

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ЗАПОРОЖСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ**

Д. М. ПИЗА, Д. С. СЕМЕНОВ, Т. И. БУГРОВА

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ
РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ**

Монография

Электронное издание комбинированного
использования на DVD-ROM

Запорожье
2017

УДК 621.396.962
ББК 32.95-5
ПЗ2

Рекомендовано

Ученым советом Запорожского национального технического университета
(Протокол № 3 от 08.11.2016 г.)

Авторский коллектив:

Пиза Д. М., д-р техн. наук, профессор Запорожского национального технического университета – разделы 1, 3, 5;

Семенов Д. С., аспирант, начальник отдела казенного предприятия «НПК «Искра», Запорожье – раздел 4, 5;

Бугрова Т. И., канд. техн. наук, доцент Запорожского национального технического университета – раздел 2

Рецензенты:

Переверзев А. В. – доктор технических наук, профессор, проректор по научной работе Запорожского института экономики и информационных технологий;

Карташов В. М. – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой радиоэлектронных систем Харьковского национального университета радиоэлектроники

Пиза Д. М.

ПЗ2 Проектирование радиолокационных систем [Электронный ресурс]: монография / Д. М. Пиза, Д. С. Семенов, Т. И. Бугрова; под. общ. ред. Д. М. Пизы. – Электрон. дані. – Запоріжжя : ЗНТУ, 2017. – 1 электрон. опт. диск (DVD-ROM); 12 см. – Назва з тит. екрана.

ISBN 978-617-529-158-0

В книге проведен анализ методов обработки сигналов в радиолокационных станциях как гражданского, так и военного назначения. В основу анализа положена структурная схема когерентно-импульсной РЛС 36Д6, как наиболее востребованной на зарубежных рынках вооружений. Предложены новые методы и технические решения, обеспечивающие помехозащищенность РЛС в условиях комбинированных помех. Изложены новые принципы разделения полезных сигналов и пассивных помех. Рассмотрены возможные алгоритмы работы при вторичной обработке информации. Издание предназначено для научных сотрудников, аспирантов, а также студентов технических специальностей высших учебных заведений.

ISBN 978-617-529-158-0

© Запорожский национальный технический университет (ЗНТУ), 2017

© Д.М. Пиза, 2017

© Д.С. Семенов, 2017

© Т.И. Бугрова, 2017

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	5
Список сокращений	7
1 Общие сведения. аналоги проектируемых РЛС	9
1.1 Классификация РЛС	9
1.2 Физические основы радиолокации	10
1.3 Тактико-технические характеристики	12
1.4 Характеристики радиолокационных целей	13
1.5 Дальность действия	16
1.6 Учет влияния земли	18
1.7 Аналоги РЛС различного назначения	20
2 Проектирование приемного устройства РЛС. Выбор и расчет основных параметров	27
2.1 Упрощенная структурная схема РЛС	27
2.1.1 Структурная схема первичного радиолокатора РЛС 36Д6	30
2.2 Радиолокационный обзор	33
2.2.1 Зона обзора РЛС 36Д6	34
2.2.2 Особенности формирования зондирующих импульсов	36
2.2.3 Антенная система	40
2.2.3.1 Основные параметры антенны	41
2.2.3.2 Выбор поляризации при проектировании РЛС	42
2.2.3.3 Эскизный расчет антенны апертурного типа	44
2.2.3.4 Эскизный расчет антенны для РЛС управления воздушным движением	46
2.2.3.5. Эскизный расчет фазированной антенной решетки	50
2.2.3.6 Цифровые антенны	51
2.3 Назначение, выбор и расчет устройств приемной части РЛС	53
2.3.1 Расчет периода повторения зондирующих импульсов	53
2.3.2 Расчет необходимой длительности импульсов	54
2.3.3 Назначение и основные параметры приемного устройства	55
2.3.3.1 Антенный переключатель	55
2.3.3.2 Разрядник	56
2.3.3.3 Временная автоматическая регулировка усиления	56
2.3.3.4 Малошумящий усилитель	58
2.3.3.5 Смеситель	58
2.3.3.6 Формирователь квадратурных каналов и АЦП	59
2.4 Расчет чувствительности приемного устройства	59
3 Защита РЛС от активных помех	62
3.1 Защита от активных шумовых помех	62
3.1.1 Защита от помех, действующих по боковым лепесткам	68
3.1.2 Защита от помех, действующих по главному лучу	75

3.1.3 Компенсация АШП при одновременном воздействии пассивных помех	76
3.1.3.1 Формирование классифицированной обучающей выборки с использованием частотных различий	77
3.1.3.2 Формирование классифицированной обучающей выборки с использованием временных различий	82
3.1.4 Эффективность систем помехозащиты от АШП	85
3.2 Защита РЛС от импульсных помех	86
3.2.1 Схема ШОУ. Эффективность применения	86
3.2.2 Защита РЛС от импульсных помех, действующих по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны	87
4 Первичная обработка информации	90
4.1 Скоростная фильтрация пассивных помех РЛС	91
4.1.1 Схемы череспериодного вычитания	92
4.1.2 Гребенчатый фильтр накопления	94
4.1.3 Многоканальный доплеровский фильтр	95
4.1.4 Выбор количества фильтровых каналов при проектировании	97
4.2 Стабилизация уровня ложных тревог (СУЛТ) в устройстве СДЦ, использующем многоканальные доплеровские фильтры	98
4.2.1 Стабилизация уровня ложных тревог по энергии СУЛТ-Е	99
4.2.2. Стабилизация уровня ложных тревог по доплеровскому сдвигу частоты СУЛТ-V	100
4.2.2.1 Принцип разделения сигналов, отраженных от малоподвижных и скоростных целей	100
4.2.2.2 Бинарный метод формирования полосы режекции	102
4.2.2.3 Амплитудный метод формирования полосы режекции	103
4.2.2.4 Амплитудный метод формирования полосы режекции с переменным количеством доплеровских фильтров, имеющих одинаковую ширину на всех частотах повторения	105
4.2.2.5 Обнаружение целей на фоне пассивных помех в многоканальных по амплитуде и доплеровской частоте системах сдц с переменным количеством доплеровских фильтров	109
5 Вторичная обработка информации	113
5.1 Алгоритм работы ВОИ	113
5.2 Расчет метеоканала и метео РЛС	115
5.3 Выбор устройства отображения информации	116
Список литературы	119

ВВЕДЕНИЕ

В растущей технической оснащенности современного общества радиотехническими средствами важная роль принадлежит системам радиолокации. В реальных условиях функционирования они подвержены влиянию различных естественных и (или) специально созданных помех. Поэтому в последние десятилетия наиболее важным при проектировании современных РЛС является дальнейшее повышение их помехозащищенности. Это касается как систем управления воздушным движением, так и систем военного назначения.

В силу диалектики борьбы и контрмер при проектировании РЛС возникает необходимость учитывать реальные возможности радиоэлектронного подавления, находящихся на международном рынке вооружений, в частности, комплексы AN/ALQ-161, AN/ALQ-165, AN/ALQ-184.

Внедрение в современные комплексы радиоэлектронного подавления многолучевых активных фазированных решеток, когерентное сложение помеховых сигналов, излучаемых отдельными антенными решетками, на порядок увеличило спектральную плотность мощности помех, воздействующих на подавляемые РЛС. Кроме того, использование в аппаратуре создания активных помех режима разделения времени приводит к дополнительной концентрации мощности помех на временном интервале, соизмеримом с длительностью импульса РЛС (~10% от периода повторения зондирующего сигнала). С учетом этих обстоятельств в современных условиях существенно выросла вероятность подавления угломестных каналов обнаружения РЛС по боковым лепесткам диаграммы направленности.

В реальных условиях функционирования на РЛС могут одновременно воздействовать как активные, так и пассивные помехи. Известно, что пространственно-распределенный характер гидрометеоров формирует пространственно-распределенный спектр переотраженных сигналов. При совместном воздействии активных и пассивных помех это приводит к декорреляции точечных источников активных помех пространственно-распределенным спектром пассивной помехи, что ограничивает возможность компенсации активных помех.

На решение упомянутых задач при проектировании новых РЛС и направлена настоящая монография. В книге рассмотрены тактико-технические характеристики РЛС различного назначения, которые были спроектированы и запущены в серийное производство, а также испытаны в полигонных условиях. Авторы монографии принимали непосредственное участие в их разработке и испытаниях.

В основу книги положен анализ структурной схемы РЛС 36Д6, как наиболее востребованной радиолокационной станции украинского производства на зарубежных рынках вооружений. Рассмотрены методы

обработки радиолокационных сигналов, технические параметры и характеристики отдельных подсистем и устройств.

В книге предложены новые методы и возможные технические решения, обеспечивающие помехозащищенность РЛС в условиях воздействия комбинированных помех. Изложены новые принципы разделения полезных сигналов и пассивных помех. Монография может быть использована научными сотрудниками, преподавателями высших учебных заведений, аспирантами, студентами технических специальностей.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АД –	амплитудный детектор
АКП –	автокомпенсатор помех
АП –	антенный переключатель
АС –	антенная система
АСУ –	автоматизированная система управления
АТ –	аттенюатор
АЦП –	аналого-цифровой преобразователь
АЧХ –	амплитудно-частотная характеристика
АШП –	активная шумовая помеха
БПФ –	быстрое преобразование Фурье
В –	вычитатель
ВАРУ –	временная автоматическая регулировка усиления
ВОИ –	вторичная обработка информации
ГФН –	гребенчатый фильтр накопления
ГФП –	гребенчатый фильтр подавления
ГШ –	генератор шума
ДПФ –	дискретное преобразование Фурье
ДН –	диаграмма направленности
ДНА –	диаграмма направленности антенны
ДУП –	датчик углового положения антенны
ЗГ –	задающий генератор
ЗГЛ –	защита главного луча
ЗБЛ –	защита боковых лепестков
ЗИ –	зондирующий импульс
ЗРК –	зенитно-ракетный комплекс
ИЗ –	импульс запуска
ИП –	импульсная помеха
КМП –	карта местных предметов
КНД –	коэффициент направленного действия
КПД –	коэффициент полезного действия
КО –	круговой обзор
ЛБВ –	лампа бегущей волны
ЛЧМ –	линейно-частотная модуляция
МДФ –	многоканальный доплеровский фильтр
МШУ –	малозумящий усилитель
ОБН –	обнаружитель
ПБО –	подавление боковых отражений
ПВО –	противовоздушная оборона
ПОИ –	первичная обработка информации
ПРО –	противоракетная оборона
ПУ –	пороговое устройство

ПФ –	полосовой фильтр
РАЗР –	разрядник
РЛИ –	радиолокационная информация
РЛК –	радиолокационный комплекс
РЛС –	радиолокационная станция
РПД –	радиопротиводействие
РСЗО –	ракетные системы залпового огня
РТС –	радиотехническая система
СВЧ –	сверхвысокая частота
СДЦ –	селекция движущихся целей
СИНХР –	синхронизатор
СМ –	смеситель
СОИ –	система отображения информации
СУЛТ-Е –	стабилизация уровня ложных тревог по энергии
СУЛТ-V –	стабилизация уровня ложных тревог по скорости
УБ –	устройство бланкирования
УВД –	управление воздушным движением
УМ –	усилитель мощности
УМН –	умножитель
УПЧ –	усилитель промежуточной частоты
ФД –	фазовый детектор
ФЗС –	формирователь зондирующего сигнала
ФК –	формирователь квадратур
ФС –	фильтр сжатия
ЦЛЗ –	цифровая линия задержки
ЧПВ –	череспериодное вычитание
ЧР –	частотный разделитель
ЧПИ –	частота повторения импульсов
ШОУ –	широкая полоса – ограничитель – узкая полоса
ЭПР –	эффективная площадь рассеяния

1 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ. АНАЛОГИ ПРОЕКТИРУЕМЫХ РЛС

1.1 КЛАССИФИКАЦИЯ РЛС

Существуют различные системы классификации РЛС. Основной системой классификации можно считать классификацию по назначению. Различают радиолокационные станции для:

- управления воздушным движением (УВД) – аэродромные, трассовые, посадочные, радары обзора летного поля. РЛС УВД создаются для применения на гражданских и военных аэродромах;
- противовоздушной обороны (ПВО) – обзор воздушного пространства (создание непрерывного радиолокационного поля страны или локальных зон вокруг объектов особой важности);
– обнаружение и измерение координат, опознавание, сопровождение и целеуказание для автоматизированных систем управления (АСУ) и зенитно-ракетных комплексов (ЗРК);
- противоракетной обороны (ПРО) – дальнейшее обнаружение и сопровождение (загоризонтные РЛС);
- контрбатарейной борьбы – разведка местоположения огневых позиций артиллерии, РСЗО и тактических ракет противника, выдача целеуказания на средства поражения и корректировка их стрельбы;
- метеорологические РЛС – оперативного контроля погодных условий в зоне обзора;
- картографирования местности – РЛС с синтезированием апертуры антенны.

Большую часть радиолокационных средств можно также разделить на три класса, которые, с точки зрения извлечения информации, дополняют друг друга. Это, так называемые, первичные и вторичные радары, а также радары радиотехнической разведки. Первичные радары используют активный метод радиолокации, вторичные – активный метод с активным ответом, а радары радиотехнической разведки используют пассивный метод локации. Однако, такое деление является весьма условным, поскольку современные многофункциональные радиолокационные комплексы могут использовать все три метода извлечения информации из окружающего пространства.

1.2 ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАДИОЛОКАЦИИ

Радиолокацией называют область радиотехники, в которой используют явление излучения и отражения электромагнитных волн различными объектами для обнаружения и измерения их координат. Процессы обнаружения и измерения называют радиолокационным наблюдением, а используемые для этого технические средства – радиолокационными станциями.

В зависимости от способа образования радиолокационного сигнала или от природы его возникновения различают различные методы радиолокации. Основными из них являются: активный, активный с активным ответом и пассивный.

При активном методе радиолокации передающее устройство РЛС излучает зондирующий сигнал. Часть энергии излученных радиоволн поглощается лоцируемым объектом, часть отражается им и принимается приемником РЛС. Преимуществом этого метода радиолокации является возможность обнаружения объектов, не имеющих собственного радиоизлучения. Такие РЛС получили название первичных.

При активном методе с активным ответом на лоцируемом объекте (например, самолете) устанавливают радиоответчик, который принимает зондирующий сигнал и излучает ответный радиолокационный сигнал. В ответном сигнале в закодированном виде передается различная информация, в частности: номер борта, его состояние, запас топлива, высота полета и т.д. При этом между зондирующим и ответным сигналами существует частотный сдвиг, что существенно повышает помехозащищенность РЛС. Наличие приемника зондирующего сигнала и передатчика в структурной схеме радиоответчика позволяет иметь мощность ответного сигнала намного большую, чем мощность отраженного от объекта сигнала. Это значительно повышает дальность действия РЛС. РЛС, использующие активный метод с активным ответом, получили название вторичных.

Совместное использование первичного и вторичного радаров в составе РЛС приводит к существенному усложнению как структурной схемы, так и конструкции РЛС. Поэтому такие радиотехнические системы получили название радиолокационные комплексы (РЛК). Примером может быть РЛК Днепр отечественной разработки.

При пассивном методе радиолокации сигналом является собственное излучение объектов в диапазоне радиочастот. Поскольку зондирующий сигнал при реализации данного метода отсутствует, то одна РЛС может определить лишь направление на объект. Это является недостатком этого метода. Триангуляционные методы обработки, при которых используется несколько РЛС, разнесенных в пространстве, и выполняется совместная обработка принимаемых сигналов, существенно удорожают получаемую при этом информацию о дальности. Более перспективным является совместное использование активного и пассивного метода локации.

В радиолокации наиболее интенсивно используют метровый, дециметровый и сантиметровый диапазон радиоволн. Радиоволны этих диапазонов интенсивно отражаются от лоцируемых объектов, что позволяет реализовать достаточно большую дальность действия РЛС. Антенны в упомянутых диапазонах компактны при высокой направленности излучения

сигналов. Кроме того, с уменьшением длины волны возрастает информационная емкость диапазона.

В основе измерения координат лоцируемых объектов и параметров движения используются следующие физические явления.

1. Скорость распространения электромагнитных волн в свободном пространстве имеет конечное и постоянное значение (около $3 \cdot 10^8$ м/с).

2. Распространение электромагнитных волн в свободном пространстве в упомянутых диапазонах волн происходит по прямолинейным траекториям.

3. При радиальном перемещении объекта относительно РЛС частота принимаемых электромагнитных колебаний отличается от частоты излучаемых колебаний (эффект Доплера).

Постоянство скорости и прямолинейность распространения радиоволн в пространстве позволяют определить дальность (расстояние) R до цели. Это реализуется путем измерения времени распространения t_p до цели и обратно в соответствии с выражением

$$R = c \cdot t_p / 2, \quad (1.1)$$

где c – скорость света.

Эффект Доплера лежит в основе измерения радиальной составляющей скорости движения объекта относительно РЛС. В соответствии с эффектом Доплера частота колебаний $f_{отр}$, отраженных движущейся целью, отличается от частоты излученных колебаний $f_{изл}$

$$f_{отр} = f_{изл} (1 \pm V_r / c), \quad (1.2)$$

где $V_r = dR/dt$ – радиальная составляющая скорости движения цели относительно РЛС. При распространении радиоволн до цели и обратно эффект Доплера проявляется дважды. Поэтому, частота принимаемых колебаний

$$f_{пр} = f_{отр} (1 \pm V_r / c) = f_{изл} (1 \pm V_r / c)^2. \quad (1.3)$$

При $V_r / c \ll 1$, что всегда выполняется

$$f_{пр} = f_{изл} (1 \pm 2V_r / c). \quad (1.4)$$

Здесь знак плюс соответствует сближению объекта с РЛС, знак минус – удалению его от РЛС.

Частота $f_{пр}$ отличается от частоты $f_{изл}$ на величину доплеровского смещения частоты. Непосредственно из выражения (1.4) следует, что доплеровская частота

$$F_D = f_{пр} - f_{изл} = 2 f_{изл} V_r / c = 2 V_r / \lambda_0, \quad (1.5)$$

где $\lambda_0 = c / f_{изл}$ – длина волны.

Из выражения (1.5) следует, что чем меньше длина волны, тем в большей степени проявляется эффект Доплера. Это необходимо учитывать при проектировании системы первичной обработки когерентно-импульсных РЛС.

1.3 ТАКТИКО-ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Основными тактическими характеристиками радиолокационной станции являются: зона и период обзора, измеряемые параметры цели, разрешающая способность, точность измерения, помехозащищенность, мобильность, надежность. Тактические характеристики определяют возможности практического использования радиолокационных средств.

Зона обзора – это область пространства, из которой радиолокационная станция периодически извлекает информацию о пространственных, скоростных и возможно других параметрах целей, которые находятся в этой области. В сферической системе координат зона обзора ограничивается минимальной и максимальной дальностью действия и предельными значениями углов азимута и угла места. Иногда зону обзора рассматривают в многомерном пространстве, координатами которого являются дальность, углы места и азимута, а также скорость и ускорение.

Дальность действия зависит от назначения РЛС. Так дальность действия РЛС обзора летного поля может составлять несколько километров; у посадочной РЛС – десятки километров, а в загоризонтных РЛС системы ПРО – тысячи километров.

Период обзора – время, в течение которого производится обзор зоны действия РЛС. Выбор периода обзора зависит от скорости перемещения цели. Чем выше скорость перемещения цели, тем меньше должен быть период обзора. В противном случае может нарушиться непрерывность наблюдения, что может исключить возможность сопровождения цели.

Изменяемые параметры цели. Для определения местоположения наземных и надводных целей достаточно измерить только две координаты (дальность и азимут). В случае наблюдения воздушных целей необходимо измерять третью координату – высоту полета цели. Исключением являются РЛС управления воздушным движением, поскольку высота воздушного судна измеряется бортовым радиовысотомером и передается диспетчеру аэропорта по ответному каналу.

В современных РЛС различного назначения измеряют также и скоростные параметры целей. Это необходимо для вскрытия нахождения в зоне обзора РЛС групповой цели. Кроме того измерение четвертой координаты позволяет снизить требования к точности определения пространственных координат, что позволяет повысить мобильность РЛС.

Точность измерения координат определяется назначением РЛС. Так для РЛС контрбатарейной и контрракетной борьбы точности измерения координат намного выше, чем в РЛС дальнего обнаружения и сопровождения. Например, точность измерения дальности у первых единицы-десятки метров, а у вторых – единицы-десятки километров.

Разрешающая способность РЛС характеризует возможность раздельного наблюдения близко расположенных целей для раздельного измерения параметров

каждой цели. Различают разрешающую способность по дальности (определяется длительностью и базой зондирующего сигнала), по направлению (определяется шириной диаграммы направленности антенны), по скорости (определяется шириной амплитудно-частотной характеристикой доплеровских фильтров).

Помехозащищенность – это способность РЛС выполнять свои функции в условиях воздействия различных естественных и преднамеренно созданных помех. Термин помехозащищенность включает в себя понятия: скрытность и электромагнитная совместимость. Скрытность действия РЛС определяется ее способностью противостоять мерам радиотехнической разведки противника, направленным на обнаружение излучаемого сигнала. Скрытность может быть повышена увеличением направленности антенн, уменьшением уровня боковых лепестков, уменьшением пиковой мощности передатчика, усложнением структуры сигнала, уменьшением длительности работы РЛС, работой в секторном режиме (вместо кругового обзора). Электромагнитная совместимость определяется способностью РЛС функционировать совместно с другими РТС.

Надежность – это свойство РЛС сохранять свои тактические характеристики при заданных условиях эксплуатации. Количественно надежность характеризуется вероятностью безотказной работы в течение установленного времени. Требования по надежности зависят от назначения РЛС. Так, в РЛС УВД для выполнения требований по надежности используют резервирование отдельных подсистем с низкой надежностью. Нарботка на отказ современных радиолокационных станций УВД может составлять 3000 часов и более.

К техническим параметрам можно отнести: длину волны, ширину спектра сигнала, его длительность и период повторения, чувствительность приемного устройства, ширину диаграммы направленности антенны, уровень боковых лепестков и т.д. Технические характеристики РЛС должны обеспечить выполнение тактических характеристик, заданных в техническом задании на проектирование.

1.4 ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ

Обнаружение и измерение параметров движения объектов (целей) оказывается возможным благодаря их радиоконтрастности на фоне окружающей среды. Контрастность объектов обусловлена возникающей в месте их расположения неоднородностью электрических параметров (диэлектрической и магнитной проницаемости, проводимости), что приводит к рассеянию электромагнитных волн, возникновению вторичного излучения.

Интенсивность вторичного излучения и характеристики рассеяния радиоволн зависят от свойств объекта (размеров, конфигурации, физических свойств вещества) и параметров падающей волны. Основными характеристиками радиолокационных объектов являются отражающая способность, статистические параметры и спектры флуктуирующей амплитуды и фазового фронта отражённого сигнала.

Отражающие свойства объекта определяют эффективную отражающую площадь – эффективную площадь рассеяния (ЭПР), т.е. площадь поверхности

изотропного и не поглощающего энергию переизлучателя, который, будучи помещённым в точку расположения цели, создаёт у антенны РЛС такую же плотность потока мощности отражённого сигнала, как и реальная цель [2].

Если зондирующий сигнал РЛС создаёт у цели, находящейся на расстоянии R плотность потока мощности Π_1 , то цель с эффективной отражающей площадью $\sigma_{\text{эф}}$ переизлучает мощность

$$P_{\text{ц}} = \Pi_1 \sigma_{\text{эф}}. \quad (1.6)$$

У приемной антенны РЛС плотность потока мощности

$$\Pi_2 = P_{\text{ц}} / (4 \pi R^2) = \Pi_1 \sigma_{\text{эф}} / 4 \pi R^2, \quad (1.7)$$

откуда

$$\sigma_{\text{эф}} = 4 \pi \Pi_2 R^2 / \Pi_1. \quad (1.8)$$

Поскольку мощность пропорциональна квадрату напряжённости поля E_2 , последнее выражение можно представить в виде

$$\sigma_{\text{эф}} = 4 \pi R^2 E_2^2 / E_1^2, \quad (1.9)$$

где E_1 и E_2 — значения напряжённости электрического поля вблизи цели и РЛС, соответственно.

Объекты (цели) можно подразделить на простые (элементарные) и сложные [2]. Для элементарных целей (металлический шар, лист, вибратор, уголкового отражатель) ЭПР удастся определить аналитическим путём [3]. ЭПР сложных целей определяют экспериментальными методами. Сложные объекты подразделяют на точечные и распределённые.

У точечных целей линейные размеры значительно меньше элемента разрешения по дальности, угловые размеры малы по сравнению с элементом разрешения по угловым координатам, а разность радиальных скоростей крайних точек цели намного меньше элемента разрешения по скорости. Примерами точечных целей являются снаряды, ракеты, самолёты, корабли.

Если указанные выше условия не выполняются, то говорят о распределённых целях. Примерами распределённых целей являются земная поверхность, облако пассивных отражателей, гидрометеоры. Для распределённых целей вводят понятие удельной ЭПР, характеризующей отражающие свойства единицы площади или объема.

Из-за неравномерной диаграммы переизлучения реальных целей и случайного изменения ракурса облучения их радиолокационной станцией возникают флуктуации мощности отражённого сигнала в точке приёма. Поэтому ЭПР цели является случайной величиной с определённой плотностью вероятностей.

Если амплитуда A отражённого сигнала распределена по простому закону Релея (с дисперсией $= \sigma^2$)

$$\omega(A) = (A / \sigma^2) \exp(-A^2 / 2 \sigma^2), A \geq 0, \quad (1.10)$$

то плотность вероятности ЭПР реальной цели будет экспоненциальной

$$\omega(\sigma_{\text{эф}}) = (1/2 \cdot \sigma_{\text{эф}}) \cdot \exp(-\sigma_{\text{эф}} / 2). \quad (1.11)$$

При наличии в отражённом сигнале регулярной составляющей σ_0 плотность вероятности амплитуд подчиняется обобщённому закону Релея (Райса). В этом случае плотность вероятности ЭПР зависит от уровня регулярной составляющей и при $\sigma_0 \gg 1$ стремится к нормальному закону распределения.

Средние статистические значения ЭПР реальных целей находятся в пределах от долей до десятков тысяч квадратных метров. Приведём значения ЭПР для некоторых объектов

- транспортный самолёт – 50 м^2 ;
- тяжёлый бомбардировщик – $15\text{--}20 \text{ м}^2$;
- истребитель – $2,5\text{--}3 \text{ м}^2$;
- головка баллистической ракеты – $0,2 \text{ м}^2$;
- корабль малого тоннажа – $200\text{--}300 \text{ м}^2$;
- корабль большого тоннажа – 15000 м^2 ;
- крейсер – 14000 м^2 ;
- человек – 1 м^2 .

Для некоторых элементарных отражателей имеем:

- полуволновый вибратор при нормальном угле падения – $\sigma_{\text{эф}} = 0,86\lambda^2$;
- 3-гранный уголкового отражатель – $\sigma_{\text{эф}} = 4\pi a^4 / 3\lambda^2$;
- металлический шар диаметром $d_{\text{ш}} \geq 4\lambda$ – $\sigma_{\text{эф}} = \pi d_{\text{ш}}^2 / 4$.

Спектр амплитудных флуктуаций отражённого от цели сигнала определяется степенью изрезанности диаграммы переизлучения и скоростью изменения ракурса облучения. В сантиметровом диапазоне волн при манёврах самолёта $10\text{--}20$ град/с наивысшая частота спектра флуктуаций составляет $100\text{--}400$ Гц. Случайные крены и рыскания самолёта приводят к флуктуациям с частотой до 40 Гц.

Поверхность, во всех точках которой отражённый сигнал имеет одну и ту же фазу, определяет фазовый фронт. При неравномерной диаграмме переизлучения фазовый фронт отличается от сферического, поэтому перемещение цели относительно РЛС приводит к изменению нормали к фазовому фронту, по которой определяется направление прихода радиоволн. Возникающие флуктуации фазового фронта называют угловыми шумами цели. Спектр этого шума низкочастотный и имеет максимальную интенсивность в полосе от 0 до 5 Гц.

1.5 ДАЛЬНОСТЬ ДЕЙСТВИЯ

Дальностью действия РТС называют максимальное расстояние, на котором обеспечивается нормальное функционирование системы с заданными качественными показателями. Дальность действия можно определить, зная мощность передатчика, чувствительность приемника, характеристики антенной системы и условия распространения радиоволн.

Для свободного пространства (без учета отражений радиоволн от земной поверхности и затухания радиоволн в атмосфере) плотность потока мощности, создаваемая передатчиком в некоторой точке пространства, расположенной на дальности R , равна

$$P_1 = \frac{P_{\text{пер}} \eta G_{\text{пер}}}{4\pi R^2}, \quad (1.12)$$

где $P_{\text{пер}}$ – мощность передатчика, η – коэффициент полезного действия антенно-фидерного тракта передатчика, который ниже для удобства будем полагать равным единице, $G_{\text{пер}}$ – коэффициент усиления передающей антенны.

В случае вторичной РЛС приемная антенна радиоответчика с эффективной площадью $S_{\text{пр}}$ (с учетом коэффициента полезного действия (КПД) приемного антенно-фидерного тракта) принимает сигнал с мощностью

$$P_{\text{пр1}} = P_1 S_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} S_{\text{пр}}}{4\pi R^2}. \quad (1.13)$$

В случае первичной РЛС, аналогично, некоторый объект (цель) с эффективной площадью рассеяния $\sigma_{\text{эф}}$ отражает сигнал с мощностью

$$P_{\text{отр}} = P_1 \sigma_{\text{эф}} = \frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} \sigma_{\text{эф}}}{4\pi R^2}. \quad (1.14)$$

При обратном распространении (после отражения) плотность потока мощности отраженной волны у приемной антенны РЛС

$$P_1 = \frac{P_{\text{отр}}}{4\pi R^2} = \frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} \sigma_{\text{эф}}}{(4\pi R^2)^2}. \quad (1.15)$$

Мощность отраженного сигнала на входе приемника РЛС будет равна

$$P_{\text{пр2}} = P_1 S_{\text{пр2}} = \frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} \sigma_{\text{эф}} S_{\text{пр2}}}{(4\pi R^2)^2}, \quad (1.16)$$

где $S_{\text{пр2}}$ – эффективная площадь приемной антенны РЛС (с учетом КПД антенно-фидерного тракта).

Введем понятие чувствительности приемника $P_{\text{прmin}}$. Тогда максимальная дальность действия R_{max} будет определяться минимальной (пороговой)

мощностью сигнала $P_{\text{прmin}}$ на входе приемника, при которой обеспечивается требуемое качество функционирования системы.

Из выражения (1.13) при $P_{\text{пр1}} = P_{\text{прmin}}$ для дальности действия вторичной РЛС с распространением радиоволн в одном направлении получим

$$R_{\text{max}} = \sqrt{\frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} S_{\text{пр}}}{4\pi P_{\text{прmin}}}}. \quad (1.17)$$

Аналогично, из выражения (1.16) для первичных радиолокационных систем при распространении сигнала в двух (прямом и обратном) направлениях получим

$$R_{\text{max}} = 4 \sqrt{\frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} S_{\text{пр}} 2\sigma_{\text{эф}}}{(4\pi)^2 P_{\text{прmin}}}}. \quad (1.18)$$

Между параметрами антенны S и G существует соотношение

$$S = G \lambda^2, \quad (1.19)$$

где λ – длина волны. С учетом этого выражения (1.17) и (1.18) можно переписать, соответственно

$$R_{\text{max}} = \sqrt{\frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} G_{\text{пр}} \lambda^2}{(4\pi)^2 P_{\text{прmin}}}}, \quad (1.20)$$

$$R_{\text{max}} = 4 \sqrt{\frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} G_{\text{пр}} \sigma_{\text{эф}} \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{\text{прmin}}}}. \quad (1.21)$$

В импульсной РЛС для приема и передачи используется одна и та же антенна. В этом случае можно полагать

$$G_{\text{пер}} G_{\text{пр}} = G^2. \quad (1.22)$$

Приведенные соотношения (1.20) и (1.21), связывающие соответственно дальность действия с техническими характеристиками первичной и вторичной РЛС, называют основными уравнениями радиолокации.

Заметим, что для систем радиолокации с активным ответом выражение (1.20) будет определять дальность действия для каждого из направлений в системе (запросчика или ответчика).

1.6 УЧЕТ ВЛИЯНИЯ ЗЕМЛИ

Приведенные выше выражения (1.20) и (1.21) справедливы лишь для случая распространения радиоволн в свободном пространстве. Для большинства РЛС, обеспечивающих обнаружение низколетящих целей, имеет место многолучевое распространение радиоволн.

Влияние земли на дальность действия РЛС определяется интерференцией радиоволн, распространяющихся между радиолокационной станцией и целью. На рис. 1.1 приведена схема распространения прямой радиоволны от антенны A до цели C и радиоволны, переотраженной от поверхности земли [4].

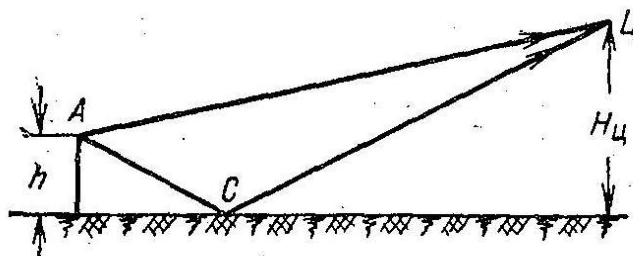


Рис. 1.1. Схема распространения прямой и переотраженной радиоволны

Наличие двух радиоволн приводит к их интерференции – сложению в определенных фазовых соотношениях.

Амплитуда и фаза отраженного сигнала определяются характером отражающей поверхности (состав, влажность и т.д.) и видом поляризации радиоволн.

При интерференции радиоволн дальность действия РЛС возрастает, если прямая и переотраженная от земли волны синфазны. Если эти волны противофазны, то дальность действия уменьшается. Сложение прямой и переотраженной радиоволн эквивалентно изменению диаграммы направленности антенны (ДНА), расположенной над землей на передачу и прием. Поэтому влияние земли можно определить соответствующим учетом изменения диаграммы направленности в угломестной плоскости $F_{зем}(\epsilon)$.

В случае зеркального отражения радиоволн, которое наблюдается при малых углах места, модуль коэффициента отражения равен единице, а его фаза равна 180° . При симметричной диаграмме направленности и ее горизонтальном расположении над землей (без учета влияния земли) изменение ДНА определяется следующим выражением:

$$F_{зем} = 2 \left| \sin \frac{2\pi}{\lambda} h \sin \epsilon \right|, \quad (1.23)$$

где h – высота расположения антенны над землей, ϵ – угол места цели. При этом выражение (1.21) с учетом влияния земли можно записать в следующем виде

$$R'_{\max} = 2R_{\max} \left| \sin \frac{2\pi}{\lambda} h \cdot \sin \epsilon \right|. \quad (1.24)$$

Анализ выражения (1.24) дает основание считать, что дальность действия РЛС зависит от угла места цели (или высоты цели $H_{ц}$) и может быть как больше, так и меньше величины R_{\max} . Наибольшее значение дальности R_{\max} в выражении (1.24) ограничивается величиной $2 R_{\max}$, а наименьшее величиной, равной нулю. Если модуль коэффициента переотражения радиоволны меньше единицы, то провалы в ДНА в угломестной плоскости менее глубокие, а максимальная дальность действия $R'_{\max} < 2 R_{\max}$. Это объясняется тем, что в этом случае амплитуды прямой и переотраженной волны имеют различную величину.

Явление интерференции можно трактовать как появление у антенны многолепестковой диаграммы направленности в вертикальной плоскости, что приводит к появлению нулевых зон.

Наиболее часто это явление происходит в нижних лучах диаграммы направленности антенны. Так, на рис. 1.2 приведена реальная зона обзора РЛС 36Д6, которая реализуется четырех лучевой диаграммой направленности в вертикальной плоскости.

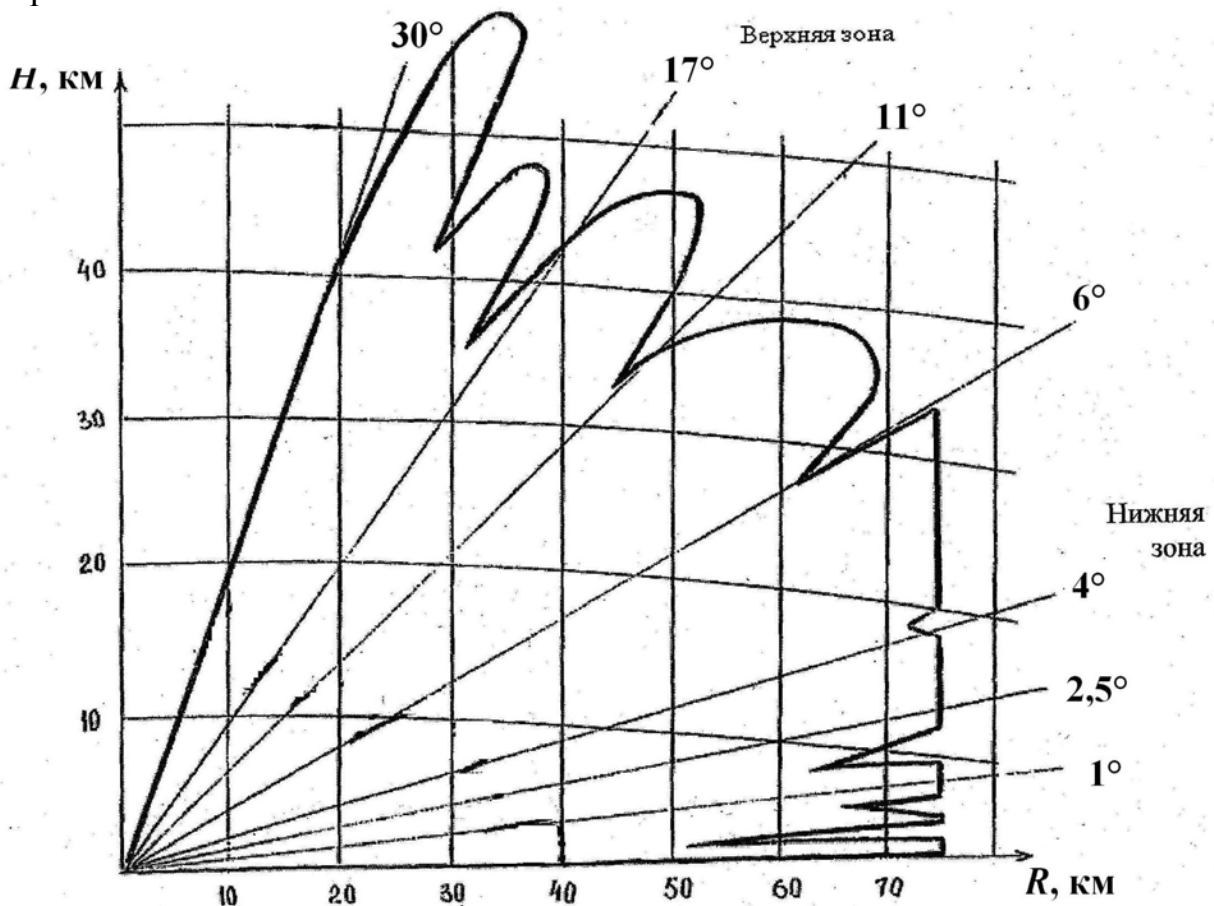


Рис. 1.2. Реальная зона обзора РЛС 36Д6 при максимальной дальности действия $R_{\max}=75$ км

При этом нижняя часть зоны обзора в диапазоне углов $0 \dots 6$ градусов перекрывается полутора градусными лучами, а верхняя часть – шести градусными лучами. Из рис. 1.2 следует, что на данной позиции расположения РЛС (равнинная местность) вследствие интерференционных явлений один глубокий провал в диаграмме направленности антенны возникает только в первом (нижнем) луче. Очевидно, что в условиях гористой местности интерференционные явления могут возникать и в других лучах ДНА зоны обзора.

Для уменьшения глубины провалов в многолепестковой диаграмме направленности целесообразно использовать электромагнитные волны с вертикальной поляризацией, для которых отражающая способность поверхности земли (водной поверхности) хуже, чем для горизонтальной поляризации.

В РЛС, использующих радиоволны длиной менее 30 см, заметное влияние на дальность действия оказывает затухание радиоволн в атмосфере (в кислороде, воздухе и парах воды). С учетом этого затухания дальность R_3 определяется из трансцендентного уравнения:

$$R_3 = R_{\max} \exp(-0,115 R_3 K_3), \quad (1.25)$$

где K_3 – удельный (на единицу расстояния) коэффициент затухания.

1.7 АНАЛОГИ РЛС РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

При проектировании больших радиотехнических систем (РТС), как правило, вначале выполняют эскизный или эскизно-технический проект. Такой проект позволяет обобщить накопленный опыт и сформулировать техническое задание на проектирование. Поэтому, применительно к проектированию РЛС, представляется целесообразным провести анализ тактико-технических характеристик РЛС отечественного производства. Рассмотрим РЛС и РЛК, спроектированных и изготовленных казенным предприятием «Научно-производственный комплекс «Искра», имеющих спрос на зарубежных рынках.

Радиовысотомер 1РЛ141. Это псевдокогерентная РЛС кругового обзора (КО) с возможностью работы в заданном секторе. Импульсная мощность передатчика на стабилотроне – 2 МВт. Максимальная инструментальная дальность действия 600 км. Поляризация на передачу горизонтальная. На прием – горизонтальная в канале радиолокационной информации и вертикальная в канале защиты главного луча диаграммы направленности антенны от активных шумовых помех. Последовательный съем информации из зоны обнаружения обеспечивается однолучевой диаграммой направленности антенны, что ограничивает производительность РЛС. Высокая точность измерения высоты цели обеспечивается узкой диаграммой направленности антенны $\theta_{0,5} = 50'$ в угломестной плоскости. Радиовысотомер 1РЛ141 комплексировался с дальномером «Алтай», который имел узкую диаграмму направленности в

азимутальной плоскости. Это обеспечивало высокую точность измерения пространственных координат целей.

Помехозащищенность от активных шумовых помех обеспечивается трехканальным автокомпенсатором, при этом два канала предназначаются для защиты от помех, воздействующих по боковым лепесткам и один канал для защиты главного луча диаграммы направленности антенны. Коэффициент подавления помех – 14 дБ.

Помехозащищенность от пассивных помех обеспечивается схемой череспериодного вычитания. Коэффициент подпомеховой видимости – 17 дБ.

Надежность РЛС – наработка на отказ – 100 часов.

Комплектация РЛС – три прицепа. Причем перевод радиовысотомера 1РЛ141 в транспортное положение предполагает разборку антенны и межприцепных кабельных соединений, что ограничивает его мобильность.

Недостатками радиовысотомера является низкая производительность, помехозащищенность, надежность и мобильность. Кроме того, использование радиовысотомера 1РЛ141 и дальномера «Алтай» существенно удорожало радиолокационный комплекс. Поэтому возникла необходимость разработки и производства трехкоординатных РЛС.

Трехкоординатный радиолокатор 19Ж6 и его модификация 36Д6

Назначение – обнаружение и сопровождение низколетящих целей, а также целей на средних и больших высотах в условиях воздействия помех. Используется в современных автоматизированных системах ПВО и в зенитно-ракетных комплексах [4]. РЛС может использоваться также для сопровождения гражданских самолетов.

Это когерентно-импульсный радиолокатор КО с возможностью работы в секторном режиме. Импульсная мощность передатчика – 350...500 кВт. Максимальная дальность действия 90, 180 или 360 км в зависимости от частоты повторения импульсов (ЧПИ), обозначаемых соответственно как режимы «частый» (ЧПИ равна 1500 Гц), «редкий» (ЧПИ равна 750 Гц) и «сверхредкий» (ЧПИ равна 375 Гц). Минимальная дальность в соответствующих режимах составляет 3,5 км; 7,0 км; 14 км. Поляризация – горизонтальная на передачу, горизонтальная и вертикальная на прием. Вертикальная поляризация используется для защиты главного луча ДНА от активных шумовых помех.

Применяется параллельно-последовательный съем информации в зоне обнаружения (параллельный – в угломестной плоскости и последовательный – в азимутальной плоскости). Сканирование лучей ДНА в угломестной плоскости – частотное, в азимутальной плоскости – электромеханическое. В угломестной плоскости реализуется две зоны обнаружения:

- нижняя от 0° до 6° – формируется 4-мя 1,5 градусными лучами;
- верхняя от 6° до 30° – формируется 4-мя 6-ти градусными лучами.

Точности измерения: азимута – 10...15 мин, высоты – 400м, дальности < 100 м. Дальность обнаружения цели типа МИГ-23 при высоте полета 2000 м не менее 175 км.

Темп сканирования в азимутальной плоскости 6 или 12 об/мин.

Защита от активных шумовых помех – одноканальный автокомпенсатор в каждом угломестном канале. Автокомпенсатор обеспечивает защиту радара от помех, действующих как по главному лучу ДНА (поляризационный фильтр), так и по боковым лепесткам (пространственный фильтр). Коэффициент подавления при воздействии помехи по боковым лепесткам ДНА равен 17 дБ и 20 дБ при защите главного луча диаграммы направленности антенны.

Защита от пассивных помех. Спектральный анализ сигналов с использованием дискретного преобразования Фурье с последующей некогерентной критерийной обработкой. Количество фильтровых каналов – 16 (режим «частый»), 12 (режим «редкий»), 8 (режим «сверхредкий»). Коэффициент подпомеховой видимости 45 дБ.

Надежность – среднее время наработки на отказ > 800 часов.

Комплектация – 1 прицеп. Высокая мобильность – перевод в транспортное состояние не более 30 минут.

Высокая конкурентоспособность. Более 50 комплектов РЛС поставлено во многие страны мира.

РЛК 1Л220У. Представляет собой когерентно-импульсный радиолокатор, работающий в секторном режиме. Радиолокационный комплекс предназначен для контрбатарейной и контрракетной борьбы. Аналоги производства США: AN/ALQ-36, AN/ALQ-37, имеющие различную дальность действия.

Решаемая задача: разведка местоположения огневых позиций артиллерии, РСЗО и тактических ракет противника, выдача целеуказания на средства поражения и корректировка из стрельбы.

Обеспечивается высокая точность измерения координат. По угловым координатам – за счет использования моноимпульсного метода построения антенны РЛК. По дальности – за счет более частой оцифровки отраженных сигналов с последующей интерполяцией амплитуд для уточнения дальности. Максимальная инструментальная дальность действия РЛК составляет 90 км.

В качестве антенны использована двумерная фазированная антенная решетка, обеспечивающая секторный режим работы (60° по азимуту и 30° по углу места) с последовательным съемом информации в зоне обнаружения. Сканирование антенны в РЛК 1Л220У электронное в двух плоскостях: азимутальной и угломестной.

Когерентная внутрипериодная обработка обеспечивается применением сложного фазокодоманипулированного сигнала. Используется 13-позиционный код Баркера.

Как и в РЛС 36Д6 реализуется когерентная межпериодная обработка, но с использованием 16-ти точечного дискретного преобразование Фурье с последующей некогерентной критерийной обработкой.

Предъявлены минимальные требования к надежности (время работы в активном режиме – 3...5 мин), высокие требования к проходимости (гусеничное шасси) и мобильности (время сворачивания 2,5...5 мин).

Трехкоординатный радиолокатор 80К6М. РЛС представляет собой радиолокатор S диапазона с цифровым формированием 12-ти лучевой диаграммы направленности антенны на прием в угломестной и электромеханическим сканированием в азимутальной плоскости. РЛС 80К6М предназначена для использования в составе радиотехнических войск ПВО для выдачи целеуказания зенитным ракетным комплексам и должна обеспечивать обнаружение, сопровождение, измерение трех координат и определение государственной принадлежности целей.

РЛС включает в себя первичный радиолокатор S диапазона и радиолокационный канал вторичного радиолокатора, предназначенный для обеспечения работы наземного радиозапросчика при встраивании его в радиолокатор.

Основные тактико-технические характеристики и параметры РЛС 80К6М.

<i>Диапазон длин волн –</i>	S.
<i>Количество частот, ед. –</i>	6.
Пределы работы станции:	
<i>– по дальности:</i>	
<i>минимальная, км –</i>	6,5;
<i>максимальная, км –</i>	360;
<i>– по азимуту, градусов –</i>	360.
<i>Количество режимов угломестного обзора, ед. –</i>	2.
<i>Время переключения из режима в режим, с –</i>	не более 0,1.
Сектор обзора по углу места, градусов:	
<i>в режиме «1»</i>	0–35;
<i>в режиме «2»</i>	0–55.
<i>Периоды обзора, с –</i>	5 или 10.

Дальность обнаружения¹ тактического истребителя ($\text{ЭПР}=3\dots5\text{м}^2$) при вероятности правильного обнаружения 0,5 составляет: при высоте полета 100м не менее 40км; при высоте полета 10000 м не менее 200км.

Среднеквадратические ошибки измерения координат* не превышают: по дальности 100м, по азимуту 20 минут, по высоте в режиме «1» 300м; в режиме «2» 400м.

Разрешающие способности* при вероятности разрешения 0,5 составляют: по дальности 500–600м; по азимуту 2,5–3,5 градусов.

Коэффициент подавления пассивных помех от гидрометеоров и дипольных отражателей составляет 40дБ, от стабильных местных предметов – 45 дБ.

¹ при отсутствии организованных помех.

РЛС обеспечивает одновременное обнаружение, сопровождение и выдачу информации потребителям не менее, чем по 150 воздушных объектам, летящим со скоростями от 60 до 4800 км/ч.

Время развертывания (свертывания) РЛС расчетом из трех человек не превышает 10 минут.

Время готовности к работе при наличии питания не превышает 5 минут.

Оригинальные технические решения.

В качестве зондирующего сигнала в РЛС используются прямоугольные радиоимпульсы с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией с девиацией частоты 440 кГц, длительность огибающей радиоимпульса – 43,3 мкс. Для обеспечения электромагнитной совместимости при работе в группировках и защиты от прицельных активных помех применяется перестройка на одну из шести заранее выбранных фиксированных частот.

В РЛС обеспечивается подавление активных помех, воздействующих по боковым лепесткам ДНА, с одновременной выдачей сигналов пеленга на постановщики помех.

Защита РЛС от пассивных помех обеспечивается:

- использованием режима истинной когерентности зондирующих сигналов в большом динамическом диапазоне входных сигналов. За счет построчной цифровой обработки входных сигналов в цифровой антенной решетке динамический диапазон обрабатываемых сигналов составляет (80–85) дБ;

- когерентным накоплением принятых сигналов, их расфилтровкой по доплеровским частотам методом дискретного преобразования Фурье с помощью цифровых фильтров с низким уровнем боковых лепестков;

- применением карты пассивных помех с малыми дискретам, в пределах которых сохраняется высокая корреляция, а также следящих порогов и критерийной обработки.

Защита РЛС от несинхронных импульсных и скользящих по частоте помех обеспечивается цифровым фильтром сжатия ЛЧМ сигнала, когерентным накоплением полезного сигнала и критерийной обработкой. Эта же обработка обеспечивает также защиту от активных шумовых помех после того, как сами помехи в значительной мере будут подавлены цифровыми корреляционными автокомпенсаторами.

Радиолокационные комплексы для управления воздушным движением (УВД)

Предназначены для обнаружения и сопровождения воздушных судов как в окрестности аэродромов (аэродромные радары), так и на межаэродромных трассах (трассовые радары). Максимальная инструментальная дальность аэродромных РЛС 60...180 км, трассовых 300...400 км. В состав РЛК для УВД кроме первичного радара (активный метод локации) входит и вторичный (активный метод локации с активным ответом). Вторичный радар может быть встроенным в первичный, а может быть и автономным.

Как правило, РЛС УВД двухкоординатные. Объясняется тем, что координата высоты воздушного судна измеряется на борту и передается диспетчеру аэропорта по ответному сигналу вторичного локатора. Это существенно упрощает структурную схему построения РЛК УВД и снижает его стоимость.

Последовательный съем информации в зоне обнаружения. Зона обнаружения: по азимуту 360° , по углу места $0-45^\circ$. Форма диаграммы направленности близкая к cosec². Для повышения помехозащищенности РЛК УВД от пассивных помех используют двухлучевой прием.

Основные параметры аэродромного РЛК «Днепр-М».

Первичный радиолокатор

Зона обзора:

– по дальности, км $0,4 \div 60$
 – по углу места, градус $0,5 \div 45$
 – по высоте, км ≥ 6

Вероятность обнаружения воздушных судов с ЭПР=3м² не более 10^{-6} при вероятности ложных тревог

Точность измерения (средняя квадратическая погрешность измерения):

– дальности, м 85
 – азимута, мин 12

Разрешающая способность: (с вероятностью 0,5 для ВС с одинаковой ЭПР):

– дальности, м < 230
 – азимута, градус $< 2,5$

Вторичный радиолокатор

Зона обзора:

– по дальности, км $0,8 \div 360$
 – по углу места, градус $0,5 \div 45$
 – по высоте, км ≥ 12

Вероятность обнаружения воздушных судов, оборудованных ответчиками работающими в режимах 1,2,3/A,C при вероятности ложных тревог в реальных условиях эксплуатации не более 10^{-6}

Точность измерения (средняя квадратическая погрешность измерения):

– дальности, м 70 (без учета ответчика)
 – азимута, мин 6

В РЛК «Днепр-М» использован сложный фазоманипулированный по коду Баркера сигнал. Коэффициент подавления отражений от местных предметов > 50 дБ. Реализовано адаптивное управление аттенюатором чувствительностью приемного устройства. Обеспечено резервирование подсистем с низкой надежностью. Средняя наработка на отказ > 3000 часов. В качестве аналогов среди зарубежных РЛС при проектировании можно использовать английскую систему С-511 или аэродромную диспетчерскую РЛС американского производства ASR-9 [5].

2 ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА РЛС. ВЫБОР И РАСЧЕТ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ

2.1 УПРОЩЕННАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА РЛС

Алгоритмы приема и обработки сигналов в рассмотренных аналогах (кроме 1РЛ141), по большому счету, отличаются незначительно. Поэтому в дальнейшем при рассмотрении принципов работы, современных методов обработки сигналов и технических решений используем РЛС 36Д6, как наиболее востребованную на международном рынке вооружений радиолокационную станцию украинского производства. Более 50 комплектов РЛС 36Д6 поставлено в различные страны мира. РЛС 36Д6 также вошла в состав российского зенитно-ракетного комплекса С-300 ПМУ, что подтверждает высокую эффективность технических решений, использованных при ее проектировании.

Упрощенная структурная схема РЛС 36Д6, в которой используется частотное сканирование ДНА в угломестной плоскости, приведена на рис. 2.1 [1].

Передатчик РЛС выполнен на основе клистронного усилителя, который усиливает импульсы СВЧ, сгенерированные формирователем зондирующих импульсов.

В основных режимах работы в пространство последовательно излучается 4 импульса на разных несущих частотах ($f_{п1}$, $f_{п3}$, $f_{п5}$, $f_{п7}$). Конструкция облучателей антенны обеспечивает формирование четырехлучевой диаграммы направленности в угломестной плоскости. При этом каждому лучу соответствует зондирующий импульс с определенной несущей частотой. Антенна РЛС содержит облучатели нижней и верхней зоны.

В зависимости от команд управления сигналы передатчика поступают или на облучатель нижней зоны, или на облучатель верхней зоны. В первом случае формируются 4 луча в диапазоне углов места $0-6^\circ$, во втором случае формируются 4 луча в диапазоне $6^\circ-30^\circ$.

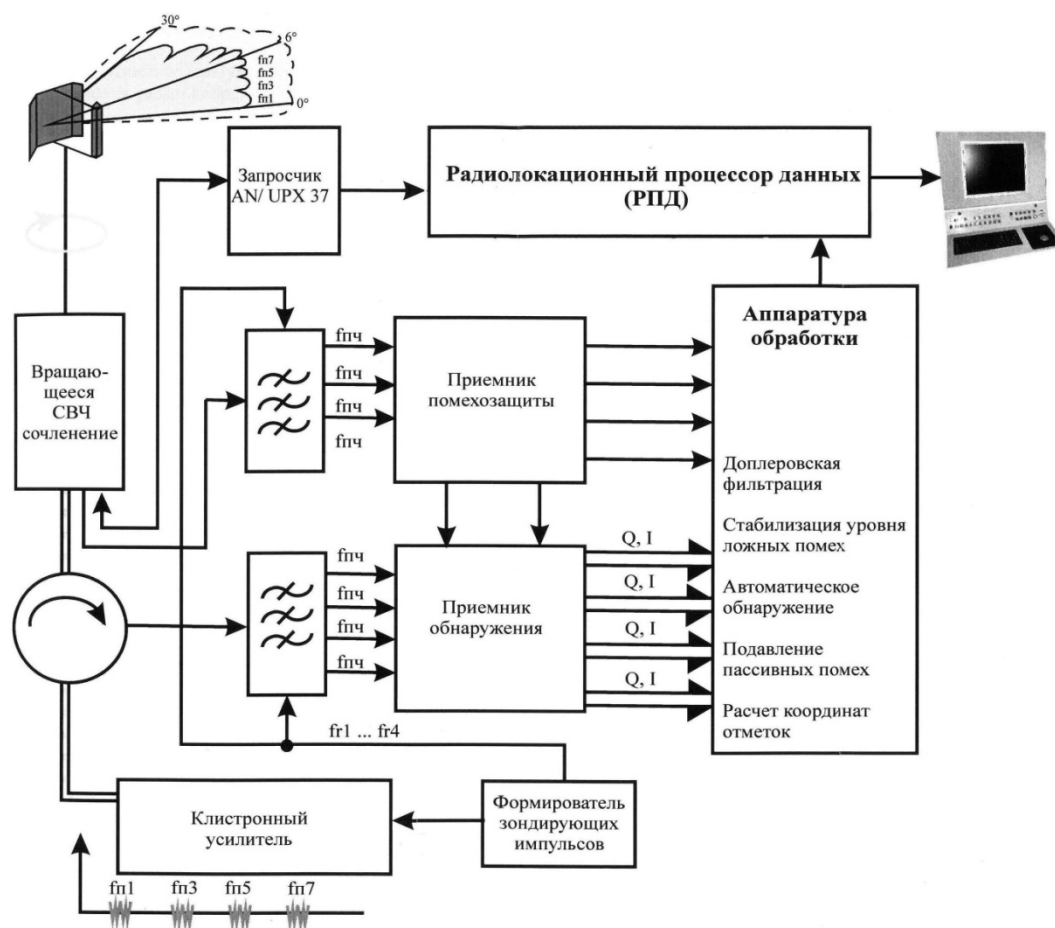


Рис. 2.1 – Упрощенная структурная схема РЛС 36Д6

Отраженные от воздушных объектов и помех эхо-сигналы принимаются антенной системой и через ферритовый циркулятор, а также устройство временной регулировки усиления и малошумящий усилитель (которые на рис. 2.1 не показаны) поступают на блок полосовых фильтров, в котором осуществляется фильтрация-разделение эхо-сигналов по частоте. Дальнейшая обработка осуществляется параллельно в 4-х каналах приемной системы и системы обработки радиолокационной информации.

Для подавления активных шумовых помех на вход каждого приемника помехозащиты поступают также сигналы, принятые специальными дополнительными антеннами, входящими в состав многоканальной антенной системы РЛС.

Приемники построены по классической супергетеродинной схеме и оканчиваются фазовыми детекторами. Приемники включают в себя линейные и логарифмические каскады. Они обеспечивают защиту от активных стационарных и нестационарных шумовых помех, бланкирование приема ответных импульсных помех по боковым лепесткам, определение пеленгов на постановщики активных шумовых помех.

С выходов фазовых детекторов приемников обнаружения квадратурные составляющие I и Q поступают на 4-х канальную систему обработки, где для каждого из лучей в отдельности выполняется:

- фазовая доплеровская фильтрация методом быстрого преобразования Фурье (БПФ),
- стабилизация уровня ложных тревог,
- автоматическое обнаружение эхо-сигналов.

Дальше в аппаратуре обработки и в радиолокационном процессоре данных (РПД) выполняется расчет координат азимута, дальности, угла места, высоты обнаруженных эхо-сигналов.

В передатчике запросчика опознавания государственной принадлежности (вторичного радиолокатора), входящего в состав РЛС, формируются запросы. Эти запросы представляют собой кодированные последовательности импульсов. Они излучаются с помощью специальных облучателей антенны РЛС. Ответы воздушных судов на запросы принимаются антенной РЛС и поступают в приемное устройство запросчика и затем обрабатываются в процессоре запросчика. Выходные сигналы запросчика поступают в РПД для объединения с эхо- сигналами первичного радиолокатора и последующей обработки.

Аппаратно-программные средства РЛС обеспечивают инициализацию сопровождения более 120 траекторий.

Управление РЛС и оперативная работа персонала осуществляется с рабочего места, которое размещается в индикаторном отсеке полуприцепа.

Рабочее место оператора включает в себя LCD монитор, на экране которого отображаются:

- радиолокационная информация;
- результаты диагностики РЛС;
- пользовательские карты (линии государственных границ, коридоры полетов);
- программные инструменты для управления РЛС и оперативной работы.

Конструкция РЛС предусматривает возможность подключения к РЛС дополнительно вынесенного рабочего места. С каждого рабочего места персонал может осуществлять сопровождение целей, контролировать сигнальную и помеховую обстановку. Управление режимами РЛС осуществляется с любого одного рабочего места, выбранного в качестве основного.

С помощью аппаратуры РПД и устройств отображения осуществляется регистрация выходной радиолокационной информации и выдача информации на автоматизированные системы управления. На рис. 2.2 показано отображение текущей радиолокационной информации на экране монитора, а на рис. 2.3 показан внешний вид РЛС 36Д6, рабочее место оператора и размещение ее составных частей на позиции.

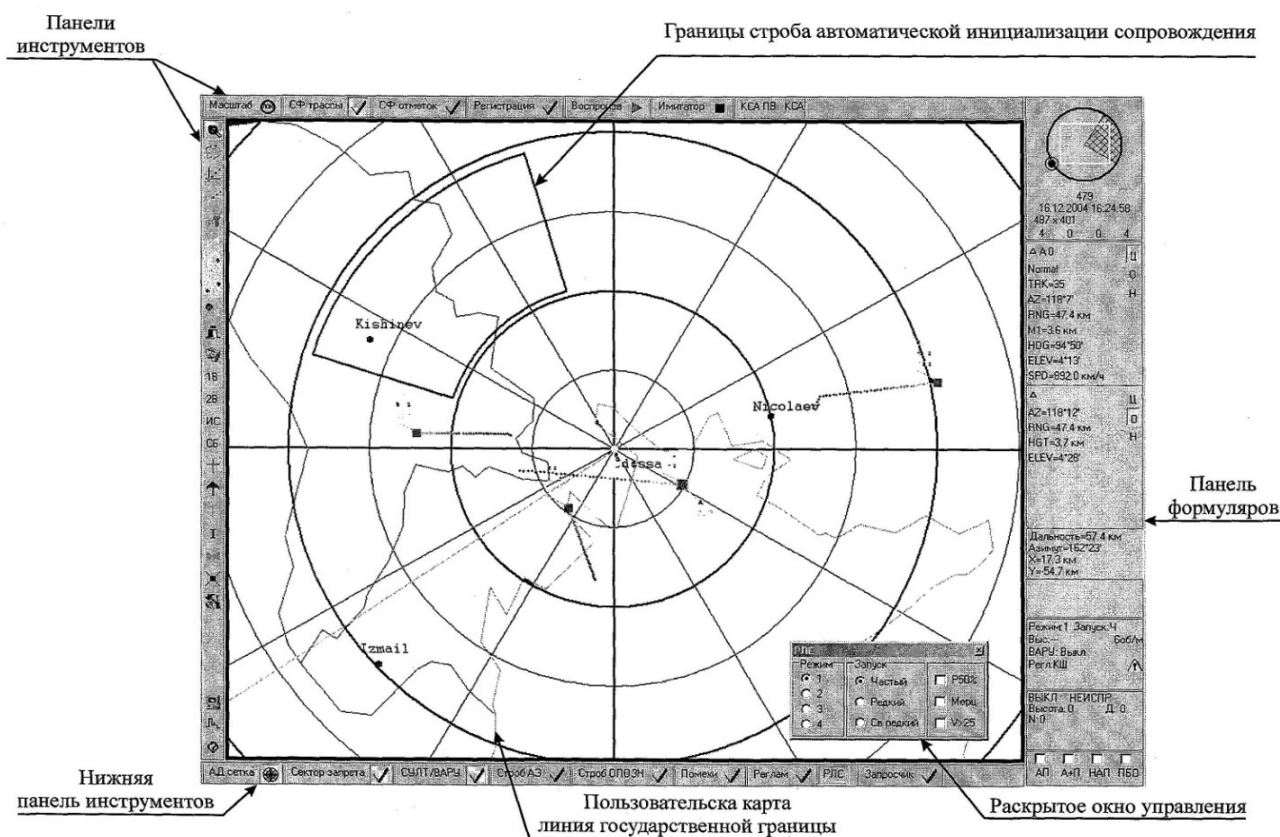


Рис. 2.2. Отображение информации на экране рабочего места

В РЛС предусмотрена встроенная аппаратура автоматического контроля функционирования, защиты, контроля и индикации неисправного узла, а также комплект радиоизмерительных приборов.

2.1.1 Структурная схема первичного радиолокатора РЛС 36Д6

На рис. 2.4 представлена упрощенная структурная схема первичного радиолокатора когерентно-импульсной РЛС 36Д6, включающая приемную и передающую часть, а также систему обработки радиолокационной информации. Более глубокую детализацию структурной схемы РЛС проведем при изучении особенностей построения подсистем защиты радара от активных шумовых и импульсных помех, а также от пассивных помех.

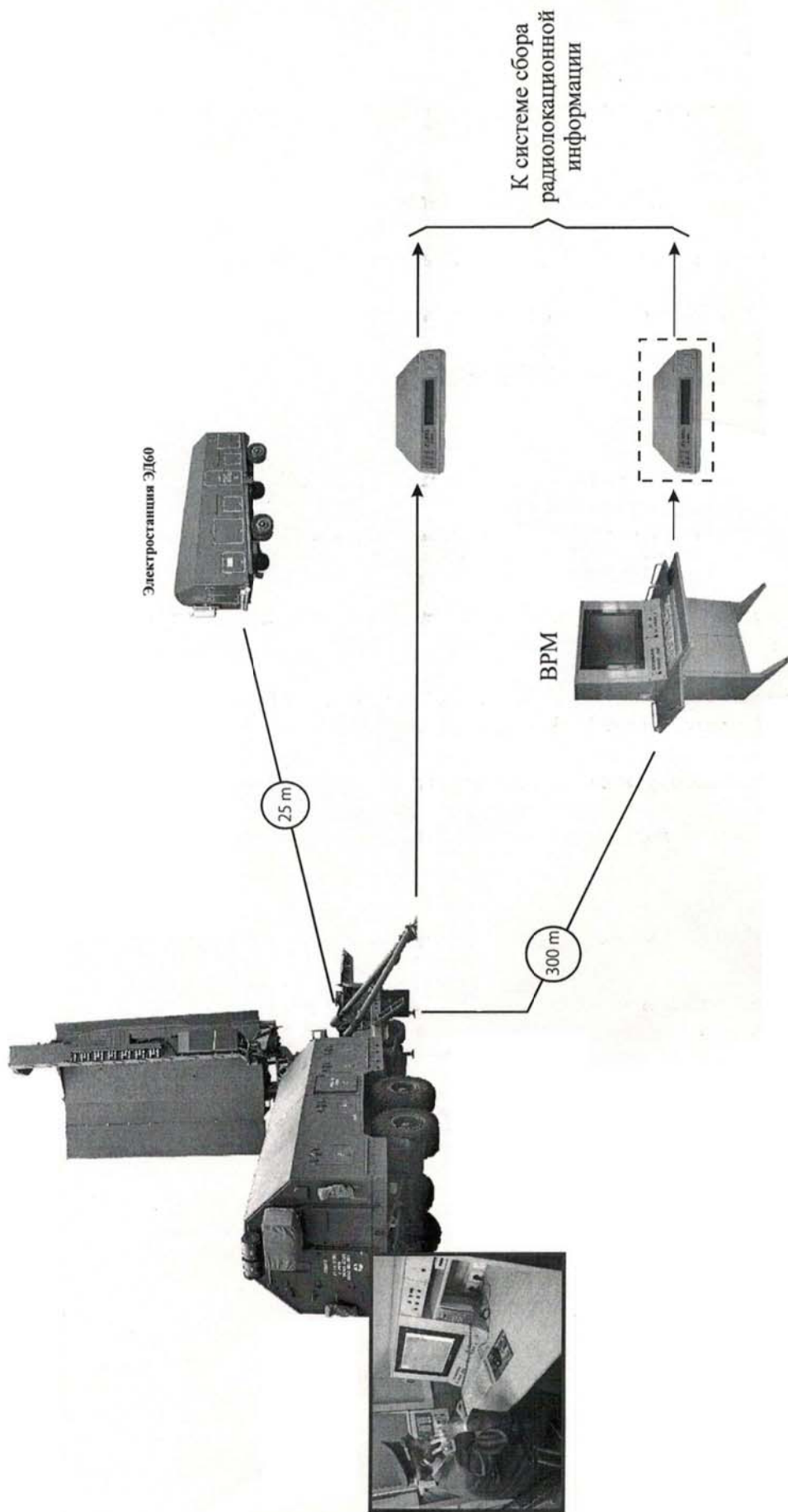


Рис. 2.3. Размещение РЛС 36Д6 на позиции

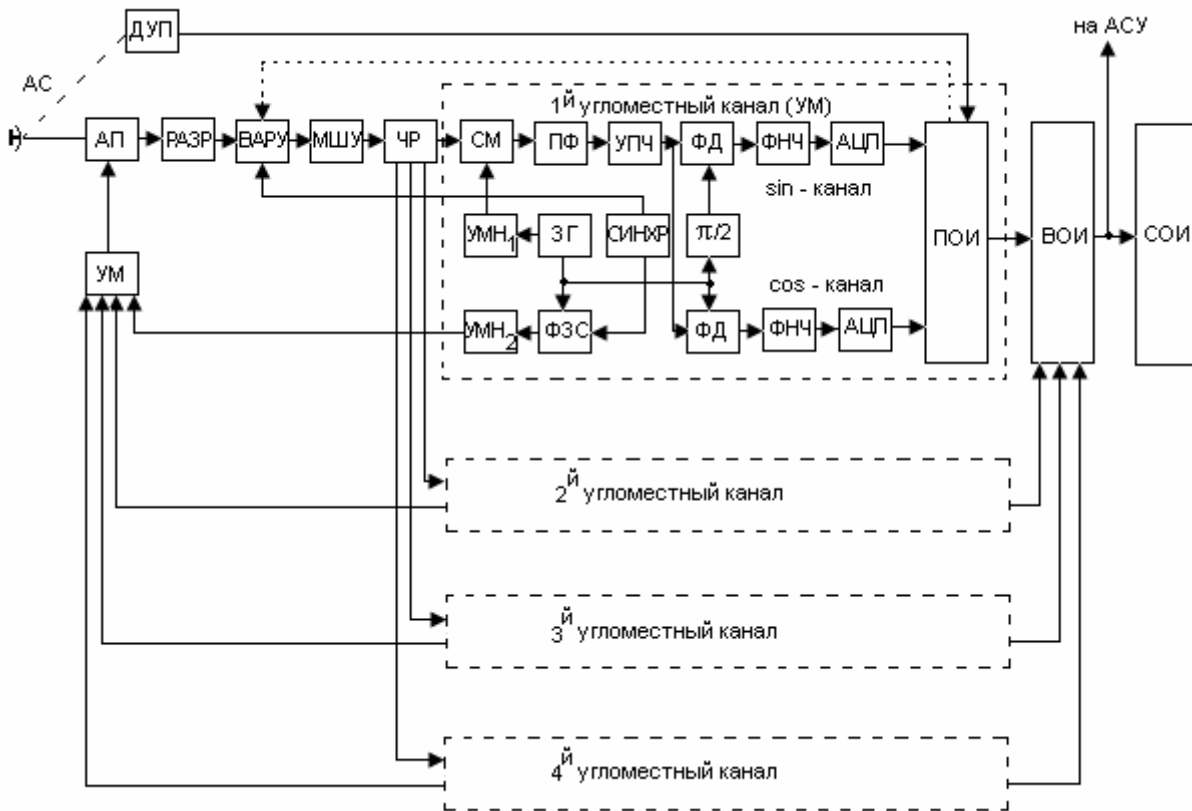


Рис.2.4. Структурная схема первичного радиолокатора РЛС 36Д6

Структурная схема содержит: АС – антенную систему, ДУП – датчик углового положения, АП – антенный переключатель, УМ – усилитель мощности, РАЗР – разрядник, ВАРУ – временная автоматическая регулировка усиления, МШУ – малошумящий усилитель, ЧР – частотный разделитель, СМ – смеситель, УМН₁, УМН₂ – умножители частоты, ПФ – полосовой фильтр, ЗГ – задающий генератор, ФЗС – формирователь зондирующего сигнала, УПЧ – усилитель промежуточной частоты, СИНХР – синхронизатор, ФД – фазовый детектор, $\pi/2$ – 90° фазовращатель, ФНЧ – фильтр низкой частоты, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, ПОИ – первичная обработка информации, ВОИ – вторичная обработка информации, АСУ – автоматизированная система управления, СОИ – система отображения информации.

Характерной особенностью построения структурной схемы РЛС 36Д6 является использование при формировании сигналов режима истинной внутренней когерентности. Основным преимуществом такого построения является когерентно-импульсный режим работы. Благодаря этому в РЛС становится возможным обеспечить межпериодное когерентное накопление сигналов, что увеличивает отношение сигнал/шум в приемных каналах, а также обеспечить эффективное выделение полезных сигналов на фоне пассивных помех. Когерентность сигналов в каждом угломестном канале обеспечивается применением общего задающего генератора ЗГ как для формирования

зондирующего сигнала ФЗС, так и для формирования гетеродинного напряжения для смесителей СМ. Когерентное межпериодное накопление сигналов реализуется в ПОИ путем использования многоканальных доплеровских фильтров. Использование режима истинной внутренней когерентности реализуется также в современных зарубежных разработках. Примером может быть РЛС ASR-9 американского производства [5].

Основным недостатком структурной схемы приемной части РЛС 36Д6 является формирование квадратурных каналов в аналоговой части приемного устройства. При этом возникают ошибки квадратурного разложения. Это ограничивает возможности последующей обработки отраженных сигналов в ПОИ. Возникновение ошибок при формировании квадратурных каналов происходит по двум причинам: сложностью удержания сдвига фаз 90° в диапазоне температур и деградацией аналоговых элементов схемы во времени.

Альтернативным решением может быть преобразование отраженных сигналов в цифровую форму на промежуточной частоте [6]. В этом случае структурная схема между УПЧ и ПОИ, например, при использовании сложного сигнала, может иметь следующий вид:

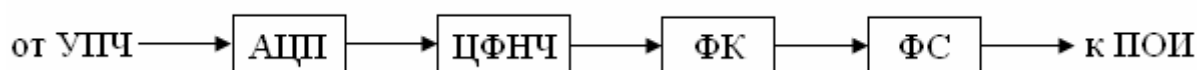


Рис.2.5. Схема с преобразованием сигналов в цифровую форму на промежуточной частоте

На рис.2.5 обозначены ЦФНЧ – цифровой фильтр нижних частот, ФК – формирователь квадратур, ФС – фильтр сжатия.

2.2 РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ОБЗОР

Радиолокационным обзором называется периодическое облучение всех точек заданной области пространства (зоны обнаружения) и прием сигналов от всех целей, которые находятся в этой области. Радиолокационный обзор может быть параллельным, последовательным и смешанным. Последовательный обзор пространства характерен для РЛС УВД. Смешанный (параллельно-последовательный) обзор, как правило, используют в РЛС военного назначения. Ограничением применения параллельного обзора является сложность реализации как антенной системы, так и РЛС в целом.

Основными параметрами радиолокационного обзора являются период обзора и время облучения точечной цели. Периодом обзора называется время, требуемое для однократного облучения и приема отраженных сигналов со всех точек зоны обнаружения. Выбор периода обзора зависит от скорости перемещения цели. Чем выше скорость перемещения цели, тем меньше должен быть период обзора. В противном случае может нарушиться непрерывность наблюдения. Временем облучения точечной цели называется время с момента начала приема отраженных сигналов с направления лоцируемой цели до конца

приема отраженных от нее сигналов. В течение времени облучения в РЛС выполняется накопление принимаемых сигналов, их межпачечная критериальная обработка и оценка параметров лоцируемых целей.

Характеристики радиолокационного обзора определяются диаграммой направленности антенны и требуемой производительностью РЛС.

2.2.1 Зона обзора РЛС 36Д6

Зоной обзора называется область пространства, в пределах которой цель обнаруживается с заданной вероятностью и осуществляется ее проводка с требуемой точностью. Форма и размеры зоны обзора зависят от режима работы, от основных параметров РЛС, от позиции, на которой она развернута, а также от эффективной площади рассеяния (ЭПР) цели.

Преимуществом РЛС 36Д6, на момент ее проектирования, можно считать частотное сканирование в угломестной плоскости. Это обеспечивает достаточно экономичный параллельный съем информации 4-мя $1,5^\circ$ лучами в нижней зоне (НЗ) (от 0° до 6°) и 4-мя 6° лучами в верхней зоне (ВЗ) (от 6° до 30°). Сканирование осуществляется путем использования углочастотной чувствительности облучателей антенны. В нижней зоне в качестве облучателя используется регулярный волновод со щелями. В верхней зоне используется змейковый волновод, имеющий большую углочастотную чувствительность. При этом в вертикальной плоскости реализуется расчетная зона обзора вида, представленного на рис. 2.6, на котором показаны потери на сканирование, которые необходимо учитывать при проектировании.

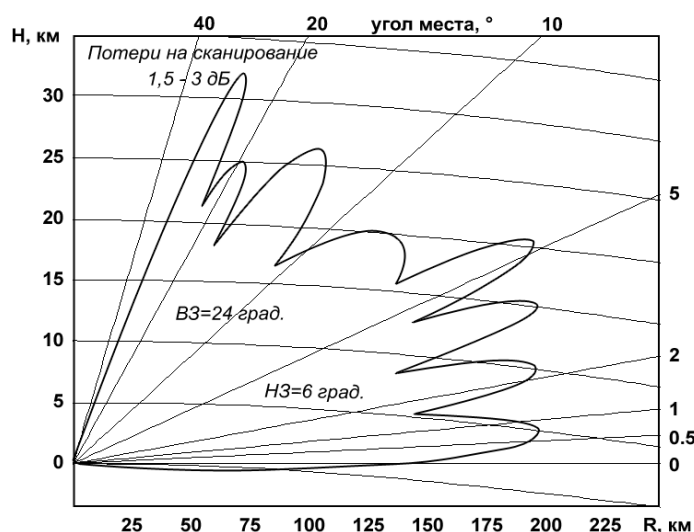
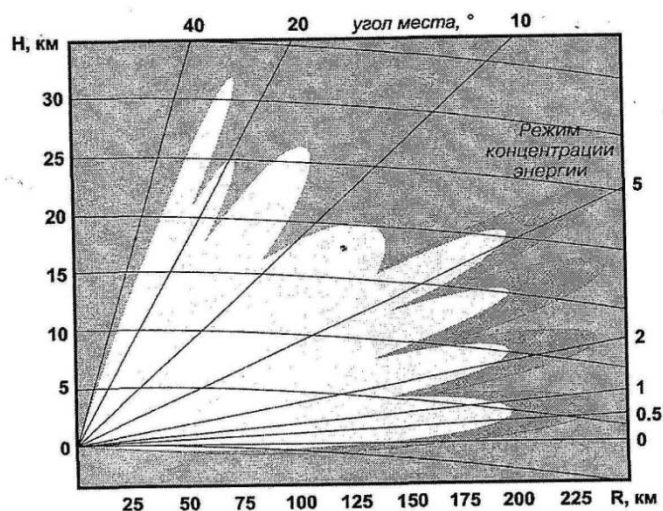
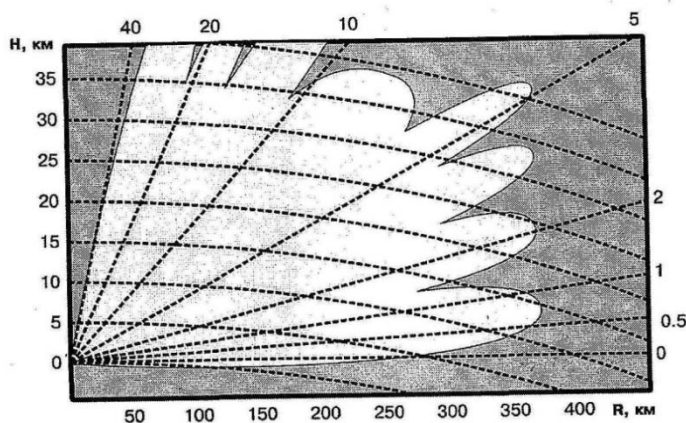


Рис. 2.6. Расчетная зона обзора РЛС 36Д6 в вертикальной плоскости

На рис. 2.7 представлены конфигурации реальных зон обзора РЛС 36Д6 при обнаружении цели типа истребитель с эффективной площадью рассеивания ЭПР, равной $2-2,5 \text{ м}^2$, и пассажирского самолета с ЭПР, равной 10 м^2 .



ЭПР, м² 2÷2,5
D по 0,5
F ЛТ 10⁻⁶
Свободное пространство
Сверлинг 3



ЭПР, м² 10
D по 0,5
F ЛТ 10⁻⁶
Свободное пространство
Сверлинг 3

Рис. 2.7. Зоны обнаружения РЛС для разных типов целей

С учетом электромеханического сканирования антенны в азимутальной плоскости такой вид зона обнаружения РЛС 36Д6 имеет на каждом азимутальном направлении. Темп сканирования антенны в азимутальной плоскости – 6 или 12 оборотов в минуту (соответственно, период обзора 10 или 5 с).

Формирование парциальных лучей диаграммы направленности антенны обеспечивается путем излучения зондирующих импульсов (ЗИ) на разных частотах, которые определяются необходимым пространственным

расположением парциальных лучей ДНА. Временная расстановка зондирующих импульсов следующая:



Рис. 2.8. Расстановка зондирующих сигналов РЛС 36Д6

На рис. 2.8 показаны зондирующие сигналы длительностью $\tau_{и}$ с периодом повторения $T_{п}$ на частотах $F_1 \dots F_4$, которые излучаются в направлении первого ... четвертого луча нижней зоны (используется облучатель на регулярном волноводе) или в направлении первого...четвертого луча верхней зоны (используется змейковый волновод). Смещение частоты смежных импульсов F_1, F_2, F_3 и F_4 составляет 58 МГц. Это позволяет обеспечить взаимное угловое смещение лучей ДНА нижней зоны на $1,5^\circ$ и при полутораградусной их ширине реализовать нижнюю зону обнаружения в интервале углов от 0 до 6° . В верхней зоне за счет применения змейкового волновода с большей углочастотной зависимостью взаимное смещение лучей ДНА составляет 6° , что позволяет реализовать зону обнаружения от 6 до 30° . При этом в верхней зоне ширина лучей ДНА увеличивается до 6° , что обеспечивается уменьшением линейных размеров змейкового облучателя.

Таким образом, для формирования смежных лучей диаграммы направленности в антенне с частотным сканированием необходимо сформировать зондирующие сигналы на разных частотах, излучаемых друг за другом. При этом пространственная расстановка лучей диаграммы направленности определяется углочастотной чувствительностью облучателей, а ширина диаграммы направленности – их линейными размерами.

Недостатком РЛС при использовании антенны с частотным сканированием является ограниченная возможность перестройки рабочей частоты, что снижает помехозащищенность в условиях воздействия прицельных по частоте активных шумовых помех, а также пониженная точность измерения высоты цели из-за изменения ее ЭПР при изменении частоты зондирующего сигнала.

2.2.2 Особенности формирования зондирующих импульсов

При использовании простого импульсного сигнала на вход формирователя зондирующего сигнала ФЗС (см. рис. 2.4) с синхронизатора

РЛС поступает видеоимпульс, длительность которого равна требуемой длительности зондирующего сигнала (рис. 2.9).

Ключ, входящий в состав ФЗС, под воздействием синхроимпульса (рис. 2.9 а) пропускает на выход формирователя синусоидальное напряжение промежуточной частоты, поступающее с задающего генератора ЗГ (см. рис. 2.4). Сформированный радиоимпульс (рис. 2.9 б) умножается по частоте в умножителе УМН₂ таким образом, чтобы его частота равнялась рабочей несущей частоте РЛС.

Сформированные таким же образом импульсы всех угломестных каналов поступают на усилитель мощности УМ, выполненный на клистроне. В УМ сформированные зондирующие импульсы усиливаются до величины, обеспечивающей обнаружение лоцируемых целей на заданной дальности.

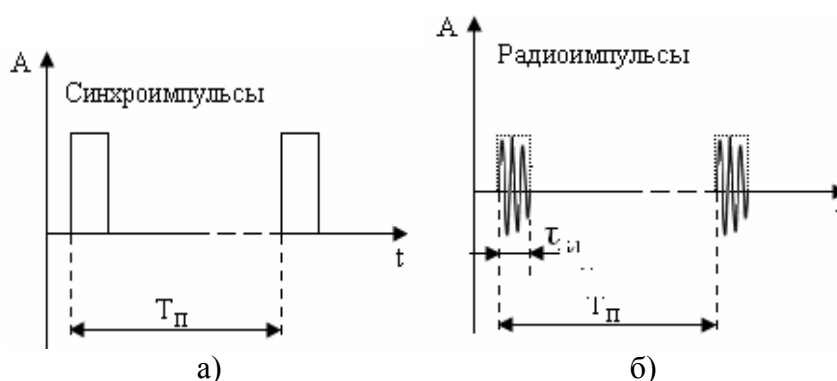


Рис. 2.9. Расстановка синхро- (а) и радиоимпульсов (б) на временной оси

После усиления в УМ зондирующие сигналы всех угломестных каналов на частотах $f_1 \dots f_4$ поочередно поступают на антенный переключатель АП и излучаются в пространство антенной системой АС (рис. 2.9).

Более подробно метод формирования зондирующих импульсов, использованный в РЛС 36Д6, представлен функциональной схемой на рис. 2.10.

Из рис. 2.10 следует, что частоты гетеродинов $f_{Г1}, f_{Г3}, f_{Г5}, f_{Г7}$ формируются в двух смесителях путем образования комбинации из непрерывных колебаний с частотами $f_0 = 3002$ МГц и $f = 29$ МГц. После фильтрации гетеродинных напряжений они поступают на первые входы смесителей формирователя зондирующих сигналов. На вторые входы смесителей поступают напряжения промежуточной частоты $f_{ПЧ}$, простробированные импульсами И31.-1, И31.-2, И31.-3, И31.-4. Сформированные смесителями зондирующие сигналы с соответствующими стробирующим импульсам длительностью и смещением во времени (см. рис. 2.10) на частотах $f_{П1} = f_{Г1} + f_{ПЧ}, \dots, f_{П7} = f_{Г7} + f_{ПЧ}$ суммируются в частотном сумматоре Σ .

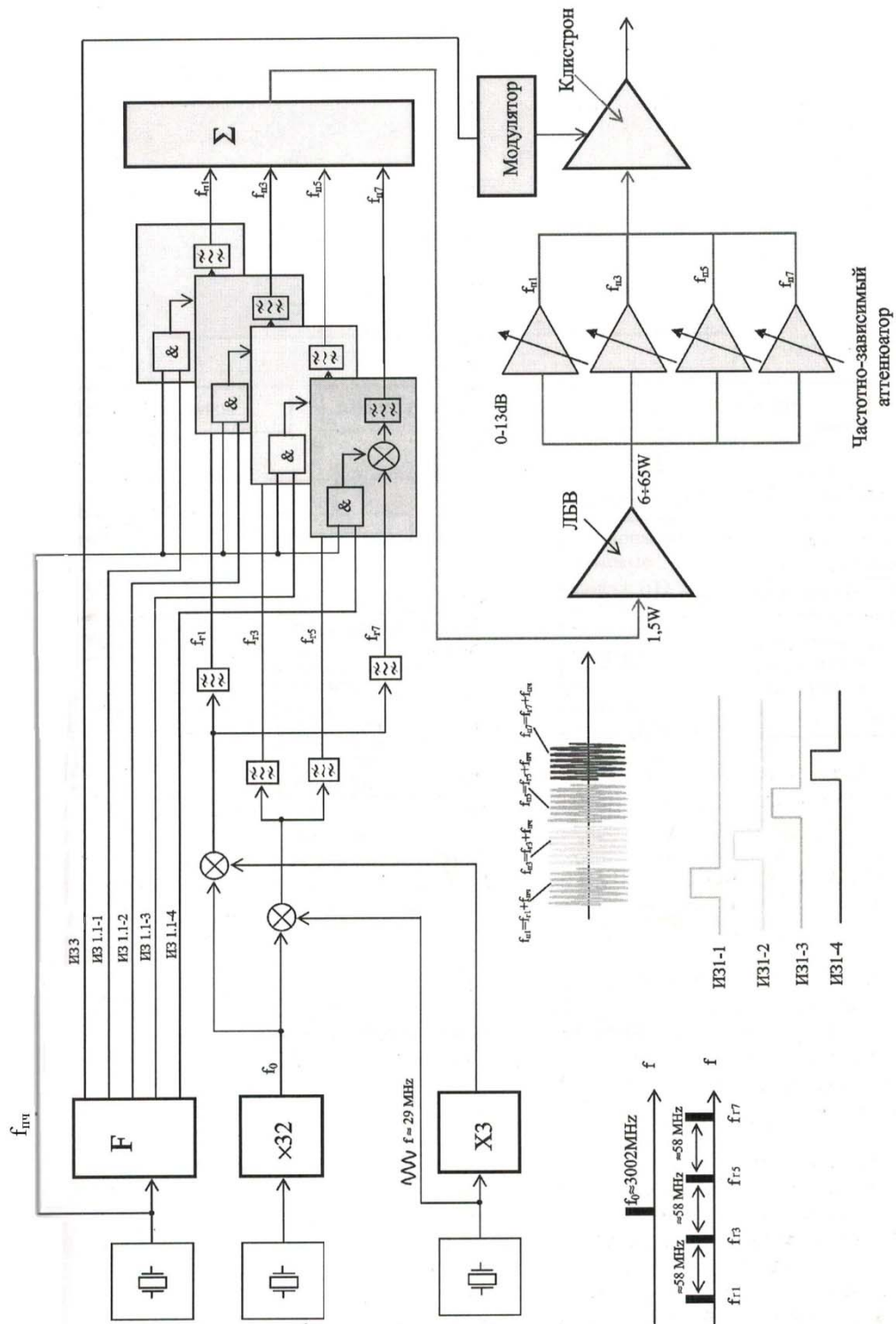


Рис. 2.10. Схема формирования зондирующих сигналов РЛС 36Д6

Предварительное усиление зондирующего сигнала осуществляется в усилителе на лампе бегущей волны (ЛБВ). Согласование уровня зондирующих сигналов с частотной характеристикой клистрона производится с помощью частотно-зависимого аттенюатора. Оконечный усилитель на клистроне обеспечивает поступление в антенну радиочастотных импульсов требуемого уровня мощности с высокой стабильностью.

Использование высокостабильных кварцевых резонаторов в функциональной схеме обеспечивает высокую стабильность формируемых сигналов. Такой метод формирования зондирующих сигналов, а также формирование импульсов запуска из колебаний промежуточной частоты обеспечивает полную когерентность сигналов в РЛС.

Что изменяется при использовании сложного сигнала в РЛС? Если, например, в качестве сигнала используется фазокодоманипулированный сигнал, то в этом случае длительность стробирующих импульсов ИЗ1.–1, ИЗ1.–2, ИЗ1.–3, ИЗ1.–4 определяется суммарной длительностью всех элементов сложного сигнала. При этом фазовый модулятор, который необходимо ввести в состав ФЗС изменяет фазы простробированных напряжений промежуточной частоты, в соответствии с выбранным двоичным кодом (например, кодом Баркера, реализованным в РЛК ДНЕПР–М). Обработка принимаемых сигналов осуществляется фильтром сжатия ФС (см. рис. 2.5).

Фильтр сжатия, в соответствии с известным кодом, производит синфазное сложение элементов сложного сигнала. Когерентное внутрипериодное сложение элементов сложного сигнала при обработке в фильтре сжатия повышает разрешающую способность по дальности, которая в этом случае определяется длительностью элемента сложного фазокодоманипулированного сигнала.

2.2.3 Антенная система

Назначением антенны является преобразование зондирующих сигналов в пространственное электромагнитное поле излучения на передаче и обратное преобразование поля в месте приема в отраженные сигналы в зоне ответственности.

В зависимости от назначения радара либо это РЛС кругового обзора (КО), либо это РЛС, работающие в секторном режиме, их антенны различаются конструктивными особенностями, секторами обзора и способами сканирования пространства.

РЛС КО более универсальны, но могут работать и в секторном режиме. Секторные РЛС могут, например, решать задачи контрбатареи и контрракетной борьбы в военной области. Они могут также использоваться в качестве объектовой противовоздушной обороны (ПВО). Примером секторной РЛС может быть объектовая РЛС ПВО «Имбирь» российского производства или РЛК украинской разработки 1Л220У, решающий задачи контрбатареи и контрракетной борьбы. Антенные системы этих РЛС представляют собой фазированные антенные решетки с электронным сканированием луча (рис.2.11).

Для получения информации из пространства необходимо обеспечить сканирование диаграммы направленности антенны как по азимуту, так и по углу места. Современные радары военного назначения, как правило, используют параллельно-последовательный обзор пространства. С учетом экономических ограничений в РЛС КО в азимутальной плоскости используют электромеханическое сканирование (последовательный съем информации).

По углу места используют электронное сканирование, которое может быть аналоговым – частотным, либо фазовым, или комбинированным цифровым. В первом случае, при частотном сканировании, в качестве аналога в разработке можно использовать английскую РЛС AR-3D или украинскую РЛС 36Д6, при комбинированном сканировании – украинскую РЛС 80К6 (12 лучей) или зарубежные аналоги британскую Martello фирмы Алениа Маркони Системз (8 лучей), американскую AN/TPS-59 фирмы Локхид Мартин или ее модификации (11 лучей), российскую РЛС 22Ж6 «Десна-М» (16 лучей в угломестной плоскости). Антенные системы этих РЛС представлены на рис. 2.12.

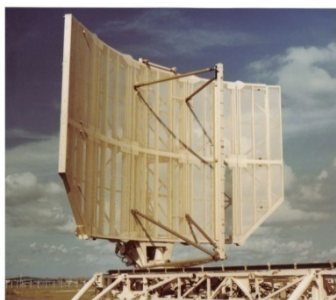


РЛС ПВО «Имбирь»



1Л220У «Зоопарк-1»

Рис.2.11 – Антенные комплексы секторных РЛС



AR-3D Antenna Unit and Mobile Mount

AR-3D



36Д6



Martello 3D



AN-TPS59



80К6



22Ж6Десна-М

Рис.2.12. Антенные системы РЛС КО

2.2.3.1 Основные параметры антенны

Параметры основной антенны РЛС определяются требуемой дальностью самой РЛС, ее разрешающей способностью по пространственным углам, а также обеспечивают определенную помехоустойчивость РЛС. Они варьируются в широких пределах в зависимости от ее назначения. Для РЛС 36Д6 они следующие.

Коэффициент усиления $G \sim 30$ дБ.

Уровень боковых лепестков \sim минус 25 дБ.

Ширина диаграммы направленности $1,5^\circ \dots 2,0^\circ$.

Сектор сканирования: по азимуту 360° ;

по углу места $0^\circ \dots 30^\circ$.

Темп обзора по азимуту 6, 12 об/мин.

Ширина диаграммы направленности антенны определяет разрешающую способность радара по угловым координатам: азимуту $\Delta\beta$ и углу места $\Delta\epsilon$. Среднеквадратическая погрешность измерения угловых координат σ также определяется шириной диаграммы направленности. При этом:

$$\sigma_{\text{аз}} = \frac{\theta_{0,5\text{аз}}}{\sqrt{\pi q}} \quad \text{и} \quad \sigma_{\text{ум}} = \frac{\theta_{0,5\text{ум}}}{\sqrt{\pi q}} . \quad (2.1)$$

Здесь $\theta_{0,5 \text{ аз}}$ и $\theta_{0,5 \text{ ум}}$ – ширина диаграммы направленности антенны по уровню 0,5 в азимутальной и угломестной плоскостях, соответственно; q – отношение сигнал/шум на входе измерителя.

Очевидно, что чем меньше ширина диаграммы направленности антенны (ДНА) и чем больше отношение сигнал/шум на входе измерителя, тем выше точность измерения угловых координат. Ширина ДНА и темп ее сканирования $\Omega_{\text{ск}}$ в азимутальной плоскости при фиксированном периоде повторения зондирующих импульсов определяет количество принятых отраженных сигналов за время обзора диаграммой направленности лоцируемой цели. Это непосредственно видно из рис. 2.13:



Рис. 2.13. Принцип приема сканируемой ДНА отраженных от цели сигналов

Также очевидно, что чем больше ширина ДНА и чем меньше скорость сканирования $\Omega_{\text{ск}}$, тем больше отраженных импульсов успеет принять радар за время текущего обзора. Чем большее количество импульсов подлежит когерентному межпериодному накоплению в когерентно-импульсных РЛС, тем большее отношение сигнал/шум реализуется в приемном канале. Однако, уменьшение скорости сканирования $\Omega_{\text{ск}}$ приводит к снижению производительности РЛС. Именно поэтому низковысотный обнаружитель с темпом обзора 3 об/мин в зенитно-ракетном комплексе С-300 ПМУ российского производства 5Н66 был заменен на РЛС 36Д6 украинского производства КП НПК «Искра». Увеличение ширины ДНА снижает разрешающую способность РЛС и точность измерения угловых координат. Поэтому при выборе или при расчетах основных параметров и характеристик РЛС необходимо проводить тщательный анализ взаимного влияния подсистем на параметры и характеристики радара в целом.

2.2.3.2 Выбор поляризации при проектировании РЛС

Существуют апостериорные статистические данные по эффективной площади рассеивания различных объектов, подлежащих радиолокационному обнаружению при разных поляризациях. В соответствии с ними самолеты имеют бóльшую ЭПР при горизонтальной поляризации. Поэтому как в отечественных РЛК управления воздушным движением «Днепр», так и в зарубежных ASR-9 и С-511 используют антенны с горизонтальной поляризацией.

В РЛС 36Д6 при зондировании радиолокационных целей также используют горизонтальную поляризацию. Однако, прием сигналов осуществляют как с горизонтальной поляризацией (основной радиолокационный канал), так и с вертикальной поляризацией (канал защиты главного луча ДНА от активных шумовых помех). Наличие приема помеховых сигналов с вертикальной поляризацией при одновременном приеме сигналов с горизонтальной поляризацией позволяет обеспечить фильтрацию полезных сигналов при воздействии активных шумовых помех по главному лучу ДНА.

В РЛС 1РЛ141 основной режим работы по поляризации аналогичен РЛС 36Д6. Однако, есть одна особенность – в состав РЛС 1РЛ141 введен поляризатор, изменяющий поляризацию сигналов. В частности, поляризатор позволяет использовать круговую поляризацию сигналов. При переотражении от гидрометеоров (мелких капель шарообразной формы) их поляризация изменяется на ортогональную. Ортогональные по поляризации отраженные сигналы антенной не принимаются. При этом отраженные от несимметричных целей (например, самолетов) сигналы имеют поляризацию весьма близкую к поляризации зондирующих сигналов и принимаются антенной РЛС. Это повышает помехозащищенность в условиях воздействия пассивных помех. Однако, при дождях большой интенсивности капли изменяют свою форму и эффективность поляризационной селекции ухудшается. Поэтому эффективность поляризационной селекции можно оценить величиной порядка 10...15 дБ.

Если обнаружению подлежат такие объекты, как мины или снаряды, то выбор поляризации осуществляют в зависимости от траектории их полета, а также в зависимости от того, на каком участке траектории их надо обнаружить. Так, для обнаружения мин близкой к оптимальной является вертикальная поляризация (так как траектории полета мин близки к вертикальным); для обнаружения снарядов близкой к оптимальной является горизонтальная поляризация (так как для снарядов характерны настильные траектории).

Видимо, можно считать, что оптимальной при обнаружении мин и снарядов является осесимметричная цели поляризация.

2.2.3.3 Эскизный расчет антенны апертурного типа

1. Путем анализа аналогов определяется вид обзора и количество парциальных лучей в диаграмме направленности антенны.

2. Исходя из необходимой производительности РЛС, с учетом технических решений, использованных в аналогах, выбирается период обзора в азимутальной плоскости.

3. По заданной в техническом задании разрешающей способности или точности измерения угловых координат определяется требуемая ширина ДНА в азимутальной и угломестной плоскостях.

4. Исходя из приемлемого уровня боковых лепестков ДНА (см. табл. 2.1), выбирается амплитудное распределение поля в раскрыве антенны в вертикальной и горизонтальной плоскостях. Определяется коэффициент использования площади антенны $\nu = \sqrt{\nu_{\text{ум}} \nu_{\text{аз}}}$, где $\nu_{\text{ум}}$ и $\nu_{\text{аз}}$ коэффициенты использования поверхности, соответствующие распределениям амплитуд напряженности электрического поля в угломестной и азимутальной плоскостях (см. табл.2.1).

5. Рассчитываются геометрические размеры антенны [7]:

–большой размер: $A = \alpha \frac{\lambda}{\theta_{0,5\text{ум}}}$, (в 36Д6 большим является вертикальный размер),

–меньший размер: $B = \beta \frac{\lambda}{\theta_{0,5\text{аз}}}$,

и ее площадь $S_A = A * B$. Здесь α и β множители, имеющие градусную меру, и зависящие от выбранного амплитудного распределения поля по вертикальному и горизонтальному раскрывам антенны, λ – рабочая длина волны. Если требуется веретенообразная форма ДНА, то $\alpha = \beta$. Если форма ДНА должна быть веерной, то $\alpha \neq \beta$.

6. Рассчитывается коэффициент направленного действия (КНД):

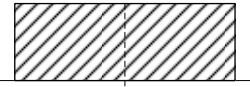
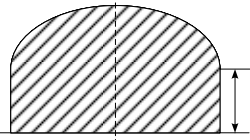
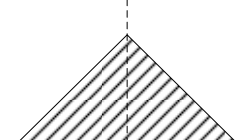
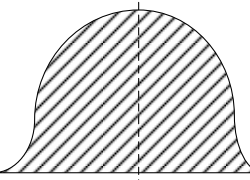
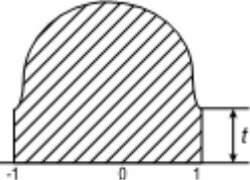
$$\text{КНД} = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_A \nu.$$

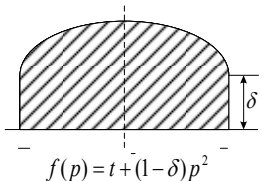
7. Рассчитывается коэффициент усиления антенны G:

$$G = \text{КНД} \eta,$$

где η – коэффициент полезного действия антенны ($\eta \geq 0,9$).

Таблица 2.1. Зависимость параметров антенны от распределения поля в прямоугольном раскрыве

Закон изменения амплитуды поля (синфазный раскрыв) $f(p)$	α или β		Ширина ДН антенны $\theta_{0,5\text{ум}}^0, \theta_{0,5\text{аз}}^0$	Ширина ДН антенны $\theta_{0,5\text{ум}}^0, \theta_{0,5\text{аз}}^0$	Уровень бокового лепестка $\xi_{\text{бок}}, \text{дБ}$	Кэфф. использования площади апертуры, ν	
1	2		3	4	5	6	
 $f(p)=1$	50,5		$50,5 \frac{\lambda}{L}$	$115 \frac{\lambda}{L}$	-13,2	1,0	
 $f(p)=t+(1-t)\cos\left(\frac{\pi}{2}p\right)$	50,5	$t=1$	$50,5 \frac{\lambda}{L}$	$115 \frac{\lambda}{L}$	-13,2	1	
	52	$t=0,8$	$52 \frac{\lambda}{L}$	$120 \frac{\lambda}{L}$	-14,0	0,99	
	54	$t=0,6$	$54 \frac{\lambda}{L}$	$127 \frac{\lambda}{L}$	-16,0	0,975	
	57,5	$t=0,4$	$57,5 \frac{\lambda}{L}$	$137 \frac{\lambda}{L}$	-18,6	0,95	
	62	$t=0,2$	$62 \frac{\lambda}{L}$	$150 \frac{\lambda}{L}$	-21,5	0,915	
	68,5	$t=0$	$68,5 \frac{\lambda}{L}$	$172 \frac{\lambda}{L}$	-23	0,81	
 $f(p)=1- p $	-1	73	0	$73 \frac{\lambda}{L}$	$229 \frac{\lambda}{L}$	-26,4	0,75
 $f(p)=\cos^n\left(\frac{\pi}{2}p\right)$	50,5	$n=0$	$50,5 \frac{\lambda}{L}$	$115 \frac{\lambda}{L}$	-13,2	1	
	68,5	$n=1$	$68,5 \frac{\lambda}{L}$	$172 \frac{\lambda}{L}$	-23	0,81	
	83	$n=2$	$83 \frac{\lambda}{L}$	$229 \frac{\lambda}{L}$	-32	0,667	
	95	$n=3$	$95 \frac{\lambda}{L}$	$287 \frac{\lambda}{L}$	-40	0,575	
	110	$n=4$	$110 \cdot 5 \frac{\lambda}{L}$	$344 \frac{\lambda}{L}$	-80	0,515	
	 $f(p)=t+(1-t)\cos^2\left(\frac{\pi}{2}p\right)$	50,5	$t=1$	$50,5 \frac{\lambda}{L}$	$115 \frac{\lambda}{L}$	-13,2	1
-1		52,5	$t=0,8$	$52,5 \frac{\lambda}{L}$	$121,5 \frac{\lambda}{L}$	-15,2	0,99
56		$t=0,6$	$56 \frac{\lambda}{L}$	$132 \frac{\lambda}{L}$	-18,7	0,97	

	60,5	$t=0,4$	$60,5 \frac{\lambda}{L}$	$144 \frac{\lambda}{L}$	-24,3	0,94
	67,5	$t=0,2$	$67,5 \frac{\lambda}{L}$	$187 \frac{\lambda}{L}$	-30,3	0,885
	83	$t=0,$	$83 \frac{\lambda}{L}$	$229 \frac{\lambda}{L}$	-32	0,667
 $f(p) = t + (1 - \delta)p^2$	50,5	$\delta = 1$	$50,5 \frac{\lambda}{L}$	$115 \frac{\lambda}{L}$	-13,2	1
	52,5	$\delta = 0,8$	$52,5 \frac{\lambda}{L}$	$121,5 \frac{\lambda}{L}$	-15,8	0,994
	55,5	$\delta = 0,5$	$55,5 \frac{\lambda}{L}$	$130,5 \frac{\lambda}{L}$	-17,1	0,97
	66	$\delta = 0$	$66 \frac{\lambda}{L}$	$164 \frac{\lambda}{L}$	-20,6	0,833

В таблице 2.1 использованы обозначения:

L – линейный размер апертуры, t и δ – уровень амплитуды поля на краю раскрыва антенны, p – нормированная к размеру апертуры текущая пространственная координата в соответствующей плоскости.

2.2.3.4 Эскизный расчет антенны для РЛС управления воздушным движением

В РЛС УВД, как правило, в угломестной плоскости используют два приемных канала для обнаружения низко- и высоко-летящих воздушных объектов с формой диаграммы направленности cosec^2 обоих каналов. Примерами могут быть английская радиолокационная система С-511 и отечественная – Днепр (КП «НПК «Искра»). При этом верхний луч оказывается менее подверженным влиянию отражений от подстилающей поверхности, гидрометеоров, «ангелов», что повышает помехозащищенность РЛС. В качестве примера на рис. 2.14 показана двухлучевая зона обнаружения РЛК «Днепр-К».

Для приблизительной оценки размеров антенны в угломестной плоскости можно использовать методику, приведенную в [7]. Для начала расчетов необходимы следующие данные: ширина луча по уровню половинной мощности $\theta_{0,5\text{ум}}$, максимальная дальность действия станции $R_{\text{макс}}$, высота полета цели $h_{\text{макс}}$.

Форма диаграммы направленности cosec^2 в угломестной плоскости РЛС УВД определяется требованием, чтобы отраженные сигналы от лоцируемых объектов с одинаковой ЭПР, находящиеся на одинаковой высоте, на входе приемника имели одинаковую амплитуду независимо от расстояния до них.

Реально это требование к коэффициенту усиления антенны должно выполняться в пределах углов от минимального

$$\theta_{0,5\text{ум}} = \arcsin \frac{h_{\text{пр}}}{R_{\text{макс}}} , \quad (2.2)$$

(при котором реализуется максимальное усиление антенны) до максимального $\theta_2 = 45 \dots 50^\circ$. Диаграммы направленности такого типа получили название косекансных (cosec или cosec^2).

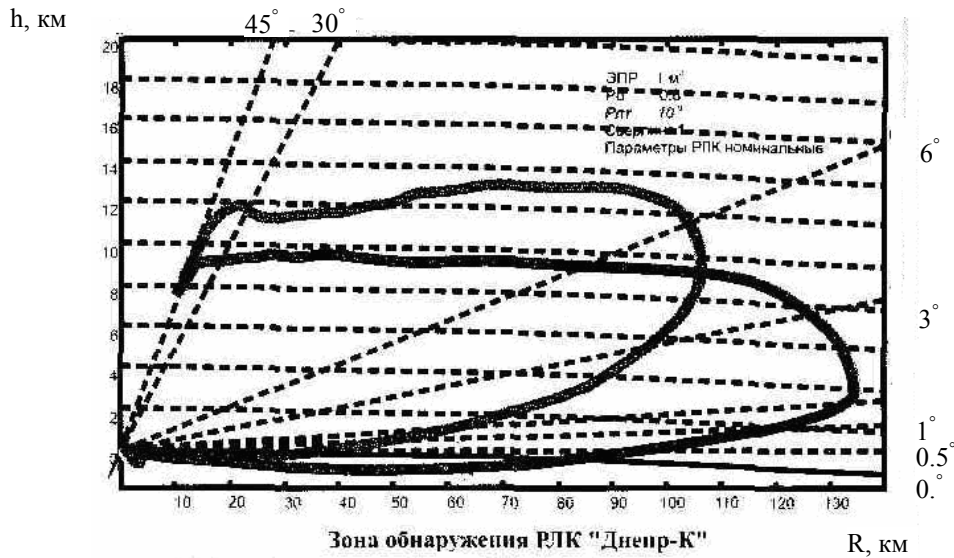


Рис.2.14. Двухлучевая зона обнаружения РЛК «Днепр-К»

Используя предшествующий опыт разработчиков аналогичных антенн, ширину луча антенны в угломестной, а также в азимутальной плоскости можно взять такую же, как в аэродромном РЛК «Днепр-М» $\theta_{0,5\text{ум}} = 4^\circ$, $\theta_{0,5\text{аз}} = 1,9^\circ$, соответственно. Зададимся максимальной дальностью до цели, равной 140 км, максимальной высотой цели $h_{\text{макс}}$, равной 10 км и вычислим приведенную высоту цели $h_{\text{пр}}$ с учетом кривизны Земли

$$h_{\text{пр}} = h_{\text{макс}} \frac{R_{\text{макс}}^2}{R_3} = 10 \cdot \frac{140^2}{6370} = 6,92 \text{ км}, \quad (2.3)$$

где R_3 – радиус Земли, равный 6370 км.

По выражению (2.2) определим направление максимального усиления антенны

$$\theta_{0\text{ум}} = \arcsin \frac{h_{\text{пр}}}{R_{\text{макс}}} = \arcsin \frac{6,92}{140} = 2,8^\circ.$$

Определим размеры антенны в угломестной плоскости. Можно лишь приблизительно получить закон распределения поля cosec^2 в раскрыве антенны. Основное отклонение формы реальной ДН от идеальной косекансной будет иметь место в области максимума ДН. В этой области ДН косекансного типа аппроксимируют функцией пространственного угла наблюдения θ

$$P_1(\theta) = \frac{\sin^2 \left[\frac{\pi A}{\lambda} \sin(\theta_{0\text{ум}} - \theta) \right]}{\left[\frac{\pi A}{\lambda} \sin(\theta_{0\text{ум}} - \theta) \right]^2}, \quad (2.4)$$

$$B_{аз} = \frac{(65 \div 75) \lambda}{\theta_{0,5аз}}, \quad (2.5)$$

где $\theta_{0,5аз}$ – ширина ДН в азимутальной плоскости по уровню половинной мощности.

$$B_{аз} = \frac{70 \cdot 0,1}{1,9^\circ} = 3,7 \text{ м.}$$

Для получения второй (верхней) диаграммы направленности можно сместить облучатель на 4° вверх. При этом происходит изменение положения косекансной ДН на такой же угол практически без изменения ее формы.

При проектировании зеркала антенны стараются сделать нижнюю кромку ДН, в пределах углов от 0 до θ_0 , как можно круче, чтобы уменьшить влияние Земли на ее форму. Это продемонстрировано на рис. 2.16.

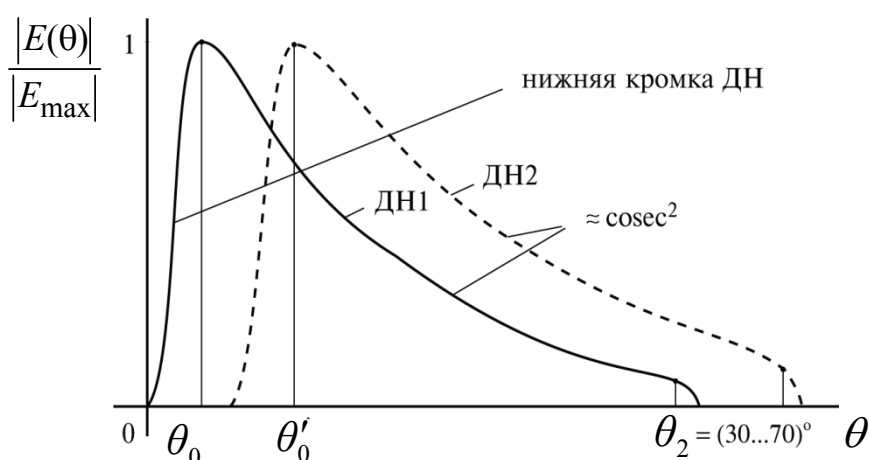


Рис. 2.16. Формирование двухлучевой ДН

Усиление антенны приблизительно можно найти по формуле

$$G = \frac{22000}{\theta_{0,5аз}^0 \theta_{0,5ум}^0}, \quad (2.6)$$

или

$$G = \frac{22000}{1,9 \cdot 4} \approx 2894.$$

Усиление второго луча будет меньшим на 6–8 % из-за смещения облучателя из фокуса зеркала.

$$G_2 = 2894 \cdot 0,94 = 2721.$$

Существует несколько методов формирования косекансных диаграмм направленности антенн [5], а именно:

- метод парциальных ДН;
- применение в параболоиде вращения рассеивающего «kozyрька»;
- использование зеркала в форме параболического цилиндра;
- применение зеркала двойной кривизны.

2.2.3.5. Эскизный расчет фазированной антенной решетки

Если в качестве антенны РЛС используется полотно ФАР с прямоугольным раскрытием, примерный порядок эскизного расчета такой антенны следующий.

Дополнительный параметр для этой антенны – коэффициент использования поверхности определяют из табл.2.1 по заданному уровню боковых лепестков диаграммы направленности.

Далее по выбранному из табл. 2.1 закону распределения амплитуд вдоль большего и меньшего размеров решетки, которые обеспечивают требуемые уровни боковых лепестков ДН, находят размеры антенны в основной и вспомогательной плоскостях (A и B) и площадь антенного полотна S_A .

Размеры сторон A и B рассчитываются так:

$$A = \frac{\alpha \lambda}{\theta_{0,5\text{ум}}}, B = \frac{\beta \lambda}{\theta_{0,5\text{аз}}},$$

где α и β – коэффициенты в единицах градусной меры, взятые из табл. 2.1 в соответствии с выбранными по требуемому уровню боковых лепестков ДН законам распределения амплитуд поля, $\theta_{0,5\text{ум}}$, $\theta_{0,5\text{аз}}$ – ширина главного луча ДН в угломестной и азимутальной плоскостях, соответственно, определенные из формулы (2.1).

Площадь ФАР определяется по формуле:

$$S_A = A \cdot B.$$

Рассчитывается коэффициент усиления антенны в предположении справедливости для ФАР модели эквивалентной непрерывной апертуры:

$$G = \frac{4\pi S_A \nu}{\lambda^2} \cdot \eta,$$

η – КПД ФАР ($\eta=0,9$).

Шаг решетки ФАР (расстояние между двумя соседними излучателями полотна) рассчитывается из условия отсутствия побочных главных максимумов ДН в секторе сканирования ФАР:

$$d_{\text{ум}} \leq \frac{\lambda}{\sin(\theta_{\text{ум}}^{\text{СК}}) + 1}, \quad d_{\text{аз}} \leq \frac{\lambda}{\sin(\theta_{\text{аз}}^{\text{СК}}) + 1},$$

где $\theta_{\text{ум}}^{\text{СК}}$, $\theta_{\text{аз}}^{\text{СК}}$ – половина сектора сканирования антенны в угломестной и азимутальной плоскостях, соответственно.

Количество излучателей при этом в строке и столбце $N_{\text{ум}}$, $N_{\text{аз}}$ определяется из уже найденных выше размеров A и B , округляя $N_{\text{ум}}$, $N_{\text{аз}}$ до ближайшего целого числа в большую сторону:

$$N_{\text{ум}} = \frac{A}{d_{\text{ум}}} + 1; \quad N_{\text{аз}} = \frac{B}{d_{\text{аз}}} + 1.$$

Общее число излучателей в полотне ФАР находится как произведение излучателей в строке и столбце:

$$N = N_{\text{ум}} N_{\text{аз}}.$$

2.2.3.6 Цифровые антенны

По мере развития систем радиолокации растет количество функций, которые выполняются приемной антенной. Интенсивно развиваются антенны с цифровой обработкой сигнала, в частности, адаптивные антенные решетки с цифровым формированием диаграмм направленности - цифровые антенные решетки (ЦАР), в которых сигнал, принятый каждым элементом решетки, преобразуется в цифровой код и формирование ДН и дальнейшая обработка сигнала осуществляются, например, в цифровом сигнальном процессоре (DSP). Иногда оцифровывается сигнал, который принимается не одним элементом решетки, а их группой (подрешеткой), например строкой плоских решеток со сканированием луча по углу места или столбцом - по азимуту. Таким образом, цифровая обработка информации в этих системах начинается непосредственно в самой антенне. Метод дискретной цифровой обработки сигналов, принятых решеткой, и техническая реализация этих методов разработаны достаточно давно и рассмотрены в большом количестве источников, например, в [8].

В структурную схему ЦАР (рис.2.17) входит набор излучателей 1, аналого-цифровых модулей (АЦМ) 2 и цифровая система формирования диаграмм направленности (СФДН), а также генераторы вспомогательных сигналов и процессор управления лучом ДН.

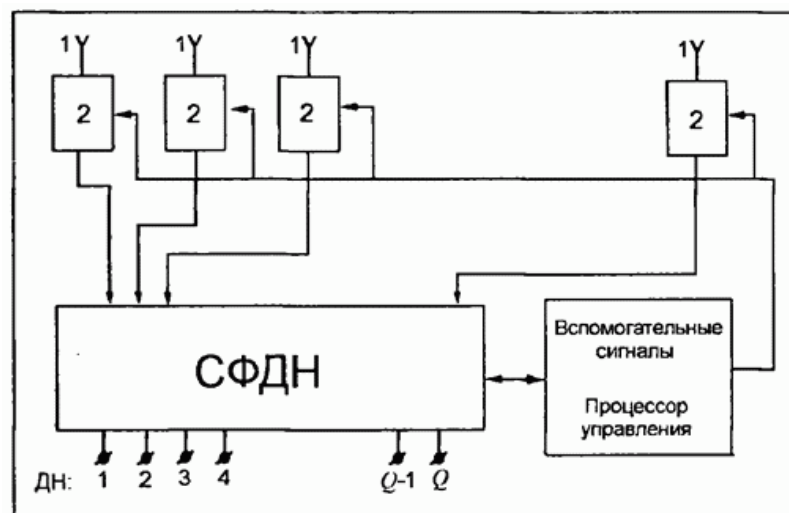


Рис. 2.17 – Обобщенная структура ЦАР

В современных РЛС с выхода каждого АЦМ на СФДН подаются две квадратуры, имеющие вид числовых последовательностей. Они определяют амплитуду и фазу колебания, которое принято входной антенной модуля.

Образование диаграмм направленности и управление их положением и формой осуществляется в СФДН. Архитектура СФДН как вычислительного

средства определяется общим алгоритмом обработки информации, принятой антенной, а этот алгоритм, в свою очередь, зависит от требований к РЛС. Основной задачей СФДН является дискретное преобразование Фурье входных сигналов и формирование ДН решетки [9]. Поэтому алгоритм формирования ДН является важнейшей частью общего алгоритма системы. Кроме того, в СФДН нередко решается задача изменения формы ДН как в области главного луча, так и в области боковых лепестков. Это необходимо, с одной стороны, для адаптации РЛС к задачам, которые изменяются в процессе работы, а с другой стороны, для подстройки к изменению внешней обстановки. Характер этих изменений и будет определять требования к алгоритму, который реализует адаптацию. С другой стороны, изменение ДН может понадобиться при отклонении ее формы от заданной под влиянием нестабильности, возникающей в аппаратуре самой системы. Чтобы «вернуть» ДН в исходное состояние, включают соответствующий алгоритм.

Функционирование схемы цифрового формирования ДН (рис.2.17) сводится к следующему. Принятый каждым излучателем сигнал усиливается, преобразуется по частоте, проходит полосовой фильтр и с помощью АЦП превращается в цифровую последовательность. Формирование ДН из числовой последовательности можно принципиально провести тремя способами :

- прямое сложение значений сигналов, принятых излучателями решетки и отквантованных в определенные моменты времени, в этом случае возможно формирование диаграмм дискретно расположенных в пространстве и закрытие системой нужной зоны пространства;

- сложение между собой вычисленных с помощью преобразования Гильберта, сопряженных принятым, значений сигналов от излучателей в моменты времени, обеспечивающие квазинепрерывное перемещение ДН в пространстве (между двумя последовательными моментами квантования);

- введение в числовые последовательности излучателей фазовых сдвигов с последующим сложением получаемых значений, соответствующих одним и тем же моментам квантования.

Во всех случаях возможно управление амплитудным распределением путем умножения значений сигналов излучателей на амплитудные коэффициенты перед их сложением.

2.3 НАЗНАЧЕНИЕ, ВЫБОР И РАСЧЕТ УСТРОЙСТВ ПРИЕМНОЙ ЧАСТИ РЛС

2.3.1 Расчет периода повторения зондирующих импульсов

В импульсной РЛС зондирующие сигналы излучаются непрерывно с некоторым периодом T_{Π} . В радиолокации для однозначного определения дальности период повторения T_{Π} , как правило, определяется максимальной дальностью действия R_{\max}

$$R_{\max} = \frac{c}{2} T_{\Pi}, \text{ откуда } T_{\Pi} = \frac{2R_{\max}}{c}, \quad (2.7)$$

где c – скорость света.

Объясняется это тем, что в процессе зондирования излученный импульс при распространении в пространстве должен «опросить» все элементы разрешения по дальности, включая и элемент разрешения на максимальной дальности. На рис. 2.18, а в координатах амплитуда A – время t показаны зондирующие импульсы РЛС, а на рис. 2.18, б – в координатах выходной сигнал приемника $U_{\text{вых. пр.}}$ – дальность R показаны отраженные сигналы от целей.

На рис. 2.18, б показан случай обнаружения радаром 3-х целей от i -того зондирующего импульса на дальностях 25 и 50 км и на максимальной дальности $R_{\max}=90$ км. После приема отраженных сигналов со всех элементов разрешения по дальности (от нуля до 90 км) антенный переключатель АП (рис. 2.18) подключает к антенной системе АС передатчик и происходит следующее зондирование пространства.

Расстояние до цели в РЛС определяется путем измерения времени запаздывания отраженного сигнала по отношению к зондирующему. Очевидно, что если нарушается условие $T_{\Pi} \geq \frac{2R_{\max}}{c}$, то возникает неоднозначность в определении дальности.

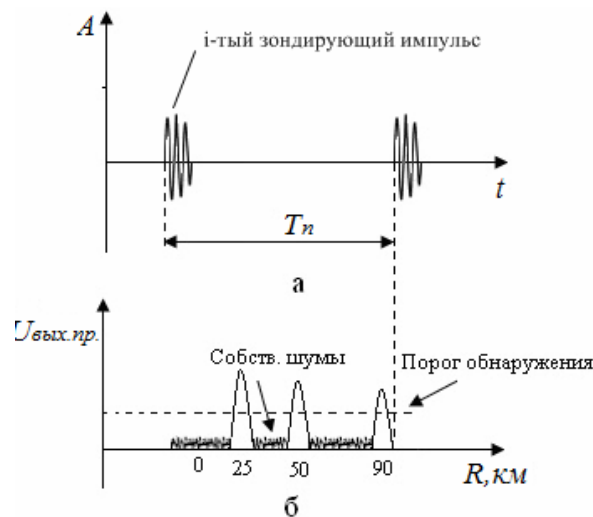


Рис. 2.18. Распределение: во времени – зондирующих сигналов (а), по дальности – обнаруженных целей (б)

В РЛС 36Д6, в зависимости от требуемой максимальной дальности действия 90, 180 или 360 км, реализовано три возможных режима работы: «частый», «редкий» и «сверхредкий», при этом частота повторения импульсов принимает значения: 1500, 750 и 375 Гц, соответственно режимам, а периоды повторения в этих режимах равняются: 0,67; 1,33; 2,66 мс.

2.3.2 Расчет необходимой длительности импульсов

Из теории радиосистем известно, что длительность импульса τ_u определяет разрешающую способность радара по дальности, а также точность измерения дальности. Очевидно, что чем выше требуемая по техническому заданию разрешающая способность и точность измерения дальности, тем меньше должна быть длительность импульса. Это иллюстрируется на рис. 2.19.

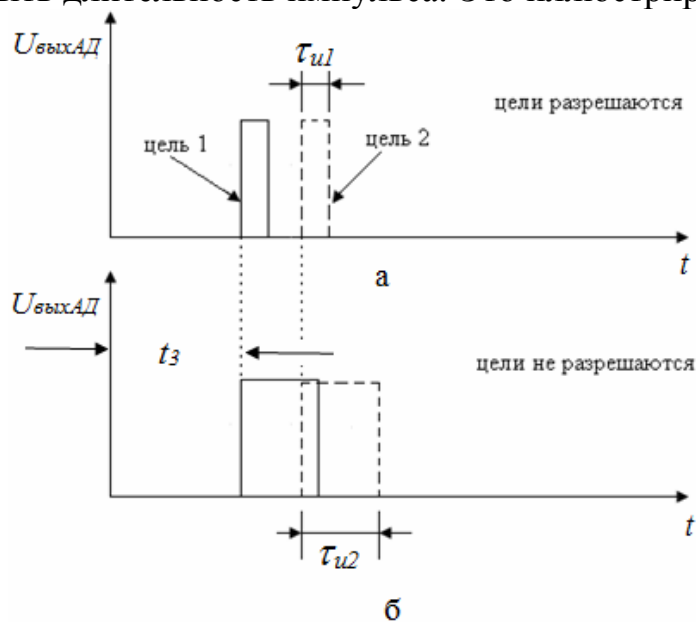


Рис. 2.19. Осциллограммы отраженных сигналов на выходе амплитудного детектора (АД) приемника при различных длительностях импульса

На рис. 2.19, а и 2.19, б, соответственно, показаны отраженные от близкорасположенных целей сигналы с длительностью импульса τ_{u1} и τ_{u2} . Причем длительность импульсов $\tau_{u1} < \tau_{u2}$. Очевидно, что при τ_{u1} цели наблюдаются раздельно, т.е. разрешаются, а при τ_{u2} формируется общая огибающая и цели по дальности не разрешаются.

Если в техническом задании на проектирование задана разрешающая способность по дальности ΔR , то требуемая длительность зондирующего импульса может быть определена из следующих соображений. Известно, что $\Delta R = \frac{c}{2} \tau_u$. При этом $\tau_u = \frac{2\Delta R}{c}$. Если, например, $\Delta R = 150$ м, то $\tau_u = \frac{2 \cdot 150}{300 \cdot 10^6} = 1$ мкс.

В случае использования сложного, например, фазокодированного сигнала (ФКМ) по приведенной формуле рассчитывают длительность одного элемента сигнала.

Если в техническом задании на проектирование задана точность измерения дальности, то длительность импульса или одной позиции можно определить по формуле для среднеквадратичной погрешности σ_R измерения дальности:

$$\sigma_R = \frac{c}{2} \frac{\tau_u}{\sqrt{\pi q}} \quad (2.8)$$

Здесь q – требуемое отношение сигнал/шум, которое рассчитывается исходя из заданных вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги.

Очевидно, чем больше q , тем меньше погрешность измерений и выше точность. Чем выше требуемая точность измерения дальности, тем меньше должна быть длительность зондирующего импульса.

2.3.3 Назначение и основные параметры приемного устройства

2.3.3.1 Антенный переключатель (АП). В импульсной РЛС антенна является приемопередающей. Режимы «передача» или «прием» являются взаимно исключаящими. Реализуется это путем использования переключателя прием/передача. При этом на относительно короткое время, определяемое длительностью зондирующего сигнала, антенна подключается к передатчику. В РЛС 36Д6, в зависимости от требуемой дальности действия R_{\max} , длительность импульса составляет: при $R_{\max} = 90$ км – $\tau_u = 1,5$ мкс; при $R_{\max} = 180$ км – $\tau_u = 3$ мкс; при $R_{\max} = 360$ км – $\tau_u = 6$ мкс. С учетом частотного сканирования ДНА возникает необходимость поочередно излучать четыре зондирующих импульса на разных частотах. Поэтому время подключения антенны к передатчику $t = 4 \tau_u$ и, например, при $\tau_u = 6$ мкс составляет $t_{\max} = 24$ мкс.

Поскольку РЛС принимает отраженные сигналы от всех элементов разрешения по дальности, то время подключения антенны к приемнику намного больше и определяется периодом повторения зондирующих

импульсов. В РЛС 36Д6 период повторения импульсов, в зависимости от режима работы, составляет 0,66; 1,33 или 2,66 мс.

Основные параметры АП:

– потери ~ 1дБ;

– развязка между плечами $\frac{\text{прием}}{\text{передача}} \sim 30 \text{ дБ}$.

2.3.3.2 Разрядник (РАЗР). Импульсная мощность передатчика РЛС 36Д6 (выход усилителя мощности УМ, см. рис. 2.4) составляет около 500 кВт ($5 \cdot 10^5 \text{ Вт}$). При этом чувствительность приемного устройства составляет $10^{-13} \dots 10^{-14} \text{ Вт}$. Таким образом, отношение мощностей $\frac{\text{передача}}{\text{прием}}$ на входах антенного переключателя достигает величины $10^{19} \dots 10^{20}$. Антенный переключатель обеспечивает развязку между входами, равную 30 дБ (1000 раз, т.е. 10^3), что явно не достаточно для защиты приемного устройства при излучении зондирующих импульсов.

Назначением РАЗР является защита входных цепей приемного устройства от мощных зондирующих импульсов в момент их излучения.

Основные параметры РАЗР:

– потери на прием ~ 0,8 дБ;

– развязка вход-выход ~ 90 дБ;

– время восстановления $\tau_{\text{вос}} \leq 30 \text{ мкс}$.

В течение излучения зондирующих импульсов, а также на интервале времени восстановления РАЗР вход приемного устройства остается отключенным от антенны. Это ограничивает обнаружение сигналов на малой дальности. Применительно к РЛС 36Д6, в которой используется частотное сканирование и 4 зондирующих импульса излучаются последовательно, минимальная дальность обнаружения целей $R_{\text{мин}}$ составляет:

$$R_{\text{мин}} = \frac{c}{2} \left(\tau_{\text{вос}} + \sum_{i=1}^4 \tau_{\text{и}i} \right).$$

В случае работы радара в «редком» режиме ($\tau_{\text{и}} = 3 \text{ мкс}$):

$$R_{\text{мин}} = \frac{3 \cdot 10^5}{2} (30 + 12) \approx 6 \text{ км}.$$

2.3.3.3 Временная автоматическая регулировка усиления (ВАРУ).

На упрощенной структурной схеме РЛС 36Д6 (рис. 2.4) показано два возможных варианта управления ВАРУ: от синхронизатора РЛС и от карты местных предметов КМП устройства первичной обработки информации ПОИ. В качестве устройства ВАРУ в РЛС 36Д6 использован управляемый р-и-пдиодный аттенюатор.

Известно, что мощность сигналов, отраженных от цели с фиксированной ЭПР, при увеличении дальности уменьшается пропорционально дальности в четвертой степени R^4 . Поэтому для обнаружения целей на больших дальностях импульсная мощность передатчика должна быть достаточно большой. При этом уровни отраженных сигналов от близко расположенных объектов могут

значительно превышать динамический диапазон приемного устройства. Для исключения нелинейных искажений сигналов, отраженных от близко расположенных объектов, необходимо регулировать чувствительность приемника. Для пояснения принципа работы ВАРУ на рис. 2.20 приведены эюры ослабления аттенюатора в зависимости от дальности γ (R) (с привязкой к зондирующим импульсам).

Из рис. 2.20 следует, что максимальное ослабление аттенюатора вводится в начале развертки дальности, т.е. при приеме сигналов от близко расположенных объектов. По мере увеличения дальности ослабление уменьшается и чувствительность приемника повышается, что обеспечивает прием слабых сигналов на большой дальности.

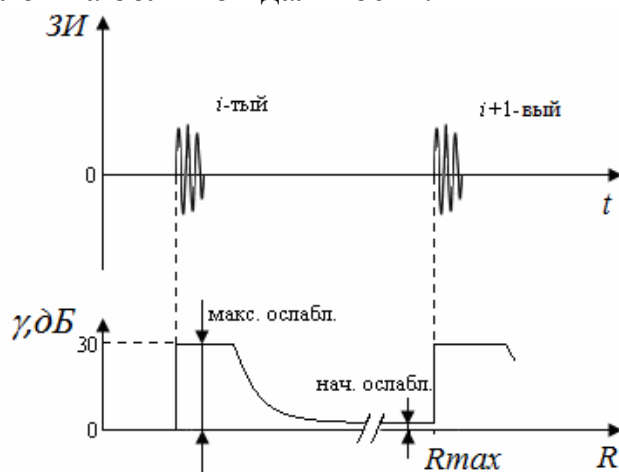


Рис. 2.20. Зависимость ослабления аттенюатора ВАРУ от дальности

Недостатком применения ВАРУ в СВЧ части приемника (до МШУ) являются потери чувствительности приемника на больших дальностях за счет начального затухания аттенюатора $\gamma_{нач.} = 0,5$ дБ. Такого недостатка лишена ВАРУ на промежуточной частоте (ПЧ) (1РЛ141). Однако, такое техническое решение в когерентно-импульсных РЛС не всегда приемлемо. Если в первом случае (ВАРУ до МШУ) уровень собственных шумов не изменяется по развертке дальности, то во втором случае он модулируется при изменении усиления УПЧ. Это ограничивает возможности когерентной обработки в области слабых сигналов.

Особенности адаптивной вару. На структурной схеме рис. 2.4 точечной линией показан вариант адаптивного управления аттенюатором ВАРУ. Такое управление можно реализовать, используя карту местных предметов (КМП), формируемую в ПОИ. С учетом того, что сигналы, отраженные от местных предметов на интервале времени, равном нескольким обзорам, постоянны во времени, то их амплитуды межобзорно накапливаются в КМП по дискретам дальности в каждом азимутальном направлении. Поэтому имеется принципиальная возможность установить ослабление аттенюатора ВАРУ индивидуально в каждом дискрете дальности. Там, где есть отражения

от местных предметов, ослабление вводится, где нет, чувствительность приемника остается высокой.

Преимуществом адаптивной ВАРУ является то, что в этом случае радар позволяет обеспечить обнаружение малоразмерных целей с ЭПР $0,1 \dots 0,01 \text{ м}^2$ на малых дальностях.

2.3.3.4 Малошумящий усилитель МШУ. Из теории радиоприемных устройств известно, что их чувствительность в основном определяется первым усилительным каскадом. В случае, когда усиление 1-го каскада (усилителя) достаточно большое, то шумами остальных каскадов (устройств) приемника можно пренебречь. Если требуемая дальность действия РЛС превышает $80 \dots 100 \text{ км}$, то, как правило, в составе приемного устройства используется МШУ. При этом чувствительность радиолокационного приемника может составлять $10^{-13} \dots 10^{-14} \text{ Вт}$.

В более ранних разработках в качестве МШУ использовались лампы бегущей волны (1РЛ141). В современных РЛС чаще используются транзисторные МШУ (80К6М, 36Д6).

Основные параметры МШУ:

- коэффициент усиления – $25 \dots 30 \text{ дБ}$;
- коэффициент шума – $2 \dots 2,5 \text{ дБ}$ (входит в уравнение дальности);
- полоса пропускания $\sim 200 \dots 250 \text{ МГц}$.

Широкая полоса пропускания МШУ позволяет, например, в РЛС 36Д6, использовать СВЧ часть приемного устройства для приема сигналов всех угломестных каналов.

2.3.3.5 Смеситель СМ. Смеситель предназначен для преобразования сигналов с несущей частоты в промежуточную. Например, с 3000 МГц на 30 МГц . СМ имеет два входа: сигнальный и гетеродинный и один выход. Сигнал промежуточной частоты на выходе смесителя образуется при использовании различной кратности умножения напряжения задающего генератора в цепи формирования гетеродинного напряжения (УМН₁, см. рис. 2.4) и в цепи формирования зондирующего сигнала (УМН₂). В состав смесителя РЛС 36Д6 входит и предварительный УПЧ с полосовым фильтром, который обеспечивает подавление паразитных гармоник в спектре выходного сигнала смесителя.

К преимуществу метода преобразования частоты в РЛС 36Д6 можно отнести высокую когерентность излучаемых и принимаемых сигналов. Это обеспечивается использованием общего задающего генератора как в цепи формирования зондирующих импульсов, так и в цепи приема отраженных сигналов. Когерентная обработка принимаемых сигналов позволила существенно повысить отношение сигнал/шум, а также обеспечить эффективное разделение сигналов и помех в ПОИ.

Основные параметры смесителя:

- коэффициент усиления $K_u = 15 \text{ дБ}$;
- коэффициент шума $K_{ш} = 10 \text{ дБ}$.

Альтернативным вариантом при курсовом проектировании могут быть схемные решения, которые разработаны для приемного модуля РЛС 80К6М, в котором использовано трехкратное преобразование частоты [8]. Однако при этом могут возникнуть дополнительные зеркальные каналы приема.

2.3.3.6 Формирователь квадратурных каналов и АЦП. Необходимость формирования квадратурных каналов в когерентно-импульсных РЛС обусловлена используемой когерентной обработкой принимаемых сигналов и их фильтрацией с учетом межпериодного фазового сдвига. Такая обработка реализуется в ПОИ.

Применительно к РЛС 36Д6, в которой используется аналоговое формирование квадратур, квадратурные каналы образуются двумя фазовыми детекторами. При этом на один из них опорное напряжение с задающего генератора подается через 90° фазовращатель, а на второй – непосредственно. В результате, после умножения опорного напряжения на сигнальное на выходах фазовых детекторов (ФД см. рис. 2.4) образуются квадратурные видеосигналы, которые поступают на фильтры нижних частот ФНЧ. ФНЧ предназначены для устранения паразитных составляющих, возникающих при перемножении сигналов в фазовых детекторах.

Недостатком аналогового формирования квадратурных каналов является низкая точность формирования 90° фазового сдвига и, как следствие, неточность квадратурного разложения сигналов. Это ограничивает возможности фазовой обработки сигналов в ПОИ.

С выходов ФНЧ (см. рис. 2.4) видеосигналы поступают на аналого-цифровые преобразователи. В соответствии с теоремой Котельникова (в американской литературе – Найквиста) интервал между отсчетами Δt должен соответствовать

$$\Delta t \leq \frac{1}{2F_B},$$

где F_B – верхняя частота спектра видеосигнала.

Применительно к РЛС 36Д6: частота дискретизации АЦП – 1 МГц при разрядности 10.

В РЛК «Днепр» и в РЛС 80К6 (более поздние разработки) преобразование принимаемых сигналов в цифровую форму выполняется на промежуточной частоте одним АЦП с частотой дискретизации 32 МГц. При этом формирование квадратурных каналов производится в цифровом исполнении с высокой точностью.

2.4 РАСЧЕТ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА

Максимальной дальностью действия РЛС называется наибольшее расстояние, на котором необходимо обеспечить обнаружение цели с заданной ЭПР с требуемыми вероятностями $D_{по}$ правильного обнаружения и $F_{лт}$ ложной тревоги.

В импульсной РЛС для излучения зондирующих сигналов и для приема отраженных сигналов используется одна и та же антенна. При этом максимальная дальность действия РЛС без учета влияния Земли может быть определена [2] по формуле:

$$R_{\max} = 4 \sqrt[4]{\frac{P_u \tau_u G^2 \bar{\sigma} \lambda^2}{64\pi^3 K_{\text{ш}} k T_0 k_p}}, \quad (2.9)$$

где P_u – импульсная мощность передатчика, τ_u – длительность излучаемых импульсов, G – максимальное значение коэффициента усиления антенны, $\bar{\sigma}$ – среднее значение эффективной площади рассеивания цели, λ – длина волны, $K_{\text{ш}}$ – коэффициент шума приемника, $k=1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт·с/град – постоянная Больцмана, T_0 – абсолютная температура приемника, k_p – коэффициент различимости. Под коэффициентом различимости понимают отношение энергии E_{C1} одного принимаемого сигнала к спектральной плотности N_0 шума приемника на максимальной дальности действия РЛС. (Величины E_{C1} и N_0 имеют одинаковую размерность – Вт·с).

Оценка коэффициента различимости k_p может быть произведена по формуле [2]:

$$k_p = \frac{q}{2} \prod_{i=1}^n \alpha_i = \frac{q}{2} \alpha_{\Sigma}, \quad (2.10)$$

где q – удвоенное отношение энергии одного принимаемого сигнала E_{C1} к спектральной плотности N_0 , приведенное ко входу приемника; α_{Σ} – потери при обработке сигналов в n устройствах приемной части РЛС.

Если учесть возможную оценку коэффициента различимости (2.10) и то, что длительность импульса обратно пропорциональна полосе пропускания приемника $\tau_n=1/\Delta f$, то формула (2.9) может быть представлена в следующем виде:

$$R_{\max} = 4 \sqrt[4]{\frac{P_u G^2 \bar{\sigma} \lambda^2}{64\pi^3 \frac{q}{2} K_{\text{ш}} \Delta f k T_0 \alpha_{\Sigma}}}. \quad (2.11)$$

В [8] показано, что, используя такие параметры РЛС, как импульсная мощность передатчика P_u и минимальная мощность сигнала на входе приемника $P_{\text{пр. min}}$, характеризующие чувствительность приемного устройства, уравнение дальности можно записать в следующем виде:

$$R_{\max} = 4 \sqrt[4]{\frac{P_u}{P_{\text{пр. min}}} \frac{G^2 \bar{\sigma} \lambda^2}{64\pi^3}}, \quad (2.12)$$

$$\text{где } P_{\text{пр. min}} = \frac{q}{2} K_{\text{ш}} \Delta f k T_0 \alpha_{\Sigma}. \quad (2.13)$$

Расчет минимальной мощности сигнала на входе приемника проведем в предположении, что принимаемый сигнал характеризуется случайным изменением не только фазы, но и амплитуды. Поэтому расчет необходимого энергетического отношения сигнал/шум на импульс q проведем по формуле, приведенной в [2, 9]:

$$q=2[\ln(1/F_{лт})/\ln(1/D_{по})-1]. \quad (2.14)$$

Будем считать, что заданием на проектирование требуется обеспечить вероятностные характеристики аналогичны тем, которые реализуются в РЛС 36Д6 и АРЛК «Днепр-М». Они составляют: $D_{по}=0,8$ при $F_{лт}=10^{-6}$. Тогда

$$q=2[\ln(1/10^{-6})/\ln(1/0,8)-1]=121,8 \text{ раз.}$$

В современных когерентно-импульсных РЛС широко используют межпериодное накопление отраженных сигналов, которое может быть реализовано применением дискретного преобразования Фурье. Примерами могут быть отечественные РЛС «Днепр-М», 80К6 или РЛС американского производства ASR-9.

Если в проектируемой РЛС реализуется когерентная обработка пачки, состоящей из N_c импульсов, то при тех же вероятностях правильного обнаружения $D_{по}=0,8$ и ложной тревоги $F_{лт}$ удвоенное отношение сигнал/шум может быть определено по формуле:

$$q_1=2 N_c E_c / N_0 = N_c q, \quad (2.15)$$

что в N_c раз превышает требуемое энергетическое отношение на максимальной дальности R_{max} . С учетом этого выражение (2.13) перепишем в следующем виде:

$$P_{пр.мин} = \frac{q}{2N_c} K_w \Delta f k T_0 \alpha_\Sigma \quad (2.16)$$

и выполним расчет минимального уровня сигнала на входе приемного устройства при следующих параметрах приемника РЛС: $q=123,5$; $N_c=16$; $K_w=2,5$; $\Delta f=1\text{МГц}$; $k=1,38 \cdot 10^{-23}\text{Вт}\cdot\text{с}/\text{град}$; $T_0=290^\circ\text{К}$; $\alpha_\Sigma=4$ (6дБ):

$$P_{пр.мин} = \frac{121,8}{2 \cdot 16} \cdot 2,5 \cdot 1 \cdot 10^6 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 4 = 1,52 \cdot 10^{-13} \text{ Вт.}$$

При проектировании РЛС в техническом задании, как правило, задается максимальная дальность действия R_{max} и $\bar{\sigma}$ – среднее значение эффективной площади рассеивания цели. Расчет параметров антенны, сигнальных параметров изложен в подразделах 2.2 и 2.3. Если в техническом задании на проектирование РЛС не задана длина волны λ , то методика оптимизации ее выбора изложена в [2].

При заданной дальности действия РЛС по выражению (2.12) с учетом (2.16) рассчитывают необходимую импульсную мощность передатчика РЛС для реализации требований технического задания на проектирование.

3 ЗАЩИТА РЛС ОТ АКТИВНЫХ ПОМЕХ

Активные помехи в радиолокации разделяют на два класса: активные шумовые помехи и импульсные помехи.

Известно, что основным свойством активной шумовой помехи (АШП) является ее маскирующий характер. При этом, если отношение сигнал/помеха на входе обнаружителя РЛС равно или меньше единицы, то обнаружение целей становится проблематичным.

Импульсные помехи имеют другой характер воздействия на РЛС. Они создают целеподобные отметки на экранах мониторов, усложняют обнаружение целей и их автосопровождение, перегружают вторичную обработку.

3.1 ЗАЩИТА ОТ АКТИВНЫХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ

Под активной шумовой помехой будем понимать достаточно протяженный во времени широкополосный сигнал, мешающий работе РЛС. В гражданской области, например, это может быть телевизионный сигнал, действующий по побочному каналу приема РЛС. В военной области это, как правило, шумоподобный, преднамеренно созданный сигнал на рабочей частоте РЛС.

В зависимости от ширины спектра различают прицельную и заградительную шумовую помеху [11]. Прицельная по частоте помеха характеризуется узким спектром, соизмеримым с полосой пропускания приемника РЛС. С учетом разброса подавляемых приемников РЛС по полосе пропускания и возможной неточности настройки несущей частоты ширина спектра прицельной помехи обычно выбирается равной 10 МГц [12]. Концентрация мощности прицельной помехи в относительно узком диапазоне частот создает ей энергетическое преимущество по сравнению с заградительной помехой.

Заградительная помеха характеризуется широким спектром шумов, достигающим величины 300...500 МГц. Такая помеха может эффективно подавлять несколько РЛС, в том числе и имеющих перестройку по рабочей частоте. Более того, использование преднамеренного формирования управляемых провалов в спектре заградительной помехи [12] путем использования быстрой коммутации режекторных фильтров, приводит к дезинформации подавляемой РЛС о неравномерности спектра помехи. Это исключает возможность получения выигрыша подавляемой РЛС за счет перестройки несущей частоты. Недостатком заградительной помехи является необходимость формирования значительно большей мощности, чем в случае прицельной по частоте шумовой помехи. При этом часть энергии передатчика заградительной помехи затрачивается на диапазон частот, который не используется подавляемой группировкой РЛС.

Очевидно, что АШП может действовать как по главному лучу диаграммы направления антенны (ДНА), так и по боковым лепесткам. Это непосредственно иллюстрируется рис. 3.1.

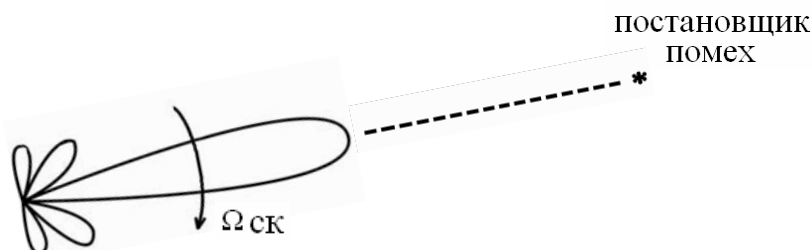


Рис. 3.1. Процесс сканирования ДНА направления на постановщик помех

Так, на рис. 3.1 зафиксирован момент воздействия АШП по главному лучу ДНА. Но в процессе сканирования антенны с угловой скоростью $\Omega_{ск}$ ДНА смещается и активная шумовая помеха начинает действовать по боковым лепесткам.

Наличие боковых лепестков ДНА создает благоприятные условия радиоэлектронным средствам противодействия для создания помех по угловым каналам РЛС обнаружения и сопровождения [12]. Помехи, принимаемые по боковым лепесткам, ухудшают возможности обнаружения, точности измерения координат и при определенных условиях могут вызвать срыв сопровождения целей по направлению.

Создание шумовых помех для подавления РЛС по боковым лепесткам ДНА до недавнего времени сдерживалось требованием обеспечения высоких уровней мощности шумовых помех. Это обусловлено относительно малыми уровнями приема помех, поступающих по боковым лепесткам ДНА подавляемой РЛС. В связи с интенсивным проектированием фазированных антенных решеток и внедрением их в самолетные системы радиоэлектронного подавления [13, 14], в частности в систему AN/ALQ-161, ситуация изменилась. Появилась возможность существенно увеличить потенциал станций помех. В результате этого воздействие шумовой помехи по боковым лепесткам рассматривается как основной способ подавления РЛС различного назначения. Необходимо отметить, что в этом случае система радиопротиводействия должна содержать достаточно чувствительный приемник, способный принять сигнал подавляемой РЛС по боковым лепесткам ее антенны [12]. Следует также ожидать, что в ближайшее время применение беспилотных летательных аппаратов для подавления РЛС по боковым лепесткам ДНА может стать реальностью.

Существуют адаптивные и не адаптивные методы защиты РЛС от АШП. Если по техническому заданию необходимо обеспечить помехозащищенность по боковым лепесткам ДНА и спектральная плотность мощности помехи невелика, то при проектировании системы помехозащиты можно попытаться

обойтись не адаптивными методами. Например, уменьшением уровня боковых лепестков путем выбора приемлемого амплитудного распределения поля в раскрыве антенны. Для этого необходимо оценить отношение помеха/собственный шум в приемном канале и определить, обеспечивает ли снижение уровня боковых лепестков необходимую помехозащищенность РЛС, заданную техническим заданием на проектирование. Уменьшение уровня боковых лепестков антенны может заметно ослабить влияние помех. Однако, из теории антенн [7] известно, что снижение уровня боковых лепестков приводит к увеличению габаритных размеров антенны и к повышению требований к точности ее изготовления.

Адаптивные методы защиты предполагают усложнение структурной схемы РЛС за счет использования дополнительных компенсационных каналов приема и адаптивных устройств компенсации помех. К таким устройствам можно отнести различные варианты построения автокомпенсаторов помех (квадратурные, гетеродинные, с корреляционной обратной связью, с прямым вычислением весовых коэффициентов) или адаптивные антенные решетки.

Реализация адаптивных антенных решеток при большом количестве пространственных каналов, что определяется требуемыми точностями измерения угловых координат, даже на современной элементной базе крайне затруднена [15]. Поэтому при проектировании современных РЛС с фазированной антенной решеткой формируют необходимое количество компенсационных каналов приема. При этом в качестве элемента адаптации используют цифровые автокомпенсаторы с прямым вычислением весовых коэффициентов или с корреляционной обратной связью.

Необходимым условием для осуществления компенсации помех является наличие по крайней мере двух приемных каналов с достаточно большим динамическим диапазоном [4]. При этом при защите РЛС от АШП, действующих по боковым лепесткам ДНА, компенсационный канал должен принимать преимущественно помехи, а основной канал смесь полезного сигнала и помехи.

Структурная схема адаптивного пространственно – временного фильтра на базе автокомпенсатора с корреляционной обратной связью представлена на рис. 3.2.

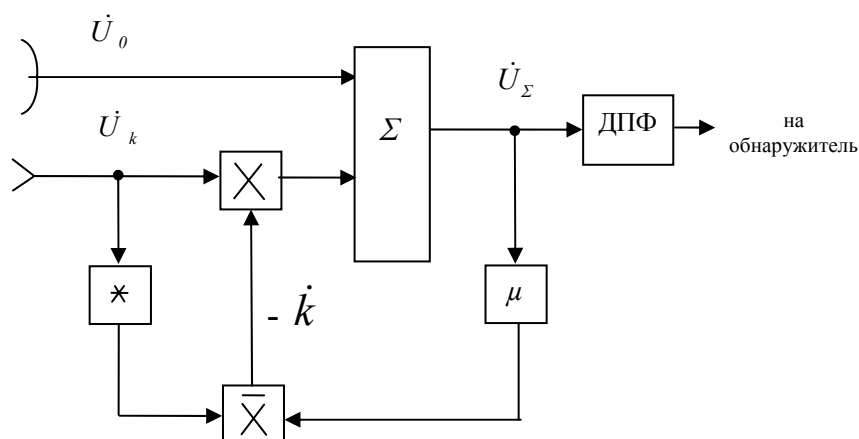


Рис. 3.2. Структурная схема адаптивного пространственно - временного фильтра

Будем считать, что в основном и компенсационном канале действует шумовая помеха с комплексной амплитудой \dot{U}_0 и \dot{U}_k , соответственно. При этом на выходе сумматора Σ формируется напряжение

$$\dot{U}_\Sigma = \dot{U}_0 - k\dot{U}_k. \quad (3.1)$$

В цепи корреляционной обратной связи на выходе умножителя-усреднителя \bar{X} формируется весовой коэффициент автокомпенсатора

$$\dot{k} = \mu \overline{\dot{U}_\Sigma \dot{U}_k^*}, \quad (3.2)$$

где μ – скалярная величина, определяющая глубину отрицательной обратной связи; * – операция комплексного сопряжения; черта над произведениями напряжений означает операцию усреднения.

Путем подстановки выражения (3.1) в выражение (3.2) установим связь между весовым коэффициентом автокомпенсатора и напряжениями помехи, действующими в каналах приема. После подстановки получим:

$$\dot{k} = \frac{\overline{\mu \dot{U}_0 \dot{U}_k^*}}{1 + \mu \overline{\dot{U}_k^2}}. \quad (3.3)$$

Выражение (3.3) получено с учетом того, что $\overline{\dot{U}_k \dot{U}_k^*} = \overline{\dot{U}_k^2}$.

При этом значении весового коэффициента выходное значение сумматора можно записать в следующем виде:

$$\dot{U}_\Sigma = \dot{U}_0 - \frac{\overline{\mu \dot{U}_0 \dot{U}_k^*}}{1 + \mu \overline{\dot{U}_k^2}} \dot{U}_k. \quad (3.4)$$

Из уравнения (3.4) следует, что при достаточно большом усилении в цепи корреляционной связи $\mu \rightarrow \infty$ и достаточной корреляции помех в каналах приема происходит полная компенсация помехи.

Из выражения (3.3) непосредственно можно получить алгоритм формирования весового коэффициента автокомпенсатора с прямым вычислением весов. Действительно, если коэффициент усиления μ в цепи обратной связи достаточно большой, то единицей в знаменателе выражения (3.3) можно пренебречь. Тогда

$$\dot{k} = \frac{\overline{\dot{U}_0 \dot{U}_k^*}}{\overline{\dot{U}_k^2}}, \quad (3.5)$$

где в числителе содержится оценка корреляционного момента между помехами основного и компенсационного канала, а в знаменателе – дисперсия помехи, действующей в компенсационном канале.

Автокомпенсатор с прямым вычислением весового коэффициента имеет преимущества по сравнению со схемой с корреляционной обратной связью. Он

имеет более высокую устойчивость и быстродействие. Можно считать, что автокомпенсатор с прямым вычислением весовых коэффициентов предпочтителен при цифровой реализации.

Структурная схема такого автокомпенсатора представлена на рис. 3.3. Схема содержит комплексные умножители 1, 7, и 9, устройство комплексного сопряжения 2, интеграторы 3 и 6, линии задержки 4 и 8, делитель 5 и сумматор 10.

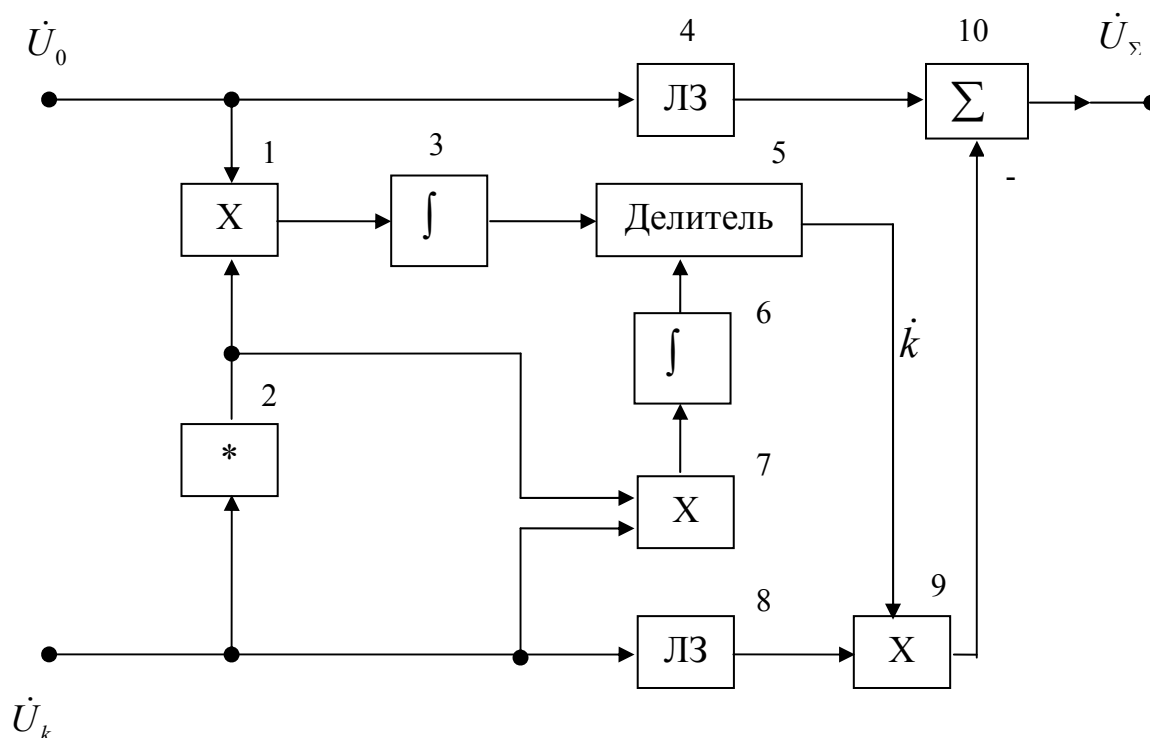


Рис. 3.3. Структурная схема с прямым вычислением весовых коэффициентов

Комплексное значение весового коэффициента формируется на выходе делителя 5. При этом в качестве числителя в делителе 5 используется усредненное интегратором 3 значение результата перемножения в умножителе 1 комплексных амплитуд $\overline{\dot{U}_0 \dot{U}_k^*}$. В качестве знаменателя используется усредненное в интеграторе 6 значение произведения $\dot{U}_k \cdot \dot{U}_k^* = \overline{U_k^2}$. Вычисленное комплексное значение весового коэффициента \dot{k} используется в комплексном умножителе 9 для регулирования амплитуды и фазы помехи, действующей в компенсационном канале для подавления АШП, действующей в основном канале приема. Компенсация помехи происходит в сумматоре 10.

Из выражений (3.3) и (3.5) следует, что потенциальные возможности схем, представленных на рис. 3.2 и 3.3, с точки зрения компенсации АШП одинаковы. Однако при реализации конкретных проектов целесообразно отдать предпочтение цифровым схемам с прямым вычислением весовых коэффициентов.

При проектировании систем защиты радиолокатора от активных шумовых помех быстродействие автокомпенсатора ограничивается допустимым подавлением полезного сигнала. Поэтому длительность переходного процесса выбирают равной

$$t_n \geq (5 \dots 10) \tau_u, \quad (3.6)$$

где τ_u – длительность полезного сигнала.

Структурная схема системы защиты РЛС 36Д6 представлена на рис. 3.4. Схема содержит остронаправленную дуальнополяризованную антенну А1 основного канала приема, а также слабонаправленную антенну А2 компенсационного канала. Схема также содержит основной и компенсационный каналы приема. После разделения сигналов в частотных разделителях ЧР формируются 4-е угломестных основных и компенсационных каналов. При этом сигналы через смесители $СМ_1 \dots СМ_4$ и усилители промежуточной частоты УПЧ в каждом угломестном канале поступают на основной и компенсационный входы автокомпенсатора помех АКП. При наличии АШП в приемных каналах автокомпенсатор регулирует амплитуду и фазу помехи в компенсационном канале таким образом, чтобы помеха, действующая в основном канале, была скомпенсирована. Это происходит тогда, когда на входах сумматора автокомпенсатора помехи становятся противофазными и равными по амплитуде.

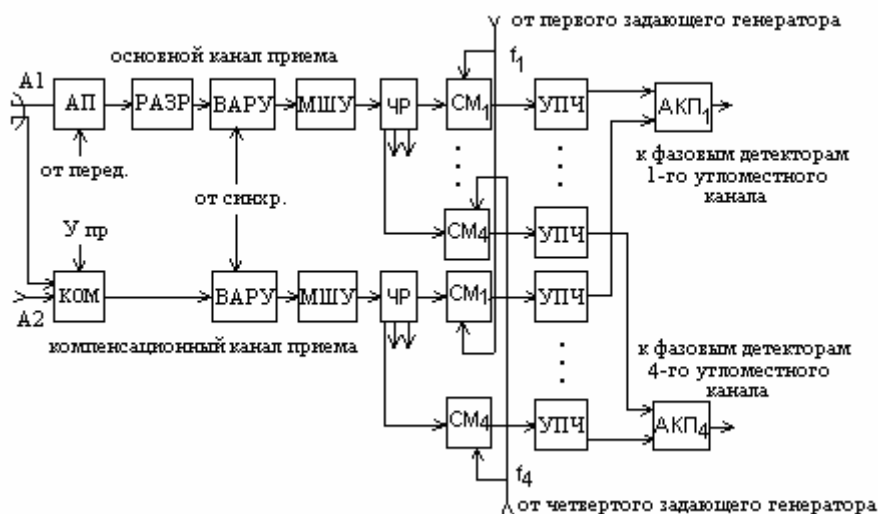


Рис. 3.4. Структурная схема системы помехозащиты от АШП РЛС 36Д6

Принципиальной особенностью приведенной схемы является как использование поляризационных отличий в структуре полезных сигналов и помех при защите главного луча ДНА, так и использование пространственных отличий при защите боковых лепестков [16]. Достигается это применением управляемого коммутатора КОМ, который подключает компенсационный канал приема автокомпенсатора либо к всенаправленной антенне А2 либо к антенне РЛИ А1 с вертикальной поляризацией.

Рассмотрим, как работает система помехозащиты. Для этого представим в декартовой системе координат диаграммы направленности антенн каналов РЛИ, ЗГЛ и защиты боковых лепестков (ЗБЛ). Нормированные по максимальному усилению $G_{РЛИ\max}$ антенны РЛИ диаграммы направленности антенн каналов ЗГЛ и ЗБЛ, а также ДН РЛИ, в зависимости от угловой координаты α , имеют вид, представленный на рис. 3.5. Боковые лепестки ДН ЗГЛ на рис. 3.5 не показаны.

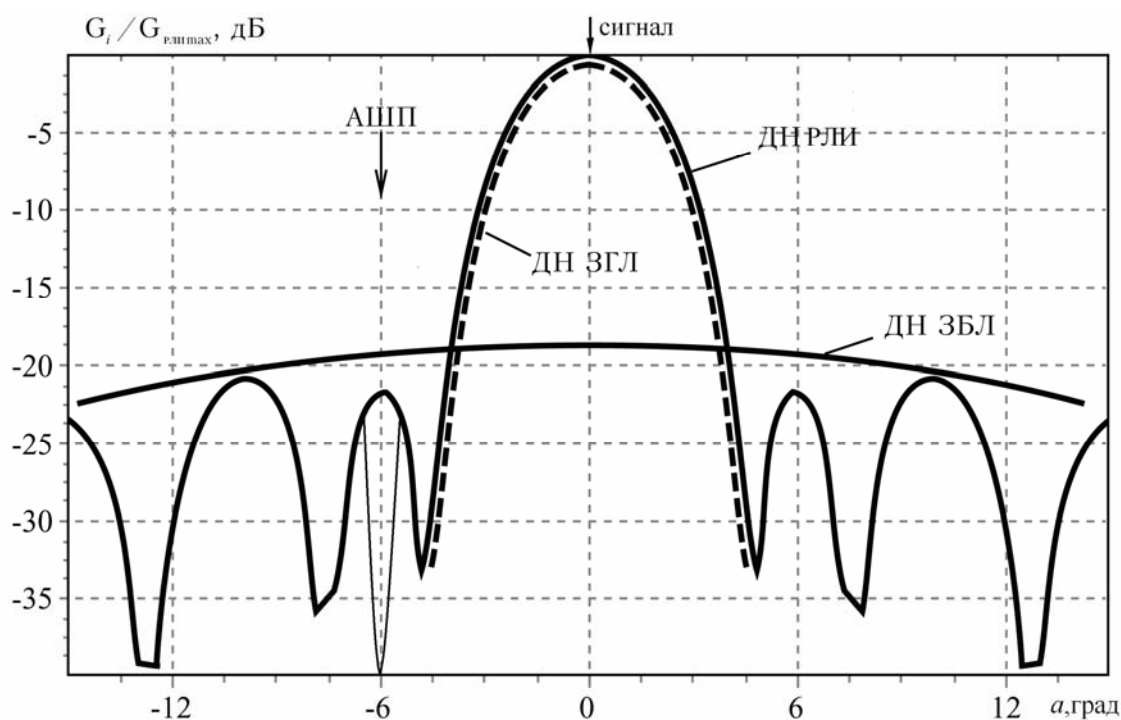


Рис. 3.5. Нормированные диаграммы направленности антенн

3.1.1 Защита от помех, действующих по боковым лепесткам

При проектировании ширину диаграммы направленности антенны защиты боковых лепестков выбирают достаточно широкой, чтобы обеспечить прием и компенсацию помех в широком телесном угле. Коэффициент усиления антенны ЗБЛ должен быть таким, чтобы «накрыть» боковые лепестки антенны РЛИ.

На рис. 3.5 зафиксирован конкретный случай воздействия АШП по 1-му боковому лепестку ($\alpha = -6^\circ$) ДНА антенны РЛИ. Если, например, коэффициенты усиления антенн РЛИ и ЗБЛ в направлении на источник помехи одинаковы, а каналы приема идентичны, то уровни помех на входах автокомпенсатора равны. Поскольку помехи в каналах равны, то модуль весового коэффициента автокомпенсатора при компенсации АШП должен быть равен единице. Для полной компенсации помехи, действующей в основном канале приема, в этом случае достаточно в компенсационном канале помеху сделать противофазной. После сложения помех в сумматоре автокомпенсатора помеха обращается в

ноль. Но при этом, после сложения собственных шумов основного и компенсационного каналов на выходе автокомпенсатора мощность собственных шумов приемника РЛС удваивается. Однако, это считается допустимым, поскольку выигрыш за счет компенсации помехи является преобладающим.

В случае, когда усиление антенны ЗБЛ является преобладающим по сравнению с уровнем боковых лепестков антенны РЛИ (как на рис. 3.5), модуль весового коэффициента автокомпенсатора становится меньше единицы. При этом вклад собственных шумов компенсационного канала уменьшается. Этим объясняется требование «накрытия» диаграммой направленности антенны ЗБЛ боковых лепестков антенны РЛИ.

Из рис. 3.5 следует (см. направления действия сигнала и АШП), что при защите РЛС ЗБД6 от помех, действующих по боковым лепесткам ДНА РЛИ, использованы пространственные отличия в структуре полезных сигналов и помех. Наличие пространственных отличий приводит к различным межканальным соотношениям амплитуд и фаз помех и полезных сигналов на входах автокомпенсатора. Это позволяет скомпенсировать АШП и исключить подавление полезного сигнала.

Сформированный по АШП весовой коэффициент, регулируя амплитуду и фазу помехи в компенсационном канале, обеспечивает ее компенсацию на выходе сумматора автокомпенсатора. На рис. 3.5 результат компенсации АШП, действующей по первому боковому лепестку, показан эквивалентной диаграммой направленности канала РЛИ в окрестности азимута угла α , равного – 6° (показанного тонкой линией). Учитывая различие межканальных амплитуд и фаз между полезным сигналом (прием по главному лучу ДНА) и помехой (прием по боковым лепесткам), можно считать, что сформированным по АШП весовым коэффициентом, компенсации полезного сигнала не происходит. Также не происходит компенсация полезного сигнала и при отсутствии АШП. При проектировании системы помехозащиты это обеспечивается выбором длительности переходного процесса автокомпенсатора помех в соответствии с выражением (3.6).

В случае воздействия на РЛС многих источников АШП необходимо увеличивать количество компенсационных каналов приема и использовать многоканальные автокомпенсаторы. Однако, использование автокомпенсаторов с множеством параллельных контуров корреляционной обратной связи приводит к замедлению переходных процессов при формировании весовых коэффициентов. Это обусловлено двумя причинами, а именно: наличием общей цепи корреляционной обратной связи и межканальной корреляцией АШП в компенсационных каналах приема [15, 17-19]. Кроме того, в [20] отмечается, что существенным недостатком устройств такого типа является сложность обеспечения его устойчивости. Последнее объясняется тем, что многоканальный автокомпенсатор представляет собой замкнутую систему высокого порядка (порядка $2N$, где N – количество компенсационных каналов).

Известно техническое решение, которое при параллельной структуре компенсации помех и прямом вычислении весовых коэффициентов (без корреляционной обратной связи) в многоканальном автокомпенсаторе позволяет декоррелировать АШП в компенсационных каналах. Однако, как показано в [19], в этом случае решение уравнений, по которым формируются весовые коэффициенты, существенно усложняется. В условиях динамично изменяющейся помеховой обстановки такое техническое решение становится неприемлемым.

Анализ отечественного и зарубежного патентного фонда, а также литературных источников показал, что декорреляция АШП, действующих в компенсационных каналах приема, с последующей компенсацией в многоканальном автокомпенсаторе возможна либо на антенном уровне [17], либо на аппаратном уровне [20, 21]. В первом случае ортогонализация АШП, действующих в компенсационных каналах приема, реализуется путем формирования остронаправленных ДНА компенсационных каналов на точечные источники активных помех. Действительно, вследствие приема АШП остронаправленными лучами ДНА компенсационных каналов, корреляционная матрица помех становится диагональной, что упрощает дальнейшую обработку. Структурная схема подсистемы защиты РЛС с ортогонализацией АШП на антенном уровне приведена на рис. 3.6. После ортогонализации помех путем их отдельного приема они, в соответствии со структурной схемой, компенсируются многоканальным автокомпенсатором с корреляционной обратной связью. Использование структурной схемы, представленной на рис. 3.6, определенным образом обеспечивает декорреляцию АШП в компенсационных каналах приема, что повышает эффективность системы помехозащиты. Однако вопросы выбора ширины ДНА компенсационных каналов, учет реальных скоростей перемещения источников АШП, а также особенностей формирования данных о угловых координатах в зоне обзора требуют дополнительного исследования.

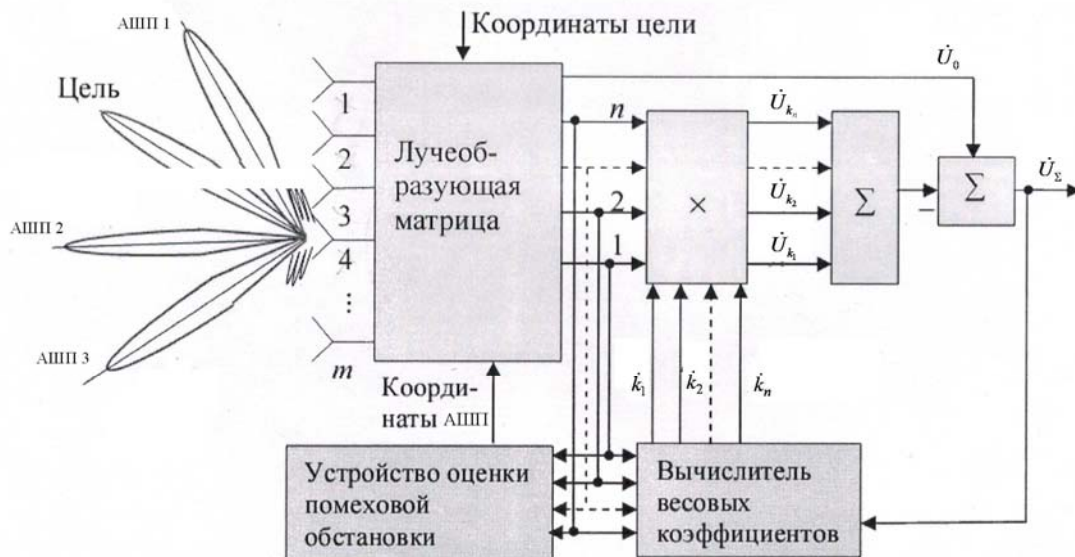


Рис. 3.6. Структурная схема подсистемы защиты РЛС с ортогонализацией АШП на антенном уровне

Общая идея декорреляции АШП, действующих в компенсационных каналах на аппаратном уровне содержится в статье [20], патенте США [21] и патенте Британии [19] фирмы Маркони. Более приемлемым для реализации являются решения, предложенные в [19] и [20]. В [20] предложено решение, в котором отдельно выполняются процедуры ортогонализации помех и их компенсации с последующим использованием многоканального автокомпенсатора. Более приемлемым можно считать техническое решение, разработанное в фирме Маркони [19]. В [19], реализована совмещенная процедура ортогонализации и компенсации помех с использованием только одноканальных автокомпенсаторов помех (АКП) с прямым вычислением весовых коэффициентов. Поэтому в дальнейшем рассмотрим техническое решение, используемое фирмой Маркони [19], с учетом возможностей современных средств радиопротиводействия, а также возможности его дальнейшей оптимизации.

Как и при ортогонализации сигналов компенсационных каналов на антенном уровне будем считать, что количество источников АШП равняется количеству компенсационных каналов и равняется трем. В этом случае на структурную схему, представленную на рис. 3.7, поступают комплексные значения помеховых сигналов основного канала \dot{U}_0 и комплексные значения помеховых сигналов компенсационных каналов \dot{U}_{k_1} , \dot{U}_{k_2} , \dot{U}_{k_3} .

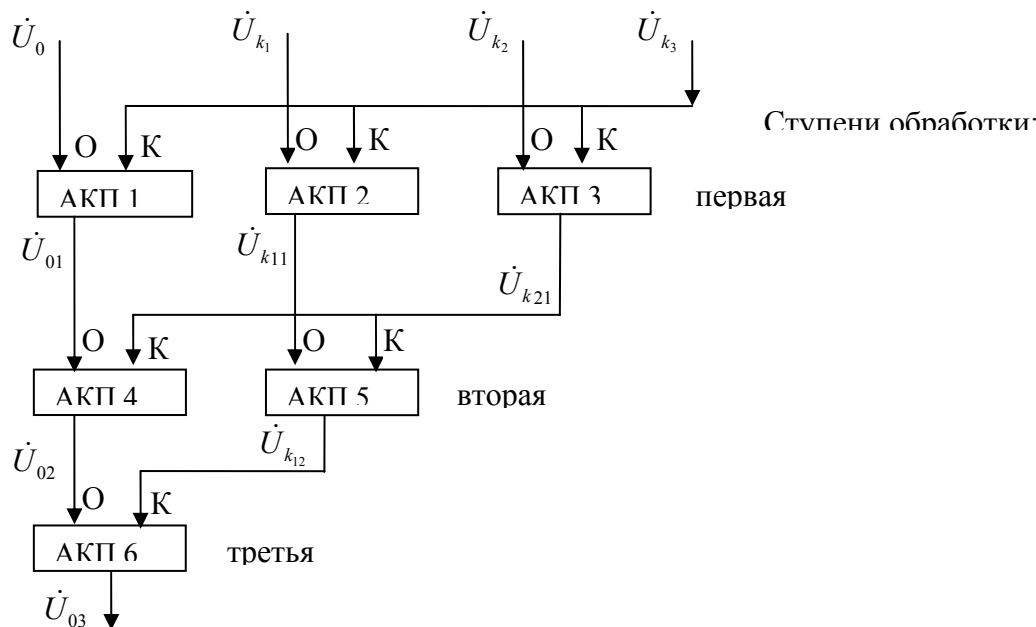


Рис. 3.7. Структурная схема компенсации и ортогонализации АШП

В качестве автокомпенсаторов помех АКП в структурной схеме рис. 3.7 используются устройства, реализованные по структурной схеме, представленной на рис. 3.3.

На входы первой ступени обработки, содержащей автокомпенсаторы помех АКП с номерами 1, 2 и 3, к основному входу **О** АКП 1 поступает сигнал \dot{U}_0 . К основным входам **О** АКП 2 и 3 поступают сигналы \dot{U}_{k_1} и \dot{U}_{k_2} , соответственно. Сигнал \dot{U}_{k_3} поступает на компенсационные входы **К** АКП с номерами 1, 2 и 3. В первой ступени обработки в АКП 1 компенсируется помеховый сигнал \dot{U}_{k_3} , а в автокомпенсаторах АКП 2 и 3 ортогонализуются сигналы \dot{U}_{k_1} и \dot{U}_{k_2} по отношению к сигналу \dot{U}_{k_3} . При этом корреляционные моменты $\overline{\dot{U}_{01}\dot{U}_{k_3}^*}$, $\overline{\dot{U}_{k_{11}}\dot{U}_{k_3}^*}$ и $\overline{\dot{U}_{k_{21}}\dot{U}_{k_3}^*}$ равны нулю. Вторая цифра в индексах сигналов определяет номер ступени обработки, в которой этот сигнал получен.

На входы второй ступени обработки, содержащей АКП с номерами 4 и 5, на основные входы **О** упомянутых автокомпенсаторов поступают сигналы с выходов АКП 1 и АКП 2 первой ступени обработки, соответственно \dot{U}_{01} и $\dot{U}_{k_{11}}$. На компенсационные входы **К** АКП 4 и АКП 5 поступает помеховый сигнал с выхода АКП 3 первой ступени $\dot{U}_{k_{21}}$. В процессе параллельной обработки помеховых сигналов во второй ступени в АКП 4 происходит компенсация помехи $\dot{U}_{k_{21}}$, действующей на выходе АКП 3

$$\dot{U}_{02} = \dot{U}_{01} - \alpha \dot{U}_{k_{21}}. \quad (3.7)$$

При этом на выходе АКП 5 происходит ортогонализация помехи $\dot{U}_{k_{11}}$, действующей на выходе АКП 3

$$\dot{U}_{k_{12}} = \dot{U}_{k_{11}} - \beta \dot{U}_{k_{21}}. \quad (3.8)$$

В уравнениях (3.7) и (3.8) символами α и β обозначены весовые коэффициенты АКП 4 и АКП 5. Вследствии компенсации и ортогонализации корреляционные моменты $\overline{\dot{U}_{02} \dot{U}_{k_{21}}^*}$ и $\overline{\dot{U}_{k_{12}} \dot{U}_{k_{21}}^*}$ равны нулю.

На входы третьей степени обработки, реализуемой автокомпенсатором АКП 6, поступают сигналы с АКП 4 и АКП 5 второй степени обработки. Сигнал \dot{U}_{02} с выхода АКП 4 проступает на основной вход **О** АКП 6, а сигнал $\dot{U}_{k_{12}}$ с выхода АКП 5 поступает на компенсационный вход **К** АКП 6. При этом аналогично выражению (3.7) происходит компенсация помехи $\dot{U}_{k_{12}}$. При этом выходной сигнал третьей степени обработки \dot{U}_{03} , формируется на выходе АКП 6

$$\dot{U}_{k_{03}} = \dot{U}_{02} - \gamma \dot{U}_{k_{21}}, \quad (3.9)$$

где γ – весовой коэффициент АКП 6. Корреляционный момент $\overline{\dot{U}_{03} \dot{U}_{k_{12}}^*}$ при этом равен нулю. Таким образом, последовательная компенсация и ортогонализация активных помех \dot{U}_{k_3} , \dot{U}_{k_2} и \dot{U}_{k_1} в ступенях обработки обеспечивает полную компенсацию всех трех источников АШП, действующих в компенсационных каналах приема, при условии идентичности параметров и характеристик приемных каналов.

Возможными путями оптимизации подсистемы помехозащиты, предложенной фирмой Маркони, может быть следующее:

1. Оптимизация структурной схемы рис. 3.7 возможна путем исключения дублирования вычисления дисперсий помех, действующих в компенсационных каналах в каждом АКП. При этом оценка дисперсии может быть выполненной один раз для всех АКП, входящих в каждую ступень обработки. Такая структурная схема представлена на рис. 3.8.

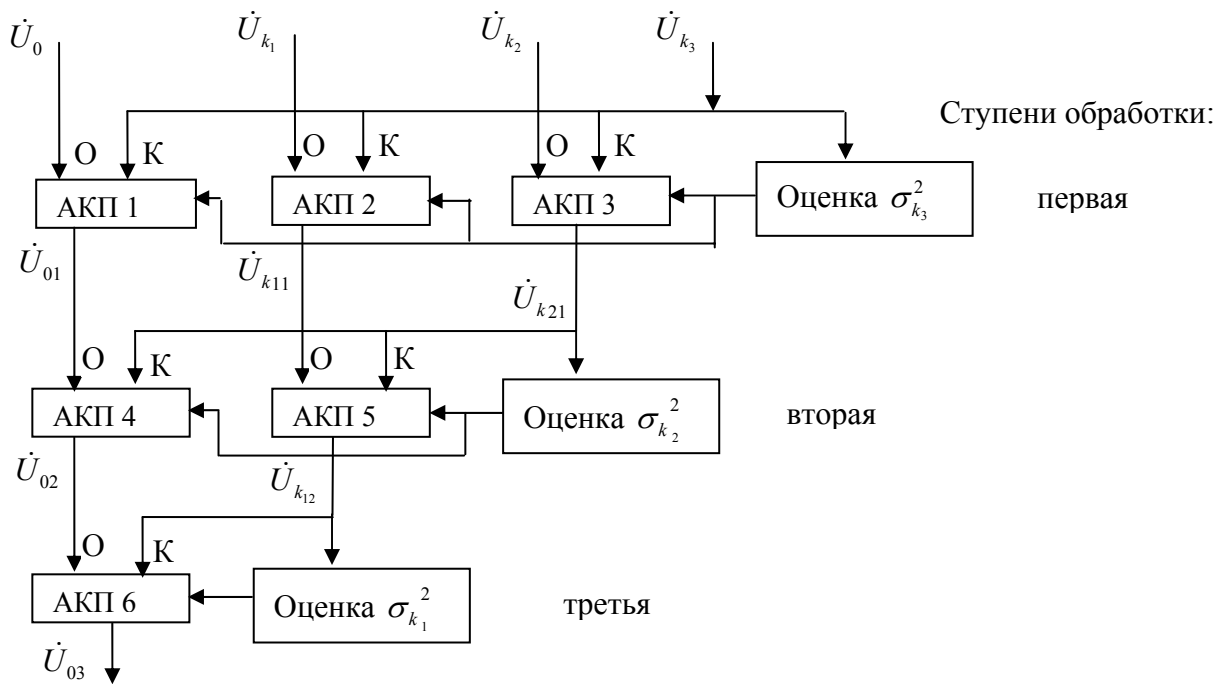


Рис. 3.8. Структурная схема компенсации и ортогонализации АПП с оценкой дисперсии помех в ступенях обработки

2. При проектировании подсистемы помехозащиты от АПП, действующих по боковым лепесткам ДНА, необходимо ввести ограничение на компенсацию помех, действующих по главному лучу. В противном случае это может привести к частичной компенсации полезного сигнала и ухудшению точностных характеристик измерения угловых характеристик целей. Это подтверждается результатами моделирования, приведенными на рис. 3.9 [17].

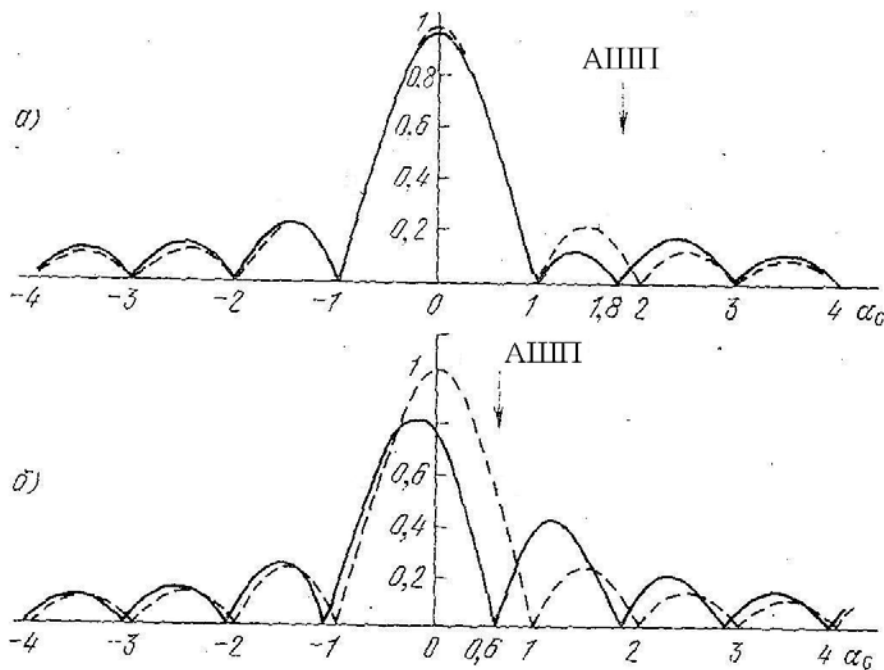


Рис. 3.9. Нормированные характеристики направленности антенн а) при воздействии АПП по первому боковому лепестку; б) по главному лучу

На рис. 3.9а и 3.9б штриховой линией показаны исходные нормированные ДНА для случая отсутствия АШП. Сплошной линией на каждом рисунке показаны ДНА при воздействии интенсивной активной помехи. Причем на рис. 3.9а помеха воздействует по первому боковому лепестку, а на рис. 3.9б – по главному лепестку диаграммы направленности. После формирования весовых коэффициентов в направлении на источник помех сформированы провалы в диаграммах направленности антенн. Причем, если при воздействии АШП по боковому лепестку (рис. 3.9а) главный луч практически не искажается, то в случае воздействия АШП по главному лучу (рис. 3.9б) он существенно искажается. При этом, как это следует из рис. 3.9б, усиление антенны в направлении главного луча уменьшается и происходит его угловое смещение. Вследствие смещения луча ухудшается точность измерения угловых координат лоцируемых объектов.

3. Учитывая декорреляцию точечных источников АШП переотражениями от гидрометеоров, при оптимизации подсистемы защиты от активных помех необходимо рассмотреть необходимость усовершенствования схем, приведенных на рис. 3.7 и 3.8, для эффективной работы РЛС в условиях одновременного воздействия пассивных помех.

3.1.2 Защита от помех, действующих по главному лучу

Если при сканировании антенны РЛС АШП начинает действовать по главному лучу антенны РЛИ, то пространственные отличия между направлениями приема полезного сигнала и помехи исчезают. В этом случае, если к компенсационному каналу автокомпенсатора остается подключенной антенна ЗБЛ, то ее усиление, по сравнению с усилением антенны РЛИ РЛС, становится меньше (см. рис. 3.5). При этом меньшим становится уровень АШП в компенсационном канале приема. Это приводит к существенному увеличению модуля весового коэффициента автокомпенсатора и, как следствие, к увеличению собственных шумов приемного устройства РЛС. Поэтому при проектировании РЛС 36Д6 для защиты от АШП, действующей по главному лучу ДНА канала РЛИ, использованы поляризационные отличия в структуре полезного сигнала и активной помехи [16, 22]. Реализуется это путем подключения к компенсационному каналу антенны ЗГЛ с вертикальной поляризацией.

В канале РЛИ 36Д6 используется антенна с горизонтальной поляризацией и на передачу, и на прием. При этом на вертикальной поляризации, отраженный от лоцируемых целей сигнал имеет гораздо меньший уровень, чем на горизонтальной поляризации. Антенна ЗГЛ обеспечивает прием сигналов вертикальной поляризации с коэффициентом усиления, равным коэффициенту усиления антенны РЛИ. При воздействии активной шумовой помехи с круговой поляризацией амплитуды помех в каналах приема будут одинаковы. Поэтому при компенсации АШП модуль весового коэффициента

автокомпенсатора будет равным единице. Это ограничит увеличение собственного шума приемного устройства (вследствии сложения собственных шумов основного и компенсационного каналов) при компенсации АШП на уровне 3дБ.

Таким образом, при защите РЛС 36Д6 от помех, действующих по главному лучу диаграммы направленности антенны РЛИ, используются поляризационные отличия в структуре полезных сигналов и АШП. Такие отличия существуют, поскольку отраженные от радиолокационных целей полезные сигналы имеют горизонтальную поляризацию (на передачу в РЛС 36Д6 – поляризация горизонтальная); а помеховые сигналы преимущественно имеют круговую или эллиптическую поляризацию.

Если АШП имеет эллиптическую поляризацию, то, в зависимости от параметров исходного поляризационного базиса, при разложении электромагнитного поля в ортогональный линейный базис, амплитуды помехи в каналах могут быть различными [22]. В случае, когда среднее квадратическое значение помехи в компенсационном канале больше, чем в основном канале, то может быть достигнуто высокое качество подавления АШП. При этом также уменьшается вклад собственных шумов компенсационного канала приема в уровень собственных шумов приемного устройства РЛС. В случае, когда среднее квадратическое значение помехи в компенсационном канале меньше, чем в основном канале качество компенсации АШП ухудшается. Это обусловлено уменьшением поляризационных отличий между полезным сигналом и помехой. В пределе, когда АШП в компенсационном канале отсутствует, ее компенсация становится невозможной, что обусловлено отсутствием поляризационных отличий между полезным сигналом и АШП.

Автоматическое переключение антенн ЗГЛ и ЗБЛ в РЛС 36Д6 реализуется следующим образом. При каждом зондировании в конце развертки дальности к выходу компенсационного канала на короткое время подключается антенна ЗБЛ. При этом путем сравнения уровней помехи, принятой каналами РЛИ и ЗБЛ, определяется, где находится АШП [16]. Если преобладающим является помеховый сигнал в компенсационном канале, то АШП воздействует по боковым лепесткам антенны РЛИ. В противном случае – по главному лучу. В результате такого сравнения формируется управляющий сигнал для коммутатора КОМ (см. рис. 3.4). Причем, если АШП воздействует с направления боковых лепестков, то к компенсационному каналу остается подключенной антенна ЗБЛ. В противном случае, коммутатор КОМ к компенсационному каналу подключает антенну ЗГЛ.

3.1.3 Компенсация АШП при одновременном воздействии пассивных помех

В современных условиях наиболее тяжелым режимом работы радиолокационных станций различного назначения является случай одновременного воздействия активных и пассивных помех. Это обусловлено

тем, что пространственно-распределенный характер отражений как от гидрометеоров, так и от дипольных отражателей приводит к декорреляции активных помех [23], которые, как правило, излучаются точечными источниками. Это в значительной степени снижает качество подавления активных помех.

На участках дальности в угловых направлениях, где пассивная составляющая комбинированной помехи является преобладающей, компенсация АШП может оказаться вообще проблематичной. При этом также разрушается временная корреляция отражений от пассивных помех, что усложняет выделение полезных сигналов на их фоне. Последнее объясняется модуляцией пассивной составляющей комбинированной помехи весовыми коэффициентами автокомпенсатора помех. Для эффективной компенсации активных помех необходимо тем или иным способом сформировать классифицированную обучающую выборку, порожденную только активной составляющей комбинированной помехи.

Для повышения эффективности компенсации активной составляющей комбинированной помехи можно использовать различие временных и спектральных характеристик активных и пассивных помех.

3.1.3.1 Формирование классифицированной обучающей выборки с использованием частотных различий

В [24] для защиты РЛС от АШП, действующей по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны, предложено устройство компенсации активной составляющей комбинированной помехи. В предложенном устройстве формирование весовых коэффициентов автокомпенсатора выполняется в частотном диапазоне, сдвинутом относительно рабочего диапазона частот, в котором работает радиолокатор. Однако, при этом за счет различий центральной частоты спектра помехи f_{Π} , используемой для формирования весовых коэффициентов автокомпенсатора, и центральной частоты спектра сигнала радиолокатора f_C коэффициент подавления активной шумовой помехи ухудшается. Это обусловлено различием фазовых сдвигов активной шумовой помехи, возникающих между основной и компенсационной антенной на частотах сигнала и помехи. При этом фазовые сдвиги $\Delta\varphi_C$ на частоте сигнала и на частоте помехи $\Delta\varphi_{\Pi}$ определяются как

$$\begin{aligned}\Delta\varphi_C &= 2df_C \sin\theta/c, \\ \Delta\varphi_{\Pi} &= 2df_{\Pi} \sin\theta/c,\end{aligned}\tag{3.10}$$

где d – расстояние между приемными антеннами, θ – угловое положение источника АШП относительно нормали к антенне, c – скорость распространения волнового фронта.

Для повышения коэффициента подавления АШП на частоте сигнала в [24] используется автоматическое измерение разности фаз, обусловленное разностью частот $f_{\Pi} - f_C$. Измерение и дополнительная подстройка фазы помехи в

компенсационном канале существенно усложняют реализацию предложенного метода компенсации АШП.

В случае, когда фазовые центры антенн основного и компенсационного каналов совпадают ($d=0$), например, при поляризационной фильтрации сигналов, предложенный в [24] метод компенсации может быть существенно упрощен. При этом нет необходимости ни в автоматическом измерении разности фаз, ни в дополнительной подстройке фазы в компенсационном канале автокомпенсатора.

Возможный метод построения приемной части РЛС, обеспечивающей адаптивную поляризационную фильтрацию при воздействии АШП по главному лучу ДНА предложен в [25]. Упрощенная структурная схема построения приемной части РЛС с использованием частотных отличий между активной и пассивной помехой приведена на рис. 3.10.

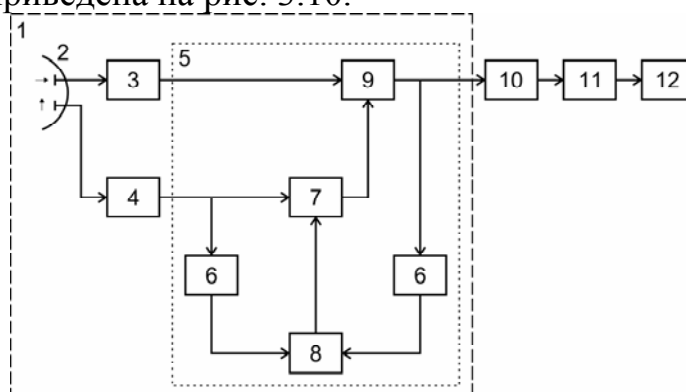


Рис. 3.10. Структурная схема приемной части РЛС с использованием частотных отличий составляющих комбинированной помехи

Предложенная структурная схема обеспечивает компенсацию АШП, действующей по главному лучу ДНА, при одновременном воздействии пассивной помехи. Структурная схема содержит адаптивный поляризационный фильтр 1, который состоит из дуальнополяризованной антенны 2, основного 3 и компенсационного 4 каналов приема, автокомпенсатора активной шумовой помехи 5. В состав автокомпенсатора входят режекторные фильтры 6, умножитель 7, формирователь весовых коэффициентов 8 и сумматор 9. Кроме того в состав приемной части РЛС входят: устройство преобразования Фурье 10, обнаружитель полезных сигналов 11 и монитор 12. Особенностью построения приемной части РЛС является наличие режекторных фильтров 6 в цепях формирования весовых коэффициентов автокомпенсатора помех. Полоса режекции фильтров 6 определяется шириной спектра пассивной помехи. В условиях воздействия на РЛС комбинированной помехи в цепях формирования весовых коэффициентов происходит подавление спектральных составляющих пассивной помехи. Это стабилизирует процесс компенсации АШП, которая имеет более широкий спектр, чем пассивная помеха.

С выхода автокомпенсатора помех 5 смесь полезных сигналов и пассивной помехи поступает на вход устройства преобразования Фурье 10, где

выполняется спектральное разделение полезных сигналов и пассивных помех. После этого они поступают на обнаружитель полезных сигналов 11, которые отображаются на мониторе 12.

Для оценки эффективности предложенного метода разработана математическая модель и проведено моделирование адаптивного поляризационного фильтра [26]. При моделировании отношение активная помеха/шум в основном канале автокомпенсатора составляло 30 дБ, в компенсационном канале – 33 дБ. Отношение пассивная помеха/шум: в основном канале – 33 дБ, в компенсационном – 30 дБ. Амплитудно-частотные характеристики фильтров предполагались идентичными. Количество точек дискретного преобразования Фурье равнялось 16.

При моделировании системы помехозащиты в условиях воздействия комбинированных помех исследовалось как влияет режекция пассивной помехи в цепях формирования весовых коэффициентов:

- на качество подавления АШП,
- на процесс формирования модуля весового коэффициента автокомпенсатора,
- на спектр пассивной помехи на выходе устройства преобразования Фурье.

Результаты моделирования адаптивного поляризационного фильтра с режекцией пассивной помехи в цепях формирования весовых коэффициентов представлены на рис. 3.11 интервалом 0–0,4 мс, а без режекции интервалом 0,5–0,9 мс.

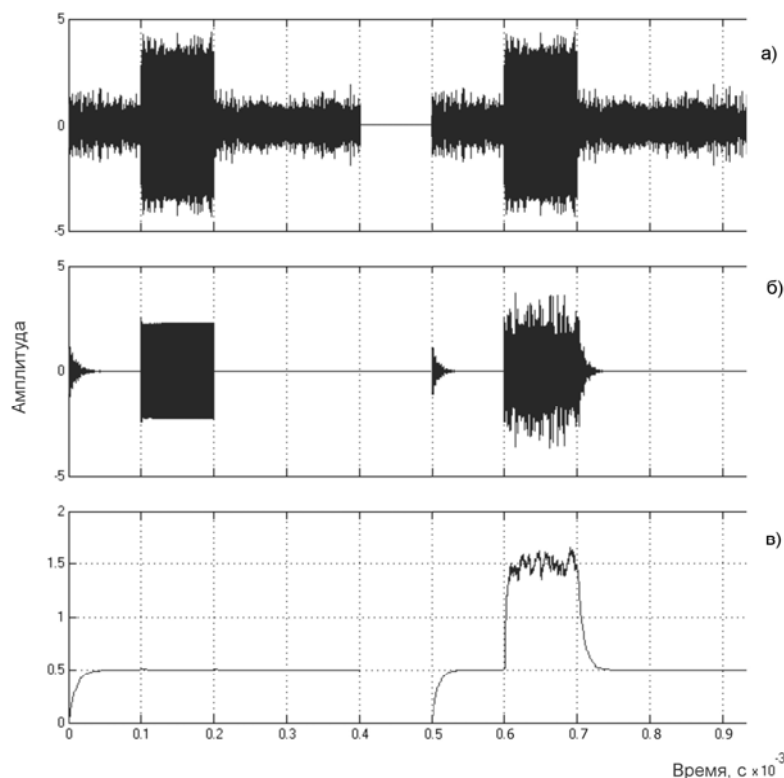


Рис. 3.11. Результаты моделирования адаптивного поляризационного фильтра

На рис. 3.11 а показана смесь активной (интервалы от 0–0,4 мс и 0,5–0,9 мс) и пассивной (интервалы 0,1–0,2 мс и 0,6–0,7 мс) составляющих комбинированной помехи на входе основного канала автокомпенсатора. На рис. 3.11 б представлен результат компенсации комбинированной помехи на его выходе с режекцией пассивной составляющей (интервал от 0,1–0,2 мс) и без режекции (интервал от 0,6–0,7 мс). На рис. 3.11 в показан процесс формирования модуля весового коэффициента для обоих вариантов построения автокомпенсатора помех.

Анализ результатов моделирования, представленных на рис. 3.11 на временных интервалах 0,1–0,2 мс и 0,6–0,7 мс, дает основание считать, что фильтрация пассивной составляющей комбинированной помехи в цепях формирования весовых коэффициентов обеспечивает эффективную компенсацию АШП при одновременном воздействии пассивной помехи. Сравнительный анализ процессов формирования весовых коэффициентов при различных вариантах построения автокомпенсатора (см. рис. 3.11 в) показывает, что на интервале 0,6–0,7 мс (без режекции пассивной помехи) автокомпенсатор перенастраивается на подавление пассивной помехи. Перенастраивание автокомпенсатора на компенсацию пассивной помехи подтверждается величиной сформированного модуля весового коэффициента, амплитуда которого равняется $\sim 1,5$ единицам. Это соответствует относительному уровню пассивной помехи в каналах приема. При этом амплитуда весового коэффициента заметно флуктуирует. Естественно, что в этом случае изменение коэффициента передачи умножителя 7 (см. рис. 3.10) приводит к модуляции пассивной помехи, поступающей на компенсационный вход автокомпенсатора 5. Это нарушает временную корреляцию пассивной помехи и, как следствие, ухудшает возможность выделения полезных сигналов на фоне пассивных помех.

Для качественной оценки модуляции пассивной помехи весовым коэффициентом при воздействии комбинированной помехи выходные сигналы автокомпенсатора, представленные на рис. 3.11 б, подавались на 16 канальное устройство преобразования Фурье. На рис. 3.12 и 3.13 представлены результаты временной обработки сигналов, приведенных на интервалах 0,1–0,2 мс и 0,6–0,7 мс (см. рис. 3.11), соответственно.

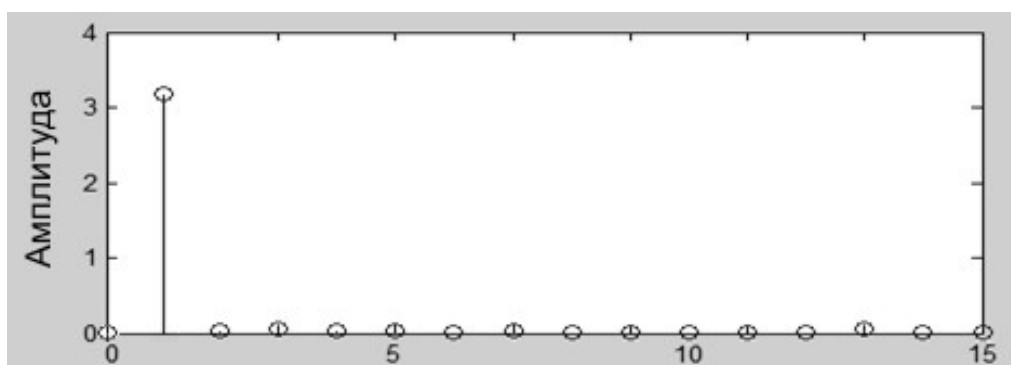


Рис. 3.12. Результаты временной обработки сигналов с режекцией пассивной помехи

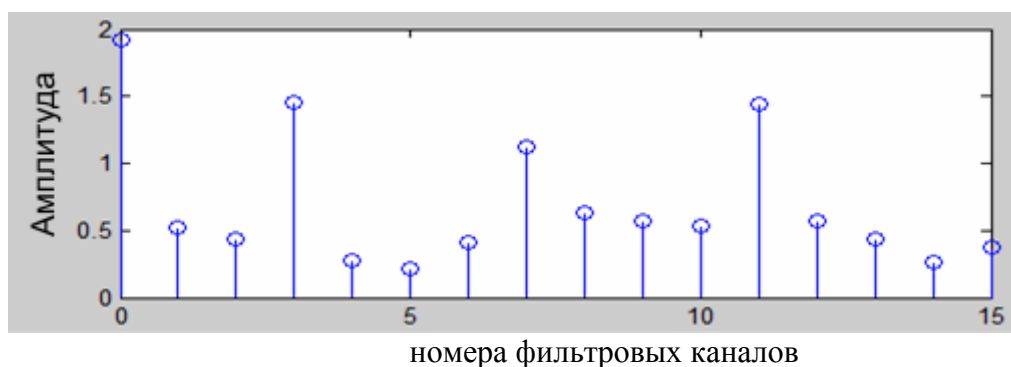


Рис. 3.13. Результаты временной обработки сигналов без режекции пассивной помехи

Допплеровский сдвиг частоты пассивной помехи при моделировании соответствовал максимуму амплитудно-частотной характеристики первого фильтрового канала, т.е. составлял $22,5^\circ$. Из сравнения рис. 3.12 и 3.13 следует, что режекция пассивной помехи в цепях формирования весовых коэффициентов автокомпенсатора исключает искажение спектра пассивной помехи на выходе поляризационного фильтра, что позволяет при определенных условиях эффективно проводить спектральный анализ выходных сигналов автокомпенсатора помех и обнаруживать полезные сигналы на фоне пассивных помех.

Представлялось также целесообразным количественно оценить возможные потери в качестве компенсации АШП при использовании метода формирования классифицированной обучающей выборки по патенту [25] при смещении источника АШП с направления главного луча в область боковых лепестков ДНА. Это становится важным, когда по техническому заданию на проектирование РЛС необходимо обеспечить защиту от АШП, действующей как по главному лучу, так и по боковым лепесткам.

Исследования проведены в полигонных условиях с использованием РЛС 36Д6М. Схема проведения эксперимента приведена на рис. 3.14. В дальней зоне установлен генератор помехи, содержащий генератор шума ГШ, полосовой фильтр ПФ, аттенюатор АТ и усилитель мощности УМ, обеспечивающий необходимый уровень помехового сигнала в приемных каналах. В качестве излучателя использовался рупор Р с ориентацией вектора E электромагнитного поля, равного 45° относительно радиогоризонта. Излучатель устанавливался на вышке, что обеспечивало оценку коэффициента подавления АШП в 4-х угломестных лучах нижней зоны обзора РЛС 36Д6. На входах формирователей весовых коэффициентов автокомпенсатора помех в каждом угломестном канале были установлены режекторные фильтры с полосой режекции, равной ширине спектра пассивной помехи.



Рис. 3.14. Экспериментальная установка

Измерения проводились в каждом угломестном канале при воздействии АШП как по первому боковому лепестку ДНА, так и по главному лучу. В первом случае к компенсационному каналу приема подключалась слабонаправленная антенна защиты боковых лепестков. Во втором случае – ортогональный по поляризации канал защиты главного луча.

В результате проведенных измерений установлено, что при формировании классифицированной обучающей выборки по методу, предложенному в [25], усредненное значение коэффициента подавления АШП составило: в режиме защиты главного луча – 25 дБ; в режиме защиты боковых лепестков – 14 дБ.

Таким образом, при совпадении фазовых центров антенн основного и компенсационного каналов, режекция пассивной помехи в цепях формирования весовых коэффициентов автокомпенсатора позволяет исключить пространственную декорреляцию точечного источника АШП во время воздействия пассивной помехи и обеспечить высокое качество подавления активной составляющей комбинированной помехи.

3.1.3.2 Формирование классифицированной обучающей выборки с использованием корреляционных различий

Декоррелирующие свойства пассивной помехи при компенсации АШП могут быть также уменьшены путем использования корреляционных отличий активных шумовых и пассивных помех. Сведения о пространственном распределении гидрометеоров по дальности и высотах их расположения, приведенные в [27] дают основание считать что сигналы, отраженные от них,

нестационарны во времени. Исходя из существующей тактики постановки дипольных помех сигналы, отраженные от облаков дипольных отражателей, также нестационарны во времени (дальности). Так, размеры облака из одной пачки дипольных отражателей составляют 0,6...1 км через 5 минут после сброса и 1,8...2 км через 10 минут после сброса [28]. Поэтому можно считать, что с учетом реального пространственного распределения пассивных помех по дальностной координате всегда можно найти временной интервал для формирования классифицированной обучающей выборки, порожденной активной шумовой помехой.

Примером формирования обучающей выборки при поляризационно-временной или пространственно-временной обработке радиолокационных сигналов может быть метод, предложенный в [29]. Метод основан на использовании апостериорной информации относительно распределения пассивной составляющей комбинированной помехи по дальности. При одновременном воздействии активной и пассивной помехи последняя декоррелирует сигналы точечного источника активной помехи. Поэтому в предложенном методе производят текущую оценку распределения нормированного коэффициента межканальной корреляции по дальности. При этом представляется возможным выбрать временной интервал для формирования классифицированной обучающей выборки с максимальным значением коэффициента корреляции, который соответствует наименьшему уровню (или отсутствию) пассивной помехи.

На рис. 3.15 приведена структурная схема приемной части РЛС с использованием временных отличий в структуре помех.

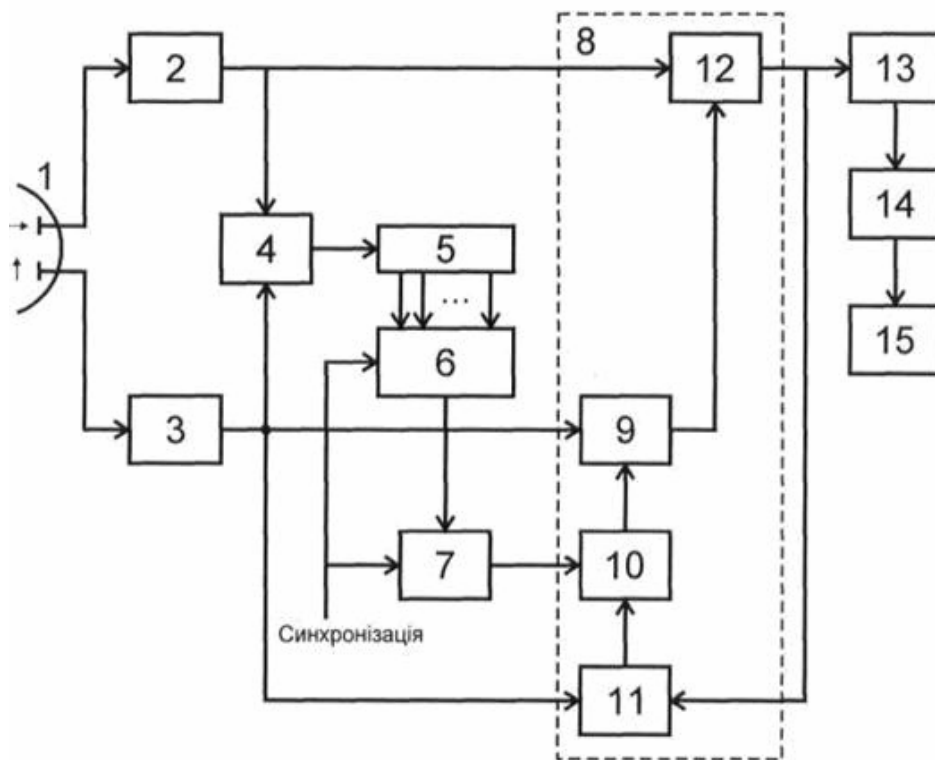


Рис. 3.15. Структурная схема приемной части РЛС с использованием временных отличий

Схема предназначена для защиты РЛС от воздействия АШП по главному лучу ДНА. Возможно также ее использование при защите боковых лепестков ДНА от воздействия АШП. В этом случае к компенсационному каналу приема подключают слабонаправленную антенну с поляризацией, согласованной с поляризацией основной антенны.

Схема содержит дуальнополяризованную антенну 1, основной 2 и компенсационный 3 каналы приема, коррелятор 4, цифровую многоотводную линию задержки 5, устройство выбора максимума 6, счетчик импульсов с памятью 7, автокомпенсатор 8, устройство дискретного преобразования Фурье 13, обнаружитель 14 и монитор 15. В состав автокомпенсатора 8 входят управляемый усилитель (умножитель) 9, запоминающее устройство 10, формирователь весовых коэффициентов 11 и сумматор 12.

Принципиальным отличием схемы является наличие цепи, содержащей коррелятор 4, цифровую многоотводную линию задержки 5, устройство выбора максимума 6 и счетчик импульсов с памятью 7. Цепь обеспечивает формирование классифицированной обучающей выборки для адаптации весовых коэффициентов автокомпенсатора. При этом нормированный коэффициент межканальной корреляции $|\rho|$ в корреляторе 4 может быть вычислен по методу «скользящего окна» на интервалах, состоящих из m дискрет по дальности

$$|\rho| = \frac{|\dot{U}_0 \dot{U}_k^*|}{\sqrt{|\dot{U}_0|^2 |\dot{U}_k|^2}}, \quad (3.11)$$

где \dot{U}_0 и \dot{U}_k – комплексные значения сигналов на входах основного и компенсационного каналов пространственного фильтра, соответственно. Количество дискрет, подлежащих усреднению в выражении (3.11), определяется временем адаптации весовых коэффициентов пространственного фильтра.

Вычисленные значения нормированного коэффициента межканальной корреляции задерживаются в многоотводной линии задержки 5. В конце периода повторения устройство выбора максимума 6 фиксирует временной интервал, на котором достигалось максимальное значение нормированного коэффициента корреляции. Это позволяет в следующем периоде повторения использовать временной интервал с наименьшим уровнем (или отсутствием) пассивной помехи для адаптации весовых коэффициентов автокомпенсатора.

3.1.4 Эффективность систем помехозащиты от АШП

Эффективность работы системы помехозащиты от АШП оценивают коэффициентом подавления помех $K_{\text{п}}$. Коэффициент подавления зависит от идентичности амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик приемных каналов. Неидентичность каналов интегрально может быть оценена нормированным коэффициентом взаимной корреляции помеховых сигналов в каналах приема ρ . При этом коэффициент подавления помех функционально связан с нормированным межканальным коэффициентом взаимной корреляции помех известным выражением:

$$K_{\text{п}} = \frac{1}{1 - \rho^2}.$$

Из последнего выражения следует, что для высокой эффективности работы системы помехозащиты требуется обеспечить высокую идентичность каналов приема. Например, уже при $\rho = 0,99$ коэффициент подавления помех ограничивается на уровне 17 дБ.

Одним из направлений дальнейшего повышения эффективности компенсации помех является использование коррекции частотных характеристик приемных каналов. Существует несколько вариантов реализации корректоров [30], но наиболее эффективными являются корректоры на трансверсальных фильтрах. В этом случае удастся не только уменьшить влияние расстроек приемных каналов по полосе и центральной части приемных каналов, но и уменьшить влияние многолучевости на эффективность компенсации помех [31].

На практике коэффициент подавления АШП измеряется как отношение дисперсии помехи на входе основного канала автокомпенсатора помех σ_o^2 к дисперсии σ_{Σ}^2 на его выходе.

$$K_{\text{п}} = 10 \lg \frac{\sigma_0^2}{\sigma_{\Sigma}^2}, \text{ дБ.}$$

В РЛС 36Д6 на Государственных испытания в полигонных условиях реализован коэффициент подавления при воздействии АШП по главному лучу ДНА, равный 25 дБ (~300 раз). Это позволяет увеличить дальность действия РЛС в условиях воздействия помех более чем в 4 раза.

3.2 ЗАЩИТА РЛС ОТ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ

3.2.1 Схема ШОУ. эффективность применения

Возможным вариантом защиты РЛС от импульсных помех (ИП) является использование известной схемы ШОУ, структурная схема которой представлена на рис. 3.16. Структурная схема содержит широкополосный усилитель (Ш), ограничитель (О) и узкополосный усилитель (У).

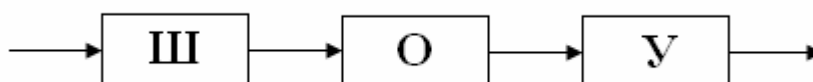


Рис.3.16. Структурная схема ШОУ

Схема эффективно работает при воздействии ИП, длительность которых τ_n заметно меньше длительности импульса полезного сигнала $\tau_{\text{и}}$, т.е. при $\tau_n \ll \tau_{\text{и}}$.

Сущность работы заключается в следующем. Мощные импульсные помехи малой длительности (чем меньше длительность, тем шире спектр) усиливаются широкополосным усилителем Ш. Затем жестко ограничиваются по амплитуде в ограничителе О. При этом уровни мощных ИП и отраженных от целей сигналов выравниваются. После этого смесь ИП и полезного сигнала фильтруется узкополосным усилителем У. Полоса пропускания усилителя У согласована со спектром полезного сигнала. Усилитель У подавляет все спектральные составляющие широкополосной ИП, которые не совпадают со спектром полезного сигнала. При этом все спектральные составляющие полезного сигнала (с учетом согласованной фильтрации) усиливаются. За счет этого отношение сигнал/импульсная помеха в приемном канале возрастает. Приблизительно эффективность схемы ШОУ можно оценить отношением полос широкополосного и узкополосного усилителя.

Основным недостатком схемы ШОУ является подавление слабого сигнала сильным в ограничителе О. В частности, если на развертке дальности кроме полезного сигнала существует мощная пассивная помеха, то обнаружение полезного сигнала становится проблематичным. В этой связи схема ШОУ в РЛС 36Д6 используется как подрежим.

3.2.2 Защита РЛС от импульсных помех, действующих по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны

Возможным вариантом защиты РЛС от ИП, действующих по боковым лепесткам, является схема ПБО (подавления боковых отражений). Схема используется как в отечественных (РЛС 36Д6, 1РЛ141), так и в зарубежных РЛС. Структурная схема ПБО, интегрированная с подсистемой защиты от АШП, приведена на рис. 3.17 и имеет следующий вид:

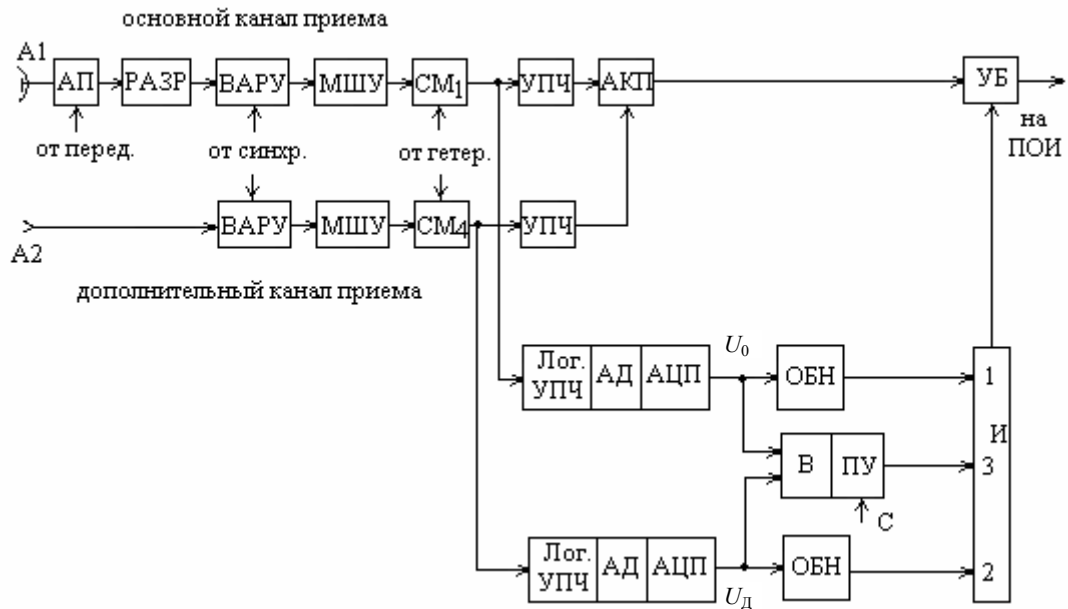


Рис. 3.17. Структурная схема системы защиты РЛС от активных шумовых и импульсных помех

Структурная схема содержит основную остронаправленную антенну А1 и дополнительную антенну А2, которая «накрывает» боковые лепестки основной антенны А1. Кроме того, в состав структурной схемы входят основной и дополнительный каналы приема, два логарифмических УПЧ, два амплитудных детектора АД, два АЦП, два обнаружителя ОБН, вычитатель В, пороговое устройство ПУ, трехходовая схема И, а также устройство бланкирования УБ. С учетом встроенного в структурную схему автокомпенсатора помех АКП, такое решение одновременно обеспечивает защиту РЛС как от шумовых, так и от импульсных помех, действующих по боковым лепесткам ДНА.

Нормированные диаграммы направленности антенн А1 и А2 имеют вид, представленный на рис. 3.18. Стрелками показаны направления возможного воздействия импульсной помехи ИП и полезного сигнала S.

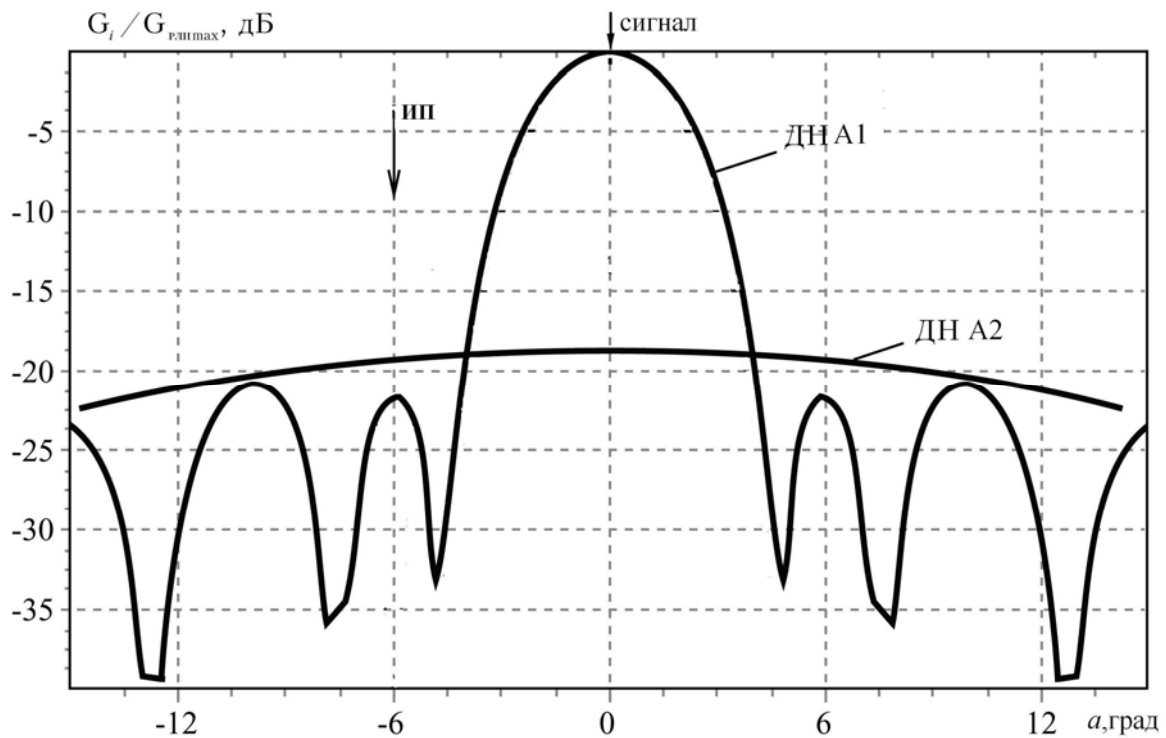


Рис. 3.18. Нормированные диаграммы направленности антенн А1 и А2

Рассмотрим как работает схема ПБО. Предположим, что коэффициенты усиления основного и дополнительного каналов приема одинаковы. Если ИП действует по боковому лепестку ДНА, то ее амплитуда в дополнительном канале приема является преобладающей. Это обеспечивается «накрытием» ДНА А2 боковых лепестков основной антенны А1. Принятая антеннами А1 и А2 ИП усиливается в МШУ, преобразуется в смесителях СМ на промежуточную частоту, усиливается логарифмическими усилителями ЛУПЧ, преобразуется амплитудными детекторами АД на видеочастоту. В аналого-цифровых преобразователях ИП преобразуется в цифровую форму. В каждом из каналов ИП поступает на обнаружители ОБН. Если ИП имеет достаточно большую амплитуду, то она обнаруживается как в основном, так и в дополнительном канале приема. При этом на 1-й и 2-й входы схемы И поступают сигналы с уровнями логической единицы. Очевидно, что с учетом «накрытия» ДНА А2 боковых лепестков основной антенны, амплитуда ИП в дополнительном канале является преобладающей. При этом разность $U_{\text{д}} - U_{\text{о}} > 0$ и на выходе порогового устройства ПУ также формируется уровень логической единицы, которая поступает на 3-й вход схемы И. Таким образом, при воздействии ИП по боковым лепесткам основной антенны А1 на все три входа схемы И поступают уровни логической единицы. При этом на выходе также формируется уровень логической единицы, которая поступает на управляющий вход устройства бланкирования УБ. При этом ИП, поступающая

на сигнальный вход схемы устройства бланкирования УБ, бланкируется* и не поступает на дальнейшую обработку.

В случае приема полезного сигнала по главному лучу ДН основной антенны А1 он также обнаруживается в обоих каналах. При этом на 1-й и 2-й входы схемы И также поступают уровни логической единицы. Однако, на 3-й вход схемы И поступает уровень логического нуля, поскольку разность амплитуд ИП в каналах $U_D - U_O < 0$. В этом случае бланкирования полезного сигнала не происходит и он поступает на дальнейшую обработку.

Применительно к РЛС 36Д6, в которой используется параллельный съем информации с зоны обнаружения в угломестной плоскости (четыре парциальных луча в ДНА), структурная схема ПБО усложняется. При этом, аналогично рис. 2.4, после частотных разделителей ЧР, подсоединенных к малошумящим усилителям, в каждом угломестном канале используется устройство для бланкирования импульсных помех, действующих по боковым лепесткам антенны РЛИ.

* Blank (с англ.) – пробел, бланк, пустота.

4 ПЕРВИЧНАЯ ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ

Основными задачами ПОИ являются:

1) выделение полезных сигналов на фоне мощных сигналов, переотраженных от местных предметов, гидрометеоров, дипольных помех, а также активных помех и собственных шумов приемного устройства;

2) стабилизация уровня ложных тревог при приемлемой вероятности правильного обнаружения;

3) измерение дальности, угловых координат (азимут, угол места или высота), радиальной составляющей скорости цели.

К основным отличиям полезных сигналов и маскирующих пассивных помех, которые могут быть использованы при проектировании РЛС можно отнести:

а) распределенный характер мешающих отражателей и сосредоточенный характер большинства лоцируемых целей. Например, самолет (размер ~ 30 м) и облачная система (протяженность ~ 30 км); самолет и облако дипольных отражений и т.д. Очевидно, что, увеличив разрешающую способность по дальности $\Delta R = \frac{c}{2} \tau_{\text{и}}$ и по угловым координатам $\theta_{\text{аз}}$ и $\theta_{\text{ум}}$, что уменьшает импульсный объем радара (см. рис. 4.1), можно увеличить отношение сигнал/пассивная помеха в канале приема РЛС. Импульсный объем, как это показано на рис. 20, определяется элементом разрешения по дальности $\frac{c}{2} \tau_{\text{и}}$ и площадью поперечного сечения диаграммы направленности антенны. Действительно, уменьшив длительность импульса $\tau_{\text{и}}$ и (или) ширину ДНА, можно уменьшить количество отражателей (гидрометеоров, дипольных отражателей) в импульсном объеме и тем самым увеличить отношение сигнал/пассивная помеха в приемном канале;

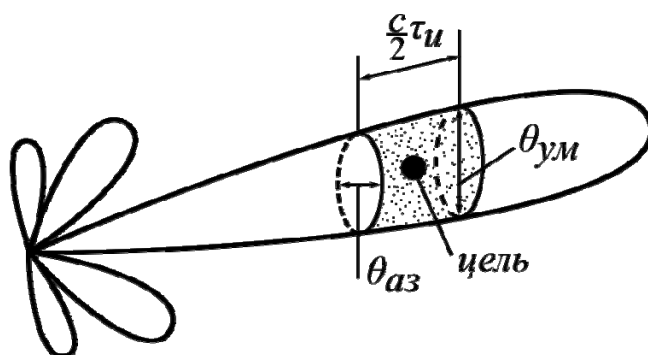


Рис. 4.1. Импульсный объем как элемент пространственного разрешения

б) отличия в поляризации отраженных сигналов [17]. По результатам исследований, проведенных как в Украине, так и за рубежом, эффективность поляризационной селекции сигналов, отраженных от лоцируемых целей на фоне гидрометеоров, составляет 10 ... 15 дБ (см. также параграф 2.2.3);

в) различия в скорости перемещения лоцируемой цели и мешающих отражателей. Действительно, наземные мешающие отражатели имеют скорость относительно РЛС равную нулю. Гидрометеоры имеют малую скорость передвижения, которая определяется скоростью ветра. Скорость передвижения лоцируемых целей достаточно большая (самолет, ракета, снаряд). Поэтому в радиолокационной практике для селекции полезного сигнала на фоне пассивной помехи чаще всего используют скоростную селекцию, используя при этом также методы повышения разрешающей способности по пространственным координатам.

Эффективность выделения полезных сигналов на фоне пассивных помех определяется коэффициентом подпомеховой видимости $K_{ПВ}$ или коэффициентом подавления пассивной помехи $K_{ПП}$. Величина $K_{ПВ}$ показывает, насколько увеличивается отношение сигнал/пассивная помеха на выходе ПОИ. Величина $K_{ПП}$, характеризующая ПОИ современных РЛС, составляет 40...50 дБ.

4.1 СКОРОСТНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

При проектировании можно использовать все возможные отличия между полезными сигналами и пассивными помехами. Однако, при использовании конкретного метода выделения полезных сигналов на фоне пассивных помех необходимо провести системный анализ остальных параметров и характеристик РЛС.

Основным методом выделения полезных сигналов при воздействии пассивных помех является селекция по скорости. Селекцию по скорости чаще называют селекцией движущихся целей (СДЦ). В основе работы СДЦ лежит доплеровский эффект, который проявляется в смещении частоты зондирующего сигнала при отражении от движущегося объекта. Связь между доплеровским сдвигом частоты F_D и радиальной составляющей скорости лоцируемого объекта V_r определяется выражением:

$$F_D = \frac{2V_r}{\lambda},$$

где λ – длина волны зондирующего сигнала.

Очевидно, что чем больше радиальная составляющая скорости V_r , тем больше частота Доплера F_D . Покажем на доплеровской оси частот спектры сигналов, отраженных от местных предметов, гидрометеоров и цели. Спектры в координатах G (амплитуда) – F_D (доплеровская частота) выглядят так, как это показано на рис. 4.2.

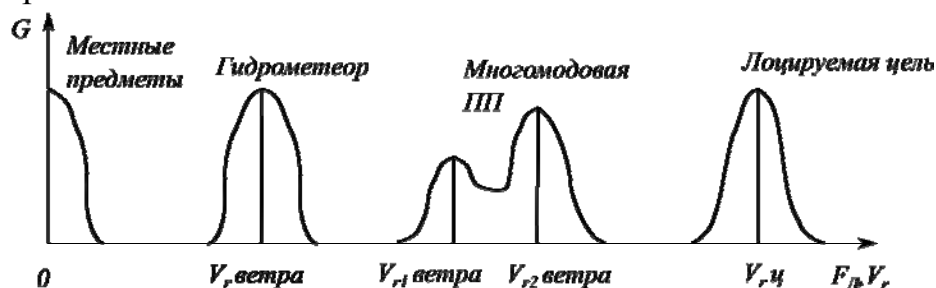


Рис. 4.2. Спектры сигналов, отраженных от местного предмета, гидрометеора, многомодовой пассивной помехи и цели

Из рис. 4.2 следует, что спектры сигналов, отраженных от целей и пассивных помех (ПП), существенно отличаются. Так, центральная частота спектра сигнала, отраженного от неподвижных местных предметов, равна нулю. Центральная частота сигнала, отраженного от гидрометеоров определяется радиальной скоростью ветра $V_{r \text{ ветра}}$. Максимальное значение частот спектра многомодовых помех определяется радиальными скоростями ветра $V_{r1 \text{ ветра}}$ и $V_{r2 \text{ ветра}}$. Центральная частота спектра сигнала, отраженного от цели, определяется радиальной составляющей скорости цели $V_{r \text{ ц}}$.

Из рис. 4.2 также следует важный вывод, что различие в доплеровской частоте при отражении зондирующих сигналов от ПП и радиолокационных целей может быть использовано для их различения.

Из теории радиосистем [4] известно, что оптимальный фильтр для выделения полезного сигнала на фоне пассивной помехи, применительно к импульсной РЛС, представляется как последовательное соединение гребенчатого фильтра подавления (ГФП) и гребенчатого фильтра накопления (ГФН). Им предшествует фильтр, согласованный с одиночным импульсом.

4.1.1 Схемы череспериодного вычитания (ЧПВ)

В качестве гребенчатого фильтра подавления обычно используют схемы ЧПВ (в литературе так же встречается термин ЧПК – череспериодная компенсация). Схема однократного ЧПВ приведена на рис. 4.3.

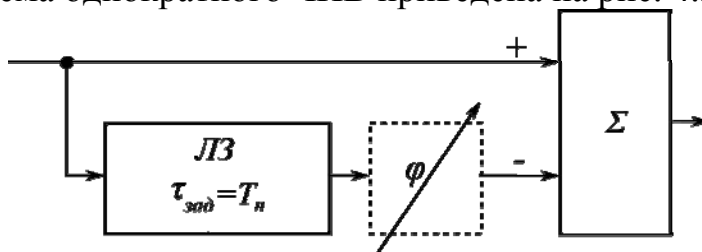


Рис. 4.3 – Схема однократного ЧПВ

В схеме производится вычитание задержанного на период повторения $\tau_{\text{зад}} = T_{\text{п}}$ в линии задержки ЛЗ (сдвиговом регистре) сигнала из незадержанного сигнала текущего периода повторения.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) однократной схемы ЧПВ описывается выражением :

$$|K_1(F_{\text{Д}})| = 2|\sin(\pi F_{\text{Д}} T_{\text{п}})|.$$

Здесь $T_{\text{п}} = \frac{1}{F_{\text{п}}}$ – период повторения отраженных сигналов.

АЧХ однократной схемы ЧПВ показана на рис. 4.4а сплошной линией.

Для получения более крутых склонов АЧХ с целью обеспечения более широкой полосы режекции, применяют двухкратные схемы ЧПВ. Двухкратная схема ЧПВ состоит из двух последовательно включенных однократных схем

ЧПВ. При этом амплитудно-частотная характеристика двухкратной схемы ЧПВ описывается выражением :

$$|K_2(F_D)| = [|K_1(F_D)|]^2 = 4|\sin^2(\pi F_D T_n)|.$$

АЧХ двухкратной схемы ЧПВ показана на рис. 4.4а пунктирной линией.

Прокомментируем АЧХ, приведенные на рис. 4.4. На рис. 4.4а показаны ненормированные АЧХ однократной и двухкратной схем ЧПВ в диапазоне доплеровских частот от 0 до $3F_n$. Из рисунка видно, что АЧХ имеет периодический характер. При этом, кроме подавления низкоскоростных пассивных помех (в зоне режекции около нулевой доплеровской частоты), происходит также подавление сигналов скоростных целей в районе «слепых скоростей», которые кратны частоте повторения.

На рис. 4.4б приведен начальный участок нормированных по максимальной амплитуде АЧХ однократной и двухкратной схем ЧПВ (сплошная и пунктирная линии соответственно). Зоны режекции $\Delta F_{\text{реж}1}$ и $\Delta F_{\text{реж}2}$ формируются путем сравнения отклика на выходе схем ЧПВ с энергетическим порогом $|K_{\text{порог}}|$.

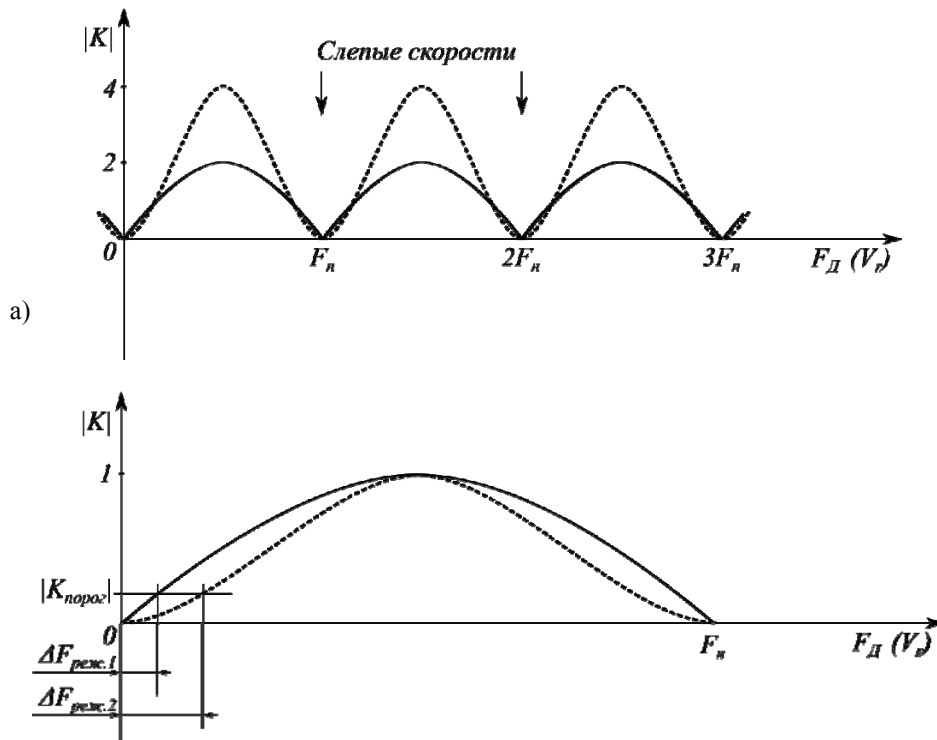


Рис. 4.4. Амплитудно-частотные характеристики схем ЧПВ: сплошная линия – однократная схема, пунктирная – двухкратная

Из рис. 4.4б видно, что сигналы, отраженные от неподвижных объектов, попадают в полосу режекции $\Delta F_{\text{реж}1}$ и подавляются. Однако, даже при небольших, отличных от нуля значениях F_D , качество подавления пассивных помех ухудшается. Это объясняется узкой полосой режекции однократной ЧПВ и ограниченными возможностями ее регулирования в процессе эксплуатации. Использование двухкратных схем ЧПВ мало что изменяет с точки зрения

регулирования полосы режекции ($\Delta F_{\text{реж2}}$) и эффективности схемы ЧПВ в целом. Это касается и схем с более высокой кратностью.

В случае воздействия на РЛС пассивных помех, отраженных от гидрометеоров, доплеровское смещение частоты не равно нулю и определяется радиальной скоростью ветра. В этом случае обычная схема ЧПВ неэффективна. Повышение эффективности схем ЧПВ достигают путем подстройки нуля АЧХ на доплеровскую частоту, соответствующую скорости ветра V_r . Такая подстройка может осуществляться фазовращателем φ на рис. 4.3, регулирующем межпериодный фазовый сдвиг. В РЛС 1РЛ141 на столике оператора предусмотрена регулировка с названием «Поддув ветра» для изменения межпериодного фазового сдвига (смещения нуля ЧПВ). Недостатком такого решения является низкая эффективность селекции полезных сигналов на фоне помех, отраженных от гидрометеоров, особенно в РЛС большой дальности. Это объясняется существенными изменениями скорости ветра на интервале дальности, равном 300...500 км.

Использование схем автоматической компенсации скорости ветра позволило определенным образом улучшить характеристики ЧПВ. Однако наличие слепых скоростей в АЧХ ЧПВ, а так же сложность регулирования полосы режекции ограничивают возможности использования схем ЧПВ.

К преимуществу схем ЧПВ можно отнести простоту технической реализации и малую стоимость, к недостаткам – малую полосу режекции и невозможность ее регулирования, что снижает эффективность ЧПВ.

4.1.2 ГРЕБЕНЧАТЫЙ ФИЛЬТР НАКОПЛЕНИЯ

ГФН осуществляет когерентное межпериодное сложение полезного сигнала и должен быть настроен на радиальную составляющую скорости цели. Для того, чтобы когерентно сложить сигналы, отраженные от цели в разных периодах зондирования, их надо сначала сделать синфазными. Но поскольку радиальная составляющая скорости цели неизвестна, то неизвестен и доплеровский сдвиг частоты F_d . При этом неизвестен и межпериодный фазовый сдвиг между сигналами смежных периодов. В этих условиях технически есть две возможности: либо использовать следящий фазовый фильтр, либо использовать многоканальный фазовый фильтр. В последнем случае фазовые фильтры должны перекрывать весь диапазон возможных фазовых сдвигов от нуля до 2π . При этом в одном из фильтровых каналов, который согласован с доплеровским сдвигом частоты сигнала, отраженного от цели, происходит когерентное межпериодное накопление сигналов.

Основным недостатком следящего фильтра, применительно к радиолокационной практике, является отсутствие возможности одновременного накопления сигналов с разными доплеровскими сдвигами частоты. Это не позволяет разрешать цели, находящиеся в одном импульсном объеме, по скоростной координате. К недостаткам также можно отнести необходимость периодического перехода в режим поиска для восполнения информации о наличии цели.

4.1.3 Многоканальный доплеровский фильтр

Многоканальный доплеровский фильтр может быть построен путем использования дискретного преобразования Фурье (ДПФ). При этом амплитудно-частотная характеристика такого фильтра $G(n)$, который обеспечивает межпериодное когерентное сложение сигналов, может быть описана следующим выражением

$$G(n) = \sum_{k=0}^{N-1} K_k A_k \cdot e^{-j\left(\varphi_k - \frac{2\pi n}{N}\right)}, \quad (4.1)$$

где $n = 0, \dots, N-1$ – номер фильтрового канала; $k = 0, \dots, N-1$ – номер временного отсчета (периода повторения); N – количество временных отсчетов; K_k – коэффициент весового окна; A_k – амплитуды временных отсчетов, подлежащих накоплению; φ_k – фазы временных отсчетов; $\frac{2\pi n}{N}$ – доворачивающие фазовые сдвиги.

Из выражения для ДПФ непосредственно следует, что фильтровые каналы расположены с шагом $\frac{2\pi}{N}$. Например, при 8-ми точечном ДПФ шаг составляет $\frac{2\pi}{N} = \frac{2\pi}{8} = 45^\circ$. Очевидно, что если $n=0$, то доворачивающий фазовый сдвиг $\frac{2\pi n}{N} = 0$, при $n=1$ он равен $\frac{2\pi}{N} = 45^\circ$, при $n=2$ он равен 90° и т.д. При этом формируется 8 фильтров с доплеровскими частотами, соответствующими межпериодным фазовым сдвигам $0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, \dots$. В нулевом фазовом канале сигналы смежных периодов не доворачиваются по фазе. Поэтому в нулевом фазовом канале когерентно складываются сигналы, отраженные от местных предметов. Это объясняется тем, что местные предметы неподвижны, доплеровский сдвиг частоты при этом равен нулю. Равен нулю и сдвиг фаз сигналов смежных периодов $\varphi_k = 0$ в выражении (4.1). Такие сигналы синфазны и когерентно накапливаются в нулевом фазовом фильтре.

Для фазового фильтра с номером $n = 1$ доворачивающий фазовый сдвиг равен $n \cdot \frac{2\pi}{N} = 1 \cdot \frac{2\pi}{8} = 45^\circ$. При этом, если отраженные сигналы смежных периодов имеют фазовый сдвиг, равный 45° , то они когерентно накапливаются в фазовом канале с номером 1 и т.д. Амплитудно-частотная характеристика 8-ми точечного доплеровского фильтра имеет вид, представленный на рис. 4.5:

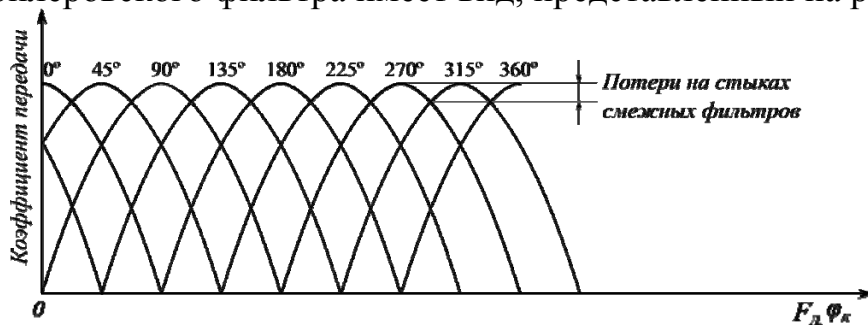


Рис. 4.5. Амплитудно-частотная характеристика 8-ми точечного доплеровского фильтра

Анализ АЧХ многоканального доплеровского фильтра позволяет сделать вывод, что он обладает определенными селективными свойствами и позволяет выделить быстродвижущуюся цель на фоне неподвижных или малоподвижных объектов (см. также рис.4.2) или разделить лоцируемые объекты по скорости.

Для реализации ДПФ вначале необходимо сформировать частотную пачку отраженных сигналов смежных периодов повторения, подлежащих когерентному накоплению. Частотная пачка формируется следующим образом. Вначале производится запись в буферное запоминающее устройство (БЗУ) сигналов, отраженных с каждого элемента разрешения по дальности текущего периода повторения (запись вдоль развертки дальности). Таким же образом производится запись отраженных сигналов смежных $N-1$ периодов повторения. На рис. 4.6 показаны такие сигналы каждого элемента разрешения по дальности для N периодов повторения (от нуля до $N-1$), записанные в БЗУ. При этом в i -м и j -м элементах разрешения по дальности в каждом периоде повторения находятся сигналы, отраженные от лоцируемых объектов. После записи сигналов всех элементов разрешения по дальности для N периодов повторения БЗУ переходит в режим считывания «поперёк». На рис. 4.6 это показано пунктирной линией. Так формируется частотная пачка сигналов, подлежащих межпериодному когерентному сложению.

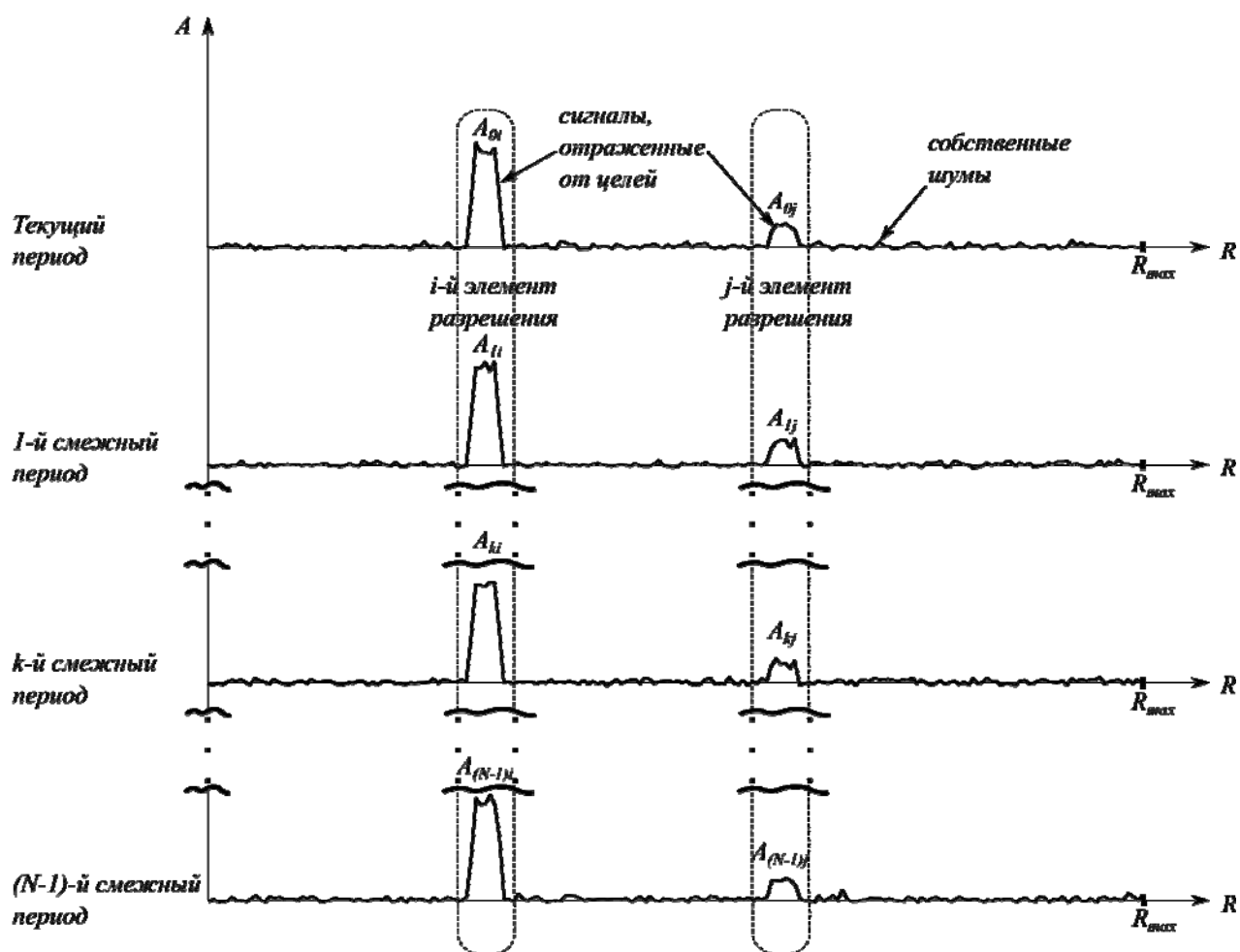


Рис. 4.6. Принцип формирования частотной пачки.

В соответствии с формулой (4.1), при дискретном преобразовании Фурье обработка сигналов переходит из временной области в частотную, что позволяет сформировать гребенчатую АЧХ. Поскольку фазовые каналы перекрывают диапазон фазовых сдвигов от 0 до 2π , то при произвольном межпериодном фазовом сдвиге в многоканальном доплеровском фильтре в одном из фильтровых каналов обеспечивается когерентное сложение полезных сигналов.

Известно, что АЧХ реальных фильтров кроме главного лепестка имеет боковые лепестки. Если все временные отсчеты, подлежащие накоплению, складываются с единичным весовым коэффициентом $K_k = 1$ для всех значений k , то уровень боковых лепестков определяется функцией $\frac{\sin(x)}{x}$. При этом, например, уровень первого бокового лепестка каждого фильтра составляет \sim минус 13 дБ, второго \sim минус 15 дБ, третьего \sim минус 18 дБ и т. д. Это приводит к межфильтровому просачиванию помех и, как следствие, ограничивает селективные свойства при выделении полезных сигналов на фоне пассивных помех. Поэтому при проектировании многоканальных доплеровских фильтров для уменьшения боковых лепестков используют сглаживающие окна [16]. Применение весовых окон приводит к расширению полосы пропускания (главного лепестка) фильтров и к снижению эффективности межпериодного когерентного накопления сигналов. Поэтому потери, обусловленные использованием окон, необходимо учитывать при расчете энергетических характеристик в процессе проектирования РЛС. Кроме того, при проектировании также учитывают потери на стыках полос пропускания смежных фильтров (см. рис. 4.5).

4.1.4 Выбор количества фильтровых каналов при проектировании РЛС

Известно, что чем больше количество накапливаемых импульсов, тем больше отношение сигнал/шум может быть получено на выходе накопителя. Однако, энергетический выигрыш при этом достигается за счет уменьшения производительности РЛС. Действительно, увеличение количества импульсов частотной пачки, необходимость использования межпачечной вобуляции периода повторения зондирующих импульсов, увеличение дальности действия современных РЛС приводит к увеличению времени обзора зоны обнаружения, что снижает производительность РЛС.

Кроме того, чем больше импульсов в пачке, тем больше фильтровых каналов и тем уже полоса пропускания каждого из них. Однако, уменьшение полосы пропускания фазовых фильтров рационально до тех пор, пока ширина спектра полезного сигнала на доплеровской оси частот не превысит полосу пропускания фильтра. В этом случае энергия отраженного сигнала поделится между смежными фильтровыми каналами и эффективность межпериодного когерентного накопления импульсов уменьшится.

Таким образом, выбор количества доплеровских фильтров для обработки сигналов в ПОИ определяется множеством основных параметров РЛС, зависит от ее назначения и требует оптимизации при проектировании. В качестве примера такой оптимизации можно привести технические решения, реализованные в американской станции ASR-9 [5], используемой в системе управления воздушным движением. Другим примером может быть РЛС 36Д6 украинского производства. Так, в РЛС ASR-9, в зависимости от длительности периода повторения T_{Π} (при вобуляции) используется 8 или 10 доплеровских фильтров. В РЛС 36Д6 для межпериодного накопления в зависимости от длительности периода повторения используют при: $T_{\Pi} = 0,66$ мс – 16; $T_{\Pi} = 1,33$ мс – 12; при $T_{\Pi} = 2,66$ мс – 8 фильтров.

4.2 СТАБИЛИЗАЦИЯ УРОВНЯ ЛОЖНЫХ ТРЕВОГ (СУЛТ) В УСТРОЙСТВЕ СДЦ, ИСПОЛЬЗУЮЩЕМ МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ДОПЛЕРОВСКИЕ ФИЛЬТРЫ

Одним из основных отличий в структуре полезных сигналов и пассивных помех, используемых для СУЛТ, является сосредоточенный характер сигналов, отраженных от аэродинамических объектов, подлежащих обнаружению, и более распределенный характер активных и пассивных помех. Другим отличием, которое эффективно используется для разделения полезных сигналов и пассивных помех, являются спектральные отличия, обусловленные радиальной составляющей скорости движения лоцируемых объектов. Действительно, совместная межпериодная обработка в многоканальном доплеровском фильтре сигналов одного и того же дискрета дальности с различными фазовыми сдвигами позволяет перейти в частотную область.

Выходные сигналы многоканального доплеровского фильтра представляют собой спектральные составляющие полезных сигналов и помех, развернутых во времени (по дальности). Информация о доплеровском сдвиге частоты лоцируемых объектов содержится в фильтровых каналах ДПФ. Поэтому дальнейшая обработка сигналов для выделения полезных сигналов на фоне пассивных помех выполняется после вычисления модуля в каждом фильтровом канале. Дальнейшую обработку радиолокационной информации в обнаружителе РЛС производят:

- путем анализа изменений во времени мгновенных значений принимаемых сигналов на выходе каждого фильтрового канала, что позволяет реализовать стабилизацию уровня ложных тревог по энергии СУЛТ-Есл;

- путем анализа спектральных характеристик отраженных сигналов и помех с учетом вобуляции периодов повторения импульсов и использованием различных методов формирования зон режекции СДЦ, что позволяет обеспечить стабилизацию уровня ложных тревог по радиальной составляющей скорости СУЛТ-V.

В реальных условиях работы РЛС обнаружение полезных сигналов может происходить как в безпомеховой ситуации, так и в условиях воздействия активных и (или) пассивных помех. В первом случае обнаружение полезных

сигналов происходит на фоне собственных шумов приемного устройства, интенсивность которых изменяется во времени незначительно. Поэтому установление порога обнаружения не вызывает особых трудностей. Во втором случае интенсивность помех $\text{argi}01$ неизвестна и поэтому применяют различные алгоритмы ее оценки для определения порога обнаружения сигнала.

Как правило, плотность распределения мгновенных значений амплитуд пассивной помехи аппроксимируют нормальным законом распределения. При этом текущая оценка мощности (дисперсии) требует относительно больших аппаратных затрат. Поэтому после фазовой фильтрации в многоканальном доплеровском фильтре, когда информация о доплеровских сдвигах частоты сигналов и помех извлечена, в каждом фильтровом канале от квадратурных составляющих переходят к модулю. При этом плотность распределения мгновенных значений пассивной помехи становится релейской, что дает возможность оценить дисперсию помехи (ее среднеквадратическое значение) через оценку математического ожидания. При этом связь между математическим ожиданием m и среднеквадратическим значением помехи σ в додетекторной части определяется выражением $m = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}}$.

4.2.1 Стабилизация уровня ложных тревог по энергии СУЛТ-Е

В [15] рассмотрены возможные алгоритмы формирования следящего порога для стабилизации уровня ложных тревог по энергии. Близким к ним по технической сущности является алгоритм стабилизации ложных тревог, реализованный в РЛК управления воздушным движением «Днепр». Структурная схема такого варианта построения обнаружителя, в которой использованы логические схемы *БИ* – больше из ..., *МИ* – меньше из ..., приведена на рис. 4.7.

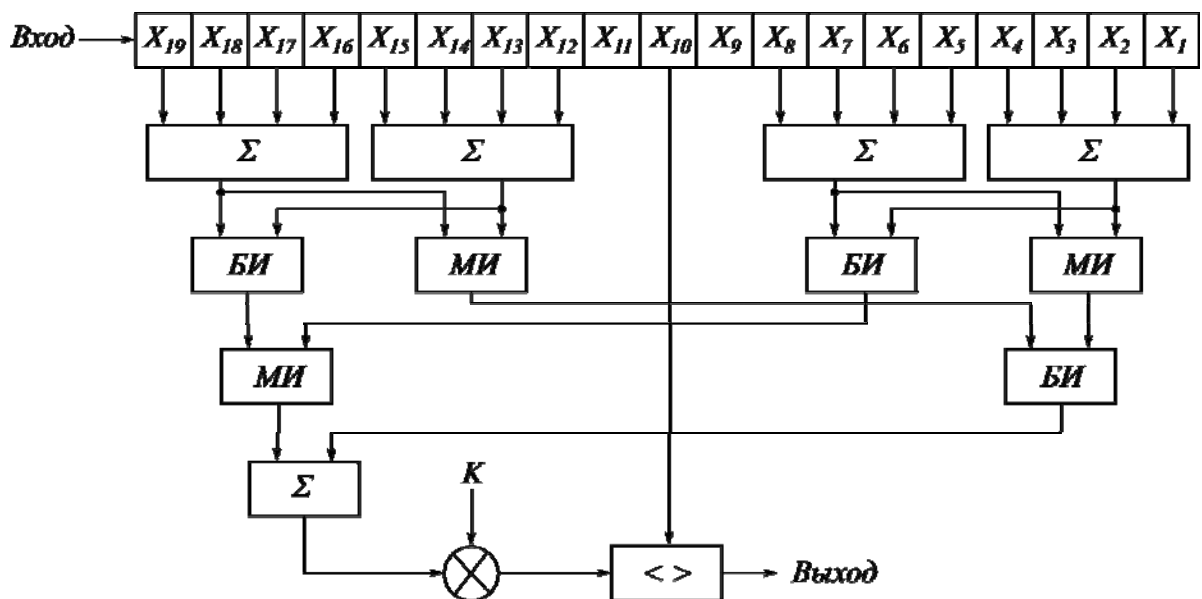


Рис. 4.7. Структурная схема СУЛТ-Есл

Для формирования оценки уровня помехи в приведенной схеме используется метод «скользящего окна». При каждом зондировании цифровую линию задержки ЦЛЗ последовательно заполняют сигналы с каждого элемента разрешения по дальности. После заполнения ЦЛЗ начинается проверка наличия полезного сигнала в ячейке X_{10} . Сущность обработки заключается в том, что решение об обнаружении полезного сигнала принимается только в том случае, когда амплитуда анализируемого сигнала, находящегося в центральной ячейке X_{10} , заметно превышает амплитуды «полуокон», находящихся справа $X_1 \dots X_8$ и слева $X_{12} \dots X_{19}$ от анализируемого дискрета. По информации в «полуокнах» оценивают уровень фона в окрестности дискрета, в котором происходит проверка гипотезы относительно наличия или отсутствия сигнала. Чтобы избежать влияния полезного сигнала на оценку фона «полуокна» формируют отстоящими от центрального дискрета на одну выборку. Это объясняется тем, что при согласованной фильтрации сигналов в приемном устройстве отраженный импульс растягивается во времени и занимает смежные дискреты. Полученная оценка уровня фона умножается на пороговый коэффициент K и поступает на вход схемы сравнения $< >$, на второй вход которой поступает выборка из центрального дискрета, в котором предположительно находится сигнал. Если амплитуда анализируемого дискрета превышает взвешенный уровень фона, то происходит обнаружение сигнала и на выходе схемы сравнения формируется уровень логической единицы.

В следующий момент времени информация в ЦЛЗ сдвигается (скользит) и в центральную ячейку X_{10} поступает сигнал следующего элемента разрешения по дальности, в котором также выполняется проверка гипотезы на предмет наличия полезного сигнала и т.д.

4.2.2. Стабилизация уровня ложных тревог по доплеровскому сдвигу частоты СУЛТ-V

4.2.2.1 Принцип разделения сигналов, отраженных от малоподвижных и скоростных целей

Путем анализа спектральных составляющих отраженных сигналов в смежных когерентно обрабатываемых пачках с разными частотами повторения импульсов* (ЧПИ) удастся обнаружить полезные сигналы, отраженные от целей на фоне пассивных помех. Рассмотрим, как это осуществляется. Для этого представим в координатах коэффициент передачи многоканального доплеровского фильтра $K_{ДФ}$ – доплеровская частота $F_{Д}$ АЧХ 8-точечного доплеровского фильтра при двух различных ЧПИ F_{n1} и F_{n2} в смежных частотных пачках (рис. 4.8). АЧХ фильтров показаны с учетом возможного межпериодного фазового сдвига, превышающего интервал однозначного измерения фазы, который составляет $[0, 2\pi]$. Очевидно, что при этом возникает,

* При этом межпачечное изменение ЧПИ выполняется в небольших пределах. Такое изменение ЧПИ получило название "вобуляция".

так называемый, стробоскопический эффект – периодическое повторение фильтровых каналов при увеличении доплеровского сдвига частоты (или межпериодного фазового сдвига, превышающего величину, равную 2π).

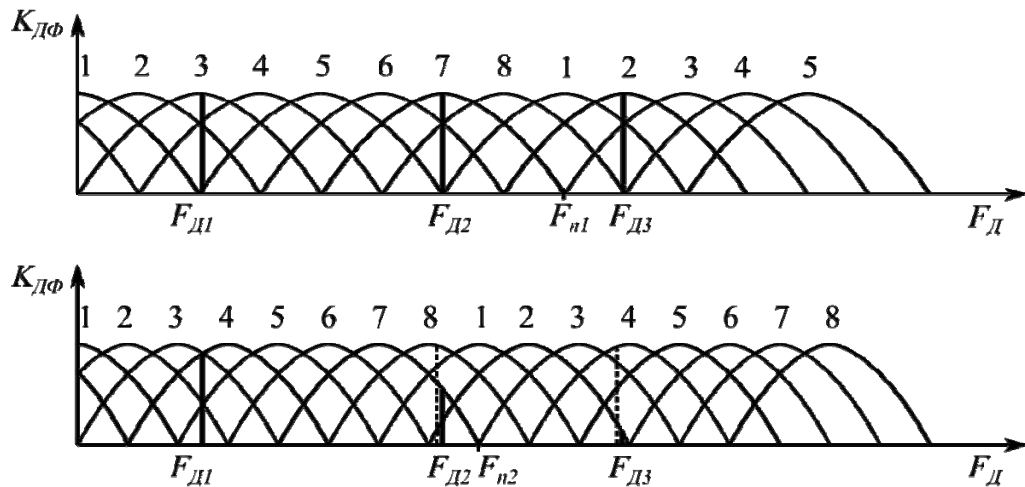


Рис. 4.8. Принцип разделения сигналов, отраженных от малоподвижных и скоростных объектов

Будем считать, что на радар одновременно воздействуют равные по амплитуде сигналы, отраженные от малоподвижного объекта с доплеровским сдвигом частоты $F_{Д1}$ и от скоростных целей с частотами $F_{Д2}$ и $F_{Д3}$. Из рис. 4.8 следует, что для малоподвижных объектов характерным является их обнаружение в одном и том же фильтровом канале при разных ЧПИ. Учитывая это, представляется возможным сформулировать следующий критерий запрета: если в l из m частот повторения сигнал обнаруживается в одноименных фильтровых каналах, то он относится к классу помех и подлежит режекции (подавлению). В соответствии с изложенным, по малоподвижному объекту с $F_{Д1}$ будет сформирован запрет на обнаружение, так как амплитуды сигналов в одноименном третьем фильтре на F_{n1} и F_{n2} примерно одинаковы. В данном случае выполняется критерий 2 из 2-х, при этом $l=m=2$. В радиолокационной практике чаще используется критерий 2 из 3-х или критерий 2 из 4-х.

Из рис. 4.8 также следует, что для скоростных целей характерным является их обнаружение в разноименных фильтрах при разных ЧПИ. Поэтому критерий обнаружения может быть следующим: если в k из m частотных пачек сигнал обнаруживается в разных фильтровых каналах, то он относится к классу полезных сигналов. Действительно, из рис. 4.8 следует, что по скоростным целям с $F_{Д2}$ и $F_{Д3}$ запрет на обнаружение не формируется из-за малых уровней сигналов в одноименных фильтрах (седьмой и второй) на ЧПИ F_{n2} (см. рис. 4.8б), что и показано жирными сплошными линиями. Однако, критерий обнаружения 2 из 2-х по скоростным целям выполняется. Это происходит за счет больших уровней сигналов в седьмом (на F_{n1}) и восьмом (на

F_{n2}) фильтрах и во втором (на F_{n1}) и четвертом (на F_{n2}) фильтрах (уровень сигнала в восьмом и четвертом фильтрах F_{n2} показан пунктирной линией).

4.2.2.2 Бинарный метод формирования полосы режекции

Структурная схема системы СДЦ при бинарном методе формирования полосы режекции имеет вид, представленный на рис. 4.9. В каждом из фильтровых каналов схема содержит последовательно соединенные устройства *СУЛТ-Е* и *СУЛТ-В*. Устройство *СУЛТ-Е* обеспечивает обнаружение отраженных импульсных сигналов путем их сравнения с сформированным порогом обнаружения. При этом, если в каком-то фильтровом канале в устройстве *СУЛТ-Е* происходит обнаружение сигнала, то на вход соответствующего устройства *СУЛТ-В* поступает бинарный сигнал с уровнем логической единицы. Этот сигнал задерживается в цифровой линии задержки *ЦЛЗ*. Время задержки между отводами *ЦЛЗ* определяется длительностью частотной пачки. Таким же образом происходит обработка сигналов остальных пачек с другими ЧПИ. После этого по сигналам всех m пачек с разными ЧПИ, сформированным на выходах *ЦЛЗ*, проводится проверка критерия l из m . При выполнении критерия запрета, когда выполняется условие обнаружения сигнала в одноименном фильтре на разных ЧПИ в l частотных пачках из m , на выходе схемы l из m (см. рис. 4.9) формируется уровень логической единицы, запрещающий прохождение обнаруженного сигнала на дальнейшую обработку. Таким образом, с учетом аналогичной обработки сигналов в каждом фильтровом канале, при использовании бинарного метода, формируется полоса режекции пассивной помехи. В полосу режекции попадают сигналы, отраженные от местных предметов, а также малоподвижных объектов, например, гидрометеоров.

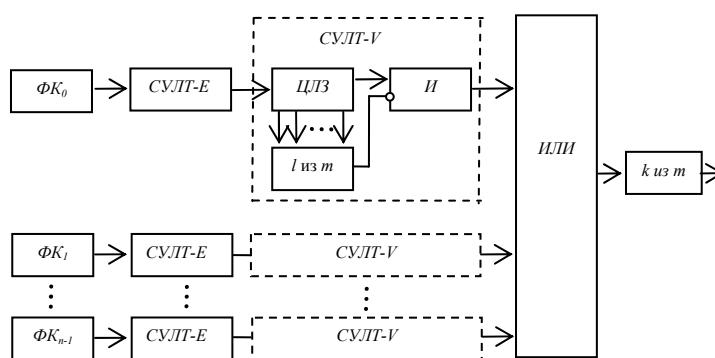


Рис. 4.9. Структурная схема СДЦ при бинарном методе формирования полосы режекции

Полоса пропускания схемы СДЦ формируется в соответствии с критерием обнаружения путем объединения сигналов, обнаруженных в

разноименных фильтровых каналах при разных ЧПИ. При этом, если в k из m частотных пачек с разными ЧПИ сигналы обнаруживаются в разноименных фильтровых каналах, то они с выхода бинарного накопителя k из m поступают на дальнейшую обработку.

Преимуществом бинарного метода формирования полосы режекции является простота технической реализации, что объясняется обработкой бинарных сигналов, поступающих на устройство СУЛТ- V со схемы сравнения, входящей в устройство СУЛТ- E .

К недостаткам можно отнести следующее:

- ограниченные возможности регулирования полосы режекции, что обусловлено необходимостью изменять основные параметры РЛС, а именно ЧПИ, их количество, темп обзора пространства;
- изрезанность скоростной характеристики в полосе пропускания, особенно, в области низких частот.

4.2.2.3 Амплитудный метод формирования полосы режекции

Анализ АЧХ многоканального доплеровского фильтра при разных частотах повторения показывает (см. рис. 4.8), что при малых значениях частоты Доплера $F_D < 0,5F_n$ области максимального отклика одноименных фильтров при разных ЧПИ F_{n1} и F_{n2} перекрывают примерно одинаковые области доплеровских частот. Поэтому уровень сигнала в одном и том же доплеровском фильтре существенно не меняется при изменении частоты повторения импульсов. С увеличением частоты Доплера перекрытие областей одноименных доплеровских фильтров уменьшается. Таким образом, сравнивая отношение амплитуд сигналов одноименных фильтров с порогом, можно разделить принимаемые сигналы на класс полезных сигналов и помех. В случае двух частотных пачек процедура может быть следующей:

$$\frac{A_{i1}}{A_{i2}} < C,$$

где A_{i1} – амплитуда сигнала с максимальным откликом на первой частоте повторения; A_{i2} – амплитуда сигнала на второй частоте повторения; i – номер фильтра, C – величина порога.

Область доплеровских частот, в которой выполняется условие $\frac{A_{i1}}{A_{i2}} < C$, например при $C=5$, соответствует области помех и может достигать и даже превышать частоту повторения импульсов. Изменяя порог C , можно достаточно просто изменять полосу режекции СДЦ.

При использовании систем СДЦ с несколькими частотами повторения в качестве меры изменения соотношения между спектральными составляющими на разных частотах повторения целесообразно использовать отношение

$$K_{ij}(F_{\text{Д}}) = \frac{M_{ij}(F_{\text{Д}})}{\frac{1}{m-1} \{ [\sum_{j=1}^m M_{ij}(F_{\text{Д}})] - M_{ij}(F_{\text{Д}}) \}}, \quad (4.2)$$

где m – количество частот повторения.

Отношение (4.2), называемое отношением контраста (или, для краткости, просто «контрастом»), численно равно отношению модуля анализируемого сигнала M_{ij} на выходе i -ого фильтра при одной j -ой частоте повторения к среднему значению модулей сигналов на выходе этого же фильтра при остальных $(m-1)$ частотах повторения зондирующих импульсов.

Прокомментируем работу СДЦ, использующей амплитудный метод формирования полосы режекции. Воспользуемся для этого рис. 4.8.

В случае, показанном на рис. 4.8, сигнал, отраженный от медленно движущейся пассивной помехи, имеет доплеровскую частоту $F_{\text{Д1}}$ и создает примерно равные отклики в третьем доплеровском фильтре при частотах повторения F_{n1} и F_{n2} . При этом отношение контраста составит $A_{31}/A_{32} \approx 1$. Это отношение намного меньше порога C и, следовательно, сигнал, отраженный от медленно движущейся пассивной помехи, будет подавлен системой СДЦ.

При воздействии на РЛС дискретной пассивной помехи типа «ангелы» доплеровский сдвиг может даже превышать частоту повторения импульсов и, как показано на рис. 4.8, например, составляет $F_{\text{Д2}}$. В этом случае отклики сигналов в седьмом фильтре на частотах F_{n1} и F_{n2} создают отношение $A_{71}/A_{72} \approx 2$, что не превышает порога C . Таким образом, сигнал, отраженный от дискретной пассивной помехи типа «ангелы», подавляется системой СДЦ.

В случае приема сигнала, отраженного от малоскоростной цели, с доплеровской частотой $F_{\text{Д3}}$ отклик второго фильтра при частоте повторения F_{n1} примерно в десять раз превышает отклик одноименного фильтра на частоте повторения F_{n2} . При этом отношение A_{21}/A_{22} превышает порог C и сигнал, отраженный от движущейся цели, не подавляется системой СДЦ.

Возможный вариант реализации структурной схемы системы СДЦ с использованием амплитудного метода формирования полосы режекции приведен на рис. 4.10.

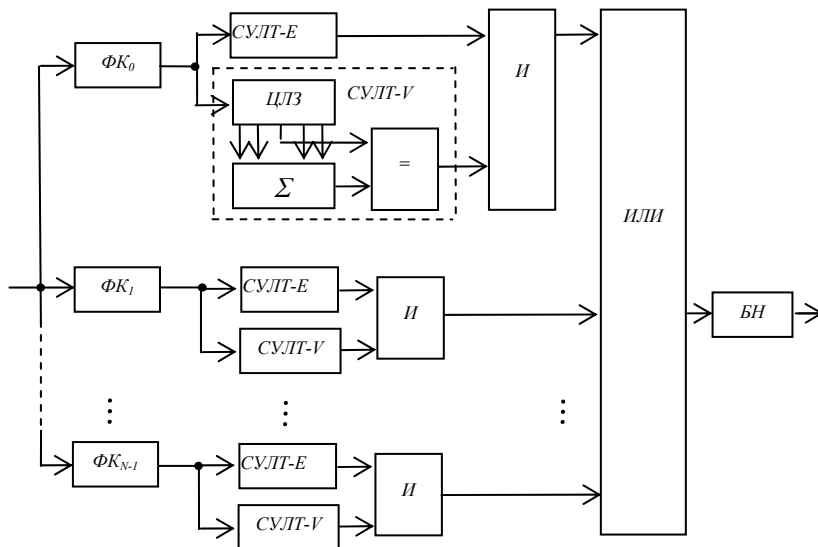


Рис. 4.10. Структурная схема СДЦ с амплитудным методом формирования полосы режекции

Особенностью схемы является то, что в качестве параметра оценки радиальной составляющей скорости цели используется отношение амплитуды сигнала в данном фильтре при данной частоте повторения к усредненной по остальным частотам повторения амплитуде сигнала в этом же фильтре.

Преимуществом СДЦ с использованием амплитудного метода формирования полосы режекции по сравнению с бинарным методом является большая возможная полоса режекции и упрощенная процедура ее регулирования. Объясняется это тем, что благодаря использованию амплитуд отраженных сигналов на разных частотах повторения, удастся путем изменения порога S регулировать полосу режекции. При этом отпадает необходимость изменять основные параметры РЛС.

К недостаткам можно отнести большую сложность реализации, а также существующую изрезанность скоростной характеристики. Последнее отчасти объясняется тем, что одноименные доплеровские фильтры перекрывают разные области частот при разных частотах повторения. При этом в их полосу пропускания попадают различные спектральные составляющие. Это ухудшает точность оценки отношения амплитуд, используемого для разделения сигналов и помех.

4.2.2.4 Амплитудный метод формирования полосы режекции с переменным количеством доплеровских фильтров, имеющих одинаковую ширину на всех частотах повторения

Рассмотренный в предыдущем пункте 4.2.2.3 способ формирования зоны режекции системы СДЦ при 8 фильтрах на каждой из частот повторения позволяет не только сформировать порог по доплеровской частоте, достаточный для исключения из обработки большинства видов пассивных помех, но и адаптировать ширину зоны режекции к конкретной помеховой обстановке, что существенно уменьшает потери при обнаружении малоскоростных целей. При этом адаптация ширины зоны режекции

осуществляется без изменения основных параметров РЛС. Однако, ширина зоны режекции такой системы СДЦ зависит от амплитуды сигнала, отраженного от пассивных помех. Крутизна перехода от области режекции к области прозрачности в свою очередь зависит от количества частот повторения, темпа обзора, диапазона вобуляции ЧПИ, количества доплеровских фильтров и других параметров РЛС. Большинство из перечисленных параметров жестко связаны с тактико-техническими характеристиками обзорных РЛС. Таким образом, возможности повышения крутизны перехода от области режекции к области прозрачности в системах СДЦ, построенных на основе описанных выше принципов, существенно ограничены.

Сформировать порог обнаружения по доплеровской частоте, не зависящий от амплитуды обрабатываемых сигналов, позволяют системы СДЦ, использующие разное количество доплеровских фильтров при различных частотах повторения.

Способ формирования скоростной характеристики в этих системах заключается в выборе количества доплеровских фильтров таким образом, чтобы обеспечить постоянную полосу пропускания фильтра при вобуляции частоты повторения зондирующих импульсов РЛС. При этом значения частот повторения F_{ni} и количество доплеровских фильтров n_i связаны соотношением:

$$\frac{F_{n1}}{n_1} = \frac{F_{n2}}{n_2} = \dots = \frac{F_{nm}}{n_m} = \text{const}, \quad (4.3)$$

где m – количество частот повторения зондирующих импульсов.

При выполнении данного соотношения доплеровские фильтры имеют одну и ту же ширину полосы пропускания при всех m частотах повторения.

Структурная схема устройства СДЦ с переменным количеством доплеровских фильтров совпадает с приведенной на рис. 4.10 схемой для постоянного количества фильтров, отличие заключается в алгоритме функционирования СУЛТ-V.

Примерный вид АЧХ фильтров одинаковой ширины для двух частот повторения приведен на рис. 4.11. При этом для обработки сигналов первой частоты повторения F_{n1} используются 9 фильтров, а для второй частоты повторения F_{n2} – 8 фильтров.

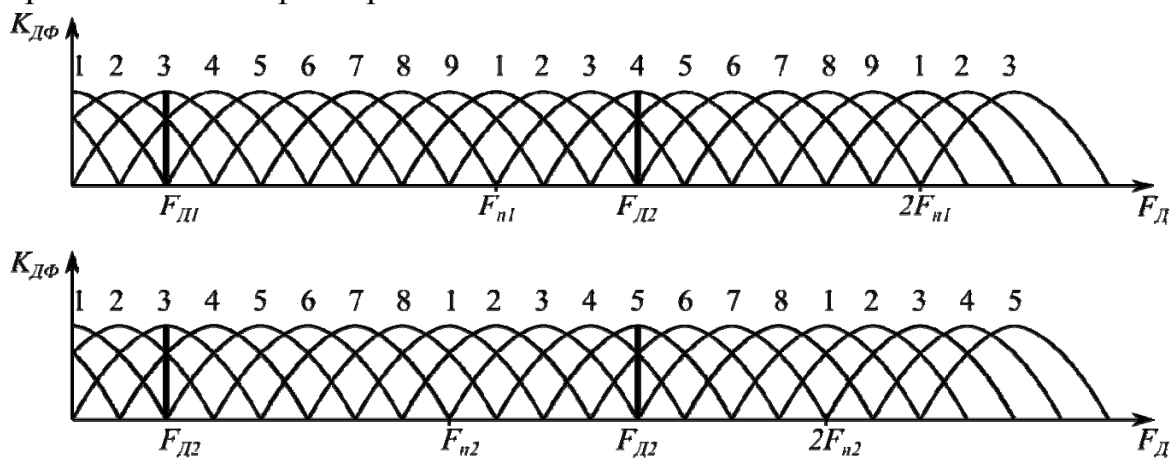


Рис. 4.11. Примерный вид АЧХ фильтров одинаковой ширины для двух частот повторения

Как видно из рис. 4.11, при малой радиальной скорости цели $F_{Д1}$, максимальный отклик наблюдается в фильтре №3 как для частоты повторения F_{n1} , так и для частоты повторения F_{n2} . Для целей с радиальными скоростями, превышающими значение F_{n2} , максимальный отклик сигнала от цели на разных частотах повторения будет наблюдаться в фильтрах с разными номерами. Так для цели с радиальной скоростью $F_{Д2}$, на первой частоте повторения максимальный отклик наблюдается в фильтре №4, а на второй частоте повторения – в фильтре №5.

Таким образом, задача раскрытия неоднозначности измерения доплеровской частоты рассматриваемым способом сводится к анализу откликов обнаруживаемого сигнала на выходах доплеровских фильтров, перекрывающих одну и ту же область доплеровских частот при разных частотах повторения.

Количество областей частот, которые необходимо проанализировать для формирования порогов по доплеровской частоте в диапазоне $\pm F_{Д}$, определяется выражением

$$n_{\Delta} = 2 \frac{F_{Д}}{\Delta} ,$$

где Δ – полоса пропускания доплеровского фильтра по уровню пересечения с соседними фильтрами.

Для принятия решения о принадлежности обрабатываемого сигнала к анализируемой области доплеровских частот производится вычисление контраста для всех фильтров, перекрывающих одну и ту же область доплеровских частот при разных частотах повторения. Вычисление контраста производится аналогично (4.2) за исключением того, что в выражении (4.4)

$$K_{ij}(F_{Д}) = \frac{M_{ij}(F_{Д})}{\frac{1}{m-1} \{ [\sum_{j=1}^m M_{ij}(F_{Д})] - M_{ij}(F_{Д}) \}} , \quad (4.4)$$

где, i – указывает номер фильтра, который перекрывает анализируемую полосу доплеровских частот при j -й частоте повторения.

В случае если величина контраста не превышает некоторой пороговой величины, принимается решение о принадлежности обрабатываемого сигнала к режектируемой области доплеровских частот, т. е. данный сигнал классифицируется как пассивная помеха.

Рассмотрим вариант построения рассматриваемой системы СДЦ с тремя частотами повторения $m=3$, и отношением частот повторения

$$F_{n1}:F_{n2}:F_{n3} = 4 : 5 : 6$$

Для выполнения соотношения (4.3) количество доплеровских фильтров должно быть: $n_1=4$; $n_2=5$; $n_3=6$. Вид АЧХ доплеровских фильтров, а также

пример позиционного обозначения фильтров для этого варианта приведен на рис. 4.12.

Из рис. 4.12 видно, что для обеспечения полосы режекции пассивных помех для приведенного случая (от $-2F_{n3}$ до $+2F_{n3}$), необходимо проанализировать 25 позиций фильтров на оси доплеровских частот (от -12 до $+12$). Для этого, согласно выражению (4.4), следует отклик в 1-м фильтре на первой частоте повторения сравнить с семью комбинациями (усредненным значениями) сигналов фильтров второй и третьей частот повторения: это 1-1, 5-5, 4-3, 3-1, 2-3, 3-5, 4-1 фильтры соответственно второй и третьей частот повторения. Сигнал 2-го фильтра первой частоты повторения необходимо сравнить с шестью комбинациями сигналов фильтров 2-2, 1-6, 5-4, 3-4, 4-6, 5-2 соответственно 2-й и 3-й частот повторения и т.д.

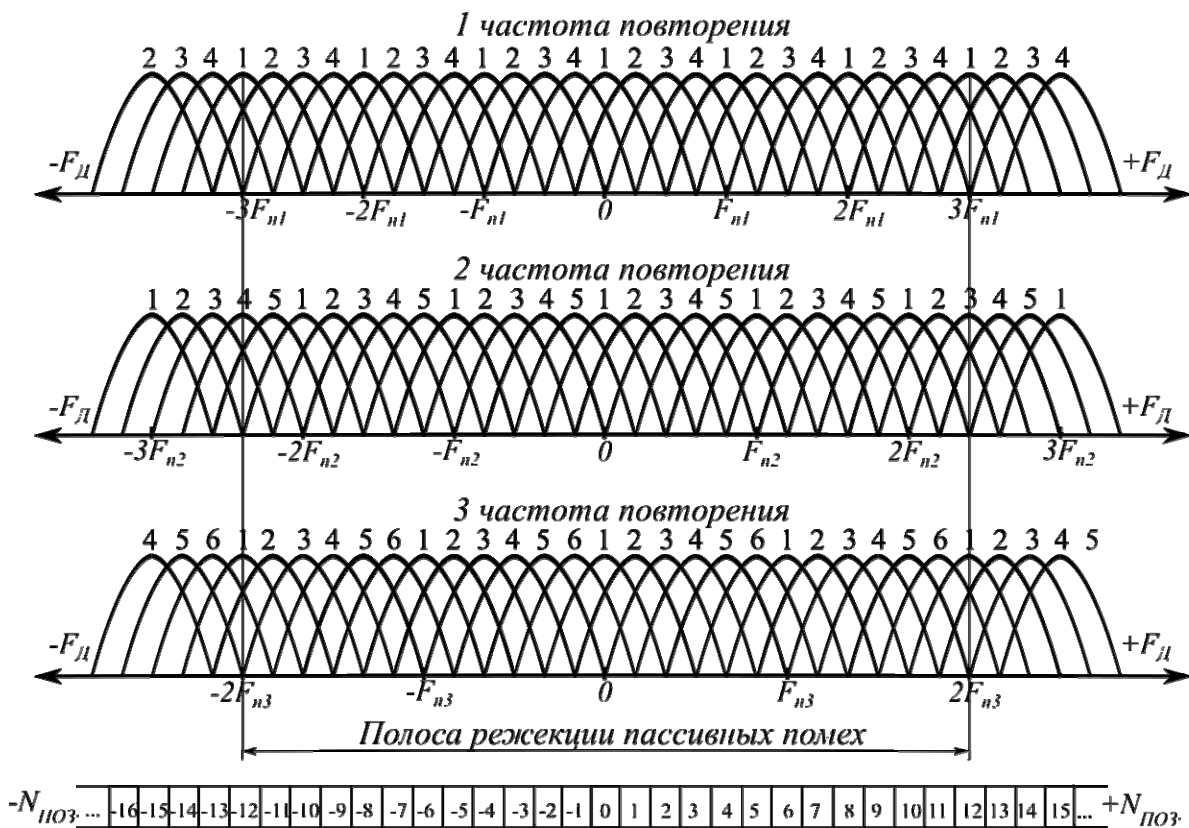


Рис. 4.12. Вид АЧХ доплеровских фильтров системы СДЦ для трех частот повторения

Рассмотренная система СДЦ позволяет сформировать границу разделения области целей и области помех по доплеровской частоте, не зависящую от амплитуды анализируемых сигналов. Граница разделения по доплеровской частоте может смещаться в широких пределах и в необходимых случаях превышать частоту повторения зондирующих импульсов РЛС. Диапазон изменения ширины зоны режекции рассматриваемой системы СДЦ не имеет принципиальных ограничений и определяется в основном производительностью аппаратуры обработки сигналов.

4.2.2.5 Обнаружение целей на фоне пассивных помех в многоканальных по амплитуде и доплеровской частоте системах сдц с переменным количеством доплеровских фильтров

Рассмотренная в предыдущем пункте 4.2.2.4 система СДЦ, использующая разное количество доплеровских фильтров при разных частотах повторения, позволяет разделять обрабатываемые сигналы по доплеровской частоте независимо от их амплитуды. Однако разделение обнаруженных сигналов на класс целей и класс помех только по доплеровской частоте приводит либо к дополнительным потерям при обнаружении малоскоростных целей, либо к повышению вероятности ложных тревог.

Анализ реальных сигналов, отраженных от пассивных помех, показывает, что плотность распределения вероятности пассивных помех существенно зависит от их амплитуды.

В зависимости от конкретных условий работы РЛС характеристики пассивных помех могут существенно изменяться, однако общей закономерностью является то, что пассивные помехи с большей ЭПР (большей амплитудой) имеют более низкую доплеровскую частоту по сравнению с помехами с малой ЭПР.

Для достижения минимальных потерь система СДЦ должна обеспечивать адаптацию к конкретной помеховой обстановке не только ширины зоны режекции, но и формы и крутизны области перехода от зоны режекции к зоне прозрачности скоростной характеристики. Решить эту задачу позволяет многоканальная по амплитуде система СДЦ с переменным количеством доплеровских фильтров. Структурная схема рассматриваемой системы СДЦ приведена на рис. 4.13.

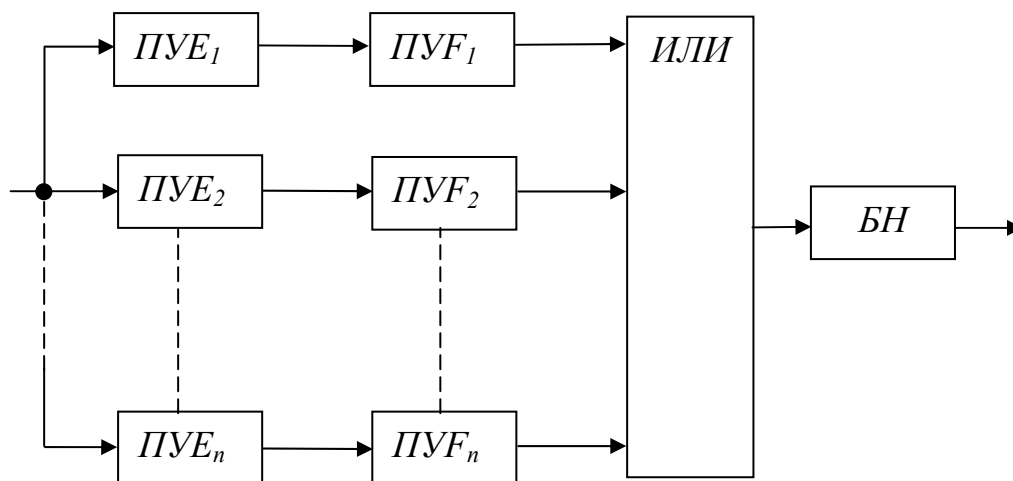


Рис. 4.13. Структурная схема системы СДЦ.

Пороговые устройства по энергии $ПУЕ_1, \dots, ПУЕ_n$ пропускают на свой выход сигнал, амплитуда которого превышает определенную (пороговую) величину. Пороговые устройства по доплеровской частоте $ПУФ_1, \dots, ПУФ_n$

представляют собой системы СДЦ с переменным количеством доплеровских фильтров, рассмотренные в пункте 4.2.2.5. Пороговые устройства по доплеровской частоте $ПУФ_1 \dots ПУФ_n$ обрабатывают не весь диапазон входных сигналов, а только сигналы начиная с некоторого уровня, задаваемого пороговыми устройствами по энергии $ПУЕ_1 \dots ПУЕ_n$. Таким образом обеспечивается возможность формирования зоны режекции по доплеровской частоте отдельно в каждом из диапазонов амплитуд входных сигналов, определяемых пороговыми устройствами $ПУЕ_1 \dots ПУЕ_n$.

Наименьшее значение порога по энергии определяется заданной вероятностью ложных тревог по собственным шумам приемника и устанавливается в пороговом устройстве $ПУЕ_1$. Первый канал многоканальной системы СДЦ, состоящий из последовательно включенных $ПУЕ_1$ и $ПУФ_1$, имеет максимальную чувствительность. При этом на вход устройства СДЦ $ПУФ_1$ поступают сигналы от всех пассивных помех, в том числе и от пассивных помех с малой ЭПР. Пассивные помехи с малой ЭПР особенно помехи типа «ангелы» имеют широкий спектр доплеровских частот. Для их эффективного подавления ширина зоны режекции в устройстве СДЦ $ПУФ_1$ должна быть достаточно большой.

В пороговом устройстве по энергии $ПУФ_2$ устанавливается пороговый уровень на 3–6 дБ превышающий пороговый уровень, установленный в $ПУФ_1$. При этом на вход устройства СДЦ $ПУФ_2$ не проходит большая часть малоразмерных помех. Помехи, прошедшие через порог в $ПУФ_2$, имеют более узкий спектр частот и для их устранения используется более узкая полоса режекции.

В пороговом устройстве $ПУЕ_3$ устанавливается еще более высокий порог по энергии, а в устройстве СДЦ $ПУФ_3$ соответственно более узкая зона режекции по доплеровской частоте.

В пороговых устройствах $ПУЕ_4 \dots ПУЕ_n$ устанавливается постепенно увеличивающееся значение порога по энергии. Максимальный энергетический порог, установленный в пороговом устройстве $ПУЕ_n$ соответствует случаю обнаружения крупноразмерных самолетов. Пассивные помехи, ЭПР которых близка к ЭПР крупноразмерных самолетов, имеют, как правило, узкий спектр доплеровских частот. Соответственно в устройстве СДЦ $ПУЕ_n$ устанавливается наиболее узкая полоса режекции по доплеровской частоте. В случае превышения анализируемым сигналом энергетического и частотного порогов в каком либо из каналов, состоящих из последовательно включенных устройств $ПУЕ$ и $ПУФ$, на выходе соответствующего устройства $ПУФ$ формируется признак обнаружения. Признаки обнаружения с выходов всех каналов логически суммируются с помощью схемы *ИЛИ*. С выхода схемы *ИЛИ* суммарный сигнал поступает на вход бинарного накопителя *БН*. В бинарном накопителе осуществляется межпачечная обработка результатов обнаружения

для принятия окончательного решения о принадлежности анализируемого сигнала к классу целей.

При таком построении рассматриваемая многоканальная по амплитуде система СДЦ позволяет адаптировать форму скоростной характеристики к амплитудно-частотному распределению пассивных помех во всем диапазоне обрабатываемых сигналов. Широкие возможности по адаптации не только к ширине спектра, но и к амплитуде пассивных помех позволяют обеспечить низкий уровень ложных тревог при воздействии комбинированных пассивных помех с многомодовым спектром и в сложных погодных условиях.

Положительным свойством рассматриваемой системы СДЦ является возможность формирования «окон прозрачности» в полосе режекции. При этом обеспечивается возможность минимизации потерь сигналов от малоскоростных целей при одновременном воздействии неподвижных и подвижных пассивных помех.

Благодаря возможности сформировать практически любую форму скоростной характеристики с произвольным количеством зон режекции и зон прозрачности, с высокой точностью повторяющую амплитудно-частотные распределение пассивных помех, рассматриваемая система обеспечивает минимальные потери при обнаружении большинства типов целей.

На рис. 4.14 показана реальная амплитудно-частотная характеристика многоканальной системы СДЦ гражданской обзорной РЛС «Днепр-А». Характеристика оптимизирована для конкретных погодных условий 23.04.2004 г. на позиции в районе г. Запорожье. В это время наряду с отражениями от мощных неподвижных пассивных помех (местных предметов) наблюдались отражения от облачного фронта и воздействие малоразмерных помех типа «ангелы». При данной скоростной характеристике наблюдалось 5–10 ложных отметок за обзор и обеспечивалась уверенная проводка всех воздушных судов.

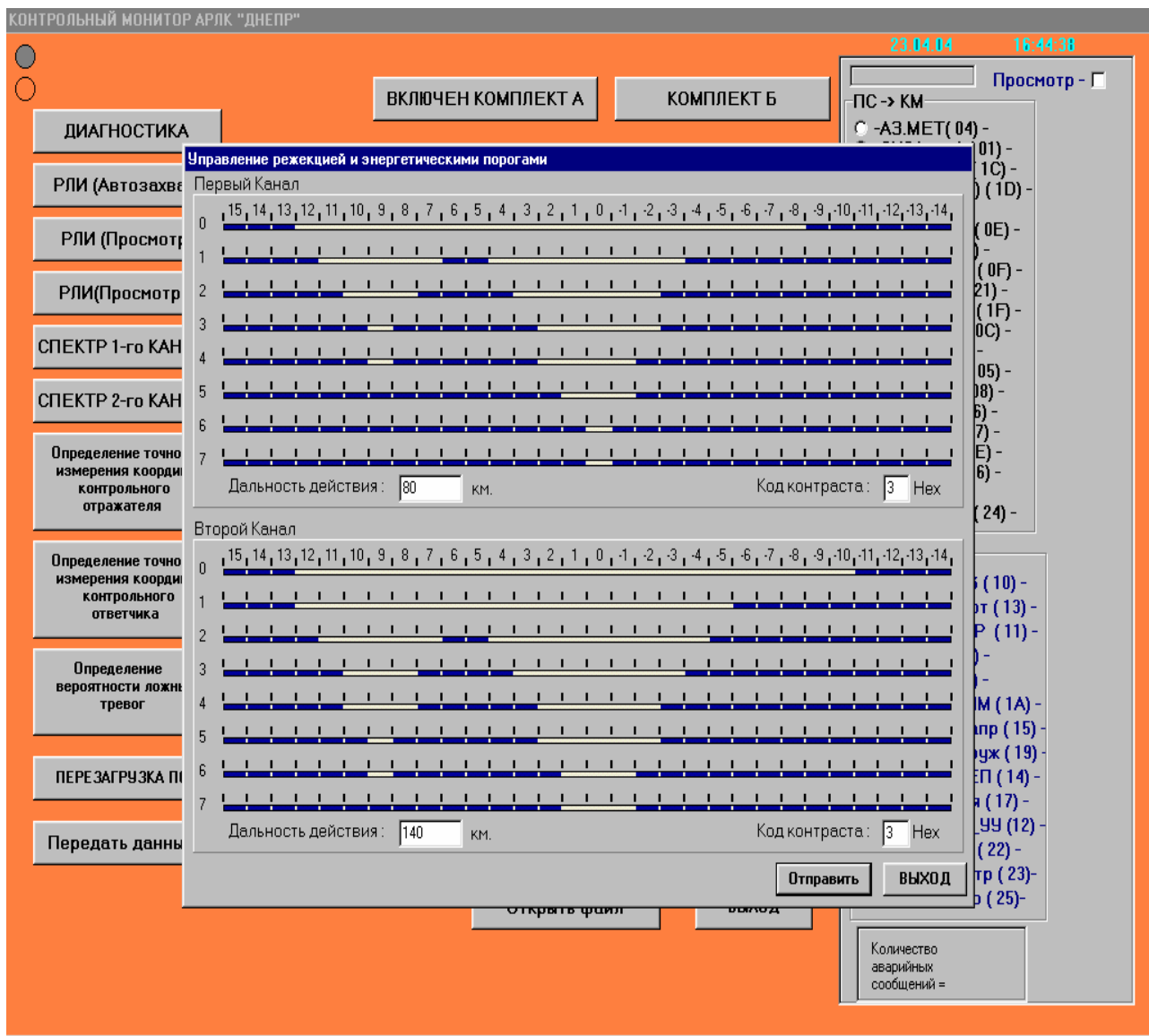


Рис. 4.14. Реальная амплитудно-частотная характеристика многоканальной системы СДЦ гражданской обзорной РЛС «Днепр-А»

Приведенный на рис. 4.14 вид скоростной характеристики системы СДЦ РЛС «Днепр-А» определяет границу между областью классификации помех и областью классификации целей в координатах амплитуда-доплеровская частота.

Положительным свойством рассматриваемых систем является возможность формирования «окон прозрачности» в полосе режекции системы СДЦ. При этом обеспечивается возможность минимизации потерь сигналов от малоскоростных целей при одновременном воздействии неподвижных и подвижных пассивных помех.

ГЛАВА 5. ВТОРИЧНАЯ ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ

ПОИ, основанная на анализе сигналов в пределах одного периода обзора (оборота антенны) РЛС, не решает полностью задачи получения необходимой информации о целях: Для принятия окончательно правильного решения о наличии цели и определения параметров ее траектории необходимо анализировать информацию, полученную за несколько обзоров РЛС. Это выполняется в устройстве вторичной обработки информации. Вторичная обработка выполняется центральным вычислительным комплексом (ЦВК).

5.1 Алгоритм работы ВОИ

ВОИ решает такие основные задачи:

- инициализация траекторий воздушных объектов;
- отождествление (корреляция) отметок с экстраполированными точками отметок от воздушных судов;
- сглаживание трассы;
- экстраполяция следующего положения цели;
- передача данных другим потребителям.

Рассмотрим эти задачи более подробно.

Обнаружение траекторий.

Если обнаружена отметка от цели, которая не является продолжением уже сопровождаемых траекторий, то координаты этой отметки принимаются за начало новой траектории. Поиск продолжения этой траектории ведется на следующем обороте антенны. Для этого рассчитываются координаты границ строба первичного захвата, в котором следует ожидать появления отметки на следующем обороте. Расчеты обычно ведутся в прямоугольной системе координат. При неизвестных значениях вектора скорости цели строб будет представлять собой квадрат, центр которого совпадает с координатами отметки, а сторона равна произведению максимально возможной скорости цели, на период вращения антенны. В строб первичного захвата может попасть несколько отметок, каждая из которых считается продолжением обнаруживаемой траектории. По каждой отметке в стробе рассчитываются вектор скорости, ожидаемая (экстраполяционная) точка положения отметки на следующем обороте и границы стробов. Размеры стробов определяются ошибками экстраполяции. Если на третьем обороте в один из стробов попала отметка, она считается принадлежащей обнаруживаемой траектории. По трем точкам уточняются параметры движения цели и рассчитывается новый строб. После заданного числа попаданий отметки в строб траектория считается обнаруженной и начинается сопровождение цели. Критерий "3 из 3" надежно обнаруживает траектории.

При автосопровождении цели после каждого оборота антенны уточняются параметр траектории, рассчитывается положение и размер нового

строба и производится селекция отметок в стробе, если в строб попало несколько отметок. Если отметка не попала в строб, рассчитывается новый строб для следующего оборота с большими размерами. При нескольких пропусках подряд автосопровождение прекращается. Под воздействием помех, которые появляются в результате ошибок измерения координат, случайных отклонениях цели от траектории и т.д., эта информация искажается. Используя поступающую в дискретные моменты времени информацию, необходимо в процессе автосопровождения построить траекторию цели. Все эти задачи сводятся к экстраполяции, сглаживанию и стробированию. Существует масса вариантов, по которым можно осуществить сглаживание и экстраполяцию. Наиболее распространенные – это сглаживание и экстраполяция при полиномиальной модели движения цели и сглаживание, и экстраполяция по параметрам траектории [32]. Первый способ требует большого объема вычислений.

Полученные в процессе автосопровождения отметки должны "привязываться" к своим траекториям. С этой целью выполняются операции стробирования и сличения координат экстраполированной отметки с координатами отметок, попавших в строб. Стробирование позволяет отобрать отметки из числа полученных в последнем обзоре для продолжения сопровождаемой траектории. Строб представляет собой некоторую область вокруг экстраполяционной отметки, размеры и форма которой выбираются такими, чтобы обеспечить высокую вероятность попадания в нее отметки, принадлежащей сопровождаемой траектории. Так как, кроме отметки, принадлежащей сопровождаемой траектории, в строб могут попасть отметки от других целей, а также ложные отметки, необходимо провести операцию селекции отметок. Последняя выполняется с целью выбора из всех попавших в строб отметок той, которая с большей вероятностью принадлежит к сопровождаемой траектории.

Стробирование отметок бывает: физическим и математическим. Поскольку в современных проектируемых РЛС ВОИ осуществляется с помощью ЭВМ, то стробирование необходимо производить математическим методом.

Следует отметить, что размер строба существенно зависят от интенсивности маневра цели и периодичности поступления отметок. При отсутствии маневра цели и периодическом (без пропусков) поступлении отметок строб имеет минимальные размеры. При наличии маневра цели строб необходимо расширять на величину появляющейся при этом динамической ошибки сопровождения. При пропуске одной или нескольких отметок ошибки экстраполяции значительно возрастают и, следовательно, размеры строба необходимо значительно увеличить. Учитывая это, рекомендуется выбатывать стробы, по крайней мере, трех размеров:

- 1) узкий строб для сопровождения неманеврирующих или слабо маневрирующих целей при отсутствии пропусков отметок;

2) средний строб для сопровождения сильно маневрирующих целей при отсутствии пропусков отметок;

3) широкий строб (или набор широких стробов) для сопровождения при наличии пропусков отметок.

При попадании в строб нескольких отметок можно продолжать сопровождение траектории по каждой из них. В этом случае кроме истинной траектории появятся также ложные. Однако из-за отсутствия корреляции между ложными отметками вероятность сопровождения последних, как правило, уменьшается от обзора к обзору, и через несколько обзоров они сбрасываются с сопровождения. Между тем сопровождение по истинным отметкам остается.

5.2 Расчет метеоканала и метео РЛС

Метеорологическую информацию выдают метеорологические РЛС (МРЛС) или метеоканал РЛС. В МРЛС и в метеоканале должны решаться следующие задачи:

- обнаружение атмосферных образований;
- определение координат границ этих образований, оценка вида обнаруженных гидрометеоров;
- измерение высоты и толщины облачного слоя;
- распределение облачности по высотам;
- определение количественных характеристик атмосферных образований и интенсивности осадков, а также градовых очагов в облаках;
- определение направления и скорости перемещения облачности;
- прогноз тенденции развития атмосферных образований.

Исходя из выше сказанного, проектируемая МРЛС и метеоканал должны определять три координаты метеообъекта (дальность, азимут и высоту).

Если метеоканал используется в двухкоординатной РЛС, тогда в нем задачи, связанные с высотой, не решаются.

Основными параметрами, непосредственно несущими метеорологическую информацию, являются радиолокационная отражаемость облаков и осадков Z . Величина Z не зависит от длины волны и ни от каких других параметров радиолокатора. Вместе с тем радиолокационная отражаемость сильно зависит от размера частиц. В частности, величина Z резко возрастает при увеличении размеров частиц и их концентрации в гидрометеообразовании. Откуда следует, что радиолокатор наиболее эффективен при обнаружении и определении размеров метеообъектов, состоящих из большого количества крупных частиц.

Для снегопада отражаемость рассчитывается следующим образом:

$$Z=15,6 \cdot I^{1,6},$$

где I – интенсивность осадков.

Для дождей:

$$Z = 3,12 \cdot I \cdot 1,6.$$

В первом приближении можно дать следующие градации Z : в осадках от 1 до $105 \text{ мм}^6 \cdot \text{м}^{-3}$, в облаках без осадков от 10^{-3} до $10 \text{ мм}^6 \cdot \text{м}^{-3}$, в туманах от 10^{-7} до $10^{-3} \text{ мм}^6 \cdot \text{м}^{-3}$ [].

Метеообразования являются объемно распределенными объектами, потому радиоволны отражаются импульсным радиолокационным объемом V , вычисляемым по формуле

$$V = \frac{\pi}{16} R^2 \theta_\alpha \theta_\beta h_3, (\text{м}^3)$$

где R - дальность (м), θ_α и θ_β - ширина диаграммы направленности антенны (по уровню 3 дБ) в двух взаимно перпендикулярных плоскостях (рад), h_3 – пространственная протяженность зондирующего импульса (м), которая равна: $h_3 = c \cdot \tau_n$. ЭПР метеобъекта можно вычислить следующим образом:

$$\tau_{\text{ц}} = V \cdot \eta,$$

где η – эффективная площадь рассеивания единицы объема (м^{-1}).

$$\eta = \frac{64\pi^5}{\lambda^4} Z.$$

Мощность отраженного сигнала от метеообразования на входе приемника

$$P_{\text{пр}} = \frac{\pi^4 P_{\text{пер}} S_A \theta_\alpha \theta_\beta c \tau_{\text{ц}}}{4\lambda^4 R^2} Z,$$

где $P_{\text{пер}}$ – мощность передатчика (Вт), S_A – площадь антенны (м^2), c – скорость света, $\tau_{\text{ц}}$ – длительность зондирующего импульса (С), λ – длина волны (м).

Остальной расчет аналогичен расчету РЛС обнаружения.

Задача ПОИ и ВОИ заключается в классификации метеообразований, прогнозировании их перемещения и передаче этой информации потребителям в удобном для них виде.

5.3 Выбор устройства отображения информации

Для наглядного представления радиолокационной информации служит индикаторное устройство. Наиболее распространены индикаторы кругового

обзора, обладающие наибольшей наглядностью отображения радиолокационной информации, и индикаторы высоты (в трехкоординатных станциях). Наличие двух индикаторов удорожает РЛС и причиняет неудобство оператору, связанное с необходимостью работы на двух индикаторах.

В настоящее время в качестве индикатора используется монитор персонального компьютера, имеющий, как массовое изделие, невысокую стоимость и хорошие показатели по качеству отображения информации. При этом вид экрана (линии развертки, масштабные отметки и отметки от целей) отображаются программным способом.

В РЛС, которые обнаруживают высоту, необходимо использовать комбинированный индикатор на базе персонального компьютера. Основным является индикатор кругового обзора, на котором отображается вся воздушная обстановка. На незанятой индикатором кругового обзора части экрана расположен индикатор высоты с разверткой типа «высота – дальность», используемый для наблюдения расположения целей по высоте. Для этого индикатора в качестве азимутальной координаты используется азимут маркера, которым оператор выбирает интересующий его участок воздушной обстановки.

Формуляр отметки (перечень её параметров) можно, отображать как около отметки, так и в отдельном месте монитора. В первом случае при даже небольшом количестве отметок индикатор будет весьма загромождён. Чтобы не загромождать экран сведения о выбранной оператором отметке (координаты, высота полёта, радиальная скорость, госпринадлежность и т. д.) приводятся на свободном от индикаторов поле экрана компьютера. Такое решение обеспечивает удобную работу оператора.

Применение различных типов отметок на экране в зависимости от важности наблюдаемого объекта, его типа (гражданский/военный, например), госпринадлежности и т. д. позволит облегчить работу оператору.

Применение цветных мониторов так же позволяет произвести дополнительное разделение информации на оперативную и служебную, а так же выделять информацию, на которую оператор должен обратить особое внимание. На экране могут отображаться трассы движения воздушных объектов, зоны ответственности РЛС, государственная граница. Здесь же должна отображаться информация о параметрах работы ЦВК (индикация включения режимов автосопровождения по дальности, обработка трасс полётов и т.д.), систем первичного обнаружения (параметры зон режекции, включение карты местных предметов т т. д.).

В режиме контроля РЛС на рабочее место оператора должны выводиться и сведения о состоянии РЛС: работоспособности в целом, работоспособности отдельных подсистем, состоянии передатчика, и т. д. Контроль состояния и проведение регламентных работ тоже должны отображаться на мониторе оператора.

Для удобства работы оператора необходимо разными значками различать типы целей, степень безопасности, свой/чужой и т. д. Оператор РЛС может управлять выводимой информацией для удобства его работы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Васин В. В. Справочник-задачник по радиолокации [Текст] / В. В. Васин, Б. М. Степанов. – М. : Радио и связь, 1977. – 320 с.
2. Радиотехнические системы [Текст]: учеб. пособие для вузов по специальности «Радиотехника» / [Ю. П. Гришин, В. П. Ипатов, Ю. М. Казаринов и др.] ; под ред. Ю. М. Казаринова. – М. : Высш. шк., 1990. – 496 с.
3. Теоретические основы радиолокации [Текст] : учеб. пособие для вузов/ [Я. Д. Ширман, В. Н. Голиков, И. Н. Бусыгин и др.] ; под общ. ред. Я. Д. Ширмана. – М. : Сов. радио, 1970. – 560 с.
4. Радиолокационная станция 36Д6 [Текст] : учебн. пособие/ И. Д. Май [и др.] КП «НПК «Искра» – Кн.1. 2006.– 135 с.
5. Тейлор Дж. У. Новая диспетчерская РЛС ASR-9 [Текст] / Дж. У. Тейлор, Г. Бруникс // ТИИЭР. – 1985. – № 2.– С. 284–289.
6. Побережский Е. С. Цифровые радиоприемные устройства [Текст] / Е. С. Побережский. – М. : Радио и связь, 1987. – 184 с.
7. Жук М. С. Проектирование антенно-фидерных устройств [Текст] / М. С. Жук, Ю. Б. Молочков. – М. : Энергия, 1966. – 648 с.
8. Приемный модуль цифровой ФАР для РЛС 80К6 [Текст] / [В. Н. Бутко, М. А. Завалицин, Ю. Л. Мейстер, В. А. Селиванов] // 1-й международный Радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» : сб. научн. трудов. Часть 1. – МРФ, 2002. – С. 569.
9. Евстропов, Г.А. Цифровые методы формирования диаграмм направленности приемных антенных решеток [Текст] / Г.А.Евстропов, И.Л.Иммореев.- В кн.: Проблемы антенной техники [Под ред. Л.Д. Бахраха]. - М.: Радио и связь, 1989. – 368с.
10. D. I. Voskresenskiy ; E. V. Ovchinnikova ; S. G. Kondratieva ; P. A. Shmachilin. Digital beam forming by means of matrix Fourier transform method//Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2012 22nd International Crimean Conference". – Доступно с: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6336053>.
11. Вакин С. А. Основы радиоэлектронной борьбы : учебное пособие. Часть 1. / С. А. Вакин, Л. Н. Шустов. – ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1998. – 434 с.
12. Перунов Ю. М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Ю. М. Перунов, К. И. Фомичев, Л. М. Юдин ; под ред. Ю. М. Перунова. – М. : Радиотехника, 2003. – 416 с.

13. Перунов Ю. М. Зарубежные радиоэлектронные средства/ Ю. М. Перунов, В. В. Мацукевич, А. А. Васильев ; под ред. Ю. М. Перунова. В 4-х книгах. Кн. 2 : Системы радиоэлектронной борьбы. – М. : Радиотехника, 2010. – 352 с.

14. The International Countermeasures Handbook // EW Communications, Inc. – 1986. – P. 57, 359–392.

15. Оценка интервала фиксации пространственного весового вектора при последовательной пространственно-временной обработке сигналов на фоне комбинированных помех [Текст] / [В. П. Рябуха, Д. С. Рачков, А. В. Семеняка, Е. А. Катюшин] // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2012. – № 10. – С. 13–25.

16. Піза Д. М. Пат. 25805 Україна, МПК G01 S 7/36. Пристрій захисту від завад [Електронний ресурс] / Д. М. Піза, М. Т. Томачинський ; заявник і патентовласник Казенне підприємство «Науково-виробничий комплекс «Іскра». – u200703232; заявл. 26.03.2007; опубл. 20.08.2007, Бюл. №13. Режим доступу: <http://uapatents.com/4-25805-pristriij-zakhistu-vid-zavad.html>.

17. Ширман, Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех [Текст]/ Я. Д. Ширман, В. Н. Манжос. - М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.

18. Абрамович Ю.И. К анализу эффективности адаптивных алгоритмов, использующих корреляционные обратные связи [Текст] / Ю.И. Абрамович // Радиотехника и электроника. – 1979.- № 2. – С. 302-308.

19. Patent 1 599 035 United Kingdom G01 S 7/36 13/52 Adaptive cancellation arrangement [electronic resource]/Jack Gordon McQueen; filed 31 Mar. 1977; published 30 Sep. 1981, index at acceptance H4D 259 265 36X 40X, access mode: <http://www.directorypatent.com/GB/1599035-a.html>.

20. Полов К.П. Адаптивный компенсатор помех [Текст] / К.П. Полов // Радиотехника. – 1979. - №1. С. 19-24.

21. Patent 3 876 947 United States Adaptive antenna processing [electronic resource] / Claude Giraudon, filed 23 Jan. 1974; published 8 Apr. 1975, access mode: <http://www.google.com/patents/US3876947>.

22. Канарейкин Д. Б. Поляризация радиолокационных сигналов [Текст] / Д. Б. Канарейкин, Н. Ф. Павлов, В. А. Потехин. – М. : Сов. радио, 1965. – 324 с.

23. Адаптивные радиотехнические системы с антенными решетками / [А. К. Журавлев, В. А. Хлебников, А. П. Родимов и др.]. – Л. : Изд. Ленинградского университета, 1991. – 544 с.

24. Пат. 2444751 Российская Федерация, МПК G01S 7/36. Устройство компенсации активных помех [Текст] / [В. Д. Анохин, Ф. Симохамед, Е. В. Анохин, В. Г. Кильдюшевская] ; заявитель Военный авиационный инженерный

университет. – №2009108762/09 ; заявл. 10.03.2009; опубл. 10.03.2012. – Режим доступа : http://www1.fips.ru/fips_serv1/fips_servlet?DB=RUPAT&rn=48. – Дата доступа : 30.01.15.

25. Піза Д. М. Пат. 91114 Україна, МПК G01S7/36. Спосіб захисту радіолокаторів від комбінованих завад, діючих по головному променю діаграми спрямованості антени / Д. М. Піза, А. С. Сіренко, Є. О. Звягінцев ; заявник Запорізький національний технічний університет. – № U201314941; заявл. 20.12.2013; опубл. 25.05.2014, Бюл. № 12.

26. Пиза Д. М. Метод компенсации активной составляющей комбинированной помехи в когерентно-импульсной РЛС [Текст] / Д. М. Пиза, Звягинцев Е. А., Мороз Г.В. // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2016. – № 6. – С. 23–29. DOI 10.20535/S0021347016060030

27. Атлас облаков / Федер. служба по гидрометеорологии и мониторингу окружающей среды (Росгидромет), Гл. геофиз. обсерватория им. А. И. Воейкова; [Д. П. Беспалов и др.; ред. Л. К. Сурыгина]. – Санкт-Петербург : Д'АРТ, 2011. – 248 с.

28. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. [Текст] / Под ред. Я. Д. Ширмана. – М. : Радиотехника, 2007. – 512 с.

29. Піза Д. М. Пат. 78120 Україна, МПК G01 S 7/36 НО4В 15/00. Спосіб захисту когерентно-імпульсних радіолокаційних станцій від комбінованих завад [Електронний ресурс] / Д. М. Піза, А. С. Сіренко ; заявник і патентовласник Запорізький національний технічний університет. – u201210218; заявл. 28.08.2012; опубл. 11.03.2013, Бюл. №5 Режим доступу: <http://uapatents.com/7-78120-sposib-zakhistu-kogerentno-impulsnikh-radiolokacijnikh-stancijj-vid-kombinovanikh-zavad.html>.

30. Агишев А. Г. Радиотехника и электроника : Респ. межвед. сб. науч. тр. / А. Г. Агишев, И. И. Ивлев, И. Н. Давыденко. – Вып. 24. Мн., 1999. – С. 122–125.

31. Монзинго Р. А. Адаптивные антенные решетки [Текст] : введение в теорию / Р. А. Монзинго, Т. У. Миллер ; пер. с англ. под ред. В. А. Лексаченко. – М. : Радио и связь, 1986. – 445 с.

32. Кузьмин С.В. Цифровая обработка радиолокационной информации [Текст] / С.В. Кузьмин. М.: Сов. Радио, 1967. – 400с.

Научное электронное издание
комбинированного использования
Можно использовать в локальном
и сетевом режимах

**ПИЗА Дмитрий Макарович
СЕМЕНОВ Дмитрий Сергеевич
БУГРОВА Татьяна Ивановна**

ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Монография

Один электронный оптический диск (DVD-ROM);
сопроводная документация.
Тираж 100 прим. Зам. № 1123.

Видавець і виготовлювач
Запорізький національний технічний університет
Україна, 69063, м. Запоріжжя, вул. Жуковського, 64
Тел.: (061) 769–82–96, 220–12–14

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 2394 від 27.12.2005.