двумя способами, суть которых заключается в объединении каналов в тракте предпороговой и послепороговой обработки.

Первый способ соответствует способу, рассмотренному в разделе 2.4, для второго способа в каждом канале будем использовать нормирование квадратов огибающих к соответствующим оценкам средней мощности сигналов в скользящих по дальности окнах, сравнение полученных нормированных квадратов огибающих с порогами обнаружения в ПУ и объединение выходов пороговых устройств по «ИЛИ».

Для стабилизации ВЛТ в обнаружителе на рисунке 2.10 вместо оценки средней мощности шума вычисляется оценка средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне. Структурные схемы обнаружителей НЧМ сигналов с двумя способами объединения каналов СФ показаны на рисунке 2.10 и на рисунке 2.13.



Рисунок 2.13 – Структурная схема обнаружителя НЧМ сигнала с МСФ

В результате моделирования был оценен уровень максимального БЛ сжатого ЛЧМ сигнала и синтезированного НЧМ сигнала относительно уровня ГЛ ЛЧМ сигнала без ВО и частоте Доплера, равной 0Гц, от частоты Доплера в диапазоне 0...140 кГц для сигнала с параметрами $\tau = 20$ мкс, W = 2,5 МГц, $f_d = 3$ МГц.

Было установлено, что в случае НЧМ сигнала с рассмотренными параметрами для приближения УБЛ к УБЛ сжатого ЛЧМ сигнала, взвешенного по Хэммингу с относительным пьедесталом 0,08, во всём диапазоне доплеровских частот необходимо использовать МСФ с числом каналов не менее 16 (для одного знака доплеровской частоты). Для дальнейшего моделирования с учётом знака частоты будем применять МСФ с 32 каналами.

Для оценки эффективности обнаружителей с нормировкой к средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне рассчитаем потери обнаружения (1.9) (аналогично способу расчёта потерь из раздела 1.6) от мощности помеховых сигналов, перекрывающих обнаруживаемый сигнал, относительно обнаружителя ЛЧМ сигнала без ВО и с нормировкой к мощности шума.

Поскольку наибольшее влияние БЛ сигналов, попавших скользящее по дальности окно, на обнаруживаемый сигнал наблюдается при разнесении сигналов во времени не более, чем на половину числа отсчётов сигнала до сжатия, то для временного разнесения сигналов выберем значения из названного диапазона.

Для обнаружителя с МСФ и второго способа объединения каналов порог обнаружения аналогично порогу, используемому в разделе 2.4, равнялся $C_{NFM} = N \cdot ((F_{lt} / M)^{-1/N} - 1)$ [26, 58].

На рисунках 2.14 – 2.15 показаны зависимости указанных выше потерь обнаруживаемого сигнала от мощности (на входе СФ) перекрывающего его сигнала. Параметры сигналов:

 $\tau = 20$ мкс, W = 2,5 МГц, $f_d = 3$ МГц, ВО по Хэммингу с пьедесталом 0,08, N = 64. ВЛТ по шумам = 10^{-6} , вероятность ложного цензурирования на один элемент окна = 10^{-2} , $N^* = 3$.



Рисунок 2.14 – Потери обнаружения:

а, б – частоты Доплера сигналов равны 0 и 12,5 кГц соответственно, разнесение сигналов – 10 дискрет по дальности; в – частоты Доплера сигналов равны 140 кГц, разнесение сигналов – 30 дискрет по дальности.



Рисунок 2.15 – Потери обнаружения:

а – частоты Доплера сигналов равны 6 кГц и 12,5 кГц, разнесение сигналов – 15 дискрет по дальности; б – частоты Доплера сигналов равны 140 кГц и 90 кГц, разнесение сигналов – 30 дискрет по дальности.

По результатам расчётов потерь обнаружения сигнала, перекрываемого во времени сигналами от других целей, принадлежащих с обнаруживаемой целью к одному частотному диапазону, можно сделать следующие выводы.

Для обнаружителей НЧМ сигнала с МСФ и с двумя разными схемами объединения каналов и с нормировкой к средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне пороговые сигналы в большинстве случаев одинаковы. Поэтому дальнейшие выводы будут относиться к обнаружителю с первым способом объединения каналов блоком максимального отбора, также данный обнаружитель требует меньшего числа ресурсов для реализации в аппаратуре.

По величине потерь обнаружения сигналов с частотами Доплера -12,5...12,5 кГц (аэродинамические цели, что соответствует частоте РЛС ≈3 ГГц и скорости движения до - 625...625 м/с) наиболее эффективным является применение обнаружителя НЧМ сигнала с одноканальным СФ и с нормировкой к средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне, при этом имеет место выигрыш до 3,5 дБ относительно обнаружителя невзвешенного ЛЧМ сигнала с нормировкой к средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне. Обнаружитель НЧМ сигнала с одним каналом СФ не имеет сложностей для реализации в

аппаратуре, поскольку требует только перепрошивки коэффициентов фильтра, согласованного с ЛЧМ сигналом.

Для сигналов с частотами Доплера (по модулю) 12,5...140 кГц (крылатые ракеты, баллистические цели скорость движения до ≈7 км/с) по величине потерь обнаружения при относительно небольшом числе перекрывающихся во времени сигналов (не более 2-х – 3-х) может быть эффективным использование обнаружителя с 32-канальным СФ НЧМ сигнала с нормировкой к средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне, при этом имеет место выигрыш до 4 дБ относительно обнаружителя ЛЧМ сигнала без ВО и с нормировкой к средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне. Однако такой обнаружитель достаточно сложен в реализации.

Обнаружитель ЛЧМ сигнала с двумя каналами ВО и с нормировкой к средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне в диапазоне частот Доплера (по модулю) 12,5...140 кГц может проигрывать до 1дБ обнаружителю с 32-канальным СФ НЧМ сигнала и с нормировкой к средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне. Применение двух каналов ВО увеличивает аппаратурные затраты в 2 раза, но при этом позволяет работать в широком диапазоне доплеровских частот без изменения закона частотной модуляции сигнала, выигрыш от применения обнаружителя ЛЧМ сигнала с двумя каналами ВО в среднем составляет 1 – 4 дБ при мощности сигналов на входе СФ до 20 дБ относительно обнаружителя с одним каналом.

Была рассмотрена задача обнаружения сигнала от цели, перекрываемого во времени сигналами от других целей с частотами Доплера, отличными от частоты Доплера сигнала обнаруживаемой цели (12,5...140 кГц). Получено, что из-за частотного рассогласования в МСФ применение обнаружителя НЧМ сигнала с МСФ в широком диапазоне частот Доплера неэффективно.

По результатам исследований можно сформулировать следующие рекомендации по применению сигналов.

2.6. Рекомендации по применению ЛЧМ и НЧМ сигналов

Обнаружитель с одноканальным СФ НЧМ сигнала может быть эффективен при обнаружении аэродинамических целей в диапазоне частот Доплера (по модулю) 0...12,5 кГц на фоне сигналов от других аэродинамических целей. При этом можно получить выигрыш по величине порогового сигнала 1,5...3,5 дБ по отношению к обнаружителю невзвешенного ЛЧМ сигнала (относительно СФ с ВО – до 2-х дБ) со стабилизацией ВЛТ при наличии 2-х – 3-х перекрывающихся во времени сигналов и мощности помехового сигнала, перекрывающего во времени обнаруживаемый сигнал, не более 15 дБ на входе СФ.

Для мощности помехового сигнала на входе СФ 20 дБ из-за недостаточного УБЛ имеют место потери до 2 (2 перекрывающихся сигнала)...4 дБ (3 перекрывающихся сигнала) относительно двухканального обнаружителя ЛЧМ сигнала.

Применение обнаружителя НЧМ сигнала с МСФ во всём диапазоне частот Доплера не является рациональным решением из-за величины дополнительных потерь при обнаружении целей, движущихся с малыми радиальными скоростями, и аппаратурным затратам, низкой эффективности при наложении сигналов с разной доплеровской частотой.

По предварительной информации о типах точечных отражателей (например, при связи тип точечного отражателя и величина угла места: малые углы места – МП, аэродинамические цели, большой угол места – крылатые ракеты) предлагается разбить диапазон частот Доплера (с учётом обоих знаков скорости движения) -140...140 кГц на поддиапазоны -12,5...12,5 кГц, -140...-12,5 кГц и 12,5...140 кГц и применять в каждом из поддиапазонов следующие типы сигналов и соответствующие им обнаружители:

• -12,5...12,5 кГц при отсутствии мощных сигналов МП – обнаружитель НЧМ сигнала с одноканальным СФ (диапазон частот Доплера обнаруживаемых и перекрывающих их во времени сигналов от целей), при наличии мощных сигналов МП целесообразно использовать двухканальный обнаружитель ЛЧМ сигналов;

• -140...-12,5 кГц и 12,5...140 кГц – двухканальный обнаружитель ЛЧМ сигнала (диапазон частот Доплера обнаруживаемых и/или перекрывающих их во времени сигналов от целей), при этом выигрыш у обнаружителя НЧМ сигнала с одноканальным СФ при обнаружении аэродинамических целей и крылатых ракет на фоне других целей может составлять 2...10 дБ при мощности помехового сигнала на входе СФ 20 дБ, а у обнаружителя НЧМ сигнала с МСФ – 1...2 дБ и более.

Во всех предложенных способах обнаружения сигналов обеспечивается стабилизация ВЛТ.

Как было получено в разделе 2.2, для сигналов с небольшой базой при ограничении на ширину ГЛ сжатого сигнала для синтезированного НЧМ сигнала УБЛ, близкий к УБЛ ЛЧМ сигнала с ВО, получить не удаётся. Однако даже в этом случае по результатам моделирования применение обнаружителя НЧМ сигнала с одноканальным СФ по величине потерь обнаружения может быть эффективно.

2.7. Применение ПЧМ сигналов для обнаружения целей

В радиолокации для определения скорости объектов оценивают частоту Доплера. Для этого импульсная РЛС излучает пачку ЛЧМ сигналов, для однозначной оценки частоты Доплера требуется не менее 3-х импульсов, что требует временных затрат. Поэтому актуальной является задача получения информации о скорости движения за меньшее время. Такую возможность даёт применение сигналов с периодической частотной модуляцией (ПЧМ) [25]. Как уже упоминалось в Главе 1, одним из типов помех, в условиях которых функционируют РЛС, являются отражения от оптически ненаблюдаемых объектов – ОЯН [5]. В настоящее время в известной литературе предлагается применять ряд алгоритмов обнаружения в условиях помех такого типа, например, разностно-временные алгоритмы череспериодной компенсации (РВ ЧПК), некогерентное накопление пачки импульсов с частотным порогом (НН-ЧП) [7]. Эффективность алгоритма НН-ЧП очень сильно зависит от величины выбранного частотного порога. Алгоритм PB ЧПК независимо от реальной помеховой обстановки сокращает диапазон скоростей целей [7, 59], что нежелательно.

Сигнал с ПЧМ является частным случаем пачечного сигнала (ПС) [7]. ПЧМ сигнал из N периодов представляет собой пачку длительностью τ из N «слипшихся», как правило, ЛЧМ сигналов длительностью τ/N . В каждом периоде такого сигнала мгновенная частота достигает значения, равного девиации.

При применении ПС и ПЧМ сигналов можно получить близкие результаты, однако при скважности передатчиков РЛС порядка 10...50 реализовать излучение ПЧМ сигнала может быть проще, чем прерывистого ПС.

В общем случае все рассуждения о высокой корреляции между импульсами и свойствах оценок частот Доплера ПС сигналов распространяются на сигналы с ПЧМ.

Выбор в пользу применения ПЧМ сигналов или ПС может быть сделан в соответствии с требованиями к минимальной дальности действия РЛС и требованиям к скважности передатчика.

2.7.1. Параметры сигналов с периодической линейной и нелинейной ЧМ

Закон изменения фазы для ЛЧМ сигнала на стороне приёмника можно записать в виде:

$$\varphi(t) = \frac{pi \cdot W}{\tau} \cdot t^2 \pm 2 \cdot \pi \cdot F_d \cdot t, \quad 0 \le t \le \tau$$

соответственно закон изменения фазы для сигнала с периодической линейной ЧМ (ПЛЧМ) из *N* -периодов, полученный путём интегрирования мгновенной частоты, имеет вид:

$$\varphi(t) = \begin{vmatrix} \frac{pi \cdot W}{\tau/N} \cdot t^2 \pm 2 \cdot \pi \cdot F_d \cdot t, & 0 \le t \le \frac{\tau}{N} \\ \dots \\ \frac{pi \cdot W}{\tau/N} \cdot \left(t - \frac{(N-1) \cdot \tau}{N}\right)^2 \pm 2 \cdot \pi \cdot F_d \cdot \left(\left(t - \frac{(N-1) \cdot \tau}{N}\right) \pm \frac{(N-1) \cdot \tau}{N}\right), & \frac{(N-1) \cdot \tau}{N} < t \le \tau \end{vmatrix}$$

$$(2.5)$$

где *W* – девиация частоты,

τ – длительность сигнала,

*F*_d – частота Доплера,

T.

закон изменения фазы для сигнала с периодической нелинейной ЧМ (ПНЧМ) из N-периодов:

$$\varphi(t) = \frac{W}{T \cdot k2} \cdot \left(\frac{t^2 \cdot k2 \cdot \pi - t \cdot T \cdot k2 \cdot \pi + k1 \cdot T^2 \cdot \ln\left(1 + tg\left(0, 5 \cdot k2 \cdot \pi \cdot \frac{(-2 \cdot t + T)}{T}\right)^2\right)}{1 + 2 \cdot k1 \cdot tg\left(0, 5 \cdot k2 \cdot \pi\right)} \right), \quad 0 \le t \le \frac{\tau}{N}$$

$$\varphi(t) = \frac{W}{T \cdot k2} \cdot \left(\frac{A + B}{1 + 2 \cdot k1 \cdot tg\left(0, 5 \cdot k2 \cdot \pi\right)} \right) \pm \frac{W}{T \cdot k2} \cdot \left(\frac{(1 - \frac{(N-1) \cdot \tau}{N})}{1 + 2 \cdot k1 \cdot tg\left(0, 5 \cdot k2 \cdot \pi\right)} \right), \quad \frac{(N-1) \cdot \tau}{N} < t \le \tau$$

$$A = \left(t - \frac{(N-1)\cdot\tau}{N}\right)^2 \cdot k2 \cdot \pi - \left(t - \frac{(N-1)\cdot\tau}{N}\right) \cdot T \cdot k2 \cdot \pi,$$

$$B = k1 \cdot T^2 \cdot \ln\left(1 + tg\left(0.5 \cdot k2 \cdot \pi \cdot \frac{\left(-2 \cdot \left(t - \frac{(N-1)\cdot\tau}{N}\right) + T\right)}{T}\right)^2\right)$$
(2.6)

Сигналы с периодической линейной и нелинейной ЧМ в общем случае будем называть ПЧМ сигналами.

На рисунке 2.16 приведёны законы изменения мгновенной частоты для рассмотренных сигналов. На графиках диапазон изменения мгновенной частоты приведён к -W/2...W/2. Параметры сигналов: $\tau = 80$ мкс (160 мкс), $f_d = 2,5$ МГц, $f_d = 3$ МГц.



Рисунок 2.16 – Закон изменения мгновенной частоты: а – ЛЧМ сигнала, б – ПЛЧМ сигнала, в – ПНЧМ сигнала, г – ПС.

Однозначную оценку частоты Доплера \hat{F}_d для пачки из 3-х ЛЧМ импульсов с вобуляцией ΔT ППИ T можно получить по междупериодной разности фаз

$$e^{j\cdot\bar{\phi}_{21}} = \frac{x_2 \cdot x_1^*}{|x_2 \cdot x_1|}, e^{j\cdot\bar{\phi}_{32}} = \frac{x_3 \cdot x_2^*}{|x_3 \cdot x_2|}, \ \hat{F}_d = \frac{\arg\left(e^{j\cdot(\bar{\phi}_{32}-\bar{\phi}_{21})}\right)}{2\cdot\pi\cdot\Delta T},$$
(2.7)

где (x_1, x_2, x_3) – комплексные отсчёты отклика СФ в 3-х периодах,

 $e^{j\cdot \hat{\phi}_{21}}$, $e^{j\cdot \hat{\phi}_{32}}$ – оценки разностей фаз эхо сигналов во 2-м и 1-м и 3-м и 2-м периодах соответственно,

arg - операция получения фазы комплексного числа.

При применении ПЧМ сигнала из N -периодов оценку доплеровской частоты \hat{F}_{dpcm} для точечных объектов в одноимпульсной процедуре можно получить следующим образом:

$$\hat{F}_{dpcm} = \frac{\arg \left(\frac{\sum_{i=1}^{N-1} x_{pcm} (t - ((N-1)-i) \cdot \tau/N) \cdot x_{pcm}^{*} (t - ((N-1)-(i-1)) \cdot \tau/N)}{\left| \sum_{i=1}^{N-1} x_{pcm} (t - ((N-1)-i) \cdot \tau/N) \cdot x_{pcm}^{*} (t - ((N-1)-(i-1)) \cdot \tau/N) \right|} \right), \quad (2.8)$$

где x_{pcm} – комплексные отсчёты, отстоящие на τ/N и соответствующие пикам огибающей отклика СФ на ПЧМ сигнал (число отводов фильтра соответствует длительности одного периода сигнала τ/N),

При обработке ПЧМ сигнала в СФ, рассчитанном на сжатие сигнала длительностью τ/N , на выходе СФ появляется N -когерентных сжатых сигналов, разнесённых на τ/N , что позволяет оценить частоту Доплера (2.8) в одноимпульсной процедуре.

На рисунке 2.17 показан выходной сигнал детектора огибающей, нормированный к максимальному значению КФ ЛЧМ сигнала той же энергии, при наличии на входе СФ ПЛЧМ сигнала из 2-х периодов. Параметры сигнала: W = 2,5 МГц, $\tau = 20$ мкс, $f_d = 3$ МГц. Сдвиг по частоте Доплера отсутствовал.



Рисунок 2.17 - Сигнал на выходе детектора огибающей.

Алгоритмы адаптивного когерентного и некогерентного накопления сигналов с периодической ЧМ

Алгоритм адаптивного когерентного накопления (АКН) был предложен и исследован в [7].

Рассмотрим алгоритм АКН для ПЧМ сигнала. Решение о том, что сигнал присутствует в текущей дискрете дальности будем принимать в том случае, если результат АКН ПЧМ сигнала превышает порог обнаружения, а также результат АКН в текущей дискрете превышает результаты АКН в дискретах, разнесённых на интервал τ / N :

$$Z(t) > C_{pcm}(N) \quad \bigcap \quad Z(t - \tau / N) < Z(t) > Z(t + \tau / N),$$
(2.9)

где
$$Z(t) = \left| \sum_{i=1}^{N} x_{pcm} (t - ((N-1) - (i-1)) \cdot \tau / N) \cdot W(i) \right|$$
 – результат АКН сигнала,

 $C_{pcm}(N)$ – амплитудный порог обнаружения ПЧМ сигнала, зависящий от числа периодов N ПЧМ сигнала,

$$W = \begin{bmatrix} 1, e^{-\hat{\Phi}_{pcm}}, \dots, e^{-(N-1)\cdot\hat{\Phi}_{pcm}} \end{bmatrix} - \text{ весовые коэффициенты,}$$
$$e^{\hat{\Phi}_{pcm}} = \frac{\sum_{i=2}^{N-1} x_{pcm} (t - ((N-1)-i)\cdot\tau/N) \cdot x_{pcm}^{*} (t - ((N-1)-(i-1))\cdot\tau/N)}{\left| \sum_{i=2}^{N-1} x_{pcm} (t - ((N-1)-i)\cdot\tau/N) \cdot x_{pcm}^{*} (t - ((N-1)-(i-1))\cdot\tau/N) \right|},$$

 $\hat{\Phi}_{pcm}$ – оценка усреднённого набега фаз между пиками огибающей ПЧМ сигнала после

СΦ.

∩ – операция логического «И».

Структурная схема АКН ПЧМ сигнала приведёна на рисунке 2.18.



Рисунок 2.18 - Структурная схема АКН ПЧМ сигнала

Соответственно алгоритм некогерентного накопления (НН) ПЧМ сигнала можно записать в виде:

$$Z(t) > C_{pcm}(N) \quad \bigcap \quad Z(t - \tau / N) < Z(t) > Z(t + \tau / N), \tag{2.10}$$

где $Z(t) = \sum_{i=1}^{N} |x_{pcm}(t - ((N-1) - (i-1)) \cdot \tau / N)|$ – результат НН сигнала.

Структурная схема НН ПЧМ сигнала приведёна на рисунке 2.19.



Рисунок 2.19 – Структурная схема НН ПЧМ сигнала

Смещение корреляционных пиков по дальности

Наличие доплеровского сдвига влияет на изменение временного положения корреляционного пика по дальности, что приводит к ошибкам при определении координат целей. Оценим смещение пика огибающей сжатого ПЧМ сигнала до НН.

Смещение (в дискретах по дальности) пика огибающей отклика СФ ЛЧМ сигнала при доплеровском сдвиге входного сигнала [3] равно

$$delay = f_d \cdot \frac{\tau \cdot Fd}{W}$$

Поскольку за время длительности ПЧМ сигнала из N-периодов мгновенная частота N раз изменяется до максимального значения, соответственно смещение пика огибающей отклика СФ ПЛЧМ сигнала до НН при доплеровском сдвиге входного сигнала и произвольном числе периодов N ПЛЧМ сигнала равно

$$delay = f_d \cdot \frac{\frac{\tau}{N} \cdot Fd}{W}$$

Следовательно, смещение пика огибающей сжатого ПЛЧМ сигнала относительно смещения пика огибающей сжатого ЛЧМ сигнала в N -раз меньше, что позволит осуществлять поиск корреляционного пика на меньшем интервале дальности.

По результатам исследований получено, что смещение пика огибающей НЧМ сигнала

$$delay > f_d \cdot \frac{\tau \cdot Fd}{W},$$

смещение пика огибающей отклика СФ ПНЧМ сигнала при доплеровском сдвиге входного сигнала и произвольном числе импульсов в пачке ПЧМ сигнала *N*

$$delay > f_d \cdot \frac{\frac{\tau}{N} \cdot Fd}{W},$$

На рисунках 2.20 – 2.21 показаны величины смещения корреляционных пиков при дроблении сигнала на 2...10 периодов. Для наглядности и устранения ступенчатого характера графиков была выбрана высокая частота дискретизации.







Рисунок 2.21 – Смещения корреляционных пиков.

Параметры сигналов: $\tau = 80$ мкс, W = 2,5

МГц, $f_d = 12$ МГц, 2 периода ПЧМ сигнала.

Параметры сигналов: $\tau = 400$ мкс, W = 2,5МГц, $f_d = 12$ МГц, число периодов ПЧМ сигнала указано в скобках.

Из рисунка 2.20 видно, что при уменьшении длительности периода ПЧМ сигнала можно уменьшить величину смещения корреляционного пика. Из рисунка 2.21 видно, что смещение пика огибающей сжатого НЧМ и ПНЧМ сигнала больше смещений пиков огибающих ЛЧМ и ПЛЧМ сигналов.

Амплитуда сигналов

Рассмотрим зависимости нормированного пикового значения амплитуды ЛЧМ и ПЧМ сигналов после их сжатия и накопления от доплеровской частоты.

На рисунках 2.22 – 2.23 показаны зависимости нормированного к максимальному значению пикового значения амплитуды сигнала (нормированная амплитуда) от частоты Доплера 0...140 кГц (скорость движения цели до 7 км/с для частоты РЛС 3 ГГц). Зависимости для АКН и НН совпадают. Параметры сигналов: $\tau = 80$ мкс, W = 2,5 МГц, $f_d = 9$ МГц, 2 периода ПЧМ сигнала.



По результатам моделирования получено, что влияние доплеровского сдвига на величину пикового значения КФ ЛЧМ и ПЛЧМ сигнала практически одинаково, а для НЧМ и ПНЧМ сигналов различно. Уменьшение величины пикового значения КФ НЧМ сигнала от частоты Доплера происходит быстрее, чем для ПНЧМ сигнала. Следовательно, для обнаружения ПНЧМ сигнала в диапазоне доплеровских частот 0...140 кГц по сравнению с обнаружением НЧМ сигнала требуется меньшее число каналов МСФ

Потери обнаружения

На рисунке 2.24 показаны усреднённые в диапазоне частот Доплера 0...12 кГц зависимости потерь в пороговом сигнале для обнаружителей (2.9) – (2.10) ПЛЧМ и ПНЧМ сигналов от числа периодов относительно обнаружителя ЛЧМ сигнала в одноимпульсной

процедуре. Потери рассчитывались на статистической модели как разность соответствующих пороговых ОСШ и усреднялись в диапазоне частот Доплера 0...12 кГц с шагом 1 кГц:

$$dL = \frac{1}{m} \cdot \sum_{i=1}^{m} Q_{\Pi YM_{i}} - Q_{\Pi YM_{0}}, m = 13,$$

где $Q_{\Pi YM_i}$ – пороговое ОСШ для обнаружителей с АКН и НН ПЧМ сигналов (ПЛЧМ и ПНЧМ) для *i* - го смещения по частоте Доплера;

 $Q_{_{\Pi^{q}M_0}}$ – пороговое ОСШ для обнаружителя ЛЧМ сигнала без ВО при нулевом смещении по частоте Доплера. Параметры сигналов: длительность периода равнялась 40 мкс, W = 2,5 МГц, $f_d = 9$ МГц.



Рисунок 2.24 – Потери обнаружения

По результатам моделирования эффективность обнаружителя с АКН и НН ПЧМ сигналов из 2-х периодов одинакова.

Отличие зависимостей (в сторону незначительного увеличения потерь для ПНЧМ) для ПЛЧМ и ПНЧМ сигналов в диапазоне частот Доплера 0...12 кГц объясняется большей зависимостью амплитуды пика сигнала на выходе СФ ПНЧМ сигнала от частоты Доплера. В целом обнаружители с НН ПЛЧМ и ПНЧМ сигналов имеют близкие по величине потери обнаружения в диапазоне частот 0...12 кГц.

По величине потерь целесообразно применять не более 4-х периодов ПЧМ сигнала.

Для анализа эффективности обнаружителя ПЧМ сигнала со стабилизацией ВЛТ выберем сигнал с 2-мя периодами. На рисунках 2.25 – 2.26 показаны огибающие сжатых ПЧМ сигналов





Рисунок 2.25 – Огибающая сигнала



Из рисунка 2.25 и рисунка 2.26 видно, что при НН ПЧМ сигналов кроме ГЛ сжатого сигнала образуются побочные ГЛ.

Уровень боковых лепестков после накопления сигналов с периодической ЧМ

Оценим максимальный и средний УБЛ после накопления сжатых ПЛЧМ и ПНЧМ сигналов из 2-х периодов. Соответствующие зависимости от частоты Доплера показаны на рисунках 2.27 – 2.28. Зависимости для АКН и НН совпадают. Параметры сигналов: $\tau = 80$ мкс, W = 2,5 МГц, $f_d = 9$ МГц, 2 периода ПЧМ сигнала.



максимального бокового лепестка



Из рисунка 2.27 видно, что при увеличении частоты Доплера максимальный УБЛ после накопления ПЛЧМ сигналов практически совпадает с УБЛ сжатого ЛЧМ сигнала, максимальный УБЛ после накопления ПНЧМ сигналов отличается от УБЛ НЧМ сигнала, при этом сохраняется возрастающий характер зависимости с увеличением частоты Доплера, что определяет многоканальное построение СФ НЧМ и ПНЧМ сигнала при использовании данных сигналов в широком диапазоне доплеровских частот.

На рисунке 2.29 показан УБЛ после накопления ПЧМ сигналов с ВО по Хэммингу с относительным пьедесталом 0,08. Параметры сигналов: $\tau = 80$ мкс, W = 2,5 МГц, $f_d = 9$ МГц, 2 периода ПЧМ сигнала.



Рисунок 2.29 – Уровень максимального бокового лепестка.

Из рисунка 2.29 видно, что применение ВО ПЛЧМ сигнала позволяет приблизить УБЛ к УБЛ ЛЧМ сигнала с ВО по Хэммингу, однако при этом будут иметь место потери на ВО.

Также получено, что перекрытие сигналов во времени приводит к увеличению среднего УБЛ ПЧМ сигналов на выходе СФ после НН по отношению к среднему УБЛ соответствующих сжатых ЛЧМ и НЧМ сигналов.

Была исследована эффективность ПЛЧМ сигналов той же энергии, что и рассматриваемых выше, при этом за время окончания каждого периода модуляции достигалось максимальное значение мгновенной частоты, равное W/2. Было получено, что применение сигналов с меньшей девиацией по величине пикового значения КФ и его смещению от доплеровской частоты, среднему УБЛ неэффективно.

По результатам исследований можно сделать следующие выводы.

- За счёт уменьшения длительности периодов ПЧМ сигнала можно уменьшить величину задержки пика КФ. При этом величина задержки ПНЧМ сигнала больше, чем величина задержки ПЛЧМ сигнала. То же самое касается и задержек корреляционного пика НЧМ сигнала относительно ЛЧМ сигнала.
- Для обнаружения ПНЧМ сигнала в широком диапазоне доплеровских частот по сравнению с обнаружением НЧМ сигнала требуется меньшее число каналов МСФ.
- В целом обнаружители с НН ПЛЧМ и ПНЧМ сигналов имеют близкие по величине потери в диапазоне частот 0...12 кГц.
- По УБЛ и величине задержки корреляционного пика рекомендуется применять ПЛЧМ сигналы с ВО.

2.7.2. Алгоритм обнаружения и разрешения сигналов с периодической ЧМ со стабилизацией вероятности ложной тревоги

Как было отмечено в разделе 2.7.1 для анализа эффективности обнаружителя ПЧМ сигнала со стабилизацией ВЛТ был выбран сигнал с 2-мя периодами.

В обнаружителе с НН ПЧМ сигнала, как и в двухканальном обнаружителе ЛЧМ сигнала из раздела 2.1, для сравнения эффективности обнаружителей сигналов одинаковой можно применить квадратичный детектор. Без потери общности рассуждений анализ проведём для случая линейного детектора, в этом случае построение обнаружителя менее громоздкое.

В обнаружителе ПЧМ сигналов со стабилизацией ВЛТ решение о том, что сигнал присутствует в текущей дискрете по дальности будем принимать в том случае, если отсчёт огибающей после НН, нормированный на оценку средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне \hat{P} , превышает порог обнаружения, а также результат НН в текущей дискрете превышает результаты НН в дискретах, разнесённых на интервал $\tau/2$, равный длительности одного периода сигнала:

$$\frac{Z(t)}{\widehat{P}(t)} > C_{pcm} \quad \bigcap \quad Z(t - \tau/2) < Z(t) > Z(t + \tau/2) \tag{2.11}$$

$$Z(t) = \sum_{i=1}^{2} |x_{pcm}(t - (i-1) \cdot \tau/2)|.$$

Как и в обнаружителе из раздела 2.1, в двухканальном обнаружителе ПЧМ сигнала применяется канал без ВО и канал с ВО. Алгоритм обнаружения для двухканального обнаружителя ПЧМ сигнала со стабилизацией ВЛТ будет иметь вид:

$$U(t) \ \cup \ U_{BO}(t), \tag{2.12}$$
$$U(t) = \frac{Z(t)}{\hat{P}(t)} > C_{pcm_2} \quad \cap \quad Z(t - \tau/2) < Z(t) > Z(t + \tau/2),$$

$$U_{BO}(t) = \frac{Z_{BO}(t)}{\hat{P}_{BO}(t)} > C_{pcm_2} \quad \cap \quad Z_{BO}(t - \tau/2) < Z_{BO}(t) > Z_{BO}(t + \tau/2),$$

где $\widehat{P}_n = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=N/2, \neq n}^{n+N/2} Z_{n_{cens}}, \quad \widehat{P}_{BOn} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=N/2, \neq n}^{n+N/2} Z_{BOn_{cens}} -$ оценки средней мощности

сжатого вместе с шумом и помехами ПЧМ сигнала после НН в скользящем по дальности окне размера N в каналах без ВО и с ВО,

 $Z_{n_{cens}}$, $Z_{BO_{n_{cens}}}$ – *n*-й отсчёт квадрата огибающей после НН ПЧМ сигнала с учётом цензурирования ГЛ в соответствующем канале.

*С*_{*pcm*₂} – порог обнаружения двухканального обнаружителя ПЧМ сигнала со стабилизацией ВЛТ.

В разделе 2.7.1 было показано, что при НН ПЧМ сигналов кроме ГЛ сжатого сигнала образуются побочные ГЛ. Все отсчёты ГЛ и побочных ГЛ необходимо исключать из оценок средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне с помощью цензурирования (раздел 2.1).

Коэффициенты, применяемые для взвешивания порядковых статистик в устройстве цензурирования обнаружителя ПЧМ сигналов, рассчитываются для номинальной вероятности ложного цензурирования на один элемент окна

На рисунках 2.30 – 2.31 показаны структурные схемы одноканального и двухканального обнаружителей с НН ПЧМ сигналов.



Рисунок 2.30 – Структурная схема одноканального обнаружителя с НН ПЧМ сигнала



Рисунок 2.31 – Структурная схема двухканального обнаружителя с НН ПЧМ сигнала

На рисунке 2.32 показаны полученные на статистической модели потери обнаружителей с НН ПЧМ сигнала и с нормировкой к мощности шума в скользящем по дальности окне относительно обнаружителя ЛЧМ сигнала с нормировкой к средней мощности шума в скользящем по дальности окне максимального размера (1000 отсчётов). Число повторений эксперимента равнялось 10^3 , пороги соответствовали ВЛТ по шумам, равной 10^{-6} . Для сравнения на этот же график нанесены потери, вычисленные в соответствии с (1.9) (для квадратичного детектора). Поскольку потери обнаружителей с СУЛТ для фиксированного окна и с выбранным типом детектора огибающей рассчитываются относительно обнаружителя с таким же типом детектора и для бесконечного окна, то сравнение можно считать правомерным.



Рисунок 2.32 – Потери обнаружения

74

Из рисунка 2.32 видно, что теоретические и экспериментальные результаты потерь для обнаружителя сигнала с СУЛТ и с разными типами детекторов практически совпадают. Получено, что потери для обнаружителя с НН ПЧМ сигнала и с СУЛТ за счёт неоптимальной фильтрации и НН могут превышать потери для обнаружителя ЛЧМ сигнала на 0,3 дБ.

По результатам исследования для оценки эффективности обнаружителей со стабилизацией ВЛТ выберем скользящее по дальности окно из 64 отсчётов, для которого потери обнаружения для ЛЧМ сигнала и линейного детектора находятся на уровне 0,43 дБ, а для ПЧМ сигнала – 0,71 дБ.

Эффективность обнаружителей с некогерентным накоплением сигналов с линейной и нелинейной периодической ЧМ и со стабилизацией вероятности ложной тревоги

На рисунке 2.33 – 2.39 для обнаружителей с нормировкой к средней мощности сигнала показаны зависимости потерь от мощности сигналов, перекрывающих во времени обнаруживаемый сигнал, относительно обнаружителя ЛЧМ сигнала без ВО и с нормировкой к мощности шума. В качестве помехового сигнала (здесь и далее) принимался 1 сигнал, задержанный относительно обнаруживаемого, или 2 помеховых сигнала, расположенных симметрично относительно обнаруживаемого. Параметры сигналов: $\tau = 20$ мкс, W = 2,5 МГц, $f_d = 3$ МГц, весовая обработка по Хэммингу с пьедесталом 0,08, размер скользящего по дальности окна для всех обнаружителей – 64, Fd1, Fd2 – частоты Доплера сигналов,

t12 – число временных отсчётов между сигналами. Число повторений эксперимента равнялось 10^3 , пороги соответствовали ВЛТ по шумам, равной 10^{-6} , вероятность ложного цензурирования отсчётов ГЛ – 10^{-2} . Для ЛЧМ сигнала считалось, что в скользящем по дальности окне может присутствовать не более 3-х ГЛ сигналов ($N^* = 3$), в этом случае для ПЧМ сигнала общее число ГЛ может достигать 9, однако в учётом временного разнесения основных ГЛ и побочных ГЛ ПЧМ сигнала (после НН) общее число ГЛ не может превышать 7 (т.е. не более 3-х ГЛ сигналов и 4-х побочных максимумов).



Рисунок 2.33 – Потери обнаружения. Параметры модели: 2 сигнала на входе СФ, *Fd*1 = 12 кГц, *Fd*2 =12 кГц, *t*12 = 10 дискрет.







Рисунок 2.35 – Потери обнаружения. Параметры модели: 3 сигнала на входе СФ, $Fd1 = 140 \ \kappa \Gamma \mu$, $Fd2 = Fd2 = 0 \ \Gamma \mu$ t12 = 10дискрет.



Рисунок 2.36 – Потери обнаружения. Параметры модели: 2 сигнала на входе СФ, $Fd1 = 12 \ \kappa \Gamma \mu, Fd2 = 12 \ \kappa \Gamma \mu, t12 = 10$ дискрет.







Рисунок 2.37 – Потери обнаружения Параметры модели: 3 сигнала на входе СФ, $Fd1 = 140 \ \kappa \Gamma \mu$, $Fd2 = Fd2 = 12 \ \kappa \Gamma \mu$, t12 = 10дискрет.



Рисунок 2.39 – Потери обнаружения. Параметры модели: 3 сигнала на входе СФ, $Fd1 = 140 \ \kappa\Gamma u, \ Fd2 = Fd2 = 12 \ \kappa\Gamma u, \ t12 = 10 \ дискрет.$

По результатам исследований можно сделать следующие выводы.

• Из-за более высокого среднего УБЛ после НН ПЧМ сигналов по сравнению с ЛЧМ и НЧМ потери обнаружителей ПЧМ сигналов выше.

• В целом от применения 2-х каналов ВО в обнаружителе с НН ПЛЧМ сигнала можно получить выигрыш, который в среднем составляет от 1 (2 перекрывающихся во времени сигнала) до 2 дБ (3 перекрывающихся во времени сигнала).

При допущении о величине потерь 1...2 дБ можно применять обнаружитель с НН ПЛЧМ сигнала с ВО по Хэммингу и стабилизацией ВЛТ, при этом оценка частоты Доплера может производиться в одноимпульсной процедуре.

• Выигрыш двухканального обнаружителя ЛЧМ сигнала относительно обнаружителя ПЛЧМ сигнала с 2-мя каналами ВО составляет до 3 дБ. В целом обнаружитель с НН ПЛЧМ сигнала в условиях точечных помех может применяться для обнаружения аэродинамических и баллистических целей, однако его применение более оправдано для обнаружения целей в зонах обора, свободных от скоплений ПП и большого числа близколетящих целей, при этом для аэродинамических целей оценка частоты Доплера может производиться в одноимпульсной процедуре.

• Применение обнаружителя с НН ПНЧМ сигнала и со стабилизацией ВЛТ менее эффективно. Из-за более высокого среднего УБЛ после НН ПНЧМ сигналов по сравнению с НЧМ сигналами потери обнаружителей ПНЧМ сигналов выше.

Общее заключение по исследованию эффективности обнаружителей с НН ПЧМ сигналов.

• Применение ПЧМ сигналов эффективно при обнаружении одиночных целей, поскольку в этом случае потери обнаружителя с НН ПЧМ сигнала и обнаружителя ЛЧМ и НЧМ сигнала имеют близкие значения, являющиеся «платой» за возможность осуществления стабилизации ВЛТ, при этом оценка частоты Доплера для ПЧМ сигнала может быть осуществлена в одноимпульсной процедуре.

2.8. Интерполяция пика амплитуды ЧМ сигналов в цифровых устройствах обработки

В радиолокационных системах после дискретизация сигналов, их СФ и когерентного подавления помех вычисляют модуль комплексных составляющих, который поступает на ПУ. Временное положение пика КФ априори не определено и может не совпадать с моментами взятия отсчетов, что приводит к существенным потерям обнаружения сигналов.

Рисунок 2.40 иллюстрирует влияние сдвига внутри интервала дискретизации на форму огибающей сжатого сигнала. Параметры сигнала: $\tau = 21,66$ мкс, W = 2,5 МГц, $f_d = 3$ МГц.



Рисунок 2.40 – Огибающая ЛЧМ сигнала на выходе фильтра сжатия.

Для уменьшения потерь обнаружения при дискретизации и произвольном временном смещении сигнала необходимо с максимальной точностью интерполировать пик огибающей КФ.

2.8.1. Интерполятор по критерию минимума среднего квадрата ошибки

Пусть $x_1, x_2, ..., x_n$ – отсчёты огибающей на выходе СФ, взятые с частотой дискретизации f_d ($\tau_d = 1/f_d$). Значения сигнала в отсчётах зависят от неизвестных величин пиковой амплитуды сигнала A_p и задержки пика $\Delta \tau$ ($|\Delta \tau| < \tau_d / 2$) относительно моментов дискретизации.

 $s_{k} = A_{p} \cdot f_{s} (k \cdot \tau_{d} + \Delta \tau) - k$ -й отсчёт огибающей, f_{s} – известная функция сжатого сигнала. Интерполяцию амплитуды сигнала проведём по критерию минимума среднего квадрата ошибки (минимума СКО):

$$\Delta = \sum_{k=1}^{n} \left(A_p \cdot f_s (k \cdot \tau_d + \Delta \tau) - x_k \right)^2 = \left(A_p^2 \cdot f_s^2 (k \cdot \tau_d + \Delta \tau) - 2 \cdot x_k \cdot A_p \cdot f_s (k \cdot \tau_d + \Delta \tau) + x_k^2 \right) \rightarrow \min$$

Проведём дифференцирование полученного выражения по A_p :

$$\frac{\partial \Delta}{\partial A_p} = \sum_{k=1}^n \left(2 \cdot A_p \cdot f_s^2 (k \cdot \tau_d + \Delta \tau) - 2 \cdot x_k \cdot f_s (k \cdot \tau_d + \Delta \tau) \right) = 0$$

Далее получаем $A_p = \frac{\sum\limits_{k=1}^{n} x_k \cdot f_s (k \cdot \tau_d + \Delta \tau)}{\sum\limits_{k=1}^{n} f_s^2 (k \cdot \tau_d + \Delta \tau)}$

Алгоритм некогерентной (последетекторной) интерполяции согласно критерию минимума СКО [22 – 23] показан на структурной схеме на рисунке 2.41.



Рисунок 2.41 – Структурная схема многоканального некогерентного интерполятора по критерию минимума СКО

Пусть устройство интерполяции включает в себя K = (k + 1) каналов, соответствующих разной величине временного смещения $\Delta \tau$ ($\Delta \tau = 0$ в 1-м канале и $\Delta \tau = \tau_d / 2$ в K-м канале). Число каналов K определим по числу интервалов k, на которые разделим половину интервала дискретизации τ_d , ширина каждого интервала при этом будет равна $\frac{\tau_d}{2 \cdot k}$. Для каждого канала в память устройства оценки запишем (n + 1)значение $x_{-\frac{n}{2}},...,x_0,...,x_{\frac{n}{2}}$ модуля сжатого сигнала без шума в моменты времени $t = -\frac{n}{2},...,0,...\frac{n}{2}$, соответствующие максимальному отсчёту (момент t = 0) и смежным с ним отсчётам.

Пусть $\mathcal{Y}_{-\frac{n}{2}},...,\mathcal{Y}_{0},...,\mathcal{Y}_{\frac{n}{2}}$ – значения модуля смеси сжатого сигнала и шума в моменты времени $t = -\frac{n}{2},...,0,...,\frac{n}{2}$.

Для всех каналов вычислим коэффициент корреляции отсчётов [22 – 23] принятого сигнала *у* с записанными в память известными отсчётами сигнала *X*.

Идентификация ситуации, которой соответствует истинное временное смещение $\Delta \tau$ отсчётов входного сигнала относительно коэффициентов СФ, будет происходить при выборе канала, в котором коэффициент корреляции $\hat{\rho}(\Delta \tau)$ максимален:

$$\widehat{\rho} (\Delta \tau) = \frac{\sum_{i=-n/2}^{n/2} y_i \cdot x_i (\Delta \tau)}{\sqrt{\sum_{i=-n/2}^{n/2} x_i^2 (\Delta \tau) \cdot \sum_{i=-n/2}^{n/2} y_i^2}}, \qquad (2.13)$$

Оценку амплитуды корреляционного пика получим по коэффициенту регрессии между отсчётами y и отсчётами x для значения $\Delta \tau$, соответствующему максимальному коэффициенту корреляции:

$$\widehat{A}_{p} = \frac{\sum_{i=-n/2}^{n/2} y_{i} \cdot x_{i}(\Delta \tau)}{\sum_{i=-n/2}^{n/2} x_{i}^{2}(\Delta \tau)},$$
(2.14)

По результатам проведённого автором моделирования установлено, что для восстановления амплитуды сигнала достаточно использовать 2 отсчёта сжатого сигнала, соответствующих моментам времени t = 0, t = +1 или t = -1.

Соответственно выражения коэффициента корреляции (2.13) и амплитуды сигнала (2.14) можно переписать в виде:

$$\hat{\rho}_{i}(\Delta \tau) = \frac{y_{0,i} \cdot x_{0}(\Delta \tau) + z \cdot x_{1}(\Delta \tau)}{\sqrt{(x_{0}^{2}(\Delta \tau) + x_{1}^{2}(\Delta \tau)) \cdot (y_{0,i}^{2} + z^{2})}},$$

$$z = \max(y_{-1,i}, y_{1,i})$$
(2.15)

$$\widehat{A}_{p} = \frac{y_{0,i} \cdot x_{0}(\Delta \tau) + z \cdot x_{1}(\Delta \tau)}{x_{0}^{2}(\Delta \tau) + x_{1}^{2}(\Delta \tau)}, \qquad (2.16)$$

Интерполяцию будем осуществлять в окрестности корреляционного пика, поэтому амплитуда сигнала будет равна:

$$y_{i} = \begin{vmatrix} \widehat{A}_{p}, & y_{i-1} < y_{i} > y_{i+1}, \\ y_{i} \end{vmatrix}$$

.

2.8.2. Интерполяция по отношению отсчетов амплитуды сигнала

Алгоритм интерполяции по отношению отсчётов сигнала [22 – 23] иллюстрирует структурная схема на рисунке 2.42.



Рисунок 2.42 – Структурная схема одноканального некогерентного интерполятора по отношению отсчётов амплитуды сигнала

Пусть $x_{-1}(\Delta \tau), x_0(\Delta \tau), x_{+1}(\Delta \tau) - 3$ отсчёта модуля сжатого сигнала без шума в моменты времени t = -1, 0, +1, соответствующие моменту t = 0 и соседних с ним (моменты времени t = -1, +1) для временного смещения $\Delta \tau$ внутри половины интервала дискретизации τ_d .

 y_{-1}, y_0, y_{+1} – значения отсчётов модуля сжатого сигнала и шума в моменты времени t = -1, 0, +1.

Воспользуемся свойством зависимости отношения $\frac{\max(x_{-1}, x_{+1})}{x_0}$ только от $\Delta \tau$. Пусть $\frac{\max(x_{-1}(\Delta \tau), x_{+1}(\Delta \tau))}{x_0(\Delta \tau)} = f(\Delta \tau)$. Каждому значению $f(\Delta \tau)$ соответствует значение

интерполирующего коэффициента $k(\Delta \tau) = \frac{A_p(\Delta \tau = 0)}{A_p(\Delta \tau)}$, считываемое из ПЗУ при подаче на его

вход величины $\frac{\max(y_{-1}, y_{+1})}{y_0}$.

Следовательно, интерполированное значение сигнала в окрестности корреляционного пика будет равно

$$\widehat{A}_{p} = y_{0} \cdot k(\Delta \tau) \tag{2.17}$$

Таким образом, суть данного алгоритма интерполяции заключается в восстановлении корреляционного пика путём умножения амплитуды сжатого сигнала на коэффициент,

зависящий от оценки временного смещения сигнала, определяемого по отношению смежных отсчётов амплитуды сигнала.

Структурная схема обнаружителя сигналов с некогерентными интерполяторами пика амплитуды сигнала (2.16) и (2.17) представлена на рисунке 2.43.



Рисунок 2.43 – Структурная схема обнаружителя с некогерентным интерполятором

2.8.3. Квадратурный интерполятор

Квадратурная (додетекторная) интерполяция выполнялась на входе детектора огибающей для каждой квадратуры сигнала с предварительным увеличением частоты дискретизации. Для осуществления интерполяции в каждой квадратуре устройства обработки устанавливался фильтр нижних частот (ФНЧ) с конечной импульсной характеристикой вида sin(x)/x [54].

Описанный способ квадратурной интерполяции осуществлялся в программе MATLAB с помощью функции interp [60].

Структурная схема обнаружителя с квадратурным интерполятором показана на рисунке 2.44.



Рисунок 2.44 – Структурная схема обнаружителя с квадратурным интерполятором

2.8.4. Сравнительный анализ эффективности интерполяторов

Проведем расчёт потерь обнаружения и вероятности разрешения ЛЧМ сигналов для некогерентных интерполяторов (2.16) и (2.17) с разным числом каналов и квадратурного интерполятора с разным числом коэффициентов интерполирующего фильтра.

Квадратурную интерполяцию осуществим при увеличении частоты дискретизации f_d в 2 раза. После вычисления модуля квадратурных составляющих, следующих с частотой $2 \cdot f_d$, частоту следования отсчётов понизим до f_d по критерию «максимум из двух».

Суть данного критерия заключается в том, что на выход с частотой f_d передаётся только 1 отсчёт сигнала, являющийся наибольшим из 2-х смежных отсчётов, следующих на повышенной частоте дискретизации.

В качестве ВО ЛЧМ сигнала примем обработку по Хэммингу с относительным пьедесталом 0,08. Параметры сигналов: $\tau = 21,66$ мкс, W = 2,5 МГц и 3 МГц, $f_d = 3$ МГц.

Потери обнаружения при некотором сдвиге $\Delta \tau$ для всех интерполяторов будем рассчитывать без учёта потерь на ВО:

 $\Delta L_{\Delta \tau} = Q_{\Delta \tau} - Q_{\Delta \tau=0}$ – потери при обработке ЛЧМ сигнала с любым способом амплитудного взвешивания в СФ с временным смещением внутри интервала дискретизации $\Delta \tau$;

 $Q_{\Delta \tau}$ – пороговое ОСШ при обработке ЛЧМ сигнала с временным смещением, $Q_{\Delta \tau=0}$ – пороговое ОСШ при обработке ЛЧМ сигнала без временного смещения.

Нужно отметить, что при малых значениях оценки задержки пика (|Δτ| < 0.3) интерполяторы необходимо отключать для уменьшения потерь обнаружения сигнала.

Зависимости максимальных потерь (при сдвиге 0,5 (в долях интервала дискретизации)) обнаружения от числа каналов для интерполятора (2.16) для разных значений девиации для ЛЧМ сигнала без ВО показаны на рисунке 2.45.



Рисунок 2.45 – Максимальные потери обнаружения

Для СФ с ВО потери практически не зависят от числа каналов, уже при 1-м канале, настроенном на $|\Delta \tau| = 0$, достигается минимальное значение потерь.

Зависимости максимальных потерь обнаружения (при $|\Delta \tau| = 0,5$) от числа коэффициентов импульсной характерситики фильтра для квадратурного интерполятора показаны на рисунке 2.46 для ЛЧМ сигнала без ВО и с ВО.



Рисунок 2.46 – Максимальные потери обнаружения

Для квадратурного интерполятора выбран интерполирующий фильтр с 29 коэффициентами, т.к. дальнейшее увеличение числа коэффициентов малоэффективно. Максимальные потери обнаружения интерполяторов сведены в таблицу 4.

Пополотри	Тип интерполятора					
гараметры	Некогер					
emmana	формула (2.16)	квадратурный				
Без ВО, W = 3 МГц	1,09 дБ (2 канала)	1,75 дБ	1,15 дБ			
ВО, <i>W</i> = 3 МГц	0,65 дБ (1 канал)	0,73 дБ	0,43 дБ			
Без ВО, W = 2,5 МГц	0,39 дБ (2 канала)	0,9 дБ	0,77 дБ			
ВО, W = 2,5 МГц	0,3 дБ (1 канал)	0,55 дБ	0,31 дБ			

Таблица 4 – Максимальные потери обнаружения

Из таблицы 4 видно, что некогерентный интерполятор по критерию минимума СКО, интерполятор с оценкой сдвига по отношению амплитуд отсчётов сигнала и квадратурный интерполятор имеют близкие по значению максимальные потери обнаружения. Заметим, что для ЛЧМ сигнала с ВО и интерполятора по критерию минимума СКО достаточно использовать всего один канал, в результате структурная схема на рисунке 2.41 вырождается в единственный блок оценки амплитуды по формуле (2.16), рассчитанного для $|\Delta \tau| = 0$.

Разрешение сигналов

При расчёте параметров разрешения сигналов на вход обнаружителей будем подавать аддитивную смесь двух ЛЧМ сигналов, сдвинутых во времени на интервал $\frac{2}{f_d}$, и шума. Мощность сигналов зададим такой, что вероятность разрешения пары сигналов при $\Delta \tau = 0$ будет равняться 1. Минимальные вероятности разрешения, соответствующие $|\Delta \tau| = 0,5$, для обнаружителей с интерполяторами приведены в таблице 5.

Порокотри	Тип интерполятора				
сигнала	Некогер				
Chinada	формула (2.16)	формула (2.17)	квадратурный		
Без ВО, W = 3 МГц	0,75 (2 канала)	0,93	0,94		
ВО, <i>W</i> = 3 МГц	≈1 (1 канал)	≈1	≈1		
Без ВО, W = 2,5 МГц	0,9 (1 канал)	0,88	0,83		
ВО, W = 2,5 МГц	≈1 (1 канал)	≈1	≈1		

Таблица 5 – Вероятность разрешения при включении интерполяторов

Таким образом, интерполятор по отношению отсчётов сигнала по величине потерь обнаружения и характеристикам разрешения близок к многоканальному и квадратурному интерполяторам.

Для ЛЧМ сигнала с ВО для многоканального интерполятора достаточно использовать только 1 канал, а без ВО – 2 канала. В квадратурном интерполяторе достаточно использовать фильтр с 29 коэффициентами.

Полные потери на дискретизацию и весовую обработку

Оценим общую величину потерь, связанных с ВО и дискретизацией в цифровой системе, использующей интерполяцию корреляционного пика сигнала.

В этом случае полные потери обнаружения будем вычислять по следующей формуле:

 $\Delta L_{\Delta \tau} = Q_{\Delta \tau, BO} - Q_{\Delta \tau=0, \overline{BO}} -$ потери при обработке ЛЧМ сигнала с ВО в СФ и с временным смещением $\Delta \tau$ внутри интервала дискретизации τ_d ;

 $Q_{\Delta \tau,BO}$ – пороговое ОСШ при обработке ЛЧМ сигнала с ВО и с временным смещением $\Delta \tau$;

 $Q_{\Delta \tau=0, \overline{B}\overline{O}}$ – пороговое ОСШ при обработке ЛЧМ сигнала без ВО и без временного смещения.

В таблице 6 для многоканальных интерполяторов и разного типа ВО представлены минимальные (при $|\Delta \tau| = 0$) и максимальные (при $|\Delta \tau| = 0,5$) полные потери ΔL на дискретизацию и ВО. Параметры сигнала: $\tau = 21.66$ мкс, W = 2.5 МГц и 3 МГц, $f_d = 3$ МГц.

Таблица 6 – Потери на дискретизацию и весовую обработку обнаружителя с многоканальным интерполятором (2.16)

	Число	NL .	ΔL .	Хэмминг.	Хэмминг.	Хэннинг	Блэкман	Чебышёв
	каналов	_{max} ,	<u>д</u> Б	пъедестал	пъедестал			
		$\left(\frac{\overline{RO}}{\overline{RO}}\right)$	(<i>BO</i>)	0,16	0,08			
		(BO),						
		$\Delta L_{\min} = 0$						
		ДЬ						
	Без	2,9176	min	1,3403	1,6142	2,3741	2,8670	3,3654
	интерполяции		max	2,6828	2,9586	3,1719	3,5165	3,8879
	6	1,2421	min	1,3457	1,6271	2,3557	2,9076	3,3638
			max	2,0541	2,2199	2,7568	3,1951	3,6782
	5	1,2377	min	1,3457	1,6271	2,3557	2,9076	3,3638
W =			max	2,0477	2,2199	2,7568	3,1951	3,6811
3	4	1,2658	min	1,3428	1,6258	2,3564	2,9081	3,3638
ΜГц			max	2,0477	2,2237	2,7522	3,1832	3,6811
	3	1,2674	min	1,3457	1,6258	2,3557	2,9081	3,3638
			max	2,0588	2,2237	2,7568	3,1944	3,6839
	2	1,1867	min	1,3578	1,6363	2,3680	2,9087	3,3874
			max	2,1116	2,2717	2,8105	3,2471	3,7643
	1	2,8876	min	1,3356	1,6304	2,3595	2,9107	3,3622
			max	2,1744	2,3204	2,7462	3,1770	3,6302
	Без		min	1,4359	1,7309	2,2923	2,9888	3,5699
	интерполяции	1,7601	max	2,3825	2,4327	2,7570	3,3536	3,8476
	6	0,5242	min	1,4594	1,7350	2,3119	2,9922	3,6342
			max	1,8725	2,0730	2,5454	3,1604	3,7637
	5	0,5196	min	1,4594	1,7350	2,3119	2,9922	3,6342
W _			max	1,8725	2,0730	2,5454	3,1604	3,7668
$\frac{W}{25}$	4	0,5434	min	1,4587	1,7341	2,3147	2,9876	3,6320
2,3 МГн			max	1,8741	2,0678	2,5451	3,1825	3,7489
мпц	3	0,5434	min	1,4587	1,7341	2,3147	2,9967	3,6320
			max	1,8826	2,0683	2,5492	3,1905	3,7520
	2	0,5582	min	1,4611	1,7469	2,3229	3,0401	3,6383
			max	1,9617	2,2085	2,6118	3,2423	3,8297
	1	1,1860	min	1,4611	1,7341	2,3119	2,9693	3,6157
			max	1,9091	2,0532	2,4986	3,1113	3,7037

Из табл.6 видно, что при СФ с ВО по Хэммингу для эффективной интерполяции достаточно использовать всего 1 канал, для ЛЧМ сигнала без ВО – только 2 канала, При этом есть ощутимый выигрыш ≈ 0,4...1,7 дБ, Использование интерполяции для ВО по Блэкману и Чебышёву практически не даёт выигрыша (≈ 0,2 дБ).

В таблице 7 и таблице 8 для разного типа ВО представлены минимальные и максимальные совокупные потери обнаружителя с квадратурным интерполятором и некогерентным интерполятором по отношению отсчётов амплитуды сигнала соответственно.

	$\Delta L_{\rm max}$,	ΔL ,	Хэмминг,	Хэмминг,	Хэннинг	Блэкман	Чебышёв
	дБ	дБ	пъедестал	пъедестал			
	$(\overline{BO}),$		0,16	0,08			
	$\Delta L_{\rm min} = 0$						
	дБ						
		min	1,2074	1,8701	2,3852	2,6945	3,4682
W =	1,3580						
3			1,7742	2,4002	2,7014	3,0947	3,5903
МΓш		max					
		min	1,2450	1,8578	2,2403	2,9849	3,5009
W =	0,6700						
2,5		max	1,6138	2,1645	2,4699	3,1927	3,6064
ΜΓπ							

Таблица 7 – Потери на дискретизацию и весовую обработку обнаружителя с квадратурным интерполятором

Таблица 8 – Потери на дискретизацию и весовую обработку обнаружителя с интерполятором по отношению отсчётов амплитуды сигнала (2.17)

	$\Delta L_{\rm max}$,	ΔL ,	Хэмминг,	Хэмминг,	Хэннинг	Блэкман	Чебышёв
	лБ	дБ	пъедестал	пъедестал			
	$(\overline{BO}),$		0,16	0,08			
	$\Delta L_{\rm min} = 0$						
	дБ						
W =		min	1,3947	1,7745	2,2603	3,0065	3,4522
3	1,6300						
ΜΓц		max	2,2989	2,6308	2,8132	3,4091	3,7460
		min	1,3977	1,6931	2,2285	2,9220	3,4216
W =							
2,5	0,7093	max	1,9681	2,1678	2,5385	3,1898	3,5882
ΜГц							

Из данных таблицы 6 – таблицы 8 следует, при применении ВО по Хэммингу эффективно применение 1 канала некогерентного интерполятора или квадратурного интерполятора, но квадратурный интерполятор выигрывает до 0,4 дБ у многоканального интерполятора и интерполятора по отношению соседних отсчётов. Для ЛЧМ сигнала без ВО двухканальный интерполятор до 0,4 дБ выигрывает у остальных интерполяторов. В целом эффективность различных интерполяторов для всех функций ВО оказалась близкой, выбор между ними можно производить по ресурсам, требуемым для их реализации.

2.8.5. Вопросы реализации интерполяторов пика амплитуды сигнала на ПЛИС

Для оценки ресурсов, необходимых для реализации на современной элементной базе, некогерентный интерполятор (2.16) (2 и 1 канал), квадратурный интерполятор и интерполятор по отношению амплитуд отсчётов амплитуды сигнала (2.17) были реализованы на ПЛИС Xilinx семейства Virtex-4 FPGA. Интерполяторы пика амплитуды описаны программой на языке VHDL [60 – 62] для микросхемы ПЛИС XC4VLX80. Разрядность входных данных (квадратуры сигнала) – 19 бит, выходных (модуль) – 18 бит. В таблице 9 представлены затраченные ресурсы ПЛИС.

Попомотти	Тип интерполятора					
Параметры	Некогер	Квадратурный				
Сигнала	формула (2.16)	формула (2.17)				
Эквивалентные конфигурируемые логические блоки (ЭКЛБ, CLB Slices)	3169 (8 %)	1052 (2 %)	1689 (4 %)			
Блоки умножения (DSP48)	10 (12%)	3 (3 %)	10 (12 %)			
O3Y (RAMB16s)	_	_	2 (1 %)			
Опорная частота, МГц	6	6	192			

В качестве опорной частоты VHDL-проектов интерполяторов (2.16), (2.17) выбрана частота 6 МГц. Исходя из числа операций умножения и сложения в одном такте, определяемых числом коэффициентов НЧ фильтров (29 коэффициентов), для когерентного квадратурного интерполятора использовалась опорная частота 192 МГц. Умножители реализованы на блоках ПЛИС DSP48.

Из таблицы 9 видно, что для реализации интерполятора (2.17) требуется минимальное число ресурсов ПЛИС.

Таким образом, в цифровых системах без ВО или с ВО по Хэммингу величина потерь сильно зависит от наличия интерполятора пика амплитуды (выигрыш до 1,5 дБ и 0,4 дБ соответственно). В системах с другими видами ВО наличие интерполятора практически не изменяет полных потерь.

В целом эффективность различных интерполяторов близка друг к другу независимо от типа ВО.

С точки зрения количества ресурсов, необходимых для реализации, наиболее предпочтителен вариант интерполятора по отношению амплитуд сигнала. При этом будет иметь место проигрыш ≈0,4 дБ квадратурному интерполятору при ВО по Хэммингу и многоканальному интерполятору при отсутствии ВО.

Выводы по Главе 2

В Главе 2 получены следующие основные результаты.

• Для уменьшения потерь при обнаружении малоразмерной цели на фоне БЛ сжатых сигналов мощных целей предлагается использовать обнаружитель с разной ВО в двух каналах и со стабилизацией ВЛТ. Выигрыш от применения обнаружителя с двумя каналами ВО в среднем составляет 1...3 дБ относительно обнаружителя с одним каналом.

• Синтезированы НЧМ сигналы с низким УБЛ, при этом отсутствуют потери на ВО во временной области. Показано, что при дополнительном расширении ГЛ УБЛ синтезированного НЧМ сигнала можно приблизить к УБЛ ЛЧМ сигнала с ВО по Хэммингу. При использовании МСФ НЧМ сигнала с предложенным законом изменения мгновенной частоты получен низкий УБЛ в широком диапазоне частот Доплера. Получено, что обнаружители одиночного НЧМ сигнала с 16- и 32-канальным СФ по величине порогового сигнала выигрывают у обнаружителя одиночного ЛЧМ сигнала с ВО от 0,6 до 1 дБ (при амплитудных потерях менее 0,2 дБ в диапазоне частот Доплера 0...140 кГц).

По результатам исследований по обнаружению целей, движущихся с разными радиальными скоростями, предложено разбить диапазон доплеровских частот (без учёта знака) на 2 поддиапазона и применять в каждом из них разные типы сигналов и соответствующие им обнаружители со стабилизацией ВЛТ:

0...12,5 кГц – при отсутствии мощных сигналов МП рекомендован обнаружитель НЧМ сигнала с одноканальным СФ, при этом можно получить выигрыш в пороговом сигнале до 1,5...3,5 дБ по отношению к обнаружителю невзвешенного ЛЧМ сигнала (относительно ЛЧМ сигнала с ВО – до 2 дБ). При наличии мощных сигналов МП рекомендован двухканальный обнаружитель ЛЧМ сигналов.

12,5...140 кГц – двухканальный обнаружитель ЛЧМ сигнала, выигрыш у обнаружителя НЧМ сигнала с одноканальным СФ может составлять 2...10 дБ, а у обнаружителя НЧМ сигнала с МСФ – 1...2 дБ и более.

• В условиях точечных помех можно применять обнаружители с НН ПЧМ сигналов, при этом для аэродинамических целей оценка частоты Доплера осуществляется в одноимпульсной процедуре. Получено, что при уменьшении длительности периода ПЧМ сигнала можно уменьшить величину смещения корреляционного пика сигнала по дальности, причём смещения для сигналов с линейными законами ЧМ меньше, чем для сигналов с нелинейными законами ЧМ. • Для уменьшения потерь на дискретизацию предложено применять интерполяторы пика амплитуды сигналов. Получено, что при их применении можно получить выигрыш до 1,5 дБ и 0,4 дБ для случая отсутствия и наличия ВО по Хэммингу сигнала соответственно. В системах с другими типами ВО наличие интерполятора практически не изменяет полных потерь на дискретизацию и ВО.

Интерполяторы пика амплитуды реализованы на ПЛИС. Анализ числа ресурсов ПЛИС показал, что наиболее предпочтителен вариант интерполятора с оценкой сдвига по отношению соседних отсчётов. При этом будет иметь место незначительный проигрыш ≈ 0,4 дБ квадратурному интерполятору при ВО по Хэммингу и многоканальному интерполятору при отсутствии ВО.

Глава 3. АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ С НЕКОГЕРЕНТНЫМ НАКОПЛЕНИЕМ ПАЧКИ ИМПУЛЬСОВ. ЗАЩИТА РЛС ОТ ОТРАЖЕНИЙ ОТ «ЯСНОГО НЕБА»

Пачки с небольшим числом импульсов нередко применяются в РЛС в условиях дефицита времени на обзор.

Для малоимпульсной пачки вместо адаптивного когерентного накопления [7] можно применить НН, которое проще реализовать на практике и для которого при числе импульсов пачки от 3 до 8 потери обнаружения по отношению к АКН составляют от 0 до 1 дБ (до 0,5 дБ). В скобках указаны потери, относящиеся к пачке с вобуляцией ППИ, без скобок – без вобуляции.

3.1. Методы повышения защиты от отражений от «ясного неба» и видимости целей, движущихся с малыми радиальными скоростями

3.1.1. Обработка пачки импульсов с двумя параметрами вобуляции

Пачки с несколькими параметрами вобуляции применяются для изменения формы АЧХ, в этом случае можно уменьшить число «слепых» скоростей и значительно повысить характеристики обнаружения целей, движущихся со средними скоростями.

Алгоритм НН-ЧП для пачки импульсов с двумя параметрами вобуляции [20, 24], дополняющий алгоритм НН-ЧП (1.5), имеет вид:

$$\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} |x_i| > C(n) \quad \cap \quad \left(\left| \hat{F}_{d1} \right| > C_{f1}(m, k - m) \quad \bigcup \quad \left| \hat{F}_{d2} \right| > C_{f2}(k - m, n - k) \right)$$
(3.1)

где $(x_1, x_2, ..., x_n)$ – комплексные отсчёты отклика СФ в *n*-периодах, импульсы в периодах с 1-го по *m*-й следуют с интервалом *T*, импульсы с (m+1)-го по *k*-й следуют с интервалом $(T + \Delta T_1)$, импульсы с (k+1)-го по *n*-й следуют с интервалом $(T + \Delta T_2)$,

$$\widehat{F}_{d1} = \frac{\arg(e^{j \cdot (\widehat{\Phi}_2 - \widehat{\Phi}_1)})}{2 \cdot \pi \cdot \Delta T_1}, \widehat{F}_{d2} = \frac{\arg(e^{j \cdot (\widehat{\Phi}_3 - \widehat{\Phi}_2)})}{2 \cdot \pi \cdot (\Delta T_2 - \Delta T_1)} - \text{ оценки частоты Доплера,}$$
$$e^{j \cdot \widehat{\Phi}_1} = \sum_{i=2}^m \frac{x_i \cdot x_{i-1}^*}{|x_i \cdot x_{i-1}^*|}, e^{j \cdot \widehat{\Phi}_2} = \sum_{i=m+2}^k \frac{x_i \cdot x_{i-1}^*}{|x_i \cdot x_{i-1}^*|}, e^{j \cdot \widehat{\Phi}_3} = \sum_{i=k+2}^n \frac{x_i \cdot x_{i-1}^*}{|x_i \cdot x_{i-1}^*|},$$

 $\Delta T_1, \Delta T_2$ – параметры вобуляции,

$$C_{f1}(m, k - m), C_{f2}(k - m, n - k)$$
 – частотные пороги,
 \bigcup – операция логического «ИЛИ».

Преимуществом НН-ЧП (3.1) перед НН-ЧП (1.5) является расширение диапазона малых скоростей обнаруживаемых целей.

Эффективность НН-ЧП (3.1) будет показана далее в разделе, посвящённому сравнению алгоритмов.

3.1.2. Некогерентное накопление с частотным порогом пачек импульсов, излучённых в одном угловом направлении

Для повышения эффективности алгоритма НН-ЧП (1.5) рассмотрим алгоритм НН-ЧП для пачек импульсов, излучённых в одном угловом направлении [63]:

$$\bigcap_{r}^{R} \left(\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} \left| x_{ir} \right| > C(n,R) \cap \left| \widehat{F}_{d_{r}} \right| > C_{f}(n,R) \right)$$
(3.2)

где x_{ir} — комплексные отсчёты отклика СФ в i -м периоде r -й пачки импульсов, $i = 1 \dots n$, $r = 1 \dots R$,

 $\vec{F}_{d_{r}}$ – оценка частоты Доплера, полученная по r -й пачке,

C(n,R) – амплитудный порог, $C_{f}(n,R)$ – ЧП,

 \bigcap_{r}^{R} – операция логического «И» по R - пачкам импульсов, излучённым в одном угловом

направлении.

В соответствии с (3.2) *R*-пачек из *n*-импульсов с одним параметром вобуляции, излучённых в одном угловом направлении с некоторым интервалом, будем обрабатывать по алгоритму НН-ЧП. Согласно (3.2) к сигналам от скоростных целей будем относить сигналы, для которых во всех *R*-пачках из *n*-импульсов результат НН и модуль оценки частоты Доплера превышает амплитудный и частотный пороги.

За счёт накопления информации повышается точность оценки частоты Доплера, поэтому ЧП $C_f(n, R)$ должен понизиться, что приведёт к повышению характеристик обнаружения целей, движущихся с малыми радиальными скоростями.

Сигналы ОЯН и целей на выходе СФ будем моделировать [64] гауссовским вектором X_{uk} с нулевым средним значением и корреляционной матрицей Φ , в i-м периоде r-й пачки эхо сигналы будут иметь вид:

$$\begin{split} X_{ir} &= X_{ui+n\cdot(r-1)}, i = 1...n, r = 1...R, \\ X_{ui} &= X_i + \xi_{ui}, X_i = \sqrt{P} \cdot (W \cdot \xi_i), i = 1...R \cdot n, \\ \Phi &= M(X_{ui} \cdot X_{ui}^*), \ \Phi = \Phi_{nn} + \Phi_{ui}, \ W \cdot W^* = \Phi_{nn(R \cdot nxR \cdot n)}, i = 1...R \cdot n, t = 1...R \cdot n, \end{split}$$

где ξ_{*ui*}, ξ_{*i*} – независимые гауссовские векторы собственных шумов каналов приёма и «возбуждения» с нулевым средним значением и единичной корреляционной матрицей *I*_{*M*},

n – число импульсов в пачке,

R – число обрабатываемых пачек;

$$\sqrt{P}$$
 – мощность,

Φ_{пп}, Φ_{*u*} – корреляционные матрицы пассивной помехи и шума,

* – знак эрмитова сопряжения (комплексного сопряжения и транспонирования),

М – операция статистического усреднения.

Для оценки ЧП будем считать, что уровень шума поддерживается на заданном уровне при помощи шумовой автоматической регулировки усиления (ШАРУ).

Для расчёта ЧП применим 2 подхода. В первом случае ЧП $C_f(n)$, $C_f(n,R)$ получим в предположении о том, что вероятность обнаружения ОЯН в алгоритмах (1.5), (3.2) не превышает 10^{-2} при мощности помехи до 30 дБ на фоне шума. Во втором случае будем считать, что ЧП зависит от мощности сигнала.

Амплитудные пороги обнаружения C(n), C(n,R) оценивались на модели в ходе статистического эксперимента для ВЛТ по шумам, равной 10^6 . Период повторения ЛЧМ импульсов равнялся 1мс, максимальная частота Доплера ОЯН равнялась 1000 Гц (для несущей частоты РЛС 3 ГГц), интервал зондирования между пачками составлял 3 длительности пачки, число пачек R, излучённых в одном угловом направлении, равнялось 1...3.

По результатам проведённого моделирования, было получено, что при увеличении интервала зондирования более 3-х длительностей пачки за счёт декорреляции доплеровских фаз происходит снижение ЧП (максимальное уменьшение ЧП не превышает 200 Гц).

При дальнейшем увеличении до 5 числа пачек импульсов, обрабатываемых в одном угловом направлении в соответствии с (3.2), при независимости от ширины доплеровского спектра и мощности сигнала ЧП составляет порядка 2 кГц (максимальное уменьшение ЧП по сравнению с обработкой 3 пачек импульсов составляет 1 кГц). Однако из-за ограниченного временного баланса и незначительного выигрыша в величине ЧП применять такую обработку не рекомендуется.

На рисунке 3.1 для второго подхода показаны зависимости величины ЧП алгоритмов (1.5), (3.2) от мощности радиоэхо для худшего случая доплеровского спектра помехи (дробнорационального). Ширина дробно-рационального доплеровского спектра ОЯН равнялась 10, 40 и 90 Гц, вобуляция $\Delta T = 40$ мкс, частота Доплера ОЯН – 1кГц (максимальное значение частоты Доплера для несущей частоты РЛС 3 ГГц). Для получения гладких кривых число повторений эксперимента для каждого значения мощности сигнала равнялось 10⁵ При фиксированном значении ширины спектра и фиксированном значении мощности ОЯН для алгоритмов (1.5), (3.2) рассчитывалась ВЛТ как частное числа отметок, полученных при прогонах статистической модели обнаружителя, к числу повторений эксперимента. Далее с помощью интерполяции подбирался ЧП, обеспечивающий при многократном повторении эксперимента для заданных фиксированных параметров ОЯН ВЛТ, равную 10⁻². Для первого подхода ЧП фактически будет равен максимальному значению ЧП при изменении мощности до 30 дБ для соответствующего алгоритма на рисунке 3.1. ЧП можно рассчитать по результатам предварительного эксперимента, при этом подсчитывается число отметок за предшествующий обзор. Далее ЧП для текущего обзора устанавливается, равным ЧП, полученному за предыдущий обзор и обеспечивающему номинальное значение ВЛТ. Такой подход к расчёту ЧП также справедлив при гипотезе о практической неизменности параметров помех за несколько обзоров.



Рисунок 3.1 – Частотный порог

Из рисунка 3.1 видно, что величина ЧП в (3.2) менее зависит от ширины спектра помехи, чем ЧП в (1.5). ЧП НН для 1-й пачки очень сильно зависит от ширины спектра. Увеличение

числа пачек импульсов в (3.2) до 3-х позволяет добиться практической независимости ЧП от ширины спектра, что видно из рисунке 3.1.

На рисунках 3.2 - 3.4 показаны зависимости ЧП от мощности сигнала для алгоритмов НН-ЧП для номинальной ВЛТ от ОЯН $10^{-2}...10^{-1}$. Число повторений эксперимента для каждого значения мощности сигнала равнялось 10^4 . Для наглядности на рисунке 3.5 показаны зависимости неадаптивного (фиксированного) к мощности сигнала ЧП (ЧП, для которого ВЛТ не превышает номинальное значение при изменении мощности сигнала до 30 дБ). Рекомендуется рассчитывать ЧП для номинальной ВЛТ от ОЯН не выше 10^{-2} , поскольку при числе ОЯН в зоне обзора более 1000 число ЛО не превышает несколько десятков. В случае

зоне обзора составляет несколько десятков и сотен (для большинства РЛС пропускная способность не превышает 200 отметок за обзор). По результатам моделирования получено, что для ширины спектра помехи 10 Гц и 40 Гц ЧП практически одинаковы при обработке 2-х пачек импульсов, а при обработке 3-х пачек импульсов ЧП не зависят от ширины спектра.



Рисунок 3.2 – Частотный порог



Рисунок 3.3 – Частотный порог



Рисунок 3.4 – Частотный порог



Из рисунка 3.2 видно, что с ростом мощности сигнала ЧП при обработке одной пачки импульсов для широкого спектра помехи и низкой номинальной ВЛТ от помех имеет возрастающий характер. Это связано с большой дисперсией оценки частоты Доплера.

На рисунке 3.6 для значений ширины спектра 10, 40 и 90 Гц показаны зависимости среднеквадратической ошибки оценки частоты Доплера от мощности ОЯН. Число повторений эксперимента для каждого значения мощности равнялось 10^4 , вобуляция $\Delta T = 40$ мкс, число импульсов в пачке – 3. Для большей наглядности мощность ОЯН увеличена до 60 дБ (реальные значения не превышают 30 дБ).



Рисунок 3.6 – Среднеквадратическая ошибка оценки частоты Доплера

Из рисунка 3.6 видно, что при ширине спектра помехи 40 Гц и 90 Гц среднеквадратическая ошибка оценки частоты Доплера ЛЧМ сигнала мощностью более 20 дБ практически постоянна и равна 750 Гц и 1600 Гц соответственно, при ширине спектра 10 Гц с увеличением мощности помехи среднеквадратическая ошибка стремится к нулю. При мощности сигнала 30 дБ и ширине спектра 90 Гц помехи ошибка превышает центральную частоту спектра более, чем в 1,5 раза).

На рисунке 3.7 показаны зависимости ВЛТ от мощности ОЯН для неадаптивного к мощности ЧП (значения указаны в поле рисунка), обеспечивающего номинальную ВЛТ от ОЯН не более 10⁻².



Рисунок 3.7 – Вероятность ложной тревоги от ОЯН

Из рисунка 3.7 видно, что для обеспечения номинальной ВЛТ от ОЯН при обработке 1-й пачки необходимо устанавливать высокие ЧП. «Платой» за надёжную защиту от помех является ухудшение видимости «тихоходных целей» (будет продемонстрировано далее).

На рисунках 3.8 – 3.9 для случая обработки 1-й пачки приведены зависимости ВЛТ от ОЯН для фиксированного ЧП, рассчитанного для номинальной ВЛТ, равной $10^{-2} \dots 10^{-1}$, и ширины спектра 40 Гц и 90 Гц. Результаты для 10 Гц и 40 Гц практически совпадают.







Из рисунка 3.9 видно, что ВЛТ от помех с широким спектром при мощности сигналов выше пороговой и номинальной ВЛТ ниже 0,05 растёт, для больших значений номинальной ВЛТ – незначительно уменьшается. Для всех остальных значений ширины спектра ВЛТ от помех при мощности сигналов выше пороговой уменьшается.

Также был изучена возможность получения аналогичных результатов при зондировании углового направления одной пачкой с большим числом импульсов и последующим применением адаптивного когерентного накопления с оцениванием частоты Доплера по набегу фазы, усреднённой по периодам одинаковой длительности.

Было получено, что в этом случае можно добиться уменьшения величины ЧП (что приведёт к улучшению видимости «тихоходных» целей), но не его независимости от ширины доплеровского спектра.

3.1.3. Применение ПЧМ сигналов для обнаружения целей и бланкирования элемента дальности при обнаружении отражений от «ясного неба»

Вероятность определения направления движения и среднеквадратическая ошибка оценки доплеровской частоты движущегося объекта

Для задач вторичной обработки информация о знаке и модуле оценки частоты Доплера позволила бы уменьшать размеры стробов захвата, что в условиях дефицита временного баланса является актуальным. Исследования основаны на работе [65].

Для определённости за ПЧМ сигнал примем ПЛЧМ сигнал (2.5). Сравним между собой свойства оценок частоты Доплера для ЛЧМ и ПЧМ сигналов. Для этого рассчитаем вероятность определения направления движения и среднеквадратическую ошибку модуля оценки доплеровской частоты движущегося объекта.

Для оценки вероятности определения направления движения P_{ob} в N_{exp} -экспериментах рассчитаем вероятность совпадения знака доплеровской частоты F_d и знака оцененной частоты Доплера \hat{F}_d :

$$P_{ob} = \frac{1}{N_{exp}} \cdot \sum_{i=1}^{N_{exp}} U_i, \quad U_i = \begin{vmatrix} 1, \frac{\hat{F}_{d_i}}{|\hat{F}_{d_i}|} = \frac{F_d}{|F_d|}, \quad i = 1...N \\ 0 \end{vmatrix}$$

Среднеквадратическую ошибку модуля оценки доплеровской частоты \hat{F}_d от истинного значения F_d оценим по следующей формуле:

$$\sigma_{F_d} = \sqrt{M\left\{ \left(\left| \widehat{F}_d \right| - \left| F_d \right| \right)^2 \right\}}$$

На рисунках 3.10 – 3.12 показаны зависимости вероятности определения направления движения и СКО оценки доплеровской частоты от мощности сигнала на выходе СФ. Расчёты были проведены для следующих моделей ЗС одинаковой длительности – для пачки из 3-х ЛЧМ импульсов с $\Delta T = 40$ мкс и ПЧМ сигнала из 2 ...10 периодов с длительностью одного периода 40 мкс. Ширина дробно-рационального спектра ОЯН имела равномерное распределение и в разных опытах случайно изменялась от 0 до 90 Гц, цели – 2 Гц, частота Доплера сигналов была равна 1кГц (максимальное значение частоты Доплера ОЯН для несущей частоты РЛС 3 ГГц) и 12 кГц (частота сигнала от цели). ППИ пачки T и скважность (отношение периода повторения импульсов к длительности сигнала) передатчика Q показаны на рисунках, в скобках указано число периодов ПЧМ сигнала.



Рисунок 3.12 - Среднеквадратическая ошибка оценки частоты Доплера

15

Мощность сигнала от цели, дБ

20

25

30

По результатам моделирования можно сделать следующие выводы.

5

10

2000

1000

0 L 0

Применение большего числа периодов ПЧМ сигнала позволяет значительно повысить вероятность определения направления движения цели, тем самым уменьшить размеры строба захвата. Однако при увеличении числа слагаемых в АКН ПЧМ сигнала (2.9) с 2-х до 10-ти увеличиваются потери обнаружителя [см. раздел 2.7.1], при этом по результатам моделирования увеличение числа периодов ПЧМ сигнала практически не влияет на точность оценки доплеровской частоты сигнала от цели и ОЯН.

На рисунках 3.13 - 3.14 показаны зависимости СКО оценки доплеровской частоты от мощности сигнала на выходе СФ для случая дробно-рационального спектра ОЯН шириной 10,

103

40 и 90 Гц для разного числа периодов ПЧМ сигнала, которое указано в скобках. Скважность передатчика РЛС равнялась 12,5, T = 1 мс.



ошибка оценки частоты Доплера

ошибка оценки частоты Доплера

Из рисунков 3.13 – 3.14 видно, что увеличение числа периодов ПЧМ сигнала при усреднении междупериодной фазы практически не влияет на точность оценки частоты Доплера. При этом применение длинных сигналов ограничено из-за скважности передатчиков РЛС.

СКО оценки доплеровской частоты для ПЧМ сигнала практически не зависит от ширины доплеровского спектра, при этом точность оценки частоты для ПЧМ сигнала выше, чем для ЛЧМ сигнала.

Для выдачи информации о направлении движения с приемлемой точностью по результатам обработки в 1-м обзоре с целью уменьшения размеров стробов захвата оцененная частота Доплера и мощность сигнала должны сравниваться с данными, записанными в ПЗУ.

Коррекция размеров строба захвата после 1-го обзора может производиться на основе оцененной частоты Доплера, при этом СКО оценки скорости движения для пороговых сигналов (15 дБ) при использовании вобуляции ППИ ЛЧМ сигнала и длительности периода ПЧМ сигнала, равной 40 мкс, составляет 100 ...125 м/с (2 ...2,5 кГц по частоте Доплера).

Для повышения вероятности определения направления движения целей в ближней зоне предлагается применять ПЧМ сигнал, состоящие из 2-х периодов, а в дальней зоне – ПЧМ сигналы из 4-х периодов.

По результатам моделирования получено, что для пачек ЛЧМ импульсов с большими ППИ точность оценки частоты Доплера ОЯН с широким спектром крайне низка.

Поэтому при применении в дальней зоне пачек ЛЧМ импульсов (в случаях, когда применение ПЧМ сигналов невозможно, например, в зоне протяжённых ПП) оценку частоты Доплера с приемлемой точностью можно получить только для скоростных целей.

Применение ПЧМ сигналов с большим числом периодов и соответствующих им ЛЧМ сигналов большой длительности ограничено из-за требований к скважности передатчиков РЛС.

В данном пункте предложено вместо ЛЧМ сигналов применять ПЧМ сигналы, рассмотренные в разделе 2.7.1, при этом можно получить следующий выигрыш:

• повысить вероятность определения направления движения целей и точность оценки частоты Доплера ОЯН, которая практически не зависит от ширины доплеровского спектра помехи.

При этом получено, что:

• применение большего числа периодов ПЧМ сигнала позволяет повысить вероятность определения направления движения целей, тем самым уменьшить размеры строба захвата для задач вторичной обработки информации. Однако при увеличении числа слагаемых АКН ПЧМ сигнала (2.9) с 2-х до 10-ти потери обнаружения увеличиваются от 0,2 до 1,2 дБ. Применение более 4-х периодов ПЧМ сигнала практически неэффективно и нецелесообразно из-за величины потерь АКН, требований к скважности передатчика РЛС (возможно для значений скважности порядка 10, что выполняется для твердотельных передатчиков, выполненных на транзисторах, для перспективных РЛО);

• повышение точности оценки доплеровской частоты от увеличения числа периодов ПЧМ сигнала выражено незначительно.

Точность оценки частоты Доплера для случая перекрывающихся во времени сигналов с периодической ЧМ

Рассчитаем точность оценки частоты Доплера перекрывающихся во времени ПЧМ сигналов.

Расчёты проведем для следующей модели 3С: ПЛЧМ сигнал длительностью $\tau = 80$ мкс, состоящий из 2-х периодов, W = 2,5 МГц, $f_d = 3$ МГц (выбран по причине меньшей величины потерь, меньшей задержки пика огибающей и меньшей чувствительности отклика СФ ПЛЧМ сигнала к расстройке по частоте Доплера по отношению к ПНЧМ сигналу).

Рассчитаем СКО оценки частоты Доплера на примере 2-х перекрывающихся во времени ПЛЧМ сигналов, разнесённых на временной интервал (дискрет по дальности). Мощность одного из сигналов (на входе СФ) установим на уровне 10 дБ, мощность второго сигнала на входе СФ будет изменяться от -10 до 15 дБ. Диапазон однозначно измеряемых частот Доплера

соответствует вобуляции периода повторения 40 мкс. На выходе СФ присутствуют сигналы и шум приёмного устройства единичной мощности. Значения временных задержек примем равными 2 ... 30 дискрет.

Были рассмотрены следующие частоты Доплера перекрывающихся во времени сигналов:

- 12 кГц и 12 кГц (скоростные цели, движущиеся в одном направлении),
- 12 кГц и 1 кГц (скоростная цель и ОЯН),
- 12 кГц и 5 кГц (скоростная и среднескоростная цель),

• 1 кГц и -12 кГц (ОЯН и скоростная цель, движущиеся в противоположных направлениях).

По результатам проведённого моделирования можно сделать следующие выводы.

В целом при применении ПЧМ сигналов можно с высокой точностью оценивать направление движения целей, движущихся в одном направлении, при этом при достаточном разнесении сигналов (например, на 10 дискрет по дальности и более) ошибка оценки частоты Доплера меньше, чем для ЛЧМ сигнала.

Оценивать направление движения целей, движущихся в противоположных направлениях, с высокой вероятностью можно для сигналов, разнесённых во времени на большее число дискрет (например, более 30 дискрет), чем для случая целей, движущихся в одном направлении. В этом случае вероятность определения направления движения выше для ПЧМ сигналов. Однако точно оценивать частоту Доплера таких сигналов можно уже при разнесении сигналов на 10 дискрет и более.

Для сигналов, разнесённых на число дискрет менее 10-ти (например, на 5), вероятность определения направления движения цели и СКО оценки для ПЧМ сигнала (либо для 1-й, либо 2-й цели) хуже, чем для ЛЧМ сигнала.

Алгоритмы адаптивного когерентного и некогерентного накопления сигналов с периодической ЧМ с частотным порогом

Рассмотрим алгоритм АКН-ЧП для ПЧМ сигнала, дополняющий алгоритм АКН ПЧМ сигнала (2.9) в разделе 2.7.1.

Решение о том, что сигнал присутствует в текущей дискрете по дальности, будем принимать в том случае, если результат адаптивного когерентного накопления ПЧМ сигнала превышает порог обнаружения, модуль оценки частоты Доплера превышает частотный порог, а также результат адаптивного когерентного накопления в текущей дискрете превышает результаты адаптивного когерентного накопления в дискретах, разнесённых на интервал τ / N :

$$Z(t) > C_{pcm}(N) \cap |\widehat{F}_{dpcm}| > C_{fpcm} \cap Z(t - \tau / N) < Z(t) > Z(t + \tau / N)$$
(3.3)
где
$$Z(t) = \left| \sum_{i=1}^{N} x_{pcm}(t - ((N-1) - (i-1)) \cdot \tau / N) \cdot W(i) \right| -$$
результат адаптивного

когерентного накопления сигнала,

 $C_{_{pcm}}(N)$ – амплитудный порог обнаружения ПЧМ сигнала, зависящий от числа периодов N ПЧМ сигнала,

$$W = [1, e^{-2 \cdot \pi \cdot F_{dpcm} \cdot \tau / N}, ..., e^{-2 \cdot \pi \cdot F_{dpcm} \cdot (N-1) \cdot \tau / N}] - \text{ весовые коэффициенты,}$$
$$e^{2 \cdot \pi \cdot \widehat{F}_{dpcm} \cdot \tau / N} = \frac{\sum_{i=1}^{N-1} x(t - ((N-1) - i) \cdot \tau / N) \cdot x^*(t - ((N-1) - (i-1)) \cdot \tau / N))}{\left| \sum_{i=1}^{N-1} x(t - ((N-1) - i) \cdot \tau / N) \cdot x^*(t - ((N-1) - (i-1)) \cdot \tau / N) \right|}$$

 $C_{\rm fpcm}$ – частотный порог ПЧМ сигнала.

Структурная схема АКН-ЧП ПЧМ сигнала приведёна на рисунке 3.15.



Рисунок 3.15 – Структурная схема адаптивного когерентного накопителя с частотным порогом для сигнала с периодической ЧМ

Соответственно алгоритм НН-ЧП ПЧМ сигнала, дополняющий (2.10), имеет вид:

$$Z(t) > C_{pcm}(N) \cap |\widehat{F}_{dpcm}| > C_{fpcm} \cap Z(t - \tau / N) < Z(t) > Z(t + \tau / N) \quad (3.4)$$
$$Z(t) = \sum_{i=1}^{N} |x_{pcm}(t - ((N-1) - (i-1)) \cdot \tau / N)|.$$

Структурная схема НН-ЧП ПЧМ сигнала приведёна на рисунке 3.16.



Рисунок 3.16 – Структурная схема некогерентного накопителя с частотным порогом для сигнала с периодической ЧМ

Поскольку по результатам исследований, проведённых в разделе 2.7.1, наименьшие потери имеет обнаружитель с НН ПЧМ сигнала из 2-х периодов (АКН и НН ПЧМ сигнала из 2-х периодов (АКН и НН ПЧМ сигнала из 2-х периодов имеют одинаковую эффективность), рассчитаем для этого сигнала величину ЧП.

Частотный порог

ЧП рассчитаем аналогично ЧП, рассмотренному в разделе 3.1.2. В первом случае ЧП обнаружителя ПЧМ сигнала C_{fpcm} получим в предположении о том, что вероятность обнаружения ОЯН в алгоритме (3.4) и в алгоритме (3.2) не превышает 10^{-2} при мощности помехи до 30 дБ на фоне шума. Во втором случае частотный порог зависит от мощности сигнала.

На рисунке 3.17 для второго случая показаны зависимости величины ЧП от мощности ОЯН для доплеровского дробно-рационального спектра шириной 10, 40 и 90 Гц. Для первого подхода ЧП аналогично подходу, рассмотренному в разделе 3.1.2, фактически будет равен максимальному значению ЧП для соответствующего алгоритма на рисунке 3.17 при изменении мощности сигнала до 30 дБ. Расчёты проведены для следующей модели 3С: пачка из 3-х ЛЧМ импульсов и ПЧМ сигнал из 2-х периодов. Период повторения ЛЧМ импульсов равнялся 1мс, максимальная частота Доплера ОЯН равнялась 1000 Гц. Длительность одного периода ПЧМ сигнала и вобуляция ППИ ЛЧМ сигнала равнялась 40 мкс.


Рисунок 3.17 – Частотный порог

Из рисунка 3.17 видно, что величина ЧП для ПЧМ сигнала не зависит от ширины доплеровского спектра помехи, что является преимуществом. По результатам моделирования, проведённого ранее, было выяснено, что СКО оценки частоты Доплера для ПЧМ сигнала не зависит от ширины спектра помехи и ниже СКО оценки частоты Доплера ЛЧМ сигнала, поэтому ЧП обнаружителя ПЧМ сигнала ниже, чем ЧП обнаружителя ЛЧМ сигнала.

Исследуем влияние числа периодов модуляции частоты ПЧМ сигнала на величину ЧП в алгоритме (3.3). На рисунке 3.18 для случая дробно-рационального спектра ОЯН показаны ЧП для ПЧМ сигнала с числом периодов модуляции частоты 2...10, длительность одного периода равнялась 40 мкс. Поскольку по результатам моделирования при увеличении числа периодов по-прежнему сохраняется свойство независимости ЧП от ширины спектра ОЯН, то на рисунке 3.18 показаны зависимости, относящиеся к любой ширине спектра от 10 до 90 Гц.



Рисунок 3.18 - Частотный порог

Из рисунка 3.18 видно, что увеличение числа периодов ПЧМ сигнала при той же длительности одного периода (определяет диапазон однозначно измеряемых частот Доплера) за счёт усреднения фазы приводит к снижению ЧП. Однако увеличение числа периодов более 4-х нецелесообразно из-за незначительного уменьшения величины ЧП и увеличения потерь обнаружения.

По результатам моделирования ЧП при гауссовском спектре ОЯН в НН-ЧП для 1-й пачки, в НН-ЧП для 2-х пачек и в НН-ЧП для ПЧМ сигнала ниже соответствующих ЧП для дробнорационального спектра не более, чем на 1200, 600 и 200 Гц соответственно.

При переходе между доплеровскими спектрами помех от гауссовского к дробнорациональному вероятность определения направления движения и СКО оценки частоты Доплера, оцененной по пачке ЛЧМ сигналов, при максимальной мощности сигнала 30 дБ и предельной ширине спектра 90 Гц ухудшается на 5 % и 15 % соответственно. Тип спектра не влияет на рассмотренные характеристики в случае применения ПЧМ сигнала.

Обобщая результаты исследований, получено, что при применении ПЧМ сигналов вместо сигналов с ЛЧМ в зоне обзора, свободной от протяжённых ПП, можно получить следующий выигрыш:

- значительное уменьшение ЧП по отношению к ЧП ЛЧМ сигналов (до 2500 Гц при мощности сигнала 30 дБ и ширине доплеровского спектра 40 Гц), при этом при увеличении числа периодов ПЧМ сигнала до 4-х за счет усреднения фаз можно дополнительно понизить ЧП на 500...1000 Гц при мощности сигнала 20...30 дБ. При этом ЧП практически не зависит от ширины спектра помех.
- «Платой» за уменьшение величины ЧП и его независимость от ширины доплеровского спектра помех является увеличение порогового сигнала при увеличении числа периодов ПЧМ сигнала с 2-х до 10-ти на 0,2 ...1,2 дБ.

3.1.4. Адаптация частотного порога к мощности сигнала

В [7] предлагается механизм адаптации величины ЧП по числу отметок в зоне обзора. Для этого используют межобзорную обработку, при которой минимально возможное значение ЧП, соответствующее погодной обстановке, позволяет расширить ВЧХ.

Для управления величиной ЧП будем применять способ адаптации ЧП к мощности сигнала, использующий информацию только текущего обзора [63, 66]. Согласно этому способу для максимально возможной ширины спектра ОЯН и разных значений мощности сигнала с шагом 1 дБ рассчитываются ЧП, которые далее записываются в память приёмного устройства. Для осуществления адаптации ЧП оценивается мощность принятого сигнала, для полученной

оценки мощности из ПЗУ считывается соответствующий ЧП, который далее используется в НН-ЧП.

3.1.5. Сравнительный анализ эффективности алгоритмов

Результаты основаны на работе [66]. Как было получено в Главе 1, введение МАРУ не позволяет понизить ВЛТ от ТДП без увеличения радиальных скоростей целей, которые могут быть обнаружены. Проведём сравнение эффективности алгоритмов РВ ЧПК1 без МАРУ и с МАРУ (1.3), РВ ЧПК2 (1.4) с алгоритмами НН-ЧП (1.5), (3.2) (с учётом адаптации ЧП к мощности сигнала и без неё) для пачек из 3-х импульсов и с НН-ЧП (3.1) для пачки из 4-х импульсов, НН-ЧП (3.4) для ПЧМ сигнала. Для этого построим ВЧХ алгоритмов обнаружения для следующих моделей ЗС: для 1-й – 3-х пачек из 3-х ЛЧМ импульсов, 1-й пачки из 4-х ЛЧМ импульсов с $\Delta T_1 = 40$ мкс, $\Delta T_2 = 120$ мкс и ПЧМ сигнала из 2-х периодов с длительностью одного периода 40 мкс (одноимпульсная процедура), ширина дробно-рационального спектра помехи имеет равномерное распределение и в разных опытах случайно изменяется от 0 до 90 Гц, цели – 2 Гц, мощность сигналов – 30 дБ, T - 1мс, интервал зондирования между пачками составляет 3 длительности пачки, максимальная частота Доплера помехи – 1кГц.

Мощность сигнала, равная 30 дБ, выбрана для наглядной демонстрации предельных значений вероятности обнаружения ОЯН (ВЛТ) и целей в рассмотренных алгоритмах. Более полные количественные результаты о ВЛТ, позволяющие судить о эффективности алгоритмов, представлены на рисунке 1.5 и на рисунке 3.7, а также данные о величине потерь в пороговом сигнале будут приведены далее. Результаты сравнения ВЧХ для рассмотренных алгоритмов показаны на рисунке 3.19 (для наглядности ВЧХ вынесены на разные графики). Частота Доплера сигналов изменялась от 0 до 13 кГц с шагом 100 Гц.



а

б

Рисунок 3.19 – Вероятностно-частотная характеристика

По ВЧХ для РВ ЧПК1 и РВ ЧПК2 на рисунке 3.19а можно качественно судить о высокой ВЛТ от ОЯН для сигналов с частотами Доплера до 1кГц, что и было получено в Главе 1. При включении МАРУ в РВ ЧПК1 ВЛТ снижается. Например, для частоты РЛС 3 ГГц и частоты Доплера ТДП, близкой к 1кГц, что соответствует помехе типа ОЯН, движущейся со скоростью ветра 50 м/с, ВЛТ уменьшается с 0,7 до 0,2. При НН-ЧП для ПЧМ сигнала с неадаптивным и адаптивным ЧП ВЛТ от ОЯН не превышает 10⁻².

Анализ полученных результатов показал, что в алгоритме (3.2) обеспечивается расширение ВЧХ в область частот Доплера целей, движущихся с малыми радиальными скоростями, при этом обеспечивается надёжная защита от помех. Количественно это проиллюстрировано на рисунке 3.7, на котором приведены зависимости ВЛТ от мощности эхосигнала, рассчитанной при ЧП, соответствующем номинальной ВЛТ. Для ПЧМ сигнала также имеет место улучшение видимости «тихоходных» целей и надёжная защита от помех.

Важно отметить, что в алгоритме НН-ЧП (1.5) для ЧП, выставленных в соответствии с шириной доплеровского спектра помехи, обеспечивается ВЛТ от ОЯН не выше номинальной (рисунок 3.7). Поскольку ширина спектра помехи априори неизвестна, ошибки при назначении ЧП приводят к увеличению ВЛТ (низкий ЧП) или потерям при обнаружении «тихоходных целей» (высокий ЧП) (особенно при обработке одной пачки импульсов).

Для радиальных скоростей целей по пороговым сигналам рассчитаем потери алгоритмов в обнаружении относительно НН с тем же числом импульсов.

Поскольку НН нечувствителен к частоте Доплера, сравнение рассмотренных алгоритмов с НН позволяет оценить потери за счёт введения скоростной селекции.

Порог регулировки усиления в РВ ЧПК1 с МАРУ – 20 дБ, вобуляция – 40 мкс, максимальная частота Доплера эхо сигналов целей – 12кГц (максимальная радиальная скорость – 600 м/с для частоты РЛС 3 ГГц), при частоте Доплера 12,5 кГц АЧХ и ВЧХ всех рассмотренных алгоритмов имеют максимальное значение и центральную симметрию, ЧП установим для распространённой на практике ширины доплеровского спектра ОЯН 40 Гц.

На рисунке 3.20 приведены полученные зависимости потерь обнаружения от радиальной скорости точечного отражателя.



Рисунок 3.20 – Потери обнаружения

Из рисунка 3.20 видно, что потери обнаружения алгоритмов распределены неравномерно и убывают с ростом радиальной скорости. При значениях частот Доплера эхо-сигналов (радиальных скоростей целей), меньших, чем выставленные ЧП, цели в алгоритмах НН-ЧП не обнаруживаются, поэтому графики обрываются.

Поскольку ВЧХ алгоритмов симметричны относительно точки с частотой Доплера $1/(2 \cdot \Delta T)$, то для сигналов от целей с частотами Доплера, принадлежащими интервалу от $1/(2 \cdot \Delta T)$ до $1/\Delta T$, потери обнаружения будут соответствовать потерям для частот Доплера от 0 до $1/(2 \cdot \Delta T)$ при их зеркальном отражении.

Анализ графиков показывает, что наименьшие потери обнаружения относительно НН с тем же числом импульсов соответствуют алгоритму НН-ЧП (3.4) для ПЧМ сигнала в одноимпульсной процедуре. Усреднённые в диапазоне радиальных скоростей от 150 (200) до 600 м/с потери обнаружения алгоритма НН-ЧП (3.4) составили 1,28 (0,67) дБ. В скобках указаны значения, относящиеся к неадаптивному порогу, без скобок – для адаптивного к мощности сигнала ЧП.

Важно отметить, что величина потерь обнаружения за счёт скоростной селекции для рассмотренных алгоритмов относительно НН с тем же числом импульсов зависит от номинальной ВЛТ, по которой рассчитываются ЧП. Т.е. для одного и того же алгоритма обнаружения можно повысить видимость «тихоходных» целей только за счёт увеличения ВЛТ от ОЯН и наоборот.

Таким образом, алгоритмы НН-ЧП для 2-х – 3-х пачек импульсов и НН-ЧП для ПЧМ сигнала по сравнению с алгоритмами РВ ЧПК и их вариантами с МАРУ обеспечивают малое число ЛО от ОЯН, лучшая видимость целей с малыми радиальными скоростями обеспечивается с адаптацией ЧП к мощности сигнала, при этом наименьшие потери обнаружения относительно НН с тем же числом импульсов соответствуют алгоритму НН-ЧП (3.4) для ПЧМ сигнала в одноимпульсной процедуре.

По результатам исследования можно сделать следующие выводы.

Для решения компромиссной задачи уменьшения числа ЛО от ОЯН и уменьшения радиальных скоростей обнаруживаемых целей при ширине спектра помехи до 40 Гц можно применять НН-ЧП для 2-х пачек импульсов, излучённых в одном угловом направлении. Для обеспечения малого числа ЛО от помех при любой ширине их доплеровского спектра без потерь обнаружения целей, движущихся с малыми радиальными скоростями, необходимо применять НН-ЧП (3.2) для 3-х пачек импульсов или алгоритм НН-ЧП (3.4) для ПЧМ сигнала.

3.1.6. Эффективность обработки пачек импульсов в смежных лучах ДНА и пачек импульсов одного углового направления

Как было получено в разделе 3.1.5, алгоритм НН-ЧП (3.2) позволяет повысить видимость «тихоходных» целей и для этого достаточно обрабатывать 2 – 3 пачки импульсов одного углового направления с вобуляцией ППИ. Однако при высокой эффективности алгоритма в условиях ограниченного временного баланса такого времени на обработку пачек импульсов до принятия решения об обнаружении цели или ОЯН может и не быть. Сократить временные затраты можно при обработки пачек импульсов смежных лучей ДНА при её сканировании по углу места или азимуту.

Поскольку на практике цели, как правило, смещены относительно максимумов ДНА на случайный угол, представляет интерес оценка эффективности алгоритма НН-ЧП (3.2) в смежных лучах с учётом этого условия.

Запись алгоритма НН-ЧП для пачек импульсов смежных лучей ДНА [63, 67] совпадает с записью алгоритма НН-ЧП (3.2) для пачек импульсов одного углового направления:

$$\bigcap_{r}^{\mathbb{R}} \left(\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} \left| x_{ir} \right| > C(n,R) \quad \bigcap \quad \left| \widehat{F}_{d_{r}} \right| > C_{f}(n,R) \right)$$
(3.5)

где x_{ir} – комплексные отсчёты отклика СФ в i -м периоде r -го луча ДНА (или r -й пачки импульсов), $i = 1 \dots n$, $r = 1 \dots R$,

 F_{d_r} – оценка частоты Доплера, полученная по *r* -му лучу (*r* -й пачке),

114

C(n, R) – амплитудный порог,

 $C_f(n,R)$ – ЧП,

∩ – операция логического «И»,

 \bigcap_{r}^{n} – операция логического «И» по пачке импульсов, обрабатываемой в R - лучах ДНА,

или по R - пачкам импульсов, излучённым в одном угловом направлении.

Согласно (3.5) решение об обнаружении цели принимают в том случае, если для результата БН выходных сигналов ПУ алгоритмов НН-ЧП в каждом смежном луче или пачках импульсов одного углового направления выполняется критерий «*R* из *R* ».

В случае обработки пачек импульсов одного углового направления модуляция сигналов ДНА отсутствует. При обработке пачек импульсов смежных лучей необходимо учитывать амплитудную модуляцию сигнала ДНА.

При моделировании обзор пространства будем проводить при перемещении луча на 1-2 град, которое определим как шаг сканирования.

На рисунке 3.21 для большей наглядности показаны коэффициенты амплитудной модуляции сигналов в смежных лучах ДНА. Пример приведён для отсутствия и наличия ВО ДНА, ширина основного лепестка каждого луча по уровню -3дБ равна 2 град. В случае ВО основной лепесток ДНА расширяется. Далее при моделировании применяется ВО, обеспечивающая расширение основного лепестка ДНА в 1,5 раза. За главный луч принято обозначение «0», смежные лучи обозначены «-1» и «+1».



Рисунок 3.21 – Коэффициенты амплитудной модуляции сигналов: a – шаг сканирования равен 1 град; б – шаг сканирования равен 2 град.

При дальнейшем моделировании примем: ширина доплеровского спектра цели при каждом повторении эксперимента случайная и изменяется от 0 до 2 Гц, длительность ППИ – 1мс, вобуляция – 40 мкс.

Для случая многократного зондирования одного углового направления будем считать, что цель наблюдается в направлении максимума основного лепестка ДНА (в этом случае потери отсутствуют, а в случае смещения цели в пределах половины шага сканирования потерями в мощности принятого сигнала за счёт смещения цели можно пренебречь).

Алгоритм (3.5) без селекции по частоте Доплера (скоростной селекции), осуществляемой ЧП, имеет вид:

$$\bigcap_{r}^{R} \left(\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} \left| x_{ir} \right| > C(n, R) \right)$$
(3.6)

По результатам моделирования было получено, что при обработке 2-х и 3-х пачек импульсов одного углового направления в соответствии с (3.6) выигрыш в пороговом сигнале относительно НН 1-й пачки импульсов составляет 1,5 дБ и 2,2 дБ соответственно.

Рассчитаем потери (выигрыш) в пороговом сигнале (3.6) для пачек импульсов 2-х и 3-х смежных лучей относительно НН для 1-й пачки и потери относительно (3.6) для такого же числа пачек импульсов, излучённых в одном угловом направлении, при случайном смещении цели от максимума основного лепестка ДНА до половины шага сканирования.

Полученные результаты приведены в таблице 10,

где $dL_1 = Q_{2(3)} - Q_1$ – потери (или выигрыш) (3.6) при обработке 2-х или 3-х смежных лучей относительно НН 1-й пачки импульсов;

 $Q_{2(3)}$ – пороговое отношение «сигнал/шум» (ОСШ) при обработке 2-х или 3-х смежных лучей ДНА по алгоритму (3.6); Q_1 – пороговое ОСШ при НН 1-й пачки импульсов;

 $dL_{2(3)} = Q_{2(3)} - Q_{2(3)}^*$ — потери (3.6) при обработке 2-х или 3-х смежных лучей относительно (3.6) для такого же числа пачек импульсов одного углового направления;

 $Q_{2(3)}^*$ – пороговое ОСШ при обработке 2-х или 3-х пачек импульсов одного углового направления по алгоритму (3.6).

Ширина ДНА по уровню -3 дБ равна 2 град и 3 град (ВО)									
	Шаг, град	2 луча		3 луча					
1		<i>dL</i> ₁ , дБ	<i>dL</i> ₂ , дБ	<i>dL</i> ₁ , дБ	<i>dL</i> ₃ , дБ				
	без ВО ДНА	Выигрыш до 1	Потери до 1	Потери до 0,5	Потери до 3				
	ВО ДНА	Выигрыш до 1	Потери до 0,51	Выигрыш 1,5	Потери до 1				
		2 луча		3 луча					
2		<i>dL</i> ₁ , дБ	dL_2 , дБ	<i>dL</i> ₁ , дБ	<i>dL</i> ₃ ,дБ				
	без ВО ДНА	Потери до 2	Потери до 4	Потери	Потери по 16 20				
2				до 1520	до 1020				

Таблица 10 – Потери и выигрыш в пороговом сигнале

Из анализа данных таблицы 10 следует, что для сохранения баланса времени вместо обработки 2-х – 3-х пачек импульсов, излучённых в одном угловом направлении, при отсутствии ВО ДНА и шаге сканирования 1 град для алгоритма НН-ЧП (3.5) можно рекомендовать обработку 2-х лучей, при шаге сканирования 1 град и ВО ДНА – алгоритм НН-ЧП (3.5) для 2-х – 3-х лучей, а при шаге 2 град и ВО ДНА – для 2-х лучей, при этом пороговые сигналы относительно НН-ЧП (3.6) для такого же числа пачек импульсов одного углового направления увеличиваются не более, чем на 1 дБ, а по отношению к НН 1-й пачки импульсов у (3.6) пороговые сигналы ниже на 1...1,5 дБ. Для шага сканирования 2 град за счёт значительного влияния модуляции ДНА на амплитуду сигнала в одном из смежных лучей имеют место недопустимые потери обнаружения.

Частотный порог

По результатам моделирования было получено, что ЧП при обработке пачек импульсов нескольких лучей ДНА по алгоритму НН-ЧП при смещении цели на угол, не превышающий половины шага сканирования, либо близки к ЧП при обработке нескольких пачек импульсов (при совпадении числа пачек импульсов с числом обрабатываемых лучей), излучённых в одном угловом направлении, либо меньше.

Для надёжной защиты от помех независимо от того, обрабатывается ли несколько пачек импульсов одного углового направления или обрабатывается пачка импульсов нескольких смежных лучей (вне зависимости от применения ВО ДНА), все ЧП при моделировании будем устанавливать в соответствии с обработкой нескольких пачек импульсов (в этом случае амплитудная модуляция сигнала ДНА отсутствует и ЧП максимальны).

Вероятность ложной тревоги от отражений от «ясного неба»

По результатам моделирования получено, что дополнительного увеличения ВЛТ за счёт смещения помехи относительно максимума основного лепестка ДНА при обработке смежных лучей по сравнению с обработкой нескольких пачек импульсов одного углового направления не происходит, полученные значения ВЛТ не превышают ВЛТ, для которой были рассчитаны ЧП, что справедливо как при ВО, так и без ВО. Установлено, что при шаге сканирования 2 град при смещении помехи относительно максимума основного лепестка ДНА за счёт уменьшения мощности сигналов в лучах ВЛТ от ОЯН даже ниже, чем при шаге 1 град.

При наличии смещения цели можно ожидать ухудшения характеристик обнаружения целей, которое необходимо оценить.

Потери обнаружения за счёт скоростной селекции

При моделировании будем считать, что смещение цели относительно максимума ГЛ случайно, имеет равномерное распределение и принимает значения от 0 до половины шага сканирования.

На рисунке 3.22 показаны потери в обнаружении НН-ЧП для пачек импульсов смежных лучей ДНА (3.5) относительно НН 1-й пачки импульсов (в одном луче) при обнаружении целей в диапазоне частот Доплера 3...12 кГц. Потери складываются из потерь за счёт скоростной селекции и потерь при обработке смежных лучей ДНА с учётом смещения цели и амплитудной модуляции сигнала в лучах.

Рассмотрен случай неадаптивного к мощности сигнала ЧП, а также наличия и отсутствия ВО ДНА, применяемой выше. Показаны зависимости при обработке пачек импульсов одного углового направления и пачек импульсов в смежных лучах при наличии смещения цели относительно максимумов ДНА. Для наглядности приведены потери без учёта скоростной селекции (ЧП), в этом случае зависимости построены, начиная с частоты Доплера 1 кГц, соответствующей максимальной доплеровской частоте ОЯН при несущей частоте РЛС 3 ГГц, ЧП были установлены для ВЛТ от ОЯН не выше 10⁻² и ширины спектра помехи 40 Гц.



Рисунок 3.22 – Потери обнаружения

На рисунке 3.22: верхний график – шаг сканирования 1 град; средний график – шаг сканирования 1 град, ВО ДНА; нижний график – шаг сканирования 2 град, ВО ДНА.

Из рисунка 3.22 видно, что временное накопление (при увеличении числа обрабатываемых пачек одного углового направления) или введение пространственной обработки за счёт увеличения числа обрабатываемых смежных лучей позволяют уменьшить радиальные скорости обнаруживаемых целей. По результатам моделирования получено, что при зондировании одного углового направления при наличии и отсутствии скоростной селекции пороговое ОСШ меньше, чем при обработке смежных лучей ДНА.

Минимальные радиальные скорости обнаруживаемых целей

По результатам статистического моделирования были определены минимальные радиальные скорости обнаруживаемых целей, зависимости которых от мощности сигналов показаны на рисунке 3.23. Под минимальной радиальной скоростью обнаруживаемой цели понималась радиальная скорость (частота Доплера), для которой вероятность обнаружения цели в алгоритмах с ЧП при фиксированной мощности сигнала равна 0,5. Пример приведён для случая обработки нескольких лучей ДНА по алгоритму НН-ЧП (3.5), шаг сканирования равнялся 1 град, при каждом повторении эксперимента цель имела случайное смещение относительно максимума основного лепестка ДНА в пределах половины шага сканирования (ширина основного лепестка каждого луча по уровню -3дБ \approx 2 град). Рассмотрены случаи неадаптивного ЧП (сплошные линии с нанесёнными на них маркерами) и адаптивного к мощности сигнала ЧП (штриховые линии с нанесёнными на них маркерами). При моделировании чП установлены для ВЛТ от ОЯН не выше 10⁻². Моделирование проведено для следующих моделей ЗС: для 1-й – 3-х пачек из 3-х ЛЧМ импульсов с $\Delta T = 40$ мкс ПЧМ импульсов с $\Delta T_i = 40$ мкс и $\Delta T_i = 120$ мкс, ширина спектра цели – 2 Гц, T - 1мс.



Рисунок 3.23 – Минимальные радиальные скорости обнаруживаемых целей: а – ЧП для ширины спектра помехи 40 Гц, б – для ширины спектра помехи 90 Гц.

На рисунке 3.23 часть графиков обрывается (для мощности сигнала от цели менее 14 – 16 дБ), поскольку для соответствующих им алгоритмов пороговые сигналы превышают 14 – 16 дБ.

При ширине спектра ОЯН 90 Гц (редкий для практики случай) для алгоритма НН-ЧП (3.1) для пачки импульсов с двумя параметрами вобуляции графики минимальных радиальных скоростей обнаруживаемых целей не приводятся. В этом случае ВЧХ в области частот Доплера

целей со средними и большими радиальными скоростями за счёт увеличенных ЧП, обеспечивающих в алгоритме НН-ЧП (3.1) для пачки с двумя параметрами вобуляции по сравнению с аналогичным алгоритмом для пачки с одним параметром вобуляции (1.5) такие же значения ВЛТ от ОЯН, имеет провалы при различных значениях второго параметра вобуляции.

Для ширины спектра радиоэхо 40 Гц применение двух параметров вобуляции позволяет понизить минимальные радиальные скорости обнаруживаемых целей без ухудшения видимости целей, движущихся с большими радиальными скоростями.

Моделирование показало, что при ширине доплеровского спектра ОЯН 40 Гц, минимальные радиальные скорости обнаруживаемых целей при обработке одинакового числа пачек импульсов одного углового направления и смежных лучей ДНА практически одинаковы.

Отличия наблюдаются для ширины доплеровского спектра ОЯН 90 Гц.

При обработке 3-х смежных лучей ДНА по алгоритму НН-ЧП по сравнению с обработкой 3-х пачек импульсов одного углового направления за счёт уменьшения уровней сигналов при смещении цели происходит некоторое увеличение минимальных радиальных скоростей обнаруженных целей (не более, чем на 50 м/с), которое наблюдается только для пороговых сигналов. Применение ВО ДНА (основной лепесток расширяется ≈ 1,5 раза) при обработке 3-х лучей и шаге сканирования 1 град для пороговых сигналов позволяет на 50 м/с понизить минимальные радиальные скорости.

При шаге сканирования 2 град и обработке 2-х лучей для уменьшения потерь обнаружения необходимо применять ВО ДНА. В этом случае минимальные радиальные скорости обнаруживаемых целей такие же, как при обработке 2-х лучей при шаге сканирования 1 град и отсутствии ВО ДНА или при обработке 2-х пачек импульсов одного углового направления.

Таким образом, получено, что при обработке 2-х – 3-х пачек импульсов одного углового направления или 2-х – 3-х смежных лучей ДНА, ПЧМ сигнала и пачки импульсов с двумя параметрами вобуляции по алгоритмам НН-ЧП при равной степени защиты от ОЯН обеспечивается уменьшение радиальных скоростей обнаруживаемых целей по сравнению с обработкой 1-го луча (максимальная радиальная скорость ветра и ОЯН с максимальной частотой Доплера 1кГц при частоте РЛС 3 ГГц 50 м/с).

Применение адаптивного к мощности сигнала ЧП является дополнительной возможностью уменьшения радиальных скоростей обнаруживаемых целей. Во всех случаях кроме специально обозначенных (НН-ЧП для 1-го луча и НН-ЧП для пачки с двумя параметрами вобуляции при ширине спектра помехи 90 Гц) видимость целей с большими радиальными скоростями практически не ухудшается.

Также моделирование показало, что ЧП при обработке пачки импульсов по алгоритму НН-ЧП (1.5) сильно зависит от ширины спектра помехи, что определяет сильную зависимость величины минимальной радиальной скорости обнаруженной цели от погодных условий. ЧП при обработке 2-х и 3-х пачек импульсов одного углового направления (или такого же числа смежных лучей ДНА) по алгоритму НН-ЧП (3.5) не зависят от ширины спектра ОЯН при ширине последнего до 40 и 90 Гц соответственно. ЧП при обработке ПЧМ сигнала по алгоритму НН-ЧП не зависит от ширины спектра помехи.

Таким образом, по результатам моделирования можно сделать следующие выводы.

Минимальная радиальная скорость обнаруживаемых целей в зависимости от мощности сигнала 12...30 дБ:

 для алгоритма НН-ЧП при обработке 1-й пачки импульсов без адаптации ЧП к мощности сигнала и ширине спектра ОЯН 40 Гц лежит в диапазоне 350...310 м/с (с адаптацией ЧП – в диапазоне 350...235 м/с), при ширине спектра 90 Гц – более 400...500 м/с;

для алгоритма НН-ЧП (3.5) без адаптации ЧП к мощности сигнала при обработке
 2-х смежных лучей и ширине спектра ОЯН 40 Гц – в диапазоне 310...235 м/с (с адаптацией ЧП
 280...110 м/с), при ширине спектра 90 Гц – 310...235 (305...150 м/с);

• для алгоритма НН-ЧП (3.5) без адаптации ЧП к мощности сигнала при обработке 3-х смежных лучей и ширине спектра радиоэхо до 90 Гц – в диапазоне 310...195 м/с (с адаптацией ЧП – 300...110 м/с).

При увеличении мощности сигнала от цели более 30 дБ повышение точности оценки частоты Доплера практически не влияет на уменьшение значений радиальных скоростей обнаруживаемых целей.

Общие выводы по сравнению эффективности накопителей пачек импульсов одного углового направления и пачек импульсов в нескольких лучах ДНА:

• при обработке 2-х – 3-х смежных лучей ДНА и обработке 2-х – 3-х пачек импульсов одного углового направления по алгоритму НН с адаптивным ЧП обеспечивается надёжная защита от помех и по сравнению с обработкой 1-й пачки импульсов уменьшение радиальных скоростей обнаруживаемых целей;

• для сохранения баланса времени вместо обработки 2-х – 3-х пачек импульсов, излучённых в одном угловом направлении, при отсутствии ВО ДНА и шаге сканирования 1 град можно рекомендовать алгоритм НН-ЧП для 2-х лучей, при шаге сканирования 1 град и ВО ДНА – алгоритм НН-ЧП для 2-х – 3-х лучей, а при шаге 2 град – для 2-х лучей, при этом пороговые сигналы относительно НН-ЧП для такого же числа пачек импульсов одного углового направления увеличиваются не более, чем на 1 дБ, а по отношению к НН 1-й пачки

импульсов величина порогового сигнала предлагаемых алгоритмов без учёта скоростной селекции меньше на 1...1,5 дБ;

• скоростная селекция при обработке смежных лучей с учётом рассмотренных ограничений и пачек импульсов одного углового направления практически одинакова.

3.1.7. Эффективность бинарного и некогерентного накопления при обработке пачек импульсов в смежных лучах ДНА и пачек импульсов одного углового направления

Алгоритм обнаружения для случая некогерентного накопления (НН) пачек импульсов одного углового направления или при сканировании ДНА можно записать в виде:

$$\frac{1}{R} \cdot \sum_{r=1}^{R} \left(\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} |x_{ir}| \right) > C_{HH}(n, R) \quad \bigcap \quad \left| \widehat{F}_{d_{r\,mean}} \right| > C_{f_{HH}}(n, R), \tag{3.7}$$

$$\widehat{F}_{d_{r} mean} = \frac{\arg(Q)}{2 \cdot \pi \cdot \Delta T}, Q_{21r} = \frac{x_{2r} \cdot x_{1r}^{*}}{|x_{2r} \cdot x_{1r}^{*}|}, Q_{32r} = \frac{x_{3r} \cdot x_{2r}^{*}}{|x_{3r} \cdot x_{2r}^{*}|} Q = \frac{1}{R} \cdot \sum_{r=1}^{R} Q_{32r} \cdot Q_{21r}^{*}.$$

В алгоритме обнаружения НН-ЧП (3.5) применялся критерий бинарного накопления «R из R». Для случая БН выходных сигналов ПУ алгоритмов НН-ЧП в каждом смежном луче или по пачкам импульсов одного углового направления по критерию «K из R» (3.5) можно переписать в виде:

$$\sum_{r=1}^{R} \left(\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} \left| x_{ir} \right| > C_{EH}\left(n, R, K\right) \cap \left| \widehat{F}_{d_r} \right| > C_{f_{EH}}\left(n, R, K\right) \right) \ge K, \quad K \le R$$
(3.8)

Алгоритм обнаружения, включающий НН амплитуд сигналов и БН превышений ЧП (НН+БН), имеет вид:

$$\frac{1}{R} \cdot \sum_{r=1}^{R} \left(\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} |x_{ir}| \right) > C_{HH}(n, R) \quad \bigcap \quad \sum_{r=1}^{R} \left(\hat{F}_{d_r} \right) > C_{f_{HHE}}(n, R) = R, \quad (3.9)$$

где $C_{HH}(n,R)$, $C_{EH}(n,R,K)$ – амплитудные пороги алгоритмов НН и БН при обработке пачек импульсов одного углового направления или смежных лучей ДНА,

$$C_{f_{EH}}(n, R, K), C_{f_{HH}}(n, R), C_{f_{HHE}}(n, R)$$
 – частотные пороги алгоритмов.

Алгоритмы НН и БН, входящие в (3.7), (3.8) и (3.9), имеют вид:

• HH

$$\frac{1}{R} \cdot \sum_{r=1}^{R} \left(\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} |x_{ir}| \right) > C_{HH}(n, R),$$

EH

$$\sum_{r=1}^{R} \left(\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} \left| x_{ir} \right| > C_{\mathcal{B}H}(n, R, K) \right) \ge K$$

Рассчитаем пороговые сигналы (пороговые ОСШ) алгоритмов НН и БН для случаев с единственной несущей частотой РЛС 3 ГГц и при перестройке несущей частоты, принимающей значения, равные 2,9 ГГц, 3 ГГц, 3,1 ГГц.

При моделировании будем применять ВО ДНА, при которой основной лепесток расширяется с 2 град до 2,5 град и 3 град, шаг сканирования 1 град. Ширина спектра сигнала – 2 Гц, остальные параметры модели остаются прежними. Число повторений эксперимента для каждого значения мощности сигнала – 10⁴

Полученные пороговые сигналы показаны на рисунах 3.24 – 3.25, на которых приняты следующие обозначения. Тип процедуры: «0» – сканирование ДНА (без ВО); «1» – сканирование ДНА с ВО (ширина ГЛ ДНА – 2,5 град); «2» – сканирование ДНА с ВО (ширина ГЛ ДНА – 3 град); «3» – обработка пачек импульсов одного углового направления.



Рисунок 3.24 - Пороговое отношение «сигнал/шум»



Рисунок 3.25 – Пороговое отношение «сигнал/шум». Перестройка несущей частоты.

Из рисунка 3.24 видно, что при сканировании ДНА с ВО (ширина ГЛ 3 град, 3 луча) и обработке 3-х пачек импульсов одного углового направления по алгоритму с БН для критериев «2 из 3» и «3 из 3» пороговые сигналы имеют близкие значения. Для всех типов процедур применение БН по критерию «1 из 3» по величине порогового сигнала менее эффективно, чем БН по критериям «2 из 3», «3 из 3», а также из-за амплитудной модуляции сигналов при сканирование ДНА с ВО (ширина ГЛ 2,5 град) и без ВО неэффективно применение БН по критерию «3 из 3».

При обработке 2-х лучей или 2-х пачек импульсов потери в пороговом сигнале БН по критерию «2 из 2» меньше, чем БН по критерию «1 из 2» с среднем на 0,7...1 дБ.

Наиболее эффективным по величине порогового сигнала является применение НН.

И рисунка 3.25 видно, при перестройке несущей частоты РЛС для критериев БН «R из R » из-за декорреляции сигналов имеет место увеличение пороговых сигналов (по сравнению с менее жёсткими критериями БН). Наиболее предпочтительным по величине порогового сигнала в этом случае является применение БН по критерию «1 из R ».

По результатам моделирования было получено, что для обеспечения низких значений ВЛТ от ОЯН, ЧП алгоритмов с НН (3.7) и (3.9) должен быть несколько выше, чем для БН (3.8). Однако в этом случае ожидается некоторое ухудшение характеристик обнаружения «тихоходных» целей.

Также было получено, что при применении к ЧП критерия «R из R» при надёжной защите от помех (не хуже номинальной ВЛТ) можно получить меньшие значения ЧП, чем при других критериях БН, и уменьшить радиальные скорости обнаруживаемых целей.

Соответственно алгоритм НН-ЧП (3.8) может быть переписан в виде:

$$\sum_{r=1}^{R} \left(\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} |x_{ir}| > C_{EH}(n, R, K) \right) \ge K \quad \bigcap \quad \sum_{r=1}^{R} \left(|\widehat{F}_{d_r}| > C_{f_{EH}}(n, R) \right) = R \tag{3.10}$$

Оценим эффективность рассмотренных алгоритмов с ЧП. Для этого будем применять следующую модель.

Излучается и обрабатывается 1...3 пачки из 3-х импульсов, T = 1мс, $\Delta T = 40$ мкс. Ширина ГЛ ДНА ≈ 2 град, шаг сканирования – 1 град. При каждом повторении эксперимента цель имеет случайное смещение относительно максимума основного лепестка ДНА в пределах половины шага сканирования. Интервал между зондированиями – 10 ППИ. Пачки излучаются на несущей частоте 3 ГГц и на несущих частотах 2,9 ГГц, 3 ГГц и 3,1 ГГц.

Номинальное значение ВЛТ от ОЯН – 10⁻², предельное число отражений в зоне обзора – 10⁴. В соответствии с моделью в зоне обзора РЛС моделировались ОЯН, имеющие случайные параметры:

- мощность 10...30 дБ;
- частота Доплера -1...1 кГц;
- ширина дробно-рационального спектра 10...40 Гц.

Величина ЧП для каждого из алгоритмов определялась в ходе предварительного эксперимента.

На рисунках 3.26 – 3.27 показаны пороговые сигналы при обработке пачек импульсов одного углового направления в соответствии с (3.7), (3.9) и (3.10).



Рисунок 3.26 – Пороговые сигналы: а – 2 пачки, б – 3 пачки



Рисунок 3.27 – Пороговые сигналы. Перестройка несущей частоты. а – 2 пачки, б – 3 пачки.

Анализ результатов показал, что наименьший пороговый сигнал при обнаружении сигнала от цели с частотой Доплера 12 кГц соответствует алгоритму НН (3.7), однако обнаружение «тихоходных» целей лучше в (3.9) и в (3.10).

На рисунке 3.28 в соответствии с моделью сигналов и методикой расчёта, применяемыми в разделе. 3.1.6 (рисунок 3.23), показаны минимальные радиальные скорости

обнаруживаемых целей для обработки пачек импульсов одного углового направления. Рассмотрен случай неадаптивного и адаптивного к мощности сигнала ЧП.



обнаруживаемых целей:

а – ЧП для ширины спектра помехи 40 Гц; б – для ширины спектра помехи 90 Гц.

Анализ результатов показал, что наименьшие ЧП без адаптации к мощности сигнала соответствуют варианту НН-ЧП с БН (3.10), адаптация ЧП к мощности сигнала при большом отношении «сигнал/шум» выравнивает эффективность рассмотренных алгоритмов (3.7), (3.9) и (3.10) по величине минимальной радиальной скорости обнаруживаемых целей.

С учётом проделанных расчётов, можно сделать следующие выводы.

- Применение алгоритмов НН-ЧП при сканировании ДНА ценой потерь в пороговом сигнале 1 (2 пачки)...3 (3 пачки) дБ позволяет получить выигрыш во времени по сравнению с этими же алгоритмами для пачек импульсов одного углового направления. Применение ВО ДНА при дополнительном расширении ГЛ ДНА позволяет уменьшить потери в пороговом сигнале до 0,3 дБ (2 пачки) и 0,5...2 дБ (3 пачки).
- Наилучшие результаты по величине порогового сигнала при обнаружении «тихоходных» и среднескоростных целей имеет алгоритм обнаружения, включающий НН амплитуд сигналов и БН превышений ЧП. Для уменьшения аппаратурных затрат предложено применять БН амплитуд сигналов и БН превышений ЧП, при этом без перестройки несущей частоты РЛС для БН амплитуд сигналов рекомендуется критерий «*R* из *R*», в этом случае потери в пороговом сигнале по сравнению с обработкой пачек импульсов одного углового направления составляют 0,3 дБ (2 пачки) и 0,5...1,3 дБ (3 пачки), с перестройкой несущей частоты эффективнее применять критерий «1 из *R*», величина потерь в этом случае – 0,3 ... 0,6 дБ (2 пачки) дБ и 0,5 ... 1 дБ (3 пачки) дБ.

3.2. Алгоритм некогерентного накопления с защитой от сверхрефракции

Эхо-сигналы от СР характеризуются тем, что приходят с дальностей, превышающих максимальную дальность РЛС, поэтому такие сигналы будут присутствовать во всех периодах пачки, кроме 1-го периода. Это даёт основание сформировать критерии обнаружения сигнала от СР. Сигналы, присутствующие во всех периодах пачки в текущем элементе разрешения дальности кроме 1-го периода, будем считать помехами от СР, а значит текущий элемент дальности необходимо бланкировать.

Рассмотрим два способа бланкирования сигналов СР.

Согласно первому предлагаемому способу решение о том, что в проверяемой на наличие цели дискрете дальности присутствует сигнал СР, будем принимать в том случае, если сигнал в 1-м периоде отсутствует, а также результат НН пачки импульсов превышает порог обнаружения. В этом случае текущий элемент дальности во всех периодах бланкируется.

Алгоритм обнаружения цели в условиях помех от СР [24] можно записать в виде:

• с нормировкой «по периодам»

$$\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} \frac{|x_i|^2}{\hat{P}_i} > C_n \quad \cap \quad \frac{|x_1|^2}{\hat{P}_1} > C_1 \tag{3.11}$$

с нормировкой «по пачке»

$$\frac{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} |x_i|^2}{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} \widehat{P}_i} > C_0, \quad \bigcap \quad \frac{|x_1|^2}{\widehat{P}_1} > C_1$$

где C_1 – порог обнаружения сигнала СР для первого способа.

Согласно второму способу сигнал от СР будем считать обнаруженным, если средняя мощность сигнала во всех периодах кроме 1-го значительно отличается от мощности сигнала в 1-м периоде, а также результат НН пачки импульсов превышает порог обнаружения [24].

Алгоритм обнаружения целей в условиях СР имеет вид:

• с нормировкой «по периодам»

$$\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} \frac{|x_i|^2}{\hat{P}_i} > C_n \quad \cap \quad \frac{\frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=2}^{n} |x_i|^2}{|x_1|^2} < C_2$$
(3.12)

• с нормировкой «по пачке»

$$\frac{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} |x_i|^2}{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} \widehat{P}_i} > C_0 \cap \frac{\frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=2}^{n} |x_i|^2}{|x_1|^2} < C_2$$

где C_2 – порог обнаружения сигнала СР для второго способа.

На рисунках 3.29 – 3.32 показаны характеристики обнаружения цели и ВЛТ от СР при включённых критериях обнаружения СР (3.11) и (3.12) для различного числа импульсов пачки n, применялась нормировка «по пачке». Пороги C_1 и C_2 рассчитывались для 2-х значений ВЛТ от СР в (3.11) и (3.12), равных 10⁻¹ и 10⁻², ВЛТ по шумам – 10⁻⁶.



Рисунок 3.29 – Вероятность обнаружения цели для (3.11)



Рисунок 3.30 – Вероятность обнаружения цели для (3.12)



Рисунок 3.31 – Вероятность ложной тревоги от сигнала сверхрефракции для (3.11)



Рисунок 3.32 – Вероятность ложной тревоги от сигнала сверхрефракции для (3.12)

На рисунке 3.33 показаны потери НН при включении критерия обнаружения сигнала СР (3.11) и (3.12) по отношению к НН без защиты от СР для разного числа импульсов пачки и значений ВЛТ от СР.



По результатам моделирования для пачек с небольшим числом импульсов (3 - 4 импульса) можно рекомендовать использовать алгоритмы (3.11) и (3.12) с порогом обнаружения сигнала СР, соответствующим ВЛТ от СР, равной 10^{-2} , при этом потери НН при включении критерия обнаружения сигнала СР не превышают 0,5...1 дБ (для ВЛТ от СР не более 0,1 потери не превышают 0,15 дБ), а также ВЛТ от СР в (3.11) для ОСШ более пороговых значений имеет практически постоянный уровень, не зависящий от мощности сигнала и не превышающий номинальный, а ВЛТ от СР для (3.12) имеет выброс для пороговых ОСШ.

Преимуществом (3.12) перед (3.11) являются меньшие значения ВЛТ для мощной помехи от СР, а также меньшие потери обнаружения (до 0,2 дБ).

Для пачек с числом импульсов 4...10 можно рекомендовать НН с защитой от СР (3.11) и (3.12) с порогом обнаружения СР, соответствующим ВЛТ от СР, равной 0,1, при этом потери НН при включении критерия обнаружения сигнала СР не превышают 1 дБ. Меньшие значения ВЛТ от СР получить не удаётся, т.к. в этом случае имеют место недопустимые потери обнаружения.

3.3. Алгоритмы обнаружения с распознаванием вида помехи3.3.1. Обнаружение в условиях несинхронных точечных и несинхронных протяженных по дальности помех

Выходную информацию РЛС обзора необходимо защищать от несинхронных сигналов (HC), длительность которых соизмерима с одним элементом разрешения по дальности и которые приводят к росту ВЛТ. Эта проблема исследовалась в работе [45], где предлагалось использовать устройства междупериодного цензурирования HC. В Главе 1 было продемонстрировано, что при отсутствии HC и наличии несинхронной импульсной помехи с шумовым заполнением (HUП), устройство цензурирования периодов с HC вносит заметные потери при обнаружении сигналов.

Далее рассмотрено построение и характеристики предложенного более эффективного алгоритма обнаружения некогерентной пачки импульсов в условиях смеси НС и НИП. Предлагаемый алгоритм обнаружения некогерентной пачки импульсов основан на работах [19 – 21, 24] и может быть записан следующим образом:

- Вся развёртка дальности в каждом из n периодов пачки разбивается на подвыборки, состоящие из m отсчётов $|x|^2$, взятых с выхода квадратичного детектора, по которым рассчитывается оценка средней мощности помех в каждой из подвыборок \hat{P}_k .
- Для каждой из подвыборок проверяется гипотеза однородности мощности помех в окружающих подвыборках по дальности. Критерий обнаружения неоднородности мощности помех по дальности имеет вид:

$$\frac{1}{N_{p}} \cdot \sum_{k=1}^{N_{p}} \log \widehat{P}_{k} - \log(\frac{1}{N_{p}} \cdot \sum_{k=1}^{N_{p}} \widehat{P}_{k}) \le C_{d}, \qquad (3.13)$$

где N_p – число окружающих подвыборок,

С_d – порог обнаружения неоднородности мощности по дальности

- Последовательно делается проверка с увеличением числа подвыборок N_p до получения 1-го решения о неоднородности мощности помех. Порог обнаружения неоднородности мощности по дальности C_d устанавливается в соответствии с заданным значением вероятности ложного обнаружения неоднородности мощности по шумам.
- Определяется число подвыборок по дальности, обеспечивающее однородность мощности помех во всех периодах повторения $N_d = \min(N_{p_i}), i = 1...n$.
- Оценка мощности помех в каждом периоде \hat{Q}_i определяется как арифметическое среднее оценок в N_d подвыборках.
- Далее проверяется гипотеза междупериодной однородности мощности помех по *n* оценкам *Q_i*, сделанным в *N_d* подвыборках различных периодов. Критерий обнаружения междупериодной неоднородности мощности помех имеет вид:

$$\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} \log \hat{Q}_i - \log(\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} \hat{Q}_i) \le C_p \qquad (3.14)$$

- Порог обнаружения междупериодной неоднородности мощности помех C_p устанавливается в соответствии с заданным значением вероятности ложного обнаружения междупериодной неоднородности мощности по шумам.
- В случае срабатывания критерия междупериодной неоднородности мощности помех (3.14) оценки Q_i выстраиваются в вариационный ряд. На наличие НИП проверяются N_{нип} наибольших величин данного вариационного ряда длины n:

$$d_{HMII} \cdot \hat{Q}^{(r)} > Q^{(n-N_{HMII})}, r = n, \dots n - N_{HMII} + 1, \qquad (3.15)$$

где d_{HUII} – коэффициент взвешивания (устанавливается для заданного значения вероятности ложного цензурирования НИП);

N_{нип} – максимальное число НИП в пачке;

 $Q^{(r)}$ – *r*-я порядковая статистика в выборке из оценок мощности помех в периодах пачки.

По результатам проверки исключается $N^*_{H \hspace{-0.5mm} H \hspace{-0.5mm} I \hspace{-0.5mm} I \hspace{-0.5mm} I}$ периодов пачки.

 $N_{H\!M\!\Pi}^{*}$ – число обнаруженных периодов с НИП (меняется от 0 до $N_{H\!M\!\Pi}$).

Если междупериодная неоднородность мощности помех не обнаружена, $N_{H\!M\!\Pi}^* = 0$. Далее периоды пачки проверяются на наличие HC. • Цензурирование НС проводится в свободных от НИП периодах пачки:

$$d_{HC} \cdot t^{(r)} > t^{(n-N_{HHII}^{\bullet}-N_{HC})}, r = n, ..., n - N_{HHIII}^{*} - N_{HC} + 1,$$

$$t = \frac{|x_{i}|^{2}}{Q_{i}}$$
(3.16)

где d_{HC} – коэффициент взвешивания (устанавливается для заданного значения вероятности ложного цензурирования HC);

 N_{HC} – максимальное число НС в пачке; $t^{(r)}$ – r - ая порядковая статистика в выборке из нормированных к оценкам мощности помех квадратов огибающей.

На наличие НС проверяется N_{HC} наибольших величин $t^{(r)}$.

 Если устройство цензурирования периодов не сработало, а также имеет место междупериодная однородность мощности помех, накоплению будут подлежать все периоды пачки:

$$\frac{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} |x_{i}|^{2}}{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} \hat{Q}_{i}} > C_{0}, \qquad (3.17)$$

где C_0 – порог обнаружения алгоритма с нормировкой «по пачке». В остальных случаях:

$$\frac{1}{(n - N_{HM\Pi}^{*} - N_{HC}^{*})} \cdot \sum_{k=1}^{n - N_{HM\Pi}^{*}} t^{(k)} > C_{n}^{*}, \qquad (3.18)$$

где N_{HC}^* – число обнаруженных НС (меняется от 0 до N_{HC});

 C_n^* – порог обнаружения, устанавливаемый в зависимости от $N_{_{HC}}^*$ и $N_{_{HM\Pi}}^*$.

По результатам моделирования, было получено, что ВЛТ от НС для НН без цензора НС стремится к 1 при увеличении мощности помехи. Напротив, применение устройств цензурирования НС и НИП эффективно. Однако устройство цензурирования НС при отсутсвии НС и наличии НИП вносит потери.

На рисунке 3.34 для иллюстрации данного эффекта показаны потери обнаружителя с цензором НС относительно обнаружителя с цензорами НС и НИП от числа периодов пачки. При моделировании предполагалось, что НС отсутствует, НИП мощностью 20 дБ (на выходе

СФ) присутствует в 2-х периодах пачки, при этом пороги обнаружения неоднородности мощности помех по дальности C_d и порог обнаружения междупериодной неоднородности мощности помех C_p соответствовали вероятности ложного обнаружения неоднородности мощности на один элемент окна по шумам (в первом случае под окном понималось скользящее по дальности окно, во втором случае окно нескользящее, состоящее из всех импульсов пачки), равной 10^{-2} , взвешивающие коэффициенты d_{HHII} , d_{HC} соответствовали вероятностям ложного цензурирования на один элемент окна по шумам 10^{-1} (при этом в отсутствии помех потери обнаружителей с цензорами не превышали 0,2 дБ). Здесь и далее размер скользящего по дальности окна составлял 64 отсчёта.



Рисунок 3.34 – Потери обнаружителя с цензором несинхронных сигналов

Из рисунка 3.34 видно, что при равенстве числа периодов, поражённых НИП, половине числа периодов пачки, потери обнаружителя с цензором НС максимальны и достигают 20 дБ, так как из накопления в этом случае исключаются периоды, свободные от НИП. С увеличением числа периодов пачки влияние НИП на обнаружение цели снижается, при этом потери обнаружителя с цензором НС относительно обнаружителя с цензором НИП и НС в отсутствии НС и наличии НИП устанавливаются на уровне около 1,2 дБ.

На рисунке 3.35 показаны ВЛТ от НС для НН с цензорами НИП и НС (3.18) и НН с цензором НС (1.8). НС присутствовал в 2-х периодах пачки из 6.



Рисунок 3.35 – Вероятность ложной тревоги от несинхронного сигнала

Из рисунка 3.35 видно, что для с НН и с цензорами НС и НИП график ВЛТ от мощности НС имеет пик в области малых значений мощности помехи, максимальное значение ВЛТ не превышает 0,006. При увеличении мощности помехи цензоры НС и НИП обеспечивают надёжную защиту от помех.

Таким образом, в условиях смеси НС и НИП предложен НН с цензорами периодов с НИП и НС. Показано, что НН с цензорами НС и НИП относительно НН с цензором НС может иметь выигрыш до 20 дБ. В предложенном алгоритме обеспечивается низкий уровень ВЛТ в условиях мощных НС и НИП.

3.3.2. Обнаружение в условиях несинхронных точечных по дальности помех и отражений от «ясного неба»

Как было показано в разделе 3.2.1, применение НН-ЧП для пачки импульсов с двумя параметрами вобуляции приводит к повышению характеристик обнаружения целей, движущихся с малыми радиальными скоростями, при этом при частотных порогах, выставленных в соответствии с шириной доплеровского спектра ОЯН, обеспечивается надёжная защита от помех.

Рассмотрим задачу обнаружения ДЦ в условиях НС. Для обнаружения целей в максимально большом диапазоне радиальных скоростей в условиях НС пачку импульсов с двумя параметрами вобуляции будем обрабатывать по алгоритму НН-ЧП с цензором НС.

Для исключения влияния HC на результат накопления периоды пачки с HC будем цензурировать согласно (3.15). Накоплению подлежат периоды, свободные от HC.

Для управления подключением канала оценки частоты Доплера применим следующую методику.

Если междупериодным устройством цензурирования обнаружен HC, то в обнаружителе отключается канал оценки частоты Доплера и далее производится обычное HH периодов, свободных от HC. Если устройство цензурирования не выносит решение о присутствии в пачке HC, пачка обрабатывается по алгоритму HH-ЧП (1.5).

Далее рассмотрим зависимость ВЛТ от мощности НС для алгоритма НН с цензором НС и ЧП.

На рисунках 3.36 – 3.37 показаны полученные на статистической модели ВЛТ от HC для алгоритма HH с цензором HC и алгоритма HH с ЧП и цензором HC для пачки из разным числом импульсов и с вобуляцией 40 мкс и 120 мкс соответственно. HC присутствовал в 2-х периодах пачки, мощность HC изменялась до 30 дБ. Взвешивающий коэффициент d_{HC} соответствовал вероятности ложного цензурирования 10^{-1} .



Рисунок 3.36 – Вероятность ложной тревоги от несинхронного сигнала (число периодов пачки – 6)

Рисунок 3.37 – Максимальная вероятность ложной тревоги от несинхронного сигнала

Из рисунков 3.36 – 3.37 видно, что зависимости ВЛТ для двух алгоритмов имеют практически одинаковый характер.

Включение частотного порога за счёт дополнительной проверки (кроме проверки на несинхронность эхо-сигнала по отношению к периодам пачки) приводит к незначительному уменьшению ВЛТ в условиях HC.

3.3.3. Алгоритм обнаружения при априорно неизвестном виде помехи

Улучшенные алгоритмы с НН пачек импульсов объединим в алгоритм, который адаптируется к типу помехи. Алгоритм включает цензурирование периодов пачки с несихронными точечными и протяжёнными по дальности помехами, а также бланкирование элемента дальности при обнаружении сигнала СР, ОЯН.

Ранее было получено, что потери обнаружения при дополнении НН устройствами цензурирования увеличиваются незначительно (не более 0,1 – 0,2 дБ (в случае СР – до 0,5 дБ), при этом обеспечивается надёжная защита от помех.

Рассчитаем вероятность классификации сигнала цели или помехи как частное числа повторений эксперимента, в которых произошло обнаружение сигнала или помехи, к общему числу повторений эксперимента (равнялось 1000) для соответствующего критерия обнаружения сигнала или помехи.

Критерии обнаружения сигнала и помех для вычисления вероятности классификации, используемые в рассмотренных выше алгоритмах, могут быть записаны следующим образом (все переменные, входящие в выражения, описаны выше):

• цель:

• OЯH:

$$\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} \left| x_i \right| > C(n) \quad \cap \quad \left| \widehat{F}_d \right| > C_f(n), \text{ ПРЦ} = 1, \qquad \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} \left| x_i \right| > C(n) \quad \cap \quad \left| \widehat{F}_d \right| < C_f(n) \quad, \text{ ПРЦ} = 0,$$

• сигнал СР:

$$\sum_{i=1}^{n} |x_i|^2 > C_0 \cap \frac{\frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=2}^{n} |x_i|^2}{|x_1|^2} > C_2, \qquad d$$

• HC:

$$d_{HC} \cdot t^{(r)} > t^{(n-N_{HC})}, r = n, \dots n - N_{HC} + 1,$$

$$t = \frac{|x_i|^2}{Q_i}, \quad \overline{\Pi P}\overline{HC} = 0$$

 $\Pi PCP = 1$,

 $\frac{1}{n}$.

1

• НИП:

$$d_{H U \Pi} \cdot \hat{Q}^{(r)} > Q^{(n-N_{H U \Pi})}, r = n, \dots n - N_{H U \Pi} + 1, \overline{\Pi P} \overline{H U \Pi} = 0.$$

Алгоритм классификации сигнала цели или помехи согласно критериям обнаружения имеет вид:

• движущаяся цель:

$$(Z = 1) \cap (\Pi CP = 0) \cap (\overline{\Pi P HC} = 1) \cap (\overline{\Pi H H\Pi} = 1) \cap (\Pi P \mathcal{U} = 1),$$

$$Z = \left| \frac{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} |x_i|^2}{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} \hat{Q}_i} > C_0 \quad u\pi u = \frac{1}{(n - N_{HH\Pi}^* - N_{HC}^*)} \cdot \sum_{k=1}^{n - N_{HH\Pi}^*} \sum_{k=1}^{N_{HH\Pi}^*} t^{(k)} > C_n^* \right|$$

• **O**ЯH:

$$(Z = 1) \cap (\Pi CP = 0) \cap (\overline{\Pi P HC} = 1) \cap (\overline{\Pi H H \Pi} = 1) \cap (\Pi P \mu = 0)$$

• сигнал СР:

$$(Z=1) \cap (\Pi CP=1) \cap (\overline{\Pi P} \overline{H} \overline{C}=1) \cap (\overline{\Pi H} \overline{H} \overline{H} \overline{\Pi}=1) \cap [(\Pi P \mathcal{U}=1) \bigcup (\Pi P \mathcal{U}=0)]$$

• HC:

$$\left(\frac{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} \left|x_{i}\right|^{2}}{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} \hat{Q}_{i}} > C_{0}\right) \cap (\Pi CP = 0) \cap (\overline{\Pi P H C} = 0) \cap \left[(\Pi P \mathcal{U} = 1) \bigcup (\Pi P \mathcal{U} = 0)\right]$$

• НИП:

$$\left(\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} \left| x_i \right|^2 > C \right) \cap (\Pi CP = 0) \cap (\overline{\Pi H \mathcal{U} \Pi} = 0) \cap \left[(\Pi P \mathcal{U} = 1) \bigcup (\Pi P \mathcal{U} = 0) \right]$$

В таблице 11 показаны максимальные вероятности классификации при действии на входе обнаружителя того или иного типа эхо-сигнала мощностью (на выходе СФ) от 0 до 30 дБ. Вероятность правильной классификации соответствует значениям вероятности классификации, стоящим на пересечении строк и столбцов таблицы 11 для одного и того же типа эхо-сигнала на входе обнаружителя. Рассмотрена пачка из 6 импульсов. НС и/или НИП присутствовали в 2-х периодах пачки (разных). ВЛТ по шумам равнялась 10^{-6} , вероятность ложного цензурирования НС или НИП – 10^{-1} , ВЛТ от сигнала СР – 10^{-1} . Частота Доплера цели – 12 кГц, частота Доплера ОЯН – 1кГц, вобуляция – 40 мкс, основной период – 1мс. ЧП устанавливались для ВЛТ от ОЯН не более 10^{-2} при ширине доплеровского спектра помехи 40 Гц.

		Вероятность классификации				
Сигнал или	Вероятность					
помеха на входе	обнаружения					
обнаружителя		Цель	ОЯН	HC	НИП	СР
Цель	1	1	0,003	0,002	0	0,092
НКО	0,005	0,005	1	0, 001	0	0,089
HC	0,021	0,021	0,012	1	0	0
НИП	0	0	0	0	1	0
НС+НИП	0	0	0	1	1	0
СР	0,006	0,006	0,092	0	0	0,934

Таблица 11 – Максимальная вероятность классификации эхо-сигнала

Ошибки классификации обусловлены неидеальностью работы устройств цензурирования и обнаружителей в области малых и пороговых ОСШ за счёт переходных процессов.

Из анализа таблицы 11 следует, что разработанный алгоритм обеспечивает высокую вероятность правильной классификации типа помехи или сигнала (на пересечении одноимённых строк и столбцов таблицы), а также помех в виде сложного помехового воздействия (например, на пересечении строки «НС+НИП» со столбцами «НС» и «НИП»). В последнем случае каждый тип помехи, составляющий сложное помеховое воздействие, имеет высокую вероятность правильной классификации.

Поскольку обнаружение сигнала происходит в условиях неизвестного вида помехи, ошибки ее классификации очевидным образом приведут к низким показателям обнаружения цели или ложным тревогам. Правильная классификация вида помехи необходима для адекватной работы обнаружителя сигналов цели.

Блок-схема разработанного алгоритма обнаружения движущейся цели при априорно неизвестном виде помехи приведена рисунке 3.38.



Рисунок 3.38 – Блок-схема алгоритма обнаружения движущейся цели:

ПРЦ – признак обнаружения цели в алгоритме НН-ЧП, *ПРСР* – признак обнаружения сигнала СР, *ПРНИП* – признак обнаружения НИП, *ПРНС* – признак обнаружения НС, & – логическое «И». Черта над признаками обозначает инверсию.

143

Выводы по Главе 3

Разработаны алгоритмы обнаружения с НН пачки импульсов, позволяющие повысить эффективность защиты от ОЯН, НС, НИП, СР.

При этом основными результатами являются:

- При обработке предложенного вместо ПС ПЧМ сигнала и 2-х–3-х пачек ЛЧМ импульсов по алгоритму НН-ЧП обеспечивается хорошая видимость «тихоходных» целей без потерь обнаружения скоростных целей и надёжная защита от ОЯН.
- При применении в качестве ЗИ сигналов с ПЧМ точность оценки частоты Доплера, полученной в одноимпульсной процедуре, выше, чем точность оценки, полученной по пачке ЛЧМ импульсов.
- Адаптация ЧП к мощности сигнала позволяет повысить видимость целей, движущихся с малыми радиальными скоростями. Для алгоритмов НН-ЧП минимальные радиальные скорости обнаруживаемых целей при мощности сигналов до 30 дБ и ширине спектра ОЯН 40 Гц (90 Гц для 2-х 3-х пачек) могут быть уменьшены в среднем в 1,3...2 раза, что соответствует значениям радиальных скоростей 235...110 м/с (1 пачка...3 пачки ЛЧМ импульсов и ПЧМ сигнал)
- ЧП не зависит от ширины доплеровского спектра и позволяет повысить видимость целей, движущихся с малыми радиальными скоростями, при обработке 3-х пачек ЛЧМ сигнала и при использовании ПЧМ сигнала и алгоритма НН-ЧП.
- Применение алгоритмов НН-ЧП при сканировании ДНА ценой потерь в пороговом сигнале 1 (2 пачки)...3 (3 пачки) дБ позволяет получить выигрыш во времени по сравнению с этими же алгоритмами для пачек импульсов одного углового направления. Применение ВО ДНА при дополнительном расширении ГЛ ДНА позволяет уменьшить потери в пороговом сигнале до 0,3 дБ (2 пачки) и 0,5...2 дБ (3 пачки).
- Наилучшие результаты по величине порогового сигнала при обнаружении «тихоходных» и среднескоростных целей имеет алгоритм обнаружения, включающий НН амплитуд сигналов и БН превышений ЧП. Для уменьшения аппаратурных затрат предложено применять БН амплитуд сигналов (критерий «*K* из *R*») и БН превышений ЧП (критерий «*R* из *R*»), при этом без перестройки несущей частоты РЛС для БН амплитуд сигналов рекомендуется критерий «*R* из *R*», в этом случае потери в пороговом сигнале по сравнению с обработкой пачек импульсов одного углового направления составляют 0,3 дБ (2 пачки) и 0,5...1,3 дБ (3 пачки), с перестройкой несущей частоты эффективнее применять критерий «1 из *R*», величина потерь в этом случае – 0,3 ... 0,6 дБ (2 пачки) и 0,5 ... 1 дБ (3 пачки).
- Предложен алгоритм обнаружения сигналов от целей в условиях помех от СР, при этом ВЛТ от СР не превышает 10⁻²... 10⁻¹, а потери обнаружения сигналов от целей не превышают 0,5 дБ.
- Разработан алгоритм обнаружения, обеспечивающий высокую вероятность классификации сигнала от движущейся цели и помех типа ОЯН, НС, НИП, СР.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В рамках данной диссертации, посвящённой разработке адаптивных алгоритмов обнаружения и разрешения ЧМ сигналов РЛС обзора при сложном помеховом воздействии, решены поставленные научные задачи, при этом получены следующие результаты.

- Предложен двухканальный обнаружитель ЧМ сигналов со стабилизацией ВЛТ, в одном из каналов которого применяется ВО, позволяющий обнаруживать малоразмерные цели на фоне мощных БЛ от других целей, при этом выигрыш в величине порогового сигнала относительно обнаружителя с одним каналом составляет 1...3 дБ.
- 2. Показано, что применение синтезированного НЧМ сигнала с низким уровнем БЛ эффективно для обнаружения аэродинамических целей в диапазоне частот Доплера 0... 12 кГц (по модулю), наблюдаемых на фоне других близкорасположенных по дальности аэродинамических целей мощностью до 30 дБ, при этом отсутствуют потери на ВО, пороговый сигнал относительно обнаружителя невзвешенного ЛЧМ сигнала меньше до 3,5 дБ.
- 3. Для уменьшения потерь при низкой частоте дискретизации предложено использовать додетекторную или последетекторную интерполяцию пика амплитуды сигнала. Показано, что при отсутствии ВО эффективно и достаточно использовать всего 2 канала некогерентного интерполятора по критерию минимума СКО, а при применении ВО по Хэммингу эффективно применение квадратурного интерполятора, выигрыш в пороговом сигнале при этом составляет до 1,5 дБ и 0,4 дБ соответственно.
- 4. Для уменьшения радиальных скоростей обнаруживаемых целей и бланкирования элемента дальности при обнаружении ОЯН предложен алгоритм НН-ЧП для пачки импульсов с двумя параметрами вобуляции, алгоритм НН-ЧП для ПЧМ сигнала и для 2-х 3-х пачек ЛЧМ импульсов, излучённых в одном угловом направлении. Для получения выигрыша во времени предложено использовать межлучевую обработку. Применение ВО при дополнительном расширении ГЛ ДНА позволяет уменьшить потери в пороговом сигнале. Наилучшие результаты по величине порогового сигнала при обнаружении «тихоходных» и среднескоростных целей имеет алгоритм обнаружения, включающий НН амплитуд сигналов и БН превышений ЧП. Для уменьшения аппаратурных затрат предложено применять БН амплитуд сигналов (критерий «*K* из *R*») и БН превышений ЧП (критерий «*R* из *R*»), при этом без перестройки несущей частоты РЛС для БН амплитуд сигналов рекомендуется критерий «*R* из *R*», с перестройкой несущей частоты эффективнее применять критерий «1 из *R*». Показано, что адаптация ЧП к мощности сигнала позволяет уменьшить минимальные радиальные

скорости обнаруживаемых целей в среднем в 1,3...2 раза, что при мощности сигнала 12...30 дБ соответствует значениям радиальных скоростей 300... 235 м/с (1 пачка ЛЧМ импульсов) и 300...110 м/с (2...3 пачки ЛЧМ импульсов и ПЧМ сигнал), относительно НН-ЧП для 1-й пачки в зависимости от ширины спектра помехи – в 3...4,5 раза.

5. Разработан алгоритм обнаружения, обеспечивающий высокую вероятность классификации сигнала от движущейся цели и помех типа ОЯН, НС, НИП, СР. В условиях помех от СР ВЛТ не превышает 10⁻² ... 10⁻¹, а потери обнаружения сигналов от целей не превышают 0,5 дБ.

В Приложении А и в Приложении Б приведены патент на изобретение и акт внедрения в АО «НПО НИИИП-НЗиК», подтверждающие практическое применение основных результатов работы.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

- АКН адаптивное когерентное накопление
- АЦП аналого-цифровое преобразование
- АЧХ амплитудно-частотная характеристика
- БЛ боковой лепесток
- БН бинарное накопление
- ВЛТ вероятность ложной тревоги
- ВО весовая обработка
- ВЧХ вероятностно-частотная характеристика
- ГЛ главный лепесток
- ДНА диаграмма направленности антенны
- ДЦ движущаяся цель
- ЗИ зондирующий импульс
- ЗС зондирующий сигнал
- КМ ковариационная матрица
- КФ корреляционная функция
- ЛО ложная отметка
- ЛЧМ линейная частотная модуляция
- МП местный предмет
- МСФ многоканальный согласованный фильтр
- НИП несинхронная импульсная помеха
- НН некогерентное накопление
- НН-ЧП некогерентное накопление с частотным порогом
- НС несинхронный сигнал
- НЧМ нелинейная частотная модуляция
- ОСШ отношение «сигнал/шум»
- ОЯН отражение от «ясного неба»
- ПЗУ постоянное запоминающее устройство
- ПЛИС программируемая логическая интегральная схема
- ПЛЧМ периодическая линейная частотная модуляция
- ПНЧМ периодическая нелинейная частотная модуляция
- ППИ период повторения импульсов
- ПП пассивная помеха
- ПС пачечный сигнал

- ПУ пороговое устройство
- ПУЛТ постоянный уровень ложной тревоги
- ПЧМ периодическая частотная модуляция
- РВ ЧПК разностно-временная череспериодная компенсация
- РЛС радиолокационная станция
- СДЦ селекция движущихся целей
- СКО средний квадрат ошибки
- СР сверхрефракция
- СУЛТ стабилизация уровня ложной тревоги
- СФ согласованный фильтр
- ТДП точечная движущаяся помеха
- УБЛ уровень боковых лепестков
- ФНЧ фильтр нижних частот
- ЦФ цифровой фильтр
- ЧМ частотная модуляция
- ЧП частотный порог
- ШАРУ шумовая автоматическая регулировка усиления
- ЭПР эффективная площадь рассеяния
- CFAR Constant False Alarm Rate

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Монзинго, Р.А. Адаптивные антенные решётки. Введение в теорию / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер; пер. с англ. под ред. В.А. Лексаченко. – М.: Радио и связь, 1986. – 446 с.

2. Ширман, Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.

3. Кук, Ч. Радиолокационные сигналы / Пер. с англ. под ред. В.С.. Кельзона. – М.: Советское радио, 1971. – С. 205, С. 345.

4. Современная радиолокация / Пер. с англ. под ред. Ю.Б. Кобзарева. – М.: Советское радио, 1969. – С. 235.

Справочник по радиолокации / Под редакцией М. Сколника. – М.: Советское радио, 1979.
– Т.1., Т.3.

6. Справочник по радиолокации / Под ред. М. Сколника; пер.с англ. под общей ред. В.С. Вербы. В 2-х книгах. Книга.1. – М.: Техносфера, 2014. – С. 404 – 409.

 Лозовский, И.Ф. Защита РЛС обзора от точечных помех: монография / И.Ф. Лозовский. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2014. – 242 с.

Бакулев, П.А. Методы и устройства селекции движущихся целей / П.А. Бакулев, В.М.
Степин. – М.: Радио и связь, 1986. – 288 с.

9. Черников, А.А. Радиолокационные отражения от ясного неба / А.А. Черников. – Лениград: Гидрометеоиздат, 1979. – 41 с.

10. Кострова, Т.Г. Энергетические соотношения в импульсных радиодальномерах при проявлении сверхрефракции [Электронный ресурс] / Т.Г. Кострова, А.К. Бернюков // Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2006. – №7. – С. 89 – 95. – Режим доступа: http://www.rts-md.com/docs/archives/MIU_06_1/chapter%204.pdf

Кострова, Т.Г. Методы, алгоритмы и устройства снижения уровня помех, обусловленных неоднозначностью измерения дальности в импульсных РЛС [Электронный ресурс] / Кострова, Е.В. Матвиенко, Ю.В. Дыранов // Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2004. – Вып.6. – С.101-109 – Режим доступа: http://www.rts-md.com/docs/archives/MIU_04_3/RADAR-2004.pdf.

12. Кострова, Т.Г. Устранение неоднозначности отсчёта дальности в импульсных РЛС на основе анализа пачки эхо сигналов в частотной области [Электронный ресурс] / Т.Г. Кострова // Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2004. – Вып.6. – С.95-101 – Режим доступа: http://www.rts-md.com/docs/archives/MIU_04_3/RADAR-2004.pdf

13. Кострова, Т.Г. Методы, алгоритмы и устройства снижения уровня помех, обусловленных неоднозначностью измерения дальности в импульсных РЛС [Электронный ресурс]/

Т.Г. Кострова, Е.В. Матвиенко, Ю.В. Дыранов // Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2004. – Вып.6. – С.101-109 – Режим доступа: http://www.rts-md.com/docs/archives/MIU_04_3/RADAR-2004.pdf

14. Кострова, Т.Г. Сравнительный анализ эффективности устройств обнаружения при устранении неоднозначности отсчёта дальности в импульсных РЛС [Электронный ресурс] / Т.Г. Кострова // Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2004. – Вып.6. – С.109-120 – Режим доступа: http://www.rts-md.com/docs/archives/MIU_04_3/RADAR-2004.pdf

15. Карлов, В.Д. Оценка возможностей обнаружения целей при наличии морского тропосферного волновода / В.Д. Карлов, М.М. Петрушенко, В.В. Челпанов, К.П. Квиткин // Обробка інформації в складних технічних системах. – 2010. Вип.6(67) – С. 91 – 94.

16. Бирюков, М.Н. Непараметрические алгоритмы обнаружения сигналов в импульсных помехах/ М.Н. Бирюков. – М.: Изд-во МАИ, 1991.

 Применение цифровой обработки сигналов / Под ред. Э. Оппенгейма. – М.: Мир, 1980. – С. 325.

Натальин, А.Б. Цифровой адаптивный согласованный фильтр для широкополосных сигналов / А.Б. Натальин, А.А. Самольянов, А.Б. Сергиенко // Радиотехника. – 2015. – №1. – С. 4 – 12.

19. Елагина, К.А. Алгоритм обнаружения некогерентной пачки импульсов в условиях воздействия несинхронных импульсных помех и сигналов / К.А. Елагина, И.Ф. Лозовский // Материалы VII Всерос. науч.-практ. конф. «Современные проблемы создания и эксплуатации радиотехнических систем», Ульяновск, 22-23 сентября 2011 г. – С. 43 – 46.

20. Елагина, К.А. Обнаружение некогерентной пачки импульсов в условиях воздействия отражения от «ангелов» и несинхронных сигналов / К.А. Елагина, И.Ф. Лозовский // Материалы VII Всерос. науч.-практ. конф. «Современные проблемы создания и эксплуатации радиотехнических систем», Ульяновск, 22-23 сентября 2011 г. – С. 46 – 49.

21. Elagina, K. Découvrage du groupe incohérent des impulsions aux conditions de la réflection des «anges» et des signaux insynchones / Elagina K., Lozovsky I. // Материалы науч.-практ. конф. молодых ученых «Progress Through Innovative Technologies – 2012». Новосибирск, 5 апреля 2012г. : Изд-во Новосиб. госуд. техн. ун-та, 2012. – С. 36 – 37.

22. Елагина, К.А. Алгоритмы некогерентной интерполяции пика амплитуды при обнаружении ЛЧМ сигнала / К.А.Елагина, И.Ф.Лозовский // Сборник научных трудов «Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем». Ульяновск, 2012 г.: Изд-во Ульяновского госуд. техн. ун-та, 2012. – С. 31 – 39.

23. Елагина, К.А. Совокупные потери обнаружения в цифровых системах обработки с интерполяторами пика амплитуды сигналов / К.А. Елагина, И.Ф. Лозовский // Материалы XIX

Междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь» (RLNS – 2013), 16-18 апреля 2013 г. – Т.1. – С. 289 – 297.

24. Елагина, К.А. Обнаружение некогерентной пачки импульсов в условиях разного вида помех / К.А.Елагина, И.Ф.Лозовский // Вестник воздушно-космической обороны. – 2014. – №3. – С. 97 – 101.

Аксельрод, Г.З. Применение сигналов с пилообразной ЧМ / Г.З. Аксельрод, К.А. Елагина
// Материалы XVIII Всерос. науч.-техн. конф. «Современные проблемы радиоэлектроники».
Красноярск, 6-7 мая 2015 г.: Изд-во Сиб. федер. ун-та, 2015. Т.1. – С. 45–50.

26. Аксельрод, Г.З. Применение сигнала с нелинейной частотной модуляцией для уменьшения потерь обнаружения / Г.З. Аксельрод, К.А. Елагина // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2015. – №2. – С. 40 – 43.

27. Способ двухканального обнаружения радиолокационных сигналов со стабилизацией вероятности ложной тревоги: пат. 2585257 Рос. Федерация: МПК G01S 7/36 / Елагина К.А., Аксельрод Г.З.; заявитель и патентообладатель АО «НПО НИИИП-НЗиК». – № 2015117986/07; заявл. 13.05.15; опубл. 27.05.2016, Бюл. № 15. – 9 с.

28. Никитенок, В. И. Быстрые непараметрические алгоритмы обнаружения сигналов / В. И. Никитенок. – Минск : Изд-во БГУ, 2010. – 131 с.

29. Волков, В.Ю. Алгоритмы обнаружения локационных сигналов на фоне помех с неизвестными параметрами / В.Ю. Волков, А.А. Оводенко // Зарубежная радиоэлектроника. – 1981. – Вып. 5. – С.25 – 41

 Радиотехнические системы / Под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Высшая школа, 1990. – С. 42 – 47.

 Бакулев, П.А. Радиолокационные системы / П.А. Бакулев. – М.: Радиотехника, 2004. – С. 59 – 62.

32. Построение цифровых фильтров адаптивных устройств селекции движущихся целей: учеб. пос. / В.А. Синицын, Е.А. Синицын; Балт. гос. техн. ун-т. – СПб., 2009. – 112 с

33. Горбунов, Ю. Н. Цифровые системы СДЦ и их оптимизация: монография / Ю.Н. Горбунов. – Госуд. образ. уч-е высш. проф. образования «Московский государственный университет радиотехники, электроники и автоматики (техн. ун-т)» – М., 2008. – 132 с.

34. Никольский, Б. А. Основы радиотехнических систем [Электронный ресурс] / Б.А. Никольский // Минобрнауки России, Самар. гос. аэрокосм. ун-т им. С. П. Королева (нац. исслед. ун-т). – 2013. – Режим доступа: http://www.ssau.ru/files/education/uch_posob/ Основы%20радиотехнических%20систем-Никольский%20БА.pdf 35. Адаптивные алгоритмы компенсации помех: учебно-методическое пособие / Д.Н. Ивлев, И.Я. Орлов, А.В. Сорокина, Е.С. Фитасов. – Нижний Новгород: ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2014. – 87 с.

36. Eyung W.Kang Radar system, analysis, design, and simulation. – 2008. – PP. 281 – 289. – ISBN-13: 978-1-59693-347-7.

37. Bassem R. Mahafsa Radar systems, analysis and design using Matlab. – 2000. – chap.4. – ISBN 1-58488-182-8.

Лозовский, И.Ф. CFAR-алгоритмы некогерентного обнаружения с адаптивным окном усреднения / И.Ф. Лозовский // Вопросы радиоэлектроники (сер. РЛТ). – Вып. 1. – 2003. – С. 3 – 12.

Nitzberg R. Analysis of the arithmetic mean CFAR normaliser for fluctuating targets / Nitzberg
R. // IEEE Trans. vol.AES-14. – 1978, Jan.

40. Устройство селекции мешающих отражений от оптически ненаблюдаемых объектов («ангелов»): пат. 2308736 Рос. Федерация: МПК G01S 7/36 / Блинохватов Ю.В., Хализов С.Г., Харитонов С.А.; заявитель и патентообладатель ФГУП «ННИИРТ». – № 2006101019/09; заявл. 10.01.2006; опубл. 20.10.2007, Бюл. №29. – 7 с.

41. Яровой, С.В. Оптимальный алгоритм обнаружения низколетящей надводной цели на фоне «ангел-эхо» за пределами радиогоризонта [Электронный ресурс] / С.В. Яровой // Системи обробки інформації. – 2006. – Вип.3(52). – С.150 – 154. – Режим доступа: http://www.sevin.ru/aviornipro2/reports/report1.pdf

42. Бирюков, В.Я. Синтез радиолокационного распознавания птиц в полёте [Электронный ресурс] / В.Я. Бирюков // Материалы 2-й Всеросс. науч.-техн. конф. «Проблемы авиационной орнитологии». 16 ноября – 24 декабря 2011г. – Режим доступа: http://www.sevin.ru/aviornipro2/report1.html.

43. Зюкин, В.Ф.Потенциальные возможности по селекции в обзорных РЛС трасс целей при наличии дискретных (целеподобных) мешающих отражений / В.Ф. Зюкин, Д.А. Гриб, А.А. Гризо // Системи обробки інформації, 2007. – Вип. 1. – С. 44 – 47.

44. Бартенев, В.Г. Адаптивный решетчатый фильтр для подавления дискретных коррелированных помех / В.Г. Бартенев// Материалы 10-й Междунар. конф. DSPA – 2008. Москва, 26-28 марта, 2008.

45. Лозовский, И.Ф. Алгоритмы защиты от несинхронных сигналов при обнаружении некогерентной пачки импульсов / И.Ф. Лозовский // Материалы VII международной конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения» (АПЭП – 2004). Новосибирск, 21-24 сентября 2004 г.: Изд-во Новосиб. госуд. техн. ун-та, 2004. – Т.4. – С. 33 – 40.

46. Способ стабилизации вероятности ложной тревоги (варианты) и устройство для его реализации (варианты) : пат. 2518052 Рос. Федерация: МПК G01S 13/00 / Беляев Б.Г., Жибинов В.А., Прудников С.А.; заявитель и патентообладатель АО «НПО НИИИП-НЗиК». – № 2012139914/07; заявл. 18.09.12; опубл.10.06.2014, Бюл. №16. – 19 с.

47. Тельминов, О.А. Перспективные методы частотной модуляции зондирующих сигналов для задач синтеза радиолокационных изображений [Электронный ресурс] / О.А. Тельминов // Материалы 5-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» DSPA-2003. – 2003. – С. 1–4. – Режим доступа: http://www.autex.spb.su/download/ dsp/dspa/dspa2003/tom1_69.pdf

48. Бессонова, Е.В. Уменьшение уровня боковых лепестков автокорреляционной функции сложных сигналов / Е.В. Бессонова, В.И. Ирхин // Труды XV науч. конф. по радиофизике. — ННГУ, Нижний Новгород. – 2011. — С. 131–133.

49. Ананьев, А.В. Повышение помехоустойчивости узкополосных каналов радиосвязи на основе применения сигналов с внутриимпульсной частотной модуляцией [Электронный ресурс] / А.В. Ананьев, Д.А. Безуглов, В.И. Юхнов // Современные проблемы науки и образования. – 2013. – №1. – С. 1–9 – Режим доступа: http://www.science-education.ru/ru/article/view?id=8209.

50. Кандырин, Н.П. Исследование вопросов применения цифровых синтезаторов для формированиясложных сигналов в метеорадиолокации / Н.П. Кандырин // Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил. – 2013. – Вип. 4 (37). – С. 58 – 63.

51. Дмитриев, С.Л. О погрешности алгоритма синтеза сложных ЧМ- сигналов [Электронный ресурс] / С.Л. Дмитриев// Известия ТРТУ. Специальный выпуск "Материалы XLIII научнотехнической конференции". Таганрог: ТРТУ. – 1998. – №3(9). – С. 21–25 – Режим доступа: http://izv-tn.tti.sfedu.ru/wp-content/uploads/PDF/1998 3(9).pdf

52. Levanon N., Mozeson E. Radar signals. – 2004. – PP. 92. – ISBN 0-471-47378-2.

53. Сергиенко, А.Б. Определение положения максимума сигнала при интерполяции по трем точкам / А.Б. Сергиенко, И.С. Чекунова // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ». Серия «Радиоэлектроника». – 2005. – № 4 – С. 51 – 55.

54. Шевляков, Д.Г. Об уменьшении потерь на квантование и дискретизацию при обнаружении сложных сигналов / Д.Г. Шевляков // Вопросы радиоэлектроники. – Вып.3. – 2002. – С. 83 – 97.

55. Основы построения радиолокационных станций радиотехнических войск [Электронный pecypc] / Под ред. В.Н.Тяпкина // Красноярск, Сиб.федер ун-т, 2011. – С. 466, 471 – 473. – Режим доступа: http://vii.sfu-kras.ru/images/libs/Osnovy_postroeniya_radiolokacionnyh_stanciy_radiotehnicheskih_voysk_SFU.pdf

56. Дронов, С.В. Многомерный статистический анализ / С.В. Дронов. – Барнаул, Алт.госуд. ун-т, 2003. – С.31 – 32.

57. Лозовский, И.Ф. Алгоритм цензурирования сигналов в условиях неоднородных по мощности помех / И.Ф. Лозовский // Вопросы радиоэлектроники. – Вып.3. – 2002. – С. 97 – 106. 58. Елагина, К.А. Способы обнаружения сигналов с линейной и нелинейной частотной модуляцией со стабилизацией вероятности ложной тревоги / К.А. Елагина // Цифровая обработка сигналов. – 2016. – №2. – С. 20 – 25.

59. Лозовский, И.Ф. Построение и эффективность разностно-временных компенсаторов точечных движущихся помех / И.Ф. Лозовский // Материалы XI Междунар. конф. «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2005 г. – Т.3. – С.1262–1273.

60. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов / А.Б. Сергиенко. – СПб: Питер, 2003.

61. Уэйкерли, Дж.Ф. Проектирование цифровых устройств / Дж.Ф. Уэйкерли. – Москва: Постмаркет, 2000. – Т.1, Т.2. – 528 с.

62. Угрюмов, Е.П. Цифровая схемотехника / Е.П. Угрюмов. – СПб.: БХВ-Петербург, 2001 – 528 с.

63. Елагина, К. А. Алгоритм обнаружения в условиях помех «АНГЕЛ-ЭХО» / К.А. Елагина // Материалы XVIII Всерос. науч.-техн. конф. «Современные проблемы радиоэлектроники». Красноярск, 6-7 мая 2015 г.: Изд-во Сиб. федер. ун-та, 2015. Т.1. – С. 40–45.

64. Леховицкий, Д.И. Способ моделирования пассивных помех импульсным РЛС методами решетчатой фильтрации [Электронный ресурс] / Д.И. Леховицкий И.Г. Кириллов, Д.В. Ливицкий // Радіелектронні системи, Харьков. – 2008. – С. 18–25. – Режим доступа: http://www.khai.edu/csp/nauchportal/Arhiv/REKS/2008/REKS208/Lehovitsk.pdf

65. Елагина, К.А. Оценка частоты Доплера сигналов с линейной и периодической ЧМ / К.А. Елагина // Материалы IX Всерос. конф. «Радиолокация и радиосвязь». Москва, 23-25 ноября 2015 г.: ИРиЭ им. В.А. Котельникова РАН, 2015. — С. 39 – 42.

66. Елагина, К.А. Эффективность обнаружителей сигналов в условиях точечных пассивных помех / К.А. Елагина // Вестник Концерна ПВО Алмаз-Антей. – 2016. – №1. – С. 69 – 75.

67. Елагина, К.А. Эффективность обработки пачек импульсов в смежных лучах ДНА в условиях «Ангел-эхо» / К.А.Елагина // Материалы XIII Междунар. науч.-техн. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения» (АПЭП – 2016). Новосибирск, 3 – 6 октября 2016 г.: Изд-во Новосиб. госуд. техн. ун-та, 2016. Т.12. – С. 19 – 23.

ПРИЛОЖЕНИЕ А



ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Утверждаю Заместитель Генерального директора по научной работе Сенеральный конструктор, к.т.н. Жибинов В.А. 2016r. AKT о внедрении

Выдан Елагиной Ксении Александровне для предоставления в диссертационный Совет, свидетельствующий о том, что результаты исследований по диссертационной работе «Адаптивные алгоритмы обнаружения и разрешения ЧМ сигналов в РЛС обзора при сложном помеховом воздействии» использованы при разработке и модернизации изделий 91Н6АМ и 9С18М1-3, а именно:

включены в ТЗ и выпущена КД ЕФ2.009.172 на блок Н8.03.16.00М, входящий в состав изделия 91H6AM:

обработка пачки импульсов с двумя параметрами вобуляции по алгоритму НН
с частотным порогом, позволяющая уменьшить радиальные скорости обнаруживаемых целей и обеспечивающая надёжную защиту от помех;

 некогерентный и квадратурный алгоритмы интерполяции в цифровых системах без ВО или с ВО по Хэммингу, позволяющие уменьшить потери до 1.5 дБ и 0.4 дБ соответствению;

включен в ТЗ на устройство 03 изделия 9С18М1-3:

 способ двухканального обнаружения радиолокационных сигналов со стабилизацией вероятности ложной тревоги, обеспечивающий надежное обнаружение ЧМ сигналов от одиночных и близкорасположенных по дальности целей с существенно разной ЭПР, на который подана заявка на натент и получено положительное решение.

Следующие научные результаты диссертационной работы используются при разработке перспективных изделий:

 сигнал с НЧМ и алгоритмы его обнаружения в диапазоне частот Доплера 0...12 кГц, применение которых в РЛС обзора позволяет уменьшить потери в обнаружении до 3,5 дБ при наличии соседней по дальности цели по сравнению с обнаружением невзещенного ЛЧМ сигнала;

 методы повышения эффективности защиты РЛС обзора от «ангелов», включающие применение сигналов с ПЧМ, алгоритм адаптации частотного порога к мощности сигнала;

 алгоритм обнаружения цекогерентной пачки импульсов на фоне априорно неизвестного вида помехи, включая несинхронные шумовые и точечные, неоднородные по дальности помехи и помехи от сверхрефракции.

Главный конструктор 91Н6АМ, начальщих 0-303

Е.А. Нестеров

Заместитель главного конструктора 9С18М1-3, и.о. начальника 0-364

A Rouch A. D. HOTOHOB

Начальние НИО-2

О.В.Осин

Начальник сектора 273 Г.З. Аксельрод

Руководитель группы, ведущий инженер В.П. Ярославский