



СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
SIBERIAN FEDERAL UNIVERSITY

М. И. Ботов  
В. А. Вяхирев

# ОСНОВЫ ТЕОРИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ И КОМПЛЕКСОВ

Учебник

Министерство  
обороны РФ



МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

**М. И. Ботов, В. А. Вяхирев**

# **ОСНОВЫ ТЕОРИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ И КОМПЛЕКСОВ**

Под общей редакцией М. И. Ботова

Допущено Министерством обороны Российской Федерации в качестве учебника для студентов военных кафедр и курсантов учебных военных центров Военно-воздушных сил, обучающихся по военно-учетной специальности «Эксплуатация и ремонт радиолокационных комплексов противоздушной обороны Военно-воздушных сил» (Департамент образования Министерства обороны РФ, рег. № 5 от 30.01.2013)

Красноярск  
СФУ  
2013

УДК 621.396.967(07)  
ББК 39.571.55я73  
Б861

**Ботов, М. И.**

Б861      Основы теории радиолокационных систем и комплексов :  
учеб. / М. И. Ботов, В. А. Вяхирев ; под общ. ред. М. И. Ботова. –  
Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2013. – 530 с.  
ISBN 978-5-7638-2933-4

В учебнике кратко изложена история развития радиолокации как сферы специфической инженерной деятельности и особой научной дисциплины «Радиотехника». Приведены теоретико-методологические основания, принципы построения и обобщенная структура радиолокационных систем и комплексов; структура средств радиолокации, способы обзора пространства и измерения координат целей, методы повышения защищенности радиолокационных станций от активных и пассивных помех. Даны структурные схемы типовых радиолокационных станций наведения и целеуказания, дежурного режима и маловысотного поля. Изложены основы статистической теории многоканального обнаружения и измерения параметров радиолокационных сигналов на фоне внешних коррелированных помех, рассмотрен синтез и анализ помехозащищенных высокоточных алгоритмов и устройств измерения угловых и времячастотных параметров радиолокационных сигналов.

Учебник предназначен для студентов военных кафедр и курсантов учебных военных центров Военно-воздушных сил, обучающихся по военно-учетной специальности «Эксплуатация и ремонт радиолокационных комплексов противовоздушной обороны Военно-воздушных сил», а также может быть полезен студентам вузов направления подготовки специалистов 210601.65 «Радиоэлектронные системы и комплексы» укрупненной группы 210000 «Электронная техника, радиотехника и связь» и всем интересующимся вопросами теории и методологии радиолокационных систем и комплексов.

**УДК 621.396.967(07)**  
**ББК 39.571.55я73**

ISBN 978-5-7638-2933-4

© Сибирский федеральный  
университет, 2013

# ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ.....	9
ВВЕДЕНИЕ .....	15
<b>РАЗДЕЛ I. ОСНОВЫ ТЕОРИИ И МЕТОДОЛОГИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ И КОМПЛЕКСОВ .....</b>	<b>18</b>
<b>Глава 1. Теоретико-методологические основания и принципы построения радиолокационных систем и комплексов.....</b>	<b>18</b>
1.1. Краткие сведения из истории развития радиолокации. Радиолокация как научная дисциплина.....	18
1.1.1. Краткие сведения из истории радиолокации .....	18
1.1.2. Радиолокация как научная дисциплина.....	24
1.2. Теоретические основы радиолокационных систем и комплексов.....	38
1.2.1. Общие представления о научной теории .....	38
1.2.2. Технологический компонент теории радиолокационных систем .....	41
1.2.3. Системотехнический компонент теории радиолокационных систем .....	48
1.3. Системный подход и проблемы междисциплинарной методологии.....	53
1.4. Основные понятия, принципы и методы системного подхода	56
1.4.1. Основные понятия и принципы системного подхода.....	56
1.4.2. Основные методы системного подхода.....	70
Вопросы для самостоятельной работы и контроля знаний.....	74
<b>Глава 2. Принципы построения и обобщенная структура радиолокационных систем и комплексов.....</b>	<b>76</b>
2.1. Общие сведения о радиолокационных системах и комплексах. Примеры типовых радиолокационных систем	76
2.1.1. Общие сведения о радиолокационных системах и комплексах .....	76
2.1.2. Примеры типовых радиолокационных систем .....	84
2.2. Принципы радиолокации. Методы получения радиолокационной информации.....	91
2.2.1. Принципы радиолокации .....	91
2.2.2. Методы получения радиолокационной информации .....	92
2.3. Показатели качества и критерии эффективности радиолокационных систем .....	101

2.4. Энтропийная и математическая модели радиолокационной системы .....	105
Вопросы для самостоятельной работы и контроля знаний.....	122
<b>Глава 3. Компоненты внешней среды радиолокационных систем и комплексов.....</b>	<b>124</b>
3.1. Радиолокационные цели и мешающие отражения .....	124
3.1.1. Радиолокационные цели.....	124
3.1.2. Мешающие отражения .....	137
3.2. Среда распространения радиоволн.....	139
3.3. Принципы обработки радиолокационной информации.....	142
3.3.1. Обобщенная структура и специфика функционирования типовых радиолокационных систем	142
3.3.2. Цели и принципы автоматизации сбора и обработки радиолокационной информации.....	145
3.3.3. Задачи, решаемые при сборе и обработке радиолокационной информации.....	146
3.3.4. Сущность процедур первичной и вторичной обработки радиолокационной информации.....	149
3.3.5. Особенности третичной обработки радиолокационной информации .....	164
Вопросы для самостоятельной работы и контроля знаний.....	166
<b>РАЗДЕЛ II. ПОДСИСТЕМА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СРЕДСТВ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ.....</b>	<b>168</b>
<b>Глава 4. Принципы построения и структура радиолокационных средств .....</b>	<b>168</b>
4.1. Назначение и классификация РЛС и РЛК .....	168
4.2. Основные показатели РЛС .....	176
4.3. Методы обзора пространства и измерения координат, применяемые в РЛС.....	186
4.3.1. Характеристика зоны обнаружения РЛС при произвольном способе обзора пространства.....	186
4.3.2. Виды обзора пространства.....	190
4.3.3. Формирование зоны обнаружения в дальномерах и выотомерах.....	197
4.4. Методы измерения координат, применяемые в современных РЛС .....	204
4.4.1. Измерение азимута, дальности и угла места цели .....	206
4.4.2. Формирование зоны обнаружения и измерение высоты (угла места) в РЛС с частотным сканированием луча ....	212

4.4.3. Особенности формирования зоны обнаружения и измерение угла места в РЛС метрового диапазона .....	217
4.4.4. Измерение высоты цели методом $V$ -луча.....	221
4.5. Виды зондирующих сигналов, применяемых в РЛС.....	225
4.5.1. Влияние структуры и параметров зондирующих сигналов на тактико-технические характеристики РЛС	225
4.5.2. Виды импульсных сигналов, применяемых в РЛС .....	238
Вопросы для самостоятельной работы и контроля знаний.....	240
<b>Глава 5. Методы повышения защищенности РЛС от активных помех.....</b>	<b>242</b>
5.1. Общие сведения о радиопомехах системам радиолокации .....	242
5.2. Методы повышения защищенности РЛС от активных шумовых помех .....	248
5.2.1. Анализ защищенности РЛС от активных шумовых помех .....	249
5.2.2. Методы и устройства защиты РЛС от активных шумовых помех .....	252
5.3. Методы и устройства защиты РЛС от активных импульсных помех .....	281
5.3.1. Схемы селекции по длительности и закону внутриимпульсной модуляции сигналов.....	282
5.3.2. Схемы селекции импульсов помехи по частоте следования и амплитуде.....	286
Вопросы для самостоятельной работы и контроля знаний.....	295
<b>Глава 6. Методы повышения защищенности РЛС от пассивных помех.....</b>	<b>297</b>
6.1. Общая характеристика пассивных помех .....	297
6.2. Критерии защищенности РЛС от пассивных помех.....	302
6.3. Пути повышения защищенности РЛС от маскирующих пассивных помех .....	304
6.4. Классификация и краткая характеристика системы селекции движущихся целей .....	310
6.5. Особенности защиты РЛС от имитирующих пассивных помех. Проблема селекции дискретных помех.....	323
6.6. Проблема защиты РЛС от комбинированных помех .....	327
6.7. Структурные схемы типовых РЛС РТВ кругового обзора .....	332
6.7.1. Вводные замечания.....	332
6.7.2. Структурная схема РЛС кругового обзора дежурного режима.....	333
6.7.3. Структурная схема РЛС кругового обзора маловысотного поля.....	341

6.7.4. Структурная схема РЛС обнаружения, наведения, целеуказания .....	344
Вопросы для самостоятельной работы и контроля знаний.....	347
<b>Глава 7. Радиолокационные станции обзора земной поверхности и их основные характеристики .....</b>	<b>349</b>
7.1. Общие сведения о РЛС обзора земной поверхности.....	349
7.2. Разрешающая способность РЛС бокового обзора .....	355
7.3. Дальность действия РЛС бокового обзора и характеристики обнаружения объектов.....	358
7.4. Точность измерения координат .....	362
7.5. Характеристики полосы обзора .....	365
Вопросы для самостоятельной работы и контроля знаний.....	367
<b>РАЗДЕЛ III. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМОТЕХНИКИ .....</b>	<b>368</b>
<b>Глава 8. Основы теории многоканального обнаружения радиолокационных сигналов .....</b>	<b>368</b>
8.1. Понятие статистической теории радиолокационной системотехники .....	368
8.2. Постановка задачи оптимизации многоканального обнаружения радиолокационных сигналов.....	370
8.3. Основные показатели эффективности двухальтернативного обнаружения .....	373
8.4. Критерии оптимальности обнаружения.....	374
8.5. Методика оптимизации решений при двухальтернативном обнаружении.....	375
8.6. Оптимальное обнаружение дискретного сигнала с известными параметрами на фоне гауссовской коррелированной помехи .....	378
8.6.1. Постановка задачи. Модели сигнала и помехи.....	378
8.6.2. Алгоритмы оптимального обнаружения дискретизированного сигнала с известными параметрами.....	380
8.6.3. Параметр и показатели качества двухальтернативного обнаружения дискретизированной выборки сигнала.....	383
8.7. Обнаружение непрерывного сигнала с известными параметрами на фоне гауссовской коррелированной помехи .	386
8.7.1. Переход от дискретизированных реализаций к непрерывным .....	386
8.7.2. Интегрально-матричное уравнение весового вектора ....	388

---

8.7.3. Основные результаты теории многоканального обнаружения непрерывных сигналов и примеры ее использования.....	389
8.8. Методика комплексной формы представления сигналов и помех в задачах многоканального обнаружения.....	394
8.8.1. Комплексная запись колебаний сигнала и помехи. Комплексная корреляционная матрица помех.....	394
8.8.2. Комплексная запись основных соотношений теории обнаружения непрерывных сигналов с известными параметрами.....	395
8.9. Методика решения задач оптимального измерения параметров радиолокационных сигналов.....	400
Вопросы для самостоятельной работы и контроля знаний.....	405
<b>Глава 9. Обнаружение и измерение параметров радиолокационных сигналов на фоне коррелированных помех.....</b>	<b>407</b>
9.1. Постановка задачи адаптивного обнаружения и измерения. Модели радиолокационных сигналов и помех.....	407
9.2. Общие закономерности обнаружения и измерения параметров радиолокационных сигналов в условиях априорной неопределенности.....	410
9.3. Достаточные статистики основных моделей радиолокационных сигналов.....	415
9.4. Преодоление априорной неопределенности параметров сигнала относительно параметров активных помех.....	429
9.4.1. Дискретное и непрерывное оценивание изменяющейся во времени корреляционной матрицы помех.....	430
9.4.2. Оценивание изменяющейся во времени матрицы, обратной корреляционной матрицы помех.....	434
9.4.3. Алгоритмы и устройства оценивания весового вектора. Применение корреляционной обратной связи в устройствах обработки.....	436
9.5. Преодоление априорной неопределенности относительно неинформативных параметров сигнала.....	444
9.5.1. Преодоление априорной неопределенности относительно энергии ожидаемого сигнала.....	444
9.5.2. Преодоление априорной неопределенности относительно закона распределения амплитуды отраженного сигнала.....	448
9.6. Примеры слеящего и неслеящего измерения параметров сигнала на фоне активных помех.....	451



9.6.1. Алгоритмы и устройства адаптивного следящего измерения углового параметра сигнала.....	451
9.6.2. Алгоритмы и устройства адаптивного несledящего измерения углового параметра сигнала.....	458
9.6.3. Особенности синтеза адаптивного временного дискриминатора.....	463
9.7. Преодоление априорной неопределенности параметров сигнала относительно параметров пассивных помех .....	467
9.7.1. Модели сигнала и помех. Когерентная весовая обработка пачки эхосигналов .....	467
9.7.2. Особенности адаптивного измерения доплеровского параметра сигнала на фоне пассивных помех.....	469
9.8. Адаптация при большой интенсивности полезного сигнала. Особенности пеленгации источников активных помех.....	473
9.9. Основы построения многопозиционных радиолокационных систем .....	481
Вопросы для самостоятельной работы и контроля знаний.....	492
<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....</b>	<b>494</b>
<b>БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК .....</b>	<b>498</b>
<b>ПРИНЯТЫЕ СОКРАЩЕНИЯ.....</b>	<b>500</b>
<b>ПРИЛОЖЕНИЯ.....</b>	<b>504</b>

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Системный подход, являясь вершиной развития междисциплинарной методологии неклассической научной рациональности, обеспечивает *познание частей на основании знания закономерностей целого и свойств целостности*. Он позволяет эффективно решить целый комплекс актуальных проблем построения радиолокационных (РЛ) систем, проводить глубокий и всесторонний анализ основных показателей качества их функционирования, строить долгосрочный адекватный прогноз наиболее вероятных направлений развития, исследовать важнейшие составляющие этих сложных технических систем (средств радиолокации – СРЛ): радиолокационных станций – РЛС и радиолокационных комплексов – РЛК, включая сущность заложенных в них реальных и перспективных технических решений.

Значение системной методологии, как и полученных на ее основе результатов, тем более существенно, что речь идет о системах государственного масштаба, построение которых, с одной стороны, направлено на эффективное выполнение государством своих важнейших социальных функций, а с другой – связано с огромными финансовыми затратами, неоправданные масштабы которых способны поставить под сомнение целесообразность создания самой системы. В то же время системная методология, какой бы развитой она ни была и как бы грамотно она ни применялась, способна эффективно решать возложенные на нее научно-технические и технологические задачи только с учетом специальных научно-технических знаний и в диалектическом единстве с соответствующей частнодисциплинарной методологией. Здесь имеется в виду теории радиолокации, ее методология и применение этих отраслей РЛ науки к решению масштабных задач синтеза сложных РЛ систем.

Радиолокация на протяжении относительно непродолжительной истории своего развития строилась преимущественно как эмпирическая научная дисциплина с преобладающим в ней методом индуктивного анализа и синтеза концептуальных положений и схемных решений на основе поэтапного перехода от детерминированной к квазидетерминированной или стохастической моделям радиолокационного сигнала. Преодоление возникающих при этом проблем обработки сигналов в условиях априорной неопределенности относительно параметров внешних помех и неинформативных (мешающих) параметров самого сигнала (так называемых параметров обстановки) сопровождалось последовательным усложнением исходных теоретических конструктов и соответствующей идеальной модели объекта, которая, тем не менее, оставалась эмпирической. Ограниченность такой модели, как и связанного с ней метода синтеза РЛ систем,

проявилась уже при обработке сигналов в сложной помеховой обстановке, когда априорная неопределенность относительно неинформативных параметров сигнала и внешних помех оказалась существенной, а информативные параметры сигнала (например, угловое направление на объект локации или доплеровский сдвиг по частоте) на фоне соответствующих видов помех стали носить энергетический характер. В наибольшей степени ограниченность отмеченной теоретической модели проявилась на этапе измерения параметров объектов локации после адаптации пространственных, поляризационных и времячастотных характеристик измерительного комплекса к соответствующим видам помех, сопровождающейся существенными систематическими и флюктуационными погрешностями (ошибками)<sup>1</sup> измерения как на уровне отдельного радиолокатора, так и в рамках самой РЛ системы.

Вместе с тем актуальные запросы практики в адекватных моделях описания того или иного фрагмента технической реальности или схемы проектно-инженерной деятельности недолго остаются без ответа. Общая теория и методология науки обычно достаточно скоро находят соответствующие концептуальные схемы и методы. Поэтому в рамках РЛ науки возник и стал стремительно развиваться раздел РЛ системотехники, отражающий теорию и методологию решения проблем обработки РЛ сигналов и измерения их параметров в условиях воздействия внешних помех. Единство индуктивного и дедуктивного подходов к исследованию основ теории РЛ систем и комплексов предопределили содержание и структуру изложенного учебного материала.

Материал первого и второго разделов учебника излагается посредством рассуждений частного характера, с привлечением конкретных расчетов, простых эмпирических схем и математических формул, отражающих традиционный метод движения и развития РЛ знания от *чувственно конкретного к абстрактному* (метод научной индукции), соответствующий эмпирической модели теории радиолокации. Полученные здесь знания, выводы и рекомендации не содержат фундаментальных обобщений, а носят вероятно-относительно-достоверный, зачастую рекомендательный характер. Они подлежат пересмотру или существенной коррекции, как только меняются начальные условия функционирования системы или тактика применения тех или иных средств обороны и/или нападения, т. е. быстро устаревают. Поэтому в заключительном разделе учебника предпринята попытка разработки концептуальной модели радиолокационной системотехники, обобщенной структурной схемы (концептуальной модели) ее теории и применения получен-

---

<sup>1</sup> Термины «погрешность измерения» и «ошибка измерения» являются синонимами. Однако в соответствии с Рекомендациями по международной стандартизации РМГ 29-99 (раздел «Метрология. Основные термины и определения») предпочтение обычно отдают первому термину.

ных теоретических обобщений и методологических средств для дедуктивного синтеза ряда важнейших в инженерной практике систем адаптивного обнаружения и измерения параметров РЛ сигналов в условиях априорной неопределенности.

Содержание учебника могло быть раскрыто и на основании дедуктивного подхода (*развитие РЛ знания от абстрактного к мысленно конкретному*<sup>2</sup>). При этом исходной для рассуждений и выводов должна была стать фундаментальная (абстрактная) схема теории радиолокации, из которой те или иные эмпирические схемы и частные технические решения вытекали бы как закономерное следствие. Тем не менее, индуктивная логика построения учебника, по мнению авторов, является и методологически, и методически обоснованной.

*Во-первых*, современная теоретическая радиолокация только лишь проходит стадию формирования своего общетеоретического ядра. Материал, отражающий эту стадию развития, является достоянием узкого круга специалистов. Он пока не вошел в содержание учебников по радиолокации и, следовательно, не известен широкому кругу учащихся радиотехнической специальности. Поэтому дедуктивное изложение учебного материала, без предварительного описания сущности этого методологического подхода и специфики фундаментальной схемы теоретической радиолокации, оказалось бы очень трудным для восприятия и понимания.

*Во-вторых*, такая логика построения учебника отражает историю становления и развития радиолокации как относительно самостоятельной научной дисциплины в радиотехническом научно-дисциплинарном комплексе. Без учета истории развития идей радиолокации невозможно глубоко разобраться в современном состоянии РЛ теории. С этой точки зрения упомянутая логика имеет самостоятельную теоретическую, методологическую и дидактическую ценность как для преподавателей, так и для учащихся.

*В-третьих*, эта логика представляет собой классический пример реализации принципа единства исторического и логического в познании РЛ систем. Без учета истории развития радиолокации в самом деле невозможно глубоко разобраться в современном состоянии РЛ теории. Но если прежние теории сопоставляются только с теми историческими фактами, на основе которых они были созданы, а не анализируются с точки зрения современной теории, как это предполагает принцип единства исторического и логического, то история становления и развития радиолокационной науки оказывает-

---

<sup>2</sup> Понятие мысленно конкретного не следует путать с понятием чувственно конкретного как начального этапа чувственной ступени познания и источника ощущений, восприятий и представлений. Мысленно конкретное потому и конкретно, что является синтезом многих определений. Как известно, абстрактной истины нет, истина всегда конкретна. Поэтому истинное научное знание одновременно является и конкретным.

ся не только бесконечно и неоправданно разнообразной, но и сугубо индивидуализированной. Такое индивидуализированное разнообразие учебного материала оказывается лишенным внутреннего единства, без установления которого не может быть и научного подхода к изучению РЛ систем и комплексов.

*В-четвертых*, рассматриваемый подход является наглядным свидетельством того, каким образом частные методики, эмпирические факты, гипотезы и закономерности, накапливаясь и систематизируясь, постепенно создают качественную и количественную основу для перехода радиолокации на теоретический уровень, поскольку любая научная теория не рождается на пустом месте, а выводится из соответствующего эмпирического знания. Все это способствует не только успешному освоению будущими инженерами достаточно сложной учебной дисциплины, т. е. становлению и развитию стиля современного инженерного мышления, но и формированию у них соответствующей логико-философской и методологической культуры, столь необходимой при решении современных научно-технических и системотехнических задач, выходящих далеко за рамки заурядной инженерной практики.

Учебник состоит из трех разделов, девяти глав и пяти приложений, имеющих сквозную нумерацию. *Первый* раздел отражает теоретические и методологические основы радиолокационных систем (сокращенно – РЛ систем) и комплексов. *Второй* – рассматривает принципы построения и структуру РЛС и РЛК как основных информационных компонентов любой РЛ системы. *Третий* раздел отражает основы теории многоканального обнаружения РЛ сигналов и измерения их параметров в условиях адаптации пространственных и времячастотных характеристик РЛС и РЛК к внешним помехам.

*В первой главе* исследуются проблемы становления и развития теории и методологии РЛ систем, а также принципы системного подхода и методика их применения к изучению РЛ систем различного назначения.

*Во второй главе* излагаются общие сведения о РЛ системах, приводятся примеры типовых РЛ систем и комплексов, принципы радиолокации, методы получения радиолокационной информации (РЛИ), показатели качества и критерии эффективности РЛ систем.

*В третьей главе* рассматриваются РЛ цели и мешающие отражения. Осуществляется анализ влияния параметров внешней среды на распространение радиоволн. Приводятся принципы обработки РЛИ.

*В четвертой главе* излагаются классификация и основные показатели РЛС и РЛК, виды и способы обзора пространства, особенности формирования зон обнаружения (ЗО) дальномеров и высотномеров, методы измерения пространственных координат воздушных объектов (ВО), оценка влияния принципов радиолокации и технических ограничений на общие

закономерности построения СРЛ, виды зондирующих сигналов (ЗС), применяемые в современных РЛС и РЛК.

*В пятой главе* рассматривается классификация активных непрерывных и импульсных помех, проводится анализ критериев защищенности РЛС и РЛК от этих видов помех; излагаются наиболее распространенные методы и устройства защиты РЛС от активных непрерывных и импульсных помех, а также методы пеленгации источников активных помех (ИАП).

*В шестой главе* приводится классификация пассивных помех (ПП), анализ критериев защищенности РЛС от ПП, рассматриваются наиболее распространенные методы и устройства защиты РЛС от пассивных и комбинированных помех, а также структурные схемы типовых РЛС с кратким описанием взаимодействия элементов.

*В седьмой главе* излагаются общие сведения и принципы построения РЛС бокового обзора, характеристики обнаружения объектов, разрешающей способности, точности измерения координат и полосы обзора.

*В восьмой главе* приводятся содержание и структура эмпирического базиса РЛ системотехники, включающего основы теории многоканального обнаружения РЛ сигналов, основные показатели эффективности двухальтернативного обнаружения, методику оптимизации обнаружения непрерывного и дискретного сигналов с известными параметрами на фоне гауссовой коррелированной помехи.

*В девятой главе* раскрываются основы статистической теории РЛ системотехники, концептуальная модель (фундаментальная схема) теории обработки РЛ сигналов на фоне коррелированных помех различной пространственно-временной структуры; проводится синтез и анализ алгоритмов непрерывной и дискретной оценки корреляционной матрицы помех (КМП) и ей обратной, алгоритмов оценки весового вектора системы адаптивной пространственно-временной обработки сигналов РЛС с фазированной антенной решеткой (ФАР), а также синтез и анализ адаптивных измерителей угловых и времячастотных параметров сигналов в условиях внешних помех.

Каждая глава снабжена вопросами для самоконтроля, повторения и закрепления учебного материала. Вопросы сформулированы в виде вопросов-понятий и вопросов-суждений, логическая структура которых содержит определенное мысленное побуждение: вопрос-понятие требует раскрыть субъект и предикат вопроса по содержанию и объему; вопрос-суждение требует: а) раскрыть субъект и предикат вопроса по содержанию и объему; б) установить формально-логическую (структурную) и диалектическую (сущностную) связь между ними. В конце учебника размещены пять приложений.

*В приложении А* приведена копия Постановления Государственного Комитета Обороны № ГОКО-3686сс от 4 июля 1943 г. «О радиолокации».

*В приложении Б* дано описание статистической модели плоской адаптивной ФАР (АФАР), приведен пример реализации этой модели в математическом пакете MathCAD, изложены некоторые результаты моделирования диаграммы направленности (ДН) линейной АФАР в прямоугольных и полярных координатах.

*В приложении В* показана логическая структура вопроса-понятия и вопроса-суждения, даны методические рекомендации по их составлению и применению в процессе изучения теоретического материала, а также подготовки к семинарским занятиям по изученной теме.

*В приложении Г* приведены краткие сведения из формальной логики: логические операции обобщения и ограничения понятий, раскрытие понятий по содержанию и объему, а также основные законы и принципы формальной логики, характеризующие общую дисциплину мышления.

*В приложении Д* изложены краткие сведения из диалектической логики, система категорий диалектики и принципов диалектического метода познания, которые в органическом единстве с принципами формальной логики обеспечивают формирование у будущих инженеров культуры системно-диалектического мышления.

*В заключении* обобщен материал учебника: приведены обобщающие выводы, перечислены наиболее актуальные проблемы развития современной радиолокационной науки и ее важнейшей составляющей – РЛ системотехники, дан краткий анализ сущности диалектического подхода к логике изложения учебного материала, сформулированы основные направления решения наиболее актуальных проблем современной радиолокации.

*В библиографическом списке* приведены основные источники информации, рекомендованные для изучения данной дисциплины, и дополнительные, помогающие более глубокому изучению излагаемой проблемы.

Авторы выражают признательность рецензенту А. Токареву, начальнику лаборатории «Перспективные системы радионавигации и связи» 7 ОНИ научно-исследовательского центра Военного учебно-научного центра ВВС «Военно-воздушная академия имени проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» за замечания и рекомендации, способствующие улучшению содержания учебника.

## ВВЕДЕНИЕ

Современные РЛ системы представляют собой сложные информационно-управляющие технические системы реального масштаба времени, включающие иерархическую пространственно распределенную совокупность СРЛ, комплексов средств автоматизации (КСА), средств приема, обработки, отображения и передачи РЛИ, а также средств, технологий и субъектов управления, предназначенные для информационного обеспечения широкого круга военно-технических, научно-экспериментальных и социально-экономических задач. Длительное время принципы построения, функционирования и развития таких систем разрабатывались в рамках методологии классической научной рациональности<sup>3</sup>, ориентированной на *познание целого посредством познания его частей*. Не случайно содержание большинства современных теоретических разработок и учебных изданий, посвященных теории и методологии РЛ систем, ограничено в основном проблемами разработки элементов этих систем: РЛК и средств связи, высокопроизводительных комплексов автоматизации процессов сбора, обработки, отображения и передачи РЛИ, других радиолокационных и информационно-вычислительных комплексов, включенных в контур управления информационными потоками. Это ограничение основывалось на неявном допущении о детерминированном характере связей элементов (структуры) любой РЛ системы, второстепенности этих связей относительно вклада элементов системы в суммарный эффект ее функционирования в различных условиях внешней среды.

В то же время технико-технологическая сложность, финансово-ресурсо- и энергоемкость, существенная пространственно-временная гибкость и мобильность РЛ систем привели к необходимости анализа протекающих здесь процессов не только под углом зрения качества отдельных элементов, но и с точки зрения качества ее структурной организации и уровня информационной неопределенности относительно текущего

---

<sup>3</sup> Напомним, что научная рациональность представляет собой относительно устойчивую в рамках данной исторической эпохи совокупность правил, норм, стандартов, эталонов научной деятельности, критериев научности знания как результатов этой деятельности (*доказательность, обоснованность, достоверность, непротиворечивость, эмпирическая подтверждаемость, концептуальная связанность, предсказательность и практическая эффективность*), а также зафиксированную в научном языке совокупность ценностных установок и мировоззренческих ориентиров, общепринятую, однозначно понимаемую большинством членов научного сообщества и транслируемую ими от поколения к поколению посредством специальных организационных форм и целенаправленной научно-методической деятельности. В науковедении различают *классический* (конец XVIII – первая половина XIX века), *неклассический* (конец XIX – середина XX века) и *постнеклассический* (вторая половина XX века по настоящее время) типы научной рациональности.



и ожидаемого состояния (поведения) системы. Даже Единая система организации воздушного движения (ЕС ОрВД), решающая сугубо мирные задачи текущей организации и управления воздушным движением гражданской авиации (ГА), с интеграцией ее в Единую автоматизированную радиолокационную систему (ЕАРЛС) Федеральной системы разведки и контроля воздушного пространства (ФСР и КВП) Российской Федерации приобрела явно выраженные признаки системы двойного назначения. Соответственно и подход к изучению подобного рода систем уже не может базироваться только лишь на практикоориентированном фактуальном базисе и методе проб и ошибок, а должен включать совокупность развитых теоретических представлений об объекте и эффективные средства и принципы организации современной научно-технической деятельности, т. е. представлять собой диалектическое единство передовой технической теории и современной научной методологии.

*Объектом учебной дисциплины* являются современные РЛ системы и комплексы как сложные информационно-управляющие технические системы реального масштаба времени.

*Предмет учебной дисциплины* включает принципы системного подхода к анализу и построению современных РЛ систем, способы и средства обеспечения заданных тактико-технических требований к РЛС и РЛК, основные принципы построения систем, трактов, узлов, блоков и элементов средств радиолокации, перспективные направления развития РЛ систем специального назначения, а также основы теории и методологии многоканального обнаружения радиолокационных сигналов и измерения их параметров в условиях воздействия внешних помех.

*Цель учебной дисциплины* – обеспечить освоение учащимися фундаментальных специально-технических знаний, отражающих основные принципы построения и функционирования сложных РЛ систем, трактов, узлов, блоков и элементов современных СРЛ (РЛС и РЛК), наиболее вероятных направлений их совершенствования и развития, способов и средств достижения заданных тактико-технических требований к образцам РЛ техники, а также возможность освоения ими ключевых профессиональных компетенций, направленных на безусловное решение задач грамотной технической эксплуатации и эффективного применения изучаемого РЛ вооружения.

*Задачей изучения учебной дисциплины* является овладение:

**знаниями** принципов построения и функционирования РЛ систем и комплексов, принципов обработки РЛИ на фоне помех;

**умениями** применять полученные знания к решению прикладных задач РЛ систем и комплексов в различных условиях воздушной и помеховой обстановки в соответствии с требованиями ФГОС ВПО для укрупненной группы направления подготовки 210000 «Электронная техника, радиотехника и связь» (спец. 210601.65 «Радиоэлектронные системы и комплексы»).

Преподавание дисциплины базируется на умении учащихся решать следующие основные задачи:

- изучать (анализировать и синтезировать) учебный материал на основе диалектико-системного подхода, включающего систему категорий на трех уровнях сущности (на уровне формальной, реальной и полной основы) и три вида анализа и синтеза учебного материала (простого, возвратного и структурно-генетического), обеспечивающего органическое соединение диалектики, логики и теории познания;
- применять основные теоретические положения и методы исследования операций, системного и синергетического подходов и РЛ системотехники при анализе существующих РЛ систем и разработке перспективных направлений их совершенствования и развития;
- применять законы физики, аналитические методы и методы математической статистики при анализе и синтезе устройств, блоков и узлов РЛС и РЛК;
- проводить анализ физических процессов в цепях, элементах и устройствах РЛС и РЛК, измерять и оценивать их технические параметры;
- использовать принципы и методы радиолокации и радиоэлектронной борьбы (РЭБ) при оценке возможностей РЛС и РЛК на конкретной позиции и в различных условиях воздушной и помеховой обстановки.

Учебник предназначен для студентов военных кафедр и курсантов учебных военных центров Военно-воздушных сил, обучающихся по военно-учетной специальности «Эксплуатация и ремонт радиолокационных комплексов противовоздушной обороны Военно-воздушных сил», а также может быть использован студентами вузов укрупненной группы направления подготовки специальностей 210000 «Электронная техника, радиотехника и связь» (спец. 210601.65 «Радиоэлектронные системы и комплексы») и всеми интересующимися проблемами теории и методологии радиолокационных систем и комплексов.

## **Раздел I**

# **ОСНОВЫ ТЕОРИИ И МЕТОДОЛОГИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ И КОМПЛЕКСОВ**

---

---

## **Глава 1. ТЕОРЕТИКО-МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВАНИЯ И ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ И КОМПЛЕКСОВ**

### **1.1. Краткие сведения из истории развития радиолокации. Радиолокация как научная дисциплина**

#### **1.1.1. Краткие сведения из истории радиолокации**

Идея РЛ метода в качестве некоторой рабочей гипотезы была сформулирована немецким физиком Г.Р. Герцем в процессе изучения свойств и основных закономерностей распространения электромагнитных волн в свободном пространстве. Однако она не оказала революционное воздействие на технические системы того времени, поскольку, во-первых, была вызвана не практическими потребностями развивающегося общества, а собственными интересами теоретической физики; во-вторых, в сущности этого метода просматривались явные аналогии с известным к тому времени явлением отражения волн другой физической природы, в частности, акустической, в котором было очевидно наличие излучателя акустических волн, отражающего препятствия, и некоторого приемника. По существу речь идет об аналогии, проведенной в свое время английским физиком В.Д. Круксом между электротелеграфом и радиолинией, которую некоторые исследователи истории радиотехники склонны считать открытием радио.

Впервые идея практического применения РЛ метода для обнаружения некоторых объектов была высказана в 1897 году отечественным изобретателем радио А.С. Поповым в процессе экспериментального исследования им канала радиосвязи между транспортом «Европа» и крейсером

«Африка», работоспособность которого нарушалась при прохождении между ними крейсера «Лейтенант Ильин». Несовершенство техники и отсутствие на тот отрезок времени очевидных практических приложений не позволили использовать это открытие для создания практически приемлемых приборов радиолокационного наблюдения.

К началу 1930-х годов, когда контуры Второй мировой войны стали проявляться все более и более отчетливо, РЛ метод нашел свое реальное воплощение в целостной системе специфической инженерной деятельности, включающей проектирование, конструирование, непосредственное изготовление и техническую эксплуатацию первичных РЛ устройств и соответствующих технологий по радиообнаружению ВО в интересах противоздушной обороны (ПВО).

Официальная западная история науки и техники родиной радара считает Великобританию, которая с 1936 года вдоль своего побережья в обстановке строжайшей секретности стала строить линию постов раннего радиолокационного обнаружения с целью защиты своей территории от воздушного нападения со стороны фашистской Германии. К началу войны строительство этой линии было завершено.

В становлении теории и практики отечественной радиолокации инициаторами были представитель Главного артиллерийского управления (ГАУ) Рабоче-Крестьянской Красной Армии (РККА) М.М. Лобанов (впоследствии генерал-лейтенант) и представитель управления ПВО РККА П.К. Ощепков (впоследствии профессор, директор Института интроскопии). В Центральной радиолaborатории (ЦРЛ) была организована группа под руководством старшего инженера Ю.К. Коровина. Договор между ЦРЛ и ГАУ был заключен в октябре 1933 года, который стал первым в СССР юридическим документом, положившим начало планомерным научно-исследовательским и опытно-конструкторским работам в области радиолокации. Что касается США, то по настоянию вице-адмирала Боуэна Конгресс только лишь в 1935 году ассигновал Морской исследовательской лаборатории 100 000 долларов специально на работы в области радиолокации. Первый же контракт с промышленностью на изготовление шести опытных станций был заключен спустя четыре года.

16 января 1934 года в Ленинградском физико-техническом институте (ЛФТИ) под председательством академика А.Ф. Иоффе состоялось совещание, на котором представители ПВО РККА поставили задачу обнаружения самолетов на высотах до 10 и дальности до 50 км в любое время суток и в любых погодных условиях. За разработку радиолокаторов взялись несколько групп изобретателей и ученых. В Ленинградском электро-физическом институте (ЛЭФИ) группа энтузиастов (Б.К. Шембель, В.В. Цимбалин и др.) использовала метод непрерывного излучения радиоволн. Приемник и передатчик располагались отдельно. К приемнику поступали два сигнала

ла: один – непосредственно от передатчика, а другой – отраженный от самолета. Поскольку дальность до самолета все время изменялась, изменялась и фаза отраженной волны. Она то складывалась, то вычиталась с волной, приходящей непосредственно от передатчика. Возникла интерференция волн, вызывающая характерные биения, слышимые в телефонных наушниках, присоединенных к выходу приемника. Летом 1934 года работа опытной установки была продемонстрирована членам правительства. Самолет, специально летавший в районе расположения аппаратуры, обнаруживался уверенно. Эта аппаратура работала на метровых волнах с использованием дипольных антенн. Диаграммы направленности их были широкими, и координаты самолета определялись весьма приблизительно.

В 1936 году в Евпатории группа Б.К. Шембеля испытала новый радиопеленгатор «Буря», работающий в дециметровом диапазоне волн длиной 21–23 см. Передатчик непрерывного излучения был выполнен на совершенно новом по тому времени электровакуумном приборе – магнетроне. Две параболические антенны (одна для передачи, другая для приема) устанавливались на поворотном устройстве снятого с вооружения звукоулавливателя. Вся аппаратура вместе с батареями и аккумуляторами размещалась на автомобильном прицепе. Пеленгатор успешно обнаруживал самолеты на расстоянии около 10 км. При этом в телефонах был слышен достаточно низкий звук биений, соответствующий доплеровской частоте.

Особый успех выпал на долю группы из ЛФТИ, разработавшей макет импульсного радиолокатора. В 1938 году макет был испытан и показал дальность действия до 50 км по самолету, летевшему на высоте 1,5 км. Создатели макета Ю.Б. Кобзарев, П.А. Погорелко и Н.Я. Чернецов в 1941 году за разработку радиолокационной техники были удостоены Государственной премии СССР.

Новые станции типа «Редут» были построены на принципе импульсного излучения радиоволн и обеспечивали устойчивое обнаружение самолетов на больших расстояниях. В их основу легли работы, проводившиеся в Опытном секторе ПВО под руководством П.К. Ощепкова и организованной в 1935 году Д.А. Рожанским лаборатории ЛФТИ. Передатчик радиолокатора был собран на лампе ИГ-8, специально разработанной для этой цели В.В. Цимбалиным. Он имел мощность 40–50 кВт в импульсе при анодном напряжении около 20 кВ и работал на метровых волнах. Размещался передатчик в автофургоне, а на крыше фургона возвышалась антенна типа «Уда-Яги» с пятью директорами и тремя рефлекторами, укрепленными на мачте высотой 12 м. В другом автофургоне размещался приемник с точно такой же антенной. Третий автофургон содержал агрегаты питания всей станции. Летом 1940 года, после всесторонних испытаний и усовершенствований, станция «Редут» была принята на вооружение войск ПВО под названием РУС-2 («Радиоуловитель самолетов»).

Станции РУС-2 непрерывно совершенствовались. Уже в конце 1941 года была решена проблема защиты приемника от мощных импульсов собственного передатчика и станция стала выпускаться в одноантенном варианте. По сравнению с аналогичными станциями, разработанными в США, Великобритании и Германии, наша станция весила почти в три раза меньше и в шесть раз быстрее разворачивалась из походного состояния в боевое.

В течение всей войны велась очень интенсивная работа по увеличению дальности действия и точности определения координат с помощью РЛС. Станция РУС-2 и им подобные не могли обеспечить высокую точность определения координат, поскольку работали на достаточно длинных волнах (около 4 м) и имели широкую диаграмму направленности антенн (ДНА). Для ее сужения необходимо было перейти на более короткие волны, так как угловая ширина  $\varphi$  главного лепестка диаграммы направленности определяется отношением длины волны к размеру антенны:  $\varphi = \lambda/D$ . Одновременно интенсивно развивалась сверхвысокочастотная техника: разрабатывались магнетронные генераторы, волноводная техника, более совершенные и чувствительные супергетеродинные приемники. Во время войны появились станции орудийной наводки с параболическими зеркальными антеннами. В конце 1942 года РЛС удалось поставить на двухместный самолет Пе-2. Впоследствии эти станции называли прицелом наведения бомбардировщика.

Англичане к 1941 году не только имели сеть РЛС вдоль юго-восточного побережья, но и стали устанавливать радиолокаторы на кораблях, что позволило им заблаговременно обнаруживать надводные объекты противника и вести по ним прицельный артиллерийский огонь на значительном расстоянии. К концу войны точность и разрешающая способность по координатам радаров возросли настолько, что они могли обнаружить даже перископ подводной лодки.

В годы войны на развитие радиолокации США и Англия могли выделять более значительно ресурсы, чем Советский Союз, вынесший основную тяжесть борьбы с фашизмом. Однако уже в 1943 году при Государственном Комитете Обороны был создан Совет по радиолокации, определивший идеологию и методологию ее развития не только в военное, но и в послевоенное время. Копия Постановления Государственного Комитета Обороны № ГОКО-3686сс от 4 июля 1943 г. «О радиолокации» размещена в прил. А.

В послевоенные годы продолжает совершенствоваться теория и элементная база радиолокации, а появление реактивной авиации, ракетной техники и ядерного оружия ускорило ее развитие. В 1950-е годы в радиолокации впервые был использован клистронный усилитель большой мощности. Такой усилитель обеспечивал значительно большую (до двух порядков) мощность, чем магнетрон. Он позволил внедрить более сложные

сигналы по сравнению с простой импульсной последовательностью. Кроме того, появилась возможность использовать клистроны в параллельном режиме, что позволило еще больше поднять мощность передающих устройств.

Создание в 1954 году отечественными учеными, лауреатами Государственной и Нобелевской премий академиками А.М. Прохоровым и Н.Г. Басовым первого молекулярного генератора положило начало развитию квантовых усилителей и генераторов, освоению в интересах локации объектов оптического диапазона волн. В 1950-е годы в радиолокацию начали внедряться сложные сигналы и согласованные фильтры, обеспечивающие их сжатие.

При первой демонстрации РЛС большой мощности со сжатием импульсов использовался метод фазовой манипуляции, при котором длинный импульс разбивался на 200 парциальных импульсов (элементов) с фазой 0 или  $180^\circ$ , распределенной случайным образом. Сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) был применен позднее. В этот же период появились и радиолокаторы с синтезированной апертурой.

На 1950-е годы пришелся основной этап разработки теоретических основ радиолокации, которые позволили подвести под сложившуюся к тому времени инженерную практику более прочную теоретическую и методологическую базу. В этот период развития радиолокации получили признание и широкое распространение теория согласованной фильтрации эхосигналов, статистические теории обнаружения РЛ сигналов и измерения их параметров, теория селекции движущихся целей (СДЦ), теория цифровой обработки РЛ сигналов, теория системного инварианта, отражающая взаимосвязь основных показателей качества РЛС (РЛК) с размерами и формой диаграммы (тела) неопределенности ЗС. Происходило формирование и других частных РЛ теорий, предопределивших становление и развитие современной статистической теории радиолокации и в целом радиотехники<sup>4</sup>.

1960-е годы отмечены появлением первых ФАР с электронным сканированием. При этом тематика, связанная с разработкой теории АФАР, широко представлена в отечественной научной литературе, а в ряде случаев исследования отечественных специалистов существенно опережали зарубежные. Например, первой работой, в которой было доказано основополагающее утверждение теории АФАР о том, что оптимальная система пространственной обработки РЛ сигналов должна формировать ДНА с нулем в направлении на сильный точечный источник помехи, была статья

---

<sup>4</sup> Значительный вклад в последующее развитие статистической теории радиолокации был внесен не только зарубежными, но и отечественными учеными, среди которых А.И. Берг, П.А. Бакут, А.В. Введенский, Г.С. Горелик, Н.Д. Девятков, Б.Р. Левин, А.А. Минц, Л. С. Понтрягин, А.А. Расплетин, В.Г. Репин, С.М. Рытов, В.К. Слока, Ю.Г. Сосулин, Р.Л. Стратонович, В.И. Тихонов, Г.П. Тартаковский, А.А. Харкевич, Я.Д. Ширман, А.И. Щукина и др.

Я.Д. Ширмана «Статистический анализ оптимального разрешения» [22]. Начавшаяся в конце 1950-х годов эра космических спутников положила начало применению методов радиолокации для обнаружения и слежения за космическими летательными аппаратами (ЛА).

В середине 1960-х годов, в связи с широким применением средствами воздушного нападения (СВН) США в войне против Северного Вьетнама технологии радиоэлектронного подавления противодействия – РЭП, возник комплекс теоретических и технических проблем в повышении защищенности РЛС (РЛК) от различных видов помех, который предопределил основные направления развития радиолокации на многолетнюю перспективу. Это диалектическое противоречие между возможностями СВН по РЭП РЛС и РЛК и их возможностью по защите от различного вида внешних помех сохраняет свое доминирующее влияние на развитие радиолокации и на современном этапе.

1970-е годы характеризуются практической реализацией устройств сжатия импульсов с высоким разрешением с помощью линий задержки на поверхностных акустических волнах. При этом удалось довести степень сжатия длительности импульсов до нескольких наносекунд. В этот же период для успешной работы бортовой импульсно-доплеровской РЛС, а также для уменьшения воздействия активных радиопомех по боковым лепесткам ее ДНА были разработаны антенные системы с очень низким уровнем боковых лепестков.

В 1980-е годы начинают применяться передатчики на полупроводниковых приборах для работы как в относительно низком, так и в сверхвысокочастотном (СВЧ) диапазонах. К концу этого десятилетия улучшились возможности систем обработки сигналов за счет внедрения интегральных систем со сверхвысоким быстродействием. Отдельные радиолокаторы стали не только определять пространственные координаты целей, но и давать дополнительную информацию об их наиболее существенных признаках. Начало 1990-х годов характеризуется дальнейшим совершенствованием СРЛ. При этом к РЛС и РЛК военного назначения стали предъявляться более жесткие требования по мобильности, живучести (сохранению работоспособности в условиях огневого поражения), разрешающей способности по координатам и точности, а также помехозащищенности от активных, пассивных и комбинированных (активных + пассивных) помех. Стремительное развитие теории и практики радиолокации оказывает значительное влияние на становление и развитие других отраслей радиотехники – радионавигацию, радиосвязь, радиотелевидение, радиоразведку, радиоуправление, радиопротиводействие, радиоастрономию и т. д.

Расширение и существенное усложнение круга задач, решаемых современной радиотехникой и электроникой в последние десятилетия XX столетия, стимулировало интенсивное развитие теории и техники антенн. При



этом в развитие новых направлений общей теории антенн отечественными учеными внесен основополагающий вклад. В частности, основы теории многозеркальных антенн были сформулированы и в значительной степени развиты в работах Л.Д. Бахраха. Заметный вклад в разработку ФАР внесен Л.Д. Дерюгиным и Д.И. Воскресенским. Основы статистической теории антенн развиты в работах Я.С. Шифрина. Значительный вклад в создание теории статистического синтеза внесен Е.Г. Зелкиным, В.П. Яковлевым, Д.М. Сазоновым и др. Новые методы антенных измерений развиты Л.Д. Бахрахом, А.А. Курочкиным, Н.М. Цейтлиным и др.

В целом, основными этапами развития радиолокации принято считать следующие:

- рубежное обнаружение объектов локации;
- импульсный метод измерения дальности;
- механическое сканирование антенной системы;
- внутриимпульсная модуляция (манипуляция) сигнала;
- цифровая обработка РЛ сигналов;
- электронное сканирование, применение ФАР;
- распознавание классов объектов локации;
- определение государственной принадлежности методом активной радиолокации с активным ответом;
- адаптивная пространственно-временная обработка сигналов на фоне внешних помех;
- адаптивное многоканальное измерение параметров РЛ сигналов в условиях адаптации пространственных, времячастотных и поляризационных характеристик измерительного комплекса к внешним помехам;
- автоматизация (компьютеризация) процедур обнаружения и измерения параметров сигналов, процессов сопровождения, отождествления трасс воздушных объектов, обобщения и передачи РЛИ потребителям.

### **1.1.2. Радиолокация как научная дисциплина**

Радиолокация длительное время воспринималась как одна из наиболее передовых отраслей современной техники и лишь потом – как некоторая система научного технического знания. По мере усложнения решаемых радиолокацией теоретических и инженерных задач она стала все отчетливее проявлять свои специфические черты, отличающие ее, с одной стороны, от естественно-научных дисциплин (физики), а с другой – от ближайших родственных областей технического знания – радиосвязи и электротехники. Постепенно эта отрасль радиотехники обрела свое устойчивое предметное поле, сформировала собственные средства, методы и логические механизмы научного исследования, свою особую частно-научную картину исследуемой реальности (научную радиолокационную картину мира – НРЛКМ),

т. е. все то, что позволило в целом говорить о радиолокации как об относительно самостоятельной научной дисциплине в радиотехническом научно-дисциплинарном комплексе<sup>5</sup>.

Современная радиолокационная наука представляет собой диалектическое единство двух относительно самостоятельных научных систем (рис. 1.1): а) системы, направленной на выявление и адекватное отражение специфики, сущности и основных закономерностей РЛ (энергоинформационного) взаимодействия, основанного на генерировании, излучении и приеме отраженных (излученных и/или переизлученных объектом локации) электромагнитных волн (*теоретическая радиолокация*); б) системы нормативов, методических схем, приемов инженерной (системотехнической) деятельности и ее методологии, основанной на закономерностях РЛ взаимодействия и направленной на разработку, проектирование, производство и техническую эксплуатацию РЛ систем (*РЛ системотехника*, или теория РЛ систем).

В свою очередь, каждая из этих важнейших научных систем, которые можно назвать научными РЛ системами, имеет сложную внутреннюю структуру. Радиолокационная наука как научная система, отражающая специфику, сущность и основные закономерности РЛ взаимодействия представляет собой:

1) подсистему исторически развивающегося достоверного научного радиолокационного знания, адекватно отражающую элементы, структуру, системную динамику и общие закономерности РЛ взаимодействия (взаимодействия «объект радиолокации – ЗС») средствами собственного понятийно-категориального и математического аппарата (научного языка);

2) подсистему РЛ научно-исследовательской деятельности профессионально подготовленных субъектов (ученых, научных групп, научных коллективов, научных школ), направленную на получение достоверного научного РЛ знания;

3) подсистему институционально закрепленных РЛ научных организационных форм (научных учреждений и соответствующих организационно-правовых норм), объединяющую, координирующую и регулирующую соответствующие виды научно-исследовательской деятельности;

4) подсистему специфических (внутринаучных и социальных культурных) ценностей, отражающую мотивационно-ценностные и этические

---

<sup>5</sup> Научная техническая дисциплина представляет собой исторически сложившуюся структурную единицу целостной технической науки, которая своими механизмами саморегуляции обеспечивает: а) коллективную научно-техническую исследовательскую деятельность; б) системную организацию выработанного научного знания в форме технической теории и методологии инженерной (системотехнической) деятельности; в) преобразование этого знания в совокупность принципов, методов, норм проектирования, конструирования, отладки технических устройств; г) коммуникацию ученых и инженеров; д) воспроизводство инженерных и научных кадров.

нормы собственно научной деятельности в области радиолокации, а также внешние ценностные ориентиры развивающегося общества (так называемый этос радиолокационной науки);

5) подсистему *научной РЛ рефлексии*<sup>6</sup>, направленную на самоорганизацию и саморазвитие радиолокации как науки.



Рис. 1.1. Теоретическая (концептуальная) схема радиолокационной науки как системы с рефлексией

<sup>6</sup> В науковедении под научной рефлексией принято понимать процессы самопознания науки, то есть процессы осознания ею собственной структуры, нормативов и механизмов эффективной организации научных исследований, самоорганизации и систематизации научного знания, координации, упорядочения, регуляции и критического анализа полученных результатов.

Не менее сложную внутреннюю структуру имеет и *РЛ системотехника*. С одной стороны, в ней, как и в теоретической радиолокации, можно выделить свои подсистемы научного (конкретнее – научно-методологического) знания, научной деятельности, научной организации и научной рефлексии, с той лишь особенностью, что эти подсистемы связаны не с исследованием сущности РЛ (энергоинформационного) взаимодействия, как в первом случае, а с разработкой принципов, норм и правил эффективной системотехнической деятельности по практической реализации основных закономерностей этого взаимодействия в форме конкретных РЛ систем. С другой стороны, в этой составляющей радиолокационной науки принято выделять собственно инженерную деятельность, связанную с синтезом эмпирических схем, разработкой, проектированием, изготовлением опытных образцов и экспериментальной проверкой (эксплуатацией) вновь созданных РЛ систем. Ее теоретико-методологическим ядром является РЛ системотехника, которая на основании методологических принципов теоретической радиолокации разрабатывает свою фундаментальную теоретическую схему, отражающую предельно общие закономерности системотехнической (инженерной) деятельности. На основе этих закономерностей разрабатываются принципы синтеза эмпирических схем объектов, проектирования, конструирования, практического воплощения и оценки эффективности упомянутых РЛ устройств, систем и комплексов. Эти абстрактные объекты (теоретическая радиолокация и РЛ системотехника, а также их компоненты) во взаимосвязи и взаимозависимости составляют теоретическую схему (**концептуальную модель**) радиолокации как научной дисциплины, которая отражает основные признаки дисциплинарной организации РЛ знания, дает целостное представление об обобщенной структуре радиолокации и позволяет развернуть многочисленные и многоуровневые программы ее исследования.

Очевидно, что начальный этап развития радиолокации проходил в рамках простых методических схем «нижнего этажа» этой концептуальной модели, который по мере усложнения РЛ устройств и соответственно самой инженерной деятельности приобрел относительную самостоятельность и стал постепенно складываться в подсистему инженерно-методического знания. Эта подсистема РЛ знания, непрерывно усложняясь и развиваясь, к середине XX века приобрела явные контуры знания научно-методического.

С возникновением более сложных системотехнических задач сформировавшееся научно-методическое знание вошло с этими задачами в глубокое противоречие, оказавшись неспособным не только описать и адекватно объяснить вновь возникающие РЛ феномены, поскольку имело не сущностный (онтологический), а нормативно-деятельностный (инженерный) характер, но и успешно решать вновь возникающие задачи системотехники. Появилась необходимость, с одной стороны, в научном знании методологического уровня, а с другой – в научном знании принципиально

иной природы, которое бы отражало не методологию, методику и нормы инженерной деятельности по синтезу, разработке, проектированию и т. д. РЛ систем, а *сущность природных процессов*, вовлеченных в энергоинформационное взаимодействие и специфику их преломления в те или иные РЛ объекты.

Уровень методологического и научно-методического знания инженерной деятельности современной радиолокационной науки представлен **РЛ системотехникой**, а уровень сущностного (онтологического) знания – **теоретической радиолокацией**. Так возник «верхний этаж» радиолокационной науки, основная научная функция которого состоит в выработке научно-теоретического знания, отражающего сущность взаимодействия упомянутых природных процессов и объектов и которое на уровне «нижнего этажа» могло быть переработано в методологию и более совершенные научные методики инженерной деятельности.

Очевидно, что каждый из представленных уровней радиолокационной науки имеет относительную самостоятельность. Для них характерны свои специфические предметы научного исследования, свои научные теории с соответствующей эмпирической и концептуальной (теоретической) интерпретацией, свои частные научные картины мира, свои исследовательские процедуры и основания, свои внутренние взаимопереходы эмпирического знания в теоретическое и наоборот (взаимопереходы по горизонтали) и свои формы научной рефлексии.

В то же время эти компоненты радиолокационной науки, сохраняя свою относительную самостоятельность и подчиняясь внутренним системным законам собственного функционирования и развития, оказываются охваченными сложной системой внешних связей и диалектических взаимопереходов (согласно рис. 1.1 – взаимопереходов по вертикали). При этом РЛ *научно-теоретическое знание* как результат анализа фундаментальной теоретической схемы объекта в виде логически упорядоченной совокупности РЛ понятий и категорий, теоретических фактов, обобщений, законов, следствий и утверждений, *соответствующее критериям истинности*, трансформируется в методологические принципы системотехнической деятельности. Одновременно с этим *системотехническое знание* в форме эмпирических фактов, обобщений, идей и гипотез, снятых в процессе разработки, экспериментальной проверки и доводки новых РЛ систем, технологий или методик, *соответствующее критериям эффективности*, трансформируется в системотехническую основу РЛ теории.

Если системотехнический материал, снятый в процессе разработки и экспериментальной проверки вновь созданных РЛ систем и устройств, не противоречит основным утверждениям и следствиям теории радиолокации, она продолжает развиваться в рамках сложившейся фундаментальной теоретической схемы, всесторонне развиваясь и обогащаясь новыми эмпи-

рическими фактами, идеями и гипотезами. Если же этот материал начинает противоречить основным утверждениям и следствиям теории, происходит пересмотр, переработка теоретических конструктов или системы связей фундаментальной схемы теоретической радиолокации, вплоть до изменения оснований самой радиолокационной науки или НРЛКМ с последующей разработкой новой фундаментальной теоретической схемы, выдвижением новых научных радиолокационных идей и гипотез, их экспериментальной проверкой и согласованием с имеющимся и вновь возникающим системотехническим материалом. Этот сложный исторически противоречивый процесс взаимодействия и диалектических взаимопереходов двух относительно самостоятельных форм существования радиолокационной науки отражает бесконечную спираль ее функционирования и саморазвития.

Таким образом, помимо рассмотренных взаимопереходов научного знания «верхнего этажа» (теоретической радиолокации) в научное знание «нижнего этажа» (РЛ системотехники) и наоборот, в каждом из рассмотренных «этажей» радиолокационной науки существуют внутренние взаимопереходы научно-теоретического и научно-эмпирического знания, *невероятно усложняя* (по сравнению с естественно-научными дисциплинами) понимание структуры радиолокационной науки, ее основных закономерностей функционирования и развития.

Из всех представленных выше компонентов радиолокационной науки наибольший интерес представляет система РЛ научного знания, в которой основополагающее значение придается формам существования этого знания и его структуре<sup>7</sup>.

**Формы научного РЛ знания включают:**

1) *научный РЛ факт* – форма объективно-достоверного научного знания о сущности РЛ взаимодействия в виде некоторого предложения (позитивного утверждения). Определенная совокупность таких фактов выступает в качестве эмпирического основания (эмпирического базиса) радиолокационной науки;

2) *научная РЛ проблема* – форма научной задачи, обязательным условием которой является разрешение противоречия между необходимостью нового научного РЛ знания и невозможностью его получения на базе существующих теоретических представлений, средств и методов научно-технического познания;

---

<sup>7</sup> Здесь важно подчеркнуть, что получению того или иного научного знания предшествует *проблемная ситуация*, представляющая собой совокупность отношений в форме противоречия между необходимостью и возможностью получения нового научного РЛ знания. С одной стороны, в распоряжении субъекта научной деятельности имеются некоторый объем и уровень научного РЛ знания, а с другой – оказывается невозможным на его основе описать и объяснить вновь открытые явления радиолокации, фрагменты РЛ реальности и/или РЛ системотехники.

3) *научная РЛ гипотеза* – форма вероятностно достоверного научного РЛ знания в виде предположений, догадок или предсказаний о существовании неизвестных ранее РЛ явлений, скрытых причинах их возникновения, закономерных связях и отношениях;

4) *научная РЛ идея* – выраженная аналитическим или понятийно-категориальным языком радиолокации форма научного знания, эвристически и целостно объясняющая сущность РЛ (энергоинформационного) взаимодействия или объекта исследования теоретической радиолокации на уровне основных принципов или общих закономерностей радиолокационной науки;

5) *научная РЛ метафора* – форма неявного (первоначального, эмпирического) научного РЛ знания, обеспечивающая перенос некоторой системы смыслов методом аналогии из смежных областей науки в область радиолокации с целью экономии ресурсов и усилий специалистов при формировании теоретических представлений о сущности энергоинформационного взаимодействия<sup>8</sup>;

6) *научный РЛ закон* – одна из высших форм научного РЛ знания, отражающая существенные, устойчивые, повторяющиеся и инвариантные связи между РЛ явлениями, выраженная отношениями (системой) понятий и категорий теоретической радиолокации или некоторым аналитическим соотношением;

7) *научная РЛ концепция* – системная форма организации научного РЛ знания, отражающая сущность того или иного фрагмента РЛ действительности или совокупности фрагментов этой действительности; незрелая форма научной РЛ теории (предтеория). Научная РЛ концепция вводит в формирующееся РЛ знание определенный способ дисциплинарного видения упомянутых фрагментов действительности и соответствующие допущения, которые далеко не всегда четко описываются, истолковываются и понимаются (что было особенно заметно на начальном этапе становления радиолокации как научной дисциплины), но без которых невозможно либо существенно затруднительно развертывание представляемой идеи в концептуальной основе теории и, следовательно, основного массива теоретического знания, адекватно описывающего и объясняющего рассматриваемые фрагменты РЛ реальности в системе понятий и категорий;

8) *научная РЛ теория* – высшая системная форма организации научного РЛ знания, всесторонне, достоверно и адекватно описывающая и объясняющая сущность РЛ (энергоинформационного) взаимодействия сигнала

---

<sup>8</sup> Научные метафоры составляют весьма значительную часть понятийно-категориального аппарата (научного языка) теоретической радиолокации. Они позволяют без строгого логического определения соответствующих понятий сформировать достаточно четкое и исчерпывающее представление (описание) сущности энергоинформационного взаимодействия с помощью общеизвестных слов. Пример: «радиолиния», «РЛ канал», «РЛП», «РЛ наблюдение» и др.

и объектов локации собственными аналитическими средствами или средствами понятийно-категориального аппарата (научного языка);

9) *НРЛКМ* – исторически сложившаяся система образно-модельных представлений о РЛ реальности, выработанная научным РЛ познанием и выраженная в некоторой системе понятий, категорий, принципов, эмпирических законов и гипотез радиолокационной науки, имеющих для частных отраслей радиолокации междисциплинарный статус. Она представляет собой обобщенную схему или образ РЛ взаимодействия (картину РЛ реальности), определяющую: а) фундаментальные объекты, из которых при последующем их развертывании могут быть построены все другие объекты радиолокационной науки; б) типологию изучаемых объектов; в) общие закономерности их взаимодействия; г) специфику взаимосвязи радиолокационной науки с другими науками радиотехнического дисциплинарного комплекса. Поэтому НРЛКМ выступает, с одной стороны, как *обобщенная системная характеристика предмета исследования радиолокационной науки*, а с другой – как *исходная (предельно общая) форма системной организации научного РЛ знания*, органически включающая РЛ теорию в широкой радиотехнический и естественно-научный контекст.

**Структура научного РЛ знания** такова, что каждая из приведенных выше форм в диалектически снятом виде включает в себя все предыдущие формы знания, а субъекты радиолокационной науки (ученые-исследователи, инженеры-исследователи и др.), независимо от того, осознают они это или нет, вынуждены строить свою научную деятельность таким образом, чтобы последовательно проходить эти этапы становления и развития научного РЛ знания.

На основании представленных выше рассуждений можно сформулировать **обобщенные функции** радиолокационной науки. Очевидно, что они имеют некоторый инвариант, соответствующий любой естественно-научной дисциплине. К этому инварианту следует отнести *описательную, объяснительную и предсказательную (прогностическую) функции*. В то же время объектом радиолокационной науки, в отличие, например, от теоретической физики, является (как отмечалось) не сущность природных процессов и явлений самих по себе, а возможные формы, методы и технологии включения этих природных процессов и явлений в целесообразную техническую деятельность человека. Поэтому помимо упомянутого инварианта радиолокационная наука имеет свои специфические функции, к которым следует отнести *преобразующую, социально-культурную и прагматическую функции*.

### **Обобщенная структура теории РЛ**

Теория радиолокации является высшей системной формой организации научного РЛ знания. Как всякая научная теория она характеризуется



совокупностью *существенных признаков* (предметностью, адекватностью, интерпретируемостью, проверяемостью, истинностью, системностью), наделена соответствующими *функциями* (описательной, объяснительной, систематизирующей, преобразующей, эвристической и прогностической) и имеет свою *структуру*.

Структура теории радиолокации в наиболее общих и существенных признаках включает в себя:

1. *Исходную эмпирическую основу* – множество эмпирических фактов, обобщений, классификаций, типологий и эмпирических законов РЛ взаимодействия, часть из которых может выполнять функцию принципов, на которых формируется теория радиолокации.

2. *Концептуальную основу*, включающую теоретическую модель (схему) исследуемого объекта (схему РЛ взаимодействия). Теоретические модели строятся из элементарных абстрактных объектов (теоретических конструктов)<sup>9</sup>. Различные связи и отношения между абстрактными объектами образуют теоретические схемы или математические модели, совокупность которых и составляет концептуальную основу научной теории радиолокации.

3. *Смысловую языковую основу*, включающую: исходные понятия (научные метафоры), промежуточные и завершающие понятия и категории теоретической радиолокации, частные аналитические выражения, первичные гипотезы, постулаты (аксиомы), принципы, общие законы теории, в совокупности описывающие и объясняющие ее (теории) абстрактные объекты, теоретические схемы и математические модели.

4. *Логико-методологическую основу*, включающую совокупность допустимых в рамках теоретической радиолокации принципов, правил, методических схем рационального преобразования исходного эмпирического материала в теоретические конструкты и абстрактные схемы объекта, а также совокупность правил логического вывода и доказательств, включая механизмы построения и развития научного РЛ знания.

5. *Основной массив научно-теоретического РЛ знания*, включающий совокупность выведенных в теории законов, принципов, следствий и утверждений с их доказательствами и эмпирическими интерпретациями.

Концептуальная основа в форме развернутой теоретической модели (схемы) исследуемого объекта выполняет роль системообразующего

---

<sup>9</sup> Абстрактный объект – это мысленная познавательная конструкция, полученная из эмпирического объекта путем операций абстрагирования и идеализации. Вначале по данным эксперимента или наблюдения, руководствуясь принятыми принципами, гипотезами, другими теоретическими представлениями НРЛКМ, из множества свойств исследуемого объекта выделяют минимально необходимые, существенные и представляют себе объект с такими свойствами. Далее эти свойства в пространственно-временных отношениях доводят до минимальных пределов (абсолюта) и формируют понятие элементарного теоретического конструкта, например: точечная цель, импульсный объем, идеальная среда распространения и т. д.

структурного каркаса РЛ знания. Она опирается на эмпирическую основу теории (совокупность результатов наблюдений тех или иных приборных ситуаций и соответствующих им частных *эмпирических* схем) и строится из элементарных абстрактных объектов (теоретических конструкторов), устойчивые, существенные, повторяющиеся связи и отношения которых создают частные *теоретические* схемы.

Каждой из этих теоретических схем соответствует определенная закономерность, представленная в форме аналитического выражения. На основании этих закономерностей выводится основной массив теоретического знания, формулируются принципы, с помощью которых: а) разрабатываются методы РЛ системотехники; б) создаются частные теоретические схемы более высокого уровня абстракции и идеализации, направленные на внутреннее развитие теории и формирование *фундаментальной теоретической* схемы объекта теоретической радиолокации.

### **Понятие фундаментальных теоретических схем радиолокации и их практические приложения**

Фундаментальная схема любой научной теории является логически предельным уровнем обобщения ее частных теоретических схем. Она включает в себя исходные принципы, универсальные для данной теории законы с их аналитическим описанием, основные смыслообразующие категории, понятия, аналитические выражения, их связи и отношения. Функционирование этой схемы направлено на формирование основного массива теоретического знания; на развертывание теории в соответствии со строгими закономерностями дедуктивного синтеза и силлогизма как важнейшей формы движения мысли от абстрактного к мысленно конкретному; на непосредственное генерирование и более или менее полную систематизацию основного массива научного знания внутри соответствующей теории.

В фундаментальной теоретической схеме теоретические конструкторы (предельно общие категории данной научной дисциплины и их математические аналоги), в силу формально-логических операций абстрагирования и идеализации, теряют непосредственную связь с эмпирической основой теории и, следовательно, в значительной степени лишены онтологической (сущностной) «нагрузки». Поэтому в этой схеме и в целом в структуре научной теории они выполняют чисто познавательные (гносеологические) функции, создавая соответствующий познавательный инструмент и язык описания, которые обеспечивают последовательный переход от одного уровня теоретической работы к другому.

Очевидно, что постепенное обобщение частных эмпирических схем и соответствующих эмпирических фактов, эмпирических закономерностей и принципов создает предпосылки для построения той или иной частной теоретической схемы, теоретико-методологические возможности которой

несоизмеримо богаче предыдущей. В логическом пределе, посредством обобщения частных теоретических схем, можно выйти на проблему построения фундаментальной теоретической схемы радиолокационной науки. Этим эволюционным путем построения собственных теорий, включая построение фундаментальных теоретических схем, прошли многие естественно-научные и технические дисциплины, затратив на него многие десятилетия и даже столетия.

В современной же теории и методологии науки, наконец, выяснили, что в подавляющем большинстве задач построения научных теорий фундаментальные теоретические схемы могут быть позаимствованы из смежных, более развитых отраслей науки, с последующей их проверкой логическими средствами и практическим опытом. Это позволяет многократно ускорить процесс теоретизирования в рамках данной научной дисциплины. Теоретическая радиолокация не является исключением. Фундаментальная теоретическая схема в качестве научной гипотезы здесь может быть позаимствована или из теоретической физики, или из математической статистики с последующей проверкой на достоверность и соответствие РЛ эмпирическому базису в процессе развертывания теории и синтеза тех или иных РЛ систем.

Вместе с тем такой принцип построения теории и ее фундаментальной схемы характерен для научных дисциплин естественно-научного цикла. В случае же технической науки, в частности, радиолокации, все оказывается значительно сложнее. Как следует из рис. 1.1, радиолокационная наука имеет две разновидности взаимосвязанных научных технических теорий – *статистическую теорию теоретической радиолокации*, отражающую сущность радиолокационного взаимодействия, и *статистическую теорию РЛ системотехники* и ее метода, отражающую совокупность методологических положений, принципов, выводов и рекомендаций, регламентирующих инженерную деятельность по синтезу, проектированию, производству и эксплуатации РЛ систем. Иногда вторую разновидность РЛ теории (статистическую теорию РЛ системотехники) называют **теорией РЛ систем**.

Формально-логические структуры этих теорий аналогичны. Однако на совпадении логических структур их идентичность заканчивается, поскольку и объекты, и предметы, и функции этих теорий принципиально различны. И если в процессе синтеза тех или иных РЛ систем и устройств между этими двумя разноплановыми подходами не возникали явно выраженные противоречия, то только лишь потому, что решаемые здесь задачи не затрагивали фундаментальных проблем РЛ метода. Однако стоило этим проблемам существенно усложниться, как сразу возникла необходимость в «разведении» этих двух уровней радиолокационной науки по двум относительно самостоятельным подуровням с тем, чтобы понять средствами какого из этих подуровней возникшие проблемы и задачи могут быть решены наиболее эффективно. Одной из таких проблем современной радио-

локационной науки является проблема измерения параметров РЛ сигналов в условиях адаптации пространственных и времячастотных характеристик измерительного комплекса к внешним помехам, которая в более общем плане сводится к задаче *преодоления априорной неопределенности информативных параметров РЛ сигнала относительно параметров внешних помех и неинформативных (мешающих) параметров сигнала* (так называемых параметров обстановки)<sup>10</sup>.

### **Понятие статистической теории радиолокации и ее фундаментальной схемы**

Статистическая теория радиолокации призвана отразить сущность радиолокационного взаимодействия (взаимодействия зондирующего сигнала РЛС с объектом локации). К настоящему времени она представлена некоторой совокупностью эмпирических и частных теоретических схем, к которым в первом приближении следует отнести:

1. Статистическую теорию нелинейных эффектов при распространении радиоволн в РЛ канале (антенна РЛС – РЛ цель – антенна РЛС), охватывающую:

а) дисперсионные явления (отличия фазовой скорости в реальной среде от соответствующей скорости в свободном пространстве);

б) дифракционные явления (искривление направления распространения радиоволн: зависимость ошибок измерения угла места цели от дальности до цели; зависимость полного ослабления в дифракционной зоне от длины волны зондирующего сигнала и высоты полета цели; влияние неоднородностей тропосферы на дальность обнаружения РЛС);

в) влияние земной поверхности на распространение электромагнитных волн;

г) влияние неоднородностей тропосферы на дальность обнаружения РЛС и др.

2. Статистическую теорию вторичного РЛ излучения, включающую:

а) эмпирическую теорию эффективной площади рассеяния (ЭПР) РЛ целей: точечных целей с детерминированными характеристиками (проблемы моделирования, зависимость свойств и ЭПР цели от длины волны и поляризации ЗС, специфика поляризационной матрицы РЛ рассеяния и др.); точечных целей со случайными характеристиками (модели цели с равноценными блестящими точками и доминирующей блестящей точкой); ЭПР целей, распределенных в пространстве (кораблей, планет и т. д.);

---

<sup>10</sup> Под априорной неопределенность в задачах статистического синтеза понимается незнание (полная априорная неопределенность) или неполное знание (неполная или частичная априорная неопределенность) законов распределения различных случайных величин, от которых зависят принимаемые информационными системами решения. Если такие законы известны, ситуация принимает характер полной априорной определенности [15, с. 6–17].

б) эмпирическую теорию поверхностного рассеяния диполей, гидрометеоров и подстилающей поверхности.

3. Статистическую теорию обнаружения РЛ сигналов.

4. Статистическую теорию измерения параметров РЛ сигналов, разрешения целей и распознавания РЛ портретов.

5. Другие частные теории и эмпирические схемы, находящиеся в стадии разработки [2].

Все эти частные теории в той или иной степени вытекают из НРЛКМ, представляющей собой, как отмечалось, совокупность исходных понятий, категорий и принципов радиолокации, объединенных аналитическим выражением в виде уравнения радиолокации, в котором и свойства вторичного излучения, и поляризационные характеристики объекта локализации (цели), и нелинейные эффекты распространения электромагнитных волн (как и ряд других закономерностей РЛ взаимодействия) учтены посредством введения ЭПР цели и соответствующих коэффициентов поляризации и нелинейности среды. Любой расчет дальности обнаружения цели, ЗО или других показателей РЛС связан с учетом перечисленных выше характеристик и свойств РЛ взаимодействия. В свою очередь, НРЛКМ определенным образом встроена в электродинамическую картину мира теоретической физики и в собственных онтологических построениях и выводах опирается на нее.

В то же время вопрос о фундаментальной схеме статистической теории радиолокации все еще остается открытым. Уравнение радиолокации видимо нельзя воспринимать в качестве фундаментальной схемы, во всяком случае – в современном его виде, когда то или иное свойство РЛ цели учитывается без взаимосвязи с другими ее свойствами. Для придания этому уравнению статуса фундаментальной теоретической схемы необходимо, как минимум, увязать в единое целое его основной компонент (дальность обнаружения) со всеми основными параметрами цели, ЗС и внешней среды, отражающими специфику РЛ взаимодействия.

Таким образом, проблема разработки фундаментальной схемы теоретической радиолокации становится все более актуальной.

### **Понятие статистической теории РЛ системотехники и ее фундаментальной схемы**

Статистическая теория РЛ системотехники разрабатывает свою фундаментальную схему, которая должна отразить предельно общие закономерности системотехнической (инженерной) деятельности. Ее теоретическую основу (как неоднократно отмечалось) составляют научные идеи, положения и выводы теоретической радиолокации. Методологическую же основу этого уровня РЛ теории составляют статистические теории обнаружения РЛ сигналов и измерения их параметров, основная задача кото-

рых сводится к статистическому синтезу РЛ систем в условиях априорной неопределенности относительно пространственных и времячастотных параметров объектов локации, подлежащих оценке. При этом параметры внешней среды полагаются либо известными и неизменными, либо неизвестными, но пренебрежимо малыми, отражая ситуацию *несущественной априорной неопределенности* параметров эхосигнала относительно параметров внешней среды, в первую очередь – относительно параметров внешних помех.

В условиях обработки сигналов на фоне внутренних шумов РЛ приемников или внешних помех малой интенсивности эти теории давали удовлетворительные результаты и длительное время выступали эффективным теоретическим и методологическим основанием для синтеза множества вариантов РЛ обнаружителей и измерителей. Проблемы возникли с существенным усложнением помеховой обстановки, при которой процедур обнаружения сигналов и измерения его параметров в обязательном порядке стала предшествовать процедура оценки параметров внешних помех и адаптации к ним (их подавление), поскольку выделить эхосигнал на фоне помех с высокой интенсивностью не представлялось возможным. В этих условиях ситуация с неизвестными параметрами внешней среды из *несущественной* превратилась в ситуацию *существенной априорной неопределенности* параметров эхосигналов относительно параметров внешних помех. С применением же адаптивной обработки сигналов сразу выяснилось, что процесс адаптации пространственных или времячастотных характеристик РЛ системы к соответствующим параметрам внешних помех не проходит для него бесследно, а сопровождается существенным ростом систематических и флюктуационных погрешностей измерения. Поиск выхода из сложившейся ситуации в рамках традиционных теорий обнаружения и измерения положительного результата не приносил. Возникла необходимость поиска некоторого обобщенного подхода к задачам статистического синтеза РЛ систем, обеспечивающих приемлемые показатели качества обнаружения и измерения на основе использования получаемой информации при полной или частичной априорной неопределенности. Это, в свою очередь, позволило бы определить структуру и потенциальные свойства оптимальных РЛ систем и найти способы их адаптации к изменяющимся или неизвестным условиям функционирования.

Такой подход в форме последовательного применения теории статистических решений<sup>11</sup> с необходимым ее развитием для синтеза информационных систем был предложен В.Г. Репиным и Г.П. Тартаковским в 1977 году в их фундаментальной монографии «Статистический синтез при априорной

---

<sup>11</sup> Сама теория статистических решений была предложена А. Вальдом. См.: Вальд А. Статистические решающие функции // Позиционные игры / пер. с англ. М. : Наука, 1967.

неопределенности и адаптация информационных систем» [20]. Смысл статистического синтеза таких систем при случайных входных воздействиях сводился к выбору параметров или вида систем, минимизирующих или максимизирующих соответствующие статистические критерии качества. Разработанная ими теория и вытекающая из этой теории общенаучная методология позволяет решать широкий класс задач статистического синтеза оптимальных информационных систем в условиях априорной неопределенности. Понятно, что эта же методология нашла достаточно эффективное применение и в РЛ системотехнике при решении аналогичных задач статистического синтеза.

Вопросы применения рассматриваемой методологии к решению задач статистического синтеза оптимальных измерительных РЛ систем и комплексов в условиях априорной неопределенности будут изложены в главе 9 данного учебника. В процессе решения поставленной задачи вначале осуществляются выбор и обоснование фундаментальной теоретической схемы РЛ системотехники, из которой методом научной дедукции выводятся частные теоретические, а затем – частные эмпирические схемы измерительных РЛ систем и комплексов, а также некоторая совокупность методик и принципов их инженерного синтеза. Такой подход избавляет от изнурительного описания ряда важнейших процедур теории статистических решений и позволяет представить теорию РЛ системотехники в виде некоторого образца научно-технической деятельности, удобной для понимания и последующего применения в инженерной практике<sup>12</sup>.

## **1.2. Теоретические основы радиолокационных систем и комплексов**

### **1.2.1. Общие представления о научной теории**

Как отмечалось выше, *научная теория представляет собой высшую системную форму организации научного знания*, достоверно и адекватно описывающую и объясняющую соответствующий фрагмент объективной или субъективной реальности средствами собственного понятийно-

---

<sup>12</sup> В науковедении при анализе процессов становления той или иной отрасли научного знания используют два относительно самостоятельных подхода. Первый предусматривает подробный анализ и описание структуры научного знания, методологических средств его добывания, системных форм организации и т. д. Фрагмент этого подхода представлен выше при описании радиолокации как научной дисциплины. Второй подход связан с непосредственной демонстрацией образца научной деятельности по получению, систематизации и практическому применению соответствующего научного знания. При описании статистической теории РЛ системотехники будет задействован второй подход – демонстрация образца системотехнической деятельности.

категориального аппарата (научного языка). В отличие от произвольного теоретического знания научная теория обладает некоторыми существенными признаками: 1) предметность. Все термины, понятия, категории и утверждения научной теории должны относиться к одной объектной или предметной области; 2) адекватность (полнота). Язык теории, ее основные понятия, категории, принципы, модели и т. д. должны описывать все возможные ситуации в отражаемой объектно-предметной области; 3) интерпретируемость. Теория должна раскрывать смысл объекта в двух аспектах: а) эмпирическом – устанавливать связи между теоретическим языком и набором опытных показателей (например, сравнивать числовые значения формул и данных статистического моделирования или эксперимента); б) семантическом – установить отношения содержания понятий теории и признаков реальных объектов; 4) проверяемость. Следствия теории должны позволять проводить проверку степени соответствия основных положений теории ее реальным объектам; 5) истинность. Основные утверждения теории достоверно (правильно, точно, надежно) устанавливаются (в отличие, например, от гипотез, где достоверность вероятностна); 6) системность. Научная теория объединяет известные знания об объекте (предмете) субординационными (между уровнями) и координационными (по одному уровню) связями в единую систему.

Подобное представление о научной теории сложилось в рамках классической научной рациональности на базе дисциплин естественно-научного цикла, в первую очередь – теоретической физики. Основным критерием научности таких теорий является истинность соответствующего научного знания. В отличие от естественно-научной теории, имеющей самостоятельную научную ценность, техническая теория приобретает определенную социальную значимость и методологическую ценность только лишь в ее нацеленности на решение актуальных задач инженерной деятельности и ее методологии. Поэтому научно-техническая теория имеет многоуровневую и значительно более сложную структуру, чем любая естественно-научная теория, а в качестве основного критерия научности здесь выступает эффективность вытекающей из этой теории инженерной деятельности.

В то же время сущностные характеристики любой РЛ системы не могут быть сведены только лишь к боевым возможностям (показателям качества) ее основных компонентов. Являясь формой структурной организации множества разнотипных РЛС и РЛК, РЛ система уже в силу закона перехода количественных изменений в качественные приобретает специфические свойства целостности, не сводимые к свойствам отдельной РЛС или их неструктурированной совокупности. Поэтому проблема разработки теоретических и методологических оснований РЛ системы оказывается значительно шире методологических возможностей радиолокационной



науки и не лишена противоречия, которое связано со спецификой этой системы. *Во-первых*, та или иная РЛ система представляет собой разновидность целенаправленных (социальных) систем, поэтому ее строение, функционирование и развитие подчиняется законам организации человеческой деятельности. В этом качестве РЛ система является объектом общей теории технологии, поскольку основным свойством человеческой деятельности является технологичность. *Во-вторых*, отдельная РЛС приобретает определенную практическую (тактическую) ценность только как компонент некоторой целостности, результат функционирования которой превышает суммарный результат функционирования независимых РЛС. С этой точки зрения РЛ система представляет собой объект общей теории систем и системной (междисциплинарной) методологии. *И, в-третьих*, основным элементом РЛ системы являются конкретные РЛС или РЛК, представляющие собой результат материализации основных закономерностей и принципов РЛ взаимодействия посредством определенных устройств и технологий. С этой точки зрения такая система является объектом радиолокационной науки и ее методологии. Это значит, что теория и методология любой РЛ системы имеют явно выраженный междисциплинарный характер, а процедуры их разработки оказываются значительно более сложными, чем подобные процедуры построения теории и методологии конкретной научно-технической дисциплины, включая радиолокацию<sup>13</sup>.

Создание любой научной теории начинается с выявления некоторого концептуального ядра, которое позволило бы объединить в устойчивую целостность достаточно разрозненные, иногда противоречивые или взаимоисключающие отрасли частного научного знания. На начальном этапе формирования теории таким ядром (структурно-функциональным каркасом) выступает научная картина мира, называемая иногда (в зависимости от степени общности) междисциплинарной, или дисциплинарной, онтологией. В случае относительно зрелой теории в качестве ее концептуального ядра выступает рассмотренная ранее фундаментальная теоретическая схема. Очевидно, что и при обосновании теории РЛ систем возникает необходимость поиска или выбора концептуального ядра, способного придать всем перечисленным выше отраслям научного знания свойства системной целостности. С определенной степенью обоснованности можно предположить, что такое концептуальное ядро может быть позаимствовано из общей теории технологии.

---

<sup>13</sup> Напомним, что современная наука не является некоторой беспредметной абстракцией, а носит вполне конкретный характер, поскольку имеет дисциплинарную форму организации. Поэтому та или иная частная наука (как и наука вообще) соотносится с соответствующей научной дисциплиной (научно-дисциплинарным комплексом) как сущность и форма ее существования. Соответственно понятия «радиолокационная наука» и «научная радиолокационная дисциплина» в определенном смысле тождественны.

### 1.2.2. Технологический компонент теории радиолокационных систем

Приоритет технологической специфики РЛ системы над ее системной формой и радиолокационной сущностью объясняется многими факторами. *Во-первых*, будучи разновидностью целенаправленной (социальной) системы, ассимилирующей в собственных внутренних законах функционирования технологические способы оперирования субъектом деятельности СРЛ, КСА и средствами связи в соответствии с некоторой целью, РЛ система одновременно с этим сама является средством человеческой деятельности более высокого уровня организации. Например, РЛ система обеспечения полетов ГА является информационной подсистемой ЕС ОрВД. РЛ система радиотехнических войск (РТВ) является компонентом информационной подсистемы формирующейся Воздушно-космической обороны (ВКО) Российской Федерации. И так далее. *Во-вторых*, основным ее функциональный элемент – РЛС или РЛК *как совокупность нескольких разнофункциональных РЛС* – является технической формой материализации технологии РЛ взаимодействия, поскольку всякой технической системе предшествует соответствующая технология. Поэтому выбор структуры, физических и системных принципов построения РЛС изначально подчиняется законам технологии и только потом – законам строения и функционирования технических (в данном случае – РЛ систем). *И, в-третьих*, технологическое движение представляет собой одну из социальных форм движения материи, поэтому относительно целенаправленных систем оно наделено свойством всеобщности.

Центральной категорией в технологической теории является категория «*взаимодействие*», поскольку возникновение, функционирование и развитие любого объекта связано с взаимным воздействием среды на объект, а объекта – на среду, т. е. с их взаимодействием. Не случайно Ф. Энгельс в свое время заметил: «Мы не можем пойти дальше познания этого взаимодействия именно потому, что позади его нечего больше познавать»<sup>14</sup>. Поэтому РЛ взаимодействие, как всякое целенаправленное взаимодействие, помимо естественных (физических) законов, подчиняется законам **технологии** человеческой деятельности, которая, как неотъемлемый компонент социальных систем, представляет собой *целесообразное, опосредствованное и преобразовательное взаимодействие человека с окружающей действительностью* (рис. 1.2). Деятельность изначально протекает в соответствии с некоторой совокупностью принципов, требований, правил и методов, в которых коллективный или индивидуальный субъект раскрывается через социальные и индивидуальные потребности, мотивы,

<sup>14</sup> Маркс К., Энгельс Ф. Соч. 2-е изд. Т. 20. С. 570.

цели и способы (методы)<sup>15</sup> деятельности, а собственно деятельность – через ее объект, процесс и конечный результат. Понятие процесса, в свою очередь, раскрывается через технологии и средства деятельности.

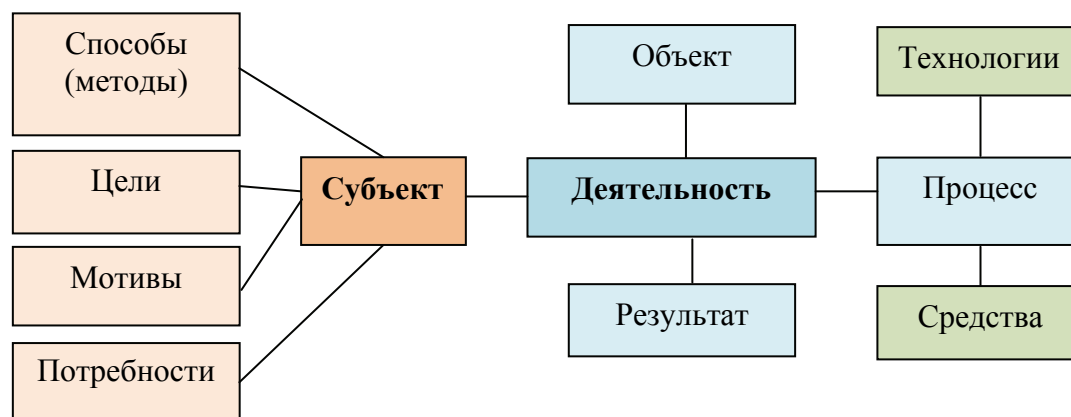


Рис. 1.2. Атрибутивная схема деятельности

В рамках такой обобщенной структуры деятельности технологическая специфика РЛ взаимодействия проявляется: а) в *целенаправленности* процесса (цель взаимодействия планируется заранее и необходимо достигается); б) в его *целесообразности* (все компоненты процесса РЛ взаимодействия, то есть объекты взаимодействия, РЛ методы и средства их реализации, посредством технологической функции технологического средства оптимальным образом объединяются вокруг цели взаимодействия, а текущий результат этого взаимодействия подлежит оценке, диагностированию и коррекции); в) в *операциональности* (процесс РЛ взаимодействия и лежащие в основе этого взаимодействия методы предполагают определенную логику социальных, тактических (функциональных) и технических действий и операций); г) в *опосредствованном характере* (субъект деятельности между собой и предметом технологического воздействия – РЛ целью, внешней средой и т. д. – размещает: либо модифицированный предмет природы (например, огневое средство поражения в виде боевой части ракеты), либо преобразованный природный процесс в форме ЗС РЛС, либо саму РЛ систему как информационно-техническую подсистему системы более высокого иерархического уровня в случае взаимодействия последней с объектами локации); д) в *функционировании и развитии процесса РЛ*

<sup>15</sup> Заметим, что способы (методы) относятся к субъектной сфере деятельности; способов (и методов) в объективной природе не существует, они существуют только в сознании человека. Заметим также, что альтернативой технологии выступает искусство человеческой деятельности. В первом случае деятельность основывается на логическом познании и научной технологической теории, а во втором – на чувственном познании, интуиции и частном опыте субъекта.

*взаимодействия в соответствии с принципом самоорганизации или автоматизма* (самодвижение, саморазвитие, самоконтроль, самонастройка (адаптация) и т. д.), согласно которому технологический процесс в логическом пределе должен протекать самостоятельно, без непосредственного участия в нем человека, но целенаправленно и под контролем человека. В этом случае сам человек (индивидуальный или коллективный субъект деятельности) занимает место за пультом управления.

Любая технологическая теория основывается на предметно-практической деятельности и опирается на некоторый эмпирический материал. Переход от эмпирической базы к теоретическим конструктам осуществляется тогда, когда фиксируется элементарное технологическое взаимодействие объекта технологического изменения и технологического средства (взаимодействие той части технологического средства – природного процесса или орудия труда, – которая непосредственно воздействует на предмет технологического преобразования). Это основная фаза закладки технологической теории. Учитывая программу, совокупность определенных принципов, допущений, идеализаций и постулатов, исследователь строит идеальный объект технологической теории.

Выбранное и подвергнутое идеализации элементарное технологическое взаимодействие приобретет необходимое количество параметров, определяющих предмет технологического изменения (вещество, энергия, информация), природу технологического взаимодействия (физическая, химическая, биологическая и социальная); виды (этапы) технологического изменения (получение, преобразование или трансформация, передача и сохранение).

Перечисленные категории («предмет технологических изменений», «природа технологических взаимодействий» и «этапы технологических изменений»), называемые теоретическими конструктами, будучи охваченными некоторой системой взаимосвязей, образуют так называемую матрицу всеобщей технологии, или технологическую матрицу (рис. 1.3)<sup>16</sup>, которая в теории технологии выполняет функцию фундаментальной теоретической схемы, а для РЛ системы – функцию концептуального ядра и структурно-функционального каркаса искомой междисциплинарной теории.

Здесь важно подчеркнуть, что компоненты каждой из параметрических осей технологической матрицы не функционируют сами по себе, а находятся в диалектической взаимосвязи. Так, биологическая природа взаимодействий органически включает в себя физическую и химическую, а социальная – и физическую, и химическую, и биологическую. Энергия, как объект технологического изменения (преобразования), органически

---

<sup>16</sup> Более подробно см. : Каширин В.П. Философские вопросы технологии. Томск, 1988. С. 64–176; Техническое творчество: теория, методология, практика: Энциклопедический словарь-справочник / под ред. А.И. Половинкина, В.В. Попова. М. : НПО «Информ-система», 1995. С. 202–205.

включает в себя вещество, а информация – и энергию, и вещество. Другими словами, технологическое движение информации в диалектически снятом виде включает в себя технологическое движение вещества и энергии. Применительно к РЛ системе это означает, что при выборе ее показателей качества и критериев эффективности, помимо чисто информационных, необходимо вводить и вещественно-энергетические показатели (стоимостные и ресурсные).

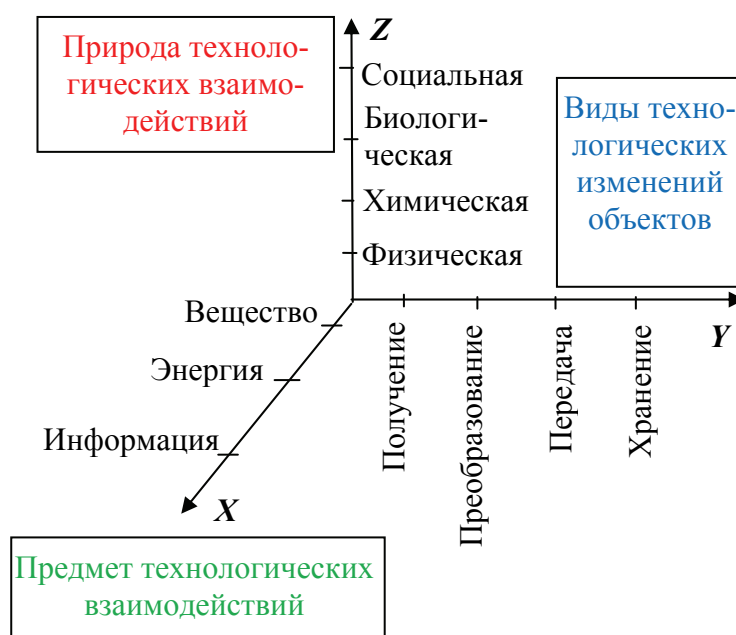


Рис. 1.3. Структура технологической матрицы

Рассматриваемый идеализированный объект (матрица всеобщей технологии), выраженный в развернутой системе понятий, становится конструктивной моделью, которая в дальнейшем подвергается анализу, трансформации или перестройке. Генерируемые гипотезы, частные теоретические схемы, наиболее устойчивые, существенные, повторяющиеся связи теоретических конструктов технологической матрицы (законы) относятся именно к этой модели. В частности, одним из ведущих законов технологического движения, одновременно представляющим собой генеральную линию технического прогресса, является *закон перехода технологической функции<sup>17</sup> человека к технологическому средству*. Из этого закона вытекают два следствия. *Первое* – коренные (качественные) изменения в технологическом движении и/или взаимодействии связаны не вообще с переходом

<sup>17</sup> Технологическая функция технологического средства представляет собой все многообразие действий и операций над предметами технологического преобразования, выполняемых с помощью технических объектов и техники в целом.

технологической функции человека к технологическому средству, а с изменением технологической стратегии на уровне *элементарного технологического взаимодействия*. Второе – в технологическом процессе в качестве технологического средства должен выступать не модифицированный предмет природы, а *искусственный природный процесс*, протекающий в целесообразных рамках *созданных человеком* технических структур. При этом весь технологический процесс подчиняется принципу *автоматизма*, который в логическом пределе организует этот процесс по принципам самодвижения, самооценки, самоконтроля, адаптации (самообучения) и т. д., т. е. без непосредственного участия в нем человека и при эпизодическом внешнем контроле с его стороны.

Другим законом технологического движения (взаимодействия) является *закон определяющего значения технологической функции относительно структуры технологического (технического) средства*. Технологическая функция целесообразно связывает все материальные компоненты технических средств в единое целое. Она же определяет способ интеграции всего многообразия технических средств в единую систему техники. Этот объективный закон развития технического средства (технической системы или системы техники) реализуется через дифференциацию, специализацию и упрощение, которые являются одной из технологических и материальных предпосылок развития техники. Отсюда вытекают следующие следствия: а) техника сама по себе как совокупность средств деятельности не представляет собой никакого самостоятельного значения. Она тогда приобретает определенную практическую значимость, когда движение всей ее структуры подчинено технологическим функциям преобразования (переработки) вещества, энергии и информации. Иными словами, в качестве связи элементов технического средства выступает технологическая функция, а сами материальные технические элементы становятся ее оформлением; б) для передачи технологической функции человека технологическому средству технологический процесс должен быть *предельно расчленен* на элементарные технологические акты (операции). Только предельно расчлененные (элементарные) операции могут быть переданы техническому средству, закономерным образом сориентированному на освоение передовых достижений науки и техники.

Следующий закон технологического движения *отражает зависимость технологических способов (методов), средств, технологий, предмета и результата деятельности от технологической цели*. Технический прогресс вообще и противоречивый характер информационного взаимодействия СВН противника и соответствующей РЛ системы, в частности, изменяет исходные потребности, мотивы и цели функционирования этой РЛ системы (рис. 1.2). Развитие же целей формирует новые технологические функции и соответствующие им форму и структуру технических

средств (РЛС, РЛК, КСА, средств связи и т. д.), отражая бесконечную спираль технологического движения вещества, энергии и информации.

Трансформация основ технологической теории к проблемам теоретического описания РЛ системы связана: а) с конкретизацией природы технологических взаимодействий по одному из четырех выше перечисленных видов или форм движения материи (физическая, химическая, биологическая, социальная, см. рис. 1.3); б) конкретизацией предмета технологических изменений или взаимодействий (вещество, энергия, информация); в) выявлением специфики элементарного технологического взаимодействия, т. е. с выявлением той части технологического средства (природного процесса, орудия труда), которая непосредственно воздействует на предмет технологического преобразования, вызывая в нем соответствующие изменения.

Очевидно, что для РЛ системы предметом взаимодействия является информация, природа этого взаимодействия (технологического движения информации) определяется социальной спецификой, а само это технологическое взаимодействие носит явно выраженный **информационный характер**. Элементарное технологическое (РЛ) взаимодействие тоже имеет свою специфику. На уровне конкретной РЛС оно в первую очередь представляет собой взаимодействие ЗС с объектом радиолокации. На уровне некоторой РЛ группировки оно представляет собой взаимодействие совокупности РЛ сигналов этой группировки с потоком воздушных целей, находящихся в ЗО последней. Наконец, на уровне РЛ системы в целом оно представляет собой взаимодействие всей совокупности РЛ сигналов с потоком воздушных целей, находящихся в пределах создаваемого этой системой радиолокационного поля (РЛП). Соответственно технологическим средством этого РЛ взаимодействия будут: в первом случае – ЗС РЛС, во втором – конкретная РЛС, а в третьем – радиотехническая группировка необходимого уровня детализации (например, на уровне радиотехнического полка (рп) для РТВ или РЛ зонального сектора для ЕС Ор ВД). В свою очередь, сама РЛ система является техническим средством в технологии информационного взаимодействия надсистемы с потоком воздушных целей, подчиняясь, как было указано выше, той технологической функции, которая ей определена технологической целью этой надсистемы.

С учетом введенной специфики РЛ взаимодействия можно конкретизировать сформулированные выше следствия из закона перехода технологической функции от человека к технологическому средству. В частности, *качественных изменений боевых возможностей конкретной РЛС* можно достичь **только лишь на уровне взаимодействия ЗС с объектом локации**, изменив либо физическую природу (например, за счет перехода от тепло- к радиолокации или наоборот), либо характер (например, за счет перехода от совмещенной к многопозиционной радиолокации), либо параметры (например, за счет перехода от узкополосных к широкополосным сигналам) этого взаимодействия. Качественных изменений боевых возможностей РЛ

группировки можно достичь подобным образом, выбрав в качестве элементарного технологического средства отдельную РЛС (с учетом возможности изменения существующих в этой группировке внутрисистемных связей). Наконец, качественных изменений боевых возможностей РЛ системы в целом можно достичь, выбрав в качестве элементарного технологического средства отдельную группировку рассматриваемой системы с учетом всех предшествующих форм РЛ взаимодействия, вошедших в рассматриваемое макровзаимодействие в диалектически снятом виде. Второе же следствие закона перехода технологической функции от человека к технологическому (техническому) средству указывает, в частности, на то, что усиливающаяся *тенденция к автоматизации процессов сбора, обработки и передачи РЛИ* проявляется как одна из важнейших закономерностей развития РЛ системы любого назначения.

Следствие об определяющем значении технологической функции относительно технического средства проявляется в РЛ системе *как закон зависимости физической природы, принципов построения и структуры этого средства* (в рассматриваемом случае: а) зондирующего сигнала для РЛС, б) РЛС для РЛ группировки, в) РЛ группировки для всей РЛ системы) от технологической функции, которую оно (т. е. средство) выполняет в общем технологическом движении РЛИ. Поэтому государственная техническая политика, планирующая качественный скачок в области развития той или иной РЛ системы, должна в первую очередь ставить задачи не количественного накопления радиолокационной техники (РЛТ) как таковой (ведущего к застою и отставанию), а роста передовых базовых технологий. Отмеченная зависимость технического средства от выполняемой им технологической функции позволяет объяснить и феномен морального старения РЛТ, когда при изменении технологии взаимодействия и, следовательно, технологической функции образца техники только что сошедшая с конвейера завода РЛС оказывается в функциональном плане бесполезной. В качестве примера можно сослаться на выпуск автономных радиовысотомеров при наличии трехкоординатных РЛС.

Мы завершили изложение технологической специфики концептуального ядра междисциплинарной теории РЛ систем. Понятно, что это только лишь некоторые теоретические основы, которые пока не в состоянии заменить целостную теорию технологического движения информации в рамках РЛ системы. В то же время деятельность, охватывающая рассмотренную выше технологическую триаду, сама по себе является некоторой целенаправленной нормативной подсистемой РЛ системы и в этом своем качестве может представляться не только как объект технологического, но и системного анализа. Сама же системная концепция, с учетом специфики рассматриваемой проблемы, составляет важный компонент целостной теории РЛ систем. Изложим основные положения системной теории более подробно.



### **1.2.3. Системотехнический компонент теории радиолокационных систем**

Системный подход к исследованию объектов и процессов представляет собой диалектическое единство системологии как теории и системотехники как метода проектной деятельности. Его исходной основой является теория всеобщей организационной науки (тектология), разработанная в 1913–1928 годах выдающимся отечественным ученым А.А. Богдановым. В своей работе А.А. Богданов уделил большое внимание проблеме системной целостности общества и его отдельных подсистем различного рода. Он предвидел, что «коллективистское» общество будет представлять собой «высокодифференцированную систему, между частями и разными сторонами которого должны возникать и возникают все новые и новые расхождения». По мнению основателя общей теории систем, дифференциация, богатство внутренних связей системы выражают уровень ее развития. Одновременно целостность системы требует гармонизации, что обеспечивается развитием соответствующих связей («дополнительных соотношений») между расходящимися частями. Возрастание различий между элементами системы ведет к все более устойчивым структурным соотношениям внутри нее. При этом «системное расхождение включает в себе тенденцию развития, направленную к дополнительным связям».

Вместе с тем системное расхождение включает в себе и другую тенденцию, развивающую определенные условия неустойчивости – обострение системных противоречий. Противоречия эти на известном уровне их развития способны перевешивать значение дополнительных связей. Поэтому любая система путем дифференциации элементов развивается прогрессивно до известного предела, когда части целого становятся слишком различны в своей организации. На этой стадии дезорганизующий момент – следствие накопившихся системных противоречий – превышает силу дополнительных связей между частями и ведет к их разрыву, к общему крушению организационной формы целого. Как подчеркивал А.А. Богданов, «результатом должно явиться или преобразование структуры, или простой распад»<sup>18</sup>.

В настоящее время системный подход является важнейшим практико-ориентированным методологическим средством анализа и синтеза сложных объектов различной физической природы и различного назначения. На практике он сводится к тому, что каждый элемент, звено, компонент, функционирование которого оптимизируется, рассматривается как неотъемлемая часть другой, более сложной системы, в рамках которой пы-

---

<sup>18</sup> Богданов А.А. Тектология: Всеобщая организационная наука. В 2-х кн.: Кн. 1 / Редкол. Л.И. Абалкин (отв. ред.) и др. М.: Экономика, 1989. С. 32–33.

таются выяснить, с одной стороны, каким образом функционирование данного элемента (звена, компонента) влияет на состояние и функционирование всей системы, а с другой – каким образом функционирование последней влияет на состояние и функционирование этого элемента (звена, компонента).

Специфика системного подхода к изучению РЛ систем определяется тем, что он позволяет исследователю (учащемуся) обнаруживать все *многообразие типов связей и отношений*, имеющих место как внутри этого сложного технического и социального объекта, так и в его взаимоотношениях с другими объектами. В результате оптимизационная задача предстает перед ним как задача *многих переменных*, а упрощенное представление о РЛ системе как о некотором простом наборе исходных элементов заменяется пониманием ее как *целостного образования*, свойства которого не сводятся и не выводятся из свойств его элементов. В итоге он оказывается способным, с одной стороны, рассматривать отдельные стороны (свойства) объекта в их *соотнесении с объектом как целым*, а с другой – вскрывать основные законы *поведения* (функционирования и развития) таких целостных объектов. При последующей детализации этих задач учащийся уже в состоянии самостоятельно вскрыть: а) *организацию* рассматриваемых объектов и их иерархическое *строение*, б) соотношение *внешней и внутренней детерминированности*, в) процессы *передачи информации* и варианты *целенаправленного поведения*, г) условия *стабильности* (постоянства) исследуемых объектов при непрерывном изменении многих их компонентов, д) механизмы *конкуренции и рефлексивного управления*, е) *способы синтеза* в едином знании разных описаний одного объекта, а также свести все эти многообразные и противоречивые представления о РЛ системе в *единую теоретическую картину*, выявить на этой основе механизм возникновения уникального и даже загадочного свойства целостности сверх суммарного (системного) эффекта, *когда результат функционирования некоторой целостности оказывается больше суммы эффектов, составляющих, входящих в эту целостность*. В целом системный подход опирается на философскую методологию, общетеоретическое и конкретно теоретическое научное знание о системах с последующей их дифференциацией по общетехническим и конкретно техническим моделям и разработкам (рис. 1.4)<sup>19</sup>.

---

<sup>19</sup> В основу схемы положена классификация системных исследований, разработанная В.Н. Садовским. В представлении методолога «основными сферами системных исследований являются *системный подход и конкретно-научное знание о системах*. При этом системный подход выражает процессуальный, методологический, рефлексивный аспект системных исследований, а конкретно-научное знание о системах включает в себя всю практику системных исследований» (см. : Садовский В.Н. Основания общей теории систем: логико-методологический анализ. М. : Наука, 1974. С. 27).

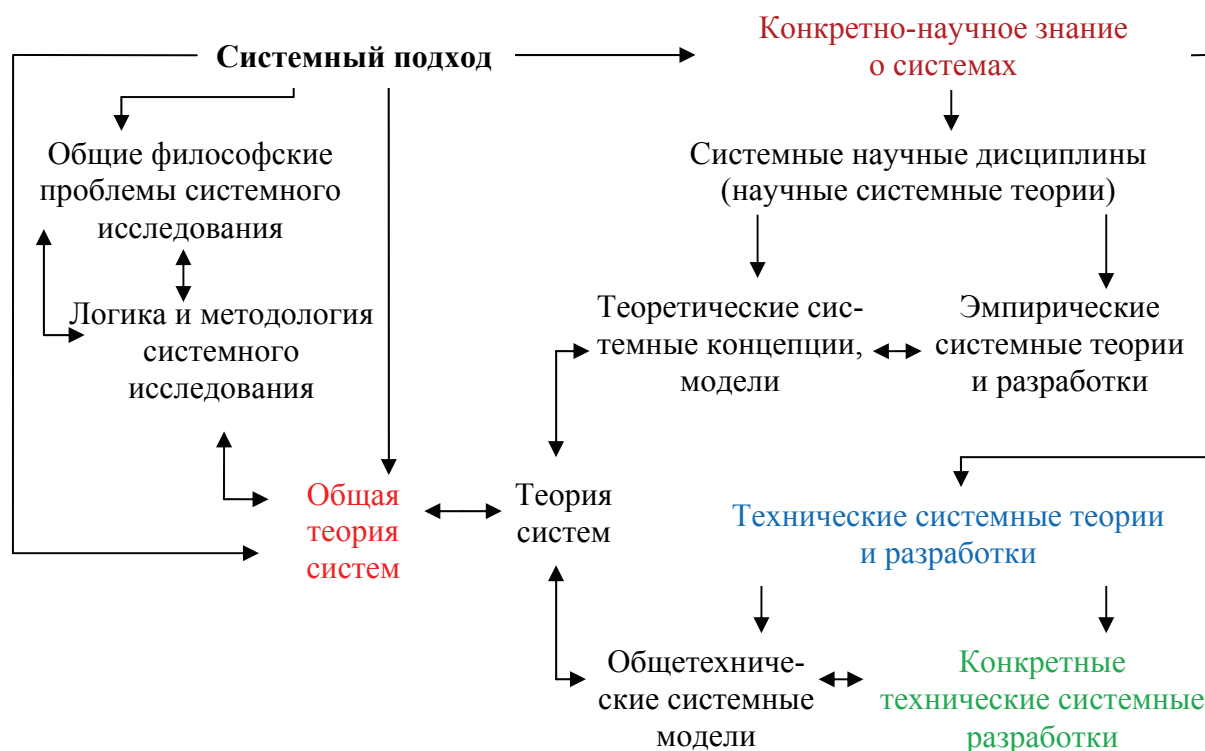


Рис. 1.4. Обобщенная структура системного подхода

В иерархии представленных на рис. 1.4 теорий системный подход к проблемам становления и развития РЛ систем входит в класс эмпирических системных теорий и разработок, поскольку РЛ системы как таковые до настоящего времени не имеют более или менее адекватной математической модели. Здесь пока преобладают частные рецепты, эмпирические схемы, ситуационные модели и качественные оценки, что в явном виде указывает на отсутствие в рассматриваемом уровне системного подхода развитой теоретической концепции. В то же время общая теория систем (ОТС) все еще находится в стадии становления и развития. Многие ее фундаментальные положения и вытекающие из них принципы в различных научных школах интерпретируются по-разному, носят неоднозначный и даже противоречивый характер. Само определение понятия «система», которых насчитывается несколько десятков, до сих пор вызывает научные споры и дискуссии. В рамках системного подхода сосуществует множество эмпирических и частных теоретических схем, общих и частных методик, исследовательских схем, полуинтуитивных рецептов, различающихся сложившимся в рамках этих методик, схем и рецептов общим уровнем методологического обоснования, глубиной теоретической проработки, предметом исследования, характером решаемых научных и практических задач, уровнем методологической культуры того или иного исследователя и его личными предпочтениями. Поэтому здесь пока еще сложно выделить не-

которое теоретическое ядро, как это имело место в случае с технологическим компонентом теории РЛ систем, и приходится ограничиваться некоторыми частными представлениями о системной специфике инженерно-технической и инженерно-технологической деятельности, высшей теоретической формой отражения которых является *системотехника*.

Этими обстоятельствами предопределяется наш дальнейший подход к изложению системного компонента теории РЛ систем. Вначале будут приведены уровни концептуализации системотехники как высшей ступени рационального обобщения в технике. Затем – основные понятия из ОТС, а в заключении описания – принципы и методы системотехники. В дальнейшем, на основании этих общетеоретических и методологических положений системного подхода, будут рассмотрены информационная (качественная) и математическая модели некоторой абстрактной РЛ системы и проведен их анализ.

**Системотехника** представляет собой *особую деятельность по созданию сложных технических систем с опорой не только на естественно-научное и техническое, но и гуманитарное образование инженеров*, т. е. с их ориентацией на системную картину мира. В этом смысле системотехника является прежде всего современным видом инженерной деятельности. В то же время она включает в себя и особую научную деятельность, поскольку является не только сферой приложения научных знаний, но и средством выработки новых знаний о технике и реализуемой ею технологией. Поэтому в системотехнике технико-технологическое знание проходит полный цикл функционирования – от его получения до использования в инженерной практике.

Особое значение в системотехнике приобретает деятельность, направленная на организацию, научно-техническую координацию и руководство всеми видами системотехнической деятельности<sup>20</sup>: а) проектирование, конструирование, отладка и разработка новой технологии и техники; б) разработка новых отраслей научно-технологического и научно-технического знания; в) стыковка и интеграция частей проектируемой системы в единое целое. Последний компонент составляет ядро системотехники и определяет ее специфику и системный характер.

Концепция современной системотехники представлена двумя уровнями.

**Первый уровень концептуализации системотехники** относится к исследованию систем, удовлетворительное математическое описание которых (в первую очередь – описание степени неопределенности относительно параметров внешней среды) существенно затруднено или невозможно. Соответственно строго обоснованного системотехнического метода,

---

<sup>20</sup> Некоторые системотехники предлагают ввести понятие «*системная коллективность*», призванное отразить ситуацию, когда в научной разработке и проектировании сложных социотехнических систем комплексно работают представители практически всех отраслей науки, начиная от философов и кончая специалистами медицины и эргономики.

сопоставимого по методологической силе и эвристическим возможностям с научным методом (методом науки), как и удовлетворительного рабочего аппарата построения системных моделей объекта, на этом уровне пока не создано. Одна из главных причин такого положения состоит в неполноте, в недостаточной развитости концептуальных основ самой системологии относительно выявления, описания и объяснения способов поведения сложных систем в различных условиях взаимодействия со средой.

В этом случае содержание системотехники сводится к представлению реальных (существующих) или воображаемых (создаваемых) систем их упрощенными (преимущественно качественными) моделями, отражающими наиболее существенные свойства этой системы, с последующим исследованием таких моделей. Формирование моделей осуществляется на основании тех данных, которые можно получить о системе экспериментальными или интеллектуальными средствами. В этом случае системотехнический метод опирается на эксперимент и ориентирован на выявление закономерностей, непосредственно следующих из наблюдения и эксперимента. Поскольку эксперименты ставятся исходя из целей и задач исследования, постольку они носят явно выраженный прагматический и ситуационный характер. На основании выявленных фактов и эмпирических закономерностей создаются модели *объекта, среды и ситуации*. В дальнейшем исследователь-системотехник имеет дело с моделью, ориентированной на цели и задачи исследования. Модель заменяет исследователю строгую теорию объекта и становится источником (генератором) гипотез, идей, тех или иных выводов, домыслов или догадок.

Понятно, что применительно к конкретным научным разработкам и прикладным инженерным задачам этот подход все еще носит полуинтуитивный, частнометодический, рецептурный характер. В процессе его применения не следует ожидать появления логически строгих понятий, эффективных математических моделей, безукоризненно обоснованных выводов и следствий. В системном языке описания преобладают неявные определения или метафоры; в моделировании – методы качественного описания объекта; в заключениях и выводах – решения, принятые преимущественно на основе эмпирических фактов, эмпирических закономерностей, а в ряде случаев – на основе интуиции и/или здравого смысла. В этом состоит одна из основных проблем успешного применения системного подхода к разработке адекватной теории РЛ систем. Как писал в свое время Ф. Энгельс, «здравый человеческий рассудок, весьма почтенный спутник в четырех стенах своего домашнего обихода, переживает самые удивительные приключения, лишь только он отважится выйти на широкий простор исследования»<sup>21</sup>.

---

<sup>21</sup> См.: Маркс К., Энгельс Ф. Соч. 2-е изд. Т. 19. С. 204.

*Второй уровень концептуализации* системотехники относится к исследованию систем, состояние которых (включая все виды информационной или априорной неопределенности) удастся удовлетворительно описать строгими или приближенными математическими методами. По эвристической силе и научной доказательности результатов он приближается к методу науки. Однако существенным его недостатком является ограниченность класса системных объектов, к которым этот концептуальный уровень системотехники может быть применен. В учебнике рассмотрены два варианта его применения к решению актуальных проблем: РЛ систем и РЛ теории. Первый пример затрагивает разработку энтропийной и математической моделей абстрактной РЛ системы, второй – исследование основ теории обнаружения и измерения параметров РЛ сигналов на фоне помех.

Таким образом, междисциплинарный характер теории РЛ систем предполагает **системный теоретический гомеостаз**, т. е. оперирование всем имеющимся в распоряжении исследователя научным знанием одновременно.

### **1.3. Системный подход и проблемы междисциплинарной методологии**

В современном науковедении сложилось двойное понимание научной методологии. В представлениях одних ученых методология выступает как теория метода, в представлениях других – как некоторая совокупность методов и методик исследования и деятельности. В конкретных исследованиях и даже в теоретических работах специфика применяемой методологии авторами обычно не оговаривается, и проблема выявления ответа на этот непростой вопрос остается за читателем (учащимся).

В то же время фактически устоявшимся считается представление об уровнях методологии, в которых принято выделять всеобщую (философскую), общенаучную (междисциплинарную) и частнонаучную (дисциплинарную) методологии. К настоящему времени понимание методологии как теории метода характерно для научной философии. Именно так соотносятся, например, диалектическая логика и диалектический метод. Что касается общенаучной и частнонаучной методологии, то они рассматриваются преимущественно как совокупность методов, отличающихся уровнем проработки и степенью общности решаемых задач. Такое положение дел связано с отсутствием более или менее строгого описания (научной рефлексии) этих видов методологии, вследствие чего каждая из них и оказывается представленной некоторой совокупностью методов.

Проблема выявления методологических оснований РЛ систем, как и в случае выявления ее теоретических оснований, не лишена противоречия, неочевидного до тех пор, пока эти два вида методологии – дисциплинарная (вертикальная) и междисциплинарная (горизонтальная) – функционируют, развиваются и применяются раздельно. Однако такая форма их сосуществования носит идеализированный характер. Реальная РЛ система перед своим идеологом, конструктором, исследователем или учащимся предстает в виде диалектического единства РЛ содержания и системной формы, в рамках которого отделить дисциплинарную методологию от междисциплинарной не представляется возможным. Здесь и возникает противоречие, которое для разработки, исследования или изучения технических систем носит принципиальный характер.

Дисциплинарная (в данном случае – РЛ) методология решает конкретную задачу разработки РЛ теории и ее трансформации в научно обоснованные методы и принципы синтеза и построения РЛС и РЛК. Эти методы и принципы носят научно обоснованный характер, имеют высокий уровень формализации и обеспечивают оптимальные или близкие к оптимальным результаты. Само же движение методологии идет от хорошо определенной дисциплинарной задачи к выявлению адекватного метода ее решения. В том же случае, когда в рамках данной теории необходимый для инженерной практики метод вывести не удастся, имеется возможность привлечь подобный метод из родственных отраслей знания, поскольку строгость дисциплинарного подхода позволяет провести согласование этого метода с имеющимся теоретическим базисом и обоснованно его отвергнуть в случае несостоятельности.

Междисциплинарная (системная) методология представляет собой результат попыток современного научного познания взглянуть с единой точки зрения на многие объекты или явления, изучаемые в различных научных дисциплинах. Ее основным результатом является синтетический метод познания целостных объектов, воспроизводящий главные, определяющие свойства целостности посредством выявления структурных закономерностей при абстрагировании от предметного содержания. Это принципиально иной, ассоциативно-сетевой способ структурирования реальности, основанный не на строгих понятиях и категориях соответствующей научной дисциплины (радиолокации), а на метафорическом переносе смыслов, на полиморфизме (неоднозначности) языков и методе аналогии. Здесь, как правило, отсутствует привычно очерченная, предметная постановка задачи. Все выглядит таким образом, как если бы метод сам «искал» свою задачу. Первоначальное знакомство с системной методологией, которая в сокращенном варианте будет изложена ниже, наводит именно на такие размышления. Методологическое чудо, которое ожидалось с началом разработки ОТС и системного подхода, пока не наступило. Более того, по мере разработки сис-

темной методологии выяснилось, что круг задач, решение которых по строгости может быть сопоставимым с результатами применения дисциплинарной методологии, является здесь весьма ограниченным. Поэтому решение подавляющего большинства задач все еще базируется на интуиции, догадках и частных рецептах.

Тем не менее, согласовывать эти два методологических подхода все-таки приходится, поскольку двойственный характер РЛ систем (РЛ содержание и системная форма) никуда не делся. Кроме того, основная цель междисциплинарной методологии состоит не в том, чтобы внедриться, потеснив дисциплинарную иерархию методов, но в том, чтобы дополнить ее, улучшив коммуникацию и сотрудничество между ними по поводу эффективного применения предлагаемой методологии и соответствующего междисциплинарного языка. В этом случае дисциплинарная и междисциплинарная методологии оказываются в отношении дополнительности друг к другу, тем более что дисциплинарный и междисциплинарный подходы часто реализуются одним и тем же субъектом исследования.

Рассматривая теорию и методологию РЛ систем, следует иметь в виду, что обозначенный выше двойственный характер этих систем справедлив только лишь для предельного уровня абстракции. При последующей детализации (декомпозиции) РЛ системы выявляется иерархия различных уровней ее сложности. Так, с точки зрения теории деятельности она может быть объектом оптимизации, в частности, объектом теории исследования операций. С точки зрения протекающих в ней процессов управления она может быть объектом кибернетики. С точки зрения ее тактического (функционального) предназначения она может быть объектом теории конфликтов. С точки зрения возможности ее приспособления к стохастическим условиям внешней среды она может быть объектом теории адаптации. Наконец, с точки зрения сложности и нелинейности протекающих в ней процессов она может быть объектом синергетики. Соответственно различный уровень сложности объекта исследования предполагает применение и различных методов. Это значит, что методология исследования РЛ систем, помимо системного метода, должна включать в себя и метод исследования операций, и метод теории управления, и метод теории конфликтов, и метод теории адаптации, и метод синергетики.

Смысл же применения этой междисциплинарной методологии к исследованию РЛ систем заключается **в методологическом системном гомеостазе**, т. е. *в оперировании всей методологической информацией одновременно*.

Рассмотрим основной компонент междисциплинарной методологии, к которому в первую очередь следует отнести принципы и методы системного подхода.



## **1.4. Основные понятия, принципы и методы системного подхода**

В отличие от классического подхода, ориентированного на познание целого посредством познания его частей, *системный подход* представляет собой общенаучную методологию познания частей на основании знания закономерностей целого и целостности. Подобный подход расширил возможности и границы классического познания, а системотехника обеспечила успешное решение множества практических задач.

### **1.4.1. Основные понятия и принципы системного подхода**

Приведем некоторую совокупность наиболее устоявшихся определений и принципов, необходимых и достаточных для последовательного применения системного подхода к изучению РЛ систем и комплексов. Очевидно, что такое описание системного подхода не лишено противоречия. С одной стороны, оно должно быть достаточно полным, чтобы сложилось целостное представление о теории и методологии этого подхода. С другой стороны, задача его описания в рамках конкретной учебной дисциплины не является основной и, следовательно, такое описание по вполне объективным причинам обычно носит ограниченный, минимально необходимый характер. Именно последний вариант системного подхода и изложен в настоящем подпараграфе.

*Система* – совокупность элементов любой физической природы, взаимосвязанных между собой таким образом, что возникает определенная целостность, единство. Целостность заключается в том, что свойства системы не могут быть сведены к простой сумме свойств составляющих её элементов, а исключение одного из элементов приводит к нарушению функционирования всей системы.

Всякая система включает элементы, их связи (структуру) и характерные для этих элементов и связей свойства, которые проявляются через ту или иную функцию системы. Части системы, обладающие аналогичными (одноуровневыми, однотипными) свойствами, называют *подсистемами*. Объединение нескольких систем, обладающее системным свойством (целостностью), называют *надсистемой*, или системой более высокого порядка.

*Элемент системы* – относительно устойчивый объект (часть системы), с однозначно определенными свойствами, находящийся во взаимосвязи с другими относительно устойчивыми, качественно определенными объектами, образующими в совместном взаимодействии глобальный эффект системы. Каждый элемент системы имеет входы и выходы (по крайней мере, один вход и один выход). Среди основных выделяют *внутренний*

*элемент* (элемент, который имеет связи только с другими элементами данной системы и не имеет связи со средой), *внешний элемент* (имеет связи не только с элементами данной системы, но и с элементами надсистемы или среды) и *рефлексивный элемент* (элемент, обладающий рецепторными свойствами относительно оказываемого на него воздействия, т. е. способный под влиянием воздействия образовывать направленный эффект). Воздействие может состоять в передаче вещества, энергии, информации или комбинации этих компонентов. Соответственно говорят о вещественном, энергетическом, информационном обмене между системой и средой, называемом метаболизмом.

*Среда* представляет собой окружение, с которым система взаимодействует или посредством которого система взаимодействует с другими системами. Взаимодействующие со средой системы называются *открытыми*. *Закрытые* (замкнутые) системы среды не имеют. Средой для одной из подсистем системы могут служить остальные подсистемы или часть из них, а также другие «сторонние» системы. Поэтому среда – тоже система.

Понятия «элемент», «подсистема», «система», «надсистема» взаимно преобразуемы: система может рассматриваться как элемент системы более высокого порядка, а элемент, при углубленном анализе, – как система; отношение к системе определяется не только ее содержанием, но и точкой зрения на нее, позицией, задачей исследователя. Например, РЛ система РТВ для ВКО является элементом надсистемы, а для конкретной РЛС – надсистемой.

*Связь элементов* – одно из фундаментальных понятий в системном подходе, отражающее факт непосредственного *взаимодействия* элементов системы, а также элементов и внешней среды; система как единое целое существует именно благодаря наличию связей между ее элементами; виды связи (виды взаимодействий) выражают законы функционирования системы.

*Структура системы* – относительно устойчивая совокупность связей элементов, конкретизированных по величине и направлению и придающих этим элементам свойство системной целостности. Соотношение элементов и структуры системы подчиняется структурно-функциональному принципу: *все свойства и функции системы зависят не только от характеристик ее элементов, но и структур их взаимодействия (системы связей) между собой*. Например, если взять кучку радиодеталей, охваченную обычными механическими связями, то она может представлять интерес разве что для скупщиков цветного лома. Если же эти радиодетали охватить соответствующими электрическими связями, то они, как элементы некоторой радиоэлектронной схемы, окажутся способными проявить принципиально новые свойства, не присущие ни одной радиодетали в отдельности, а именно – принимать и воспроизводить музыку и изображение, выполнять другие сложнейшие технологические операции и в таком новом качестве будут представлять значительный практический интерес.

*Функция элемента системы* – внешнее проявление свойств элемента в данной системе отношений.

*Функция системы* – внешнее проявление свойств данной системы в отношениях с системами более высокого уровня (с надсистемами).

*Функциональное качество системы* – специфическое свойство системы, приобретаемое ею в результате реализации того или иного способа связи со средой; каким образом система взаимодействует со средой, таково ее функциональное качество. Помимо функционального качества, отражающего сущность системы, вводят понятие качества системы как количественной оценки степени проявления этой сущности.

*Функциональная структура системы* – совокупность взаимодействий, связанных непосредственно с функционированием каждого элемента в данной системе в направлении образования ее глобального эффекта. *Нормальная структура* – структура, остающаяся неизменной в данных условиях и на данном промежутке времени. *Динамическая структура* – изменяющаяся структура, в которой присутствует момент изменения количества и направления отношений между ее элементами, включая возможность изменения элементного состава самой системы.

*Граница системы* – определенность множества ее элементов, реально осуществляющих взаимодействие любого типа с элементами окружения.

*Системное качество* – качество (совокупность новых свойств), которое приобретает объект в рамках некоторой системы и которое не сводится к качеству отдельного объекта (элемента) системы.

*Эффект системы* – конкретное состояние системы в некоторый момент ее функционирования, наступившее вследствие всей совокупности взаимодействий и изменений ее элементов к рассматриваемому моменту. Это состояние зависит только от собственных свойств системы и выбранного момента его фиксации при функционировании.

*Результат функционирования системы* – «совмещение» ее конкретного объективного состояния с субъективным восприятием ее полезности для надсистемы на фиксированном промежутке времени. Результат может оцениваться через соотнесение параметров объективного состояния системы на момент фиксации и субъективного образа предполагаемого состояния. Эффект, в отличие от результата функционирования системы, не подлежит субъективной оценке – он есть состояние «в себе», независимо от сознания субъекта оценивания системы. Другими словами, результат функционирования и эффект системы соотносятся: а) как независимая от субъекта устойчивая, повторяющаяся и необходимая связь явлений объективного мира и б) как некоторый закон природы, представляющий собой субъективную форму отражения этой связи в сознании субъекта.

*Системообразующий фактор* – важнейший признак (свойство) системы, объединяющий некоторое множество элементов в целостность.

*Внутренние* системообразующие факторы – факторы, которые порождаются объединяющимися в систему элементами, группами элементов или всем множеством. *Внешние* системообразующие факторы – факторы среды (надсистемы), которые способствуют возникновению и развитию данной системы. В технических системах системообразующим фактором является положительно оцениваемый результат ее функционирования. В социальных (целенаправленных) системах основным системообразующим фактором является цель системы.

*Организация системы* – свойство системы сохранять свое функциональное качество в течение некоторого временного интервала. Если система достаточно устойчива и достаточно длительное время способна удовлетворять некоторым потребностям и если функционирование каждого ее элемента достаточно соответствует некоторым требованиям, правилам, методикам, инструкциям, нормированным в процессе ее формирования и отработки, то принято говорить о некоторой организации действующей системы как целостном интегративном образовании.

*Состояние системы* – упорядоченная совокупность значений внутренних и внешних параметров, определяющих ход процессов, происходящих в системе.

*Упорядоченность системы* – некоторая характеристика поведения элементов (подсистем) системы, отражающая степень соответствия их поведения общей тенденции функционирования и развития системы. Мерой неупорядоченности систем вблизи состояния равновесия принято считать энтропию. Соответственно мерой упорядоченности поведения системы – негэнтропию (целенаправленность). Упорядоченность системы относится к внешнему фактору, а организация – к внутреннему<sup>22</sup>.

*Поведение системы* есть развернутая во времени последовательность реакций системы на внешние воздействия.

**К наиболее общим свойствам систем относят:**

1. *Целостность* – свойства целого (всей системы) принципиально не могут быть сведены к сумме свойств ее элементов; у системы есть собственные свойства, которых нет ни у одного из ее элементов; поведение и свойства элемента системы зависят от его места и функций в системе.

2. *Структурность* – поведение системы обусловлено не столько свойствами ее элементов, сколько свойствами ее структуры, тем, как элементы расположены и взаимодействуют в системе.

---

<sup>22</sup> Энтропия (греч. en – в и trope – поворот, превращение) – с точки зрения статистической физики отражает вероятность (меру неопределенности) состояния системы; возрастание энтропии означает переход системы от менее вероятных (более устойчивых) состояний к более вероятным (менее устойчивым) состояниям. Негэнтропийность указывает на управляемость и/или целенаправленность системы. Второй вариант охватывает социальные системы, специфической формой проявления которых являются РЛ системы.

3. *Взаимозависимость* системы и среды – система вычленяется из среды, формируется и проявляет свои свойства во взаимодействии со средой.

4. *Автономность* – система существует и развивается согласно не только общим, но и ее собственным, только ей присущим законам; уникальность присуща и системам, и их онтогенезу, то есть индивидуальному развитию.

5. *Адаптивность* – система обладает определенной «живучестью», может приспособливаться к изменениям внешней среды.

6. *Иерархичность* – взаимодействие элементов системы может быть представлено в виде иерархии связей; характер и особенности связей элементов системы имеют не менее важное системообразующее значение, чем сами элементы. Каждый компонент системы, в свою очередь, может быть представлен как иерархическая система, а сама система – как компонент более крупной системы. Выделение системы из окружающей среды определяется задачами исследования и точкой зрения исследователя.

7. *Функциональность* – способность системы проявлять определенные свойства (функции) при взаимодействии с внешней средой. Здесь же проявляется (обнаруживается) цель (назначение) системы как желаемый конечный результат.

8. *Множественность описаний* – в силу принципиальной сложности каждой системы ее познание требует всестороннего изучения, построения множества разных моделей, каждая из которых описывает лишь определенную сторону системы. Разработка единой вполне адекватной модели невозможна, так как полная модель для сложной системы (в силу теоремы Тьюринга) будет столь же сложной, как и сама система<sup>23</sup>. Все прогнозы относительно поведения систем имеют вероятностный характер.

9. *Управляемость* – способность системы к формированию целостного (эффективного) поведения для поддержания режима деятельности (функционирования), реализации ее главной цели (функции).

Для системы любой физической природы характерна множественность состояний, которая может быть: а) конечной и известной, б) неизвестной, но поддающейся оценке (счетной), в) бесконечной и дискретной, г) бесконечной и непрерывной. Соответственно этим состояниям выделяют: детерминированные, стохастические, хаотические и сложные системы.

Система является *сложной*, если обладает свойствами уникальности, слабопредсказуемости и негэнтропийности (целенаправленности). Сложные системы иногда называют неравновесными, диффузными или системами с плохой организацией.

---

<sup>23</sup> Тьюринг Алан Матисон (23.06.1912–7.07.1954) – английский математик, логик, криптограф. Теорема Тьюринга утверждает, что существует порог сложности системы, за которым любое ее (системы) описание (то есть любая ее модель) будет сложнее самой системы. В его понимании минимальное описание и есть система.

Объективная характеристика сложности системы зависит от качественных и количественных различий компонентов (элементов) и связей системы, т. е. от ее качественного и количественного разнообразия. Поэтому **сложные** системы – это системы, в которых имеет место действие множества разнородных факторов, существует большое число переменных, что предполагает большое количество элементов и их состояний. В то же время сложность системы относительна: она зависит от разных условий и сторон ее существования.

**К наиболее общим свойствам сложных систем относят:**

1. *Уникальность* – неповторимость ряда свойств, качеств, элементов, вследствие чего каждая система такого класса не имеет полных аналогов поведения. Уникальность присуща не только системам, но и элементам систем; она проявляется себя по-разному: в одних случаях ею можно пренебречь, в других она решающим образом влияет на поведение системы. Чтобы принимать уникальность за пренебрежительно малую величину, нужны серьезные основания.

2. *Слабопредсказуемость*: никакое, сколь угодно подробное знание морфологии (устройства) и функций элементов (подсистем) не позволяет строго определить функции объекта, никакое сколь угодно подробное и точное знание поведения объекта на интервале  $(-T, 0]$  не позволяет точно предсказать его поведение на интервале  $(0, \tau]$ .

3. *Негэнтропийность*, или *целенаправленность*: система может в определенных пределах управлять своей энтропией (уменьшать ее, сохранять, тормозить увеличение) при случайном и неблагоприятном воздействии среды и/или способна осуществлять поведение, преследующее достижение определенной цели. Негэнтропия – мера вероятности пребывания сложной системы в данном состоянии. Она определяет «стремление» системы к основному процессу, способность устранять последствия внешних и внутренних случайных воздействий.

Следует подчеркнуть, что для любой сложной технической системы характерна многокритериальность: как правило, каждая подсистема или их объединение имеет свои критериальные функции, отвечающие назначению системы. Вследствие относительной автономности и качественной неоднородности подсистем эти критерии могут находиться в противоречивых отношениях. Поэтому, во-первых, *подсистемы таких систем не могут одновременно иметь экстремумы целевых функций*, так как достижение экстремальных значений переменных одной подсистемы выводит за допустимые пределы переменные другой подсистемы; во-вторых, *в сложной неравновесной системе невозможно достичь глобального оптимума (то есть экстремума целевой функции всей системы)*, так как это нарушает нормальное функционирование составляющих ее подсистем. В этой связи *специфической проблемой оптимизации сложной многоуровневой систе-*

мы является согласование критериев эффективности подсистем между собой и с глобальным критерием системы в целом. При этом образуется некоторое «древо целей», каждой из которых присваивается определенный приоритет (вес).

Системный подход к проектированию или изучению сложных систем, включая и разнообразные РЛ системы, может быть выражен в принципах физичности, моделируемости, целенаправленности (управляемости), коммуникативности, структурности, развития, а также в принципах функционального среза, конкретности и функционального эквивалента<sup>24</sup>.

**Принцип физичности** является исходным. Он подразумевает, что всякой сложной системе, независимо от ее природы, присущи некоторые физические законы (закономерности); в рамках этой системы возможны уникальные внутренние причинно-следственные связи, специфические формы ее существования, функционирования и развития. Никаких других законов (кроме физических) для объяснения действия систем любой природы, включая живые, не требуется. Принцип физичности включает несколько постулатов.

**Постулат целостности:** сложная система должна рассматриваться как единое целое. Этот постулат базируется на специфическом общесистемном свойстве: для всех способов декомпозиции<sup>25</sup> системы существует единственное множество системных свойств, зависящее только от системы и не зависящее от способа декомпозиции. При этом множество системных свойств всех подсистем не имеет ни одного общего элемента, то есть свойства системы не сводятся к свойствам ее отдельных элементов или подсистем.

Сущность постулата целостности состоит в том, что композиция (объединение подсистем в систему) и декомпозиция (членение системы) должны осуществляться в направлении генерирования характеризующей систему информации более высокого качества. Он ориентирует проектировщика (разработчика) РЛ системы или учащегося, осваивающего эту систему, на изучение ее как органично целостного объекта, который: а) состоит из определенной совокупности компонентов (элементов, подсистем),

---

<sup>24</sup> Принципы (некоторые нормативные правила, которыми субъект руководствуется в соответствующем виде деятельности) в науке (научной парадигме) основываются на некотором положительном научном знании в форме теоретических законов или закономерностей. Такие принципы носят необходимый характер. В системотехнике (системотехнической парадигме) принципы вытекают из обобщенного опыта системотехнической деятельности и базируются на том или ином общественном соглашении. Эти принципы носят преимущественно рекомендательный характер. Одновременно напомним, что парадигма (Карл Поппер) представляет собой некоторую теорию, модель или тип постановки проблемы, принятые научным сообществом в качестве образца решения исследовательских задач.

<sup>25</sup> Декомпозиция – средство или сам процесс расчленения системы (объекта, процесса) на составные части; установление иерархической структуры системы.

взаимосвязь и взаимодействие которых обуславливают его целостность как системного образования; б) обладает интегративным качеством, не присущим отдельным частям; в) обоснованно, то есть с учетом объективно существующих связей и отношений, а не произвольным образом выделен из окружающей среды.

Выявление целостности РЛ системы требует учета всех взаимосвязей внутри системы, а также системы со средой. Здесь необходимо выявить системное свойство, его содержание, механизм образования, факторы, которые препятствуют его появлению или снижают потенциальный уровень. Важно понять, какие свойства подсистем подавляются общесистемным свойством, каков механизм этого подавления и в каких условиях он теряет силу. Применение постулата целостности к разработке (исследованию, изучению) РЛ систем состоит также в раскрытии и накоплении сведений о системных свойствах на всех этапах исследования, в обобщении их в некоторые понятия и математические выражения, а затем – в применении этих понятий и математических выражений к подсистемам при исследовании их порознь после декомпозиции. Рациональность декомпозиции оценивается на основании определения целостности: если декомпозиция оказалась неудачной, системные и надсистемные понятия и математические выражения невозможно увязать, между ними теряется преемственность, они неустойчивы и производят впечатление совокупности некоторых случайных явлений. Так, РЛ систему можно расчленивать по функциональным элементам (РЛС и РЛК), создающим сплошное РЛП, а можно, например, по остатку ресурса. Последнее вполне возможно и законно, но бесполезно, так как носит равновероятностный характер.

Итак, систему, существующую как целостность, должны связывать законы (закономерности), регламентирующие эту целостность. Эти законы отражаются постулатом автономности.

*Постулат автономности:* сложные системы имеют автономную пространственно-временную метрику (группу преобразований) и внутри-системные законы сохранения, определяемые физическим содержанием и устройством системы и не зависящие от внешней среды.

**Первый аспект** постулата автономности состоит в том, что в сложных системах существуют автономное расстояние (метрика) и автономное время.

Сложная система находится в реальном геометрическом мире и взаимодействует с ним, но основное значение для ее свойств имеют процессы, которые протекают внутри системы. Познание системы требует, прежде всего, ее обозримого описания, и здесь выбор метрики может играть определяющую роль.

Введение метрики в РЛ системы означает создание модели ее геометрии: чем ближе эта модель к истинной геометрии системы, тем проще



представление системы. При системном описании приема и обработки РЛ сигналов, отраженных от ВО (в частности, при выводе уравнения радиолокации), целесообразно использовать геометрическую метрику. При описании РЛС (РЛК) как подсистемы вводится функциональная метрика, использующая некоторое автономное время (например, время включения РЛС, время обзора ВП, текущее время функционирования и др.) и электрические величины: ток, напряжение, мощность, частоту (несущую или частоту повторения ЗС), фазу и др. Эффективность этой метрики проявится, если подсистемами будут радиоприемное и радиопередающее устройства, антенно-фидерный тракт, подсистема вращения антенны и др.

При описании РЛ систем целесообразно применять пространственно-временную метрику, использующую: а) собственное автономное время (например, время готовности к работе после включения, время запаздывания РЛИ, пропускную способность группировки и т. д.); б) собственную метрику – основные параметры РЛП, характеризующие его геометрические размеры, форму и пространственную структуру (расположение РЛС в реальном геометрическом пространстве и их связи).

*Введение адекватной метрики означает открытие основного закона системы, который ограничивает возможные способы декомпозиции системы и предопределяет порядок ее исследования. Для РЛ систем таким системным законом является закон создания сплошного РЛП с заданными (и управляемыми) параметрами: максимальным и минимальным потолками обнаружения целей, коэффициентом перекрытия, точностью и вероятностными характеристиками РЛ наблюдения и др. Внутренняя же мера времени вводится, прежде всего, как средство исследования, без которого невозможно обойтись при формализации описания системы. Затем устанавливается физическая реальность автономного времени, поскольку реальная система функционирует в реальном масштабе времени.*

Следует подчеркнуть, что с точки зрения постулата целостности разнообразие декомпозиций помогает выявлению системных свойств. С точки зрения постулата автономности большинство декомпозиций, а может быть и все, кроме одной, отпадут. Останется единственная декомпозиция, которая соответствует автономной метрике РЛ системы.

**Второй аспект** постулата автономности связан с наличием *внутри-системных законов сохранения*. Системы любой физической природы характеризуются некоторыми величинами, не зависящими от выбора метрики и системы координат. Такие величины называют *инвариантами* системы. Если инварианты или функции от них не изменяются при взаимодействии систем, сохраняя свою величину постоянной и допуская только ее перераспределение между подсистемами, то говорят, что соответствующая физическая величина подчиняется закону сохранения. Инварианты определяются

физическим содержанием, устройством и ресурсом<sup>26</sup> системы, а не ее целевой функцией.

Инвариантом РЛ сигнала можно считать объем тела неопределенности. Инвариантом РЛС – вектор технических параметров, включающий среднюю мощность передающего устройства, предельную чувствительность и полосу пропускания приемного устройства, направленные свойства антенны и т. д. Понятно, что тактические параметры РЛС инвариантами не являются, так как существенно зависят от ситуации (сложившейся воздушной обстановки). Выявление инвариантов самой РЛ системы оказывается значительно более сложной задачей. Какие бы параметры ни подвергались исследованию, касается ли это параметров РЛП как материальной формы внешнего проявления РЛ системы или других характеристик системы (например, мобильности, живучести, пропускной или информационной способности соответствующей группировки), – все они в значительной степени зависят от условий внешней среды и складывающейся воздушной обстановки. Даже закон сохранения энергоресурса, справедливый для множества сложных систем различной физической природы, применительно к РЛ системе оказывается несостоятельным по той же причине. С этим обстоятельством, по всей видимости, и связано отсутствие до настоящего времени более или менее развитой теории РЛ систем, способной адекватно описать и объяснить основные законы ее строения, функционирования и развития.

Можно предположить, что инвариантом для РЛ систем является их *энергоинформативность*, понимаемая как отношение условной единицы РЛИ к условной единице энергетических затрат на ее получение. Прирост энергетических затрат компенсируется соответствующим приростом информации, вследствие чего энергоинформативность системы остается постоянной. В обычных условиях этот инвариант отражает процессы оптимального функционирования РЛ системы, предотвращающие перерасход ее энергоресурса. В таком понимании он соответствует упомянутому закону сохранения энергоресурса, характерному для бесконфликтных систем. В особый период, характеризующийся, например, наличием внешних радиопомех, снижение помехоустойчивости, точности РЛИ, информационной и пропускной способности РЛ системы компенсируется соответствующим повышением энергетических затрат на ее функционирование.

На основании исследования инварианта выявляются законы сохранения. Поэтому можно утверждать, что в РЛ системах действует *закон сохранения энергоинформативности*. Это основной закон, предотвращаю-

---

<sup>26</sup> Следует иметь в виду, что взаимосвязь инварианта с ресурсом характерна только для бесконфликтных систем. Для конфликтных систем, включая РЛ системы РТВ, ресурс ее функционирования существенно зависит от состояния среды (от поведения СВН противника).

щий искажение целевых функций РЛ систем или их возможный распад. Он позволяет раскрыть многие важные свойства, идентифицировать и увязать протекающие здесь процессы, познать систему на основе множества эмпирических фактов, слабоструктуризуемых и труднообозримых.

Следует, однако, иметь в виду, что автономные законы сохранения (в отличие от естественно-научных законов) носят модельный характер. Они действительны постольку, поскольку модель адекватна системе.

**Принцип моделируемости:** сложная система представима конечным множеством моделей, каждая из которых отражает определенную грань ее сущности. Другими словами, отображение сложной системы в целом обеспечивается взаимодействием упрощенных моделей. При этом выявление новых свойств и сущностей необязательно должно сопровождаться построением обобщающих моделей, а может ограничиваться наращиванием собрания уже существующих частных ее описаний. Этот принцип дает возможность изучать (исследовать) определенное свойство или группу свойств той или иной РЛ системы при помощи одной или нескольких упрощенных (узкоориентированных) моделей, поскольку модель, ориентированная на определенную группу свойств сложной системы, всегда проще самой системы. В то же время создание полной модели для сложной системы (в соответствии с сформулированной выше теоремой Тьюринга) бесполезно, так как такая модель будет столь же сложной, как и моделируемая система. Поэтому сложность модели РЛ системы должна соответствовать информации о закономерностях моделируемого объекта, а неправомерное усложнение модели, основанное лишь на соображениях умозрительного плана, а не на твердо установленных эмпирических данных и качественных законах, может привести к теоретическому произволу и ошибочным рекомендациям. Доказательства существования и стабильности сколь угодно узкоориентированных моделей РЛ системы опирается на постулат дополненности, а оценка пределов этой стабильности – на постулат неопределенности.

**Постулат дополненности:** сложные системы, находясь в различных ситуациях взаимодействия с внешней средой, могут проявлять различные системные свойства, в том числе альтернативные (т. е. несовместимые ни в одной из ситуаций по отдельности). Этот постулат основывается на физическом принципе дополненности для микромира, сформулированного Н. Бором: электрон в одних видах взаимодействий проявляет себя как частица (упругие столкновения), в других – как волна (свойство дифракции). Постулат дополненности ориентирует исследователя (учащегося) на необходимость поиска в различных ситуациях проявлений сущности РЛ системы, соответствующих этим ситуациям. Его необходимость связана с ограниченностью средств познания и отображения реальности. Окружающая нас действительность едина, целостна, но отражение ее свойств в сознании субъекта неоднозначно, фрагментарно и ситуационно.

Исследователь (учащийся) воспринимает одни грани сущности РЛ системы в одних условиях, а другие грани ее сущности – в других.

**Постулат действия:** реакция системы на внешнее воздействие имеет пороговый характер, т. е. для изменения поведения системы требуется прирост воздействия, превосходящий некоторое пороговое значение. Изменение поведения сложной системы может быть связано с движением вещества, энергии и информации, которые, накапливаясь, проявляют свое воздействие скачкообразно, путем перехода из одного качественного состояния в другое. Следовательно, порог есть функция трех переменных: количества определенного вещества, количества энергии определенного вида, количества информации определенного качества. Конструктивное значение постулата действия определяется покомпонентными порогами, значения которых регулируются системой. До определенного уровня действие среды компенсируется усилением одних и ослаблением других процессов, а с некоторого уровня требуется переустройство системы.

**Постулат неопределенности:** максимальная точность определения (измерения) свойств сложной системы зависит от присущей данной системе области неопределенности, внутри которой повышение точности определения (измерения) одного свойства влечет за собой снижение точности другого (других); одновременно измерить значение двух (или более) параметров с точностью, превышающей определенный уровень, невозможно. В радиолокации точность одновременного измерения, например, дальности и скорости цели имеет предел, зависящий от вида сигнала. Этот предел характеризуется соответствующей функцией неопределенности и является одним из основных объектов исследования при системном подходе к проектированию РЛС. Физическая причина неопределенности состоит в том, что измеряемая величина (количественно выраженное свойство) влияет на внутрисистемный инвариант. В частности, при частотно-модулированном РЛ сигнале измеряется линейная функция от координаты и скорости. Точность оценки этой функции есть системный инвариант (устойчивое свойство), который устанавливает предел точности раздельного определения координаты и скорости – выигрывая в одном, неизбежно проигрывают в другом, – иначе изменится инвариант, что физически невозможно для конкретного сигнала.

**Принцип целенаправленности** позволяет упростить и ограничить модель сложной системы. Для этого вводят объективную меру целенаправленности, которой является *эффективность* системы. Целенаправленной называют систему, имеющую тенденцию к сохранению (повышению) своей эффективности или к достижению некоторой ситуации, заданной надсистемой. При этом система оказывается способной противостоять внешнему воздействию, а также использовать среду и случайные события. Поэтому *эффективность* представляет собой обобщенную положительную харак-

*теристику (главный инвариант) действия (деятельности) системы на определенном интервале времени, учитывающую результат (эффект) отмеченного действия (деятельности) и затраченный ресурс. Она определяет существование, перспективу и место системы в надсистеме и объединяет качество системы (степень ее полезности для надсистемы), расход ресурса и время действия.*

Из определения понятия эффективности вытекают следующие ее **свойства**: а) эффективность имеет количественную меру и выражается числом; б) мера эффективности является внешней по отношению к системе, т. е. описание системы не может быть достаточным для введения этой меры; в) оценка эффективности учитывает определенные свойства надсистемы и, следовательно, касается как системы, так и надсистемы; г) нецеленаправленные системы эффективности не имеют.

Анализируя отмеченные свойства, несложно заметить, что понятию эффективности присуще некоторое диалектическое противоречие. С одной стороны, эффективность внутренне присуща системе как таковой, является ее атрибутом. С другой стороны, она связана со свойствами надсистемы и является внешним критерием по отношению к системе. Очевидно, что это противоречие стимулирует развитие понятия эффективности системы, но одновременно создает определенные трудности во взаимопонимании исследователей. Применительно к РЛ системам понятие эффективности, а также проблема выбора критерия эффективности системы будут рассмотрены в следующей главе.

Следствием принципа целенаправленности является *постулат выбора*: сложные системы обладают областью выбора и способностью выбирать поведение, т. е. реакцию на внешнее воздействие в зависимости от внутренних критериев целенаправленности; никакое априорное знание не позволяет ни надсистеме, ни самой системе однозначно предсказать этот выбор. Сложная система строит свое поведение в существенной, хотя и неоднозначной, связи с ситуацией, поэтому на данное поведение можно влиять (управлять им). Степень же неоднозначности зависит от ситуации, т. е. внешних связей и среды. Более того, в определенных условиях неоднозначность исчезает, что можно наблюдать на ряде социальных или технических систем. Однако полной однозначности зависимости выходной реакции системы на входное воздействие не достигается.

Постулат выбора отражает способность сложной системы (в соответствии с ее целенаправленностью) использовать редкие благоприятные ситуации или события, возникающие во взаимодействии со средой, и блокировать неблагоприятные для нее процессы и события.

**Принцип коммуникативности** предусматривает, что в процессе разработки (изучения) сложной системы в первую очередь следует выявить и изучить ее коммуникации – внутренние и внешние связи, основ-

ными из которых являются: связи *взаимодействия* системы, ее сторон и свойств; связи *порождения*, раскрывающие генезис (возникновение, становление); связи *преобразования*; связи *строения* (структуры); связи *функционационирования*; связи *развития*, которые вызывают и определяют существенные изменения в строении системы и формах ее существования (жизни); связи *управления*, которые предопределяют разновидности функциональных связей и связей развития. Этот принцип нацеливает исследователя (учащегося) на необходимость выделения из всей совокупности связей РЛ системы основной (системообразующей), которая совместно с соответствующими элементами порождает интегративное качество этой системы, ее специфику.

**Принцип структурности** отражает: а) структурную адекватность системы окружающей среде (первичность структуры среды и вторичность структуры отражающей ее системы) и б) зависимость эффективности функционирования сложной системы от собственной структуры, т. е. от характера связей ее элементов. Он ориентирует исследователя, методолога или идеолога РЛ системы (в том числе и учащегося) на то, что при разработке (исследовании, изучении) системы необходимо исходить из объективных законов ее становления, функционирования и развития, в рамках которых связи и отношения между элементами предстают как единства противоположностей. С одной стороны, структура должна придавать системе прочность, устойчивость, высокую степень сопряженности всех ее компонентов и, следовательно, способность противостоять разрушающим воздействиям среды в качестве самостоятельного, не растворяющегося в надсистеме некоторого системного образования. С другой стороны, структура должна обладать свойством подвижности, гибкости, изменчивости и, следовательно, обеспечивать возможность преобразования, развития системы и появления у нее нового интегративного (системного) качества. Этот принцип подчеркивает то обстоятельство, что любой сложной системе присуще множество самых разнообразных связей и, следовательно, структур, поэтому ей присуща *многокачественность*.

**Принцип развития** как междисциплинарное преломление принципа диалектики ориентирует исследователя (учащегося) на изучение движения (функционационирования и развития) сложной системы как процесса количественных и качественных изменений, обуславливающих ее переход с одного уровня целостности к другому. Основным принципом этого движения является *диалектическое отрицание*, при котором очередное целостное состояние системы включает в себе остатки прошлого, настоящего, составляющее именно ее качественную специфику, и элементы ее будущего состояния.

**Принцип функционального среза** состоит в том, что в систему должны входить только те материальные образования и только в таких

взаимодействиях, которые существенны в создании глобального эффекта этой системы.

**Принцип конкретности** утверждает, что не существует систем вообще – каждая система конкретна. Конкретность заключается в *однозначности* закона соответствия изменения состояний взаимодействующих элементов (при данной их норме существования и в данный момент времени) независимо от предшествующего процесса становления этих состояний. Другими словами, всякие изменения в окружении, относительно которых система обладает рецепторными свойствами (т. е. свойствами воспринимать воздействия), необходимо вызывают изменения в ней и эти изменения определяются конкретными законами соответствия отношений системы и окружения.

**Принцип функционального эквивалента** состоит в том, что в процессе формирования той или иной системы можно осуществлять замену или преобразование любого элемента этой системы при единственном условии – достаточном поддержании или улучшении общего эффекта системы.

Итак, мы обсудили основные понятия и принципы системного подхода. Выяснили, что система представляет собой совокупность элементов любой физической природы, обладающую свойством целостности. Это свойство проявляется в системном (сверхсуммарном) эффекте, который не может быть сведен к простой сумме выходных эффектов составляющих систему элементов, поскольку зависит не только от свойств этих элементов, но и от качества их связей. Элементы и совокупность их связей соотносятся между собой как содержание и форма системы. Эта всеобщая (философская) парная категория охвачена прямой (содержание – форма) и обратной (форма – содержание) связью. В соответствии с прямой связью содержанию системы придается ведущее значение. В соответствии же с обратной связью форма ведет себя не пассивно, а активно, поскольку входит в содержание системы в качестве ее структуры. Поэтому чем выше качество связей (при одних и тех же свойствах элементов), тем выше сверхсуммарный эффект системы.

Рассмотрим основные методы системного подхода.

#### **1.4.2. Основные методы системного подхода**

Системный подход, помимо принципов и постулатов, включает методы, основными из которых являются системный анализ, системный синтез и системное моделирование.

**Системный анализ** представляет собой комплекс взаимосвязанных приемов и процедур конструирования и/или исследования (изучения) сложных и сверхсложных объектов и процессов. От формально-логического анализа он отличается своими исходными установками: а) стремлением с максимальной полнотой учесть все входные и выходные характеристики объекта, т. е. стремлением к исследованию объекта как

системы; б) ярко выраженным междисциплинарным подходом к решению проблем познания или изучения; в) проблемно ориентированной (а не функциональной) организацией разработок, исследований или изучения.

*Системный синтез* связан с интеграцией системных представлений об одном и том же объекте, полученных при различных «срезах» с этого объекта; направлен на преодоление односторонней, узкоспециализированной точки зрения на изучаемый объект или исследуемую проблему.

Системный подход и системный анализ соотносятся между собой также как методология (учение о методе) и собственно метод. Системный анализ предусматривает всестороннее исследование объекта (в данном случае – РЛ системы) с использованием компонентного, структурного, функционального (функционально-стоимостного), параметрического, генетического и атрибутивного (качественного) видов анализа.

*Компонентный анализ* – предполагает исследование объекта как сложной системы, каждый элемент которой представляет собой систему меньшего порядка (подсистему), а сам рассматриваемый объект представляет собой элемент системы более высокого порядка (надсистемы).

*Структурный анализ* – предусматривает определение (установление) вида связей между компонентами объекта.

*Функциональный анализ* – предполагает представление объекта как комплекса выполняемых им функций (а не как материально-вещественных структур). Функциональный анализ исходит из того, что в анализируемом объекте полезным функциям всегда сопутствуют вредные и нейтральные функции.

*Параметрический анализ* – предполагает установление пределов (физических, экономических и др.) качественного развития объекта. С этой целью выявляют ключевые (в том числе и технические) противоречия, препятствующие дальнейшему развитию объекта в целом. Затем ставится задача по устранению этих противоречий за счет новых решений. При проведении параметрического анализа используются данные об уровне выполнения главной и некоторых дополнительных функций объекта.

*Генетический анализ* – предполагает исследование истории развития (генезиса) объекта (на всех стадиях жизненного цикла) от «идеи» до морального и физического распада.

*Функционально-стоимостный анализ* – комплексное технико-экономическое исследование функций и параметров объектов и выработка рекомендаций по минимизации затрат на стадиях проектирования, создания и использования системных объектов при сохранении или повышении ими качества исполнения своих функций. Выражается показателем «эффективность/стоимость».

*Атрибутивный (качественный) анализ* – предполагает исследование системы как совокупности свойств, внутренне ей присущих. Данный вид



анализа выявляет качественную определенность системы, т. е. позволяет выяснить, чем одна система отличается от другой системы<sup>27</sup>.

**Системное моделирование.** Поскольку создать достаточно стройную ОТС до сих пор не удалось, постольку основным способом решения исследовательских проблем системотехники выступает *моделирование*. Являясь одновременно и методом, и методологическим средством, оно обеспечивает непосредственный выход на проблему разработки адекватной модели искомой системы либо эффективной модели ее совершенствования и развития.

К основным принципам моделирования относят принципы конкретности, оптимальности и непрерывности. *Принцип конкретности* ориентирует исследователя на создание системной модели конкретного объекта. *Принцип оптимальности* предполагает, что создаваемая модель должна содержать исчерпывающую информацию об оптимальных путях и способах функционирования и развития объекта, а сам избранный вариант моделирования и способ его интерпретации (опредмечивания) должны быть оптимальными. *Принцип непрерывности* обусловлен постоянной изменчивостью элементов, связей, структуры системы и внешних условий ее функционирования как своеобразного живого организма и, следовательно, невозможностью разработки абсолютно точного прогноза развития системы. Он ориентирует исследователя на получение максимально достоверной информации о моделируемом объекте и непрерывную корректировку модельных представлений в соответствии с полученной информацией. Основные этапы моделирования представлены на рис. 1.5.

В целом модель сложной системы строится на основании эмпирических или предположительных (гипотетических) данных, которые являются формальным представлением наблюдаемых или воображаемых событий. Модель позволяет увязать воедино многочисленные процессы и проследить влияние на эти процессы различных условий (входных данных). Аппарат модели – многократное воспроизведение взаимодействия процессов. Проверка адекватности модели осуществляется сравнением контрольных результатов с экспериментом. При несовпадении модели с оригиналом происходит ее коррекция. Основными способами построения модели являются опыт, догадка, имитация и аналогия.

Одно из главных достоинств модели – возможность использования ее в качестве аппарата объединения и получения выводов при известных исходных закономерностях.

---

<sup>27</sup> *Атрибут* – неотъемлемое свойство объекта, предмета (системы), без которого предмет не может ни физически существовать, ни мысленно восприниматься. *Свойство* – качественный признак предмета, объекта (системы), обуславливающий его различие или сходство с другими предметами и проявляющийся во взаимодействии с ними.

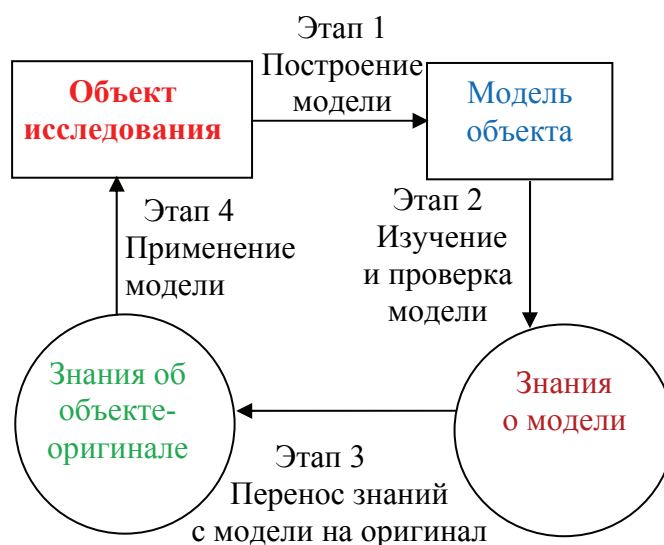


Рис. 1.5. Этапы моделирования системы

Моделирование в этих условиях используется как средство упрощения, выявления разных граней или форм проявления сущности сложных систем. Использование такой многомодельности здесь вполне оправдано, поскольку полное описание любой достаточно сложной системы в рамках какого-то одного представления (контекста) является принципиально невозможным в силу ограниченной пропускной способности исследователя этой системы. Исследователь, пытаясь обработать всю эмпирическую информацию, связанную с этим описанием, неизбежно утопает в ней. Путь к пониманию бесконечного множества конкретных явлений, описываемых одной концепцией, оказывается слишком длинным и, следовательно, неконструктивным.

В методологии системного подхода принято считать, что системная модель имеет тем более высокий уровень интеллектуальности, чем более развитые средства борьбы с неопределенностью используемой информации в ней предусмотрены. Поэтому обоснование модели РЛ системы связано с выбором оптимальной формы преодоления информационной (априорной) неопределенности относительно основных параметров объекта моделирования. К настоящему времени наибольшее развитие применительно к задачам преодоления априорной неопределенности получил аппарат статистического синтеза динамических информационных систем, основанный на теории статистических решений. При введении некоторых ограничений этот аппарат может быть применен и для получения аналитического выражения, отражающего зависимость эффективности абстрактной РЛ системы от ряда статистически заданных внутренних и внешних параметров (параметров самой РЛ системы и параметров того или иного варианта воздушной обстановки).

Вместе с тем применение аппарата теории статистических решений к задачам статистического синтеза сложных информационных систем оказывается возможным только потому, что удастся найти приемлемые варианты описания априорной неопределенности относительно законов распределения вероятностей для всех величин, ситуаций, процессов, относящихся к синтезируемой системе. При синтезе самой РЛ системы (из-за наличия в ней субъективного компонента управляющей подсистемы) получить эти законы распределения пока не удастся. Поэтому процесс разработки такой модели носит преимущественно качественный характер [12, 14].

Завершая изложение системной методологии, укажем на одно немаловажное обстоятельство. В процессе исследования принципов, постулатов и методов системотехники может сложиться впечатление, что вся их совокупность лишена внутреннего единства и носит эклектический характер: принцип моделируемости противоречит постулату целостности, принцип физичности представляется несовместимым с принципом целенаправленности и т. д. Однако это не так. Если обратиться к структуре матрицы всеобщей технологии (рис. 1.2), несложно прийти к выводу, что исследование технологического движения вещества, энергии и информации в социальных системах должно сопровождаться одновременным учетом физической, химической и биологической природы этого движения. Дело в том, что социальная форма движения материи органически включает в себя все предшествующие формы движения – физическую, химическую и биологическую – подобно тому, как технологическое движение информации органически включает в себя технологическое движение вещества и энергии. Понятно, что игнорировать эту всеобщую связь нельзя. В системе все взаимосвязано, что и предопределяет необходимость ее исследования с различных точек зрения.

## **Вопросы для самостоятельной работы и контроля знаний**

1. Каковы основные этапы развития радиолокации? Их краткая характеристика.

2. Чем объяснить, что современная радиолокационная наука охвачена двумя взаимоисключающими процессами: дифференциацией, связанной с формированием новых отраслей научного РЛ знания, и интеграции, направленной на формирование общетеоретического компонента РЛ научного знания?

3. Что называется научной дисциплиной? Каковы признаки дисциплинарной организации РЛ научного знания?

4. Каковы обобщенная структура и функции радиолокационной науки?

5. Чем объяснить, что радиолокация как наука представляет собой органическое единство системы научного знания о сущности РЛ взаимодействия и системы научного знания о методах и средствах технической деятельности?

6. Каковы основные формы научного РЛ знания и их взаимосвязь?

7. Что называется системой?

8. В чем заключается сущность первого и второго уровней концептуализации системотехники, какова специфика их применения при исследовании РЛ систем?

9. Что называется структурой и системообразующим фактором сложной системы?

10. Каковы основные различия между структурой системы и ее организацией?

11. Каковы наиболее общие свойства системы?

12. Каковы основные принципы и методы системного подхода?

13. В чем заключается сущность метода системного моделирования?

14. В чем заключается сущность системного подхода к построению информационной подсистемы РЛ системы?

## **Глава 2. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И ОБОБЩЕННАЯ СТРУКТУРА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ И КОМПЛЕКСОВ**

### **2.1. Общие сведения о радиолокационных системах и комплексах. Примеры типовых радиолокационных систем**

#### **2.1.1. Общие сведения о радиолокационных системах и комплексах**

В общем случае под *РЛ системами* принято понимать некоторую иерархическую пространственно распределенную совокупность СРЛ, КСА, средств приема, обработки и передачи информации, а также соответствующих средств и технологий управления, обладающую свойством системной целостности (некоторым сверхсуммарным информационным эффектом) за счет наличия вещественно-энергетических, информационных и функциональных связей (структуры), предназначенную для осуществления РЛ разведки, РЛ контроля и изучения наземного, воздушного и космического пространства страны в интересах задач оборонного, научно-технического и социально-экономического характера (рис. 2.1).

К задачам оборонного характера относятся радиолокационное обеспечение (РЛО) противовоздушной, противоракетной и противокосмической обороны, а также предупреждения о ракетном нападении, осуществляемые с целью безусловного сохранения свободы, независимости и государственной целостности страны. К задачам научно-технического характера относятся исследование средствами радиолокации ближнего и дальнего космоса, вещественно-полевой и гравитационной структуры вселенной, компонентного состава и форм взаимодействия планет солнечной системы и ближайших галактик и др. К задачам социально-экономического характера относятся управление воздушным движением (УВД) ГА, картографирование рельефа местности и приземного слоя, метеорологическое наблюдение за состоянием атмосферы, орнитологический контроль за миграцией птиц и др.

В силу информационного характера решаемых задач современные РЛ системы в рамках сложившегося информационного пространства обеспечивают создание в реальном масштабе времени динамической *информационной модели* воздушной обстановки, способной обеспечить наиболее эффективное решение задач, поставленных в рамках надсистемы.

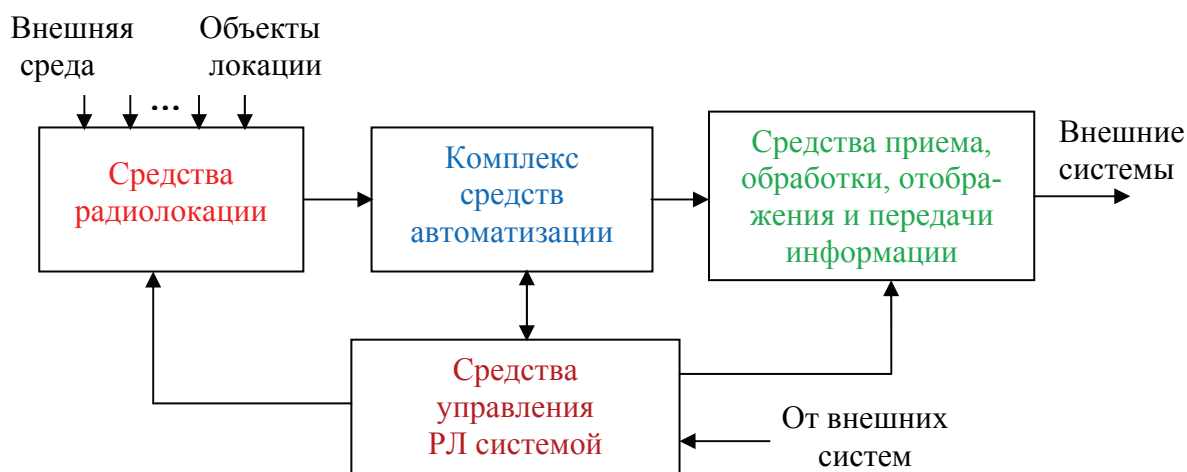


Рис. 2.1. Обобщенная структура РЛ системы

СРЛ (РЛС и РЛК) являются **первичными источниками РЛИ**. Они осуществляют РЛ обзор пространства, сбор и первичную обработку информации об объектах локации. РЛС представляют собой радиотехнические устройства, предназначенные для обнаружения, определения пространственных координат и параметров движения, а также распознавания (классификации) и определения государственной принадлежности радиолокационных целей (РЛЦ) посредством излучения радиоволн, регистрации и анализа параметров их отражений от соответствующих объектов. В зависимости от тактического (функционального) назначения на конкретную РЛС могут возлагаться либо все, либо некоторые из перечисленных задач РЛ наблюдения. К РЛК принято относить два или более специфицированных радиотехнических изделия (разнотипных РЛС, средств радиосвязи и пр.), не соединенных на предприятии-изготовителе сборочными операциями, но предназначенных для выполнения взаимосвязанных эксплуатационных (тактических) функций.

Классическим примером РЛК военного назначения является комплекс 5Н87 (рис. 2.2), включающий два радиодальномера и два (иногда – четыре) сопряженных с ними радиовысотомера. Все перечисленные РЛС размещены на одной позиции в радиусе нескольких десятков метров и объединены рядом электрических и функциональных связей. Радиодальномеры ведут круговой синхронный и синфазный обзор пространства в плоскости «азимут – дальность» с выдачей РЛИ на индикатор кругового обзора (ИКО). Радиовысотомеры могут работать как в автономном режиме, последовательно измеряя азимут, дальность и высоту (угол места) нескольких объектов локации, так и в режиме целеуказания по азимуту (по азимуту и дальности) от оператора дальномеров для измерения высоты (угла места) конкретного объекта локации.



Рис. 2.2. Радиолокационный комплекс 5N87 на позиции: высотомеры ПРВ-13 (кабины В-1, В-2), дальномеры (прицепы Д-1 и Д-2)



Рис. 2.3. радиолокационный комплекс «Днепр-К» на приаэродромной позиции

Одним из наиболее типичных РЛК ГА является трассовый РЛК «ЛИРА-Т», включающий: а) две обзорные РЛС «ЛИРА-ТВК» со встроенными радиолокаторами с активным запросом и активным ответом – САЗО (так называемыми вторичными локаторами) и аппаратурой государственного радиолокационного опознавания; б) дублированную аппаратуру первичной обработки РЛИ «АПОИ-ТВК»; в) комплекс средств отображения «ТОПАЗ 2000» с резервированием устройств.

Другим примером РЛК ГА является аэродромный комплекс «Днепр-К» (рис. 2.3), созданный для использования в современных автоматизированных системах управления воздушным движением (АС УВД) в зоне аэропорта. Этот комплекс позволяет диспетчеру с максимальной точностью

определить положение ВО в аэродромной зоне, в том числе и при воздействии помех от метеообразований, местных предметов и несинхронных помех, создаваемых сигналами от других локаторов. Он включает в себя первичный радиолокатор и вторичный моноимпульсный радиолокатор «Крона».

Объекты радиолокации, сведения о которых надлежит получать, называют РЛЦ (далее – цели). В радиолокационной практике принято различать следующие цели: *космические* (космические аппараты, орбитальные самолеты, искусственные спутники Земли, баллистические ракеты, космические объекты естественного происхождения и др.), *аэродинамические* (самолеты, крылатые ракеты, вертолеты, дрейфующие аэростаты, дирижабли, беспилотные летательные аппараты), *наземные и надводные* (автомшины, танки, корабли, группы людей или отдельные люди и др.), *природного происхождения* (облака, естественные ориентиры на местности, гидрометеоры, мигрирующие стаи птиц) и др. Поэтому в радиолокации термину «цель» придают информационное содержание. РЛИ называется совокупность сведений о наличии целей в отдельных областях пространства, их координатах и других параметрах движения, о государственной принадлежности, полетной информации, о классе, числе целей и их характеристиках.

**Комплекс средств автоматизации** обеспечивает вторичную обработку РЛИ (принятие решения об обнаружении трассы (траектории) цели источников ее сопровождения, обнаружение активных помех и измерение их координат), третичную обработку РЛИ (отождествление трасс целей), а также формирование обобщенной информационной модели воздушной (космической, наземной, надводной) обстановки в зоне ответственности РЛ системы. **Средства приема и передачи информации** обеспечивают обмен РЛИ и информацией управления внутри РЛ системы и с элементами управления внешней системы (надсистемы) в интересах выполнения последней стоящих перед ней функциональных задач. **Средства управления** обеспечивают планирование, организацию, руководство и контроль функционирования РЛ системы в интересах выполнения ею информационной функции в рамках глобальной функции надсистемы. В целом процесс обработки РЛИ в РЛ системе включает следующие функционально законченные операции:

1. *Обнаружение* полезных (отраженных от цели) сигналов – состоит в принятии решения о наличии или отсутствии цели в каждом выделенном элементе пространства с минимальными вероятностями ошибок.

2. *Измерение* – состоит в оценке координат и других параметров движения целей с минимальными вероятными погрешностями. В процессе этой операции (рис. 2.4) производится статистическая оценка *дальности* до цели  $D_{ц}$  (например, по задержке отраженного сигнала относительно момента излучения ЗС), ее *азимута*  $\beta_{ц}$  и *угла места*  $\epsilon_{ц}$ , закодированных в параметрах пространственно-временной модуляции отраженного сигнала. Могут измеряться отдельные *производные координат*: а) *радиальная ско-*



рость  $v_r = d D_{ц} (t) / dt$  (или по доплеровскому сдвигу частоты отраженного сигнала относительно частоты ЗС для РЛС с разрешением по радиальной скорости); б) элементы траектории и др.

3. *Разрешение* – заключается в обнаружении и измерении параметров произвольной цели в присутствии других целей. Разрешающую способность по координатам характеризуют *разрешаемым объемом* с определенной конфигурацией и размерами (рис. 2.4). Последние устанавливают так, чтобы показатели качества обнаружения и измерения параметров цели, расположенной в центре данного объема, практически не ухудшались при наличии целей в соседних. Разрешаемый объем импульсной РЛС называют *импульсным объемом*. Наряду с разрешением по координатам возможно разрешение по их производным (например, по радиальной скорости  $v_r$  и траекториям).

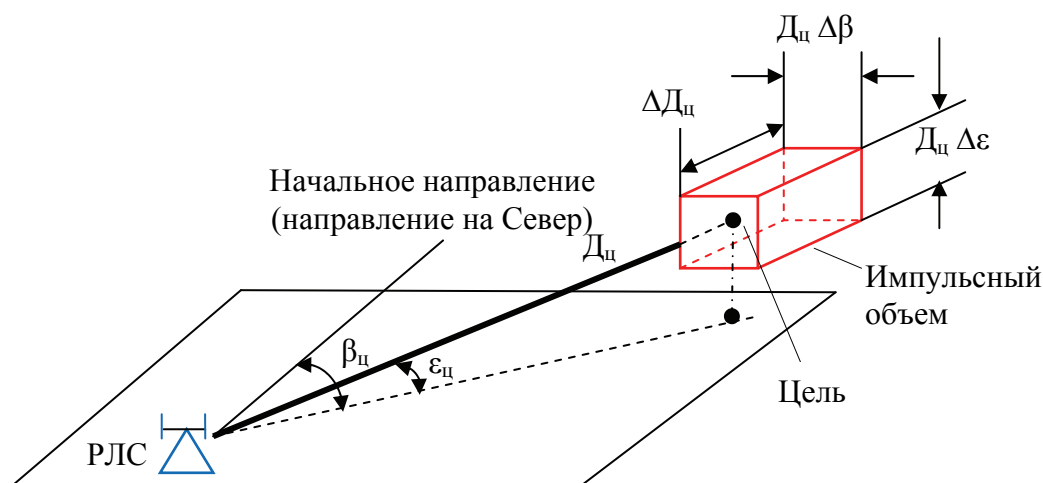


Рис. 2.4. Схематичное изображение РЛ наблюдения:  
 $\Delta\beta, \Delta\epsilon$  – ширина ДНА в азимутальной и угломестной плоскостях

4. *Классификация* – состоит в установлении принадлежности цели к определенному классу. В одних случаях выявляют принадлежность «свой – чужой» с помощью запросно-ответных устройств *государственного РЛ опознавания*, установленных на своих объектах; в других случаях *распознают класс цели* (например, бомбардировщик, истребитель, крылатая ракета, головка баллистической ракеты, ложные цели и др.), не отвечающей на запрос «свой – чужой».

Операции 1–4 выполняются на основе сигналов, полученных в текущем периоде (цикле) обзора РЛС. Совокупность этих операций составляет содержание первого этапа обработки, называемого **первичной** обработкой РЛИ.

5. *Обнаружение траектории цели* по совокупности РЛ отметок, полученных в ряде последовательных периодов обзора РЛС. В процессе вы-

полнения этой операции необходимо установить принадлежность нескольких отметок из различных периодов обзора к одной цели, принять по ним однозначное решение о наличии или отсутствии цели, а также вычислить начальные значения параметров траектории обнаруженной цели.

6. *Слежение за траекторией цели* (сопровождение цели). В процессе слежения за траекторией необходимо в каждом обзоре отобразить новые отметки для продолжения траектории и уточнить параметры траекторий с учетом координат новых отметок.

7. *Траекторные расчеты* по каждой (или части) из находящихся на сопровождении целей в интересах потребителей РЛИ. Сюда относятся точное сглаживание и прогнозирование (экстраполяция) параметров траекторий на рубеже принятия окончательных решений, определение районов старта и падения баллистических целей и др.

Операции 5–7 выполняются пообзорно на основе РЛ сигналов, полученных в процессе первичной обработки РЛИ, в том числе и от нескольких РЛС. Совокупность этих операций составляет содержание второго этапа обработки и называется **вторичной** обработкой РЛИ.

8. *Объединение информации от нескольких источников* (отдельных РЛС или групп РЛС, имеющих общую систему вторичной обработки) является третьим этапом обработки и называется **третичной** обработкой РЛИ. В процессе объединения информации решаются задачи отождествления (идентификации) траекторий, полученных от нескольких источников по одной и той же цели, и вычисления параметров объединенных траекторий.

В современных КСА, использующих цифровую обработку сигналов, перечисленным операциям предшествуют дискретизация и кодирование амплитуды сигналов на выходе видеотракта приемного устройства РЛС. Устройство дискретного преобразования и кодирования сигналов является в этом случае согласующим звеном между аналоговым радиоприемным устройством РЛС и цифровой системой обработки РЛИ КСА. Последовательность выполнения перечисленных операций обработки РЛИ показана на рис. 2.5.

Операции первичной обработки обычно выполняются на каждой РЛС. Вторичная обработка РЛИ может производиться совместно для комплекса РЛС. Объединение информации (третичная обработка) обычно выполняется на пунктах сбора информации (пунктах УВД районных центров ЕС ОрВД, командных пунктах радиотехнических подразделений и частей) с целью получения обобщенной информационной модели воздушной обстановки в зоне ответственности РЛ системы. В некоторых современных СРЛ задачи первичной и вторичной обработки РЛИ совмещены. В этом случае на КСА возлагаются преимущественно задачи отождествления и объединения информации от различных РЛС. Развернутое описание перечисленных этапов представлено в параграфе 3.3 «Принципы обработки РЛИ».



Рис. 2.5. Последовательность выполнения операций обработки РЛИ в РЛ системе

В основе процедуры получения первичной РЛИ о целях лежит явление диффузного отражения электромагнитных волн от границы раздела двух сред с различной диэлектрической и магнитной проницаемостью. В радиолокации применяются электромагнитные излучения метровых, дециметровых, сантиметровых и миллиметровых волн. При этом диапазон волн (частот) непрерывно расширяется. Поэтому под **радиолокацией** было принято понимать отрасль радиотехники, обеспечивающую инженерно-техническую разработку радиолокационных устройств с целью *получения сведений об объектах путем излучения, приема и анализа радиоволн*.

В настоящее время радиолокация имеет собственные средства, методы и логические механизмы научного исследования, свой общетеоретиче-

ский и прикладной уровни научного знания, свои частно-научные (электродинамическую и системотехническую) НРЛКМ, что позволяет считать ее относительно самостоятельной научной дисциплиной в радиотехническом научно-дисциплинарном комплексе<sup>28</sup>.

Из всей совокупности перечисленных выше информационных задач РЛ системы радиолокаторы обеспечивают обнаружение целей, измерение координат и других параметров их движения, разрешение и классификацию целей, что принято называть **РЛ наблюдением**. При этом требования к качеству РЛ наблюдения непрерывно повышаются. Условия же работы СРЛ, в свою очередь, усложняются. *Скоротечность изменения и сложность РЛ обстановки* требуют высокого темпа выдачи данных. Поэтому информационные задачи решаются *за ограниченное время* и обнаружение, измерение и разрешение часто сливаются в единый процесс *обнаружения – измерения – разрешения*. Одновременно с этим визуальное наблюдение заменяется *автоматизированным* (без участия оператора) или *полуавтоматизированным* (с участием). При решении задач оборонного характера полеты целей на *малых (предельно малых) высотах* и *фактор кривизны Земли* заставляют располагать точки наблюдения (позиции РЛС) на господствующих высотах и сокращать расстояние между ними.

В реальных условиях работы на РЛС воздействуют *помехи природного происхождения* (естественные), *от других радиоэлектронных средств – РЭС (взаимные)*, а в ряде случаев – *организованные (умышленные)*. Роль взаимных помех возросла в связи с внедрением РЭС в народное хозяйство и военную технику; стало актуальным обеспечение их *электромагнитной совместимости* (ЭМС). Поэтому одной из важнейших задач современной теории и техники радиолокации является повышение *помехозащищенности* РЛС, т. е. поддержание качества РЛИ в помеховых ситуациях на допустимом уровне. Для решения этой задачи используют различные меры защиты от помех – *приспособление (адаптация) РЛС к помеховой обстановке*. Сами помехи также несут информацию о целях – их источниках, пригодную для извлечения. Одним из наиболее эффективных организационно-технических мероприятий по повышению качества РЛИ в сложных *конфликтных ситуациях* является *целесообразное объединение РЛС и РЛК в РЛ системы*.

Таким образом, усложнение условий работы, необходимость повышения качества радиолокационного наблюдения и живучести РЛС и РЛК

---

<sup>28</sup> Как отмечалось в первой главе, двойственный характер НРЛКМ связан со спецификой радиолокации как технической дисциплины. С одной стороны, она представляет собой систему научного радиолокационного знания (в логическом пределе – научную радиолокационную теорию) и в этом своем качестве она традиционно опирается на электродинамическую картину мира. С другой стороны, радиолокация предстает как инженерная деятельность и ее методология по проектированию и разработке систем РЛТ. В этом качестве она опирается на системотехническую картину мира.

требуют *всестороннего использования современных возможностей получения РЛИ* в пределах допустимых экономических затрат со стороны государства.

### **2.1.2. Примеры типовых радиолокационных систем**

Основными РЛ системами страны принято считать РЛ систему РТВ ПВО и РЛ систему ГА. Рассмотрим их подробно.

#### **1. РЛ система РТВ ПВО.**

Под РЛ системой РТВ ПВО принято понимать развернутые на местности СРЛ, КСА, средства приема, обработки и передачи информации радиотехнических подразделений (радиолокационных рот – рлр и радиотехнических батальонов – ртб), организационно объединенные в радиотехнические полки (рtp) и радиотехнические бригады (ртбр), между которыми существуют иерархические функциональные связи для сбора, обработки и выдачи разведывательной и боевой РЛИ, предназначенной для оценки воздушной обстановки и РЛО боевых действий огневых средств соединений ПВО (зенитных ракетных войск – ЗРВ и истребительной авиации – ИА). Она является информационной подсистемой системы ПВО Российской Федерации, а в перспективном плане – одним из важнейших компонентов глобального информационного пространства формирующейся ВКО страны. В рамках реализации глобальной функции надсистемы в реальном масштабе времени РЛ система РТВ осуществляет РЛ разведку СВН противника, РЛ контроль за использованием воздушного пространства (ИВП) ЛА различной ведомственной принадлежности, а также РЛО полетов и перелетов государственной авиации в установленных высотных границах над территорией Российской Федерации и сопредельными территориями в интересах национальной обороны. При контроле за полетами своей авиации и соблюдения ЛА всех ведомств правил ИВП РЛ система представляет соответствующим центрам ЕС ОрВД ГА данные о движении воздушных судов (ВС) и других материальных объектов:

- а) угрожающих незаконным пересечением или незаконно пересекающих государственную границу Российской Федерации;
- б) являющихся неопознанными;
- в) нарушающих порядок ИВП Российской Федерации (до момента прекращения нарушения);
- г) передающих сигнал «Бедствие»;
- д) выполняющих литерные полеты;
- е) выполняющих полеты для проведения поисково-спасательных работ.

Составными частями РЛ системы РТВ являются подсистема РЛП и информационно-управляющая подсистема (рис. 2.6). Подсистема РЛП

отражает степень реализации потенциальных информационных возможностей СРЛ группировки РТВ. Она взаимодействует с внешней средой РЛ системы – воздушной и радиоэлектронной (помеховой) обстановкой – с помощью СРЛ трех типов: активной эхолокации, пассивной локации источников излучения (помех) и активной локации с активным ответом (включая САЗО)<sup>29</sup>.

Пространственная структура РЛ системы РТВ строится по территориально-иерархическому принципу. В горизонтальной плоскости она определяется сетью радиотехнических подразделений, обеспечивающих создание сплошного РЛП с заданным коэффициентом перекрытия (кратности) в требуемых территориальных и высотных границах. Каждое радиотехническое подразделение (рлр и ртб) имеет свои РЛС и РЛК, объект КСА и способно самостоятельно выполнять возложенные на них информационные функции. В то же время организационно они объединены в ртбр (рТП), которые обеспечивают сбор, отождествление, обобщение РЛИ от соответствующих радиотехнических подразделений и ее передачу на разведывательно-информационный центр (РИЦ) командного пункта (КП) соединения ПВО.

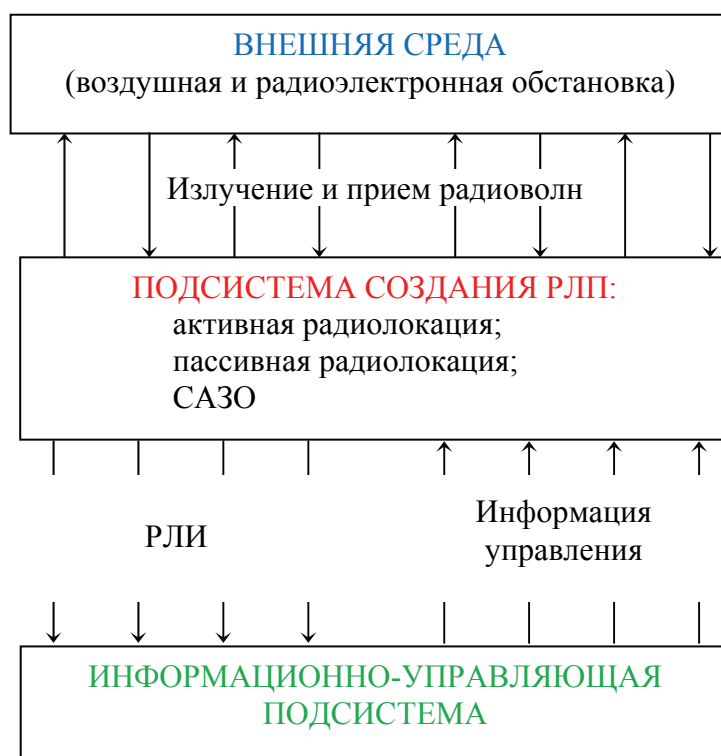


Рис. 2.6. Обобщенная структура РЛ системы РТВ

<sup>29</sup> Реализованные в этих СРЛ методы радиолокации будут рассмотрены ниже.

Наиболее распространенным вариантом построения группировки является расположение подразделений по вершинам равносторонних треугольников со стороной  $d$  (рис. 2.7) в узлах треугольной сетки. В вертикальной плоскости РЛП РЛ системы РТВ (рис. 2.8) строится как многоярусное с помощью РЛС маловысотного (МВ) поля и РЛС средних и больших высот (БВ). На всех уровнях РЛ системы предусмотрен обмен РЛИ на территориальных стыках зон ответственности радиотехнических подразделений. Расстояние между позициями подразделений (густота регулярной сети) определяется главным образом обеспечиваемой дальностью радиолокационного обнаружения целей на предельно малых высотах с учетом кривизны Земли. Для создания РЛП с требуемым значением  $H_{\min}$  необходимо  $d = 1,73D_0$ , а количество подразделений  $n$  для создания поля над территорией площадью  $S_{\text{тер}}$  определяется как  $n = S_{\text{тер}} / (2,6D_0^2)$ , где  $D_0$  – радиус зоны ответственности подразделения на высоте нижней кромки поля  $H_{\min}$ .

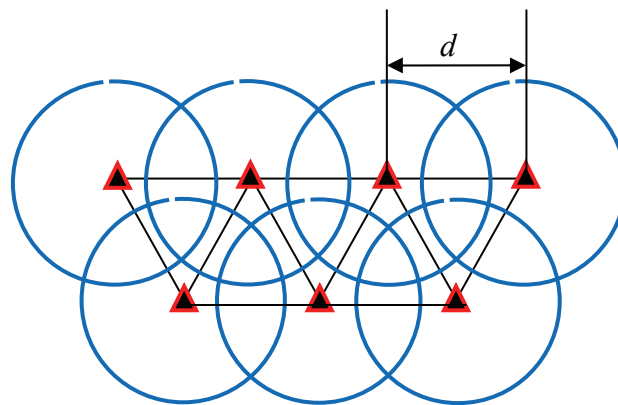


Рис 2.7. Схема взаимного расположения радиотехнических подразделений при одноярусном построении РЛП

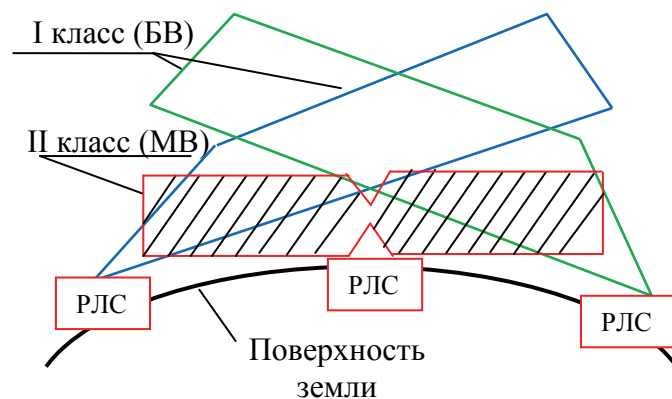


Рис. 2.8. Схема размещения РЛС МВ поля и БВ при формировании сплошного РЛП

С учетом возможностей существующих и перспективных СВН противника, а также географических возможностей театра военных действий (ТВД) высота нижней кромки поля не должна превышать 50...500 м, а высота верхней кромки должна быть не менее 40...60 км [16, гл. 1].

## 2. РЛ система ГА.

РЛ система ГА является одним из важнейших компонентов системы радиотехнического обеспечения полетов (РТОП) ВС различной ведомственной принадлежности. Помимо нее в эту систему входят подсистемы аэронавигации и авиационной электросвязи.

Система РТОП является информационной подсистемой ЕС ОрВД Российской Федерации. На нее возлагается задача аэронавигационного обслуживания ВС, включающая оперативное предоставление экипажу в рамках УВД данных радиотехнических средств (первичных и вторичных радиолокаторов на маршруте полета и посадочных РЛС – при заходе на посадку и посадке). Сюда же относится автономное использование на борту ВС инструментальных средств определения своего местоположения и средств посадки, а также использование каналов связи «борт – земля». Обобщенная схема процесса организации и оперативного УВД представлена на рис. 2.9. РЛ система выполняет здесь функцию *РЛ наблюдения* за ВС. Как и в предыдущей системе, основными источниками РЛИ в ней являются РЛС и РЛК. Функции обработки информации от нескольких РЛС и РЛК возлагаются на наземный комплекс автосопровождения (АС) УВД. Пространственное расположение первичных источников РЛИ в системе РТОП определяется структурой воздушного пространства (ВП) страны, в пределах которого осуществляются задачи организации и УВД. Эта структура устанавливается в соответствии с Воздушным кодексом Российской Федерации, Федеральными авиационными правилами и включает в себя следующие элементы<sup>30</sup>:

- а) зоны и районы ЕС ОрВД;
- б) ВП приграничной полосы;
- в) районы аэродромов и аэроузлов;
- г) воздушные трассы, местные воздушные линии (МВЛ) и маршруты зональной навигации;
- д) маршруты полетов ВС;
- е) районы полетной информации;
- ж) спрямленные воздушные трассы;
- з) воздушные коридоры пролета государственной границы Российской Федерации;
- и) коридоры входа (выхода) на воздушные трассы;

---

<sup>30</sup> Федеральные авиационные правила использования воздушного пространства Российской Федерации (Пост. Правительства РФ от 11.03. 2010 г. № 138).



- к) специальные зоны полетов ВС;
- л) другие специальные элементы, устанавливаемые для осуществления деятельности в ВП.

ВП подразделяется на нижнее (НВП) и верхнее (ВВП) с границей между ними, проходящей на высоте 6 100 м (которую относят к ВВП).

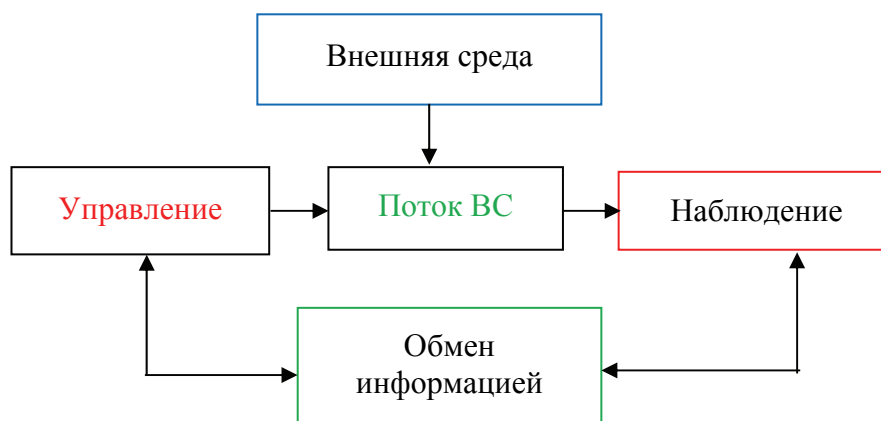


Рис. 2.9. РЛ подсистема ЕС ОрВД ГА

Основные элементы структуры ВП представлены на рис. 2.10 [1, гл. 1]. Все они, по определению, имеют ограниченный объем.

**Зоны (районы) ЕС ОрВД** – наиболее крупные по площади и сложные по внутренней структуре элементы ВП, включающие другие элементы (из перечисленных ниже). Каждая зона (район) ЕС ОрВД представляет собой часть ВП установленных размеров. Планирование и координирование ИВП, организацию воздушного движения (ВД), обеспечения разрешительного порядка использования и контроля за соблюдением этих правил в своей зоне ответственности осуществляет *Зональный (вспомогательный) центр* – ЗЦ (ВЗЦ) ЕС ОрВД. Характеристика структуры ВП России и оперативных центров ЕС ОрВД, осуществляющих обслуживание ВД, представлена в табл. 2.1.

**Район аэродрома.** Границы района аэродрома (аэроузла) устанавливаются с учетом многочисленных требований, стандартов, норм и процедур в области ИВП. Характеристики аэродрома обеспечивают полет в его районе в соответствии с правилами, которые определяются инструкцией по производству полетов или аэронавигационным паспортом аэродрома. Эти сведения публикуются в документах аэронавигационной информации. Аэродромные зоны, а также установленные маршруты набора высоты, снижения и захода на посадку удалены друг от друга и от границ воздушных трасс в горизонтальной плоскости при наличии РЛ контроля на расстоянии не менее 10 км, а без РЛ контроля – не менее 20 км.

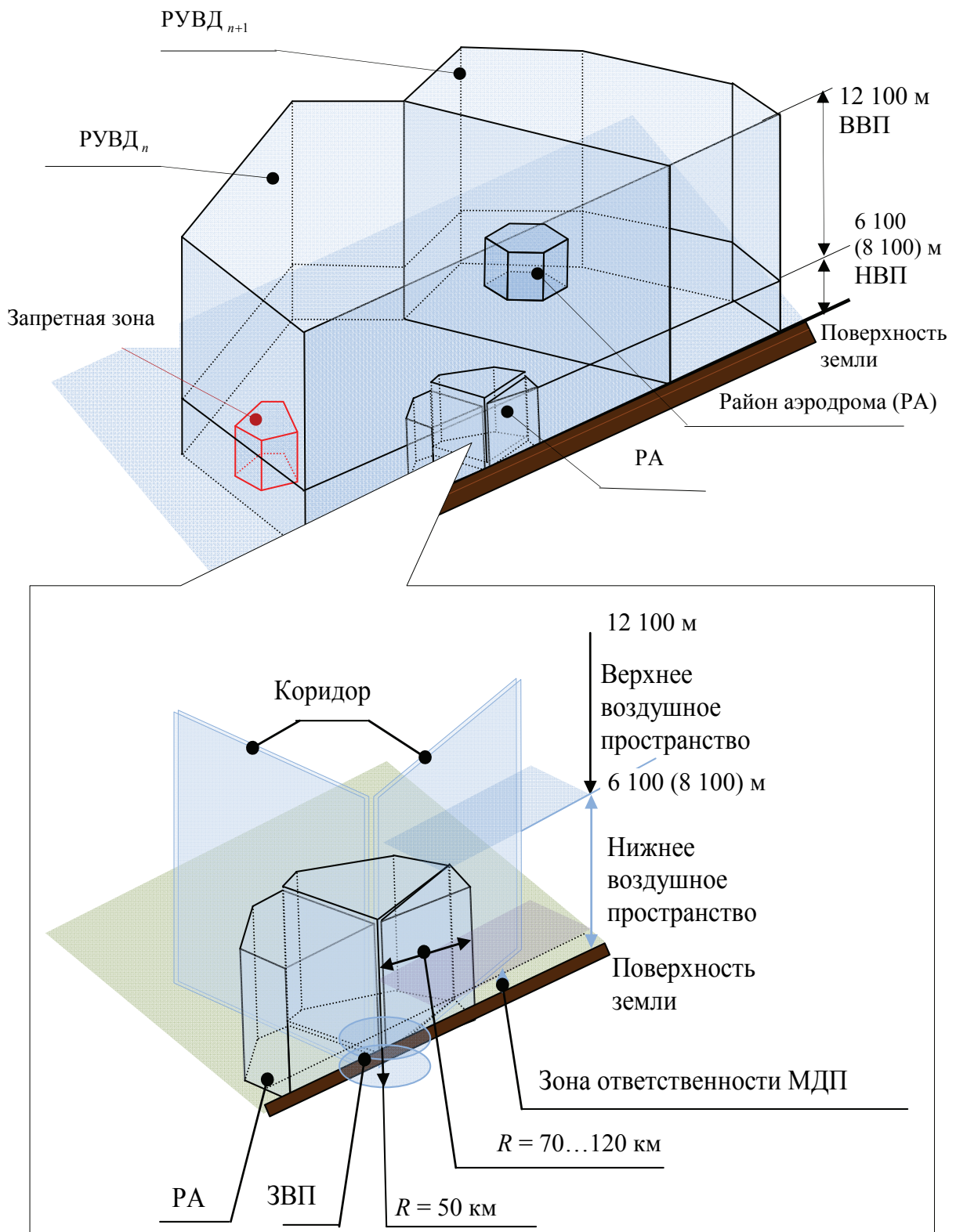


Рис. 2.10. Разделение воздушного пространства на зоны и элементы (РУВД – район УВД; МДП – местный диспетчерский пункт; ЗВП – зоны воздушных полетов)

Таблица 2.1

## Основные характеристики ЕС ОрВД

Наименование характеристики	Единица измерения
Обслуживаемая территория	Более 26 млн кв. км
Протяженность маршрутов	Более 650 000 км
Обслуживается полетов в год	Около 1 млн
Одновременно под управлением находится воздушных судов	Более 1 000
Персонал:	Около 26 тыс. чел.
из них:	
специалисты, осуществляющие непосредственное УВД	Около 7,1 тыс. чел.
инженеры, обслуживающие средства РТО и связи	9,5 тыс. чел.
Оперативные органы (зональные центры):	61 центр ЕС ОрВД
из них:	
главные	1
зональные	7
районные (временные районные)	53
из них с правом планирования и выдачи разрешения на ИВП	17
АС УВД	9 ед.
Радиолокаторы	Свыше 430 ед.
Средства навигации	Около 2 000 ед.
Средства ВЧ и СВЧ радиосвязи	Свыше 11 000 ед.
Средства автоматизации ОВД	92 ед.
Автоматизированные рабочие места	51 ед.

**Воздушные трассы и МВЛ.** Воздушная трасса Российской Федерации представляет собой ограниченную по высоте и ширине область ВП, установленную для полетов ВС и обеспеченную средствами навигации и УВД. Ширина воздушной трассы при наличии РЛ контроля устанавливается 10 км, а без РЛ контроля – до 20 км. Расстояние между осями параллельных трасс при наличии РЛ контроля должно быть не менее 30 км, при отсутствии – в два раза больше.

МВЛ открываются для полетов на высотах ниже нижнего эшелона по правилам визуальных полетов с учетом рельефа местности и препятствий на ней. Ширина МВЛ устанавливается не более 4 км.

*Маршруты* ВС устанавливаются в ВП для полетов вне воздушных трасс и МВЛ и прокладываются на определенном удалении от них. Ширина маршрута устанавливается: при выполнении полета на малых и предельно малых высотах – 20 км, на средних и больших – 40 км, в стратосфере – 50 км. Такая же ширина в 50 км устанавливается при полете над морем (океаном) при отсутствии РЛ видимости береговой черты.

В настоящее время в рамках специальной Федеральной целевой программы (ФЦП) проводится комплекс организационно-технических мероприятий, направленных на создание на базе РЛ систем РТВ и ЕС ОрВД *единой автоматизированной РЛ системы ФСР и КВП*. Такая система будет включать в себя *совокупность технически совместимых СРЛ, КСА и связи,*

*а также подсистем управления разной ведомственной принадлежности, разнесенных в пространстве в соответствии с замыслом ПВО и задачами РТОП ГА, объединенных в единую информационно-техническую систему с целью добывания, автоматизированного сбора, обработки и выдачи потребителям РЛИ о воздушной обстановке в реальном масштабе времени.*

## **2.2. Принципы радиолокации. Методы получения радиолокационной информации**

### **2.2.1. Принципы радиолокации**

Принципы радиолокации представляют собой общие теоретические положения радиолокации нормативного характера, сформулированные на основе знания основных закономерностей РЛ взаимодействия и содержащие в себе обобщенные требования, некоторую систему правил инженерной деятельности по проектированию, разработке, производству и эксплуатации СРЛ.

Можно выделить следующие принципы радиолокации:

1. Принцип диффузного отражения электромагнитных волн от неоднородностей в среде распространения.
2. Принцип постоянства скорости распространения электромагнитных волн в однородной среде.
3. Принцип прямолинейности распространения электромагнитных волн в однородной среде.
4. Принцип направленности излучения электромагнитной энергии в направлении на объект локации.
5. Принцип связи технических характеристик и параметров РЛС с параметрами внешней среды и характеристиками целей.

*Первый принцип* отражает безусловную возможность обнаружения неоднородностей (целей) в пространстве.

*Второй принцип* отражает принципиальную возможность измерения дальности до объекта по измерению времени запаздывания  $t_3$  сигнала, отраженного от цели (эхосигнал) относительно зондирующего сигнала РЛС.

*Третий и четвертый принципы* отражают принципиальные возможности измерения направления на объект (угловых координат объекта).

*Пятый принцип* отражает тот факт, что отмеченные выше возможности обнаружения и измерения координат объектов РЛ методом в значительной степени связаны с особенностями самих объектов, их пространственным расположением, а также зависит от параметров внешней среды.

Если первые четыре принципа подчеркивают принципиальную реализуемость РЛ метода, то пятый принцип подчеркивает, что *техническая реализация метода сопровождается борьбой противоположных (противоречащих) требований и представляет собой результат постоянных всесторонних компромиссов* между необходимыми параметрами РЛС и их возможным техническим воплощением, которое зависит от условий научно-технических разработок проблемы, финансово-экономических и технико-технологических возможностей страны.

Аналитически эта связь выражается формулой радиолокации, которая позволяет: а) установить взаимосвязь параметров РЛС с параметрами ВО и внешней средой; б) предъявить обоснованные требования к основным тактическим и техническим параметрам РЛС; в) определить возможные технические ограничения и оценить степень их влияния на боевые возможности и технические параметры РЛС.

### **2.2.2. Методы получения радиолокационной информации**

Носителями информации о целях являются *принимаемые РЛ сигналы*. Прием этих сигналов обеспечивается в результате *вторичного излучения, переизлучения или собственного излучения* радиоволн целью. Различают соответственно *активную радиолокацию с пассивным ответом, активную радиолокацию с активным ответом и пассивную радиолокацию*.

*Активная радиолокация с пассивным ответом* основана на использовании *эффекта вторичного излучения (отражения) радиоволн* (рис. 2.11, а). Активный ее характер состоит в облучении цели мощными зондирующими колебаниями. Пассивным ответом на облучение является вторичное излучение радиоволн. Особенности вторичного излучения существенно влияют на характер этого метода радиолокации. На активную радиолокацию с пассивным ответом существенно влияет также и *характер размещения* приемной и передающей аппаратуры на позиции. Если приемная позиция совмещена с передающей, активное РЛ средство называют *совмещенным*. Совмещенное средство часто содержит *одну антенну*, коммутируемую поочередно на передачу и прием. Возможен *разнос* приемной и передающей позиций на расстояние  $d$ , называемое базой. Базы бывают не только *постоянными*  $d = \text{const}$  (рис. 2.11, б), но и *переменными* (рис. 2.11, в). Приемный пункт, например головка самонаведения (рис. 2.11, в), располагается на ракете, так что  $d = \text{var}$ . Наряду с *однобазовыми (двухпозиционными)* разнесенными активными РЛ средствами возможны *многобазовые (многопозиционные)*. В связи с усложнением задач радиолокации интерес к разнесенным РЛ средствам в последнее время существенно возрастает.

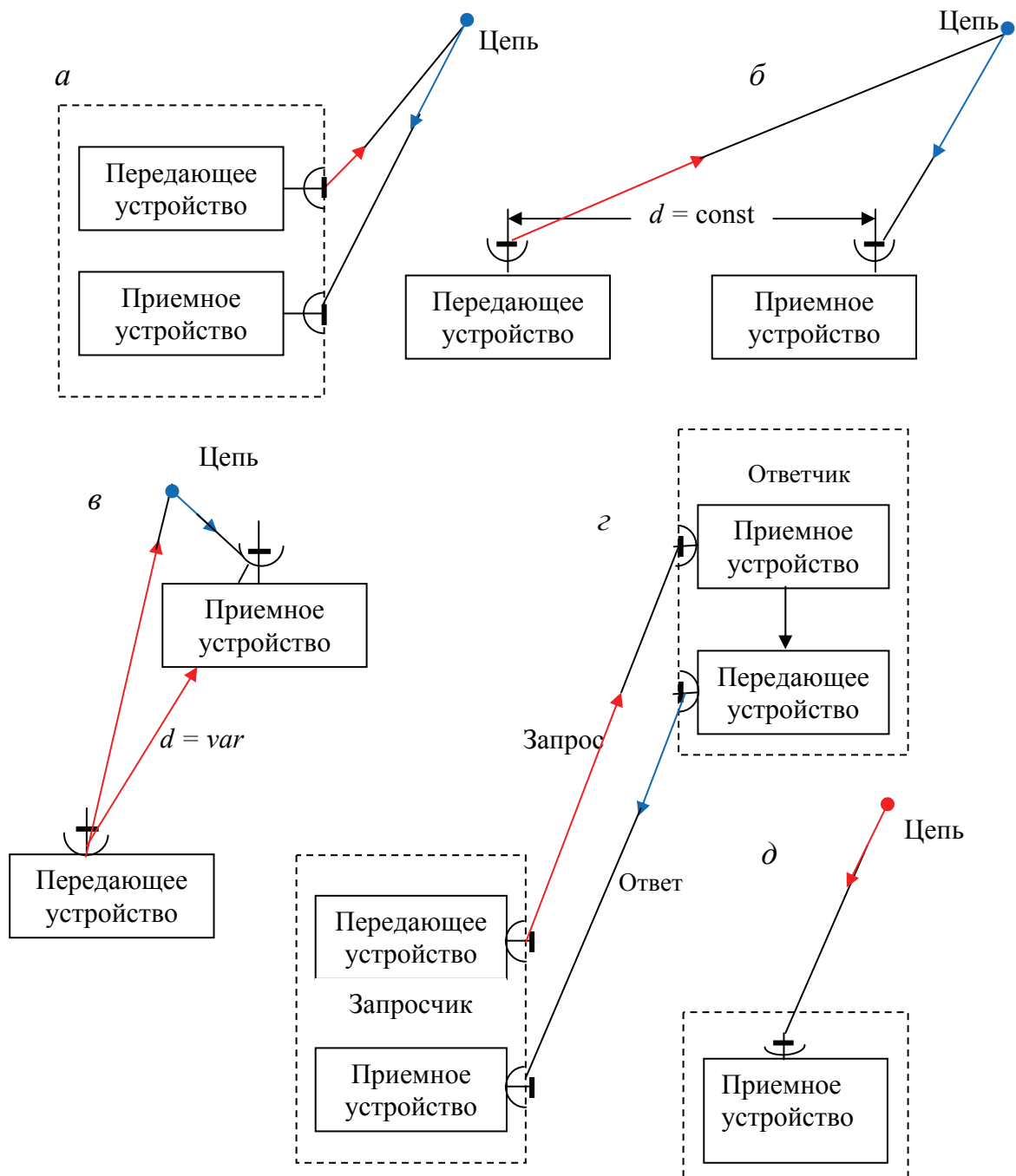


Рис. 2.11. Обобщенные структурные схемы, поясняющие сущность методов радиолокации

Активная радиолокация с активным ответом (вторичная радиолокация) позволяет получать надежную информацию о своих объектах (например, о кораблях, самолетах, танках и т. д.). Для этого их облучают (рис. 2.11, г) *запросными* (зондирующими) сигналами. На объектах устанавливают *ответчики*, т. е. приемопередатчики, переизлучающие принятые (излучающие ответные) сигналы. Несущие частоты, законы модуляции

(коды) запросных и ответных сигналов могут изменяться в широких пределах. Это обеспечивает опознавание государственной принадлежности объектов («свой – чужой») и индивидуальное опознавание. Активный ответ широко применяется также в задачах УВД.

*Пассивная радиолокация* использует *собственные излучения* элементов цели и их ближайшей окрестности. Излучения создают нагретые участки поверхности, связные, локационные и навигационные средства (обеспечения безопасности полета в том числе), средства РЭП, ионизированные образования различного вида. В общем случае средство пассивной радиолокации может быть размещено на одной (рис. 2.11, д) или нескольких разнесенных позициях. На принципах пассивной радиолокации работают, в частности, *средства радиотехнической разведки излучений*. Пассивные и активные РЛ средства могут составить единое целое – это будут *активно-пассивные РЛК*.

Важное значение для активных и активно-пассивных СРЛ имеет *характер зондирования пространства*. Увеличивая отношение размеров антенны к длине волны, добиваются, как известно, высокой направленности антенн.

*Высокая направленность зондирующего излучения обеспечивает концентрацию его энергии*, облегчая последующее выделение отраженных сигналов. Зондирование различных участков пространства часто проводится поэтому *неодновременно*, т. е. *наряду с одновременным обзором* участков пространства *реализуется последовательный обзор*. Поскольку колебания, излучаемые в каждом направлении, обычно модулированы во времени, законы модуляции для различных направлений не совпадают. В этом случае имеет место *пространственно-временная модуляция зондирующих колебаний*. Она достигается путем временной модуляции в передатчиках и перемещения характеристик направленности передающих антенн в пространстве. Возможные виды пространственно-временной модуляции обеспечивают последовательный обзор пространства по *жесткой* программе либо по *гибкой* – в зависимости от результатов текущих наблюдений. Для повышения оперативности обзора используют антенны с *электрическим управлением положением луча* типа ФАР.

На *параметры принимаемых РЛ сигналов* и их использование для измерения координат целей влияют *свойства среды*, в которой распространяются радиоволны. Простейшим и основным является случай распространения в *свободном пространстве*, которое принято полагать: 1) *однородным*; 2) *изотропным*; 3) *недиспергирующим*. Это значит, что скорость распространения радиоволн: 1) одинакова для всех элементов этого пространства; 2) не зависит от направления распространения и поляризации волны; 3) не зависит от частоты колебаний ( $c \approx 3 \cdot 10^8$  м/с). Зондирующий и отраженный сигналы *распространяются по прямолинейным траекториям без искажения своей формы*. Времена запаздывания  $t_3$  отраженных от

точечных целей сигналов относительно зондирующих определяются для разнесенных (рис. 2.11, б) и совмещенных (рис. 2.11, а) РЛС соотношениями  $t_3 = (D_1 + D_2)/c$  и  $t_3 = 2D/c$ . Дальность до цели кодируется тем самым во временной структуре принимаемых колебаний. Для совмещенных РЛС дальность однозначно определяется временем запаздывания:  $D_{ц} = c t_3/2$ , где  $D_{ц}$  измеряется в км.

При использовании разнесенных пунктов приема или одной многоэлементной антенны можно говорить о пространственно-временной структуре принимаемых колебаний. Набор временных запаздываний характеризует не только дальности, но и угловые положения целей. При малом разnose приемных элементов (в пределах ФАР), когда разностью запаздываний огибающих сигналов до приемных элементов можно пренебречь, угловая координата цели находится по распределению начальных фаз принимаемых колебаний. С этим же распределением связано формирование ДНА. Вращая ДНА (сканируя), можно сравнительно просто измерять угловые координаты – азимуты и углы места целей, например, по максимуму отраженного сигнала (рис. 2.12, а), обеспечивать их угловое разрешение (рис. 2.12, б). Информация о различных угловых направлениях при одноканальном приеме поступает последовательно во времени, при многоканальном (когда характеристики рис. 2.12, б относятся к разным каналам приема) ее можно получать параллельно, практически одновременно.

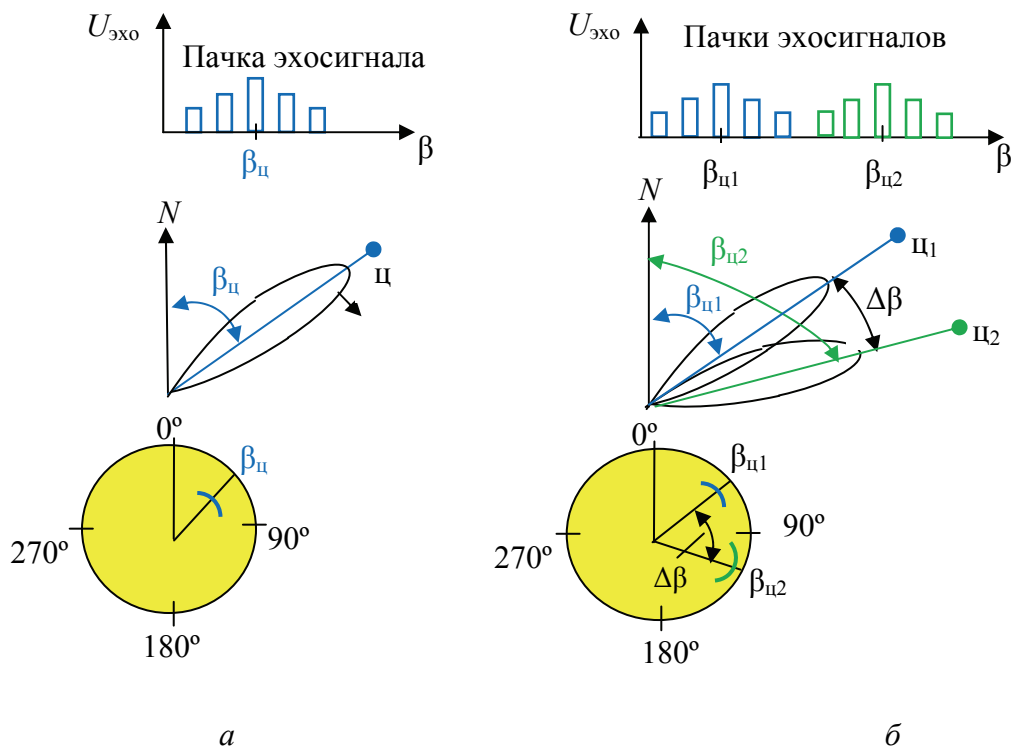


Рис. 2.12. Схема, иллюстрирующая принцип измерения угловых координат и разрешения целей



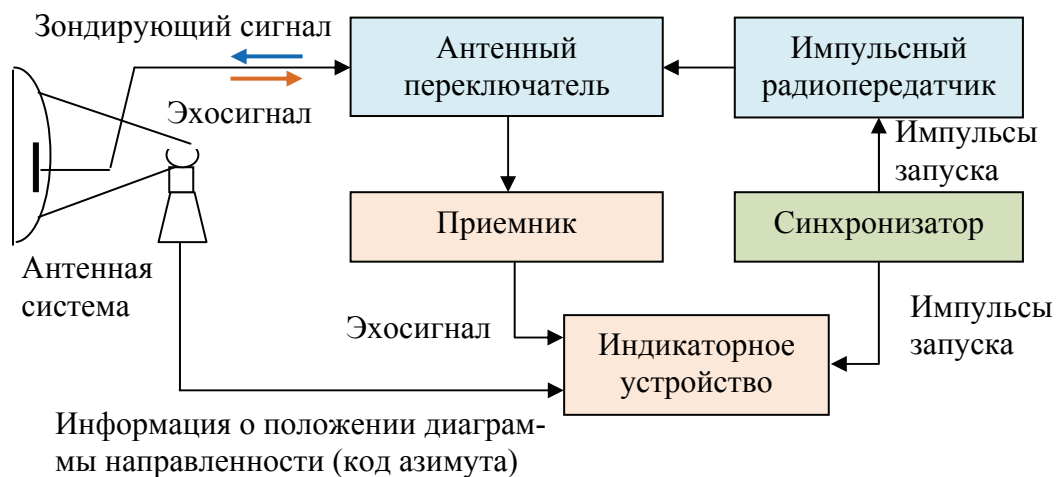


Рис. 2.13. Структурная схема простейшей импульсной РЛС

Реализацию принципов обнаружения целей, измерения их угловых координат и дальности поясним на примере *структурной схемы простейшей активной импульсной РЛС с совмещенной приемопередающей антенной и одним приемным каналом* (рис. 2.13). Важным элементом РЛС является *синхронизатор*, запускающий ее основные элементы. Зондирование короткими радиоимпульсами обеспечивает *неодновременность приема и излучения*. Это позволяет использовать *общую антенну*, коммутируемую *антенным переключателем* на передачу и прием.

После излучения ЗС антенна *соединяется с приемником*. ИКО обеспечивает возможность обнаружения оператором вторичного излучения цели, измерения дальности до цели и ее угловых координат (азимута). Предусматривается использование *цепей автоматики*. Последние связывают индикаторное устройство с антенной, выдают информацию о текущем положении ДНА, а значит, угловых координатах целей, а также управление этой диаграммой (контур управления на рис. 2.13 не показан).

В более общем случае прием может быть *многоканальным*, длительность сигнала *не обязательно должна быть малой*. Приемная и передающая антенны могут быть *разделены* (даже в совмещенной локации).

Существенную роль в радиолокации играет *фактор движения целей*, вызывающий *изменение временных запаздываний отдельных элементов*, а значит, *всей структуры сигналов*. Так, *радиальное движение цели относительно совмещенной импульсной РЛС*: 1) *изменяет запаздывание последовательно принимаемых импульсов*; 2) *приводит к известному из физики изменению несущей частоты – эффекту Доплера*. Оба эффекта порознь могут использоваться для измерения *радиальных скоростей цели* и их скоростного разрешения. Как поясняется ниже, они – проявления эф-

фекта *трансформации сигнала за счет движения цели. Селекция по скорости* широко используется для *защиты от пассивных помех*.

При любом из методов радиолокации приходящие сигналы часто оказываются *слабыми*. Особенно это относится к активной радиолокации, где имеет место *двукратное рассеяние энергии*: на пути до цели и обратно. Для *выделения слабых сигналов* принимают ряд мер: увеличивают по возможности *габариты* передающей и приемной антенн, *среднюю мощность зондирующих колебаний*; применяют *высокочувствительные* (малошумящие) входные элементы радиоприемных устройств. *Оптимизируют* наряду с этим *обработку принимаемых колебаний* с учетом внешних помех и внутренних шумов приемника.

*Оптимизация обработки означает наилучший* (в статистическом смысле) *учет взаимных различий сигналов и помех*, что оказывается существенным при обнаружении и измерении. Различия учитываются также при разрешении целей, их распознавании. К радиоприемному устройству подходят при этом как к *специализированному вычислительному устройству*, точно или приближенно выполняющему линейные и нелинейные операции оптимальной (согласованной) обработки принимаемых колебаний. С освоением ФАР в радиоприемное устройство стали включать и операции над принятыми элементарными сигналами (операции пространственной обработки). Антенные операции оказываются начальными звеньями *единой цепи обработки* (аналоговой, цифровой, комбинированной). Оптимизируя обработку, учитывают также *условия распространения радиоволн* в средах, отличающихся от свободного пространства. Параметры помех и сред распространения обычно заранее неизвестны. Поэтому *адаптация системы пространственно-временной обработки* к текущим условиям работы РЛС выступает в практике радиолокации на одно из первых мест. Наряду с этим повышается роль *адаптации по отношению к пространственно-временной модуляции* излучаемых сигналов [6, 7].

С целью реализации двуединой функции (информационной и рефлексивной) РЛ система осуществляет разведку СВН противника в установленных высотных границах на территории Российской Федерации и сопредельных государств. При этом каждая из РЛС, развернутая на конкретной позиции, создает свою ЗО  $\Omega_i$ , представляющую собой *область ВП*, в пределах которой *обеспечивается обнаружение ВО с заданным средним значением ЭПР и получение о них информации*  $i$ -й РЛС с показателями качества, не хуже заданных: для РЛ обнаружения – *вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги*, для РЛ измерения – *дисперсия ошибки измерения координат* (рис. 2.14), где  $\epsilon_{\max}$ ,  $\epsilon_{\min}$  – соответственно изменяющийся максимальный и минимальный углы места;  $R_{\text{мв}}$  – радиус «мёртвой» воронки;  $D_{\max}$  – максимальная дальность обнаружения;  $H_{\max}$  – максимальная высота («потолок») обнаружения.

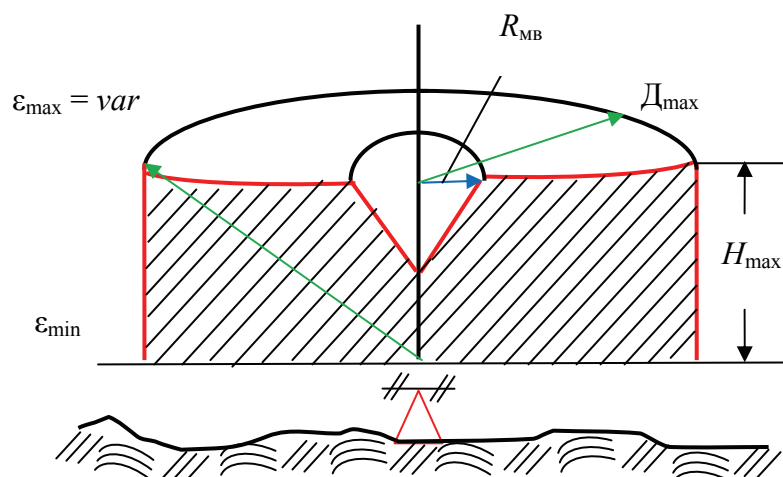


Рис. 2.14. Сечение ЗО  $i$ -й РЛС (РЛК) в вертикальной плоскости

В исходном состоянии каждая из РЛС взаимодействует со средой независимо от других. Однако целью элемента любой системы является сохранение устойчивого состояния в течение достаточно продолжительного времени или «выживание», поскольку воздействие со стороны среды носит характер возмущения, выводящего элемент из устойчивого состояния, включая возможный гибельный исход. Поэтому подвергаемые разрушительному воздействию среды (например, воздействию СВН противника) элементы необходимо объединять в систему с целью увеличения вероятности выживания, повышения надежности, устойчивости и т. д.<sup>31</sup> Совокупность ЗО  $\Omega_i$  включенных РЛС образуют в пространстве требуемое РЛП системы  $\Omega_{\text{РЛП}}$ :  $\Omega_{\text{РЛП}} \leq \{\Omega_1 \cup \Omega_2 \cup \Omega_3 \dots\}$ .

Объединение элементов в РЛ систему означает установление связей между ними, которые, в свою очередь, создают потенциальную возможность управления, так как обеспечивают, в частности, одновременный требуемый их переход из одной группы состояний в другую. При этом важны именно своевременность, согласованность поведения элементов (компонентов), что позволяет совершать целенаправленные действия, повышающие в конечном итоге устойчивость всей РЛ системы.

Связи элементов РЛ системы образуют ее структуру, характеристики которой обеспечивают поведение системы как единого целого. Какова структура (способ связи отдельных РЛС или РЛК), такова и РЛ система, что было показано ранее на ряде примеров. Главной структурной особенностью, определяющей целостность такой системы, является нелинейность, которая

<sup>31</sup> Напомним, что любая РЛ система относится к классу эргатических (человеко-машинных) систем. Поэтому процессы, протекающие в такой системе происходят не сами по себе, а носят целенаправленный, субъектно-деятельностный характер.

выражается как невозможность линейного представления взаимодействия и взаимосвязи элементов системы:  $\zeta(A + B) \neq \zeta(A) + \zeta(B)$ , где  $A, B$  – элементы системы;  $\zeta(x)$  – мера на множестве элементов. **В этом и проявляется ранее упоминавшийся системный (сверхсуммарный) эффект, при котором свойства целого (системы) не сводятся к сумме свойств его элементов.** Первые значительно разнообразнее и богаче вторых. Прирост в качестве происходит именно за счет соответствующих связей (структуры). Изменение качества системы происходит за счет изменения качества системных связей (ручной, автоматизированный или автоматический съем, обработка и передача РЛИ; узкополосные или широкополосные сигналы, проводные, кабельные, оптоволоконные или радиоканалы связи и т. д.).

Здесь важно подчеркнуть следующее. *Во-первых*, совместно с другой системной особенностью – иерархичностью структуры – нелинейность придает «усилительный» характер этой структуре, что приводит к таким особенностям сложных систем, как лавинообразность процессов, спонтанность и определенная непредсказуемость поведения (например, за счет воздействия внешних помех), наличие скачкообразных переходов, дискретности состояния (так называемые пороговые эффекты), экспоненциального и логарифмического характера зависимости внутренних параметров и состояний, наличие ветвящихся процессов и т. д. *Во-вторых*, элементы за устойчивость в системе «расплачиваются» потерей автономии, т. е. приобретают не только «права», но и «обязанности», в связи с чем они дифференцируются, получают сравнительно узкую специализацию (функцию). Применительно к средствам радиолокации специализация проявляется в создании РЛК и РЛС; в рамках РЛК – в появлении дальномеров и высотометров; в рамках РЛС – в создании РЛС дежурного режима или РЛС специального назначения и т. д.

Понятно, что такая специализация имеет смысл и оказывается эффективной лишь при условии согласованной работы всех этих элементов. Поэтому проблема системной организации любой РЛ системы носит противоречивый характер: с одной стороны, объединение элементов в систему расширяет возможности системы в целом, но с другой – ограничивает возможности самих элементов. Высокоспециализированная система становится негибкой: будучи устойчивой в стационарных условиях, она теряет способность к изменению и не может адаптироваться к новым, изменившимся условиям среды. Излишняя стабилизация системы, жесткая фиксация ее структуры так же опасны, как и случай полной децентрализации управления. Следовательно, эффективная организация определяется противоречивыми требованиями устойчивости и изменчивости, одинаково необходимыми для выживания РЛ системы в нестационарной среде.

Очевидно, что оптимальное соотношение между этими требованиями, отражаемое в структуре РЛ системы, зависит от степени нестационарности среды. Чем более изменчива, динамична среда, тем более гибкой должна быть структура РЛ системы и, наоборот, постоянство среды приводит к возникновению простейших структур.

В то же время даже предварительный анализ структуры и основных параметров РЛП, как основной формы материализации РЛ системы, указывает на сложность решения этой задачи, аналитический вариант которой еще ждет своей разработки. Это объясняется следующим:

1. РЛ система состоит из огромного количества разнообразных элементов (РЛС) со своими связями и многообразными видами взаимодействий.

2. Прием и обработка радиолокационных сигналов и измерение их параметров производится, как правило, на фоне различных помех и носит случайный характер.

3. Воздушная и помеховая обстановка из-за действия ряда внешних факторов характеризуется высокой степенью априорной неопределенности.

4. Пространственная и временная модуляция помех и сигналов из-за влияния многочисленных нестационарных и стохастических факторов является нестационарной.

5. Изменения функциональных связей между элементами системы из-за технических неисправностей РЛС или нестационарных внешних воздействий не поддаются удовлетворительному прогнозу и строгой оценке.

Таким образом, в силу значительной внутренней сложности, конфликтного характера взаимодействия с внешней средой и существенного влияния на это взаимодействие случайных факторов любая РЛ система должна рассматриваться как сложная (неравновесная, нелинейная) конфликтная информационная система с рефлексией. От степени соответствия информационной модели целевой и помеховой обстановки реально сложившейся ситуации, глубины рефлексии влияния на нее внешних факторов, а также масштаба и адекватности этой рефлексии в решающей степени зависит эффективность выполнения системой своей целевой (информационной) функции. Поэтому модель РЛ системы как некоторой целенаправленной системы должна быть иерархической по структуре и развивающейся по функциям. В то же время для целенаправленной системы крайне важно обеспечить заданный уровень эффективности в критических ситуациях при минимальных затратах на ее создание, поддержание в боеготовом состоянии и развитие. Здесь возникает стохастическая задача многофакторного исследования эффективности и параметров качества РЛ системы.

### **2.3. Показатели качества и критерии эффективности радиолокационных систем**

Как отмечалось ранее, РЛ системы относятся к классу сложных целенаправленных систем, объективной мерой целенаправленности которых является *эффективность*. Она определяет существование, перспективу и место системы в надсистеме и объединяет качество системы (степень ее полезности для надсистемы), расход ресурса и время действия. В силу своей внутренней противоречивости, связанной с необходимостью учета свойств не только системы, но и надсистемы, более или менее строгое определение понятию эффективности дать теоретически трудно.

К настоящему времени в теории эффективности сложных систем сформировались три относительно самостоятельных подхода. *Первый* характеризуется функциональным отношением к обоснованию эффективности и способам ее оценки. Оцениваемая система рассматривается с точки зрения надсистемы, а под эффективностью системы понимается то количественно выраженное положительное влияние, которое система оказывает на функционирование надсистемы. Соответственно показатели качества системы, критерий и мера ее эффективности носят функциональный характер. Конкретное содержание оцениваемой системы отходит на второй план, уступая первенство способу оценки вклада системы в деятельность надсистемы.

*Второй подход* исходит из возможности введения физически измеряемого критерия эффективности. Предполагается, что поскольку взаимодействие между подсистемами внутри системы, а также системы с надсистемой имеет физическую природу и, следовательно, практически субъект деятельности имеет дело с физическими величинами, поскольку понятие эффективности не может не иметь конкретного физического содержания. Задача теории эффективности состоит в обосновании способа обобщения всех факторов взаимодействия с целью образования (путем последовательной декомпозиции) единой физической величины, которая и называется критерием эффективности. Очевидно, что первый подход связан с функциональным описанием модели, а второй – с морфологическим.

Обоим подходам присущ общий недостаток – фрагментарность, поскольку главная часть задачи передается в другую инстанцию в предположении, что эта другая инстанция обладает большей информированностью (первый подход) либо большей компетентностью (второй подход).

В то же время проблема оценки эффективности сложной системы не является чем-то внешним по отношению к ней, а представляет собой проблему исследования самой сложной системы и не может рассматриваться ни как внешняя (надпроблема, связанная с деятельностью надсистемы), ни как внутренняя (подпроблема, определяемая одним из аспектов деятельности

системы) по отношению к системе. Поэтому узость (неполнота) исходной постановки проблемы эффективности не имеет под собой гносеологических оснований, а вытекает только из стремления исследователя к упрощению, наглядности и привычности описания решаемой системной задачи.

*Сущность третьего подхода* состоит в построении модели эффективности, включающей как систему, так и надсистему. При этом физический критерий выбирается так, чтобы он был одновременно и функциональным (т. е. учитывал вклад системы в деятельность надсистемы).

Следует подчеркнуть, что функциональные критерии эффективности и соответствующие им показатели качества могут носить нормативный (детерминированный) либо статистический (вероятностный) характер. К первым можно отнести, например, допустимый процент снижения боеготовности средств радиолокации группировки РТВ после отражения воздушного удара противника с параметрами, близкими к прогнозируемым, коэффициент использования боевых возможностей зенитного ракетного комплекса (ЗРК) в условиях воздушного налета высокой плотности и т. д. Ко вторым – математическое ожидание успеха (например, математическое ожидание размера предотвращенного ущерба, который может быть нанесен обороняемым объектам в процессе воздушного удара противника), вероятность достижения цели или решения некоторой системой какой-то конкретной задачи и др.

В наиболее общем виде эффективность той или иной РЛ системы вводится при помощи следующих показателей качества.

**Физические.** 1. Для отдельной РЛС как некоторой технической подсистемы радиолокационной системы: а) размеры и форма ЗО по дальности, азимуту и углу места; б) передающий потенциал (средняя мощность зондирующего сигнала с учетом свойств направленности передающей антенны); в) приемный потенциал (предельная чувствительность РЛ приемника); г) разрешающая способность по основным параметрам и некоторые др. 2. Для РЛ системы как некоторой совокупности РЛС: а) размеры и форма РЛП; б) энергетический потенциал; в) информационный потенциал, помехоустойчивость и т. д.

**Функциональные.** 1. Для отдельной РЛС: а) параметры ЗО с учетом целевого (функционального) предназначения РЛС (например, дежурного или боевого режимов, маловысотного поля или дальнего обнаружения и т. д.); б) количество автоматически сопровождаемых целей; в) точностные характеристики, помехозащищенность РЛС и т. д. 2. Для РЛ системы: а) размеры, форма и параметры РЛП в пространстве возможных параметров движения целей; б) пропускная способность (предельное количество обслуживаемых целей) в соотношении с задачами объединения ПВО по отражению воздушного удара заданной плотности; в) полнота, достоверность и точность создаваемой РЛ системой информационной модели воздушной обстановки; г) помехоустойчивость, живучесть, мобильность и т. д.

*Эффект действия РЛ системы* может определяться такой физической характеристикой, как время обслуживания цели (время определения траектории движения с заданной точностью) либо плотностью потока целей (при заданном законе распределения целей во времени и пространстве), при которой их обслуживание безотказно. *Эффективность РЛ системы* определяется количеством обслуженных целей в течение оперативно обоснованного интервала времени при наличии энергетическом, эксплуатационном и людском ресурсе.

Поскольку эффективность РЛ системы существенно зависит не только от внутренних параметров, но и от параметров обстановки (для РЛ системы РТВ – от варианта построения воздушного удара, типов и характера пространственно-временного распределения целей и помех, тактики огневого воздействия на РЛ средства и др.; для РЛ системы ЕС ОрВД – от реально осуществляемого плана полетов ВС), постольку ее числовое значение имеет ограниченное применение. Иногда эффективность РЛ системы характеризуют широкими качественными категориями, такими как «весьма высокая», «высокая», «не очень высокая», «низкая», «очень низкая».

Если критерии эффективности подсистем взаимно стимулирующие – система супераддитивна, если согласованы – система аддитивна, если противоречивы – субаддитивна. Зависимость эффективности системы от числа подсистем может быть с одним максимумом либо многоэкстремальной. Характер этой зависимости в основном определяется степенью сложности строения (морфологии) системы. При этом, как отмечалось ранее, подсистемы сложной (неравновесной или диффузной) системы *не могут одновременно иметь экстремумы целевых функций, так как достижение экстремальных значений переменных одной подсистемы выводит за допустимые пределы переменные другой подсистемы*. В целом невозможно достичь глобального экстремума целевой функции всей неравновесной системы, так как это нарушает нормальное функционирование ее подсистем.

Таким образом, *эффективность произвольной РЛ системы есть физически измеряемая положительная характеристика целенаправленной деятельности этой системы на заданном интервале времени, учитывающая расход ресурса*. Критерий эффективности определяется диалектическим единством целевых функций самой РЛ системы и надсистемы.

Например, функция «идеальной» РЛ системы РТВ по добыванию РЛИ формулируется как максимально полное, безошибочное и точное отображение и прогнозирование трасс воздушных объектов и выявление их признаков (принадлежности, класса, количество в группе и др.) в реальном масштабе времени. Соответственно к основным функциональным показателям качества РЛ системы (которые одновременно являются и информационными) относят: полноту и достоверность отображения воздушной обстановки, точность отображения трасс, условные показатели качества со-



ответствующей некоординатной информации и другие. При этом в пространстве наблюдения  $\Omega_{\text{РЛП}}$  задаются  $M_0$  трасс  $r_i(t)$  воздушных объектов (где  $i = 1 \dots M_0$ ), их характеристики, а также параметры внешней среды (нелинейные эффекты в атмосфере, характер электромагнитной или помеховой обстановки, варианты механических воздействий на элементы радиолокационной системы и др.). Среднестатистические показатели качества радиолокационной системы определяют в основном моделированием на ЭВМ наиболее типичных или вероятных вариантов воздушной и помеховой обстановки, стремясь определить математические ожидания числа отображаемых трасс  $\langle M \rangle$ , числа ложных трасс  $M_{\text{лт}}$ , а также среднеквадратические погрешности  $\sigma$  определения координат. При этом показатели

$$\gamma = \frac{\langle M \rangle}{M_0}, \quad \chi = \frac{M_{\text{лт}}}{M_0}, \quad \sigma_{xy} = \left( M^{-1} \sum_{i=1}^M \sigma_{xyi}^2 \right)^{\frac{1}{2}}$$

характеризуют соответственно ожидаемую полноту, достоверность и точность отображения реально сложившейся воздушной обстановки.

Варьируя варианты построения РЛ системы при заданной модели воздушной обстановки либо меняя модели воздушной обстановки для одной и той же РЛ системы можно с той или иной степенью достоверности обосновать предпочтительный вариант ее построения, требования к тактико-техническим характеристикам РЛС, оценить ожидаемую эффективность системы в целом. Многомерный параметрический критерий  $\{\gamma, \chi, \sigma_{xy}\}$  нагляден, а требования к его составляющим достаточно просто обосновываются:  $\gamma \geq 0,9$ ;  $\chi \leq 0,1$ ;  $\sigma_{xy} \cong 10^2 \dots 10^3$  м.

Вместе с тем, если сравнить этот многомерный параметрический критерий с приведенным выше определением эффективности сложной системы, можно прийти к выводу, что он носит явно выраженный односторонний характер. Помимо его ориентации на заданную (априори известную) модель воздушной и помеховой обстановки, что в повседневной практике соответствует воздушной обстановке детерминированного характера, а в условиях реального конфликта, как правило, не соответствует действительности, этот критерий к тому же не учитывает такой важнейший компонент анализа эффективности системы, как ее наличный ресурс. Поэтому он оказывается не приспособленным к количественному многофакторному анализу не только информационных возможностей РЛ системы, но и вещественно-энергетических, материально-технических, финансовых и кадровых затрат государства на ее создание и поддержание в рабочем состоянии. Отсутствие же адекватной параметрической модели РЛ системы не позволяет проводить достоверный анализ ее эффективности и проводить разработку научно обоснованных рекомендаций по обеспечению ее устойчивого функ-

ционирования, совершенствования и развития. Поэтому проблема выбора и формализации критерия эффективности и разработки математической модели РЛ системы является весьма актуальной.

## **2.4. Энтропийная и математическая модели радиолокационной системы**

Как было показано в предыдущих параграфах, эффективная организация, обеспечивающая выживание РЛ системы в условиях конфликтного взаимодействия со средой, определяется противоречивыми требованиями устойчивости и изменчивости. Оптимальное соотношение между этими требованиями, отражаемое в структуре РЛ системы, зависит от степени нестационарности среды и характера взаимодействия системы со средой. Чем более изменчива, динамична среда и чем более случайный, неопределенный и антагонистичный характер носит рассматриваемое взаимодействие, тем более гибкой и в то же время прочной (устойчивой) должна быть структура РЛ системы. Поэтому математическая модель такой системы в попытке отразить с ее помощью и случайные параметры среды, и случайные параметры РЛ системы с максимальной точностью оказывается функцией множества стохастических переменных. Это основная трудность в разработке адекватной математической модели РЛ системы, которая, на первый взгляд, не имеет приемлемого решения по причине своей многомерности.

Выход из методологического тупика объясняется тем, что на самом деле внешняя среда, определяющая структуру и пространство решений РЛ системы, сколько бы случайной она ни была, обладает определенными закономерностями (на языке синергетики – обладает избыточностью). Наличие некоторой избыточности (определенных закономерностей) в поведении внешней среды позволяет сложной системе устойчиво функционировать в данной среде, выжить, за счет обнаружения и использования этих закономерностей.

Избыточность среды, отражающая ее инвариантные характеристики, так же важна для устойчивости системы, как и ее собственная избыточность (внутренние закономерности системы). Поэтому разработка математической модели РЛ системы связана с решением не только многофакторных задач в рамках одного качества, но и с решением задач в рамках различных качественных состояний: а) с установлением количественных соотношений между избыточностью среды и способностью системы к выживанию в этой среде и б) с установлением параметрической зависимости между функциональной (информационной) эффективностью РЛ системы и затратами ресурсов надсистемы на ее функционирование. В первом случае речь

идет о разработке *энтропийной (информационной) модели*, т. е. модели, отражающей специфику взаимодействия РЛ системы и внешней среды на уровне потоков информационной неопределенности. Во втором – о разработке *математической модели*, отражающей специфику энергоинформационного взаимодействия РЛ системы с надсистемой и средой, то есть зависимость между функциональной эффективностью РЛ системы и основными параметрами внешней среды, а также собственными параметрами системы и надсистемы.

Вывод этих моделей проведем на примере РЛ системы РТВ при ее функционировании в режиме военного времени и, в частности, при отражении конкретного воздушного удара противника. Такая система относится к классу субаддитивных систем. Модели подобных систем носят обобщенный характер и при необходимости сравнительно просто могут быть сведены к более простым моделям аддитивной и супераддитивной РЛ систем, примером которых являются РЛ система ЕС ОрВД и РЛ система РТВ мирного времени.

Рассматривая внешнюю среду РЛ системы как неотъемлемый компонент поставленной аналитической задачи, необходимо подчеркнуть следующее. Физической внешней средой РЛ системы РТВ является приземное (воздушное) пространство, в котором в соответствии с неизвестным для Войск ПВО замыслом противника находятся: а) СВН и ложные объекты; б) противостоящие им самолеты истребительной авиации, зенитные ракеты ЗРК на маршрутах полета к СВН противника; в) распространяются радиоволны, обеспечивающие локацию объектов, наведение ракет, передачу информации внутри системы, г) действуют источники помехового фона: пассивно переизлучающие отражатели (неоднородности среды распространения), источники посторонних (мешающих) излучений и объекты естественного и искусственного происхождения, обладающие поражающим действием на элементы РЛ системы. Описание такой среды включает в себя системные характеристики варианта воздушного удара, индивидуальные характеристики объектов локации, источников помех, общее (интегральное) описание ожидаемой воздушной и помеховой обстановки и среды распространения радиоволн для отдельной РЛС (подразделений) и для группировки РТВ, а также системные характеристики информационных и огневых средств ПВО, охваченных всеми видами взаимодействия со средой. Это описание характеризуется различной степенью априорной неопределенности, которое относительно среды (воздушного противника) в поставленной задаче необходимо минимизировать, а относительно своих сил и средств – максимизировать.

### **1. Энтропийная (информационная) модель РЛ системы.**

Будем рассматривать среду и систему как носителей соответственно разнообразия возмущающих воздействий со стороны среды и рационального

принятия решений со стороны системы. Взаимодействие системы и среды представляет ситуацию антагонистического конфликта, в котором система стремится сохранить устойчивость (постоянство внутренней среды) в обстановке разнообразия возмущающих воздействий, угрожающих целостности системы. С этой точки зрения РЛ система РТВ может рассматриваться как система с самоуправлением, которая в соответствии с тем или иным вариантом поведения воздушного противника вырабатывает сигналы управления своими подсистемами и собственным поведением в целом. Обеспечивая такое поведение РЛ системы, которое позволяет избегать угрожающих воздействий противника, эти сигналы уменьшают, в частности, разнообразие внешних возмущений до безопасной величины.

В рамках стохастического характера решаемой задачи естественно допустить, что воздействия СВН противника на РЛ систему РТВ носят случайный характер, в силу чего его поведение можно описывать распределением  $p(x)$  внешних возмущений  $x$ . Очевидно, что в качестве меры разнообразия воздействий противника на РЛ систему (возмущений среды) выступает энтропия этого распределения, определяемая известным соотношением Шеннона:  $H(x) = - \sum p(x) \ln p(x)$ .

Здесь важно подчеркнуть, что энтропийный критерий разнообразия является более общим по отношению к дисперсии  $\sigma_{xy}$  многомерного параметрического критерия  $\{\gamma, \chi, \sigma_{xy}\}$ , так как он зависит в явном виде только от вероятности случайных исходов, а дисперсия зависит от распределения значений случайной величины (функции исходов).

Пусть некоторое управляющее воздействие РЛ системы  $y$ , нейтрализуя угрожающие воздействия противника, уменьшает разнообразие внешних возмущений, действующих на систему, до величины, измеряемой условной энтропией:  $H(x|y) = - \sum p(x|y) \ln p(x, y) \leq H(x)$ , где  $p(x|y)$  – распределение внешних возмущений при наличии управляющих воздействий. Тогда в качестве меры «количества» этого управления, вносимого в РЛ систему для обеспечения ее устойчивого функционирования, естественно принять степень уменьшения разнообразия действий (степень уменьшения потока энтропии) со стороны противника:  $W = H(x) - H(y)$ .

В рамках информационного подхода величину  $W$  можно трактовать как *пропускную способность* РЛ системы РТВ, определяющую ее возможности по обработке соответствующей информации и своевременному выбору адекватного решения по уменьшению потока энтропии<sup>32</sup>. Тогда

<sup>32</sup> В общем плане пропускная способность системы характеризует скорость совершения каких-либо действий с информацией. Под пропускной способностью РЛ системы РТВ будем понимать скорость приема, обработки, отождествления, хранения (отображения) и передачи боевой и разведывательной информации на КП соединений (объединений) ПВО и на КП частей ЗРВ и ИА.

условная энтропия  $H(x|y)$  будет представлять собой остаточное разнообразие действий противника при некотором априорном разнообразии  $H(x)$  и пропускной способности системы  $W$ . Преобразовав представленное выше выражение следующим образом:  $H(x|y) = H(x) - W$ , получаем меру эффективности (качества управления) РЛ системы, характеризующую предельные возможности этой системы по уменьшению разнообразия воздействий (уменьшению потока энтропии) со стороны противника. Отсюда следует, что оптимальный выбор вариантов поведения РЛ системы, наиболее эффективно уменьшающих разнообразие действий противника до малой величины  $H(x|y)$  и обеспечивающих тем самым собственное устойчивое функционирование, определяется величиной ее **пропускной способности**  $W$  и **априорным разнообразием поведения противника**  $H(x)$ . Очевидно, что *увеличение пропускной способности РЛ системы позволяет снизить требования к объему априорных сведений о противнике, а наличие исчерпывающей информации о последнем позволяет снизить пропускную способность РЛ системы РТВ.*

Так как в реальной ситуации всегда имеются физические, научно-технические, ресурсные и другие ограничения на пропускную способность  $W$ , то возможности РЛ системы по успешному «самоуправлению» в условиях обмена с противником потоками энтропии (потоками информационной неопределенности) оказываются ограниченными. Таким образом, *при фиксированной пропускной способности РЛ системы  $W$  уменьшение остаточного разнообразия  $H(x|y)$  и, следовательно, повышение устойчивости РЛ системы, может происходить только за счет обнаружения определенных закономерностей в разнообразии действий противника, позволяющих уменьшить априорное разнообразие  $H(x)$ .*

Как писал по этому поводу У. Эшби, «Дальнейшее исследование  $D$  может, однако, показать, что составляющие не являются независимыми, что существует ограничение разнообразия и что действительное разнообразие возмущений  $D$  значительно ниже первой нашей оценки. Мы можем обнаружить, что при данной пропускной способности регулятора  $R$  это меньшее разнообразие может быть регулируемо и что осуществимо полное регулирование и управление в  $E$ . Таким образом, открытие ограничения разнообразия может превратить ситуацию «регулирование невозможно» в ситуацию «регулирование возможно». Если пропускная способность регулятора фиксирована, то это – единственный путь»<sup>33</sup>.

Последнее обстоятельство (каким бы оно парадоксальным не представлялось) лишний раз указывает на приоритетность (первичность) задач, решаемых РЛ системой РТВ относительно задач, решаемых огневыми средствами ПВО (ЗРВ и ИА), так как система является тем самым регулятором,

---

<sup>33</sup> Эшби У.Р. Введение в кибернетику. М. : Изд-во иностранной литературы, 1959. С. 349. Автор обозначает:  $D$  – среда,  $R$  – пропускная способность регулятора,  $E$  – система.

пропускной способностью которого ограничивается общая эффективность всей системы ПВО. В соответствии с приведенной выше системной терминологией подобный регулятор является *слабейшей («болевой») точкой ядра системы ПВО*.

Ограничения разнообразия действий противника обычно выступают в виде инвариантов, т. е. определенных закономерностей, сужающих область вариантов его поведения, что принципиально облегчает поиск соответствующих решений. Использование этих инвариантов позволяет сократить пространство возможных решений, а тем самым – и время их поиска, например, путем сведения исходной задачи к задаче меньшей размерности. Наконец, такие проявления ограничений разнообразия (т. е. структурной избыточности противника), как корреляция между параметрами, изотропность во времени или воспроизводимость пространственно-временной структуры того или иного воздушного удара, приводят к возможности учета прошлого опыта, то есть к такому важнейшему способу использования избыточности, как *обучение РЛ системы РТВ*.

Полученная выше энтропийная мера  $H(x|y) = H(x) - W$  позволяет произвести оценку эффективности поведения РЛ системы РТВ с заданной пропускной способностью в различных условиях априорной неопределенности относительно действий противника. При этом основная трудность такой оценки связана с выявлением закона распределения событий  $x$ , поскольку объем статистических данных, удовлетворительным образом отражающий характер возможного поведения воздушного противника при очередном ударе, все еще недостаточен. Поэтому здесь пока допустим произвол в выборе такого закона распределения.

В то же время в процессе разработки и оценки эффективности сложных систем возникает необходимость их сравнения не только по эффективности, но и по уровню структурной организации (по уровню структурности, сложности) в одних и тех же условиях априорной неопределенности. При этом оказалось, что избыточность как раз и представляет собой меру структурной организации (меру структурности, сложности) этих систем.

Понятие избыточности как относительной меры структурности того или иного множества (применительно к информационному сообщению) было введено Шенноном. Оно представляется следующим эмпирическим соотношением:

$$R = 1 - \frac{H}{H_{\max}},$$

где  $H = - \sum_i p_i \ln p_i$  – энтропия заданного множества сообщений;  $p_i$  – вероятность  $i$ -го состояния сообщения,  $i = 1, 2, \dots$ ;  $H_{\max}$  – максимально возможная

энтропия, характеризующая «бесструктурное» множество данной совокупности сообщений.

В общесистемном плане избыточность есть отражение ограничений, накладываемых структурой на множество возможных состояний совокупности элементов, объединенных в систему. Эти ограничения «могут носить самый различный характер: от гвоздей, скрепляющих скамейку и исключаящих тем самым другое положение досок, до законов природы, ограничивающих, например, возможные положения небесных тел при исследовании их движения»<sup>34</sup>. Значение как самого понятия избыточности, так и его формального представления заключается в том, что оно позволяет подойти с количественной точки зрения к трудно формализуемым качественным понятиям и в наибольшей степени приспособлено к описанию порядка. Так, структурные связи, обеспечивающие нужную организацию сложной системы, выступают при этом в роли избыточности, повышающей надежность функционирования этой системы. Другими словами, порядок, чем бы он ни был, в основе своей представляет избыточность структуры. Система в такой же степени стабильна, в какой она является избыточной. Только за счет избыточности системы можно получить ее надежность.

Представляя собой меру структурной организации (меру избыточности сложных систем), данное выражение удовлетворяет естественным физическим требованиям, которым должна соответствовать подобная мера. В случае максимального беспорядка (бесструктурности) энтропия системы максимальна ( $H = H_{\max}$ ), значение  $R = 0$  независимо от «абсолютной» меры беспорядка  $H_{\max}$ . И, наоборот, в случае максимального порядка (энтропия системы минимальна, т. е.  $H = 0$ ) мера избыточности равна единице. Относительный характер меры позволяет сравнить по степени организации системы с разными значениями  $H_{\max}$ , что было бы невозможно при оперировании абсолютными значениями энтропии.

Пусть некоторая совокупность возможных вариантов поведения воздушного противника задает множество из  $n$  возможных состояний (вариантов поведения) РЛ системы РТВ, а ее внутренняя структурная организация выступает в виде вероятностной меры, определенной на этом множестве. Тогда энтропия РЛ системы будет определяться величиной

$$H_{\text{РЛ сист}} = - \sum_{i=1}^n p_i \ln p_i, \text{ где } p_i \text{ – вероятность } i\text{-го состояния. Очевидно, что}$$

максимальная неопределенность поведения РЛ системы возникает при равновероятных возможностях ее нахождения в любом из  $n$  состояний (при равновероятных вариантах действий противника), т. е. максимальная энтропия имеет место, если все  $p_i = 1/n$ ,  $i = 1, \dots, n$ . Поэтому

<sup>34</sup> Яблонский А.И. Модели и методы исследования науки. М. : Эдиториал УРСС, 2001. С. 322.

$H_{\max \text{ РЛ сист}} = - \sum_{i=1}^n \frac{1}{n} \ln \frac{1}{n} = \ln n$ , где  $n \geq 1$ . Отсюда выражение для меры системной организации РЛ системы РТВ примет следующий вид:

$$R_{\text{РЛ сист}} = 1 - \left( - \sum_{i=1}^n p_i \frac{\ln p_i}{\ln n} \right). \quad (2.1)$$

Эмпирическое соотношение (2.1) представляет собой дискретную энтропийную модель РЛ системы РТВ. Задаваясь конкретными значениями вероятностей тех или иных состояний и их общим количеством, вытекающими из тактических соображений, можно проводить сопоставительный анализ по уровню системной организации различных вариантов РЛ систем при одних и тех же вариантах поведения противника либо оценивать степени этой организации (надежности, устойчивости к внешним потокам энтропии) в одной и той же модели РЛ системы при различных вариантах поведения противника.

## 2. Статистическая модель РЛ системы РТВ.

Сложность вывода адекватной статистической модели РЛ системы РТВ связана с необходимостью учета множества противоречивых, часто взаимоисключающих, параметров, описывающих как состояние противника и надсистемы (т. е. системы ПВО), так и состояние самой РЛ системы. На первый взгляд удовлетворительное решение такой задачи невозможно, и анализ эффективности РЛ системы все-таки следует проводить в соответствии с рассмотренным ранее векторным параметрическим критерием  $\{\gamma, \chi, \sigma_{xy}\}$ . Однако при более детальном исследовании выясняется, что (как и в случае с информационной моделью) степень априорной неопределенности этой задачи не является столь высокой, чтобы препятствовать созданию адекватной статистической модели РЛ системы. Это объясняется объективными свойствами среды любой физической природы.

В частности, важнейшей структурной особенностью среды является возможность ее разложения на относительно независимые подсистемы. Это свойство «разложимости» означает, что параметры, которые считались связанными, могут быть преобразованы в относительно независимые, что позволяет путем декомпозиции разделить совокупность параметров на сравнительно независимые группы и свести многомерную задачу к набору задач меньшей размерности. Например, в линейной АФАР, содержащей  $m$  слабо-направленных элементов, для эффективной компенсации активных помех от  $N$  внешних источников (как правило,  $m \gg N$ ) необходимо выполнить  $Nm^2$  операций вычисления элементов матрицы, обратной корреляционной матрице помех (ОКМП). Если же для каждого источника помех (ИП) выделить остронаправленный компенсационный канал, число векторно-матричных



операций уменьшится до  $N N^2$ . Иными словами,  $m^2$ -мерная задача оказалась сведенной к задаче размера  $N^2$ . Подобным образом  $n$ -мерная задача описания воздушного удара может быть сведена к  $n$  одномерным задачам описания действий каждой из групп СВН целостного воздушного удара.

Возможность раздельного принятия решений по независимым группам событий воздушного удара является существенным ограничением на возможные значения параметров, описывающих эти события, что *позволяет адекватным образом ориентироваться в боевой обстановке*, обладающей на первый взгляд бесконечной сложностью. В математическом плане свойство разложимости означает, что соответствующая функция, описывающая «поведение» противника или своей надсистемы (системы ПВО), может быть представлена как суперпозиция функций от меньшего числа переменных, в простейшем случае – как аддитивная функция. Объяснение этого факта заключается в том, что РЛ система РТВ, возникшая как «отклик» на ту или иную внешнюю среду, отражает в своей структуре избыточность структуры противника, а в своем поведении – закономерности пространственно-временной организации воздушного удара.

Так, элементы каждой подсистемы РЛ системы сильно связаны друг с другом, а по отношению к другим подсистемам и к противнику выступают как независимое целое. Обобщением этого свойства является иерархичность РЛ системы, сочетающая «разложимость» системы на отдельные уровни и отношение ранговой упорядоченности между этими уровнями. Иерархичность структуры обеспечивает необходимое информационное взаимодействие и управление при ограниченной пропускной способности элементов системы. На высшие уровни поступает лишь часть информации, достаточная для эффективного принятия общих решений, с передачей детализации на низшие уровни. Такой интегрально-дифференциальный характер взаимодействия элементов, связанных в иерархическую структуру, сочетает в себе целостность всей системы с относительной автономией отдельных уровней, что позволяет системе использовать преимущества как централизации, так и децентрализации (устойчивости и гибкости структуры) в процессе самоорганизации и самоуправления.

Таким образом, рассмотренные структурные особенности РЛ системы и противника имеют принципиальное значение для возможности системы выжить в складывающейся обстановке. Без структурной избыточности воздушного противника (внешней среды) РЛ система не смогла бы приспособиться к ней, а без достаточно сложной собственной организации она не смогла бы извлечь и использовать эту избыточность. Открытие инвариантных соотношений и организация поиска решений в соответствии со структурной организацией воздушного противника, или, иными словами, извлечение и использование системой избыточности внешней среды (возможные, конечно, лишь при достаточной адекватности их структур),

позволяют РЛ системе РТВ определить рациональную линию своего поведения при ограниченной пропускной способности. И хотя разные РЛ системы по-разному извлекают избыточность, для любого варианта их построения этот процесс является необходимым условием устойчивого функционирования.

Извлечение и использование избыточности на информационном уровне становится возможным вследствие встроенных в РЛ системы (и в целом в системы ПВО) некоторых аналогов внешнего мира (аналогов вариантов поведения противника) не только в виде физических структур, но и в виде запрограммированных соответствующих алгоритмов принятия решений, управления, построения моделей поведения противника и собственной системы.

Таким образом можно получить аналитическое выражение, позволяющее проводить количественный многофакторный анализ эффективности системы ПВО и РЛ системы РТВ<sup>35</sup>. Очевидно, что здесь можно выделить информационные задачи, решаемые РЛ системой РТВ, и боевые задачи, решаемые огневыми средствами системы ПВО на основе полученной от РЛ средств разведывательной и боевой информации<sup>36</sup>. С этой целью рассмотрим некоторую абстрактную систему ПВО (рис. 2.15), содержащую РЛ подсистему РТВ,  $l$  огневых подсистем (зенитно-ракетных и истребительно-авиационных полков и бригад), и некоторую подсистему управления. Обобщенный эффект от ее использования будем исчислять посредством размера предотвращенного ущерба, который может быть нанесен обороняемым объектам со стороны противника в процессе воздушного удара.

Пусть на основании информационных данных РЛ системы ПВО решает  $L$  самостоятельных и независимых задач. Каждой  $l$ -й задаче ( $l \in L$ ) припишем важность  $\tilde{\omega}_l$  и вероятность  $P_l$ . Тогда положительный эффект от решения всех задач может быть представлен соотношением  $G = \sum_{l=1}^L P_l \tilde{\omega}_l$ .

Решение  $l$ -й задачи помимо РЛИ требует расхода некоторого материального ресурса. Если нет информации, то решение боевых задач невозможно. Нет, естественно, и расходов. Ложная информация влечет только расходы,

---

<sup>35</sup> Данная методика в различных вариантах изложена в следующих источниках информации: Дружинин В.В. Конторов Д.С. Системотехника. М. : Радиосвязь, 1985. С. 97–101; Крилицкий В.В., Черкасов В.Н. Система ПВО и оценка ее эффективности // Военная мысль. №10. 2006. С. 40–44; Ботов М.И., Вяхирев В.А., Девотчак В.В. Введение в теорию радиолокационных систем / ред. М.И. Ботов. Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2012. С. 224–234 и др.

<sup>36</sup> Напомним, что такие системы принято характеризовать полнотой и точностью создаваемой ими модели воздушной обстановки (модели воздушного удара) либо пропускной способностью, представляющей собой *плотность потока целей, при которой они отображаются с вероятностью, не ниже заданной*.

не увеличивая положительного эффекта. Очевидно, что общий ресурс, выделенный для решения всех задач,  $z_0 = \sum_{l=1}^{L_0} z_l$ . Здесь  $z_l$  – часть ресурса для решения  $l$ -й задачи;  $L_0 = L_l + L_1$  – общее число решаемых задач, где  $L_l$  – число задач, решаемых по ложным данным (ложным трассам целей);  $L_1$  – число задач, решаемых по реальным целям из числа  $L > L_0$  (некоторые задачи не решаются, образуется экономия ресурса, которая может быть обращена на решение других задач). Перерасход ресурса воспрещен.

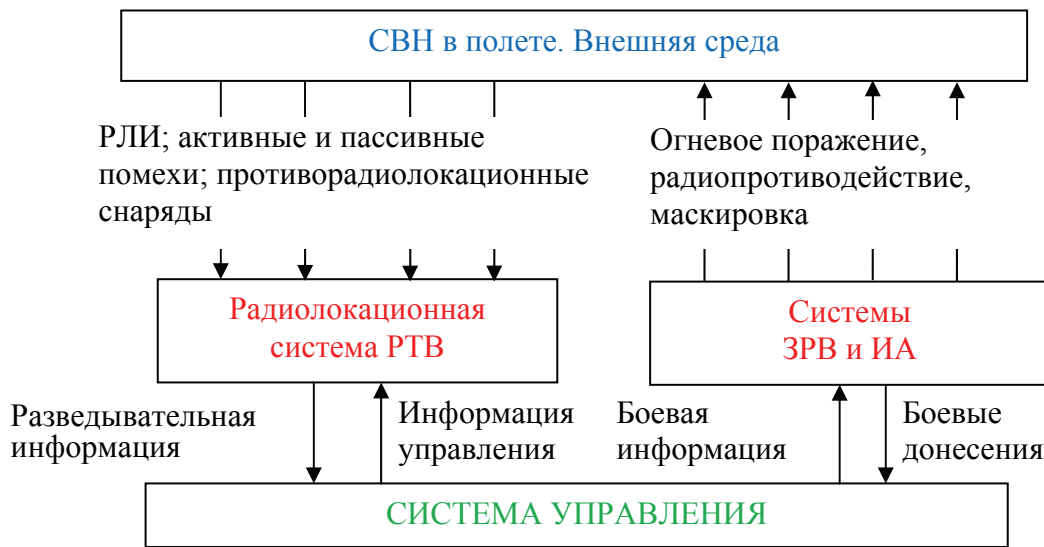


Рис. 2.15. Схема абстрактной системы ПВО

Тогда  $L_1 = L_1(\zeta)$ ,  $L_l = L_l(\mu)$ , где  $\zeta$  – полнота отображения обстановки, зависящая от вероятности правильного обнаружения  $P_0$ ;  $\mu$  – достоверность отображения, зависящая от вероятности ложной тревоги  $P_{л}$ . Таким образом, задачи, решаемые системой ПВО, являются функциями переменных, характеризующих качество РЛИ.

Условная вероятность  $P_{l1}$  решения  $l$ -й задачи (при условии достаточности ресурса) зависит от абсолютных ошибок отображения целей, т. е.  $P_{l1} = P_{l1}(\langle \delta_j \rangle)$ , где  $\delta_j = |\theta_j - \hat{\theta}_j|$ ,  $\theta_j$  – истинное положение  $j$ -й цели;  $\hat{\theta}_j$  – оценочное значение положения отметки  $j$ -й цели на устройстве отображения РЛИ;  $j = \overline{1, M}$ ;  $M$  – число целей.

Полная вероятность правильного решения  $l$ -й задачи  $P_l = P_{l1}(\langle \delta_j \rangle) P_{l2}(z_l)$ , где  $P_{l2}$  – вероятность решения  $l$ -й задачи при ограниченном ресурсе  $z_l \leq z_{лд}$  ( $z_{лд}$  – достаточный для решения  $l$ -й задачи ресурс).

Примем, что

$$P_{l1} = e^{-k_1 \sigma^2}, P_{l2} = \exp \left[ -k_2 \left( \frac{z_{l\text{д}} - z_l}{z_l} \right)^2 \right], \quad 0 < z_l \leq z_{l\text{д}},$$

где  $L_1 = k_3 P_{\text{л}}$ ,  $\zeta = P_0$ ;  $\sigma^2$  – дисперсия погрешностей РЛИ. Тогда, считая задачи по обнаружению целей и завязке трасс равноценными по требованиям к радиолокационной информации и назначению ресурса, выражение для положительного эффекта РЛ системы приведем к окончательному виду:

$$G = \sum_{l=1}^L \varpi_l \exp \left\{ - \left[ k_1 \sigma^2 + k_2 \left( \frac{z_{l\text{д}} - z_l}{z_l} \right)^2 \right] \right\}. \quad (2.2)$$

Здесь  $z_l = z_0 / (P_0 L + k\mu)$ ;  $k_1, k_2$  – некоторые коэффициенты, характеризующие соответственно тактико-технические возможности РЛС и общий ресурс РЛ системы;  $k$  – коэффициент, характеризующий вероятность того, что на решение задачи по ложной цели будет затрачен некоторый ресурс; значения параметров  $z_0, z_{l\text{д}}, \sigma, P_0, P_{\text{л}}$  в зоне РЛ наблюдения  $\Omega$  предполагаются заданными.

Рассмотрим огневую подсистему системы ПВО. При независимых воздействиях целей по объектам ущерб  $U$ , нанесенный противником этим объектам, можно описать выражением

$$U = \sum_{h=1}^Q U_h \left\{ 1 - \prod_{j=1}^M \left[ 1 - A_j f_{hj}(\theta_{hj}) \prod_{l=1}^{z_j} (1 - P_{lj}) \right] \right\},$$

где  $Q$  – число обороняемых объектов;  $U_h$  – абсолютная ценность (важность)  $h$ -го объекта;  $M$  – число атакующих целей, выявленных информационной подсистемой ПВО (т. е. РЛ системой РТВ);  $A_j \leq 1$  – опасность (поражающая способность)  $j$ -й цели;  $f_{hj}$  – функция поражения  $h$ -го объекта  $j$ -й целью;  $\theta_{hj}$  – расстояние между  $h$ -м объектом и точкой атаки  $j$ -й цели;  $P_{lj}$  – вероятность поражения  $l$ -м средством  $j$ -й цели;  $z_j$  – наряд огневых средств

ПВО на уничтожение  $j$ -й цели, причем  $\sum_{j=1}^{M+\mu} z_j \leq z_0$ .

При  $P_{lj} = 0$  максимальный ущерб  $U_{\text{max}} = \sum_{h=1}^Q U_h$ , поэтому ущерб, предотвращенный системой ПВО (положительный эффект системы ПВО), равен:

$$G = U_{\max} - U = \sum_{h=1}^Q U_h \prod_{j=1}^M \left[ 1 - A_j f_{hj}(\theta_{hj}) \prod_{l=1}^{z_j} (1 - P_{lj}) \right]. \quad (2.3)$$

Для упрощения выражения (2.3) положим, что охраняемые объекты равноценны ( $U_h = 1$ ), поражающая способность воздушных целей по всем объектам удара одинакова ( $A_j = 1$ ); вероятность поражения  $j$ -й цели  $l$ -м средством одна и та же ( $P_{lj} = P_j$ );  $z_j = z$  для обнаруженных и  $z_j = 0$  для необнаруженных целей. Тогда

$$G = \sum_{h=1}^Q \prod_{j=1}^{P_0 M} \left[ 1 - f_{hj}(\theta_{hj}) (1 - P_j)^z \right].$$

Поскольку важность охраняемых объектов одинакова, можно считать, что на каждый объект попадает одинаковое число целей  $m = M/Q$ , для которых  $f_{hj} > 0$ , а для каждой из остальных  $M - m$  целей  $f_{hj} = 0$ . Число средств, назначенных на уничтожение каждой цели  $z = z_0 / (P_0 M + \rho \mu)$ , где  $\rho$  – вероятность того, что на ложную цель будет назначено некоторое средство обороны.

Примем, что функция поражения  $h$ -го объекта  $j$ -й целью изменяется по закону<sup>37</sup>  $f_{hj} = \exp[-k_3 \theta_{hj}^2]$ , где  $k_3$  – некоторый коэффициент, характеризующий боевые возможности  $j$ -й цели.

Для нападающих целей (при непосредственном огневом воздействии на объект)  $\theta_{hj} = 0$  (соответственно  $f_{hj} = 1$ ), для остальных целей  $\theta_{hj}$  очень велико и  $f_{hj} \cong 0$ . Примем также, что вероятность поражения  $j$ -й цели  $l$ -м средством ПВО  $P_j = \exp[-k_4 \sigma^2]$ , где  $k_4$  – некоторый коэффициент, характеризующий боевые возможности соответствующего огневого средства;  $\sigma$  – точность боевой информации, поступающей от РТВ. Тогда

$$G = P_0 M \left[ 1 - \left( 1 - e^{-k_4 \sigma^2} \right)^{\frac{z_0}{P_0 M + \rho \mu}} \right]^m.$$

Очевидно, что общий затраченный ресурс зависит от затрат на содержание системы ПВО, израсходованного ресурса и боевых потерь:  $W = \lambda (P_0 M + \rho \mu) + C + B$ . Здесь  $C$  – затраты на содержание системы ПВО;

<sup>37</sup> Выбор таких законов распределения величин  $f_{hj}$  и  $P_j$  носит условный характер. При уточнении конечного выражения в качестве варианта можно задействовать распределение Пуассона или показательное (экспоненциальное) распределение. При этом несколько изменятся результаты, но не характер рассуждений.

$B$  – ее собственные боевые потери;  $\lambda$  – коэффициент, зависящий от ценности объектов обороны. Поэтому эффективность системы ПВО может быть представлена следующим соотношением:

$$\Theta = \frac{P_0 M \left[ 1 - \left( 1 - e^{-k_4 \sigma^2} \right)^{\frac{z_0}{P_0 M + \rho \mu}} \right]^m}{\lambda (P_0 M + \rho \mu) + C + B}. \quad (2.4)$$

Здесь величины  $M$ ,  $m$  задаются на основании анализа оперативно-тактической обстановки с учетом сложности воздушного удара и параметров РЛП (ЗО  $\Omega$ ) системы РТВ;  $P_0$ ,  $\rho$ ,  $\mu$ ,  $\sigma$  характеризуют РЛ систему;  $z_0$  и функция  $f_{hj}$  определяют боевые возможности (показатели качества) огневых средств ПВО: запас боекомплекта, предельно допустимую плотность потока целей в воздушном ударе, не приводящую к перегрузке системы, а также вероятность поражения.

Некоторые результаты расчетов эффективности системы ПВО в соответствии с соотношением (2.4) представлены на рис. 2.16–2.18. При проведении расчетов были приняты следующие допущения: а) наземная группировка ПВО (совокупность информационных и огневых средств) остается неизменной в течение всего времени налета СВН противника; б) показатели радиолокационной группировки (количество обрабатываемой информации о целях, дискретность обновления информации, точность информации о целях, внешняя граница РЛП и др.) остаются постоянными в течение всего налета; в) все ВО (свои самолеты и воздушные цели) находятся постоянно в РЛП группировки. Данные допущения (с учетом многофакторного характера решаемой задачи) позволяют, с одной стороны, существенно сократить расчеты при оценке эффективности системы ПВО относительно выбранного варианта удара СВН противника, а с другой – рассчитать минимально необходимое количество РЛ средств и средств огневой поражения для успешного прикрытия охраняемого объекта.

Если максимальное значение эффективности  $\Theta$  принять равной единице, то результаты расчета зависимости эффективности системы ПВО от количества атакующих целей  $M$  будут иметь вид кривой, представленной на рис. 2.16.

Расчеты проведены в предположении, что остальные параметры соотношения (2.4) имеют следующие значения: вероятность правильного обнаружения  $P_0 = 0,5$ ; коэффициент, характеризующий боевые возможности огневых средств ПВО,  $k_4 = 0,9$ ; точность (условная среднеквадратическая погрешность (СКП) измерения  $\sigma = \sqrt{\sigma^2}$ ) боевой информации РЛ сис-

темы  $\sigma = 0,5$ ; условный огневой запас (боекомплект) средств ПВО  $z_j = 60$ ; вероятность назначения на ложную цель огневой средства ПВО  $\rho = 0,1$ ; вероятность ложной тревоги  $P_{л} = 10^{-4}$ ; достоверность боевой информации  $\mu = P_0 - l_0 \cdot P_{л}$ ; весовой множитель  $l_0 = r_{10} p(H_0) / r_{01} p(H_1)$ ; априорные вероятности соответственно отсутствия и наличия сигнала  $p(H_0) = p(H_1) = 0,5$ ; стоимость погрешностей за принятие неправильного решения  $r_{10} = r_{01} = 1$ ; коэффициент, зависящий от ценности объекта,  $\lambda = 1$ ; коэффициент, показывающий затраты на эксплуатацию (поддержание вооружения группировки ПВО в боеготовом состоянии и обучение боевых расчетов),  $C = 0,9$ ;  $B = 1$  (боевые потери отсутствуют); количество охраняемых объектов  $Q = 5$ . Очевидно, что эти параметры могут варьироваться в определенных пределах.

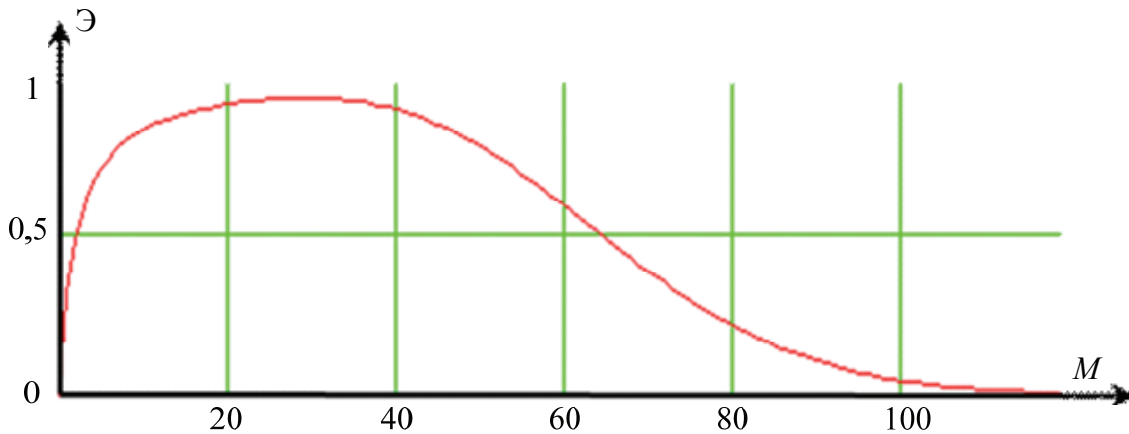


Рис. 2.16. Зависимость эффективности системы ПВО от количества целей, атакующих охраняемые объекты (все остальные параметры фиксированы)

Низкая эффективность группировки ПВО при небольшом количестве атакующих целей, подлежащих уничтожению, связана с довольно значительными затратами на поддержание системы в боеготовом состоянии, которые не могут быть скомпенсированы сравнительно малым количеством сбитых самолетов противника (*хотя прорыв авиации к охраняемым объектам и предотвращен, потенциальные боевые возможности группировки реализованы не полностью*).

Достаточно высокая эффективность группировки ПВО при  $10 < M < 40$  связана с максимальным использованием ее боевых возможностей в условиях высокой плотности налета воздушного противника (*боевые возможности группировки использованы полностью, и прорыв авиации противника к охраняемым объектам предотвращен*).

Незначительное снижение эффективности группировки ПВО при  $40 < M < 60$  (на границе полного расхода боекомплекта огневыми средствами) связано со следующими факторами: а) для огневого средства ПВО возможно поражение одной ракетой более одного воздушного объекта; б) при применении истребительной авиации возможно поражение противника не только с помощью ракет и снарядов артиллерии, но и с помощью воздушного тарана; в) при большом количестве пораженных воздушных целей возможно наличие паники среди авиации противника; г) в процессе налета не все средства поражения авиации противника (из-за сбоев или технических неисправностей) могут достичь объекты, прикрываемые группировкой ПВО; д) задачи, поставленные перед авиацией противника, могут содержать грубые просчеты: ошибочное нацеливание самолёта на объект, который уже уничтожен; невыделение ударных сил на объекты, оставшиеся целыми; координаты объектов, заложенные в программах наведения крылатых ракет, оказались неточными и т. д. В целом такая ситуация соответствует тому, что *боевые возможности группировки ПВО реализованы полностью, а прорыв авиации противника к охраняемым объектам в основном предотвращен.*

Существенное снижение эффективности группировки ПВО при  $M > 60$  объясняется тем, что плотность потока целей существенно превышает ее боевые возможности (*боевые возможности группировки ПВО реализованы полностью, но прорыв авиации противника к охраняемым объектам в основном не предотвращен.*)

На рис. 2.17 представлена зависимость эффективности группировки ПВО от величины среднеквадратической погрешности (СКП) измеряемых координат воздушных целей  $\sigma$  и плотности воздушного налета (числа воздушных целей  $M$ , участвующих в налете) при: а) условном коэффициенте затрат на эксплуатацию (поддержание в боеготовом состоянии) группировки ПВО  $C = 1$ ; б) вероятности назначения на ложную цель огневого средства ПВО  $p = 0,1$ . Из рисунка видим, что СКП измерения координат воздушных целей оказывают существенное влияние на эффективность системы ПВО. В частности, величина этих погрешностей существенно влияет на качество выполнения боевых задач огневыми средствами ПВО (время поиска и захвата цели на автосопровождение, общее время выполнения боевой задачи, вероятность поражения воздушной цели одной ракетой (одним выстрелом) и т. д.). Поэтому при величине СКП меньше некоторого значения (рис. 2.17 при  $\sigma \leq 0,2$ ) рост эффективности существенно ограничен.

Данный факт объясняется тем, что эффективное поражение целей огневыми средствами ПВО происходит при некоторой конечной точности измерения координат этих целей. Дальнейшее повышение точности нецелесообразно, так как требует существенного увеличения затрат на создание дорогостоящих высокоточных радиолокационных и огневых средств ПВО, что



не приносит дополнительных преимуществ для системы ПВО при решении поставленных задач, но сопровождается ростом затрат на создание и функционирование таких средств. В то же время, существенное снижение эффективности группировки ПВО происходит и при наличии грубых погрешностей измерения координат целей ( $\sigma > 0,8$ ). Это объясняется увеличением времени поиска и захвата цели на автосопровождение, общего времени выполнения боевой задачи (времени обстрела цели), снижением вероятности огневого поражения воздушных целей (наличием «промахов») и т. д.

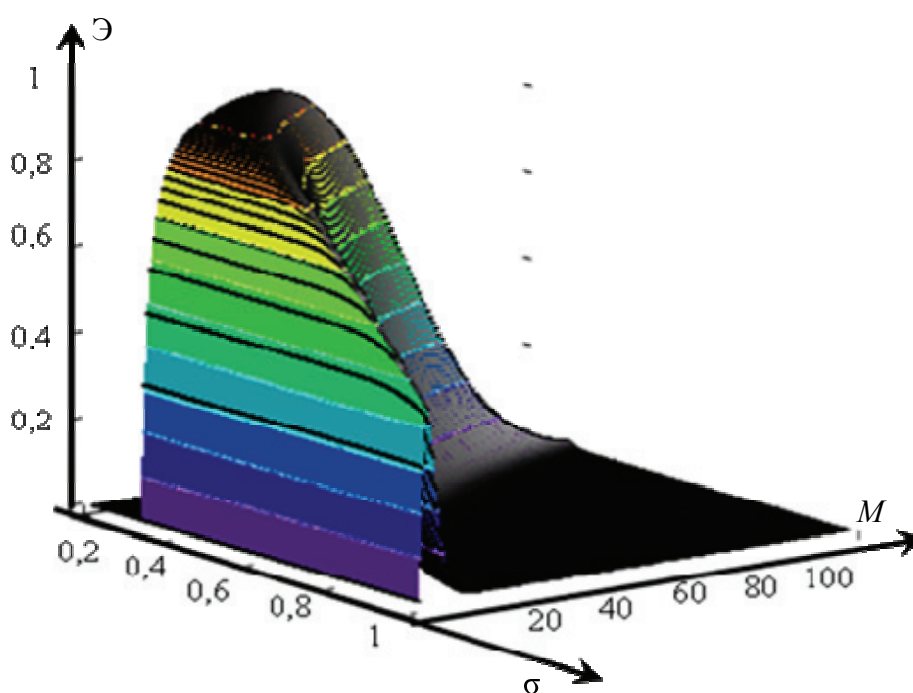


Рис. 2.17. График зависимости эффективности системы ПВО от величины СКО и количества атакующих целей, подлежащих уничтожению

Существенно, что степень влияния СКП на эффективность группировки ПВО возрастает по мере увеличения плотности потока целей, участвующих в налете (рис. 2.17). Последнее объясняется тем, что с ростом числа целей, участвующих в налете, увеличение ошибок определения координат не может быть скомпенсировано резервом боевого времени, которым располагает группировка в случае воздушного налета меньшей плотности.

На рис. 2.18 представлена зависимость эффективности системы ПВО от условной величины СКП при: а) коэффициенте затрат на эксплуатацию группировки ПВО  $C = 1$ ; б) количестве атакующих целей, подлежащих уничтожению  $M = 80$ ; в) вероятности назначения на ложную цель огневого

средства ПВО  $P = 0,1$ . Данная зависимость интересна тем, что, в отличие от сечения пространственной фигуры (рис. 2.17) плоскостью  $M = \text{const}$ , она не отражает снижения эффективности системы ПВО при  $\sigma \rightarrow 0$ . Можно предположить, что это обстоятельство подтверждает известный из теории исследования операций недостаток необоснованной подмены многофакторного анализа стохастической ситуации однофакторным – ограничение в выборе числа переменных сопровождается потерей информации. Вполне вероятно, что и при двухкритериальном исследовании эффективности системы ПВО (рис. 2.17) могли быть утрачены некоторые важные закономерности третьего, четвертого и т. д. порядков поведения РЛ системы, что необходимо учитывать в процессе ее оптимизации.

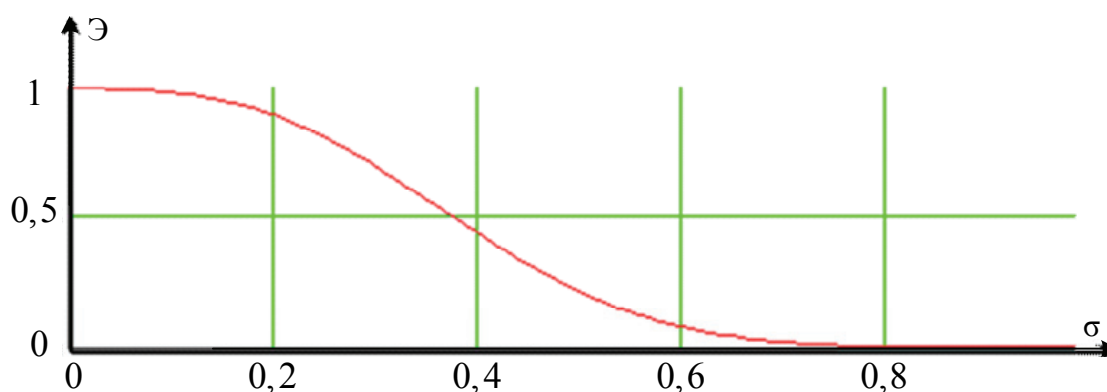


Рис. 2.18. График зависимости эффективности системы ПВО от величины СКП

Варьируя в соотношении (2.4) другими показателями качества системы ПВО и параметрами, характеризующими СВН противника, можно проводить развернутую количественную оценку эффективности последней, то есть более или менее обоснованно решать аналитическим методом многофакторную задачу стохастического характера применительно к различным вариантам воздушного удара и моделям построения системы ПВО.

Выражение (2.2) представляет собой обобщенную математическую модель РЛ системы РТВ. Оно позволяет проводить ее количественный анализ как относительно самостоятельной системы, а при учете выражения (2.4) – и как информационной подсистемы системы ПВО.

В настоящее время элементы подсистемы РЛП, как правило, работают в режиме последовательного обзора пространства и добывают первичную РЛИ в виде дискретных отсчетов координат и признаков ВО в реальном масштабе времени. Элементы информационно-управляющей подсистемы объединяют эти отсчеты в трассы, осуществляют вторичную (третичную) обработку РЛИ, управляют работой подсистемы и потоком

РЛИ. Пространственная структура РЛ системы строится по территориально-иерархическому принципу и определяется в первую очередь сетью радиотехнических подразделений, обеспечивающих создание РЛП нужной кратности в требуемых территориальных и высотных границах. Каждое радиотехническое подразделение имеет свои РЛС, объект КСА и способно в случае необходимости самостоятельно выполнять боевые задачи.

Таким образом, переменные в выражении (2.4), включая  $Z_l$ ,  $Z_{ld}$ ,  $\sigma^2$ ,  $P_0$ ,  $P_n$  и др., прямо или косвенно связаны с параметрами РЛП и в целом с параметрами совокупной ЗО РЛ системы РТВ  $\Omega$ . Одновременно, хотя и не в явном виде, здесь присутствуют некоторые обобщенные характеристики внешней среды и СВН противника, оказывающие существенное влияние на обобщенные параметры создаваемого РЛП.

В то же время, хотя целенаправленное выявление способов упорядочения связей компонентов РЛ системы, обеспечивающих достижение системного (сверхсуммарного) эффекта, важно и самоценно, не менее важным и ценным является совершенствование и развитие уровня технической организации самих компонентов (элементов) системы – РЛС и РЛК. Здесь на первое место выступают теория РЛ, ее методология и методы синтеза перспективных РЛС и РЛК с тем, чтобы наиболее адекватным образом отразить не только *системную форму* организации (структуру), но и *радиолокационно-информационную (технико-технологическую) сущность* рассматриваемой системы.

## **Вопросы для самостоятельной работы и контроля знаний**

1. Что называется РЛ системой? Какова обобщенная структура РЛ системы?
2. Каковы основные структурные и функциональные отличия РЛК от РЛС?
3. Какова обобщенная структура и основные характеристики РЛ систем РТВ и ЕС ОрВД?
4. Каковы основные принципы радиолокации и методы РЛ наблюдения?
5. В чем заключается сущность принципов измерения угловых координат и разрешения целей по координатам?
6. Каково взаимодействие элементов в структурной схеме простейшего радиолокатора?
7. Что называется ЗО РЛС (РЛК)? Как доказать, что ЗО РЛС является основным элементом РЛП?

8. Каковы основные показатели качества и критерии эффективности РЛ систем?

9. В чем заключается сущность энтропийной модели РЛ системы? Как доказать, что энтропийная модель РЛ системы является мерой ее структурной организации?

10. Какова методика вывода математической модели РЛ системы РТВ?

11. В чем заключается сущность многофакторного анализа РЛ системы на основе ее математической модели?

## **Глава 3. КОМПОНЕНТЫ ВНЕШНЕЙ СРЕДЫ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ И КОМПЛЕКСОВ**

### **3.1. Радиолокационные цели и мешающие отражения**

#### **3.1.1. Радиолокационные цели**

Объектами радиолокации (радиолокационными целями – РЛЦ или просто целями) являются аэродинамические (самолёты), аэростатические (автоматические дрейфующие аэростаты – АДА, воздушные шары) и ракетные ЛА, движущиеся в атмосфере, а также космические ЛА и надводные корабли различных классов. Основные классы объектов РЛ существенно отличаются между собой по геометрии корпуса, их РЛ и техническим характеристикам. В РЛ системе, осуществляющей РЛО процессов организации ВД и контроля за ИВП страны, в качестве РЛЦ выступают ВС различной ведомственной принадлежности и различного функционального назначения. Эти ВС осуществляют движение в рамках установленных воздушных коридоров или специальных воздушных зон. К ним принято относить ВС общего назначения (пассажирские, почтовые, транспортные, сельскохозяйственные и др.) и ВС специального назначения (экспериментальные, санитарные, пожарные, спортивные, геологоразведочные, учебно-тренировочные и др.).

В РЛ системе военного назначения различают: самолеты стратегической авиации (СА); самолеты тактической и палубной (авианосной) авиации (ТА); стратегические крылатые ракеты (СКР) – ударные беспилотные невозвращаемые самолеты; авиационные и зенитные ракеты (управляемые реактивные снаряды) различных классов; беспилотные (или дистанционно пилотируемые) ЛА – БПЛА, ДПЛА – разведывательные или беспокоящие, возможно – ЛА РЭБ; АДА и воздушные шары (в перспективе, возможно, и дирижабли); боевые корабли в надводном положении.

Рассмотрим эффективную поверхность вторичного излучения и основные пространственно-временные характеристики полета целей.

#### **1. Эффективная поверхность вторичного излучения РЛЦ.**

Эффективная поверхность вторичного излучения радиоволн, определяемая исключительно конкретной геометрией и материалами поверхности объекта, является основной РЛ характеристикой цели. При РЛ обнаружении и сопровождении целей размеры элементов разрешения РЛС выбирают так, чтобы цели можно было считать «точечными» объектами. Применяемый метод последовательного кругового обзора узкими по азимуту лучами

с темпом  $T_{\text{обз}} = 10$  (5) с приводит к малым временам облучения цели:  $t_{\text{обл}} = 30 \dots 120$  мс. Поэтому и во времени контакт РЛС с целью можно считать «точечным».

На рис. 3.1, а, б, показаны условия возбуждения и приема: 1) вторичного излучения в разнесенном радиолокаторе; 2) обратного вторичного излучения в совмещенном радиолокаторе. В обоих случаях цель сосредоточенная: укладывается в пределах разрешаемого объема. При поверхностной плотности потока энергии  $S_{\text{ц}}$  ( $\text{Дж}/\text{м}^2\text{с} = \text{Вт}/\text{м}^2$ ) в районе цели на расстоянии  $D$  от локатора до нее в точке приема создается плотность потока энергии вторичной волны  $S_{\text{пр}}$  ( $\text{Вт}/\text{м}^2$ ). Введем *расчетную энергетическую характеристику вторичного излучения цели* в точке приема для монохроматического первичного облучения, не зависящую от интенсивности падающей волны и расстояния  $D$  (рис. 3.1, а). Возможное несоответствие поляризаций антенн и преобразование поляризации излучений целью пока не учитываем. Заменяем цель воображаемым вторичным излучателем. Он создает *равномерную* плотность потока энергии  $S_{\text{пр}}$  на сфере радиуса  $D$  с площадью поверхности  $4\pi D^2$ , такую же, которую создает на этой сфере *в направлении на приемник реальная цель*. Искомой характеристикой может служить отношение расчетного значения рассеиваемой этим вторичным излучателем мощности  $P = 4\pi D^2 S_{\text{пр}}$  к плотности потока энергии у цели  $S_{\text{ц}}$ :

$$\sigma_{\text{ц}} = P / S_{\text{ц}} = 4\pi D^2 (S_{\text{пр}} / S_{\text{ц}}), \quad (3.1)$$

имеющее размерность площади. Это отношение называют *эффективной поверхностью* вторичного излучения цели (ЭПЦ).

Таким образом, *эффективная поверхность* – это площадь поверхности такого *эквивалентного* вторичного излучателя, который *равномерно* рассеивая всю падающую на него энергию, создает в точке приема такую же плотность потока энергии, что и реальная цель. Величину (3.1) часто называют еще ЭПР.

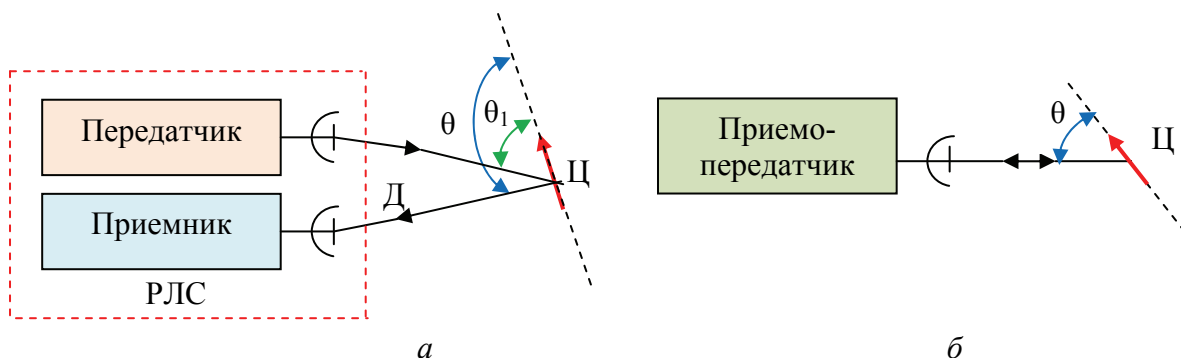


Рис. 3.1. Структурная схема, поясняющая принцип формирования диаграммы вторичного излучения

В *разнесенной* локации величина  $\sigma_{\text{ц}}$  зависит от ориентации цели относительно направлений и на передатчик, и на приемник РЛС. В *совмещенной* локации последние сливаются в направление на приемопередатчик. Зависимость  $\sigma_{\text{ц}}$  от направления приема определяет в разнесенной локации плоскую *характеристику направленности* вторичного излучения по мощности  $\sigma_{\text{ц}}(\theta, \theta_1)$  при  $\theta_1 = \text{const}$ . Снимая ее экспериментально, обносят приемник вокруг модели цели (рис. 3.1, *а*), сохраняя положение передатчика. Если же модель обносится приемопередатчиком (рис. 3.1, *б*) либо поворачивается относительно направления на приемопередатчик, снимается *характеристика обратного вторичного излучения* этой модели (цели). ЭПЦ в общем случае – функция двух углов  $\sigma_{\text{ц}} = \sigma_{\text{ц}}(\beta, \varepsilon)$  при совмещенной локации и четырех углов  $\sigma_{\text{ц}} = \sigma_{\text{ц}}(\beta, \varepsilon, \beta_1, \varepsilon_1)$  – при разнесенной.

**Особенности отдельных видов реальных вторичных излучателей.** Рассмотрим отдельно особенности вторичного излучения *сосредоточенных и распределенных* реальных вторичных излучателей.

Элементы *сосредоточенных* целей (самолетов, вертолетов, танков, автомашин, кораблей) не разрешаются, по определению, ни по угловым координатам, ни по дальности или скорости. Если такое разрешение достижимо, цель не считают сосредоточенной. Обилие типов целей и диапазонов частот РЛС приводит к *изменению отношения между размерами цели и длиной волны в широких пределах*. Обычно размеры целей значительно превышают длину волны.

В отдельных случаях конфигурация цели *простая*. Значительно чаще, например, у корабля или самолета, она весьма *сложная*. Выпуклые гладкие участки проводящей поверхности образуют *блестящие элементы*. Кроме блестящих, встречаются *резонансные элементы и шероховатые* участки с диффузным рассеянием. Возбуждаемые элементы поля *интерферируют*. Характеристики вторичного излучения *изрезаны* и носят многолепестковый характер. Ширину боковых лепестков оценивают величиной  $\theta_{\text{л}} = \lambda/2l_3$ . Здесь  $l_3$  – *эквивалентный* размер цели, не превышающий геометрического размера ее проекции на плоскость, нормальную к направлению визирования. Чем короче волна, тем уже лепестки. Это подтверждается характеристиками обратного вторичного излучения (ОВИ) самолетов (рис. 3.2, *а, б*) для  $\lambda = 0,1$  м и  $\lambda = (3 \dots 5)$  м. Наибольшие значения эффективных поверхностей  $\sigma_{\text{ц}}$  имеют место при облучении с борта. Диапазон изменения  $\sigma_{\text{ц}}$  велик (30...35 дБ на сантиметровых волнах).

Характеристики ОВИ *зависят от поляризации*. Возможна *деполяризация*, т. е. изменение поляризации отраженного сигнала по сравнению с зондирующим. *При перекрестной линейной поляризации приемной и передающей антенн* эффективная поверхность на сантиметровых волнах снижается примерно на 10 дБ. Потери принимаемой энергии для *круговой поляризации* облучающих и принимаемых колебаний при одноканальном

приеме (по результатам измерений на  $\lambda = 30$  см) достигают 3 дБ, что связано с неодинаковым сдвигом фаз ортогональных компонентов отраженного поля при отражении от различных элементов цели. Сложность геометрической формы целей существенно затрудняет теоретическую оценку их эффективных поверхностей, поэтому широко используют *данные эксперимента*. Эксперимент проводят не только на реальных объектах, но и на *моделях*. Сопоставляют при этом вторичное излучение модели и эталона (например, шара), что позволяет найти эффективные поверхности модели  $\sigma_{ц}$  для разных ее ориентаций в пространстве.

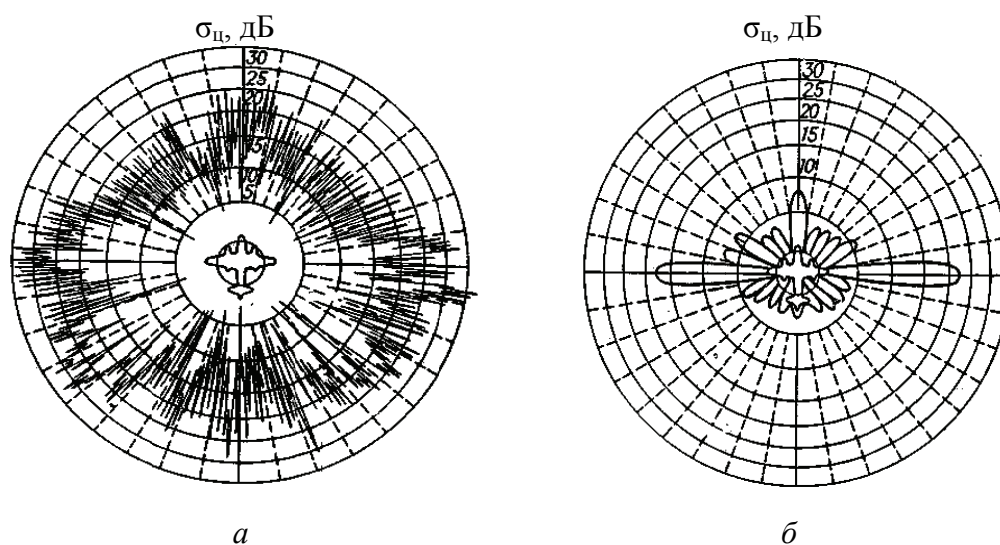


Рис. 3.2. Диаграмма вторичного излучения в горизонтальной плоскости

Характеристики модели воспроизводят реальные цели, если выполнены условия геометрического и электродинамического подобия. Для проводящих тел последнее условие  $l_{ц}/l_{м} = \lambda_{ц}/\lambda_{м} = \sqrt{\sigma_{ц}/\sigma_{м}}$  связывает геометрические размеры цели и модели с длинами волн облучающих их колебаний. Отсюда вытекает связь искомой и измеренной на модели эффективных поверхностей. Наряду с этим изучают эффективные поверхности *отдельных блестящих элементов*, в частности, на моделях с использованием высокого дальностного и углового разрешения (табл. 3.1).

**Трансформация сигнала, отраженного от движущейся блестящей точки.** Пусть блестящая точка равномерно и прямолинейно с радиальной скоростью  $v_r$  удаляется от радиолокатора. График ее движения изображен на рис. 3.3, *а* сплошной линией. На этом же рисунке пунктиром показан график распространения электромагнитных колебаний, принимаемых радиолокатором на интервале времени  $t - t_0$ , а излученных – на интервале  $t' - t'_0$ .



Таблица 3.1

**Значения средних эффективных поверхностей  
обратного вторичного излучения РЛЦ**

Тип РЛЦ	$\sigma_{\text{ср}}, \text{м}^2$
Крейсер, траулер, катер, транспортный самолет	$10^4, 10^3, 10^2$
Дальний бомбардировщик	10...50
Средний бомбардировщик	5...20
Истребитель	1...5
Рубка подводной лодки	1
Крылатая ракета	0,3...0,8

Если дальность до блестящей точки измеряется в момент времени  $\frac{t_0+t'_0}{2}$ , соответствующий началу ее облучения, то запаздывание принимаемых колебаний относительно излучаемых

$$t_0 - t'_0 = \frac{2}{c} \left( D_0 + v_r \frac{t_0 + t'_0}{2} \right), \quad (3.2)$$

где  $D_0$  – дальность в момент  $t = 0$ . Аналогично, запаздывание, соответствующее дальности до цели в момент времени  $\frac{t+t'}{2}$ , где  $t$  – произвольный момент приема колебаний, а  $t'$  – момент излучения,

$$t - t' = \frac{2}{c} \left( D_0 + v_r \frac{t + t'}{2} \right). \quad (3.3)$$

Вычитая почленно равенства (3.2) и (3.3) и перенося одночлены, содержащие  $t'$ ,  $t'_0$ , в левую, а одночлены, содержащие  $t$ ,  $t_0$ , – в правую часть равенства, определяем разность:

$$t' - t'_0 = \frac{1 - \frac{v_r}{c}}{1 + \frac{v_r}{c}} (t - t_0). \quad (3.4)$$

Выражение (3.4) соответствует очевидной из рис. 3.3 *трансформации временного масштаба*, которая сводится к растяжению колебаний, отраженных от удаляющейся цели ( $t - t_0 > t' - t'_0$ ). Для приближающейся цели ( $v_r < 0$ ) происходит сжатие временного масштаба.

Изменение масштаба времени тем значительнее, чем больше по абсолютной величине отличие множителя  $(1 - v_r / c) / (1 + v_r / c)$  от единицы.

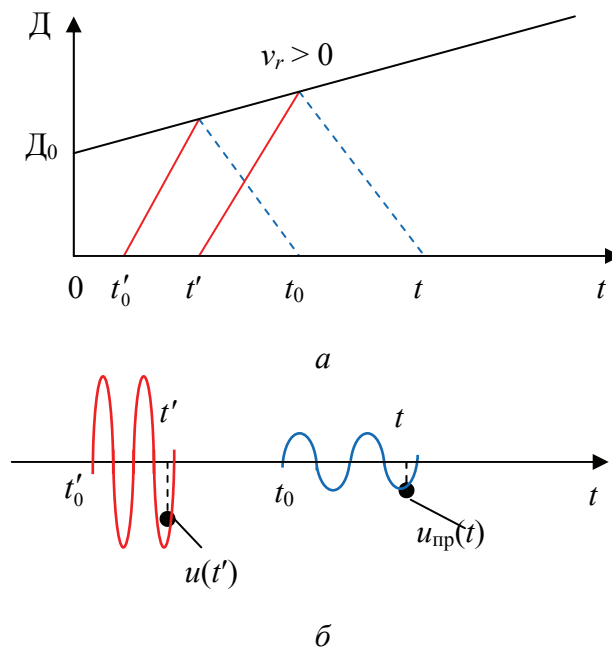


Рис. 3.3. Графики, поясняющие трансформацию сигнала, отраженного движущейся блестящей точкой

Наряду с трансформацией временного масштаба наблюдаются изменения амплитуды отраженного сигнала, связанные с изменением расстояния от радиолокатора до цели. Однако последние происходят медленно и поэтому далее не анализируются. В соответствии с трансформацией масштаба времени изменяется зависимость от времени принимаемых колебаний  $u_{пр}(t)$  по сравнению с подобной зависимостью для излучаемых колебаний  $u(t)$ . Принимаемое колебание в момент времени  $t$  в соответствии с рис. 3.3 имеет значение, пропорциональное значению изучаемого колебания в момент времени  $t'$ , определяемое из выражения (3.4), т. е.

$$u_{пр}(t) \equiv u(t') = u \left[ \frac{1 - v_r/c}{1 + v_r/c} (t - t_0) + t'_0 \right].$$

В простейшем случае излучения гармонических колебаний  $u(t) = \cos 2\pi f_0 t$  имеем

$$u_{пр}(t) \equiv \cos \left[ 2\pi f_0 \frac{1 - v_r/c}{1 + v_r/c} (t - t_0) + \varphi \right],$$

где  $\varphi = 2\pi f_0 t_0$ , что соответствует *трансформации частоты* (эффект Доплера – Белопольского) по закону

$$f_{\text{пр}} = f_0 \frac{1 - \frac{v_r}{c}}{1 + \frac{v_r}{c}}. \quad (3.5)$$

Условимся выражение для  $f_{\text{пр}}$  записывать в виде

$$f_{\text{пр}} = f_0 - F_{\text{Д}}, \quad (3.6)$$

где *доплеровская поправка частоты* (частота Доплера)

$$F_{\text{Д}} = f_0 \left[ 1 - \frac{1 - v_r/c}{1 + v_r/c} \right] \quad (3.7)$$

положительная при  $v_r > 0$  и отрицательная при  $v_r < 0$ .

При  $|v_r| \ll c$  дробь в выражении (3.4) можно разложить в степенной ряд. Ограничившись двумя первыми членами этого ряда, получим для доплеровской поправки частоты формулу

$$F_{\text{Д}} \approx f_0 \frac{2v_r}{c} = \frac{2v_r}{\lambda_0}. \quad (3.8)$$

Как видно из формулы (3.8), в условиях активной радиолокации доплеровская поправка частоты определяется эффектом двойного преобразования частоты: при облучении (цель как движущийся приемник энергии) и при излучении (цель как движущийся источник колебаний). В условиях пассивной РЛ, когда трансформация частоты имеет место только при излучении,

$$F_{\text{Д}} \approx \frac{v_r}{\lambda_0}. \quad (3.9)$$

При импульсной работе рассмотренное выше изменение масштаба времени в равной степени относится к *длительности и периоду следования импульсов* (т. е. эффект Доплера – Белопольского имеет место и для *частоты следования*). Поскольку, однако, доплеровская поправка пропорциональна частоте, обычно она наиболее существенно сказывается на *высоко-частотных колебаниях*.

**Трансформация сигнала, отраженного совокупностью движущихся блестящих точек.**

Вторичное излучение ряда реальных целей можно рассматривать как вторичное излучение совокупности  $n \geq 2$  блестящих точек. При изменении положения цели блестящие точки перемещаются. Исключая перемещение

блестящих точек по криволинейным поверхностям, их движение можно свести к двум видам – поступательному движению вместе с некоторой системой координат, жестко связанной с целью, и вращению относительно начала координат. Трансформация сигнала оказывается, таким образом, более сложной, чем в случае вторичного излучения одной блестящей точкой. Одно и то же явление трансформации сигнала, отраженного совокупностью движущихся блестящих точек, можно пояснить, используя: а) общие принципы интерференции колебаний; б) понятие эффекта Доплера – Белопольского для каждой из блестящих точек; в) понятие диаграммы ОВИ.

Пусть, например, две связанные блестящие точки имеют векторы скорости, одинаково направленные на радиолокатор, но различающиеся по величине (рис. 3.4, а). Тогда центр системы поступательно движется со средней радиальной скоростью

$$v_{r\text{cp}} = \frac{v_{r1} + v_{r2}}{2}, \quad (3.10)$$

а вращение точек вокруг центра (рис. 3.4, б) происходит с угловой скоростью

$$\left| \frac{d\theta}{dt} \right| = \frac{|\Delta v_r|}{l_1}, \quad (3.11)$$

где  $\Delta v_r = v_{r1} - v_{r2}$ . Рассматривая систему из этих двух блестящих точек как групповую цель, замечаем, что расстояния этих точек до радиолокатора в процессе движения меняются неодинаково, поэтому разность хода  $\Delta r = r_1(t) - r_2(t) = \Delta r(t)$  будет переменной.

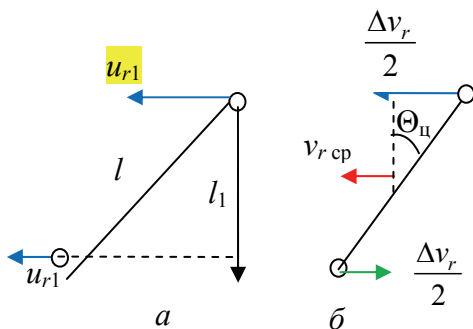


Рис. 3.4. Графики, поясняющие трансформацию сигнала, отраженного совокупностью движущихся блестящих точек

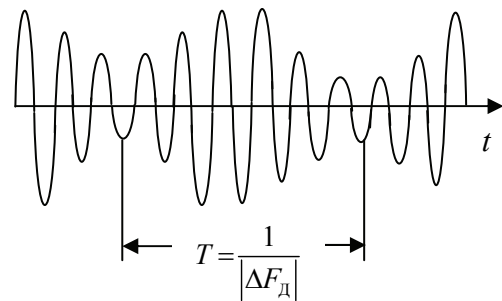


Рис. 3.5. График биения сигналов, отраженных двумя движущимися блестящими точками

При облучении цели протяженным гармоническим колебанием отраженный сигнал представляет собой результат *интерференции* двух колебаний, разность фаз которых непрерывно меняется. При этом будут меняться (флюктуировать) амплитуда и фаза результирующего колебания. Спектр сигнала расширяется. Те же выводы можно получить, основываясь на *эффекте Доплера – Белопольского*. Если радиальные скорости  $v_{r1}$  и  $v_{r2}$  различны, то отличны будут и доплеровские частоты  $F_{д1} \neq F_{д2}$ , а значит, и частоты сигналов  $f_1 = f_0 - F_{д1}$  и  $f_2 = f_0 - F_{д2}$ , отраженных блестящими точками. Результирующее колебание представляет собой *биения* (рис. 3.5), период которых определяется разностью доплеровских частот

$$|\Delta F_{д}| = |F_{д1} - F_{д2}| = \frac{2|\Delta v_r|}{\lambda_0}$$

и будет равно:

$$T = T_{фл} = 1 / |\Delta F_{д}|. \quad (3.12)$$

При изменении положения блестящих точек относительно радиолокатора будет меняться как амплитуда, так и фаза биений. К аналогичным выводам придем, заменив совокупность блестящих точек одним излучателем со сложной диаграммой обратного вторичного излучения (рис. 3.6).

Проследим за изменением напряженности поля в точке приема при движении этого излучателя.

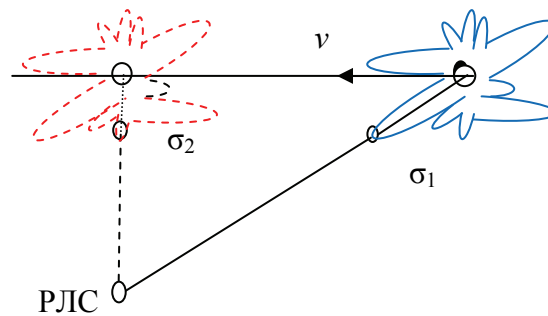


Рис. 3.6. Графики, поясняющие природу флюктуаций отраженного сигнала

Если угловая скорость поворота излучателя составляет  $\left| \frac{d\theta}{dt} \right|$ , а интервал между лепестками диаграммы  $\Delta\theta$ , то средний период модуляции отраженного сигнала  $T_{фл} \approx \Delta\theta / \left| \frac{d\theta}{dt} \right|$ . Для группового излучателя (рис. 3.4) величину  $|d\theta/dt|$  можно определить по формуле (3.11), а  $\Delta\theta \approx \frac{\lambda_0}{2l \cos\theta}$ . Поскольку

$l_1 = l \cos\theta$ , это приводит снова к выражению (3.12), найденному ранее иным, но эквивалентным способом. Для самолета на развороте величина  $\frac{d\theta}{dt} = \frac{v}{R}$  зависит от его скорости  $v$  и радиуса разворота  $R$ . Последний связан

с возникающей перегрузкой  $\eta = \frac{a}{g} = \frac{v^2}{Rg}$ , которая представляет собой отношение центробежного ускорения  $a$  к ускорению земного тяготения  $g$ . Если, например,  $\eta = 3$ ,  $v = 300$  м/с, то  $R = 3$  км,  $\frac{d\theta}{dt} \approx 0,1$  рад/с.

Сводя самолет к модели из двух блестящих точек с расстоянием между ними  $l = 20$  м (при длине волны передатчика  $\lambda_0 \approx 0,1$  м и  $\cos\theta \approx 1$ ) и оценивая  $\Delta\theta_{\text{мин}} \approx \frac{\lambda_0}{2l} = \frac{1}{400}$  рад, получим значение его  $T_{\text{фл.мин}} \approx \frac{1}{40}$  с.

Само принимаемое колебание при наличии амплитудной и фазовой модуляции, вызываемой изменением во времени ракурса цели, можно представить в виде  $u_{\text{пр}}(t) = \text{Re}[B(t)U(t)e^{j2\pi(f_0 - F_{\text{дср}})t}]$ , где  $B(t)$  – комплексный модулирующий множитель, обусловленный изменением ракурса;  $U(t)$  и  $f_0$  – огибающая и несущая частота сигнала;  $F_{\text{дср}}$  – средняя доплеровская частота.

Для реальных целей функция  $B(t)$ , а значит, и эффективная поверхность  $\sigma$  являются случайными функциями, хотя в ряде случаев за время длительности сигнала их можно считать постоянными величинами, меняющимися лишь от реализации к реализации. Для протяженных сигналов это нужно и здесь необходимо учитывать изменение функции  $B(t)$  во времени, которая описывает *случайный*, практически стационарный процесс, характеризуемый энергетическим спектром и автокорреляционной функцией [21].

Наряду с рассмотренными выше есть и более быстрые флюктуации  $\sigma_{\text{ц}}$  за время облучения  $t_{\text{обл}}$  и даже от посылки к посылке, связанные с вращением турбин (винтов) ЛА и вибрациями элементов конструкции в полете.

При обнаружении целей на предельных дальностях используют сумму эхосигналов за время  $t_{\text{обл}}$ , поэтому основными являются данные о среднем значении  $\sigma_{\text{ц}}$  и характере флюктуаций (законе их распределения).

На практике несколько предпочтительнее оказывается горизонтальная поляризация антенн, так как аэродинамические цели имеют преимущественно горизонтальную ориентацию элементов конструкции. Полные описания ЭПР целей – поляризационные матрицы рассеяния – используются в интересах распознавания, что существенно усложняет структуру РЛС. При поляризационной селекции целей на фоне помех возможно несовпадение поляризации излучения и приема, вплоть до их ортогонализации, что

может приводить к дополнительному уменьшению ЭПР целей на 3...7 дБ. Поскольку изрезанность диаграммы  $\sigma_{\text{ц}}(\Theta_{\text{ц}})$  (рис. 3.2, 3.4) и межобзорные флюктуации эхосигналов (вплоть до глубоких замираний) в бóльшей степени проявляются на более коротких (дециметровых и сантиметровых) волнах, а также при увеличении размеров и сложности формы ЛА, постольку в РЛС сантиметрового диапазона волн получить коэффициент проводки цели  $K_{\text{пров}} = 0,8...0,9$  внутри ЗО можно лишь за счет неоправданно большого потенциала РЛС. В метровом же диапазоне волн, при прочих равных условиях, непрерывная проводка цели обеспечивается сравнительно легко ( $K_{\text{пров}} = 1$ ).

Если зондирующий сигнал достаточно узкополосен и цель можно считать точечной, то изменением  $\sigma_{\text{ц}}$  в пределах ширины спектра сигнала можно пренебречь. Однако для разных участков рабочего диапазона частот РЛС зависимость  $\sigma_{\text{ц}}(f_0)$  достаточно ощутима. Так, при фиксированном ракурсе  $\Theta_{\text{ц}}$  значения случайной величины  $\sigma_{\text{ц}}$  на разных несущих частотах  $f_{0i}$ ,  $i = 1, 2, \dots$  можно считать независимыми, если разность частот  $\Delta f_{ik} = f_{0i} - f_{0k}$  достаточно велика:  $\Delta f_{ik} > \frac{c}{2l_{\text{ц}}}$ , где  $l_{\text{ц}}$  – радиальный размер ЛА;  $c$  – скорость

света. Это обстоятельство используется в многочастотных РЛС для уменьшения вредного влияния флюктуаций  $\sigma_{\text{ц}}$ , но оно же снижает точность угловых измерений в РЛС с частотным качанием (ЧКЛ) луча антенны.

В военной авиации стремятся уменьшить ЭПР своих воздушных средств. Это достигается сопутствующим эффектом при совершенствовании аэродинамической формы ЛА, уменьшении их размеров (до единиц метров для СКР и других БПЛА) и устранении элементов внешней подвески. При этом уменьшается видимое сечение ЛА, увеличивается доля «зеркального» отражения и соответственно уменьшается обратное (в сторону однопозиционной РЛС) рассеяние радиоволн: уровень зеркального отражения при положении ЛА «бортом к РЛС» может быть большим, но вероятность такого ракурса очень мала и в целом  $\sigma_{\text{ц}}$  уменьшается. Указанные эффекты сильно проявляются в сантиметровом диапазоне и практически несущественны в метровом.

Второй путь снижения  $\sigma_{\text{ц}}$  связан с использованием специальных покрытий элементов ЛА, в первую очередь для острых кромок, либо применения специальных материалов. Поглощающие покрытия утяжеляют ЛА и увеличивают риск лучевого поражения ЛА. Поэтому предпочтение отдается переизлучающим покрытиям, рассчитанным на определенные участки сантиметрового диапазона волн. Комплекс таких мероприятий обеспечивает снижение  $\sigma_{\text{ц}}$  самолетов СА и ТА в несколько раз.

При достаточно большом отношении эхосигнал/(шум + помеха) цель можно рассматривать в интересах распознавания не как точечный, а как

сложный объект в частотной или пространственной области. В первом случае для анализа характера модуляции  $\sigma_{\text{ц}}(t)$  полезно увеличить  $t_{\text{обл}}$ ; во втором случае необходимо расширить спектр зондирующего сигнала для разделения блестящих точек цели по дальности. Возможно, в принципе, и разрешение блестящих точек в поперечной (картинной) плоскости за счет использования достаточно большой антенной системы. В любом случае распознавание (дробление «точечной» цели на отдельные элементы) связано с отказом от суммирования элементов эхосигнала и ведет к некоторой потере дальности обнаружения по сравнению с обычным режимом обзора.

В целом наблюдается явная корреляция величины ЭПР  $\sigma_{\text{ц}}$  и видимого геометрического сечения цели. Для имитации крупных ЛА на летательных аппаратах-ловушках<sup>38</sup> устанавливаются эффективные в широком диапазоне углов облучения отражатели, например, линза Люнеберга; признаком распознавания в этом случае может служить стабильность ЭПР. Пространственные (или трассовые) характеристики целей позволяют описывать, прогнозировать и анализировать индивидуальные трассы (маршруты) их движения.

## **2. Пространственно-временные характеристики полета целей.**

При организации ВД самолетов ГА ВП страны делится на нижнее и верхнее (рис. 2.10). Границей нижнего и верхнего ВП является эшелон 8 100 м, который относится к верхнему ВП.

По высотам выполнения полетов ВП делится на:

- а) предельно малые высоты – от 0 до 200 м включительно над рельефом местности или водной поверхностью;
- б) малые высоты – свыше 200 м до 1 000 м включительно над рельефом местности или водной поверхностью;
- в) средние высоты – свыше 1 000 м до 4 000 м включительно;
- г) большие высоты – свыше 4 000 м до 12 000 м (до тропопаузы) включительно;
- д) стратосферу – свыше 12 000 м (выше тропопаузы).

Как отмечалось в предыдущей главе, ширина воздушной трассы, по которой движутся ВС, устанавливается 10 км (по 5 км в обе стороны от оси воздушной трассы). В районах, не обеспеченных радиотехническими средствами, ширина воздушной трассы может быть увеличена до 20 км. Расстояние между осями параллельных воздушных трасс при наличии РЛ контроля составляет не менее 30 км, без РЛ контроля – не менее 60 км.

МВЛ открываются для полетов на высотах ниже нижнего эшелона по правилам визуальных полетов с учетом рельефа местности и препятствий на ней. Ширина МВЛ устанавливается не более 4 км.

---

<sup>38</sup> ЛА, имитирующий носитель крылатых ракет. Запускается с борта стратегического бомбардировщика перед входом в зону поражения огневых средств ПВО.



Наряду с шириной воздушной трассы в ВП устанавливаются минимальные интервалы вертикального эшелонирования:

300 м – от эшелона 900 м до эшелона 8 100 м;

500 м – от эшелона 8 100 м до эшелона 12 100 м;

1 000 м – выше 12 100 м.

Минимальный интервал вертикального эшелонирования между ВС, выполняющими полет на сверхзвуковой скорости, и ВС, выполняющими полет на сверхзвуковой или дозвуковой скорости, составляет 1 000 м.

Очевидно, что технические возможности РЛ системы ГА должны соответствовать перечисленным параметрам воздушных трасс и структуры ВП.

Пространственно-временные характеристики полета СВН противника, т. е. значения высот  $H_{ц}$  и скоростей полета  $v_{ц}$ , ускорений  $a$ , скороподъемности, углов пикирования, радиусов разворота, максимального и боевого радиуса действий определяются летно-техническими характеристиками ЛА, боевой нагрузкой, условиями безопасности полета (выживания), а также способами боевого применения огневых средств ПВО. Технические возможности РЛ системы в этом случае должны соответствовать предельным значениям параметров трасс СВН, а знание статистических характеристик реальных сочетаний параметров трасс может способствовать решению проблемы радиолокационного распознавания.

Практический потолок самолетов СА и ТА достигает 15 км, самолетов-разведчиков – до 35 км, дрейфующих аэростатов – до 50 км. Проводятся испытания нового класса целей – гиперзвуковых самолетов с высотами баллистического заброса до 100 км и более. Такие же большие высоты заброса характерны и для управляемых радиолокационных снарядов (УРС) «воздух-земля». Минимальная высота полета СВН определяется сложностью рельефа местности; в режиме огибания или облета препятствий достаточно безопасным считается полет на высоте  $H_{ц} \approx 3\sigma_p$ , где  $\sigma_p$  – СКП рельефа от сглаженного среднего, соответствующего профилю полета ЛА. Для спокойного моря  $H_{ц\min} = 20 \dots 50$  м, для равнин  $H_{ц\min} \approx 50 \dots 150$  м, для холмистой местности и предгорий  $H_{ц\min} \approx 100 \dots 300$  м, для гористых районов  $H_{ц\min} \approx 1$  км и более.

Полет СВН на малых и предельно малых высотах является одним из основных приемов преодоления воздушным противником системы ПВО и основой концепции применения СКР – самого «массового» класса СВН. В целом переход к БПЛА облегчает нападающей стороне широкое применение полетов на предельно малых высотах и ставит проблему маловысотного поля для РЛ системы ПВО особенно остро. Скорости полета основных СВН – самолетов СА, ТА и СКР – лежат в диапазоне  $v_{ц} = 150 \dots 180$  м/с. Дозвуковые скорости характерны для малых высот и экономичных (крейсерских) режимов полета (рис. 3.7). В настоящее время сверхзвуковой полет доступен как для ТА, так и для СА, а также самолетов РЭБ.

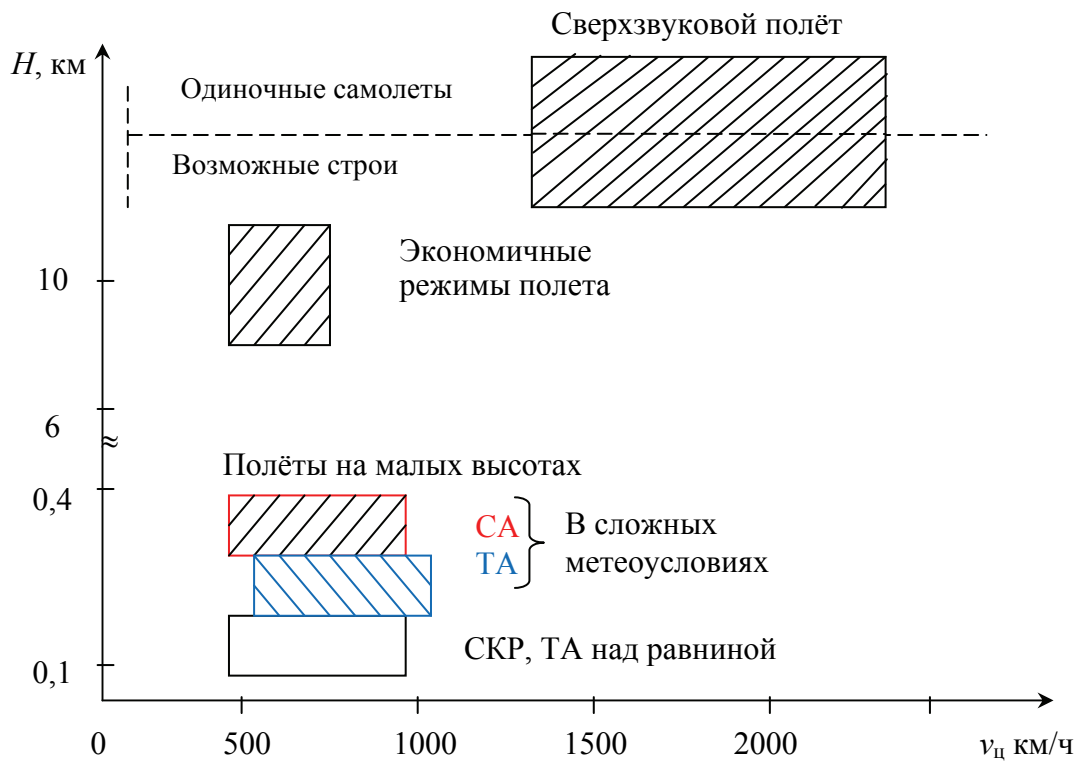


Рис. 3.7. Основные боевые режимы полета СВН

Гиперзвуковые самолеты могут развивать скорость до  $v_{ц} = 8\,000\text{ км/ч} = 2\,200\text{ м/с}$  на высотных участках трасс. Максимальную скорость других самолетов можно оценить величиной  $v_{ц} = 1\,000\text{ м/с}$ . Скорости полета УРС, в том числе классов «земля-воздух» и «воздух-воздух», могут быть сверхзвуковыми ( $v_{ц}$  до  $1...2\text{ км/с}$ ). Понижение до  $100\text{ м/с}$  скорости полета характерно для вертолетов, легких транспортных и специальных самолетов, легких БПЛА. Малоскоростными считаются цели с  $v_{ц} < 100\text{ км/ч} = 30\text{ м/с}$ .

Маневренные возможности ЛА определяются располагаемыми перегрузками, т. е. прочностью конструкции и физиологическими возможностями экипажа, тяговооруженностью и аэродинамическими свойствами ЛА, высотой и скоростью полета. Маневр скоростью (ускорение, торможение) самолеты могут производить с небольшими перегрузками  $\eta = a/g$ , в основном – на прямолинейных участках трасс, иногда – в сочетании с маневром по высоте.

### 3.1.2. Мешающие отражения

Мешающие отражения возникают при возвращении радиоволн от границы раздела двух сред, не являющейся РЛЦ. Эхосигналы от «точечных» изолированных отражателей создают имитирующие пассивные по-

мехи (ИПП), перегружающие системы обработки РЛИ. Распределенные в пространстве мешающие отражатели создает маскирующие пассивные помехи (МПП). Источниками МПП для излучаемой РЛС являются: участки земной поверхности; облака гидрометеоров; облака искусственных металлических (металлизированных) отражателей-диполей, лент либо специальных аэрозолей; пылевые облака, крупные скопления птиц, насекомых, турбулентная атмосфера; искусственно ионизированные области (например, области ядерного взрыва). Маскирующий эффект МПП определяется соотношением ЭПР цели  $\sigma_c$  и средней ЭПР  $\sigma_{\text{ПП}}$  распределенного отражателя – совокупности отражателей в элементе разрешения РЛС.

Искусственные МПП создают путем сброса пачек дипольных отражателей (ДО) с высот 5...10 км с темпом 0,5...2 пачки на 100 м пути, который обеспечивает  $\sigma_{\text{ПП}} \geq 50...150 \text{ м}^2$  на маршруте протяженностью до сотен километров или в облаках ДО площадью от 50 до 300 км<sup>2</sup>. Самолеты ТА могут нести до нескольких сотен пачек ДО, самолеты СА и РЭБ – до нескольких тысяч пачек. Современные автоматы сброса ДО обеспечивают нарезание отражателей по длине в полете в соответствии с конкретной радиоэлектронной обстановкой. При комплектовании пачек принимаются меры для рассеивания ДО по высоте с целью расширения спектра флуктуаций создаваемых ими МПП. Время развития облака ДО составляет единицы-десятки минут, время существования – от 0,5 до нескольких часов. Раскрытие пачек ДО (разлет ДО) после сброса занимает 10...30 с, поэтому самолет-постановщик дипольных помех наблюдается вне (впереди) создаваемого им облака.

Величину  $\sigma_{\text{ПП}}$  естественного происхождения рассчитывают, исходя из объема  $V_0$  (либо площади  $S_0$ ) элемента разрешения и объемной (поверхностной) удельной отражающей способности  $\sigma^0$  источников МПП:

$$\sigma_{\text{ПП}} = \begin{cases} \sigma_{\text{об}}^0 V_0, \\ \sigma_{\text{пов}}^0 S_0. \end{cases}$$

Данные об  $\sigma^0$  получают в результате обширных систематических натурных измерений на специальных РЛС в разных диапазонах волн, при различных условиях погоды, рельефа и т. д. Интенсивность МПП – отражений от гидрометеоров – обычно невелика, но они обладают широким спектром флуктуаций в связи с перемещениями отражателей в турбулентной атмосфере. Доплеровская селекция на фоне таких помех неэффективна, зато можно использовать регулярность поляризации отражений от почти сферических капель дождя тумана. Наиболее распространены и интенсивны МПП, связанные с отражением зондирующего сигнала от земли. Воздушный противник стремится всемерно использовать их, применяя полеты на малых высотах.

Наиболее сильные мешающие отражения наблюдаются в горах, от многоэтажной застройки городов и торосистых льдов. Однако создающие их отражатели неподвижны, поэтому спектр флюктуаций узок. Отражения от поверхности земли, как и дипольных облаков, деполаризованы вследствие хаотичности ориентации отражателей. Удельный уровень обратного отражения, как правило, растет при укорочении длины волны.

Протяженные облака (поверхности) с большим количеством равномерно распределенных отражателей дают реализации маскирующих помех с распределением вероятности уровней  $p$  ( $\sigma_{\text{ПП}}$ ), близким к экспоненциальному, что соответствует релейскому распределению амплитуд и фазочастотной структуре МПП, подобной тепловому шуму. Мощные мешающие отражения от гор, как правило, локализованы территориально и занимают относительно небольшую часть общего числа элементов разрешения РЛС. В ближней зоне наземных РЛС, расположенных на равнинной местности, наряду с областями сплошных МПП, наблюдаются зоны множественных целеподобных и «точечных» отражателей от одиночных местных предметов, число которых достигает сотен. Такая «рваная» дискретная ПП обладает маскирующим действием, перегружая устройства съема и обработки РЛИ.

Одиночные или групповые целеподобные ПП создаются противником преднамеренно с помощью отдельных выбросов отражателей или запуска имитирующих ракет либо БПЛА; соответственно имитируются малоподвижные либо движущиеся объекты. Имитирующие помехи создаются также с помощью запуска по ветру легких воздушных шаров (до сотен и тысяч штук), летящих на высотах  $H = 1 \dots 5$  км; длины трасс могут составлять тысячи километров.

Эффективная поверхность имитирующих объектов может составлять от долей до десятков квадратных метров. Малые и малоскоростные отвлекающие объекты, если их не распознавать, серьезно воздействуют на систему ПВО. Уничтожение их проблематично из-за очень большого количества, слабой радиолокационной и визуальной наблюдаемости и малых скоростей полета. Поэтому селекция целей на фоне маскирующих и имитирующих ПП представляет одну из основных проблем при создании и совершенствовании РЛС.

### **3.2. Среда распространения радиоволн**

Основными эффектами среды распространения, которые следует учитывать в современных наземных РЛС, являются: непрямолинейность распространения (искривление) лучей радиоволн в вертикальной плоскости; экранирующий эффект «сферической» поверхности земли и ее неоднородностей (элементы рельефа, строительные сооружения, раститель-

ность); переотражение (рассеяние) радиоволн земной поверхностью; затухание радиоволн в атмосфере.

Искривление (рефракция) лучей определяется градиентом  $\text{grad}(n)$  коэффициента преломления атмосферы  $n$ . При нормальной положительной рефракции  $\text{grad}(n) < 0$  и луч «прижимается» к земле, за счет чего несколько увеличивается дальность прямой видимости  $D_{\text{пр}}$ . Это полезно для РЛ системы, но вызывает систематические ошибки измерения угла места цели и, следовательно, высоты цели  $H_{\text{ц}}$  (рис. 3.8).

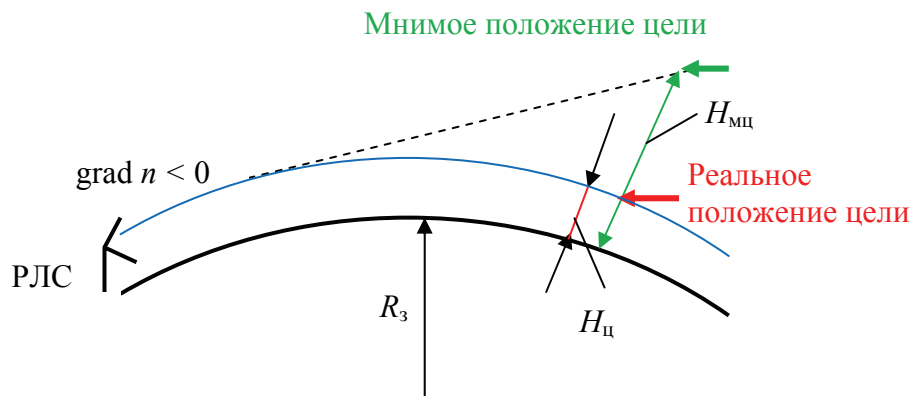


Рис. 3.8. Искривление луча за счет рефракции:  
 $H_{\text{мц}}$  – высота мнимого положения цели;  $R_3$  – радиус Земли

Необходимые поправки при расчете дальности прямой видимости  $D_{\text{пр}}$  и  $H_{\text{ц}}$  вводятся за счет использования так называемого эквивалентного радиуса Земли  $R_{3э}$ , что приводит как бы к «спрямлению» лучей (рис. 3.9). Обычно пользуются значением  $R_{3э} \approx (4/3) R_3 = 8\,500$  км, соответствующим усредненной типовой («стандартной») атмосфере (для  $\text{grad}(n) = -4 \cdot 10^{-8}$  1/м).

При отклонении  $\text{grad}(n)$  от указанного номинала необходимо изменять расчетное значение  $R_{3э}$ . Косвенные данные о реальной рефракции на конкретной позиции можно получить по виду радиолокационной карты местности, т. е. энергетического «рельефа» наблюдаемых отражений; при  $\text{grad}(n) = -15,7 \cdot 10^{-8}$  1/м рефракция становится критической (рис. 3.10), луч огибает сферическую землю; при  $\text{grad}(n) < -15,7 \cdot 10^{-8}$  1/м наблюдается сверхкритическая рефракция, что резко увеличивает дальность обнаружения маловысотных целей (дальность прямой видимости):

$$D_{\text{пр}} \approx \sqrt{2R_{3э} + h_a} + \sqrt{2R_{3э} H_{\text{ц}}} \approx 4,12(\sqrt{h_a} + \sqrt{H_{\text{ц}}}), \quad (3.12)$$

где  $D_{\text{пр}}$  – дальность прямой видимости в км;  $h_a$  – высота подъема антенны РЛС в м;  $H_{\text{ц}}$  – высота цели в м.

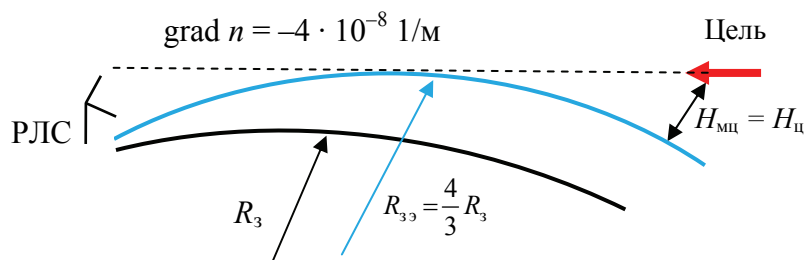


Рис. 3.9. «Спрявление» луча при нормальной рефракции

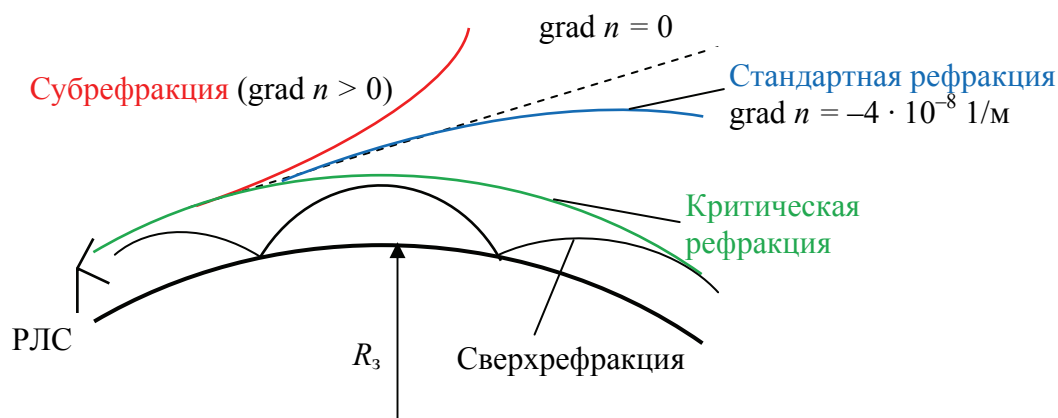


Рис. 3.10. Типы рефракции радиоволн в атмосфере

Такая ситуация связана с инверсией температуры по высоте и является типичной для морских (озерных) секторов ЗО прибрежных РЛС. Концентрация электромагнитной энергии в приземном слое атмосферы приводит к соответствующему ухудшению радиолокационной наблюдаемости в более высоких слоях атмосферы. Экранирующий эффект «гладкой» земли (рис. 3.11) приводит к ограничению дальности прямой видимости «антенна РЛС – цель». Знак равенства в выражении (3.12) соответствует «оптической», т. е. предельной наблюдаемости очень узким лучом. В диапазонах волн большинства РЛС всегда ощущается переотражение радиоволн поверхностью земли, которое обычно приводит к дальностям РЛ обнаружения  $D_{обн}$ , меньшим  $D_{пр}$ .

Коэффициент использования радиогоризонта для маловысотных целей  $K_{рг} = D_{обн} / D_{пр}$  может составлять от 0,6 до 0,95 в зависимости от диапазона волн и энергетического потенциала РЛС. Дальность прямой видимости может существенно сокращаться в реальных условиях «негладкой» земли; для маловысотного РЛП существенными могут быть даже небольшие дополнительные углы закрытия ( $10' \dots 20'$ ), создаваемые элементами рельефа, зданиями, лесом. Переотражение радиоволн от поверхности земли оказыва-

ет заметное воздействие на нижнюю кромку ЗО РЛС. В метровом диапазоне волн влияние переотражений проявляется во всем рабочем диапазоне углов места РЛС. Факторы затенения и переотражения необходимо учитывать при измерениях угла места (высоты) целей и выборе позиций РЛС.

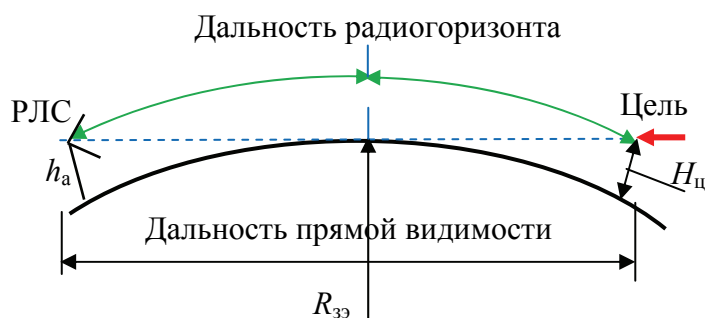


Рис. 3.11. К расчету дальности прямой видимости

В подавляющем большинстве рельефных ситуаций эти факторы являются для радиолокационной системы мешающими. Отражательные характеристики поверхности земли не позволяют «прижать» к ней нижнюю кромку РЛП. Например, за счет использования вертикальной поляризации радиоволн, как правило, происходит «отжатие» этой кромки. Затухание радиоволн на приземных трассах в диапазонах волн РЛС невелико и ощутимо, в основном, при  $\lambda = 10 \dots 15$  см в особых погодных условиях (протяженные облака гидрометеоров, грозовая облачность, осадки). Потери на трассах протяженностью 200...400 км могут достигать 2...4 дБ.

### 3.3. Принципы обработки радиолокационной информации

#### 3.3.1. Обобщенная структура и специфика функционирования типовых радиолокационных систем

Как отмечалось ранее, общая структура РЛ системы ГА определяется числом и пространственным расположением районных центров ЕС ОрВД, а также существующей на территории страны сетью воздушных трасс и местных авиалиний. В каждом районном центре имеется несколько разнотипных РЛС и РЛК, РЛИ от которых поступает на АС УВД, где используется для создания модели воздушной обстановки, и в УВД в зоне ответ-

ственности соответствующего центра. Поскольку график (расписание) движения ВС ГА известен заранее (носит детерминированный характер), постольку главная задача радиолокационного наблюдения в системах аэронавигации и УВД ГА состоит в снижении до минимума возможности потери РЛ контроля над целью, т. е. срыва РЛ наблюдения. При идеальном выдерживании заданной траектории в пределах норм эшелонирования и номинальных характеристиках основного источника информации о движении ВС контроль за ИВП не вызывает серьезных трудностей. Поэтому принципы обработки РЛИ в такой системе не выходят за рамки рассмотренной ранее триады «первичная – вторичная – третичная» (рис. 2.5). Проблемы помехозащищенности, повышения точности определения координат и параметров движения ВС в данном случае отходят на второй план и рассматриваются лишь с точки зрения достижения указанной цели УВД.

РЛ система РТВ в соответствии со своим основным предназначением обеспечивает создание над всей территорией страны сплошного РЛП. Структура этой системы носит сложный иерархический характер. Некоторые из решаемых ею задач мирного времени являются детерминированными и полностью или частично совпадают с задачами, решаемыми РЛ системой ГА. В то же время на нее возложен комплекс задач особого периода, решение которых предопределяет ряд существенных особенностей обработки информации о воздушной обстановке. Понятно, что принципы и методы обработки РЛИ в такой системе перекрывают подобные нормативы РЛ системы ГА, которая в особый период становится ее составной частью. Поэтому рассмотрим принципы обработки РЛИ в РЛ системе РТВ, полагая, что они в той или иной степени отражают специфику прохождения информации и в АС УВД ГА.

РЛ система РТВ, как уже отмечалось, включает сеть подразделений, формирующих РЛП с заданными параметрами, сеть объектов информационно-управляющей (ИУ) подсистемы и имеет три уровня (рис. 3.12).

Нижние два уровня включают все элементы сети РЛП и соответствующие информационные центры (ИЦ-1, ИЦ-2, ИЦ-3) – элементы ИУ подсистемы. На третьем уровне имеются только ИУ подсистемы – элементы (ИЦ-3). Применительно к соответствующей организационной структуре РТВ ИЦ-1 соответствует пункту управления рлр, ИЦ-2 – КП ртб, ИЦ-3 – КП ртбр/рtp. В процессе функционирования подсистема выполняет определенный комплекс действий по локации целей, обработке и передаче РЛИ.

В современной подсистеме с помощью РЛС первого и второго уровней добывается первичная информация о целях, которая в неавтоматизированном, автоматизированном и автоматическом режимах передается на ИЦ-1 или ИЦ-2. ИУ элементы первого и второго уровней выполняют главным образом функции сбора и вторичной (трассовой) обработки информации. На ИЦ-2 используются данные местной рлр. На ИЦ-3 производится



объединение данных от нескольких источников (третичная обработка информации). Частично операции третичной обработки информации выполняются на ИЦ-2. Все ИЦ рассматриваемой структуры наделены управляющими функциями. Необходимость управления обусловлена, главным образом, сложностью и изменчивостью условий работы подсистемы и осуществляется в случаях нарушения функционирования отдельных ее элементов, изменения требований к РЛИ, усложнения воздушной и помеховой обстановки.

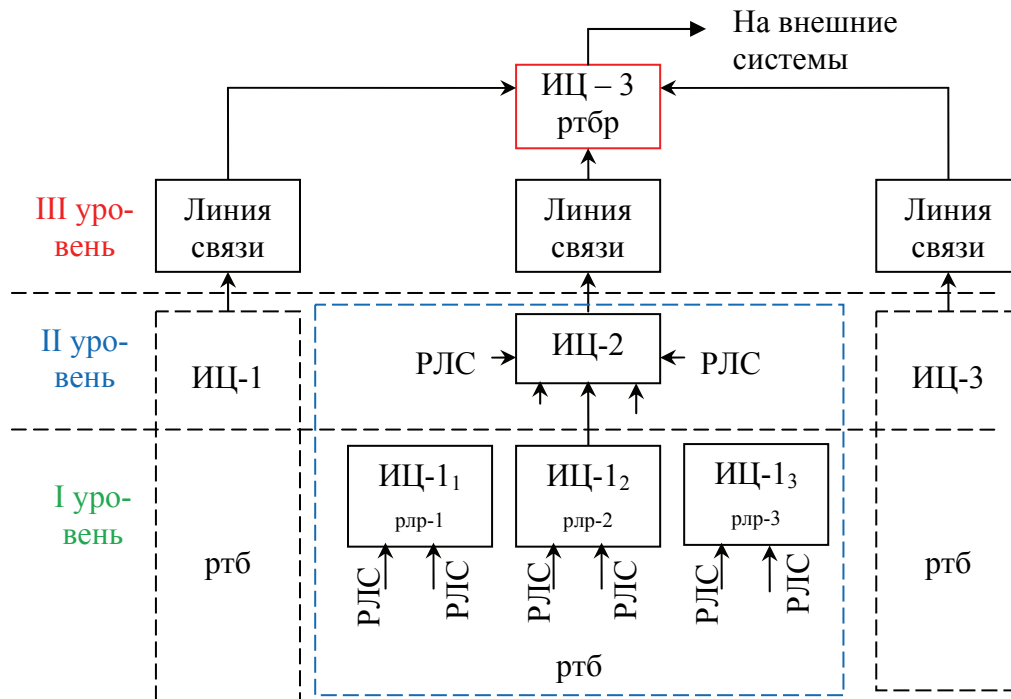


Рис. 3.12. Структура информационно-управляющей подсистемы

К числу обязательных сведений, добываемых подсистемой и выдаваемых всем КП, относятся: пространственные текущие координаты целей, скорость, боевой состав и порядок самолетов в группе, боевые цели (маневр, применение помех и т. д.). Большинство перечисленных сведений добывается в процессе радиолокационного сопровождения целей, некоторые выявляются в процессе обработки информации, её обобщения и анализа всей совокупности полученных сведений. Часть сведений получают в результате несложных расчетов. Для эффективного решения РЛ системной задачи выдачи разведывательной и боевой информации требуемого качества ИУ подсистемы всех уровней должны обладать необходимой пропускной способностью.

Требования к пропускной способности (количеству одновременно обрабатываемых целей) ИЦ определяются в соответствии с ожидаемой в районе боевых действий воздушной обстановкой и пространственными

размерами района. В случае автоматизации обработки информации на РЛС соответствующие требования по пропускной способности предъявляются к самой станции. Для уровней подсистемы активной локации ориентировочные значения пропускной способности следующие: ИЦ-1 – 10...40 целей, ИЦ-2 – 40...120 целей, ИЦ-3 – 120...300 целей. Основным направлением обеспечения необходимой пропускной способности всех звеньев подсистемы является автоматизация процессов сбора, обработки и выдачи информации, применение высокопроизводительных КСА и каналов связи.

РЛИ извлекается из сигналов, вырабатываемых СРЛ, т. е. первичными источниками информации. В течение первых десятилетий развития РЛ эта информация извлекалась человеком-оператором в результате визуального контакта с оконечными устройствами РЛС – индикаторами, а передавалась потребителям с помощью простейших технических средств. По мере усложнения решаемых задач и развития РЛП технические возможности ручного способа съема и обработки РЛИ вошли в противоречие с требованиями, предъявляемым к полноте, достоверности и скорости передачи этой информации, что обусловило переход к автоматизации ряда процессов РЛ наблюдения.

### **3.3.2. Цели и принципы автоматизации сбора и обработки радиолокационной информации**

Информация о целях, необходимая для формирования пространственно-временной модели воздушной и помеховой обстановки, поступает от РЛС и РЛК. Она характеризуется такими показателями, как точность определения координат и параметров движения целей, темп обновления, полнота и достоверность данных, время запаздывания, радиус информационного обеспечения. Важное значение имеют также и регулярность поступления информации о целях, наличие ложных трасс, перепутывание трасс и т. п.

Состоящие в настоящее время на вооружении РЛС (РЛК) позволяют обеспечить предъявляемые к ним требования со стороны потребителей, но только при условии автоматизации процессов сбора, обработки, отображения и передачи РЛИ. Трудности в обеспечении информацией о воздушной обстановке существенно возрастают при работе в условиях помех. ЗО РЛС сжимаются, появляются разрывы в подтверждении сопровождаемых трасс целей, информационные возможности РЛП обедняются. При сопровождении ИАП триангуляционным способом возникает большое число ложных пересечений пеленгов. При работе в сложной помеховой обстановке выделение истинных трасс и пересечений пеленгов на фоне ложных представляет для оператора непосильную задачу. Возможности средств автоматизации в этих условиях определяются производительностью вычислительных средств.

*Цели автоматизации сбора и обработки РЛИ:*

1) обеспечение соответствия качественных и количественных показателей РЛИ требованиям, предъявляемым к этим показателям со стороны подсистемы управления и огневых средств;

2) снижение эффективности воздействия на качественные и количественные показатели РЛИ внешних факторов помех;

3) устранение зависимости информационной способности системы от пропускной способности телефонных и телеграфных каналов связи.

К основным *принципам*, используемым при автоматизации процессов сбора и обработки РЛИ, следует отнести:

1) единство замысла в организации сбора, передачи, обработки и обобщения информации для всей системы управления;

2) разработка и создание АСУ как системы со всеми ее элементами одновременно и на длительный период;

3) многоступенчатость обработки информации в соответствии с иерархической структурой РЛ системы; при этом каждый вышестоящий КП должен получать обобщенную информацию, достаточную для решения тех задач, которые не могут быть решены нижестоящими КП;

4) обмен данными между элементами системы в цифровой форме и в формализованном виде, т. е. в виде стандартных сообщений, удобных для обработки на ЭВМ и формируемых с помощью специальной аппаратуры передачи данных;

5) территориальное совмещение средств автоматизации обработки (входных элементов КСА) с источниками первичной информации (СРЛ);

6) выделение в процессе обработки РЛИ этапов (первичной, вторичной и третичной обработки), обусловленное техническими трудностями совместной обработки информации от многих разнесенных территориально и независимо функционирующих источников.

Реализация перечисленных принципов при автоматизации РЛ системы представляет собой сложную системную задачу. Ее решение приводит к созданию КСА, обеспечивающих совместимость СРЛ с другими объектами информационной системы.

### **3.3.3. Задачи, решаемые при сборе и обработке радиолокационной информации**

Территориально-иерархическая структура системы сбора и обработки в виде ИУ подсистемы РЛ системы была определена выше (рис. 3.12). Свои задачи эта система выполняет только при условии обмена информацией. Характер связей в ней в основном информационный. Исключение составляет передача сигналов на большие расстояния от РЛС на ИЦ (с ко-

торыми они объединены территориально), где осуществляются основные этапы обработки информации. Роль ИУ подсистем велика, поэтому к ней предъявляют ряд требований по следующим параметрам:

- 1) оптимальному составу данных, передаваемых по каналам, а также способам и формам представления информации о составе сообщений;
- 2) пропускной способности организуемых каналов передачи данных в системе при заданной достоверности передачи информации;
- 3) составу и типу применяемой системы передачи данных;
- 4) линиям связи в системе, их организации.

Под *каналом передачи данных* обычно понимается совокупность канала связи и аппаратуры передачи данных. Систему передачи данных составляет совокупность технических средств, осуществляющих передачу информации в формализованном виде. Состав передаваемых данных в каналах передачи (приема) может различаться. Так, с пункта управления рлр на КП ртб передаются координаты и параметры трасс сопровождаемых воздушных объектов; с КП ртб на КП ртбр (рtp) наряду с трассовой передается также и признаковая информация, детальнее характеризующая тип, состав объекта, этап сопровождения, номера источников, по данным которых осуществляется сопровождение и воздействие по нему огневого средства и т. п.

С целью наиболее полного использования пропускной способности каналов связи форма и состав сообщений, передаваемых (принимаемых) с каждого пункта их обработки, определяются на этапе разработки системы. При этом учитывается высокая стоимость создаваемых линий связи и распределения задач, решаемых на соответствующих центрах обработки РЛИ. Такими центрами являются КСА, установленные на КП радиотехнических подразделений, частей и соединений. В соответствии с принципом многоступенчатости обработки РЛИ, предполагающим получение каждым вышестоящим КП обобщенной информации, достаточной для решения тех задач, которые не могут быть решены нижестоящими КП, вытекает, что совокупность решаемых по обработке РЛИ задач сводится к поэтапному их решению в процессе первичной, вторичной и третичной обработки (рис. 3.13).

*Первичная* обработка РЛИ обеспечивает принятие решения о наличии (обнаружении) цели на очередном обзоре пространства и измерение ее координат. Она включает операции:

- а) обнаружения на фоне помех и шумов сигналов, отраженных от цели;
- б) оценку параметров обнаруженных сигналов;
- в) принятие решения о наличии целей и измерение их координат.

На первичную обработку поступают РЛ сигналы от РЛС. Показателями качества такой обработки являются условные вероятности правильного обнаружения целей, ложной тревоги (ложного обнаружения) и СКО координат целей. В ходе первичной обработки РЛИ могут также оцениваться скорость цели, уровень и модуляция ЭПР и другие параметры. Совокуп-

ность оценок параметров цели, представленная в виде набора чисел, составляет *РЛ отметку*. Отметки могут быть истинными, т. е. полученными от действительных, реальных целей, и ложными, полученными вследствие воздействия помех и шумов. Первичные измерения, осуществляемые в системе координат РЛС  $\{D, \beta, \varepsilon\}$  могут дополняться СКО  $\{\sigma_D, \sigma_\beta, \sigma_\varepsilon\}$ , условными вероятностями истинного  $P_0$  и ложного  $P_d$  обнаружения и признаками цели (состав, тип, принадлежность и т. п.).

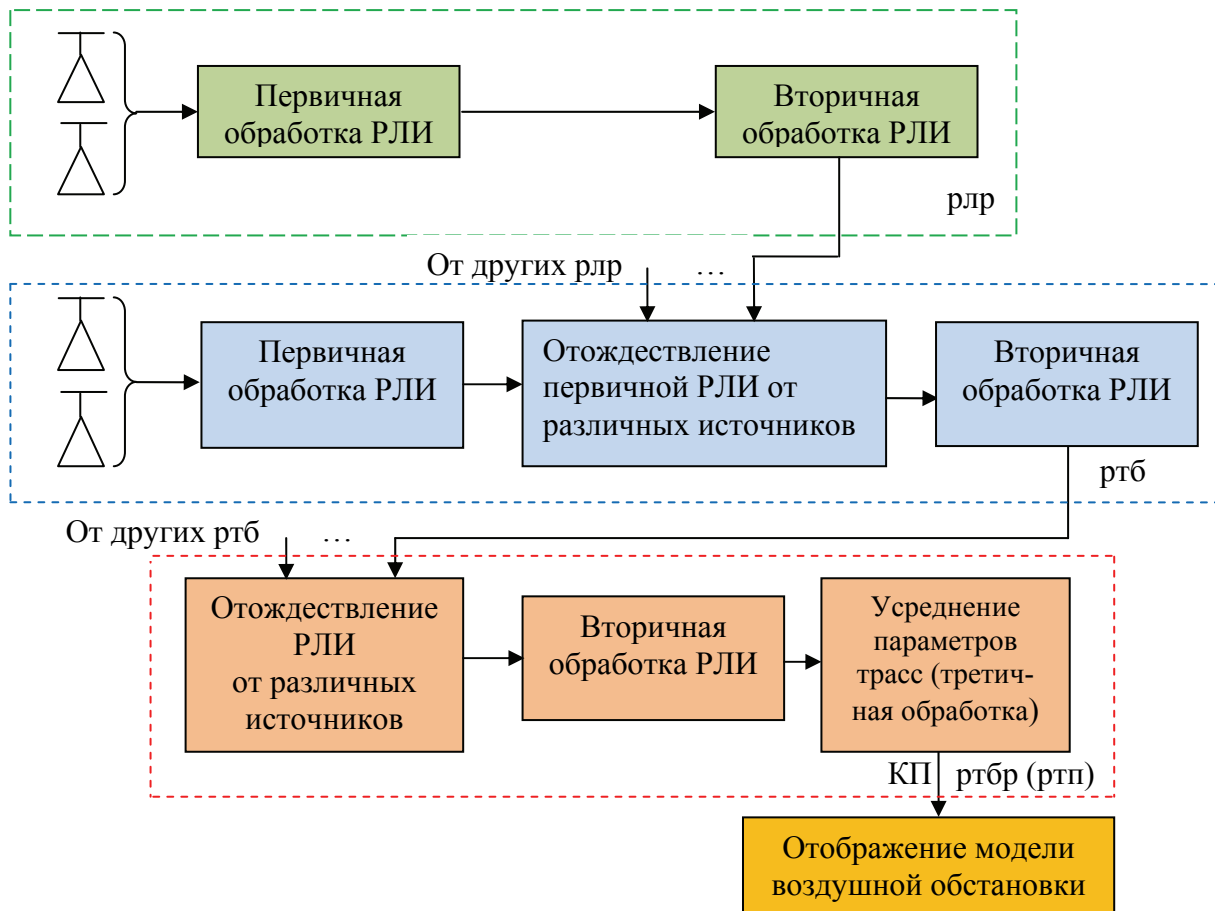


Рис. 3.13. Последовательность выполнения операций обработки РЛИ

*Вторичная* обработка РЛИ обеспечивает принятие решения об обнаружении трассы (траектории) цели и уточнение результатов измерений на основе анализа совокупности (последовательности) изменяющихся от обзора к обзору координат и параметров трассы цели, полученных в результате первичной обработки РЛ сигналов.

Вторичная обработка включает:

- а) обнаружение трасс целей (принятие решения о наличии трасс);
- б) сопровождение трасс целей, состоящее в регулярном вычислении и уточнении их параметров.

Вторичной обработке подвергаются РЛ отметки, полученные в течение нескольких обзоров ВП. Показателями качества обнаружения трасс являются условные вероятности правильного обнаружения трассы  $P_{о\ тр}$ , ложного обнаружения трассы  $P_{л\ тр}$  и др. Качество сопровождения трасс характеризуют СКП оценок координат целей и параметров трасс  $(\vec{v}, \vec{\alpha})$ . При вторичной обработке могут также выполняться операции траекторных расчетов, позволяющие определить особые точки трасс (начало маневра, начало постановки помех и т. п.).

*Третичная* обработка РЛИ обеспечивает объединение (обобщение) информации о воздушной обстановке (целях), поступающей от нескольких первичных источников. Такая обработка всегда остается актуальной, так как позволяет снизить погрешности отдельных замеров и повысить устойчивость и достоверность наблюдений. Основными ее операциями являются:

- а) отбор и отождествление РЛ отметок, полученных от различных источников по принципу принадлежности к одной и той же цели;
- б) вычисление усредненных оценок параметров трасс тех целей, данные о которых получены от нескольких источников;
- в) обобщение (генерализация, закругление) РЛИ для вышестоящих ИЦ (например, для РИЦ КП соединения ПВО).

При вычислении названных операций используются только результаты внутренних процедур обработки информации в соответствии со структурной схемой, представленной на рис. 3.13. Следует отметить, что операции первичной и вторичной обработки выполняются в системе периодически с темпом не ниже темпа обзора ВП СРЛ. Операции третьего типа обработки могут выполняться с темпом, зависящим от решаемой задачи на основе полученной динамической модели воздушной обстановки. Рассмотрим эти этапы подробнее.

### **3.3.4. Сущность процедур первичной и вторичной обработки радиолокационной информации**

Процедуры первичной и вторичной обработки сводятся к принятию решений типа «да-нет» о наличии цели либо трассы при обнаружении и выработке оценок измеряемых координат и параметров трасс обнаруженных целей. Из трех измеряемых координат  $\{x, y, H\}$  либо  $\{D, \beta, H(\epsilon)\}$  основными являются «плоскостные» координаты  $\{x, y\}$ ,  $\{D, \beta\}$ , в которых производится обнаружение и обработка. Высота цели  $H$ , как правило, сопровождает отсчет плоскостных координат, что проявляется в построении всех средств обработки и отображения РЛИ. Ниже вопросы обработки РЛИ рассматриваются применительно к плоскостной задаче.

**1. Первичная обработка РЛИ.** Процедуры решения и оценки являются случайными вследствие воздействия помех и случайной модуляции радиолокационных эхосигналов целей. Известны вытекающие из теории принципы оптимизации процедур принятия решений и оценивания, в основе которых лежит минимизация среднего риска, т. е. минимизация потерь от принятия ошибочных решений и наличия погрешностей измерений. При обнаружении эхосигналов на фоне стационарных, например, тепловых, гауссовых, шумов такой минимизирующей (оптимизирующей) процедурой является процедура согласованной фильтрации – когерентное накопление сигналов для каждого элемента разрешения РЛС в линейном (согласованном) фильтре (СФ), амплитудно-частотная (АЧХ) и фазочастотная (ФЧХ) характеристики которого согласованы соответственно с амплитудно-частотным (АЧС) и фазочастотным (ФЧС) спектрами эхосигнала<sup>39</sup>. Такое когерентное накопление (согласованная фильтрация эхосигнала на фоне тепловых, гауссовых шумов) производится в приемнике РЛС, в котором упомянутый СФ является одним из основных функциональных элементов.

Межпериодное некогерентное накопление пачки радиоимпульсов за время облучения цели  $t_{\text{обл}}$ , широко применявшееся в РЛС старого парка вследствие достаточно простой технической реализации, в современных РЛС постепенно заменяют когерентным накоплением одиночных эхосигналов в пределах пачки. Это позволяет повысить показатели качества обнаружения эхосигналов РЛС и измерения его параметров.

Оптимальные процедуры первичной обработки состоят:

1. При обнаружении – в сравнении результата  $W$  накопления пачки с фиксированным порогом  $l_0$  и принятии решения  $A^*$  – «цель есть при  $W \geq l_0$ ».

2. При измерении – в выявлении оценки  $\{D, \beta\}$  центра тяжести послеопытного распределения случайной величины  $W_{\text{СП}}(D, \beta)$ . Значения  $D, \beta$  являются оптимальными (по минимуму СКП) оценками координат обнаруженной отметки, индекс «СП» означает присутствие полезного сигнала в смеси с помехой. Порог обнаружения  $l_0$  выбирают в соответствии с критерием Неймана – Пирсона, исходя из допустимого уровня ложных тревог. При числе элементов разрешения в пределах ЗО РЛС около  $10^5 \dots 10^6$  допускают условную вероятность ложной тревоги в расчете на один элемент разрешения:

$$P_{\text{л}} = \int_{l_0}^{\infty} p_{\text{л}}(W) dW \leq 10^{-4} - 10^{-7},$$

<sup>39</sup> Напомним, что АЧХ СФ повторяет огибающую основной части АЧС, а ФЧХ является комплексно сопряженной ФЧС сигнала.

где  $p_n(W)$  – плотность вероятности величины  $W$  при воздействии только шума (помех), т. е. при отсутствии полезного сигнала<sup>40</sup>.

Реализация  $W$  как функции дальности  $D$  и азимута  $\beta$  обеспечивается последовательным обзором по времени в течение периода посылок (по времени задержки эхосигналов  $t_3 = 2D/c$ ) на выходе приемника после каждого зондирования и последовательным обзором по азимуту – вращением антенны РЛС – в азимутальной плоскости, с которым согласованы соответствующая развертка на экране ИКО или устройство обработки. Максимальное число импульсов в пачке  $N$  оценивается по формуле

$$N = \left\lfloor \frac{\Delta\beta_{0,5} F_n}{6n} \right\rfloor,$$

где  $\Delta\beta_{0,5}$  – ширина ДНА в горизонтальной (азимутальной) плоскости, град.;  $F_n$  – частота ЗС, Гц;  $n$  – скорость вращения антенны, об/мин. Знак « $\lfloor$ » « $\rfloor$ » означает целую часть результата деления.

Некогерентное накопление можно производить с помощью специальных фильтров, используя линии задержки на период посылки  $T_n$ , в простейшем приближении – с помощью рециркуляторов. Практически это решение используют в ряде РЛС для части импульсов пачки  $N' \leq \frac{1}{2} N$ .

При визуальном методе съема РЛИ первичную обработку и некогерентное накопление импульсов пачки производят с использованием экрана ИКО либо растрового индикатора азимут-дальность (ИАД) с послесвечением. При определенных соотношениях параметров антенны, обзора и разверток на ИКО возможно прямое наложение пятен импульсов пачки, т. е. их оптическое суммирование. Для самых слабых – «пороговых» – эхосигналов это дает на экране ИКО «точечную» отметку, что соответствует теории. Интерполяция положений этой точки на экране индикатора относительно масштабных отметок азимута и дальности позволяет произвести отсчет  $\{D, \beta\}$ ; послесвечение экрана устраняет противоречие между малым временем подсвета отметки ( $\approx t_{обл}$ ) и временем реакции оператора. Очевидно, отсчет в этом случае производится по максимуму величины  $W$ , который при симметричных функциях ДНА  $f(\beta)$  и огибающей импульса  $u(t)$  совпадает с центром тяжести  $W_{ср}(D, \beta)$ , т. е. отсчет является оптимальным.

В подавляющем большинстве случаев совокупность указанных условий не выполняется и яркостные отметки эхосигнала представляют собой не точку, а азимутальную «дужку», соответствующую ширине ДНА в азимутальной плоскости  $\Delta\beta_{0,5}$  по уровню 0,5. Суммирование импульсов пачки

<sup>40</sup> Более подробно эти вопросы изложены в разделе «Обнаружение сигналов» теории радиолокации.



в этом случае производится косвенно – человек-оператор оценивает размер и форму суммарной отметки, что по существу представляет собой в косвенной форме счет импульсов, превысивших первый порог обнаружения. Превышение второго порога, т. е. решение «есть дужка» либо «есть  $k$  из  $n$  импульсов», дает решение «есть отметка цели».

Полное (оптимальное) предварительное суммирование импульсов пачки улучшает наблюдаемость слабых сигналов, но приводит к расширению по  $\beta$ , а возможно и по  $D$ , отметок мощных эхосигналов; тем самым будет ухудшена реальная разрешающая способность РЛС в большей части ЗО. Важным достоинством распределенной отметки типа «дужка» является четкая различимость ее при сравнении с точечными отметками несинхронных импульсных помех. Отсчет  $\beta$  при неточечной отметке на экране ИКО производится по центру дужки, что близко к оптимуму. Ошибки измерения  $\beta$  обусловлены искажением огибающей пачки (несимметрией пачки) в связи с наложением на сигнал шумов, флюктуациями ЭПР целей и неоптимальностью предварительного накопления. Первые два фактора чисто случайные, последний дает в основном систематическую ошибку, которую можно в значительной мере устранить при юстировке РЛС, как и другие систематические ошибки.

**2. Вторичная обработка РЛИ.** Вторичная обработка РЛИ при *визуальном съеме* также производится человеком-оператором, причем она практически неотделима от первичной. Обнаруживая отметку от цели в очередном цикле обзора, оператор логически и визуально либо «привязывает» ее к уже сопровождаемой трассе, либо обнаруживает новую цель, либо привязывается к отметке новой цели предыдущего обзора, т. е. обнаруживает трассу. Неподтверждаемые в последующих обзорах новые отметки и отрезки трасс классифицируются как ложные. Многократный пропуск отметок (неподтверждение сопровождаемой трассы) приводит к решению о выходе цели из зоны и сбросе (прекращении) сопровождения. Запоминание данных предыдущих обзоров и визуальное формирование образа трассы обеспечивается длительным (десятки секунд) послесвечением экрана индикатора.

Основным недостатком визуального съема является низкая пропускная способность человека по приему (восприятию) и выдаче информации. Ограничение возможностей человека по скорости и точности съема координат и выдачи их частично снимаются с помощью техники электронного маркирования координат с цифровым выходом. Оператор при этом производит первичное обнаружение отметок и трасс и вводит в ЭВМ цифровые данные для последующей автоматической обработки РЛИ. Даже в таком автоматизированном режиме съема оператор не может сопровождать более 8–10 целей. Поэтому кардинальное решение проблем обработки РЛИ может быть достигнуто лишь при полной ее автоматизации («автосъеме»).

Процедуры первичной и вторичной обработки *при автосъеме* по существу не отличаются от «ручных», «визуальных» процедур. В техническом плане важны цифровая обработка и передача РЛИ и, следовательно, существенно лучшие, по сравнению с «визуальным» съемом, точностные характеристики первичных оценок координат, результаты их сглаживания и экстраполяции. Цифровая обработка РЛИ теоретически снимает ограничения по числу сопровождаемых целей, но при определенных оговорках о различимости трасс с учетом особенностей РЛС и РЛК. Снимается, в принципе, и проблема запаздывания РЛИ.

Ниже вопросы автоматизации рассматриваются для простейшего случая – одиночной цели. Цифровые автоматы воспринимают входную информацию в дискретной форме – в виде цифровых кодов. Поэтому видеосигналы приемного тракта РЛС подвергаются дискретизации по времени  $t_z$  и квантованию по амплитуде (уровню) и, в целом, аналого-цифровому преобразованию. Дискретизация по азимуту заложена в принципе действия импульсных РЛС, оцифровка азимутального угла оси ДНА производится с помощью датчиков «угол-код» с достаточной дискретностью (обычно  $1/4096 \cdot 360^\circ$ ).

Шаги дискретизации по  $t_z$  и  $\beta$  должны, согласно теореме Котельникова, быть не более половины соответствующих интервалов разрешения  $D_p, \beta_p$ . На практике удобно использовать дискретный аналог экрана ИАД – массив цифровых данных об уровнях сигналов в координатах  $\{D, \beta\}$ . Выборка по  $\beta$  формируется с интервалом, меньшим чем  $\beta_p$ , вплоть до записи в память эхосигналов каждого периода посылки. Это сохраняет все достоинства дужки (яркостной отметки), простоту процедур первичной обработки и точность оценки  $\beta$ . Выборку по  $t_z$  производят обычно через интервал времени  $\tau_p = D_p/c$  (где  $c$  – скорость света), т. е. реже оптимальной, достигая упрощения аппаратуры и алгоритмов ценой некоторого ухудшения разрешения, точности и дальности обнаружения, что свойственно и визуальному съему. Дискретность квантования амплитуды может быть различна. Широко распространено простейшее бинарное квантование на два уровня (0, 1), при котором на элемент записи  $\{D_p, \beta_p/M\}$  требуется один разряд двоичного кода. Такое квантование производят, сравнивая амплитуды сигнала с первым порогом обнаружения импульсов пачки в пороговом устройстве – ограничителе сверху (рис. 3.14).

В результате такой обработки пачка эхосигналов представляется в ОЗУ в виде набора на одной дальности  $D$  в пределах  $M$  дискрет по  $\beta$  (рис. 3.15). Флюктуации ЭПР цели и шумы могут приводить к случайным пропускам единиц на отдельных позициях пачки; шумовые выбросы и импульсные помехи создают на «нулевом» фоне случайные «единичные» выбросы.

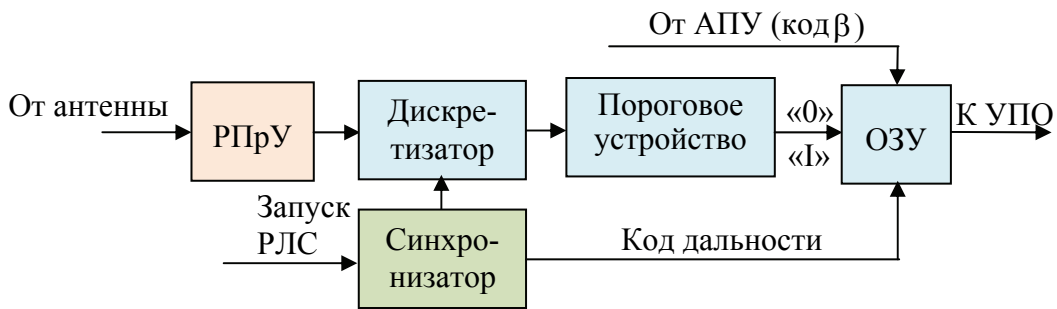


Рис. 3.14. Схема бинарного квантования РЛ сигналов:  
 РПрУ – радиоприемное устройство; АПУ – антенно-поворотное устройство;  
 ОЗУ – оперативное запоминающее устройство; УПО – устройство  
 первичной обработки сигналов

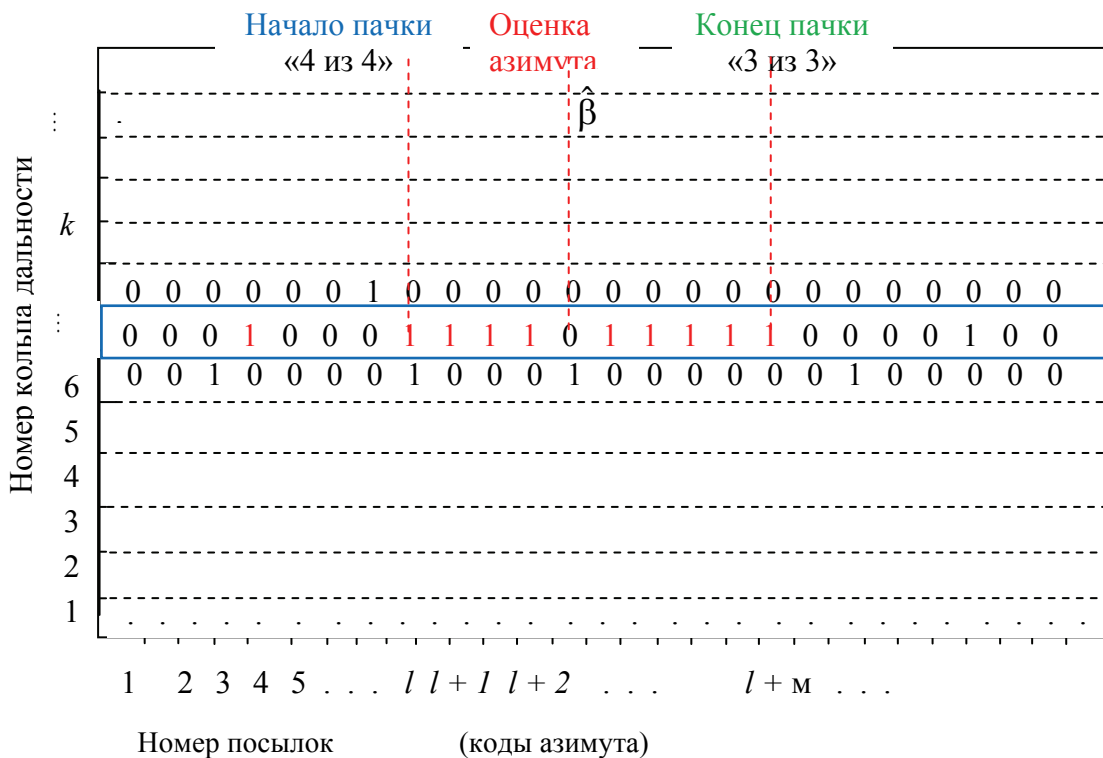


Рис. 3.15. Пример записи радиолокационных сигналов в ОЗУ

В рассматриваемом варианте процедуры **первичной обработки** при автосъеме очевидны. Обнаружение производится методом счета единиц на  $l < M$  позициях пачки в каждом кольце дальности  $D = \text{const}$  по критерию « $k / m, m \leq M$ », где  $m$  пороговое число импульсов,  $k$  – результат счета. Оценку  $\hat{D}$  получают по номеру дискрета дальности, оценку  $\hat{\beta}$  – по «центру тяжести» обнаруженной пачки единиц (рис. 3.15). Для последней процедуры необходимо определить позиции (коды) крайних единиц (начало и ко-

нец) цифровой пачки. Начало пачки находят по критерию « $m$  из  $l$ », т. е.  $m$  единиц на  $l$  соседних позициях, а конец – по аналогичному критерию « $m'$  нулей на  $l'$  позициях». Часто используют вариант « $m$  из  $m$ », т. е.  $m$  нулей подряд. Выбирая первый порог и значения  $m, m', l, l'$ , можно снизить до необходимого уровня ложные тревоги и оптимизировать характеристики обнаружения при рациональных затратах на аппаратуру цифровой обработки. Значения  $m, m', l, l'$  и уровень ложных тревог при бинарном квантовании выбирают таким образом, чтобы совместно оптимизировать показатели качества обнаружения и измерения координат, а также объем и стоимость аппаратуры обработки.

Условные вероятности правильного обнаружения  $P_0$  и ложной тревоги  $P_{л}$  при бинарном квантовании и логике обнаружения « $m$  из  $l$ » определяются перебором *вариантов комбинаций* единиц и нулей на  $M$  позициях в пачке. С учетом независимости шумовых дискрет и флуктуаций импульсов пачки реальных сигналов можно считать, что

$$P_0 = \sum_{i=m}^l C_l^i D_1^i (1-D_1)^{l-i}; \quad P_{л} = \sum_{i=m}^l C_l^i F_1^i (1-F_1)^{l-i},$$

где  $D_1, F_1$  – условные вероятности превышения первого порога при наличии и отсутствии в выборке полезного сигнала.

Значения второго порога  $m$ , оптимальные по точности измерений  $\beta$ , определяются числом импульсов в пачке: от  $m = \sqrt{M}$  до  $m_{\text{опт}} = 0,5M$ . В обзорных РЛС  $M$  изменяется в пределах 15–80, следовательно, окно анализа  $m_{\text{опт}}$  может оказаться довольно большим, что ведет к усложнению обнаружителя. Упрощение аппаратуры достигается выбором критериев обнаружения из условий  $l = 3, 4$  или  $5; m \leq l$ . По эффективности критерии «3 из 4», «4 из 5», «3 из 5» примерно равноценны, потери в пороговом сигнале по сравнению с оптимальным накоплением составляют до 1,5...2 дБ. Более жесткая логика «3 из 3», «4 из 4» и т. д. обеспечивает снижение уровня ложных тревог  $P_{л}$ , но потери при этом возрастают до 3...5 дБ. Уровень первичной ложной тревоги регулируют выбором первого порога обнаружения так, чтобы получить  $P_{л} \leq 0,03 \dots 0,05$ , при этом результирующая вероятность ложной тревоги достигается  $P_{л} \leq 10^{-4}$ . Приведенные данные охватывают практически применяемые диапазоны значений  $M$  от 5 до 50,  $P_{л}$  от  $10^{-2}$  до  $10^{-6}$ ,  $P_0$  от 0,5 до 0,9.

Процедуры **вторичной обработки** при автосъеме РЛИ организуются в виде алгоритмов производимых в ЭВМ действий над РЛ отметками, получаемыми после первичной обработки в виде цифровых кодов. Некоторое представление о содержании вторичной обработки РЛИ (применительно к АС УВД) дает схема, приведенная на рис. 3.16.

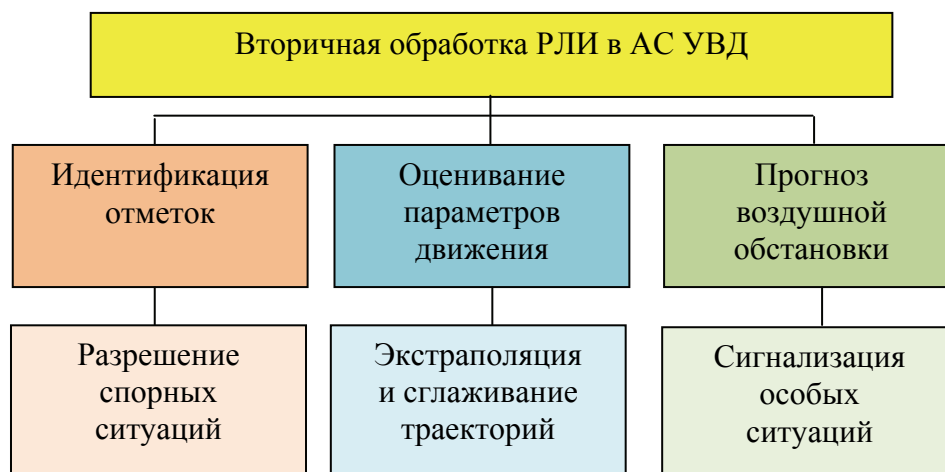


Рис. 3.16. Основные этапы вторичной обработки РЛИ

АС обнаруженных истинных и ложных трасс обеспечивается выполнением в каждом цикле следующих операций: «привязка» очередной обнаруженной в строке отметки к сопровождаемой трассе, уточнение координат цели и параметров трассы, прогнозирование и экстраполяция трассы – положения цели в последующем обзоре по данным (отметкам) текущего и предыдущих обзоров, назначение строка обнаружения для отметок последующего обзора.

Предположим, что ВС, от которого получена РЛ отметка, летит с постоянными путевой скоростью и путевым углом. Поэтому для каждой из двух координат  $x$  и  $z$  принята описывающая функция в виде полинома первой степени. Пусть на предыдущем цикле (после очередного замера координат ВС и их пересчета из полярной в нормальную земную систему координат) вычислены оценки, т. е. сглаженные значения координат  $\zeta_{n-1}$  и составляющие скорости  $\vec{v}_{\zeta_{n-1}}$ .

Тогда при известном периоде вращения антенны радиолокатора  $T_0$  значение экстраполированных координат можно представить следующим соотношением:

$$\zeta_{en} = \zeta_{n-1} + \vec{v}_{\zeta_{n-1}} T_0. \quad (3.13)$$

Очередной  $n$ -замер  $\zeta_{n-1}$ , как правило, не совпадает с предвычисленной (экстраполированной) величиной  $\zeta_{en}$  по двум основным причинам: из-за погрешностей измерений и неточности (нестабильности) выдерживания ВС параметров движения, что также приводит к ошибкам оценивания скорости. Математически это означает, что оценка вычисляется как линейная комбинация экстраполированного и измеренного значений координат, а именно:

$$\hat{\zeta}_n = \alpha \zeta_n + (1 - \alpha) \zeta_{en},$$

где  $\alpha$  ( $0 < \alpha < 1$ ) – коэффициент сглаживания координат.

Последнее выражение удобно представить в виде

$$\hat{\zeta}_n = \zeta_{en} + \alpha(\zeta_n - \zeta_{en}). \quad (3.14)$$

При  $\alpha = 1$  оценка координаты равна измеренному значению, а при  $\alpha = 0$  – экстраполированному («сопровождение по памяти»). Очевидно, что по мере накопления информации (увеличения «памяти») значение коэффициента сглаживания должно уменьшаться.

Из формул (3.13) и (3.14) следует:

$$\alpha = \frac{\hat{\zeta}_n - \hat{\zeta}_{n-1} - \hat{v}_{\zeta_{n-1}} T_0}{\zeta_n - \hat{\zeta}_{n-1} - \hat{v}_{\zeta_{n-1}} T_0}$$

или

$$\alpha = \frac{2(2n-1)}{n(n+1)}.$$

Очевидно, что при  $n = 1$  и  $n = 2$  сглаживание смысла не имеет, поэтому  $\alpha = 1$ . При последующих обзорах коэффициент  $\alpha$  уменьшается. В связи с этим «вес» новой информации уменьшается – выражение (3.14). При  $n \rightarrow \infty$  коэффициенты сглаживания асимптотически стремятся к нулю (система с идеальным интегратором). Иными словами, при большом количестве измерений вновь полученная информация в расчет не принимается и траектория, построенная по сглаженным значениям координат, будет представлять собой прямую линию, в то время как реальная траектория с ней, как правило, не совпадает. В связи с этим следует ограничить коэффициенты сглаживания снизу величиной  $\alpha_0 > 0$  (система с реальным интегратором, ограничивающим глубину «памяти» фильтра). Для сопровождения гражданских ВС в установленном режиме коэффициент сглаживания  $\alpha_0 = 0,3 \dots 0,5$ .

Подобные алгоритмы рассматриваются и в гл. 9 при оценке КМП и ОКМП. В частности, на рис. 9.5 представлен характер изменения во времени коэффициента сглаживания. Соотношение (9.48) характеризует алгоритм фильтрации текущих оценок КМП с реальным интегратором, а на рис. 9.6 представлена структурная схема соответствующего сглаживающего фильтра.

### **Пространственно-временное стробирование.**

При любой схеме наблюдения за воздушной обстановкой и практически для всех измерителей (прежде всего – обзорных радиолокаторов)

информация о местонахождении ВС (замеры) поступает в дискретные моменты времени (с постоянным или переменным интервалом). В паузу, когда объект не наблюдается, его координаты изменяются и к моменту нового замера следует ожидать его появления в другом месте. Для обеспечения устойчивого наблюдения целесообразно заранее, до поступления новой информации, выделять ограниченную область пространства, в которой можно точно ожидать появления ВС. Такую область принято называть *пространственным стробом*. Управление стробом должно носить упреждающий характер. В соответствии с вероятностным подходом строб в форме эллипса строится на плоскости  $Oxz$  вокруг экстраполированной (прогнозируемой) точки  $E$  (рис. 3.17). Его форма и размер обусловлены влиянием двух факторов: погрешностей измерения координат и возможностью отклонения ВС от программной траектории. При этом необходимо учитывать как случайные погрешности, так и внезапное изменение курса (маневр) цели.

В приведенном на рис. 3.17 примере строба сопровождения учитываются только погрешности измерения РЛС по азимуту  $\beta$  и дальности  $D$ . Области, ограниченные эллипсами  $EK$  и  $ER$ , соответствуют доверительным интервалам по этим координатам с вероятностями 0,65 и 0,95 соответственно. Они используются для изменения так называемого коэффициента устойчивости (прочности) траектории. От этого коэффициента зависят величины коэффициентов сглаживания фильтра сопровождения, учитывающих (как отмечалось выше) степень влияния нового замера на оценки координаты и скорости ее изменения.

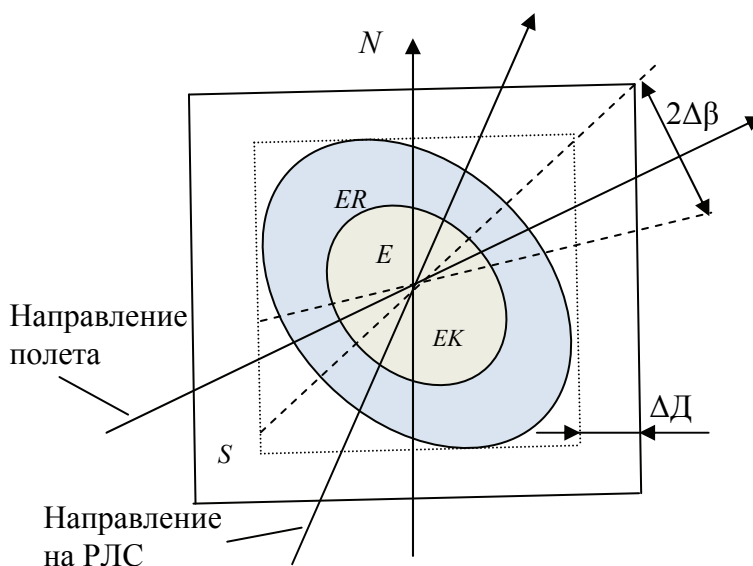


Рис. 3.17. Вид строба сопровождения, построенного на основе вероятностных представлений

Из соображений простоты вокруг эллипсов описывают прямоугольник. Добавив дополнительный «запас» на ускорение и маневрирование (приращение  $\Delta D$ ), получают строб сопровождения  $S$ .

#### **Краткая характеристика процедуры АС цели.**

*Автосопровождением называется процесс последовательного наблюдения за параметрами движения цели.* В процессе АС вся информация о сопровождаемой цели записывается в определенную область памяти, называемую каналом автосопровождения (КАС). В КАС содержатся: номер формуляра; оценки координат (точечные, интервальные); оценки параметров движения (скорости, путевого угла и др.); координаты центра строба (экстраполированные координаты) и параметры, определяющие его размер и форму; параметры сглаживания (коэффициенты сглаживания, коэффициент прочности траектории); количество пропусков; бортовой номер (применительно к АС УВД – код ответчика или позывной), высота (эшелон), запас топлива и другая дополнительная информация.

Данные, записанные в КАС, обновляются на каждом очередном обзоре. Однако прежде чем выполнять вычисления, связанные с оцениванием новых данных, необходимо произвести идентификацию вновь поступивших данных, под которой понимают их отождествление с определенной целью, уже находящейся в процессе АС. Количество КАС в современных КСА достигает нескольких сотен.

#### **Идентификация отметок и разрешение спорных ситуаций.**

Поскольку информация, поступающая на аппаратуру вторичной обработки, обновляется дискретно (с периодом вращения антенны), то и обработка ее тоже носит дискретный характер. В начале каждого цикла обработки (независимо от алгоритмов, применяемых при этом) производится попытка идентифицировать (отождествить) новую отметку с уже имеющимися в канале АС траекториями. При наличии информации о бортовом номере или номере ответчика (применительно к АС УВД) идентификация не представляет большого труда: в этом случае ведутся перебор всех имеющихся КАС и проверка на соответствие бортового номера или номера ответчика новой отметке и данным, записанным в КАС. В случае их совпадения отметка считается отождествленной. Гораздо сложнее решается вопрос идентификации в случае, когда новая отметка не содержит сведений о бортовом номере. Эта ситуация наиболее характерна для РЛ системы РТВ. Тогда идентификация возможна только по приблизительному совпадению координат новой отметки и экстраполированных координат траектории (экстраполяция производится по рассчитанным ранее параметрам траектории). Поскольку определенно не известен характер движения цели (цель может маневрировать), а также измерение координат может иметь погрешности, точное совпадение координат возможно лишь как исключение. Однако разница координат не может быть очень большой. Поэтому



идентификация производится по факту попадания отметки в строб АС. Точное построение стробов как проекций множеств прогноза затруднительно вследствие математических трудностей.

При ограниченных вычислительных ресурсах КСА, имевших место в недавнем прошлом, резонно было бы выбирать наиболее простую форму stroba – в виде прямоугольника или квадрата. Однако такая форма stroba не учитывает различия маневренных характеристик цели по составляющим скорости. Результатом такого неточного построения могут быть две неприятные ситуации: а) в строб не попадает ни одна отметка и может произойти срыв АС; б) в строб попадают сразу несколько отметок и необходимо по дополнительным критериям выбирать истинную (разрешение спорных ситуаций). Наиболее удобным с этой точки зрения является строб, изображенный на рис. 3.18.

Такая форма stroba позволяет наиболее полно учесть как погрешности измерения, так и маневренные характеристики цели. Чтобы удостовериться в попадании новой отметки в такой строб, требуется проверить следующие неравенства:  $\alpha \leq \alpha_{\max}$ ,  $D_{\min} \leq D_0 \leq D_{\max}$ , где  $\alpha$  – угол между рассчитанным вектором скорости и направлением от предыдущего отсчета на новую отметку;  $D_0$  – расстояние между предыдущей сглаженной отметкой и новым замером;  $D_{\min}$ ,  $D_{\max}$  – минимальное и максимальное допустимое расстояние между предыдущим отсчетом и новой отметкой (рис. 3.18). Если в информации о новой отметке присутствует высота, то можно произвести также проверку на попадание в так называемый объемный строб:  $|H_0 - H_3| \leq d_h$ , где  $d_h$  – размер stroba по высоте.

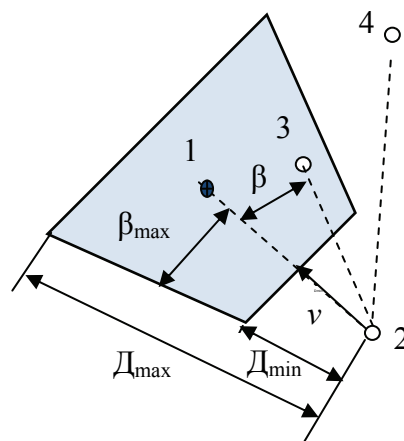


Рис. 3.18. Рациональная форма stroba сопровождения: 1 – центр stroba (экстраполированное положение цели); 2 – сглаженная отметка на предыдущем обзоре; 3 – отметка, попавшая в строб; 4 – отметка, не попавшая в строб;  $v$  – сглаженное значение скорости на предыдущем обзоре

Во время идентификации отметок часто возникают спорные ситуации, когда в один строб попадает более одной новой отметки (спорная ситуация первого рода) или когда одна новая отметка принадлежит нескольким стробам (спорная ситуация второго рода). Для решения спорных ситуаций первого рода существуют два подхода. В первом из них принимается утверждение, что одной цели может принадлежать только одна отметка. Все остальные при этом либо ложные, либо принадлежат другим целям. Во втором случае считается, что все отметки, попавшие в строб, принадлежат этой цели и на них заводятся дополнительные траектории в количестве  $n - 1$ , где  $n$  – количество отметок, попавших в строб. По мере дальнейшего наблюдения те траектории, которые окажутся ложными (т. е. обрываются), будут сняты с АС, реальная же траектория будет сопровождаться дальше. Второй способ, как правило, сопряжен с большими вычислительными затратами и в реальных системах применяется крайне редко, поэтому кратко рассмотрим первый способ.

Если принять во внимание, что все отметки, попавшие в строб, потенциально могут принадлежать одной цели, то и маневренные характеристики, и погрешности измерений у этих отметок будут одинаковыми. Отсюда делается предположение, что та из отметок, которая располагается ближе всего к центру строга (т. е. к экстраполированному положению цели), и является истинной. Этот же вывод подходит и для решения спорных ситуаций второго рода, только в этом случае рассматривается удаление новой отметки от центров всех стробов, в которые она попадает. Координаты (и дополнительная информация, если она есть) новых отметок, ассоциированных с КАС в процессе идентификации, помещаются в соответствующий канал для дальнейшей обработки. Остальные отметки могут быть как ложными, так и вновь обнаруженными целями. Для того чтобы определить, что же это на самом деле, применяются алгоритмы автозахвата (АЗ).

#### **Ввод в сопровождение и АЗ.**

В основном алгоритмы работы каналов автозахвата (КАЗ) не отличаются от функционирования каналов АС. Принципиальным различием является время жизни траектории в КАЗ. В общем случае при завязывании траектории не обязательно проходить стадию АЗ, достаточно построить ее по двум последовательным отсчетам, помещенным в новый КАС. Однако при таком подходе появляется большое количество ложных траекторий, обработка которых потребует значительного увеличения вычислительных ресурсов КСА, а также создаст нежелательную помеховую картину на индикаторе оператора АС (диспетчера АС УВД). По этой причине некоторое количество каналов отводится для работы в режиме АЗ. При новой отметке вокруг нее строится стартовый строб. Основной особенностью АЗ является непродолжительное время существования траектории в канале. Траектория считается определенной при наличии  $n$  наблюдений за  $m$  обзоров,

и в этом случае она переводится из КАЗ в КАС. Автоматический сброс траектории происходит при небольшом числе пропусков (например, двух). Если же ни одно из этих условий не выполняется, то траектория остается в КАЗ до тех пор, пока не реализуется одно из вышеописанных условий. Рациональный подбор параметров КАЗ оказывает большое влияние на работу всего КСА. Помимо учета числа пропусков, в целях уменьшения числа ложных траекторий, полезно проводить проверку на путевую скорость цели.

Для уменьшения количества КАЗ вводят зоны АЗ, представляющие собой некоторую область (обычно прямоугольной формы), где вероятность появления новой цели максимальна. На обработку в КАЗ должны поступать только те отметки, которые попадают в зоны АЗ. Это помогает значительно снизить затраты на обработку КАЗ. Однако такой подход возможен только в системах ГА, когда ВС следуют строго установленными маршрутами, и совершенно неприемлем в системах военного или двойного назначения.

Все описанные выше алгоритмы используются для АЗ и АС отметок первичного канала или отметок, у которых в дополнительной информации отсутствует бортовой номер. Алгоритмы АЗ для отметок, принятых по каналу «активный запрос – активный ответ», значительно упрощаются.

В процессе АС возникают ситуации, когда на очередном обзоре ни одна из отметок не попала в строб данной траектории. Это возможно в следующих случаях: а) пропуск отметки в РЛС; б) параметры траектории определены с большими погрешностями; в) размер строба выбран неудачно (как правило, слишком мал). Поскольку реальная причина априори неизвестна, следует найти способ идентификации отметки на следующем обзоре при возникновении любой из вышеперечисленных ошибок (или их сочетании). Одним из таких способов может быть динамическое изменение коэффициентов сглаживания и размера (а в некоторых случаях и формы) стробов. Увеличение значений коэффициентов сглаживания приведет к большему учету измеренных значений координат и скорости. Увеличение размера строба должно устранить накопление погрешностей экстраполяции в случае пропуска одной или нескольких отметок подряд. Очевидно, что чем больше отметок пропущено, тем больше будут эти погрешности и тем больше должен быть размер области ожидаемого появления новой отметки. Однако бесконтрольное увеличение строба неизбежно приведет к увеличению спорных ситуаций, что нежелательно. Поэтому размер строба ограничивают сверху неким предельным значением.

Таким образом, текущие значения коэффициентов сглаживания и текущий размер строба определяются в общем случае количеством наблюдений цели с момента завязки траектории и количеством последовательных пропусков отметок, которые учитываются коэффициентом прочности траектории. На рис. 3.19 показан пример АЗ и АС цели.

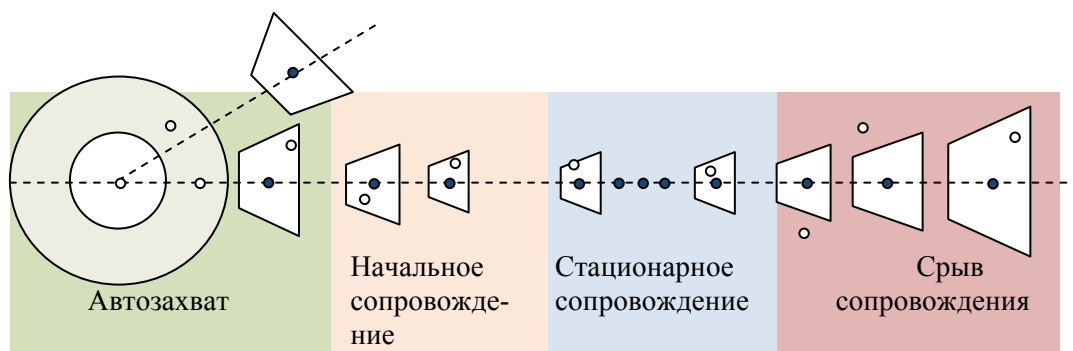


Рис. 3.19. Пример АЗ и АС цели

### Фиксация момента изменения характера движения.

Рассмотрим относительно простые методы фиксации момента времени изменения характера движения ВС, а именно – его перехода с одного участка программной траектории на другой. При этом необходимо учитывать ряд обстоятельств. Так как стандартная программная траектория состоит обычно из чередующихся прямолинейных участков (или «почти» прямолинейных) и криволинейных участков («почти» дуг окружностей) при совершении маневра, то, кроме момента начала маневрирования, необходимо фиксировать также и моменты его окончания, т. е. все моменты «стыковки» участков. Реальная траектория всегда в той или иной степени отличается от программной, а замеры координат выполняются с погрешностью.

Алгоритм обнаружения моментов начала и окончания маневра, основанный на анализе взаимного расположения отметок и специально построенных стробов, состоит в следующем. Наряду со стробом отождествления (внутренний строб меньшего размера на рис. 3.20) строится строб маневра (внешний по отношению к первому). Если основной строб АС строится исходя из погрешностей измерения, то строб маневра учитывает отклонения от прогнозируемого местоположения, вызванные изменением путевой скорости или курса.

Если в пределах строба маневра выделить дополнительные области, ориентированные относительно направления движения, то появляется возможность идентифицировать тип маневра и траектории. Обычно решение о начале маневра (или идентификации типа траектории) принимается тогда, когда отметка попадает в строб маневра два обзора подряд. При этом изменяются коэффициент прочности траектории и соответственно параметры сглаживания или тип фильтра.

Наряду с несомненными достоинствами (прежде всего, простотой) рассмотренный алгоритм и его многочисленные модификации обладают существенным недостатком, вызванным трудностями задания размеров

стробов. Действительно, при малых размерах увеличивается вероятность ложных тревог (ложных срабатываний), а при больших стробах возрастает вероятность спорных ситуаций. Выход заключается в применении более эффективных, хотя и весьма трудоемких процедур, использующих теорию статистических решений и идеологию информационных множеств.

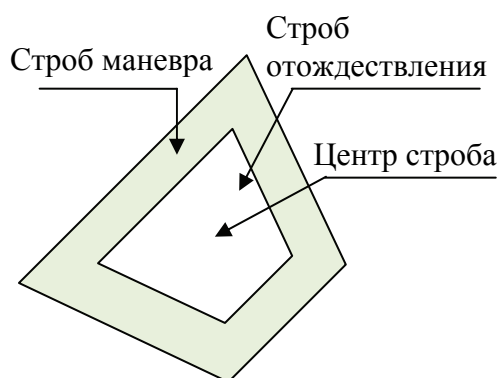


Рис. 3.20. Строб маневра

Сглаженные оценки координат и параметров выдаются потребителям РЛИ. На основе этих данных может производиться прогнозирование трасс: экстраполяция на время, значительно большее время обзора, т. е. интервала поступления и обработки РЛИ.

### 3.3.5. Особенности третичной обработки радиолокационной информации

В общей проблеме третичной (мультирадарной) обработки РЛИ следует выделить ряд задач, которые требуют разработки соответствующих методов и алгоритмов их решения: оценивание параметров состояния (координат и параметров движения) ВО; сравнительная оценка достоверности информации, получаемой от различных источников; построение интегрированных траекторий и обеспечение их непрерывности («стыковки»). Кроме решения этих основных задач, необходимо выполнить целый ряд дополнительных процедур, вытекающих из функциональной и топологической разнородности источников РЛИ, к которым относятся: а) пересчет измерений в единую систему координат; б) приведение измерений к единому времени.

Наиболее простым и хорошо известным способом третичной обработки является так называемый «мозаичный», практический вариант которого состоит в разведении зоны ответственности на отдельные непересе-

кающиеся области (домены), где используются замеры, полученные от одного определенного источника (РЛС, РЛК), а остальные игнорируются. В каждом домене предпочтение отдается радиолокатору с лучшими характеристиками обнаружения. Очевидным недостатком такого метода является отказ от совместной обработки координат в зонах перекрытия, вследствие чего резерв улучшения характеристик сопровождения остается незадействованным.

Другой метод основан на введении некоторого фиктивного наблюдателя, которого принято называть виртуальным радаром. Метод, являясь достаточно универсальным, может быть применен как в случае однородных измерителей (например, обзорных РЛС), так и при наличии разнородных источников информации (например, обзорных РЛС и автономных радиовысотомеров). Основное содержание метода состоит в сочетании независимой обработки информации от каждого отдельного источника и совместной обработки, результаты которой интерпретируются как появление нового, дополнительного наблюдателя – виртуального радара. При этом обработка информации (оценивание состояния, параметров движения и построение траектории) может производиться как на основе информационных множеств, так и с применением традиционных алгоритмов вторичной обработки. Потенциальный выигрыш, получаемый с помощью виртуального радара, основан на большом объеме обрабатываемой информации, увеличении средней частоты замеров, а также на возможном устранении (или ослаблении влияния) случайных погрешностей измерений. Очевидно, что мультирадарная траектория (МРТ) в общем случае несет в себе большую информацию о параметрах движения цели, чем траектории, сформированные отдельными РЛС.

В целом алгоритм мультирадарной обработки предполагает порядок следующих взаимосвязанных операций:

1. Выявление простых (свободных) траекторий (траекторий целей от реальных РЛС), которые не привязаны ни к какой мультирадарной траектории. Завязка для каждой из них МРТ.

2. Перебор МРТ, время существования которых не превысило заданное число (10–15) отсчетов; поиск среди них наиболее близких (расхождение в курсе, местоположении и высоте для которых не превышает заданных ограничений); объединение этих траекторий в одну, если таковые находятся.

3. Расчет для каждой МРТ весов входящих в нее траекторий на основе статических (ранее назначенных) весов. При этом для траекторий с плохим качеством (наличие пропусков) веса уменьшаются в соответствии с заранее назначенным коэффициентом.

4. Расчет мультирадарной траектории (координат, скорости и курса) цели как линейной комбинации параметров входящих в нее реальных траекторий с соответствующими весами.

5. Выдача рассчитанных параметров траектории потребителям в качестве отсчетов виртуального радара.

Тауким образом, сущность процедур первичной и вторичной обработки РЛИ состоит в принятии решений «да-нет» о наличии цели в заданном разрешающем объеме (кольце дальности) либо трассы движения и определении оценок измеряемых координат и параметров трасс обнаруженных целей. Существенный прогресс в реализации данных процедур обусловлен с применением в РЛ системотехнике цифровой обработки сигналов, в теоретическом плане снимающей проблему запаздывания РЛИ и принципиальные ограничения по числу сопровождаемых целей. Процедуры третичной (мультирадарной) обработки РЛИ основаны на большом объеме обрабатываемой информации, увеличении средней частоты замеров, а также на возможном устранении (или ослаблении влияния) случайных погрешностей измерений. В общем случае они несут в себе бóльшую информацию о параметрах движения цели, чем признаки обнаружения и траектории (трассы) движения целей, сформированные отдельными РЛС. Очевидно, что именно в результате третичной обработке РЛИ проявляется ранее упоминавшийся сверхсуммарный (системный) эффект РЛ системы.

## **Вопросы для самостоятельной работы и контроля знаний**

1. Каковы основные компоненты внешней среды РЛ системы?
2. Каким образом характеристики компонентов внешней среды влияют на структуру и обобщенные параметры РЛ системы?
3. Что называется эффективной отражающей поверхностью (эффективной поверхностью вторичного излучения) и каковы ее отличия от характеристики (диаграммы) обратного вторичного излучения?
4. В чем заключается физический смысл трансформации сигнала: а) отраженного от одиночной движущейся блестящей точки; б) отраженного от совокупности движущихся блестящих точек?
5. Каковы пространственно-временные характеристики и основные боевые режимы полета СВН противника?
6. Как доказать, что поток целей типового воздушного удара можно аппроксимировать стационарным пуассоновским законом распределения?
7. Каковы основные виды мешающих отражений, возникающих в процессе зондирования воздушного пространства и их основные характеристики?
8. Какова пространственно-временная структура типовых вариантов применения активных и пассивных помех СВН противника?

9. Как доказать, что среда распространения радиоволн оказывает существенное влияние на тактико-технические характеристики РЛС и параметры РЛП?

10. Каким образом рефракция радиоволн в атмосфере влияет на точностные характеристики РЛ канала?

11. Каковы основные принципы сбора, обработки и передачи РЛИ в РЛ системе?

12. В чем заключается сущность дискретизации и квантования РЛ сигналов?

13. Как доказать, что автоматизация процесса сбора и обработки РЛИ повышает качество наблюдения за ВО?

14. Чем объяснить, что в современных РЛС нашла широкое применение вторичная обработка сигналов и АС трасс целей?

15. Каковы общие принципы автоматического обнаружения и сопровождения трасс целей?

16. Каковы основные принципы третичной (мультирадарной) обработки РЛИ?

17. Чем объяснить, что цифровая обработка РЛИ нашла широкое применение в современных РЛС?



## **Раздел II**

# **ПОДСИСТЕМА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СРЕДСТВ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ**

---

---

## **Глава 4. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И СТРУКТУРА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СРЕДСТВ**

### **4.1. Назначение и классификация РЛС и РЛК**

Как было показано в параграфе 2.1, РЛ системы включают в себя СРЛ, КСА, средства приема, обработки и передачи информации, а также средства и технологии управления компонентами этой системы. СРЛ (РЛС и РЛК) в рассматриваемой системе являются первичными источниками РЛИ. С этой точки зрения они выступают в качестве важнейшего и исходного компонента любой РЛ системы. В состав современных РЛ систем входят разнотипные РЛС и РЛК, системное исследование которых весьма затруднительно без выявления общих и специфических особенностей их построения. Следовательно, необходимо провести их классификацию по одному или ряду существенных признаков.

#### **А. Общие принципы классификации РЛС.**

В рамках системного подхода классификацию РЛС в первую очередь осуществляют с точки зрения функционального назначения, поскольку именно назначение станции определяет ее облик – основные характеристики и параметры, принципиальные технические решения, конструкцию, массу и габариты. Классификацию РЛС по функциональному признаку можно провести на основе введенной ранее классификации РЛ систем (системы оборонного, научно-технического и социально-экономического назначения). Однако большинство РЛС имеют двойное назначение. Поэтому их классификацию обычно проводят по некоторым обобщенным признакам, например, по месту расположения РЛС. В случае же необходимости эта классификация адаптируется к конкретной РЛ системе. Рассмотрим классификацию РЛС по их месту расположения, затем конкретизируем ее применительно к РЛ системам РТВ и ГА.

РЛС по месту расположения подразделяются на наземные, корабельные и бортовые (самолетные и ракетные).

**Наземные РЛС** включают следующие группы: РЛС УВД; РЛС обнаружения воздушных целей и наведения на них истребителей; РЛС целеуказания, используемые для распределения целей при действии зенитной артиллерии или ЗРК; РЛС орудийной наводки и наведения на цели зенитных управляемых ракет; РЛС разведки движущихся наземных целей, предназначенные для наблюдения за передвижением войск и техники противника в прифронтовой полосе и на поле боя; загоризонтные РЛС обратного рассеяния, предназначенные для обнаружения за горизонтом различных объектов, в том числе и аэродинамических; метеорологические РЛС, предназначенные для: а) измерения скорости и направления ветра на различных высотах, б) определения интенсивности, формы, направления и скорости перемещения ливневых и грозовых очагов, в) обнаружения зон инверсий температуры и влажности, а также зон повышенной турбулентности, оперативного наблюдения за тайфунами, торнадо, шквалами.

**Корабельные РЛС** подразделяют на следующие виды: РЛС навигации, обеспечивающие кораблевождение и позволяющие определять истинный курс и истинную скорость корабля; РЛС, обеспечивающие вход, выход и маневрирование в узостях (порты, проливы и др.), а также предотвращение столкновений кораблей в сложных метеоусловиях и ночью; РЛС наблюдения за воздушной обстановкой; РЛС управления стрельбой при использовании зенитной артиллерии и ЗРК боевых кораблей; РЛС обнаружения надводных и низколетящих целей.

**Среди самолетных и ракетных бортовых РЛС** различают: РЛ дальнометры, предназначенные для точного измерения дальности и используемые совместно с различными прицелами; РЛС перехвата и прицеливания, используемые на истребителях для обнаружения целей, атаки и выхода из нее; РЛ взрыватели, обеспечивающие подрыв боевого заряда ракеты при ее приближении к цели; бортовые РЛС наведения на цели; РЛ прицелы, устанавливаемые на бомбардировщиках для обнаружения воздушных целей, атакующих данный самолет, и управления стрельбой по этим целям; РЛС предупреждения об облучении самолета зондирующим сигналом РЛС противника; самолетные панорамные РЛС, предназначенные для получения изображения земной поверхности, над которой пролетает самолет; РЛС бокового обзора, обеспечивающие наблюдение земной поверхности с высокой разрешающей способностью по угловой координате; РЛ высотометры измерения истинной высоты самолета; РЛС измерения скорости полета самолета; РЛС, предназначенные для предупреждения экипажа самолета о грозовых образованиях, зонах повышенной турбулентности атмосферы, а также наземных препятствиях.

На современных истребителях широко распространены *многофункциональные* бортовые РЛС, которые позволяют одновременно или последовательно решать несколько различных задач, включая наблюдение земной

поверхности, обнаружение и слежение за наземными целями, картографирование земной поверхности, обнаружение низколетящих целей на фоне земной поверхности, обнаружение и слежение за несколькими воздушными целями, управление бортовым оружием при атаках целей, посадку на аэродром.

Развитие теории и техники цифровой обработки сигналов привело к созданию малогабаритных РЛС, позволяющих решать совершенно уникальные задачи: высокоточное измерение частоты и амплитуды вибраций или перемещений элементов конструкции (деталей станков, прессов) без механического контакта с ними, измерение направления и скорости движения медленно перемещающихся громоздких объектов (кораблей при швартовке) и т. п.

### **Б. Специфика классификации РЛС РЛ системы РТВ.**

На РЛС РТВ в рамках системы ПВО и формирующейся ВКО возложен комплекс задач по РЛ разведке значительного многообразия СВН противника в широком диапазоне высот полета, в условиях массированного применения ими радиопомех и средств огневого поражения. В то же время для контроля ВП страны в мирное время целесообразно применять сравнительно дешевые РЛС упрощенной конструкции. Поэтому к основным параметрам и конструктивным решениям РЛС РТВ предъявляются весьма противоречивые требования, реализовать которые в одной конструкции РЛС не удаётся. В целом парк РЛС РТВ содержит три основных класса:

- 1) РЛС с антеннами больших размеров и мощными передатчиками, но с вынужденно ограниченными высотами подъема  $h_a$ ;
- 2) РЛС со сравнительно небольшими и легкими антеннами, что обеспечивает размещение их на вышках (мачтах) при  $h_a = 30 \dots 60$  м.
- 3) РЛС, подобные РЛС первых двух классов, но отличающиеся от них конструктивной простотой и дешевизной эксплуатации.

Первый класс содержит РЛС повышенной дальности действия, обеспечивающие создание основного РЛП на больших и средних высотах. У второго класса РЛС ЗО могут быть значительно меньше как по дальности, так и по углу места, чем у РЛС первого класса (рис. 4.1) В то же время к ним предъявляются повышенные требования по защите от ПП и мощных отражений от подстилающей поверхности.

РЛС первого класса обеспечивают РЛ разведку СВН противника на максимальных дальностях и предельных высотах полета, чему способствуют большие размеры антенн и, следовательно, узкие лучи ДНА, а также высокие отношения сигнал/помеха в трактах приема. РЛС второго класса предназначены для обнаружения и устойчивого сопровождения целей на малых и предельно малых высотах. Эти РЛС (особенно РЛС первого класса) оснащаются всем комплексом средств помехозащиты и высокопроизводительными средствами обработки и передачи РЛИ. В этой связи они получили название РЛС боевого режима (БР).

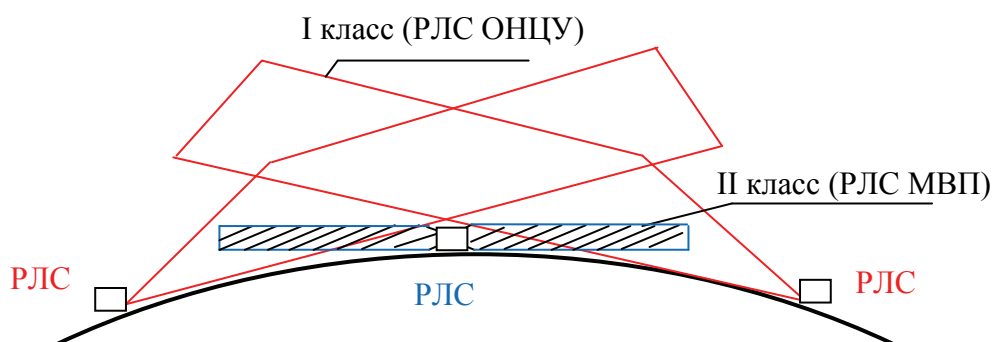


Рис. 4.1. Соотношение ЗО первого и второго классов РЛС

В РЛС первого класса используют, главным образом, короткие дециметровые волны  $\lambda = 13 \dots 25$  см, что обеспечивает удовлетворительный выбор значений эффективной площади приемопередающей антенны  $A_{п.эф}$ , размеров ЗО по азимуту и углу места  $\beta_a, \varepsilon_a$ , а также генерацию и канализацию необходимой средней мощности излучения на СВЧ. РЛС этого класса получили название РЛС обнаружения, наведения и целеуказания (ОНЦУ).

РЛС второго класса выполняют либо с длиной волны  $\lambda = 10$  см (трёхкоординатные РЛС), либо в дециметровом диапазоне волн (РЛ дальномёры с легкими антеннами для подъема на мачтах). Эти РЛС по назначению, перечню и качеству выполнения задач не отличаются от РЛС первого класса, но имеют меньшую пространственную ЗО, что позволяет достичь необходимого качества РЛИ при существенно меньших массе, габаритах и стоимости аппаратуры. РЛС этого класса называют РЛС маловысотного поля (МВП). Способность к подъему антенн на десятки метров в отдельных типах таких РЛС может отсутствовать, но обязательны высокая защищенность от ПП (отражений от фона земли), мобильность и существенно меньшие, чем у РЛС первого класса, стоимость производства и сложность эксплуатации. В силу ограниченных ЗО МВ целей класс РЛС МВП является многочисленным по общему количеству образцов РЛС.

Поскольку РЛС первого и второго классов предназначены главным образом для решения задач военного времени, постольку с точки зрения тактического (функционального) назначения их принято объединять в РЛС БР. Этот обобщенный класс РЛС имеет высокую стоимость и ограниченный ресурс до капитального ремонта (примерно 10...12 тыс. часов). Систематическое расходование этого ресурса на боевом дежурстве в мирное время экономически нецелесообразно. По этой причине оправдано существование класса РЛС дежурного режима (ДР), которые технически проще и значительно дешевле, чем соответствующие РЛС БР. РЛС ДР должны обеспечивать, в основном, ведение РЛ разведки, дальнейшее обнаружение

СВН противника, добывание о них РЛИ, предупреждение КП, дежурных сил и средств ПВО о складывающейся воздушной и помеховой обстановке, контроль за ИВП и обеспечение полетов своей авиации. У таких РЛС допустимы несколько сниженные тактико-технические характеристики (ТТХ) по точности измерения координат, разрешению целей и помехозащищенности. Они могут выполняться во всех диапазонах волн, используемых в РТВ. Особое значение имеет использование метровых волн.

Кроме перечисленных классов РЛС, в интересах решения задач РТВ создаются РЛС специального назначения, которые условно можно объединить в относительно самостоятельный класс РЛС. К ним относятся:

РЛС программного обзора, обеспечивающие «силовую» борьбу с ИАП, раскрытие состава целей и, возможно, классов (типов) ЛА; эти РЛС должны использовать очень узкие лучи ДНА, разнообразные, в т. ч. широкополосные и сверхширокополосные, зондирующие сигналы, электронное сканирование лучом ФАР и выполнять задачи по целеуказанию (из-за ограниченных поисковых возможностей);

РЛС для горных позиций, обладающие повышенной защищенностью от пассивных помех, устойчивостью к жестким метеоусловиям, способностью работать в разреженной атмосфере при дистанционном управлении и контроле состояния;

РЛС для удаленных и малонаселенных районов тундры с целью автономной работы без боевых расчетов;

РЛС САЗО для управления полетами и наведения своей авиации;

РЛС маловысотного поля на специальных носителях – привязных аэростатах или вертолетах.

Важными источниками РЛИ в едином информационном пространстве ПВО и формирующейся ВКО являются самолетные РЛС и комплексы дальнего РЛ обзора. Специальные РЛС могут работать в различных диапазонах волн и с использованием технических решений, отличных от основных классов РЛС. Они лишь дополняют основной парк РЛС в соответствии с особыми задачами (условиями) и самостоятельно основой РЛП служить не могут. Подсистемы СРЛ пассивной локации и САЗО строятся как дополнение к основным СРЛ активной эхолокации введением в РЛС пеленгационных каналов для пеленгации ИАП, сопряжения, встраивания в РЛС РЛ запросчиков системы опознавания государственной принадлежности, обеспечения прохождения и обработки дополнительной РЛИ от этих источников к КСА.

Наиболее полную характеристику РЛС РТВ дает классификация, в основу которой положены как технические, так и тактические признаки.

К *тактическим* признакам относятся:

- целевое назначение РЛС;

- степень мобильности;
- количество измеряемых координат и др.

Наиболее существенными *техническими* признаками являются:

- метод РЛ, используемый в РЛС;
- метод дальнометрии или вид ЗС;
- диапазон рабочих волн (частот);
- число независимых РЛ каналов и др.

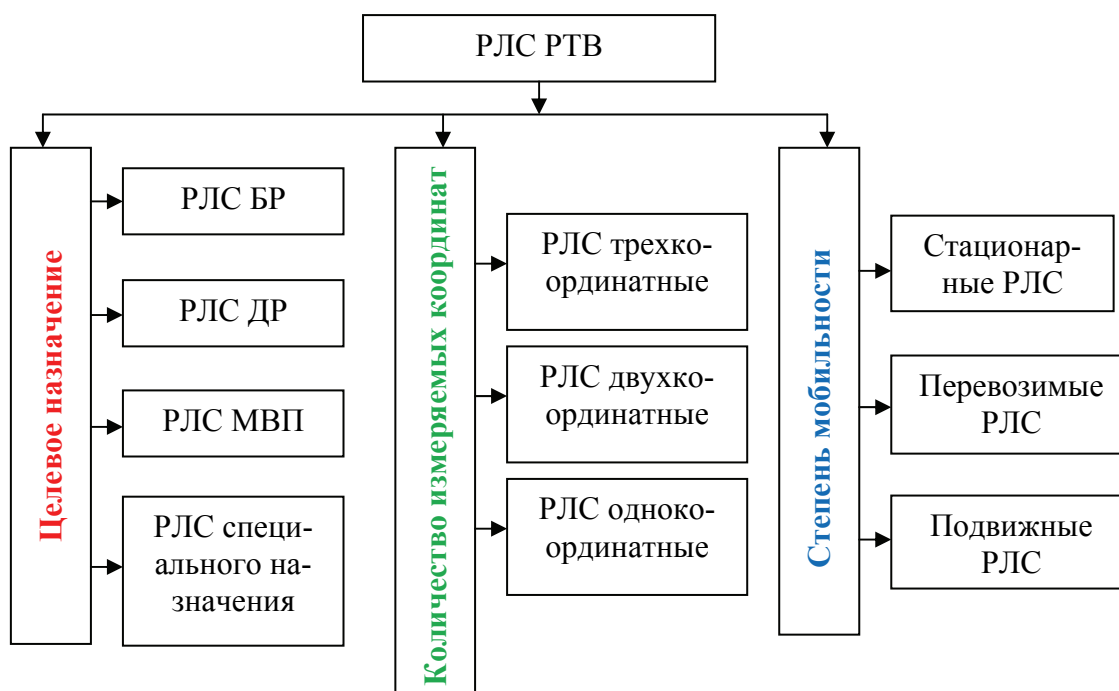


Рис. 4.2. Классификация РЛС РТВ по тактическим признакам

Как видно из изложенного, целевое назначение РЛС – один из основных тактических признаков, зачастую определяющий не только их тактические, но и технические характеристики. Классификация РЛС по тактическим признакам представлена на рис. 4.2 и в пояснениях не нуждается. Классификация РЛС по техническим признакам представлена на рис. 4.3.

По виду зондирующих сигналов импульсные РЛС делят на виды: некогерентные; когерентно-импульсные: а) без внутриимпульсной модуляции (узкополосные); б) с внутриимпульсной модуляцией: частотной или фазовой (широкополосные). По методу дальнометрии РЛС подразделяются на две большие группы: а) РЛС с импульсным излучением; б) РЛС с непрерывным излучением. В РЛС с непрерывным излучением могут использоваться немодулированные незатухающие колебания; частотно-модулированные колебания; непрерывные шумоподобные сигналы.

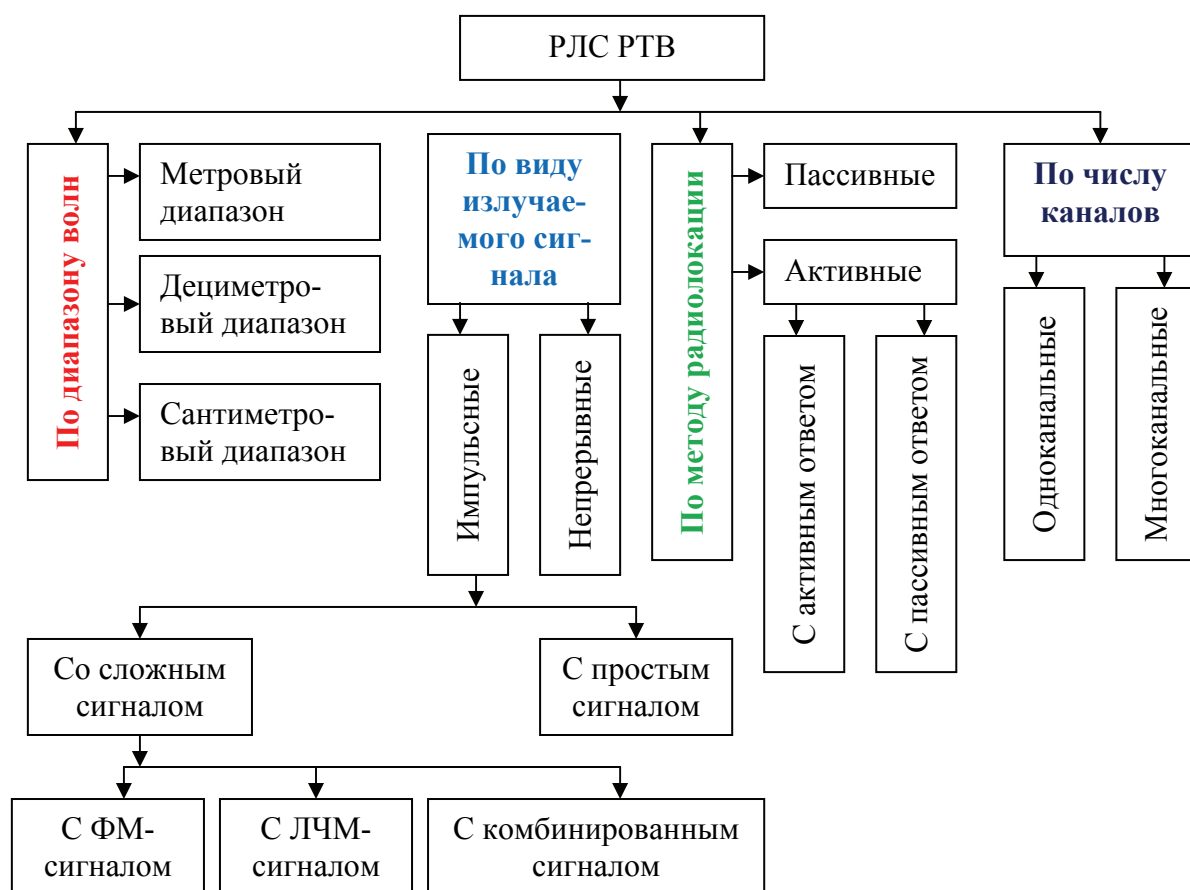


Рис. 4.3. Классификация РЛС РТВ по техническим признакам:  
 ФКМ – фазокодовая модуляция; ЛЧМ – линейно-частотная модуляция

В зависимости от числа РЛ каналов РЛС бывают одноканальными и многоканальными. Последние, в свою очередь, могут быть частотно-многоканальными, пространственно-многоканальными и пространственно-частотно-многоканальными. В частотно-многоканальных РЛС используется несколько приемопередатчиков, работающих на разных частотах, но в пределах одной и той же ДНА. Цель облучается одновременно на нескольких частотах, а выходные сигналы каналов обрабатываются совместно. В пространственно-многоканальных РЛС антенна имеет парциальную ДН. Сигналы излучаются и принимаются на одной частоте. При этом передатчик может быть общим для всех парциальных каналов. Число приемных каналов должно соответствовать количеству парциальных лепестков. Достоинством многоканальных РЛС являются повышенные помехозащищенность и дальность действия за счет увеличения суммарной излучаемой мощности при допустимых значениях пиковой мощности в каждом из каналов. К недостаткам относится их сложность (прежде всего, антенных систем) и малая мобильность.

### **В. Специфика классификации РЛС и РЛК РЛ системы ЕС ОрВД<sup>41</sup>.**

Как уже отмечалось, РЛ система ЕС ОрВД является составной частью системы РТОП ВС ГА. В рамках задач РТОП на нее возложена функция РЛ наблюдения за ВО и предоставления в реальном масштабе времени РЛИ о воздушной обстановке пользователям ВП и органам, осуществляющим организацию ВД. Строго регламентированный ФАП характер решаемых задач и отсутствие преднамеренных воздействий внешней среды определяет и специфику соответствующих РЛС и РЛК данной системы. Их функциональное назначение согласовано с задачами РЛО полета ВС на том или ином отрезке маршрута, а показатели соотнесены с работой в условиях простой воздушной и помеховой обстановки. Поэтому их классификация отличается от представленной классификации РЛС РТВ только по признаку функционального назначения.

В целом РЛС и РЛК РЛ системы ЕС ОрВД по функциональному назначению подразделяются на следующие: обзорные радиолокаторы трассовые (ОРЛ-Т); обзорные радиолокаторы аэродромные (ОРЛ-А); вторичные радиолокаторы (ВРЛ); посадочные радиолокаторы (ПРЛ); РЛС обзора летного поля (РЛС ОЛП); метеорологические РЛС (МРЛС), аэродромные многопозиционные подсистемы наблюдения (АМПСН); подсистемы автоматического зависимого наблюдения (АЗН-К); подсистемы ширококвасательного автоматического зависимого наблюдения (АЗН-В).

ОРЛ-Т предназначен для обнаружения и определения координат (азимут – дальность) ВС во внеаэродромной зоне (на воздушных трассах и вне трасс) с последующей выдачей информации о воздушной обстановке в центры (пункты) обслуживания ВД для целей контроля и информационного обеспечения задач УВД. ОРЛ-А – для обнаружения и определения координат (азимут – дальность) ВС в районе аэродрома с последующей передачей информации о воздушной обстановке в центры (пункты) организации ВД для целей контроля и обеспечения УВД. ПРЛ – для обнаружения и контроля за полетом ВС на траектории захода на посадку. РЛС ОЛП предназначена для контроля и управления движением ВС, спецавтотранспортом, техническими средствами и другими объектами, находящимися на взлетно-посадочной полосе, рулежных дорожках и местах стоянок воздушных судов. ВРЛ используется для обнаружения, определения координат (азимут – дальность), запроса и приема дополнительной информации от ВС, оборудованных ответчиками, с последующей выдачей информации в центры (пункты) организации ВД. Они не столь универсальны, так как для их функционирования необходимо бортовое оборудование (самолетный ответчик).

---

<sup>41</sup> Федеральные авиационные правила (ФАП) «Радиотехническое обеспечение полетов воздушных судов и авиационная электросвязь» / Росаэронавигация, приказ от 26.11.2001 г. №115.



АМПСН предназначена для контроля и управления движением ВС, спецавтотранспортом, техническими средствами и другими объектами, оборудованными ответчиками, находящимися на посадочной прямой, взлетно-посадочной полосе, рулежных дорожках и местах стоянок ВС.

Подсистема АЗН-К используется для наблюдения за ВС при приеме информации с борта ВС, имеющего соглашение на передачу данной информации конкретному органу УВД. Эта информация, после ее обработки по наземным сетям связи, доставляется в орган УВД, под управлением которого в данный момент времени находится ВС. Подсистема АЗН-В предназначена для наблюдения за ВС при приеме информации с борта ВС о его местоположении, передаваемой по линии передачи данных в вещательном режиме.

РЛК ЕС ОрВД, как отмечалось ранее, включают в себя первичный и вторичный радиолокаторы, аппаратуру первичной обработки РЛИ и средства передачи данных о воздушной обстановке. По функциональному назначению комплексы подразделяются на трассовые и аэродромные. В их состав могут также входить автоматические пеленгаторы.

## 4.2. Основные показатели РЛС

Возможности практического использования РЛС характеризуются некоторой совокупностью показателей, включающих технические характеристики и параметры. В первом случае речь идет о качественных представлениях о РЛС (стационарная – мобильная, одноканальная – многоканальная и др.), во втором – о количественных (помехозащищенность, разрешающая способность по координатам, импульсная мощность и др.). В сфере разработки и применения РЛС военного назначения эту совокупность представлений принято **называть боевыми возможностями РЛС**, которые, в свою очередь, подразделяют на тактические и технические параметры (характеристики). Тактические характеристики дают представление о функциональных возможностях РЛС, т. е. позволяют рассмотреть ее как подсистему сложной системы более высокого порядка, реализующую в этой надсистеме информационную функцию. Технические же характеризуют РЛС как относительно самостоятельную техническую систему, т. е. описывают основные параметры (характеристики) собственно РЛС. Достаточно часто эти две относительно самостоятельные группы характеристик объединяют в тактико-технические характеристики РЛС.

**А. Тактические характеристики РЛС (РЛК).** К тактическим характеристикам РЛС относят: функциональное (боевое) назначение РЛС и РЛК; размеры и форму зоны, в пределах которой осуществляется обнаружение целей и ведется наблюдение за ними (ЗО); время, требующееся

для просмотра заданной зоны (время обзора); информационную способность (измеряемые координаты целей, их производные и принципиальные особенности измерений); точность измерений; разрешающую способность по координатам; помехоустойчивость и мобильность.

**Функциональное назначение станции определяет ее облик (основные характеристики и параметры, принципиальные технические решения, конструкцию, массу и габариты).**

**Зона обзора (обнаружения РЛС) ( $\Omega_{\text{обз}}$ )** – область пространства либо поверхности, в пределах которой цель с заданной эффективной отражающей поверхностью  $\sigma$  обнаруживается с показателями качества (вероятностями правильного обнаружения  $P_0$  и ложной тревоги  $P_{\text{л}}$ ), не хуже заданных. Как правило,  $P_0 = 0,5$ ;  $P_{\text{л}} = 10^{-5}$ . ЗО РЛС определяется формой и соответствующими размерами по координатам. Она образуется сканированием ДНА РЛС в горизонтальной и/или вертикальной плоскостях (рис. 4.5). Форму ЗО РЛС принято характеризовать: а) графиком или таблицей зависимости дальности в вертикальной плоскости  $D = f(H)$ , где  $D$  – дальность до границы ЗО;  $H$  – приведенная высота полета цели над поверхностью земли; б) размерами зоны в азимутальной плоскости. Для наиболее распространенной в РЛС обнаружения ДНА косекансной формы эта зависимость имеет следующий вид:

$$D(\varepsilon) = \begin{cases} D_{\text{max}} & \text{при } \varepsilon \in [\varepsilon_{\text{min}} - \varepsilon_0], \\ D \operatorname{cosec} \varepsilon / \operatorname{cosec} \varepsilon_0 & \text{при } \varepsilon \in [\varepsilon_0 - \varepsilon_{\text{max}}], \\ 0 & \text{при } \varepsilon > \varepsilon_{\text{max}}, \varepsilon < \varepsilon_{\text{min}}. \end{cases} \quad (4.1)$$

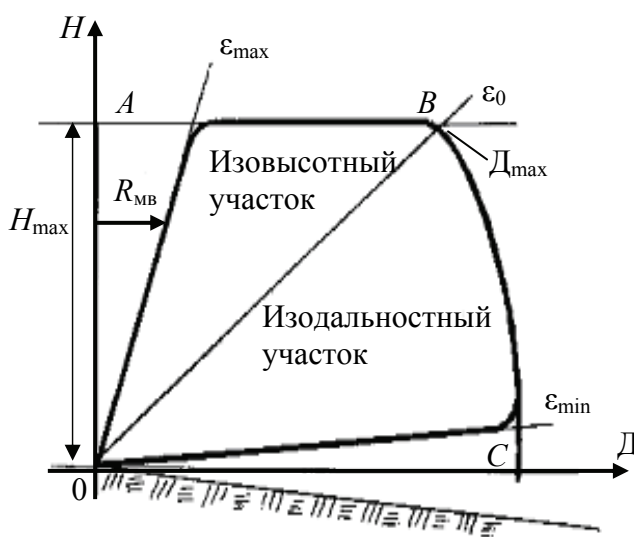


Рис. 4.4. Сечение ДН обзорной РЛС в угломестной плоскости

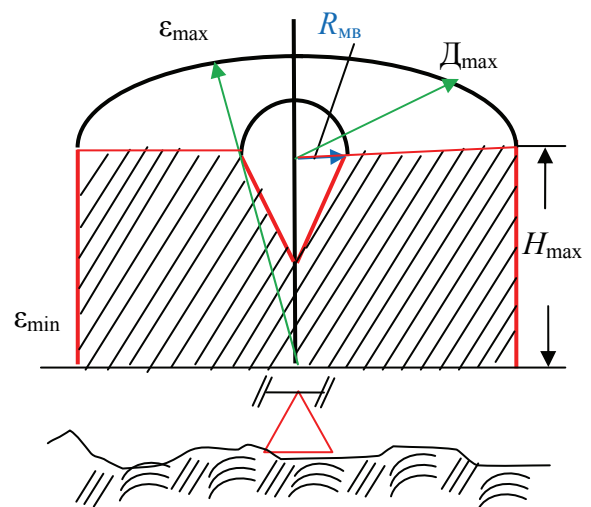


Рис. 4.5. Сечение ЗО РЛС в вертикальной плоскости

Параметрами ЗО РЛС являются минимальный  $\varepsilon_{\min}$  и максимальный  $\varepsilon_{\max}$  углы места, максимальная  $D_{\max}$  и минимальная  $D_{\min}$  дальности обнаружения цели, максимальная приведенная высота полета  $H_{\max}$  и радиус мертвой воронки  $R_{\text{мв}}$ , являющийся функцией высоты полета цели. Величина  $D$  характеризует текущую дальность.

*Под приведенной высотой* понимается высота расположения цели относительно касательной к поверхности земли. Поэтому истинная высота цели является функцией квадрата наклонной дальности и определяется приближенным выражением  $H_{\text{ист}} = H + D_{\text{накл}}^2 / 2R_{\text{зэ}}$ , где  $R_{\text{зэ}}$  – введенный ранее эквивалентный радиус земли, принятый с учетом стандартной рефракции равным 8 500 км.

*Максимальная дальность РЛС*  $D_{\max}$  может быть приближенно определена по ее техническим характеристикам. Пусть РЛС имеет следующие основные параметры: излучаемую мощность  $P_{\text{изл}}$ , эффективную площадь и коэффициент усиления передающей антенны соответственно  $A_{\text{эф.п}}$  и  $G_{\text{п}}$ , эффективную площадь и коэффициент усиления приемной антенны соответственно  $A_{\text{эф.пр}}$  и  $G_{\text{пр}}$ . Пусть эта РЛС облучает и принимает отраженный сигнал от цели с эффективной площадью рассеяния  $\sigma_{\text{ц}}$ , находящейся на расстоянии  $D$ . В этом случае плотность потока мощности излученных РЛС электромагнитных колебаний  $p_{\text{ц}}$  в месте нахождения цели

$$p_{\text{ц}} = P_{\text{РЛС}} / 4\pi D^2 = P_{\text{изл}} G_{\text{п}} / 4\pi D^2, \quad (4.2)$$

где  $P_{\text{РЛС}}$  – мощность электромагнитных колебаний, излученная РЛС в направлении цели.

Поскольку существует эффект вторичного излучения, часть энергии переотразится от цели в направлении на РЛС и плотность потока мощности в месте нахождения РЛС

$$p_{\text{РЛС}} = P_{\text{ц}} / 4\pi D^2 = p_{\text{ц}} \sigma_{\text{ц}} / 4\pi D^2, \quad (4.3)$$

где  $P_{\text{ц}}$  – мощность электромагнитных колебаний, отраженная целью в направлении РЛС.

Мощность отраженного сигнала, поступающая на вход приемника РЛС  $P_{\text{пр}}$ , определяется по формуле

$$P_{\text{пр}} = p_{\text{РЛС}} A_{\text{эф.пр}}. \quad (4.4)$$

Тогда, учитывая формулы (4.2)–(4.3), можно получить выражение, связывающее мощность сигнала на входе РЛС и дальность до цели:

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{изл}} G_{\text{п}} A_{\text{эф.пр}} \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^2 D^4}. \quad (4.5)$$

В реальных условиях существуют энергетические потери из-за среды распространения, неидеальности трактов обработки сигнала и другие, которые можно учесть введением в уравнение (4.5) множителя потерь  $0 \leq \eta \leq 1$ . В этом случае выражение приводится к окончательному виду, называемому *уравнением радиолокации*:

$$D = D_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{изл}} G_{\text{п}} A_{\text{эф.пр}} \sigma_{\text{ц}} \eta}{(4\pi)^2 P_{\text{пр. min}}}}, \quad (4.6)$$

где  $P_{\text{пр. min}}$  – предельная чувствительность приемного устройства РЛС.

Для импульсных РЛС с одной приемопередающей антенной  $G_{\text{п}} = G_{\text{пр}} = G$ ,  $A_{\text{эф.п}} = A_{\text{эф.пр}} = A_{\text{п.эф}}$ . Тогда с учетом, что  $G = 4\pi S_{\text{п.эф}} / \lambda^2$ ,

$$D_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{изл}} G^2 \lambda^2 \sigma_{\text{ц}} \eta}{(4\pi)^3 P_{\text{пр. min}}}}. \quad (4.7)$$

Уравнения (4.6), (4.7), называемые уравнениями радиолокации, справедливы только для прямой видимости между РЛС и целью.

Для работы РЛС в режиме «активный запрос – ответ» максимальная дальность действия определяется следующей системой приближенных уравнений:

$$D_{\max \text{ з}} = \sqrt{\frac{P_{\text{изл. з}} G_{\text{з}} A_{\text{а.эф.о}}}{4\pi P_{\text{пр. min о}}}}; \quad D_{\max \text{ о}} = \sqrt{\frac{P_{\text{изл. о}} G_{\text{о}} A_{\text{а.эф.з}}}{4\pi P_{\text{пр. min з}}}},$$

где  $D_{\max \text{ з}}$  – максимальная дальность действия активной системы по запросу;  $D_{\max \text{ о}}$  – максимальная дальность действия активной системы по ответу;  $P_{\text{изл.з}}$ ,  $P_{\text{изл.о}}$  – соответственно импульсные мощности передатчика запросчика и передатчика бортового ответчика;  $G_{\text{з}}$ ,  $G_{\text{о}}$  – соответственно коэффициенты усиления запросной и передающей антенн ответчика;  $A_{\text{а.эф.о}}$ ,  $A_{\text{а.эф.з}}$  – соответственно эффективные площади приемных антенн ответчика и запросчика;  $R_{\text{пр. min о}}$ ,  $R_{\text{пр. min з}}$  – соответственно предельные чувствительности приемников ответчика и запросчика. Оптимизация параметров системы запроса и системы ответа по энергетическим показателям соответствуют условию  $R_{\max \text{ з}} = R_{\max \text{ о}}$ .

*Минимальная дальность действия РЛС с пассивным ответом* теоретически определяется длительностью зондирующего импульса  $\tau_{\text{и}}$ , временем восстановления антенного переключателя  $\tau_{\text{в}}$  и разрешающей способностью индикаторного устройства по дальности  $\delta_{r \text{ инд}}$ :

$$D_{\min} = \frac{c}{2} (\tau_{\text{и}} + \tau_{\text{в}}) + \delta_{r \text{ инд}}.$$

На ЗО (рис. 4.4) существенно влияет рельеф местности, поэтому значение  $\varepsilon_{\min}$  стремятся снизить до нуля и даже отрицательных значений, где это позволяет позиция. Для РЛС метрового и верхней части дециметрового диапазонов минимальный угол места выбирают из условия  $\varepsilon_{\min} \cong 7,2\lambda/h_a$ , где  $\lambda$  – длина волны;  $h_a$  – высота электрической оси антенны. Такой выбор обусловлен влиянием подстилающей поверхности земли на формирование ДНА. Значения  $D_{\max}$  могут лежать в пределах от десятков сантиметров до миллионов километров; секторы обзора по углам составляют от единиц до сотен градусов, включая круговой обзор по азимуту. Для РЛС секторного обзора зона характеризуется параметрами секторов обзора РЛС в горизонтальной  $\Phi_{аз}$  (азимутальной  $\beta$ ) и вертикальной  $\Phi_{уг}$  (угломестной  $\varepsilon$ ) плоскостях. Одновременно могут указываться параметры телесного угла обзора.

Для характеристики РЛС наведения вводят: а) понятие «зона поиска  $\Omega_{п}$ » – область пространства (поверхности), в пределах которой РЛС проводит поиск целей в каждой конкретной тактической ситуации, причем  $\Omega_{п} \in \Omega_{обз}$ . Она характеризуется секторами поиска РЛС в горизонтальной (азимутальной  $\beta$ ) и вертикальной (угломестной  $\varepsilon$ ) плоскостях, максимальной ( $D_{\max}$ ) и минимальной ( $D_{\min}$ ) дальностями обнаружения целей; б) понятие «время поиска ( $T_{пк}$ )» – временной интервал, который требуется РЛС для обнаружения цели, находящейся в зоне поиска. При самостоятельном поиске цели, т. е. при отсутствии команд наведения и целеуказания зона поиска соответствует ЗО.

**Информационная способность РЛС.** Количество данных об отдельной цели, получаемых с помощью РЛС, может изменяться в весьма широких пределах. В простейшем случае измеряются значения одной какой-либо координаты цели (например, дальности с помощью РЛ дальномера для самолетного стрелкового прицела). Чаще с помощью РЛС осуществляется измерение двух-трех координат цели (например, дальности, азимута и угла места). При траекторных измерениях РЛС позволяют измерять дальность  $D$  до цели, ее радиальную скорость  $v_r = \dot{D} = dD/dt$  относительно РЛС, угловые координаты  $\beta$  и  $\varepsilon$ , скорости изменения угловых координат  $\dot{\beta}$  и  $\dot{\varepsilon}$ .

Существенной характеристикой информационной способности РЛС является дискретность (непрерывность) получения данных о каждой цели. По указанному признаку режимы работы РЛС могут быть разделены на две группы: *режим обзора* пространства и *режим слежения* за целью (целями). Работа РЛС в режиме обзора характеризуется тем, что ее луч (или группа лучей) периодически плавно или скачками перемещается в пределах заданной ЗО и таким образом создается возможность получить данные о всех целях, находящихся в ней. Данные о каждой цели поступают дискретно через интервал  $T_0$ ; определение координат цели осуществляется «на проходе» в течение короткого отрезка времени нахождения цели в луче

РЛС. При работе РЛС в режиме слежения облучаются только те заранее выбранные цели, за которыми осуществляется слежение (сопровождение) по дальности, скорости или направлению.

**Точность измерения** пространственных координат и параметров движения цели характеризуется значениями погрешностей измерения координат целей и их производных. Если измеряемая координата  $x(t)$  является функцией времени, то погрешность измерения  $\Delta x(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ , где  $\hat{x}(t)$  – оценочное значение координаты есть функция времени. Обычно погрешности характеризуют их математическим ожиданием  $\overline{\Delta x(t)}$  и дисперсией  $\sigma_x^2(t)$ . В ряде случаев требуется знать корреляционную функцию (или спектральную плотность) погрешностей. Если математические ожидания погрешностей (систематические погрешности) могут быть определены и учтены заранее, то при оценке точности работы РЛС принимают во внимание только случайные составляющие погрешностей.

По своему происхождению случайные погрешности делятся на следующие группы: погрешности, вызванные действием внешних и внутренних помех  $\sigma_{\text{пом}}^2(t)$ ; погрешности, возникающие в процессе распространения радиоволн в среде  $\sigma_{\text{распр}}^2(t)$ ; методические погрешности  $\sigma_{\text{мет}}^2(t)$ , связанные с допущениями и приближениями, характеризующими принцип измерения; аппаратные погрешности  $\sigma_{\text{ап}}^2(t)$ , обусловленные несовершенством измерительной аппаратуры; динамические погрешности  $\Delta_{x \text{ дин}}(t)$ , вызываемые инерционностью измерительного устройства. Если погрешности измерения независимы, то дисперсия полной погрешности

$$\sigma^2(t) = \sigma_{\text{пом}}^2(t) + \sigma_{\text{распр}}^2(t) + \sigma_{\text{мет}}^2(t) + \sigma_{\text{ап}}^2(t) + \Delta_{x \text{ дин}}^2(t).$$

Из совокупности перечисленных выше погрешностей на практике учитываются те из них, которые для того или иного типа РЛС оказываются наиболее существенными. Для РЛС кругового обзора к ним относятся шумовые погрешности  $\sigma_{\text{пом}}^2(t)$ , т. е. погрешности, связанные с действием собственных шумов приемного устройства и остатков компенсации внешних помех. Применительно к точности измерения некоторого векторного параметра  $\vec{\alpha}$  (дальность  $D$ , угловые координаты  $\vec{\Theta}$  – азимут  $\beta$  или угол места  $\varepsilon$ , радиальная скорость  $v_r$  и др.) вводят СКО:  $\sigma_{\vec{\alpha}} = \sqrt{\sigma_{\text{пом}}^2}$ . Потенциальная (минимально возможная) СКО определения данного параметра  $\sigma_{\vec{\alpha} \text{ min}}$  может быть представлена в виде  $\sigma_{\vec{\alpha} \text{ min}} = K_{\vec{\alpha}} / \sqrt{q^2}$ , где  $K_{\vec{\alpha}}$  – некоторый коэффициент, зависящий от параметров ЗС и самой РЛС;  $q^2$  – отношение сиг-

нал/шум по мощности. При измерении дальности, угловых координат и радиальной скорости цели коэффициенты  $K_d$ ,  $K_\theta$ ,  $K_{v_r}$  находят по следующим формулам:

$$K_d = c / (2\Pi_{\text{эф}}); \quad K_\theta = l / 2\Pi_{\text{эф.н}}; \quad K_{v_r} = \lambda_0 / 2\tau_{\text{эф}},$$

где  $\Pi_{\text{эф}}$  – эффективная ширина спектра РЛ сигнала;  $l_{\text{эф.н}}$  – эффективная длина апертуры (раскрыва) антенны, нормированная к длине волны;  $\tau_{\text{эф}}$  – эффективная длительность сигнала<sup>42</sup>.

Таким образом, точность измерения дальности при заданном отношении сигнал/шум тем выше, чем шире спектр РЛ сигнала; точность измерения угловой координаты тем выше, чем больше апертура антенны (при фиксированной длине волны); точность измерения скорости тем выше, чем больше длительность РЛ сигнала. Конкретные значения параметров  $\Pi_{\text{эф}}$ ,  $\tau_{\text{эф}}$  зависят от вида зондирующего сигнала, а  $l_{\text{эф.н}}$  – от параметров антенны. При фиксированных параметрах РЛС потенциальная точность измерения параметров цели тем выше, чем больше отношение сигнал/(шум + остаток компенсации помех) на входе приемника станции.

**Разрешающая способность** РЛС по координатам (см. рис. 2.4, 2.12) характеризует возможность раздельного обнаружения и измерения координат одновременно наблюдаемых целей. Разрешающая способность определяется тем минимальным различием дальности  $\delta_d = |D_1 - D_2|$  двух целей, их угловых координат  $\delta_\theta = |\vec{\Theta}_1 - \vec{\Theta}_2|$  либо радиальной скорости  $\delta_{v_r} = |v_{r1} - v_{r2}|$ , при котором обеспечивается раздельное обнаружение обеих целей с заданными значениями вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги или измерение координат целей с заданной точностью. Здесь вектор  $\vec{\Theta} = \|\beta, \varepsilon\|$ . Чем меньше  $\delta(x)$ , тем выше разрешающая способность РЛС по параметру  $x$ . В РЛС кругового обзора с применением зондирующих импульсов прямоугольной формы и индикаторов с линейной разверткой  $\delta_d = c\tau_{\text{и}} / 2 + M_d d_{\text{п}} / d_{\text{тр}}$ , где  $\tau_{\text{и}}$  – длительность зондирующего импульса;  $M_d$  – масштаб индикатора по дальности;  $d_{\text{тр}}$  – диаметр экрана индикатора;  $d_{\text{п}}$  – диаметр светового пятна на экране индикатора. Аналогично для реальной разрешающей способности по азимуту  $\delta_\beta$ :  $\delta_\beta = \Delta\beta_{0,5} + \varphi_{\text{инд}} + d_{\text{п}} \cdot 360^\circ M_\beta / 2\pi D_{\text{ц}} d_{\text{тр}}$ , где  $\varphi_{\text{инд}}$  – угловая разрешающая способность индикатора;  $\Delta\beta_{0,5}$  – ширина диаграммы направленности РЛС по азимуту на уровне половинной мощности;  $M_\beta$  – масштаб индикатора по азимуту;  $D_{\text{ц}}$  – дальность до цели. Таким образом, результирующее значение разрешающей способности РЛС по параметру  $x$  приближенно представляют суммой потенциальной составляющей  $\delta(x)_{\text{пот}}$ , определяемой видом используемых сигналов, параметрами РЛС и аппара-

<sup>42</sup> Выражения для  $\Pi_{\text{эф}}$ ,  $\tau_{\text{эф}}$  приводятся в заключительной части гл. 4 данного учебника.

турной составляющей  $\delta(x)_{\text{ап}}$ , связанной с несовершенством устройств обработки сигналов и отображения информации.

Связь между разрешающей способностью по плоскостным координатам  $\delta_{xy}$  и требуемыми разрешающими способностями по дальности  $\delta_d$  и азимуту  $\delta_\beta$  определяется соотношением  $\delta_{xy} = \sqrt{\delta_d^2 + D^2 \delta_\beta^2}$ .

Улучшение общего разрешения РЛС достигается, в первую очередь, повышением разрешения по дальности. Ограничение разрешающей способности РЛС по азимуту не существенно, так как длительное нахождение цели на одной дальности маловероятно, тем более в поле большой кратности. Для вскрытия состава групповых целей, прикрытых помехами, и распознавания классов целей могут применяться специализированные РЛС с программным обзором или кратковременным изменением параметров зондирующих сигналов.

**Помехозащищенность (помехоустойчивость).** Под помехозащищенностью принято понимать способность РЛС противостоять радиоразведке и выполнять свои функции в условиях действия естественных и специально организованных радиопомех. В качестве критериев оценки помехозащищенности РЛС от активных помех используют максимальную дальность  $D_{\text{АП}}$  обнаружения цели с заданной  $\bar{\sigma}$  на фоне помех, коэффициент подавления активных помех устройством защиты  $K_{\text{под}} = N_{\text{АП вх}} / N_{\text{АП вых}}$ , коэффициент сжатия ЗО  $K_{\text{дрЛС}} = D_{\text{ц0}} / D_{\text{АП}}$  и сектор эффективного подавления РЛС  $\Delta\varphi_{\text{эф}}$  при заданных: а) качестве обнаружения, б) способе постановки помех, в) дальности до источника помех и спектральной плотности помех, излучаемой в направлении РЛС. Здесь  $N_{\text{АП вх}}$  и  $N_{\text{АП вых}}$  – соответственно спектральные плотности мощности помехи на входе и выходе устройства защиты;  $D_{\text{ц0}}$  – максимальная дальность действия РЛС при отсутствии помех.

Помехозащищенность РЛС в условиях отражений от местных предметов обычно оценивается коэффициентом подавления мешающих отражений  $K_{\text{ПП}}$  или коэффициентом подпомеховой видимости  $K_{\text{пв}}$ . При этом

$$K_{\text{ПП}} = P_{\text{ПП вх}} / P_{\text{ПП вых}}; \quad (4.8)$$

$$K_{\text{пв}} = (P_{\text{ПП вх}} / P_{\text{с.вх}}) : (P_{\text{ПП вых}} / P_{\text{с.вых}}) = P_{\text{ПП вх}} \cdot P_{\text{с.вых}} / P_{\text{ПП вых}} \cdot P_{\text{с.вх}} = K_{\text{ПП}} \cdot K_{\text{пс}}, \quad (4.9)$$

где  $P_{\text{ПП вх}}$  и  $P_{\text{ПП вых}}$  – соответственно мощности ПП на входе и выходе устройства защиты;  $P_{\text{с.вх}}$  и  $P_{\text{с.вых}}$  – соответственно мощности полезного сигнала на входе и выходе устройства защиты от ПП;  $K_{\text{пс}}$  – коэффициент прохождения полезного сигнала через устройство защиты от ПП. Как правило,  $K_{\text{пс}} \leq 1$ . Помехозащищенность РЛС в условиях применения дипольных отражателей обычно характеризуют количеством пачек на 100 м пути, при



котором обеспечивается обнаружение целей с требуемыми показателями качества.

**Скрытность** – способность РЛС противостоять радиотехнической разведке. Достигается применением шумоподобных ЗС и ограничением работы РЛС на излучение.

**Мобильность** – способность РЛС к передислокации на новую позицию, в т. ч. на заранее неподготовленную, с последующим развертыванием и вводом в строй в установленное время.

**Б. Технические характеристики РЛС (РЛК).** К основным техническим характеристикам РЛС относят мощность излучения, полосу пропускания и чувствительность (предельную или пороговую) приемника, ширину ДНА, частоту повторения, длительность и несущую частоту (длину волны) ЗС, техническую (эксплуатационную) надежность.

**Мощность излучения.** Мощность ЗС РЛС и РЛК изменяется в широких пределах в зависимости от требуемой дальности действия. Мощность излучения  $P_{\text{изл}}$  составляет от долей ватта до десятков киловатт в режиме непрерывных колебаний и до десятков мегаватт в импульсном режиме. Применительно к импульсным сигналам говорят об *импульсной* мощности  $P_{\text{и}}$ , понимая под ней пиковое значение мощности в импульсе, и о *средней* мощности  $P_{\text{ср}}$  за период повторения  $T_{\text{п}}$ :  $P_{\text{ср}} = \xi P_{\text{и}} \tau_{\text{и}} / T_{\text{п}}$ , где  $\xi$  – коэффициент, зависящий от формы импульсов (для импульсов прямоугольной формы  $\xi = 1$ , для одного полупериода синусоиды  $\xi = 0,5$ , для импульсов треугольной формы  $\xi = 0,33$ ).

**Полоса пропускания** – максимально возможная полоса частот приемного тракта РЛС, в пределах которой обеспечивается максимальное отношение сигнал/внутренний шум приемного устройства. Полоса пропускания линейной части РЛ приемника выбирается в соответствии с известным соотношением академика Сифорова:  $\Pi = 1,37 / \tau_{\text{и}}$ .

**Чувствительность приемного устройства.** Различают предельную и реальную чувствительности приемника. Предельная чувствительность характеризуется минимальной мощностью сигнала на входе приемника  $P_{\text{пр. мин}}$ , при которой на выходе его линейной части мощность сигнала равна мощности шума. Реальную чувствительность приемника определяют минимальной мощностью входного сигнала, при которой обеспечивается обнаружение сигнала или измерение его параметров с заданными показателями. Эта мощность равна  $P_{\text{пр. реал}} = k T^{\circ} \Pi k_{\text{ш}} k_{\text{р}}$ . Здесь  $k$  – постоянная Больцмана;  $T^{\circ}$  – абсолютная температура приемника;  $\Pi$  – полоса пропускания линейной части приемника;  $k_{\text{ш}}$  – коэффициент шума приемника;  $k_{\text{р}}$  – необходимое соотношение сигнал/шум по мощности (коэффициент различимости). Реальная чувствительность РЛ приемников составляет  $10^{-12} \dots 10^{-16}$  Вт.

**Параметры антенны.** В РЛС используются антенны направленного действия. Различают диаграммы направленности  $F(\beta, \epsilon)$  *игольчатые*,

ширина основного лепестка которых приблизительно одинакова в азимутальной (горизонтальной) и угломестной (вертикальной) плоскостях, и *верные* (плоские), характеризующиеся существенным различием угловых размеров в двух взаимно перпендикулярных плоскостях. Ширина луча в соответствующей плоскости определяет потенциальную разрешающую способность РЛС по угловой координате.

Для ДН, имеющих осевую или плоскостную симметрию, ширина их основного лепестка в градусах по уровню половинной мощности оценивается соотношением  $\theta_{0,5}^\circ = b\lambda/k$ , где  $k$  – линейный размер раскрыва антенны в соответствующей плоскости;  $b$  – коэффициент, значения которого могут лежать в пределах от 50 до 100 в зависимости от распределения поля в раскрыве антенны при работе на излучение. Если  $\Delta\beta_{0,5}$  и  $\Delta\epsilon_{0,5}$  – значения ширины луча в градусах в горизонтальной и вертикальной плоскостях, то максимальное значение коэффициента направленного действия антенны  $D_a \approx 25\,000 / \Delta\beta_{0,5} \Delta\epsilon_{0,5}$ . Если задан телесный угол  $\Omega$  луча РЛС, то  $D_a = 4\pi/\Omega$ .

Максимальное значение эффективной площади приемопередающей антенны  $A_{п.эф.макс} = K_э A_{п.эф}$ , где  $K_э$  – коэффициент использования площади антенны, значения которого могут изменяться от 1 до 0,5 в зависимости от распределения поля в раскрыве антенны при работе на излучение. Коэффициент усиления антенны  $G$  связан с ее коэффициентом направленного действия  $D_a$  и КНД антенны  $\eta$  формулой  $G = \eta D_a$ . При согласовании антенны с нагрузкой  $A_{п.эф} = G \lambda^2 / 4\pi$ .

**Длина волны  $\lambda$ .** В радиолокации основное применение находят дециметровые и сантиметровые волны (приблизительно  $2\text{ см} < \lambda < 1\text{ м}$ ). Объясняется это возможностью получения остронаправленного излучения и приема при относительно небольших размерах антенн, а также малым уровнем естественных шумов на входе приемника. Выбор волн короче 2 см ограничивается сильным поглощением их энергии в атмосфере Земли, особенно при наличии гидрометеоров (града, снега, дождя, тумана и т. д.). В *загоризонтной* радиолокации используются короткие волны (приблизительно  $20\text{ м} < \lambda < 30\text{ м}$ ), которые хорошо отражаются ионосферой Земли и не испытывают существенного поглощения при распространении.

**Частота повторения и длительность ЗС.** Значение величин  $F_{п} = 1 / T_{п}$ ,  $\tau_{и}$  выбирают исходя из конкретных режимов излучения РЛС. При этом учитываются как энергетические параметры, так и проблемы измерения дальности и скорости движения цели.

**Масса и габариты.** Одной из важнейших задач при разработке РЛ аппаратуры является максимально возможное сокращение ее массы и габаритов.

**Эксплуатационная надежность.** Под эксплуатационной надежностью РЛС понимается ее способность выполнять заданные функции в реальных условиях эксплуатации в течение требуемого интервала времени. Изменение значений параметров РЛС, при котором она не может выполнять заданные функции, называется *отказом*. Количественно эксплуатационную надежность станции характеризуют вероятностью  $P_6$  безотказной работы в течение заданного времени  $T_p$  или средним значением времени  $T_{cp}$  работы между двумя последующими отказами. Для нормально функционирующей аппаратуры справедлив экспоненциальный закон зависимости вероятности безотказной работы от параметров  $T_p$  и  $T_{cp}$ :  $P_6 = \exp(-T_p / T_{cp})$ .

Таким образом, возможности практического применения РЛС характеризуются совокупностью показателей, включающих технические характеристики и параметры. Первые отражают показатели РЛС со стороны их качества, а вторые – со стороны количества. Применительно к РЛС военного назначения это диалектическое единство представлений принято **называть боевыми возможностями** РЛС, которые, в свою очередь, подразделяют на тактические и технические параметры (характеристики). Тактические характеристики позволяют рассмотреть РЛС как подсистему системы более высокого порядка, реализующую в этой надсистеме информационную функцию. Технические же описывают основные параметры собственно РЛС.

### **4.3. Методы обзора пространства и измерения координат, применяемые в РЛС**

#### **4.3.1. Характеристика зоны обнаружения РЛС при произвольном способе обзора пространства**

Поскольку основной функцией СРЛ той или иной РЛ системы является функция информационная, то рассмотрим характеристику ЗО РЛС как основного элемента РЛП.

Учитывая условие уверенного обнаружения эхосигнала на фоне внутреннего шума приемного устройства и остатков компенсации внешних помех  $\mathcal{E}_{пр.вх} \geq q^2 (N_0 + N_n)$ , запишем уравнение РЛ (4.6) как функцию координат  $\beta, \varepsilon$ :

$$D^4(\beta, \varepsilon) = \frac{\mathcal{E}_i(\beta, \varepsilon) G_n(\beta, \varepsilon) A_n(\beta, \varepsilon) \bar{\sigma}}{(4\pi)^2 q^2 (N_0 + N_n)}, \quad (4.10)$$

где  $D(\beta, \varepsilon) = D_{max} \cdot D_n(\beta, \varepsilon)$  – дальность действия РЛС в направлении цели с угловыми координатами  $\beta$  и  $\varepsilon$ ;  $D_{max}$  – максимальная дальность действия

РЛС в ЗО;  $D_n(\beta, \varepsilon) = D(\beta, \varepsilon) / D_{\max}$  – нормированная дальность действия РЛС ( $D_n(\beta, \varepsilon) \leq 1$ );  $\mathcal{E}_n(\beta, \varepsilon)$  – энергия, излучаемая антенной РЛС в направлении цели с угловыми координатами  $\beta$  и  $\varepsilon$ ;  $G_n(\beta, \varepsilon)$  – коэффициент усиления передающей (излучающей) антенны РЛС;  $A_n(\beta, \varepsilon) = A_{\text{эф.пр}} \alpha_{\text{пн}}(\beta, \varepsilon)$  – эффективная площадь приемной антенны в направлении цели с угловыми координатами  $\beta$  и  $\varepsilon$ ;  $A_{\text{эф.пр}}$  – максимальное значение эффективной площади приемной антенны;  $\alpha_{\text{пн}}(\beta, \varepsilon) = A_n(\beta, \varepsilon) / A_{\text{эф.пр}}$  – нормированная эффективная площадь приемной антенны ( $\alpha_{\text{пн}}(\beta, \varepsilon) \leq 1$ );  $\bar{\sigma}$  – среднее значение ЭПР цели;  $\nu$  – коэффициент различимости (отношение сигнал/(шум + помеха) на входе приемника, при котором обеспечиваются заданные показатели качества обнаружения);  $\nu = 0,5 \cdot L \cdot q_{\text{пор}}^2$ ;  $L > 1$ ;  $q_{\text{пор}}^2$  – пороговое значение параметра обнаружения (отношение сигнал/(шум + помеха) на входе устройства сравнения с порогом обнаружения, при котором обеспечивается заданное качество обнаружения),  $q_{\text{пор}}^2 = 2\mathcal{E}_{\text{пр}} / (N_0 + N_n)$ ;  $\mathcal{E}_{\text{пр}}$  – энергия принятого сигнала;  $N_0, N_n$  – соответственно спектральные плотности мощности собственных шумов приемника и остатков компенсации помех, пересчитанные на вход детектора.

Преобразуем уравнение (4.10) к требуемому виду.

Из теории антенн известно, что коэффициент усиления антенны в соответствии с его определением может быть представлен в виде

$$G_n(\beta, \varepsilon) = \frac{4\pi}{\Omega_{\text{ди}}(\beta, \varepsilon)}, \quad (4.11)$$

где  $\Omega_{\text{ди}}(\beta, \varepsilon)$  – телесный угол ДНА в направлении на цель с угловыми координатами  $\beta, \varepsilon$ .

Подставляя соотношение (4.11) в уравнение (4.10), получаем:

$$D^4(\beta, \varepsilon) = \frac{\mathcal{E}_n(\beta, \varepsilon) A_n(\beta, \varepsilon) \bar{\sigma}}{4\pi\nu\Omega_{\text{ди}}(\beta, \varepsilon)(N_0 + N_n)}. \quad (4.12)$$

В уравнении (4.12) отношение

$$\frac{\mathcal{E}_n(\beta, \varepsilon)}{\Omega_{\text{ди}}(\beta, \varepsilon)} \quad (4.13)$$

представляет собой энергию, излучаемую РЛС в единицу телесного угла ЗО.

Интегрируя соотношение (4.13) в пределах телесного угла ЗО  $\Omega_3$ , получаем суммарную энергию  $\mathcal{E}_3$ , излучаемую РЛС в зону за время однократного обзора:

$$\Theta_3 = \int_{\Omega_3} \frac{\Theta_{и}(\beta, \varepsilon)}{\Omega_{ди}(\beta, \varepsilon)} d\Omega, \quad (4.14)$$

где  $d\Omega$  – элементарный телесный угол.

Понятие «*телесный угол*» вводится по аналогии с понятием «*угол на плоскости*». **Телесным углом называют** часть пространства, заключенную внутри одной полости некоторой конической поверхности с замкнутой направляющей. Так же, как и величина угла между двумя прямыми измеряется дугой окружности, телесный угол – фрагментом поверхности шара: из вершины  $O$  телесного угла проводят любым радиусом  $OB = OC = OA = OG$  (рис. 4.6) шаровую поверхность. На этой поверхности поверхность телесного угла вырежет некоторую часть  $ABCG$ . Площадь этой части будет меняться в зависимости от величины радиуса шара, но всегда будет составлять одну и ту же долю площади всей поверхности шара.

Из геометрии известно, что *угол на плоскости* определяется соотношением

$$\varphi = l / r, \quad (4.15)$$

где  $l$  – длина дуги, вырезаемая углом  $\varphi$  на окружности с радиусом  $r$ .

По аналогии с выражением (4.15)

$$\Omega = S / r^2, \quad (4.16)$$

где  $S$  – площадь участка поверхности сферы с радиусом  $r$ , вырезаемого телесным углом  $\Omega$ .

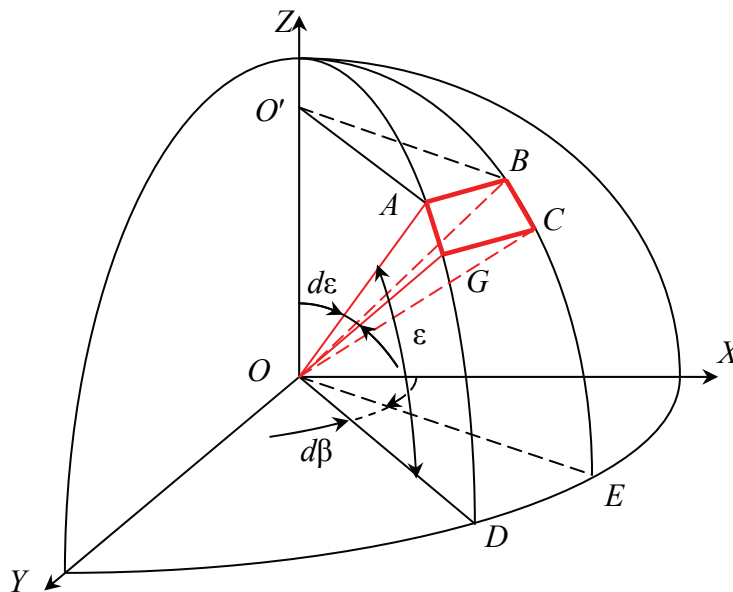


Рис. 4.6. Фрагмент ЗО, иллюстрирующий вариант определения телесного угла

В соответствии с определением телесного угла элементарный телесный угол, входящий в уравнение (4.14), можно определить по формуле

$$d\Omega = dS / r^2, \quad (4.17)$$

где  $dS$  – площадь фрагмента на поверхности сферы с радиусом, равным  $r$ .

Из рис. 4.6 можно определить значение  $dS$ :

$$dS = BC \cdot AB = rd\varepsilon \cdot r \cdot \cos\varepsilon \cdot d\beta. \quad (4.18)$$

В соотношении (4.18) учтено, что угол  $d\beta$  опирается на дугу  $AB$ , угол  $d\varepsilon$  – на дугу  $BC$ , а угол  $\varepsilon$  – на дугу  $AD$  (или  $BE$ ).

С учетом выражений (4.17) и (4.18)

$$d\Omega = \cos\varepsilon d\varepsilon d\beta. \quad (4.19)$$

Соотношение (4.19) будет использовано ниже при анализе изодальностного и изовысотного участков ЗО дальномера.

Найдем далее из выражения (4.12) значение  $\mathcal{E}_n(\beta, \varepsilon)$ . Подставив полученное выражение в (4.14), получим

$$\mathcal{E}_3 = \int_{\Omega_3} \frac{4\pi D^4(\beta, \varepsilon) \nu(N_0 + N_{\Pi}) \Omega_{\text{ди}}(\beta, \varepsilon)}{A_{\Pi}(\beta, \varepsilon) \bar{\sigma} \Omega_{\text{ди}}(\beta, \varepsilon)} d\Omega = \frac{4\pi D_{\text{max}}^4 \nu(N_0 + N_{\Pi})}{A_{\text{п.эф}} \bar{\sigma}} \int_{\Omega_3} \frac{D_n^4(\beta, \varepsilon)}{\alpha_{\text{пн}}(\beta, \varepsilon)} d\Omega.$$

Отсюда

$$D_{\text{max}}^4 = \frac{\mathcal{E}_3 A_{\text{п.эф}} \bar{\sigma}}{4\pi \nu(N_0 + N_{\Pi}) \int_{\Omega_3} \frac{D_n^4(\beta, \varepsilon)}{\alpha_{\text{пн}}(\beta, \varepsilon)} d\Omega}. \quad (4.20)$$

Соотношение (4.20) определяет максимальную дальность обнаружения РЛС при произвольном способе обзора пространства и произвольной форме ЗО. Из него следует, что максимальная дальность РЛС при заданных  $\mathcal{E}_3$  и  $A_{\text{п.эф}}$  зависит от:

а) формы ЗО  $D_n(\beta, \varepsilon)$  (в сферической системе координат определяет граничную поверхность ЗО);

б) способа просмотра ЗО приемной антенной  $\alpha_{\text{пн}}(\beta, \varepsilon)$  (определяет способ обзора зоны).

Кроме того, важно выделить зависимость  $\mathcal{E}_3$  от других характеристик обзора РЛС:

$$\mathcal{E}_3 = \int_{\Omega_3} \frac{\mathcal{E}_3(\beta, \varepsilon)}{\Omega_{\text{ди}}(\beta, \varepsilon)} d\Omega = \int_{\Omega_3} \frac{P_n(\beta, \varepsilon) \tau_n(\beta, \varepsilon) M(\beta, \varepsilon)}{\Omega_{\text{ди}}(\beta, \varepsilon)} d\Omega.$$

Учитывая, что число импульсов в пачке (число импульсов, отраженных от цели за время облучения)  $M(\beta, \varepsilon) = t_{\text{обл}}(\beta, \varepsilon) / T_{\text{п}}$ , получаем

$$\mathfrak{E}_3 = \int_{\Omega_3} \frac{P_{\text{ср}}(\beta, \varepsilon) t_{\text{обл}}(\beta, \varepsilon)}{\Omega_{\text{ди}}(\beta, \varepsilon)} d\Omega. \quad (4.21)$$

Здесь  $t_{\text{обл}}(\beta, \varepsilon)$  – время облучения цели как функция угловых координат. Анализируя формулу (4.21) можно сделать вывод, что перераспределение энергии, излучаемой в ЗО, возможно:

- а) изменением средней мощности в процессе обзора;
- б) изменением времени облучения цели;
- в) выбором формы ДН передающей антенны.

Анализ выражения (4.20) и (4.21) позволяет не только определить факторы, характеризующие ЗО РЛС, но и вид соответствующего технического ограничения, а также его целесообразность [13]<sup>43</sup>.

### 4.3.2. Виды обзора пространства

В ходе предшествующих рассуждений было установлено, что в соответствии с принципами построения РЛП ЗО обзорной РЛС представляет собой вырезку из цилиндра вращения. Форму зоны в угломестной плоскости (рис. 4.4, 4.5) в РЛС обнаружения и наведения обычно выбирают такой, чтобы для углов места  $\varepsilon_{\text{min}} \leq \varepsilon \leq \varepsilon_0$  обеспечивалась максимально возможная дальность обнаружения (изодальностный участок зоны), а для углов места, превышающих угол  $\varepsilon_0$ , – максимальная высота обнаружения (изовысотный участок зоны). Аналитически сечение такой зоны в вертикальной плоскости в полярной системе координат описывается выражением (4.1), где значение  $\varepsilon_0$  определяется из треугольника *ОБС* (рис. 4.4) соотношением  $\varepsilon_0 \approx \arcsin \frac{H_{\text{max}}}{D_{\text{max}}}$ . Отсюда  $H_{\text{max}} = D_{\text{max}} \sin \varepsilon_0$ . Тогда выражение для

дальности изовысотного участка зоны как функции угла места  $\varepsilon$  можно записать следующим образом:

$$D(\varepsilon) = \frac{H_{\text{max}}}{\sin \varepsilon} = D_{\text{max}} \frac{\sin \varepsilon_0}{\sin \varepsilon} = D_{\text{max}} \frac{\cos(90^\circ - \varepsilon_0)}{\cos(90^\circ - \varepsilon)} = D_{\text{max}} \frac{\operatorname{cosec} \varepsilon}{\operatorname{cosec} \varepsilon_0}.$$

При этом радиус мертвой воронки ЗО представляет собой функцию от высоты:  $R_{\text{мв}} = H \operatorname{ctg} \varepsilon$ .

<sup>43</sup> Заметим, что понятие зоны обзора РЛС является более общим, чем понятие зоны обнаружения, которым оперируют в случае анализа зоны обзора с учетом конкретных значений  $P_0$  и  $P_{\text{л}}$ .

Параметры зоны выбираются с учетом тактических требований и технических возможностей их реализации. Так, значение минимального угла места  $\varepsilon_{\min}$  в РЛС сантиметрового диапазона ограничивается условиями распространения сантиметровых волн в приземном слое. С одной стороны, необходимо выбрать  $\varepsilon_{\min}$  как можно наиболее близким к нулю, с другой – необходимо оторвать ДНА от земли, так как облучение земной поверхности в сантиметровом диапазоне волн приводит к сильной изрезанности зоны на малых углах места вследствие интерференции прямого и отраженного от неровной поверхности лучей. Из-за движения под действием ветра покрывающих поверхность кустов, травы и других предметов непрерывно изменяется амплитуда и фаза отраженного сигнала и, следовательно, непрерывно изменяется форма ЗО. Практически в сантиметровом диапазоне выбирают  $\varepsilon_{\min} \approx 0,4 \dots 0,5^\circ$ .

Для снижения  $\varepsilon_{\min}$  до нуля и даже до отрицательных значений, где это позволяет позиция и высота подъема антенны, предусматривают изменение наклона антенны в вертикальной плоскости.

Максимальный угол места ЗО  $\varepsilon_{\max}$  для исключения мертвой воронки желательно было бы выбирать равным  $90^\circ$  или близким к нему. Однако это привело бы к значительному усложнению конструкции антенной системы. В настоящее время считается целесообразным выбор значений  $\varepsilon_{\max}$  порядка  $35 \dots 45^\circ$  в сантиметровом диапазоне и  $20 \dots 30^\circ$  – в метровом. При этом радиус мертвой воронки составляет  $(1-1,5) H_{\text{ц}}$  для сантиметрового и  $(2-4,5) H_{\text{ц}}$  для метрового диапазонов волн. Верхняя граница зоны  $H_{\max}$  должна быть не меньше потолка полета различного класса ВС. Для современных РЛС  $H_{\max} \approx 40 \dots 60$  км. Для обнаружения и сопровождения гиперзвуковых самолётов требуется увеличение  $H_{\max}$  до  $150 \dots 200$  км.

Максимальную дальность обнаружения  $D_{\max}$  целей, летящих на максимальной высоте  $H_{\max}$ , желательно получить равной дальности прямой видимости:

$$D_{\max} = 4,12(\sqrt{h_a} + \sqrt{H_{\max}}) \approx 600-800 \text{ км},$$

где  $D_{\max}$  – выражается в км, а  $h_a$  и  $H_{\max}$  – в м.

Однако получение таких дальностей связано со значительным увеличением мощности передающего устройства и, как следствие, с увеличением стоимости и объема аппаратуры РЛС. Поэтому в настоящее время обеспечивают дальность обнаружения, близкую к дальности прямой видимости, только лишь маловысотных целей и целей с большими средними значениями эффективной поверхности  $\bar{\sigma}$  (например, стратегических бомбардировщиков или транспортных самолётов). По цели с  $\bar{\sigma} = 1 \text{ м}^2$  (истребитель) в РЛС обнаружения и наведения считается приемлемым получение дальности  $D_{\max} = 300 \dots 400$  км.



Наряду с задачей обнаружения РЛС решают задачу измерения пространственных координат обнаруженных РЛ целей. При этом разрешающая способность и точность определения угловых координат целей рассматриваются с учетом пространственной избирательности и направленности антенной системы в соответствующих угловых координатах. Направленная антенна обслуживает одновременно одним лучом небольшой телесный угол  $\Omega_{\text{п}}$ , который значительно меньше телесного угла  $\Omega_{\text{з}}$  ЗО РЛС. Для формирования требуемой ЗО в РЛС применяется обзор – периодически повторяющаяся процедура облучения элементов пространства  $\Omega_{\text{з}}$  и приема эхосигналов из облучаемых элементов. Информацию о наличии целей в различных элементах разрешения ЗО получают в процессе обзора (просмотра) этих элементов. Очередность и время просмотра различных элементов, а также интенсивность сигналов, излучаемых РЛС при осмотре каждого элемента, определяется используемым способом (программой) обзора. Режим непрерывного обзора всей зоны может быть единственным режимом функционирования РЛС при решении боевой задачи. Обнаружение целей и измерение их координат осуществляется в процессе обзора всей зоны. В некоторых типах РЛС обзор всей ЗО производится только до обнаружения цели. С момента обнаружения цели РЛС переводится в режим ее сопровождения.

Обзор ЗО может производиться или при наличии цели в одном из элементов разрешения этой зоны, или когда цель появляется в неопределенный момент времени. Способ обзора выбирается в соответствии с назначением и особенностями применения РЛС, учитывая следующие основные факторы:

- требуемые размеры ЗО на выбранной позиции;
- определяемые координаты и точность их измерения;
- разрешающую способность РЛС по дальности, угловым координатам и радиальной скорости;
- необходимое время обновления информации об элементах разрешения ЗО или сопровождаемых целях;
- возможность появления цели в различных элементах ЗО;
- простоту технической реализации способа обзора.

От способа обзора существенно зависят такие показатели эффективности применения РЛС, как среднее время, затрачиваемое на обнаружение цели (среднее время необнаруженного нахождения цели в ЗО), и среднее время между смежными ложными обнаружениями (средняя частота ложных тревог). В зависимости от времени, затрачиваемого на получение информации от всех элементов разрешения, различают следующие виды обзора:

*одновременный* – получение информации из всех элементов разрешения в один момент времени;

*последовательный* – получение информации из всех элементов разрешения последовательно во времени;

*смешанный* – по одной координате осуществляется одновременный обзор, а по другой последовательный.

При одновременном обзоре прием и обработка сигналов от цели производятся сразу, как только эта цель появилась в ЗО. Поэтому такие системы называются беспойсковыми. Достоинством этих систем является высокий темп обновления информации о целях, находящихся в ЗО; недостатком – большая сложность по сравнению с системами последовательного обзора.

В зависимости от последовательности получения информации из элементов разрешения, располагающихся по определяемым координатам ЗО, различают: обзор *по дальности* и обзор *по угловым координатам* (азимуту и углу места).

Последовательный обзор по дальности выполняется в процессе распространения радиосигнала с конечной скоростью до цели и обратно. Никаких специальных операций для выполнения такого обзора производить не требуется. РЛ сигналы, соответствующие различным элементам разрешения по дальности, поступают на вход приемника РЛС последовательно во времени. Время, затрачиваемое на обзор ЗО по дальности в одном направлении, значительно меньше времени, затрачиваемого на обзор по угловым координатам, поэтому им пренебрегают при анализе обзора по азимуту или углу места.

В РЛС РТВ и ЕС ОрВД наибольшее распространение получили две программы обзора пространства по угловым координатам: а) параллельный по углу места и последовательный по азимуту; б) последовательный по углу места и последовательный по азимуту. При реализации первой программы обзора в вертикальной (угломестной) плоскости РЛС просматривает некоторый сектор, состоящий из набора игольчатых диаграмм направленности (рис. 4.7). Вращение антенной системы (приемопередающей кабины с антеннами) осуществляется с постоянной скоростью по азимуту. Данный способ обзора применяется в многочастотных РЛ дальномеров и трёхкоординатных РЛС с электронным управлением антенным лучом в угломестной плоскости. В некоторых РЛС ширина ДНА в вертикальной плоскости равна угловому размеру ЗО в этой плоскости (рис. 4.8, а), а развертывающее движение (вращение) в азимутальной плоскости совершается в пределах  $360^\circ$ . Чаще всего этот способ используют в РЛ дальномеров метрового и дециметрового диапазонов волн.

При реализации второй программы РЛС просматривает ЗО (или сектор) одним игольчатым лучом последовательно во времени (рис. 4.8, б).

По траектории движения луча различают следующие программы обзора: винтовой (рис. 4.9, а), строчный (рис. 4.9, б), спиральный (рис. 4.9, в) и циклоидный (рис. 4.9, г). Эти программы применяются в РЛ высотометров и РЛС с плоской ФАР.

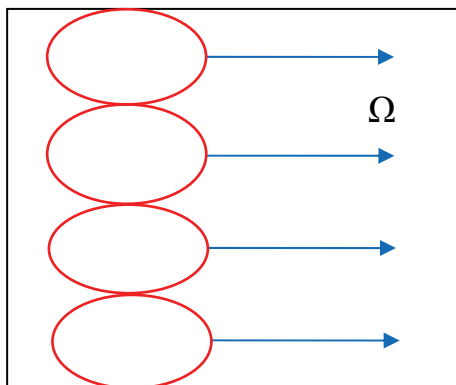


Рис. 4.7. Способ обзора ЗО с парциальными ДНА

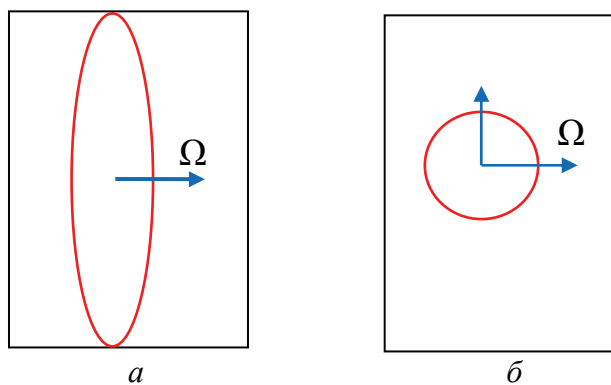


Рис. 4.8. Способы обзора ЗО: *a* – с ДНА, соответствующей в вертикальной плоскости угловому размеру ЗО РЛС; *б* – ЗО с игольчатой ДНА

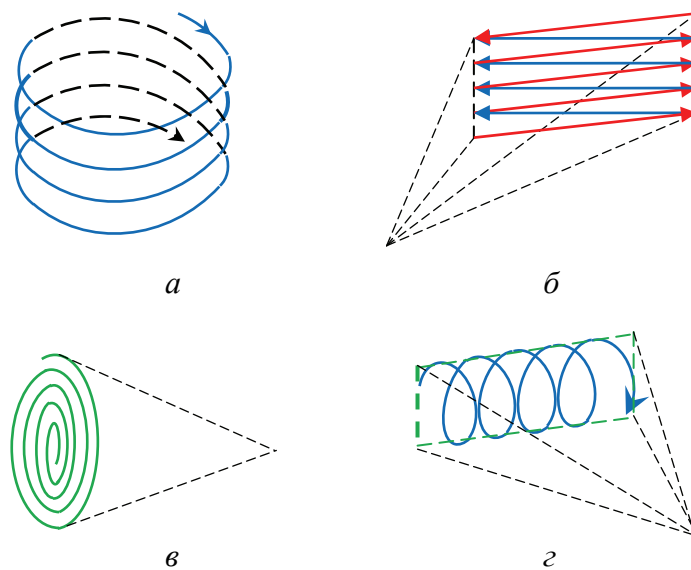


Рис. 4.9. Способы обзора ЗО с игольчатой ДНА: *a* – винтовой; *б* – строчный; *в* – спиральный; *г* – циклоидальный

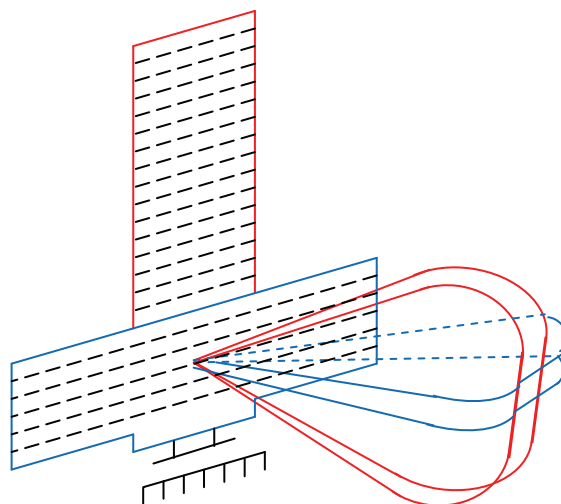


Рис. 4.10. Вид ДН ФАР трехкоординатной РЛС метрового диапазона волн

Обзор ЗО может быть или детерминированным, или адаптивным (управляемым). В первом случае программа обзора не зависит от промежуточных данных РЛ наблюдения, во втором случае она автоматически изменяется в зависимости от результатов предшествующих этапов обзора и в определенной степени является самоустанавливающейся. В наибольшей степени преимущества адаптивного обзора реализуются на базе ФАР, где помимо обзора пространства по дальности и азимуту (измерения дальности и азимута цели) появляется возможность обзора и по углу места и, следовательно, измерения высоты (угла места) цели (рис. 4.10).

Существуют частотный и коммутационный способы управления положением луча ФАР. При частотном способе качание луча достигается изменением частоты генератора, питающего многоэлементную передающую антенну. Коммутационный способ характеризуется тем, что при неизменной рабочей частоте фазы колебаний, возбуждаемых в отдельных излучателях ФАР, изменяются с помощью системы управляемых фазовращателей. Частотный способ характеризуется более высокой помехозащищенностью против активных организованных помех, а также более сложным приемным устройством, которое должно быть многоканальным для обеспечения разрешения целей по угловым координатам. В ФАР коммутационного типа используется конечное число коммутируемых фазовращателей, которые создают фиксированный фазовый сдвиг электромагнитных колебаний отдельных излучателей; непрерывное изменение фазы колебаний, как правило, не используется из-за низкой стабильности фазовых сдвигов и сложности управляющих схем. При наличии фиксированных фазовых сдвигов между колебаниями отдельных излучателей решетки перемещение луча РЛС в пространстве происходит скачками, луч занимает дискретные положения

в пределах ЗО. Это приводит к возникновению дополнительной методической ошибки измерения угловых координат целей. Недостатками ФАР являются: относительная сложность и дороговизна; трудности обеспечения работы в широком частотном диапазоне; существенная зависимость ширины луча от угла его отклонения от нормали ФАР в процессе сканирования. Приблизительно можно считать, что ширина луча изменяется по закону  $\theta_{0,5} \approx \theta_{\min} / \cos \gamma$ , где  $\theta_{\min}$  – минимальное значение ширины;  $\gamma$  – угол между нормалью к плоскости раскрыва антенны и направлением оси луча.

При последовательном адаптивном обзоре может изменяться очерённость (порядок), время просмотра, форма и размеры различных элементов ЗО, энергетические составляющие (мощность и длительность) сигналов, излучаемых при просмотре этих элементов. Указанные параметры программы обзора изменяются с помощью блока управления обзором, в который поступают данные РЛ наблюдения. По этим данным и априорным сведениям в блоке управления на каждом этапе обзора выявляются элементы зоны, в которых вероятнее всего может находиться цель. Адаптация состоит в том, что эти элементы просматриваются более детально и в первую очередь, либо более длительное время, либо облучаются более интенсивными зондирующими (возможно с изменением внутренней структуры) сигналами. Одновременный адаптивный обзор может применяться и в том случае, когда цель появляется в контролируемой зоне в процессе обзора. В наиболее простом варианте адаптивного обзора предусматривается два режима работы РЛС: нормальный с малыми энергетическими затратами в единицу времени и форсированный с существенно большими энергетическими затратами в единицу времени.

Важным показателем РЛС является *период обзора*  $T_0$ , характеризующий длительность одного просмотра ЗО. Для РЛС кругового обзора этот показатель выбирается следующим образом:  $T_0 = t_\phi \cdot 360^\circ / \theta_{0,5}^\circ$ , где  $t_\phi$  – время поворота антенны на угол, равный ширине диаграммы направленности  $\theta_{0,5}^\circ$ . Если учесть, что  $t_\phi = n T_\Pi$ , а  $T_\Pi \geq 2D_{\max} k_{\text{зап}} / c$ , то  $T_0 \geq 2k_{\text{зап}} n D_{\max} \cdot 360^\circ / \theta_{0,5}^\circ c$ . Здесь  $T_\Pi$  – период повторения зондирующих импульсов;  $n$  – число импульсов в пачке отраженных сигналов;  $c$  – скорость света;  $k_{\text{зап}}$  – 1,5...2,5 – коэффициент запаса, определяющий диапазон однозначности измерения дальности.

В обзорных РЛС наиболее распространена косекансная форма ЗО в вертикальной плоскости, которая может быть получена двумя способами: при одноканальном либо многоканальном построении приемно-передающего и антенно-волноводного трактов дальномера. При одноканальном построении зона создается с помощью одного широкого луча антенны (рис. 4.11, а), перекрывающего заданные углы места (что исключает возможность измерения угла места), либо одного узкого луча, сканирующего по углу места,

при необходимости измерения третьей координаты (рис. 4.11, б). При многоканальном построении РЛС требуемая зона формируется с помощью нескольких смещенных друг относительно друга по углу места сравнительно узких лучей, причем лучи верхних углов места ( $\varepsilon_0 - \varepsilon_{\max}$ ) обеспечивают косекансную форму ЗО (рис. 4.11, в). С каждым лучом антенны связан свой передатчик и свой приемник.

Для обеспечения более высокого темпа съема высоты сохраняют последовательный обзор пространства лишь по одной угловой координате – азимуту, а по углу места обеспечивают одновременный параллельный обзор.

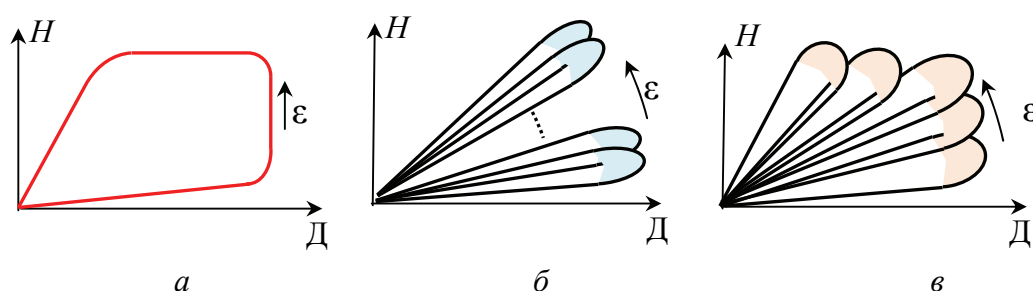


Рис. 4.11. Иллюстрация формирования косекансной ДН методом парциальных диаграмм: а – с помощью одного широкого луча антенны; б – с помощью одного узкого луча, сканирующего по углу места; в – с помощью нескольких смещенных друг относительно друга по углу места узких лучей

Дальность действия РЛС определяется уравнением РЛ, которое устанавливает связь технических характеристик РЛС с техническими параметрами ее систем, характеристиками цели и внешними условиями. Вывод уравнения РЛ, с учетом формы ЗО РЛС, был приведен в подпараграфе 4.3.1. Конкретизируем запись (4.20) этого уравнения для нескольких частных случаев, представляющих практический интерес.

### 4.3.3. Формирование зоны обнаружения в дальномерах и высотомерах

#### 1. Формирование ЗО в дальномерах.

Как отмечалось ранее, ЗО дальномера в вертикальной плоскости включает изодальностный и изовысотный участки. Рассмотрим специфику их формирования более подробно.

**Изодальностный участок ЗО.** Будем полагать, что в процессе обзора зоны луч приемной антенны не изменяет своей ширины  $\alpha_{\text{пн}}(\beta, \varepsilon) = 1$  при  $\beta, \varepsilon \in \Omega_3$ . В случае изодальностной зоны (рис. 4.12, а)

$$D_H(\beta, \varepsilon) = 1 \text{ при } \begin{cases} \beta \in [\beta_1, \beta_2] \\ \varepsilon \in [\varepsilon_{\min}, \varepsilon_{\max}] \end{cases}.$$

Здесь  $(\beta_2 - \beta_1)$  – угловой размер ЗО в азимутальной плоскости. При этом интеграл по  $\Omega_3$  в знаменателе уравнения (4.20)

$$\int_{\Omega_3} \frac{D_H^4(\beta, \varepsilon)}{\alpha_{\text{пн}}(\beta, \varepsilon)} d\Omega = \int_{\Omega_3} d\Omega = \Omega_3.$$

Выразим телесный угол изодальностной ЗО  $\Omega_3$  через угловые размеры зоны в азимутальной и угломестной плоскостях. Учтем для этого соотношение (4.19):

$$\Omega_3 = \int_{\Omega_3} d\Omega = \int_{\beta_1}^{\beta_2} \int_{\varepsilon_{\min}}^{\varepsilon_{\max}} \cos \varepsilon d\varepsilon d\beta = (\beta_2 - \beta_1)(\sin \varepsilon_{\max} - \sin \varepsilon_{\min}).$$

Подставляя значение  $\Omega_3$  в исходное уравнение (4.20), получаем

$$D^4 = \frac{\Theta_3 A_{\text{п.эф}} \bar{\sigma}}{4\pi v(N_0 + N_{\text{п}})(\sin \varepsilon_{\max} - \sin \varepsilon_{\min})}. \quad (4.22)$$

**Изовысотный участок ЗО.** Дальность до точек граничной поверхности в случае изовысотной ЗО (рис. 4.12, б) определяется выражением

$$D(\beta, \varepsilon) = D \operatorname{cosec} \varepsilon / \operatorname{cosec} \varepsilon_{\min} \text{ при } \begin{cases} \beta \in [\beta_1, \beta_2], \\ \varepsilon \in [\varepsilon_{\min}, \varepsilon_{\max}]. \end{cases} \quad (4.23)$$

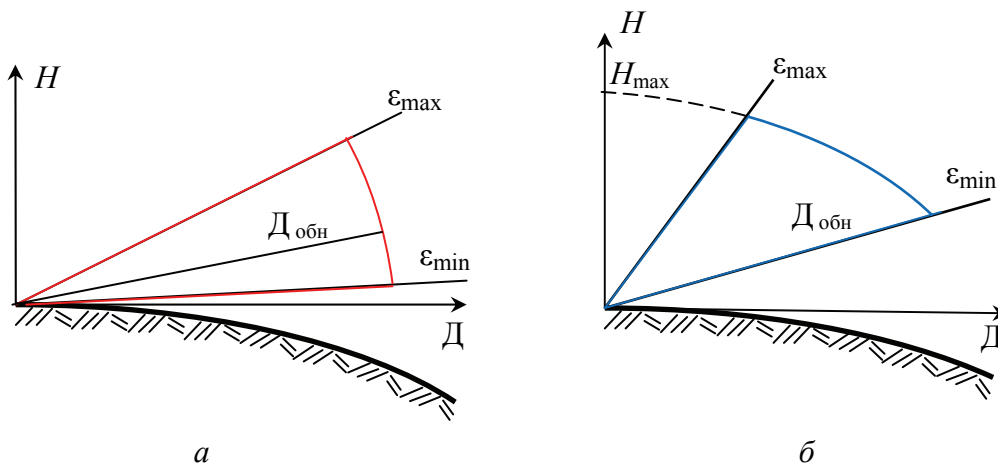


Рис. 4.12. Вид ЗО: а – изодальностная; б – изовысотная

Рассмотрим два способа формирования зоны.

1. В процессе обзора зоны антенный луч приемной антенны не изменяет своей ширины, т. е.  $\alpha_{\text{пн}}(\beta, \varepsilon) = 1$  в пределах угловых размеров зоны. Требуемая форма ЗО в этом случае может формироваться за счет изменения в угломестной плоскости величины излучаемой средней мощности или коэффициента усиления передающей антенны по закону

$$P_{\text{ср}}(\varepsilon) = P_{\text{ср}0} \operatorname{cosec}^4 \varepsilon / \operatorname{cosec}^4 \varepsilon_{\min};$$

$$G_{\text{н}}(\varepsilon) = G_{\text{н}0} \operatorname{cosec}^4 \varepsilon / \operatorname{cosec}^4 \varepsilon_{\min}.$$

С учетом выражения (4.23)

$$\begin{aligned} \int_{\Omega_3} \frac{D_H^4(\beta, \varepsilon)}{\alpha_{\text{пн}}(\beta, \varepsilon)} d\Omega &= \int_{\beta_1}^{\beta_2} \int_{\varepsilon_{\min}}^{\varepsilon_{\max}} \frac{\operatorname{cosec}^4 \varepsilon}{\operatorname{cosec}^4 \varepsilon_{\min}} \cos \varepsilon d\varepsilon d\beta = (\beta_2 - \beta_1) \sin^4 \varepsilon_{\min} \int_{\varepsilon_{\min}}^{\varepsilon_{\max}} \frac{\sin \varepsilon}{\sin^4 \varepsilon} d\varepsilon = \\ &= \frac{1}{3} (\beta_2 - \beta_1) (\sin \varepsilon_{\min} - \sin^4 \varepsilon_{\min} / \sin^3 \varepsilon_{\max}). \end{aligned} \quad (4.24)$$

При выводе формулы (4.24) учтено, что  $\int x^n dx = x^{n+1} / (n+1)$  при  $n \neq -1$ .

Подставляя (4.24) в исходное уравнение (4.20), получаем

$$D^4 = \frac{3\mathfrak{E}_3 A_{\text{п.эф}} \bar{\sigma}}{4\pi\nu(N_0 + N_{\text{п}})(\beta_2 - \beta_1)(\sin \varepsilon_{\min} - \sin^4 \varepsilon_{\min} / \sin^3 \varepsilon_{\max})}. \quad (4.25)$$

2. В процессе обзора зоны эффективная площадь приемной антенны изменяется в угломестной плоскости по косеканс-квадратному закону:

$$\alpha_{\text{пн}}(\beta, \varepsilon) = \operatorname{cosec}^2 \varepsilon / \operatorname{cosec}^2 \varepsilon_{\min} \text{ при } \left\{ \begin{array}{l} \beta \in [\beta_1, \beta_2], \\ \varepsilon \in [\varepsilon_{\min}, \varepsilon_{\max}] \end{array} \right\}. \quad (4.26)$$

По такому же закону изменяется и коэффициент усиления передающей антенны.

Подобное изменение эффективной площади приемной антенны и коэффициента усиления может быть обеспечено, например, за счет соответствующего выбора конфигурации зеркала антенны в вертикальной плоскости или за счет использования нескольких облучателей (приемлемое приближение к косеканс-квадратной диаграмме направленности можно получить с помощью всего лишь двух облучателей).

Интеграл в уравнении (4.20) для рассматриваемого случая с учетом соотношений (4.23) и (4.26) примет следующий вид:



$$\int_{\Omega_3} \frac{D_H^4(\beta, \varepsilon)}{\alpha_{\text{пн}}(\beta, \varepsilon)} d\Omega = \int_{\Omega_3} \frac{\operatorname{cosec}^2 \varepsilon}{\operatorname{cosec}^2 \varepsilon_{\min}} \cos \varepsilon d\varepsilon d\beta =$$

$$= (\beta_2 - \beta_1) (\sin \varepsilon_{\min} - \sin^2 \varepsilon_{\min} / \sin \varepsilon_{\max}). \quad (4.27)$$

Соответственно уравнение для дальности можно представить в виде

$$D^4 = \frac{\mathcal{E}_3 A_{\text{п.эф}} \bar{\sigma}}{4\pi\nu(N_0 + N_{\text{п}})(\beta_2 - \beta_1)(\sin \varepsilon_{\min} - \sin^2 \varepsilon_{\min} / \sin \varepsilon_{\max})}. \quad (4.28)$$

Из сопоставления уравнений (4.25) и (4.28) следует, что

$$\frac{\mathcal{E}_{3(2)}}{\mathcal{E}_{3(1)}} = 3 \frac{\sin \varepsilon_{\min} - \sin^2 \varepsilon_{\min} / \sin \varepsilon_{\max}}{\sin \varepsilon_{\min} - \sin^4 \varepsilon_{\min} / \sin^3 \varepsilon_{\max}},$$

где  $\mathcal{E}_{3(2)}$ ,  $\mathcal{E}_{3(1)}$  – энергия, излучаемая в зону при вариантах обзора 2 и 1 соответственно.

При  $\varepsilon_{\max} \gg \varepsilon_{\min}$  (на практике это условие, как правило, выполняется) записанное выше соотношение можно упростить:  $\mathcal{E}_{3(2)}/\mathcal{E}_{3(1)} \gg 3$ .

Полученный результат свидетельствует, что с энергетической точки зрения первый вариант формирования изовысотной зоны предпочтителен (выигрыш в энергии составляет около 300 %). Кроме того, следует учитывать и тот факт, что при формировании косеканс-квадратной ДНА поверхность антенны используется неэффективно. Каково же соотношение величины энергии, излучаемой в изодальностную и изовысотную зоны, формируемые изменением излучаемой мощности в процессе обзора? Это представляет практический интерес, так как в большинстве случаев в РЛ высотомерах формируется изодальностная ЗО, в то время как из-за ограниченной высоты полета современных СВН целесообразно формировать изовысотную ЗО. Из сопоставления уравнений (4.22) и (4.25) следует

$$\frac{\mathcal{E}_{3(R)}}{\mathcal{E}_{3(1)}} \approx \frac{3(\sin \varepsilon_{\max} - \sin \varepsilon_{\min})}{\sin \varepsilon_{\min} - \sin^4 \varepsilon_{\min} / \sin^3 \varepsilon_{\max}},$$

где  $\mathcal{E}_{3(R)}$  – энергия, излучаемая РЛС в изодальностную зону. При  $\varepsilon_{\max} \gg \varepsilon_{\min}$

$$\mathcal{E}_{3(R)}/\mathcal{E}_{3(1)} \approx 3 \sin \varepsilon_{\max} / \sin \varepsilon_{\min} \gg 1.$$

Таким образом, в РЛ высотомерах, в которых излучаемая энергия распределяет в ЗО равномерно, энергетический потенциал расходуется весьма нерационально.

В случае смешанной ЗО (рис. 4.4) интеграл в знаменателе уравнения (4.20) можно представить в виде

$$\int_{\Omega_3} \frac{D_H^4(\beta, \varepsilon)}{\alpha_{\text{пн}}(\beta, \varepsilon)} d\Omega = \int_{\Omega_{3(R)}} d\Omega + \int_{\Omega_{3(H)}} \frac{D_H^4(\beta, \varepsilon)}{\alpha_{\text{пн}}(\beta, \varepsilon)} d\Omega = \Omega_{3(R)} + \Omega_{3.\text{ЭКВ}(H)},$$

где  $\Omega_{3(R)}$  – телесный угол изодальностного участка зоны;  $\Omega_{3.\text{ЭКВ}(H)}$  – эквивалентный телесный угол изовысотного участка зоны, определяемой по формулам (4.24) или (4.27)<sup>44</sup>.

С учетом этого уравнение РЛ для смешанного обзора примет вид

$$D^4 = \frac{\Theta_3 A_{\text{п.эф}} \bar{\sigma}}{4\pi\nu(N_0 + N_{\text{п}})(\Omega_{3(R)} + \Omega_{3.\text{ЭКВ}(H)})}. \quad (4.29)$$

Уравнение (4.29) не учитывает затухание радиоволн в атмосфере, которое зависит не только от рабочей частоты РЛС и состояния атмосферы, но и от угла места и дальности до цели. В общем случае уравнение РЛ в режиме обзора с учетом затухания радиоволн в атмосфере  $L_{\text{атм}}(D, \varepsilon)$  будет иметь следующий вид:

$$D_{\text{max}}^4 = \frac{\Theta_3 A_{\text{п.эф}} \bar{\sigma}}{4\pi\nu(N_0 + N_{\text{п}}) \int_{\Omega_3} \frac{D_H^4(\beta, \varepsilon)}{\alpha_{\text{пн}}(\beta, \varepsilon)} L_{\text{атм}}(D, \varepsilon) d\Omega}.$$

В случае решения расчетных задач используется более упрощенный аналог этого уравнения:

$$D_{\text{max}}^4 = \frac{\Theta_3 A_{\text{п.эф}} \bar{\sigma}}{4\pi\nu(N_0 + N_{\text{п}}) \left[ \Omega_{3(R)} L_{\text{атм.ср}} + \Omega_{3.\text{ЭКВ}(H)} L_{\text{атм}}(\varepsilon_0) \right]},$$

где  $L_{\text{атм.ср}} = n^{-1} \sum_{i=0}^{n-1} L_{\text{атм}}[\varepsilon_{\text{min}} + i(\varepsilon_0 - \varepsilon_{\text{min}})/n]$  – средний коэффициент потерь для изодальностного участка зоны;  $n$  – число угломестных направлений, по которым определяется  $L_{\text{атм.ср}}$  (приемлемая точность расчетов обеспечивается при  $n = 3 \dots 5$ );  $L_{\text{атм}}(\varepsilon_0)$  – коэффициент потерь для угла места  $\varepsilon_0$ .

С учетом того, что при увеличении угла места и уменьшении дальности потери в атмосфере уменьшаются, при расчетах коэффициент  $L_{\text{атм}}(\varepsilon_0)$  в первом приближении можно не учитывать.

<sup>44</sup> Этот угол введен по аналогии со случаем изодальностной зоны, где интеграл в знаменателе уравнения (4.20) можно трактовать как телесный угол некоторой эквивалентной изодальностной ЗО.

## 2. Обзор пространства и измерение координат в радиовысотомерах.

Высотомер представляет собой импульсную РЛС. Его основная антенна формирует однолепестковую ДН, ширина которой в вертикальной плоскости существенно уже, чем в горизонтальной. Аналитическое выражение для определения высоты цели над поверхностью земли можно найти из решения треугольника АОЦ (рис. 4.13), где точка А – местоположение высотомера.

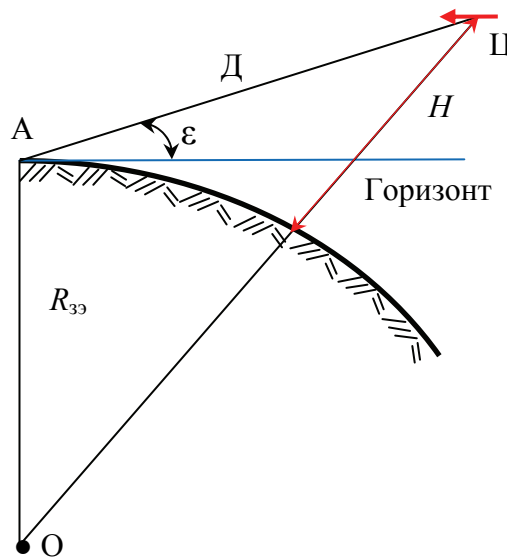


Рис. 4.13. К выводу уравнения высоты цели

По теореме косинусов имеем

$$(R_{33} + H)^2 = R_{33}^2 + D^2 - 2DR_{33}\cos(90^\circ + \varepsilon).$$

При  $\cos(90^\circ + \varepsilon) = -\sin \varepsilon$

$$R_{33} + H = \sqrt{R_{33}^2 + D^2 + 2DR_{33}\sin \varepsilon}.$$

Вынося  $R_{33}$  из-под корня, находим

$$R_{33} + H = R_{33} \sqrt{1 + \frac{D^2}{R_{33}^2} + 2\frac{D}{R_{33}}\sin \varepsilon}.$$

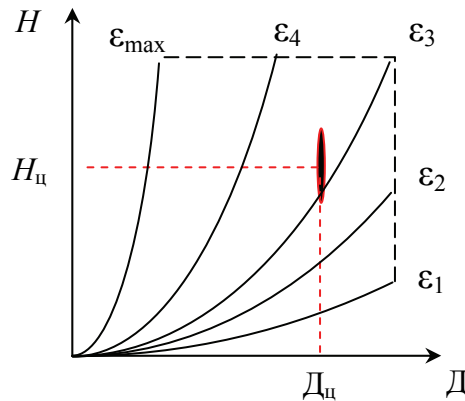


Рис. 4.14. Траектория развертки луча на индикаторе высоты

Учитывая, что при малых значениях  $x$   $\sqrt{1+x} = 1 + \frac{1}{2}x$ , получаем

$$R_{33} + H = R_{33} \left[ 1 + \frac{D^2}{2R_{33}^2} + \frac{D}{R_{33}} \sin \varepsilon \right].$$

Раскрывая скобки и перенося  $R_{33}$  в правую часть уравнения, получаем

$$H = \frac{D^2}{2R_{33}} + D \sin \varepsilon, \quad (4.30)$$

где  $R_{33} \approx 8\,500$  км – введенный ранее эквивалентный радиус Земли.

Таким образом определение высоты цели сводится к измерению ее наклонной дальности  $D$ , угла места  $\varepsilon$  и расчету высоты по формуле (4.30). Дальность до цели в высотомерах так же, как и в дальномерам, измеряется импульсным методом. Для осуществления обзора по углу места производится механическое качание антенны в вертикальной плоскости. На валу качания зеркала антенны устанавливается датчик угла места, с которого в каждый момент времени выдается напряжение, пропорциональное синусу угла места максимума луча антенны. Для определения высоты фиксируется значение  $\sin \varepsilon$  центра пачки отраженных импульсов. Определяется высота по индикатору высоты, который обеспечивает автоматическое решение уравнения (4.30). На экране индикатора (рис. 4.14) создается растровая развертка в координатах «дальность (по горизонтали) – высота (по вертикали)».

Отраженной от цели пачкой импульсов производится яркостная модуляция луча в соседних периодах следования, поэтому на экране на определенной дальности засвечивается ряд разверток и отметка цели имеет вид вертикальной черточки. По величине смещения отметки от левого края

растра определяется дальность, а по величине смещения центра отметки от нижнего края раstra – высота.

Помимо системы качания, в высотомере предусмотрена система вращения антенны (или приемопередающей кабины), которая обеспечивает установку антенны на азимут цели, высоту которой необходимо измерить, либо вращение ее с заданной скоростью вкруговую (в установленном секторе). Для измерения высоты цели, обнаруженной дальномером, оператор разворачивает антенну высотомера на азимут цели, обнаруживает на экране индикатора высоты отметку цели на заданной дальности и считывает ее высоту.

При работе в автоматизированной системе управления (АСУ) разворотом антенны на азимут цели управляет ЭВМ. Для целеуказания оператору по дальности на экране индикатора высоты высвечивается электронный маркер дальности в виде вертикальной прямой. Положение маркера по дальности задает ЭВМ. Съём высоты в этом случае производится полуавтоматически с помощью электронного маркера высоты. Для измерения высоты одиночной цели затрачивается достаточно большое время (до 10–12 с).

Большая часть времени затрачивается на разворот антенны на азимут целеуказания. Для повышения производительности РЛК по съёму высоты в его состав включают 2–4 высотомера и каждому высотомеру назначают определенный сектор по азимуту.

Для получения требуемой точности измерения угла места (высоты) цели ДНА высотомера в вертикальной плоскости выбирают узкой ( $0,5^\circ - 0,8^\circ$ ). В горизонтальной плоскости ширину луча выбирают несколько больше (до  $2^\circ$ ), чтобы исключить необходимость дополнительного поиска цели по азимуту после обработки целеуказания.

#### **4.4. Методы измерения координат, применяемые в современных РЛС**

Измерение (оценивание) параметров сигналов, а значит, координат и других параметров движения целей – важнейшая составная часть процесса получения РЛИ.

Измерению подлежат в общем случае несколько составляющих движения: время запаздывания сигнала  $t_3 = 2D / c$  ( $c$  – скорость распространения электромагнитной волны в свободном пространстве,  $c \approx 3 \cdot 10^8$  м / с), пропорциональное дальности до цели  $D_{ц} = D$  в момент облучения; характеристики направления прихода сигнала (угловые координаты: азимут  $\beta_{ц}$ , угол места  $\varepsilon_{ц}$  или высота  $H_{ц}$  цели); величины, пропорциональные

производным от координат цели  $F_D = 2v_r / \lambda$ ,  $v_r = dD / dt$ , где  $F_D$  и  $v_r$  – соответственно доплеровская частота и радиальная скорость цели;  $\lambda$  – длина волны ЗС.

Операции обнаружения и измерения сливаются часто в единый процесс. В этом случае полагают, что решение о наличии сигнала достоверно принято.

Различают измерение неизменяющихся и изменяющихся во времени параметров сигнала. Измерение неизменяющихся во времени (в одном обзоре) параметров называют *неследящим*. *Следящим* является многоэтапное (в течение нескольких обзоров) измерение параметров, когда результаты предыдущего этапа измерения используются как априорные для последующего этапа (вторичная обработка РЛИ).

В теории байесовского оценивания параметров сигналов результирующая оценка векторного параметра  $\hat{\vec{\alpha}}$  определяется как решение системы уравнений

$$dp(\vec{\alpha} | \vec{y}) / d\alpha_i = 0 \text{ при } \vec{\alpha} = \vec{\alpha}_{\text{опт}}(\vec{y}), (i=1, 2, \dots, n), \quad (4.31)$$

где  $p(\vec{\alpha} | \vec{y}) = k_0 p(\vec{\alpha}) p(\vec{y} | \vec{\alpha})$  – апостериорная (послеопытная) плотность вероятности результирующего параметра  $\vec{\alpha}$ ;  $p(\vec{\alpha})$  – априорная (доопытная) плотность вероятности, позволяющая отдать предпочтение тем или иным значениям (интервалам значений)  $\vec{\alpha}$ ;  $p(\vec{y} | \vec{\alpha})$  – условная плотность вероятности реализации  $\vec{y}$  при фиксированном значении параметра  $\vec{\alpha}$  (функция правдоподобия), которая после приема сигнала несет новую информацию об  $\vec{\alpha}$ ;  $k_0$  – нормирующий коэффициент.

Результатом решения системы (4.31) является известный алгоритм следящего измерения (вторичная обработка)

$$\vec{\alpha} = \vec{\alpha}_0 + \vec{C}_p^{-1} \vec{C}_y (\vec{\alpha} - \vec{\alpha}_0), \quad (4.32)$$

где  $\vec{C}_p^{-1}$  – результирующая корреляционная матрица погрешностей (получается обращением суммарной матрицы точности  $C_p$ );  $\vec{C}_y$  – матрица точности текущего измерения векторного параметра  $\vec{\alpha}$ .

В том случае, когда  $p(\vec{\alpha})$  не уточняет результатов текущего измерения, полагают  $p(\vec{\alpha}) = \text{const}$  на интервале измерения и  $p(\vec{\alpha} | \vec{y}) = K_1 p(\vec{y} | \vec{\alpha})$ , а алгоритм (4.31) формирования байесовской оценки параметра  $\vec{\alpha}$  переходит в алгоритм максимально правдоподобной оценки  $dp(\vec{y} | \vec{\alpha}) / d\alpha_i = 0$  при  $\vec{\alpha} = \vec{\alpha}_{\text{опт}}(\vec{y})$ , т. е. в алгоритм оценки  $\vec{\alpha}$  по максимуму выходного эффекта, который называется неследящим (первичная обработка).

#### 4.4.1. Измерение азимута, дальности и угла места цели

##### Принцип измерения дальности до цели.

Как уже отмечалось, дальность до цели в импульсной РЛС определяется временем распространения радиоволн  $t_3$  от РЛС до цели и обратно (косвенное измерение – рис. 4.15):  $D = c t_3 / 2$ . На рис. 4.15 представлены графики импульсов запуска РЛС, ЗС и эхосигналов (ЭС), отраженных от цели.

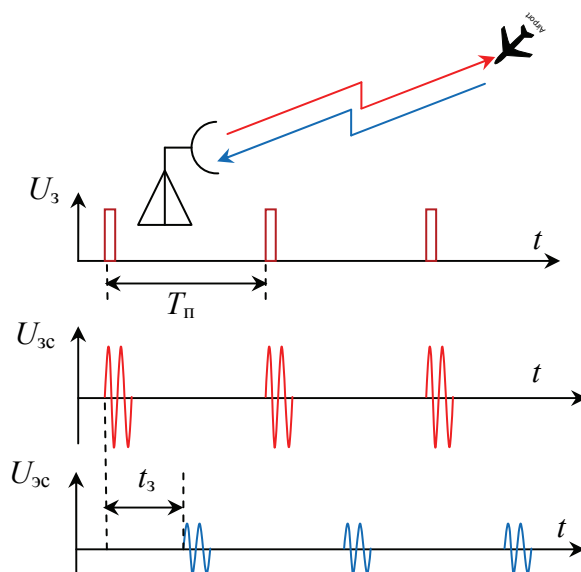


Рис. 4.15. Импульсный метод измерения дальности

В РЛС с цифровой обработкой сигналов время распространения радиоволн определяется числом масштабных импульсов  $N$  (номером кольца дальности), заключенных в интервале времени между излучением ЗС и приемом отраженного ЭС, т. е.  $t_3 = NT_d$ , где  $T_d$  – период следования импульсов дискретизации, соответствующий условию теоремы Котельникова. Структурная схема цифрового устройства измерения дальности приведена на рис. 4.16. Импульсы запуска (ИЗ) обнуляют счетчик СТ в каждом периоде следования ЗС, поэтому счет тактовых импульсов с периодом дискретизации  $T_d$  в каждом периоде зондирования пространства начинается с нуля.

Цифровой код на выходе счетчика соответствует числу тактовых импульсов (номеру кольца дальности). При наличии цели в соответствующем кольце дальности на схемы совпадения & счетчика от устройства автоматического обнаружения цели приходит импульс обнаружения. Много-

разрядный цифровой код счетчика, являющийся кодом дальности, записывается в буферное запоминающееся устройство (БЗУ), отождествляется по времени с данным импульсом обнаружения цели и в последующем выступает как цифровой код дальности именно этой цели.

### Принцип измерения азимута цели.

Азимут цели  $\beta_{ц}$  определяется по положению середины пачки отраженных от цели зондирующих импульсов, превысивших порог обнаружения (импульсов обнаружения). Код азимута цели определяется фиксацией в каждом дискрете дальности кода азимута антенны в момент начала  $\beta_{н}$  и конца  $\beta_{к}$  пачки и последующего его расчета по формуле  $\beta_{ц} = \beta_{к} - \Delta\beta/2$ , где  $\Delta\beta$  – размер (ширина) пачки по азимуту ( $\Delta\beta = \beta_{к} - \beta_{н}$ ).

Упрощенная структурная схема устройства и эюры, поясняющие принцип оценки азимута цели, приведены на рис. 4.17, 4.18. В устройстве определения начала и конца пачки на основе приходящих импульсов обнаружения формируются импульсы начала (НП) и конца (КП) пачки, которые поступают в устройство определения азимута конца  $\beta_{к}$  и ширины пачки  $\Delta\beta$ . Для этого на устройство определения  $\beta_{к}$  и  $\Delta\beta$  поступает текущий код азимута антенны «Код  $\beta$ ».

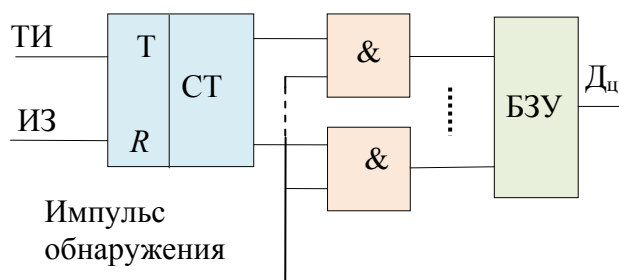


Рис. 4.16. Структурная схема устройства измерения дальности

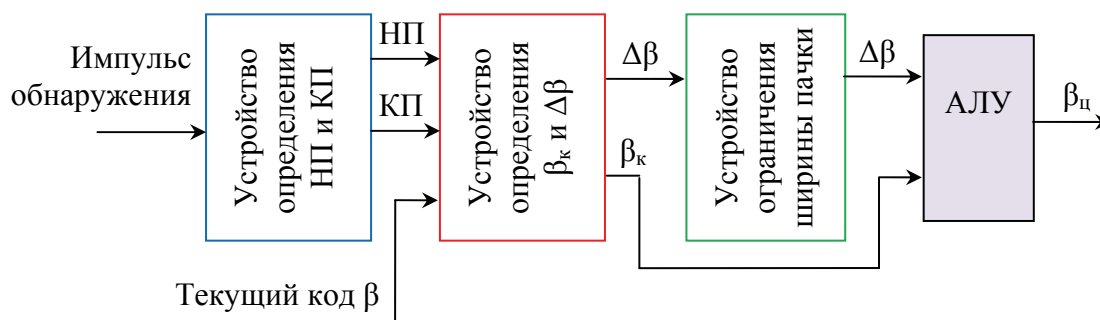


Рис. 4.17. Упрощенная структурная схема устройства измерения азимута



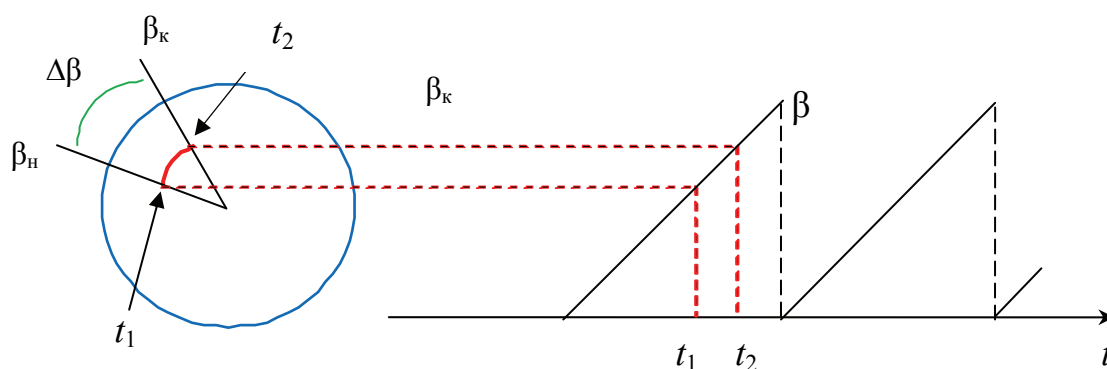


Рис. 4.18. Принцип оценки азимутального положения цели

В устройстве ограничения ширины пачки производится анализ  $\Delta\beta$  и её ограничение на уровне максимально возможной величины, определяемой шириной ДНА в азимутальной плоскости. В случае превышения пачки указанных размеров формируется сигнал прерывания и считывания, что указывает на наличие на анализируемой дальности более одной цели. Ограничение пачки снизу производится на уровне примерно в четыре раза меньше, чем ширина ДНА в азимутальной плоскости. В арифметико-логическом устройстве (АЛУ) выполняется вычисление азимута цели в соответствии с выражением  $\beta_{ц} = \beta_{к} - \Delta\beta/2$ .

#### **Обзор пространства и измерение угла места (высоты) цели в РЛС с парциальными ДН.**

Необходимость измерения в процессе обзора трех пространственных координат и обеспечения разрешения целей по обеим угловым координатам требует применения в трехкоординатных РЛС антенн с узкими ДН как по азимуту, так и по углу места. Однако при наличии на передачу и прием одного такого луча (и одного приемно-передающего тракта) необходим двумерный последовательный обзор пространства (например, кадровый, как у высотометров в секторном режиме работы), что потребует недопустимо большого времени обзора пространства. Для обеспечения высокого темпа обзора пространства сохраняют последовательный обзор лишь по одной угловой координате – азимуту, а по углу места обеспечивают одновременный (параллельный) обзор, т. е. используют смешанный метод обзора пространства.

Обеспечить одновременный обзор всех угломестных направлений в заданном секторе в трехкоординатных РЛС можно двумя методами: а) методом парциальных диаграмм; б) методом частотного сканирования луча антенны в угломестной плоскости. Оба метода находят в настоящее время практическое применение. При методе парциальных диаграмм одновременный обзор заданного угломестного сектора обеспечивается

тем, что антенна РЛС формирует на прием в вертикальной плоскости набор смещенных и перекрывающихся друг с другом узких парциальных диаграмм (рис. 4.11, *а*). Такая веерная ДН может быть сформирована, например, с помощью зеркальной антенны с набором смещенных друг относительно друга по вертикали облучателей. На излучение формируется либо один широкий луч косекансной формы (рис. 4.11, *б*), либо набор лучей (более широких, чем на прием), перекрывающих заданный угломестный сектор (рис. 4.11, *в*).

В современных РЛС с целью оптимизации распределения энергии по направлениям в соответствии с реальной воздушной и помеховой обстановкой в ЗО РЛС может предусматриваться возможность сосредоточения всей энергии передатчика в течение некоторого времени в узком луче, положение которого по углу места задается ЭВМ в соответствии с помеховой обстановкой, выявленной в предыдущем обзоре РЛС. Достоинством РЛС с парциальными диаграммами по сравнению с РЛС с частотным сканированием является то, что в них могут применяться ЗС любой формы (простые, сложномодулированные, многочастотные), может производиться перестройка частоты с целью защиты от прицельных по частоте активных помех (АП).

Рассмотрим принцип обработки сигналов и измерения координат в РЛС с парциальными ДН. Упрощенная структурная схема приемного устройства изображена на рис. 4.19. Для того чтобы обеспечить одновременный прием сигналов с любого угломестного направления и измерение угла места целей, с облучателем каждого парциального канала связывают свой приемный канал. Выходные сигналы всех приемников через пороговые устройства (ПУ) передаются на схему ИЛИ, где объединяются и подаются на устройство обнаружения и измерения плоскостных координат  $D$  и  $\beta$  (например, на ИКО).

Включение ПУ на выходе каждого приемника исключает суммирование шумов всех приемников в схеме ИЛИ и тем самым предотвращает ухудшение отношения сигнал/шум. Измерение азимута и дальности в РЛС производится теми же методами, что и в дальномерях РЛК.

Угол места  $\varepsilon_{ц}$  определяется на основании следующих свойств РЛС: антенная система имеет ряд парциальных диаграмм, развёрнутых по углу места и вращающихся по азимуту (рис. 4.20); приём ЭС или АП может производиться одновременно одним, двумя или несколькими каналами в зависимости от интенсивности сигнала и угловых координат его источника; определение высоты по измеренным дальности и углу места цели производится спецвычислителем по формуле (4.30) либо с помощью индикатора высоты; измерение угла места выполняется моноимпульсным методом с дискретным отсчётом.

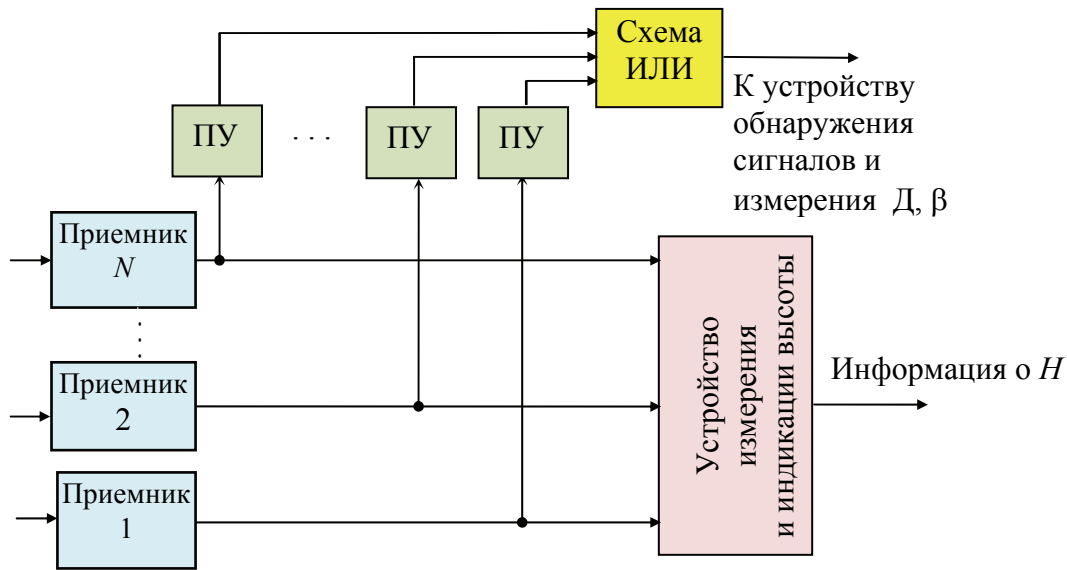


Рис. 4.19. Структурная схема приемного устройства РЛС с парциальными ДНА

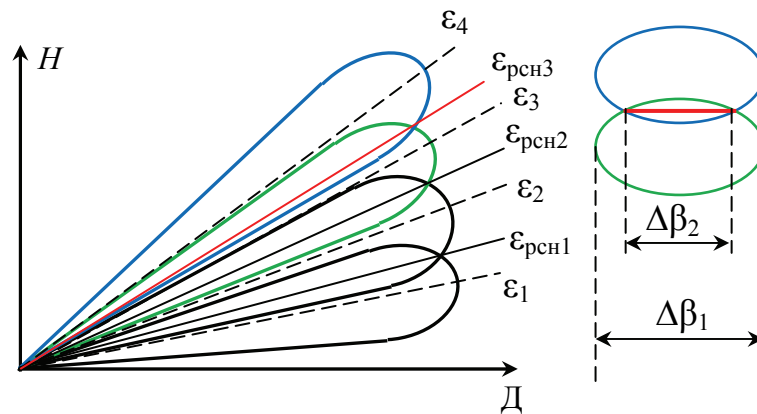


Рис. 4.20. Оценка угла места цели с помощью метода парциальных лучей

Существует несколько методов дискретного отсчёта: по номеру приёмного канала, однопороговый и многопороговый. При отсчёте по номеру приёмного канала за оценку угла места цели принимается направление максимума луча того канала, на выходе приёмника которого в устройстве измерения высоты обнаружен сигнал. При этом возникает ошибка дискретности отсчёта. Очевидно, максимальное значение погрешность дискретности примет в том случае, когда цель будет находиться на равносигнальном направлении (а за оценку будет принято положение максимума одного из соседних лучей):  $\delta\varepsilon_{\max} = \frac{\varepsilon_{i+1} - \varepsilon_i}{2} = \frac{\delta\varepsilon}{2} = \frac{\varepsilon_0}{2}$ .

Здесь  $\varepsilon_i, \varepsilon_{i+1}$  – положение максимумов двух соседних лучей антенны;  $\delta\varepsilon$  – угловое смещение максимумов соседних лучей (оно выбирается равным ширине одного луча  $\varepsilon_{\text{л}}$ );  $\varepsilon_{\text{рси}}$  – равносигнальное направление между соседними лучами. СКО дискретности отсчета при равновероятном распределении угла места цели между соседними отсчетами

$$\sigma_{\text{диск}} = \frac{\sigma\varepsilon_{\text{max}}}{\sqrt{3}} = \frac{\varepsilon_0}{2\sqrt{3}}.$$

Для уменьшения погрешности дискретности отсчета (при заданной ширине луча  $\varepsilon_{\text{л}}$ ) применяют метод определения угла места, где учитывается энергия принимаемого сигнала каждым парциальным лучом.

При приеме сигнала одним  $i$ -м каналом угол места  $\varepsilon$  источника отождествляется с углом места максимума ДН  $i$ -го канала ( $\varepsilon_i$ , где  $i = 1, 2, 3, 4$ ).

При приеме сигнала более чем двумя каналами решается задача правильного выбора измерительного интервала, т. е. выбора двух соседних каналов, принявших сигнал главными лепестками своих ДН (моноимпульсный способ измерения). После определения (выбора) двух соседних каналов угол места уточняется сравнением характеристик (ширины пачки) сигнала в двух каналах. При таком методе сравнения размеров пачек угол места выражается формулой  $\varepsilon_{\text{ц}} = \varepsilon_{\text{оп}} + \underbrace{B\Delta\beta_{i+1}^2 - C\Delta\beta_i^2}_{\Delta\varepsilon}$ , где  $\Delta\beta_i, \Delta\beta_{i+1}$  – длина пачек (количество

импульсов) в смежных  $i$ -м и  $(i+1)$ -м каналах;  $\varepsilon_{\text{оп}} = \varepsilon_{\text{рси}}$  – значение угла места равносигнального направления между  $i$ -м и  $(i+1)$ -м лучами;  $B$  и  $C$  – некоторые константы, подобранные для диапазона уровней сигналов, лежащих в зоне уточнения и характеризующих форму ДНА.

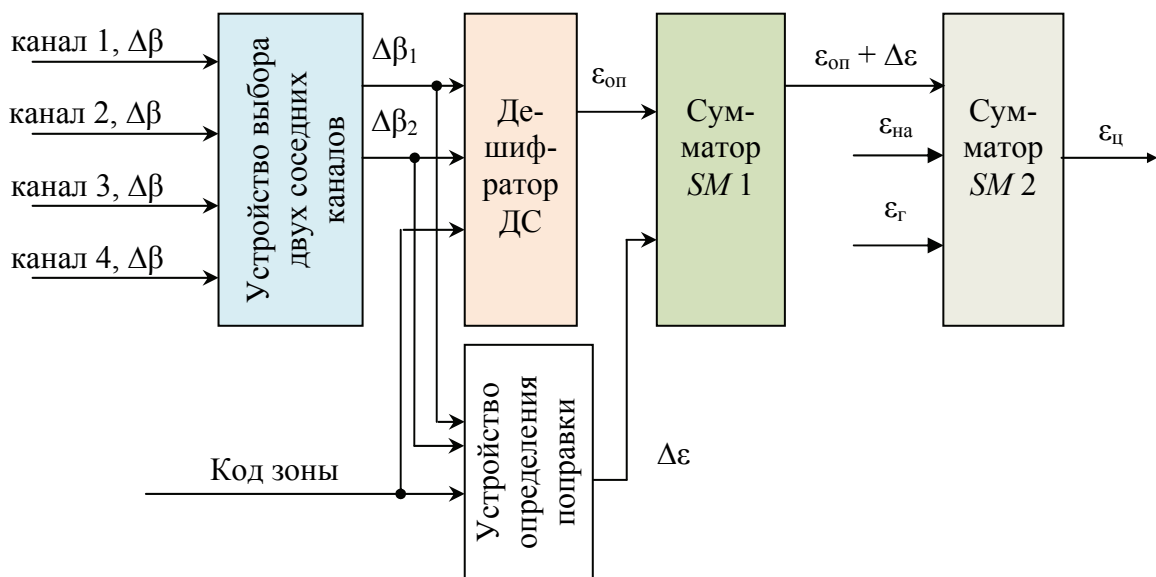


Рис. 4.21. Структурная схема устройства определения угла места цели

Принцип работы устройства очевиден (рис. 4.21). Величины  $\varepsilon_{\text{на}}$ ,  $\varepsilon_{\text{г}}$  позволяют учесть соответственно поправку на наклон электрической оси антенны к линии горизонта, а также поправку на рефракцию луча в атмосфере.

Существенным недостатком данного способа измерения  $\varepsilon_{\text{ц}}$  являются: а) повышенные требования к позиции РЛС – отсутствие углов закрытия (наличие углов закрытия приводит как к провалам в проводке целей, так и к существенным ошибкам измерения высоты); б) при стремлении повысить точность измерения  $\varepsilon_{\text{ц}}$  возникает необходимость увеличивать длину пачки за счет расширения ДН каждого луча  $\Delta\beta_i$  в азимутальной плоскости, что приводит к ухудшению защиты РЛС от АП и ПП.

#### **4.4.2. Формирование зоны обнаружения и измерение высоты (угла места) в РЛС с частотным сканированием луча**

В РЛС с частотным сканированием луча по углу места применяется ступенчато-частотно-модулированный или ЛЧМ ЗС и антенна с частотной чувствительностью в угломестной плоскости. На излучение и прием используется одна антенна. Такая антенна формирует на излучение один узкий в обеих плоскостях луч, положение которого по углу места определяется частотой подведенных к ней колебаний. Поскольку в течение длительности импульса передатчика его частота изменяется от  $f_{\text{min}}$  до  $f_{\text{max}}$ , то за это время луч антенны последовательно перемещается по углу места от  $\varepsilon_{\text{min}}$  до  $\varepsilon_{\text{max}}$  (рис. 4.22). В результате сканирования луча цель, находящаяся под некоторым фиксированным углом места  $\varepsilon_{\text{ц}}$ , облучается лишь частью ЗС. Отраженный сигнал представляет собой «вырезку» из ЗС. Его длительность  $\tau_{\text{зс}}$  определяется шириной ДНА по углу места и скоростью сканирования:  $\tau_{\text{зс}} = \frac{\tau_{\text{зс}} \Delta\varepsilon_{0,5}}{\Delta\varepsilon_{\text{ск}}}$ , а девиация частоты  $\Delta f_{\text{зс}} = \frac{\Delta f_{\text{зс}} \Delta\varepsilon_{0,5}}{\Delta\varepsilon_{\text{ск}}}$ , где  $\Delta\varepsilon_{\text{ск}}$  –

ширина сектора качания луча;  $\Delta\varepsilon_{0,5}$  – ширина ДНА в угломестной плоскости в направлении на цель;  $\tau_{\text{зс}} / \Delta\varepsilon_{\text{ск}}$  – удельное время облучения единицы угла места;  $\Delta f_{\text{зс}}$  – полная девиация частоты ЗС.

Особенностью работы на прием антенны с частотным сканированием, по сравнению с антенной с механическим сканированием, является то, что она остается неподвижной в угломестной плоскости сканирования и способна принимать сигналы одновременно с любого углового направления на соответствующей этому направлению частоте при любом их запаздывании. Если при использовании остронаправленной антенны с механическим сканированием переместить луч в новое направление (за счет качания антенны) можно лишь после того, как будет принят отраженный сигнал от самой удаленной цели, то в антенне с частотным сканированием передающий луч

может перемещаться в новое направление, не дожидаясь прихода эхосигналов с предыдущего направления. Можно быстро, в течение зондирующего импульса, произвести сканирование передающего луча в заданном секторе  $\Delta\varepsilon_{ск}$ , а затем в течение паузы до следующего зондирующего импульса антенна «соберет» эхосигналы со всех угломестных направлений. В этом смысле можно считать, что сканирует лишь передающий луч, а на прием антенна формирует набор неподвижных парциальных лучей, причем направлению максимума каждого луча соответствует своя частота сигнала. РЛС с частотным сканированием производит практически одновременный (параллельный) обзор по углу места и последовательный обзор по азимуту (путем вращения антенны).

Достоинством рассматриваемой РЛС является возможность адаптации обзора в соответствии со складывающейся воздушной и помеховой обстановкой путем изменения параметров ЗС. Так, выбором достаточно длинного сигнала с определенной средней частотой и малой девиацией частоты можно производить длительное зондирование определенных угломестных направлений, обеспечив тем самым обнаружение сигналов в шумовых помехах повышенной плотности.

На рис. 4.23 приведена упрощенная структурная схема приемного устройства РЛС, а на рис. 4.24 – графики, поясняющие принцип обработки сигналов. На рис. 4.24, а изображены законы изменения частоты ЗС и двух эхосигналов, полученных от целей, находящихся на одной дальности, но на разных углах места. Как следует из рисунка, каждому углу места цели соответствует своя центральная частота эхосигнала, что и используется для измерения угла места цели.

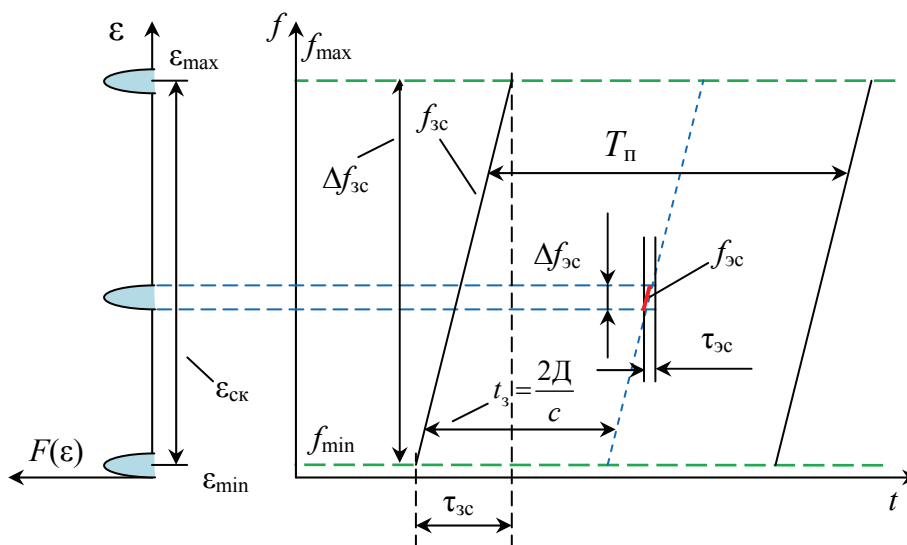


Рис. 4.22. Эпюры, поясняющие принцип частотного сканирования луча антенны

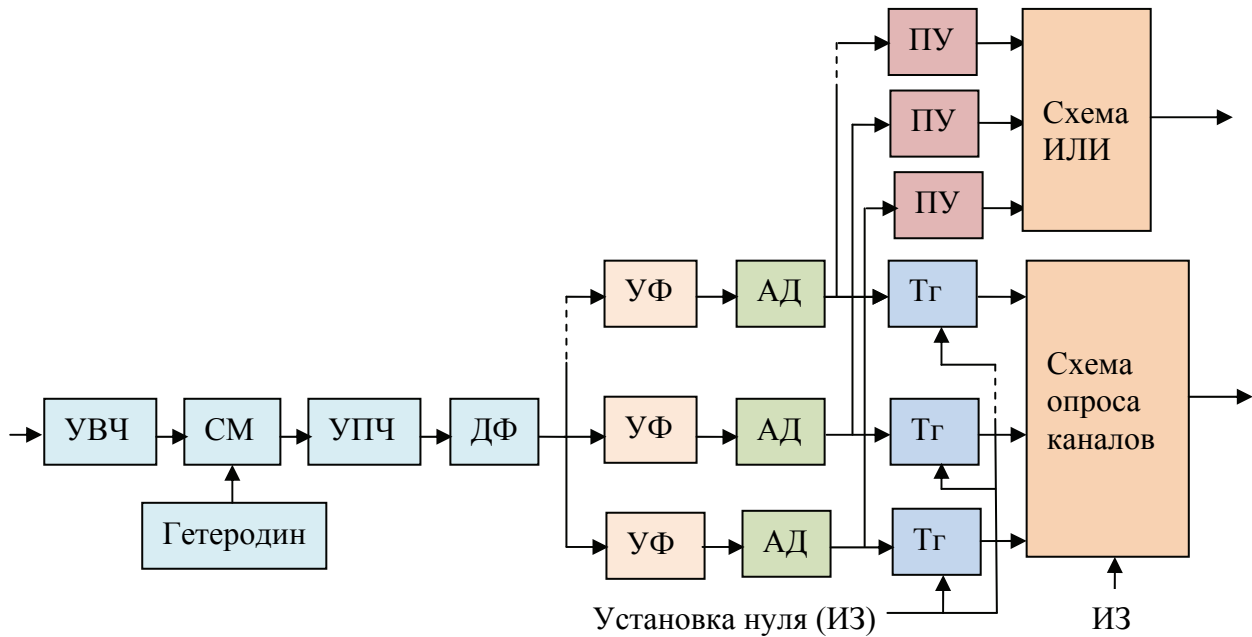


Рис. 4.23. Структурная схема приемного тракта РЛС с частотным сканированием: УВЧ – усилитель ВЧ; СМ – смеситель; ДФ – дисперсионный фильтр; УФ – узкополосный фильтр; АД – амплитудный детектор; Тг – триггер; ИЗ – импульс запуска; ПУ – пороговое устройство

Принятые сигналы с выхода антенны поступают на УВЧ. Ширина его полосы пропускания выбирается не менее девиации частоты ЗС  $P_{увч} > \Delta f_{зс}$ , поэтому он обеспечивает усиление на высокой частоте сигналов, принятых с любого угла места. После преобразования на промежуточную частоту сигналы усиливаются в широкополосном УПЧ (ШУПЧ) и подаются на дисперсионный фильтр, согласованный со спектром ЗС. Его времячастотная характеристика  $f_{дф}(\tau)$  (зависимость времени задержки в фильтре от частоты входного сигнала) изображена на рис. 4.24, б. В фильтре осуществляется сжатие сигналов, принятых с любого угла места, до длительности  $\tau_{сж} > 1 / \Delta f_{зс}$ . При этом, как следует из анализа времячастотной характеристики ДФ, сигналы, принятые от целей, находящихся на одной дальности, но в разных углах места, на выходе ДФ появятся одновременно (рис. 4.24, в).

Таким образом, ДФ устраняет неопределенность «дальность – угол места», которая имела место на выходе приемника и была вызвана неодновременностью зондирования разных угломестных направлений.

После обработки в ДФ сигналы становятся демодулированными по частоте, но имеют разную несущую частоту в зависимости от угла места цели (рис. 4.24, г). Для определения угла места целей необходимо провести спектральный анализ сигналов на выходе ДФ, для чего может применяться набор узкополосных фильтров, перекрывающих диапазон частот, равный девиации частоты ЗС. Ширина полосы пропускания узкополосного

фильтра должна быть согласована с шириной спектра сигнала, т. е.  $\Delta f_{\text{уф}} = 1 / \tau_{\text{сж}} = \Delta f_{\text{эс}}$ , а общее число фильтров  $N_{\text{ф}} = \Delta f_{\text{зс}} / \Delta f_{\text{эс}} = \Delta \varepsilon_{\text{ск}} / \Delta \varepsilon_{0,5}$ . Последовательно включенные ДФ и узкополосный фильтр осуществляют оптимальную фильтрацию сигналов, принятых с определенного угла места (ДФ производит оптимальное сжатие сигнала, но не обеспечивает максимального отношения сигнал/шум, так как ширина его полосы пропускания значительно больше ширины спектра эхосигнала). После детектирования сигналы всех угломестных каналов через ПУ подаются на схему ИЛИ и с ее выхода на устройство обнаружения и измерения плоскостных координат.

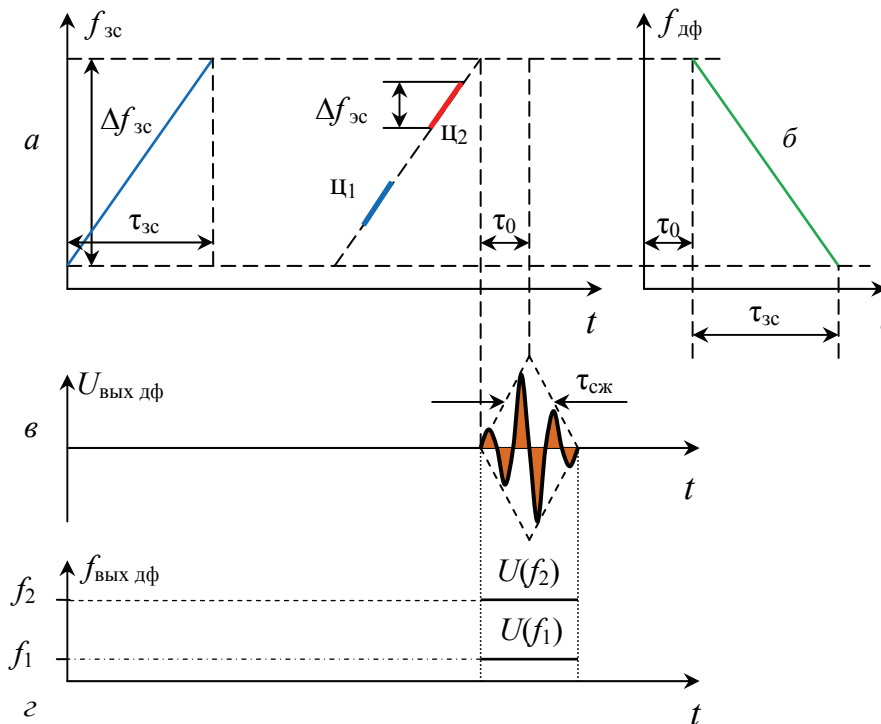


Рис. 4.24. Эпюры, поясняющие принцип обработки сигналов в РЛС с частотным сканированием луча: *a* – законы изменения частоты ЗС и двух ЭС; *б* – зависимость времени задержки в фильтре от частоты входного сигнала; *в* – сигнал на выходе ДФ во временной области; *г* – сигнал на выходе ДФ в частотной области

Измерение и индикация угла места и высоты целей в РЛС с частотным сканированием может производиться теми же методами, что и в РЛС с парциальными ДН. Однако реализация поочередного опроса каналов за длительность импульса встречает значительные технические трудности, так как длительность сжатого импульса мала (в некоторых РЛС  $\tau_{\text{сж}} = 1/3$  мкс), вследствие чего устройство опроса должно быть быстродействующим, а весь последующий тракт, включая индикатор высоты, широкополосным. Поэтому в РЛС с частотным сканированием применяется



следующий метод индикации угла места. На выходе каждого канала в качестве запоминающих устройств (рис. 4.23) включены триггеры (Тг), которые в начале каждого периода зондирования импульсами запуска РЛС устанавливаются в исходное (нулевое) состояние.

Появившийся эхосигнал переводит триггер соответствующего канала в единичное состояние, которое сохраняется до конца периода следования. В конце каждого периода следования осуществляется поочередной опрос всех триггеров. Очевидно, такой опрос можно производить уже с невысокой скоростью, выделив для опроса необходимое время в конце периода следования. Однако при таком методе считывания угломестной информации оказывается потерянной информация о дальности цели, которая также необходима для расчета высоты цели. Эту информацию получают из тракта определения плоскостных координат. На индикаторе высоты РЛС создаются две растровые развертки (рис. 4.25): в нижней части экрана развертка в координатах «азимут – дальность», а в верхней – в координатах «азимут – угол места».

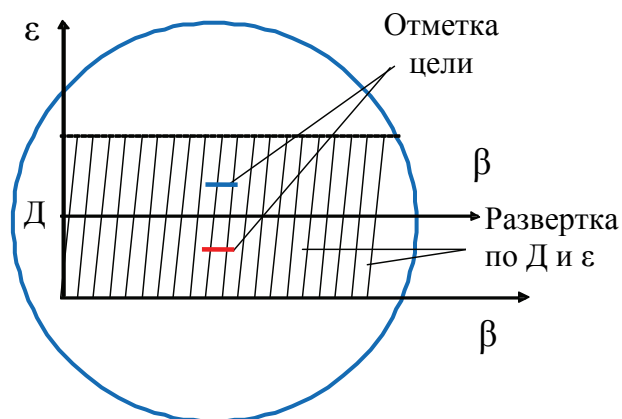


Рис. 4.25. Вид разверток на экране индикатора высоты

В каждом периоде следования импульсом запуска РЛС запускается генератор развертки дальности и луч вычерчивает вертикальную линию, начиная от нижнего края экрана. В это время на модулирующий электрод трубки с выхода схемы ИЛИ для индикации подаются объединенные сигналы каналов. При достижении развертки дальности по вертикали положения, соответствующего максимальной дальности, начинается опрос триггеров угломестных каналов. С этого момента вертикальная развертка становится уже разверткой угла места, с ее скоростью синхронизирована скорость опроса каналов. На модулирующий электрод трубки в это время подаются сигналы с выхода устройства опроса угломестных каналов. Таким образом, на экране индикатора высоты от каждой цели будет по две отметки: в нижней и в верхней части экрана. Для определения высоты оператор

с помощью кноппельного устройства вводит в спецвычислитель координаты цели, для чего совмещает электронный маркер с отметкой сначала в нижней, а затем в верхней части экрана, и после каждого совмещения нажимает кнопку съема данных. После расчета высоты спецвычислителем координаты цели ( $D$ ,  $\beta$ ,  $H$ ) отображаются на световом табло.

Недостатками РЛС с частотным сканированием луча ДНА являются невозможность использования перестройки частоты для защиты от прицельных помех и зависимость точности измерения угла места цели от её радиальной скорости.

#### 4.4.3. Особенности формирования зоны обнаружения и измерение угла места в РЛС метрового диапазона

Особенностью формирования ЗО в вертикальной плоскости в РЛС метрового диапазона является то, что в формировании ДНА принимает участие поверхность земли (рис. 4.26). При этом требования к допустимой величине неровностей, определяемые критерием Релея  $H_{\max} \leq \frac{\lambda}{16 \sin \varepsilon}$ , для типовых позиций РЛС обычно выполняются сравнительно легко. По этой причине можно полагать, что в любую точку пространства приходят две волны: прямая и зеркально отражённая от земли. Эти волны складываются в общем случае со сдвигом по фазе, который обусловлен изменением фазы волны при отражении от земли и разностью хода прямой и отражённой волн до рассматриваемой точки пространства. Под некоторыми углами места эти волны приходят в противофазе, что приводит к ослаблению результирующего поля. В результате ЗО РЛС в вертикальной плоскости приобретает изрезанный (лепестковый) характер.

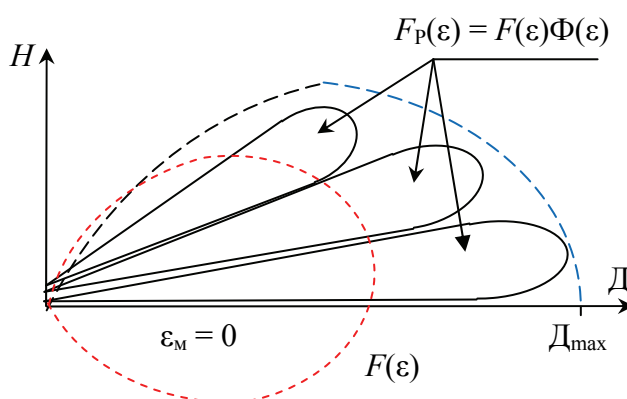


Рис. 4.26. Примерный вид результирующей ДНА РЛС метрового диапазона волн при горизонтальной поляризации сигнала

Если максимум исходной ДНА  $F(\varepsilon)$  ориентирован вдоль линии горизонта ( $\varepsilon_m = 0$ ), а модуль коэффициента отражения от земли равен (близок) единице, то максимум ДНА удваивается, но зато в провалах поле уменьшается до нуля (рис. 4.26). При этом положение и ширина лепестков зависят от отношения высоты антенны к длине волны:  $h_a / \lambda$ . Чем больше это отношение, тем уже лепестки и тем в большей степени они прижимаются к земле. В направлениях максимумов дальность обнаружения возрастает в два раза, но из-за наличия провалов непрерывность проводки обнаруженных целей нарушается. Здесь  $\Phi(\varepsilon)$  – модуль интерференционного множителя.

Для формирования беспровальной ЗО в РЛС метрового диапазона применяют два метода: а) использование разнесенных по высоте антенн; б) подъем электрической оси антенны над горизонтом.

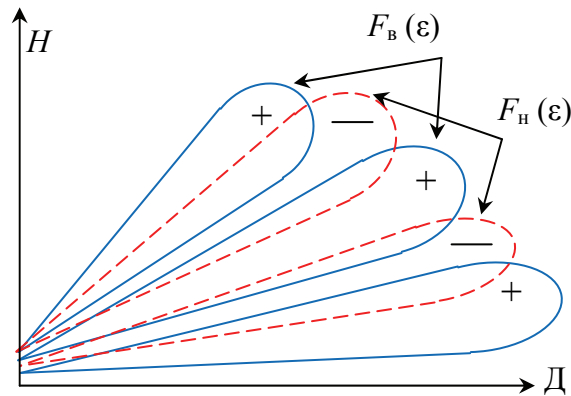


Рис. 4.27. Формирование результирующей ДНА с помощью разнесённых по высоте антенн

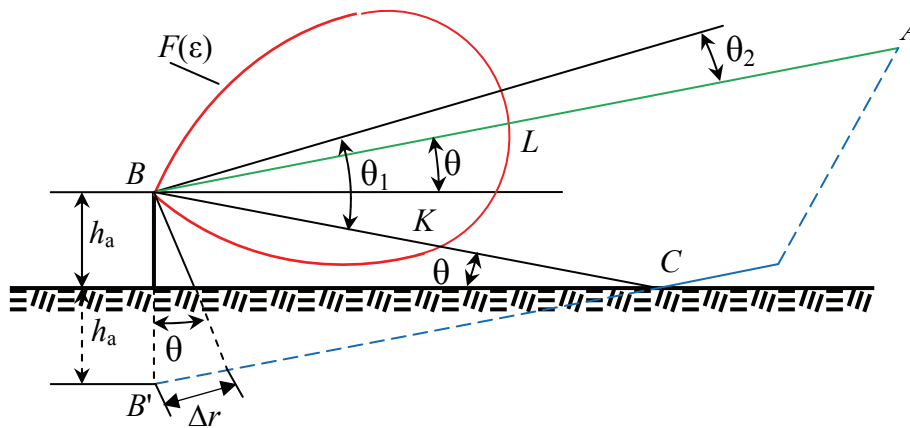


Рис. 4.28. Формирование ДНА при участии земли

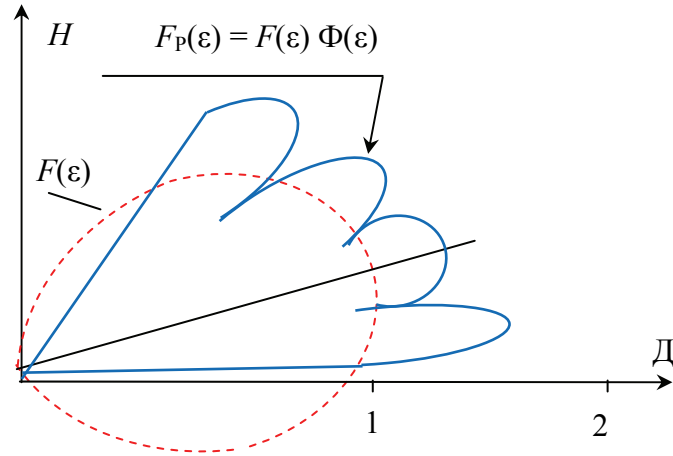


Рис. 4.29. Результирующая ДНА при наклоне электрической оси антенны к линии горизонта

Формирование ЗО с помощью двух разнесенных по высоте антенн применяется в РЛС ДР с невысоким энергетическим потенциалом (П-12М, П-18), где используются антенны типа «волновой канал» с небольшими вертикальными размерами. Электрические оси этих антенн ориентируются вдоль горизонта. Высоты верхней и нижней антенн подбираются так, чтобы провалы в ДНА были закрыты лепестками ДН другой антенны (рис. 4.27).

В высокопотенциальных РЛС дальнего обнаружения и предупреждения этот способ не применим из-за больших габаритов антенн в вертикальной плоскости. В таких РЛС электрическая ось антенны поднята над горизонтом на угол  $4-5^\circ$ . Вследствие этого амплитуда отраженной волны (пропорциональная длине отрезка ВК на рис. 4.28) становится меньше амплитуды прямой волны (пропорциональной отрезку  $BL$ ) и полной взаимной компенсации волн в тех направлениях, где они противофазны, не происходит. ЗО также имеет изрезанный вид (рис. 4.29), но провалы нулевых значений не принимают. В то же время не происходит и двойного увеличения дальности по интерференционным лепесткам за счет фазовых различий прямой и отраженной волн в точке А.

#### Принципы измерения угла места в РЛС метрового диапазона.

Измерение угла места в РЛС метрового диапазона рассмотрим на примере РЛС 55Ж6. В канале измерения высоты используется ФАР, имеющая 16 строк (рис. 4.30, а). Расстояние между строками равно  $d$ . В зависимости от угла места цели  $\varepsilon_{ц}$  отраженный сигнал в каждой строке будет отличаться фазой. Набег фазы от строки к строке будет составлять  $\Delta\varphi_n = \frac{2\pi(n-1)d \sin \varepsilon_{ц}}{\lambda}$ ,

где  $\lambda$  – длина волны ЗС;  $(n-1)d \sin \varepsilon_{ц} = L \sin \varepsilon_{ц} = \Delta D$  – разность хода эхосигнала в 16-й строке относительно первой;  $n = 1, 2, \dots, 16$  – номер строки.

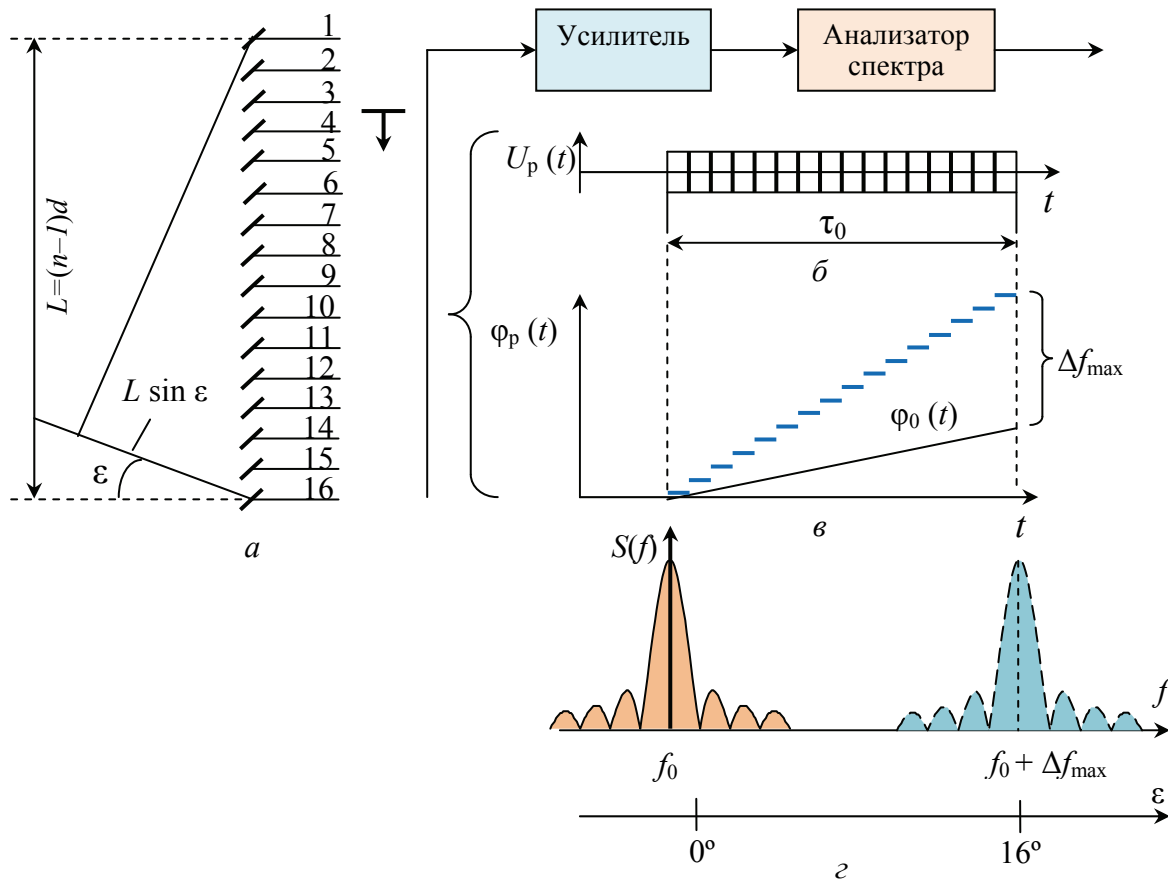


Рис. 4.30. Графики, поясняющие принцип измерения угла места цели в РЛС метрового диапазона волн: *a* – общий вид 16-элементной линейной ФАР; *б* – результирующий сигнал на выходе усилителя; *в* – зависимость изменения фазы принятого сигнала для одной строки и для результирующего сигнала; *г* – спектры сигналов на выходе анализатора спектра

В течение одного цикла зондирования пространства в каждом кольце дальности с помощью быстродействующего коммутатора происходит опрос всех 16 строк. Результирующий сигнал на выходе усилителя показан на рис. 4.30, *б*; зависимость изменения фазы принятого сигнала для одной строки  $\phi_0(t)$  и для результирующего сигнала – на рис. 4.30, *в*. Как видно из рисунка, для различных  $\epsilon_{ц}$  (за счет запаздывания сигнала по строкам) фаза результирующего сигнала будет изменяться с большей скоростью относительно фазы сигнала, принятого, например, 1-й строкой.

Максимальная разность фаз между этими сигналами  $\Delta\phi_{\max} = 2\pi(n-1)d \sin(\epsilon_{\max}) / \lambda$  при  $n = 16$ . Так как частота сигнала представляет собой производную фазы, то можно записать  $\Delta\omega_{\max} = d\Delta\phi / dt \approx \Delta\phi / \tau_0$ .

Таким образом, набег фазы результирующего сигнала сопровождается изменением частоты. Поэтому отраженные сигналы, принятые ФАР под разными углами места на выходе усилителя, будут иметь разную частоту.

Максимальная разность частот между отраженными сигналами  $\Delta f_{\max} \approx \Delta \varphi_{\max} / (2\pi\tau_0)$ .

Далее сигнал подается на анализатор спектра. По разности частот (рис. 4.30, з) определяется угол места цели. По известному углу места по ранее выведенному уравнению рассчитывается высота цели. Недостатком данного способа измерения угла места цели является то, что при малых углах места ( $\epsilon_{ц} \leq 2^\circ$ ) на элементах антенны присутствуют одновременно два ЭС: сигнал, отраженный от цели (сигнал, прошедший отрезок  $AB$ , рис. 4.28), и сигнал, отраженный от цели, но прошедший путь до поверхности земли (отрезок  $AC$ ) и отраженный от неё (отрезок  $CB$ ). Данное обстоятельство приводит к ошибкам измерения угла места цели. По этой причине при измерении малых углов места ( $\epsilon_{ц} \leq 2^\circ$ ) вносится дополнительная поправка на мультипликативный характер принятого сигнала.

#### 4.4.4. Измерение высоты цели методом V-луча

Сущность метода измерения высоты цели с помощью V-луча состоит в следующем. Антенная система станции состоит из двух антенн, с помощью которых создаются две ДН, оси сечений которых вертикальной плоскостью расположены под углом  $\gamma$  (обычно  $\gamma = 45^\circ$ ) и образуют букву V (рис. 4.31).

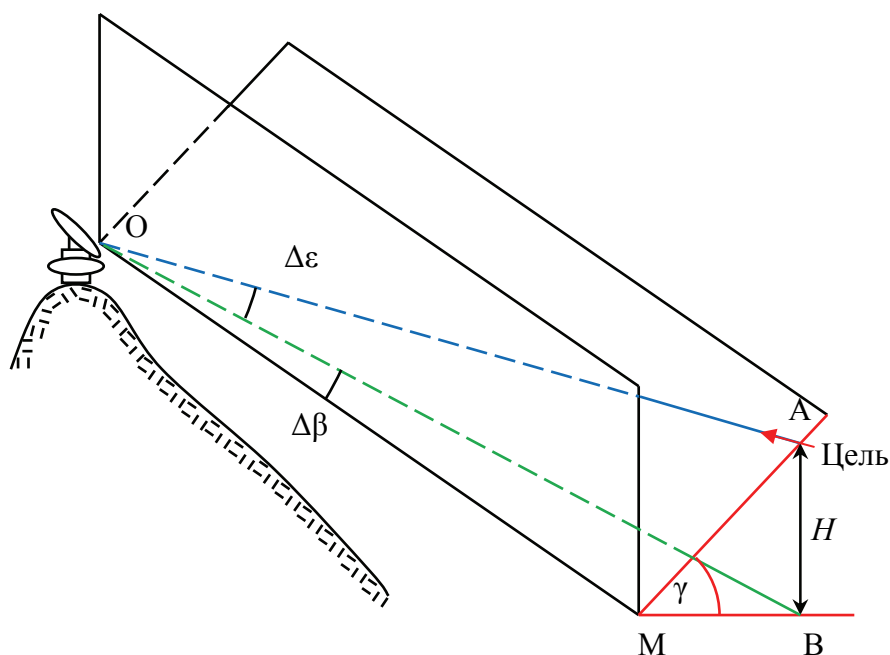


Рис. 4.31. Схема, поясняющая принцип измерения высоты цели методом V-луча

Вертикальный луч служит для кругового обзора пространства, т. е. для определения азимута и дальности до целей, наклонный луч совместно с вертикальным – для измерения их высоты. Ширина ДНА в вертикальной плоскости должна быть достаточной для перекрытия заданного сектора. При вращении антенной системы цель вначале попадает в зону действия вертикального луча, а затем наклонного. Чем больше высота цели, тем больше времени проходит от момента пересечения цели вертикальным лучом до момента пересечения её наклонным. Угол  $\Delta\beta$ , на который за это время поворачивается антенная система, позволяет определить высоту цели.

Выведем необходимые расчетные соотношения, полагая, что положение цели в процессе измерения высоты практически не меняется. На рис. 4.31 введены обозначения:  $OA = D$  – наклонная дальность до цели;  $OB = D_r$  – горизонтальная дальность до цели. Из треугольника  $OMB$  имеем

$$\sin \Delta\beta = \frac{H \operatorname{ctg} \gamma}{D_r} = \frac{H \operatorname{ctg} \gamma}{\sqrt{D^2 - H^2}}, \quad (4.33)$$

откуда находим зависимость угла  $\Delta\beta$  от высоты цели:

$$\Delta\beta = \arcsin \frac{H \operatorname{ctg} \gamma}{\sqrt{D^2 - H^2}}. \quad (4.34)$$

Чтобы получить зависимость  $\Delta\beta$  от угла места  $\varepsilon$ , воспользуемся соотношением

$$H = D \sin \varepsilon. \quad (4.35)$$

Подставив это уравнение в (4.33), получим:

$$\Delta\beta = \arcsin(\operatorname{tg} \varepsilon \operatorname{ctg} \gamma). \quad (4.36)$$

Отсчет  $\Delta\beta$  может быть произведён по индикатору кругового обзора либо по индикатору высоты, на котором в увеличенном масштабе выделен участок просматриваемого пространства в координатах «азимут – дальность». Перевод значения  $\Delta\beta$  в значение  $H$  происходит с помощью специального графика-шаблона.

При определении высоты цели  $H$  аналитическим путём в выражении (4.33) производят очевидную замену:

$$\frac{H}{\sqrt{D^2 - H^2}} = \operatorname{tg} \varepsilon$$

и получают следующее выражение:

$$\operatorname{tg} \varepsilon = \frac{\sin \Delta\beta}{\operatorname{ctg} \gamma}. \quad (4.37)$$

Подставив в выражение (4.35) значение

$$\sin \varepsilon = \frac{1}{\operatorname{cosec} \varepsilon} = \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{ctg}^2 \varepsilon}} \quad (4.38)$$

и заменив  $\operatorname{ctg} \varepsilon = 1 / \operatorname{tg} \varepsilon$ , из соотношения (4.35) получим формулу

$$H = D \frac{\sin \Delta\beta}{\sqrt{\sin^2 \Delta\beta + \operatorname{ctg}^2 \gamma}} \quad (4.39)$$

для аналитического определения высоты  $H$  по известной наклонной дальности  $D$  и углу  $\Delta\beta$ . При  $\gamma = 45^\circ$  выражение (4.39) принимает вид

$$H = D \frac{\sin \Delta\beta}{\sqrt{\sin^2 \Delta\beta + 1}}. \quad (4.40)$$

Практическое измерение высоты с помощью описанной системы производится на дальностях порядка до 200–250 км. Для того чтобы имелась возможность наблюдения сигналов от низколетящих целей, чему препятствует перекрытие вертикальных и наклонных лучей у основания, последние раздвигают на небольшой угол  $\beta_0$  (обычно  $\beta_0 = 1^\circ$ ) и в этом случае измеряется угол  $\beta_{\text{рез}} = \Delta\beta + \beta_0$ . Величину  $\Delta\beta$  в выведенных выше формулах можно заменить на  $\Delta\beta = \beta_{\text{рез}} - \beta_0$ .

Существенным недостатком метода измерения высоты с помощью  $V$ -луча является то, что при большом количестве целей затрудняется распознавание соответствующих пар импульсов. Это, в свою очередь, делает невозможным измерение высоты цели. Методу присущи также и ошибки измерения высоты, связанные с неточностью измерения азимута  $\Delta\beta$ , особенно на больших дальностях. В последнем случае, считая, что  $\gamma = 45^\circ$ , можно принять  $\Delta\beta = \varepsilon$  и тогда на основании формулы (4.39) погрешность  $\sigma_\varepsilon$  измерения угла места цели, обусловленная погрешностью  $\sigma_{\Delta\beta}$  в определении разности азимутов,

$$\sigma_\varepsilon = \sigma_{\Delta\beta}. \quad (4.41)$$

Тогда из выражения (4.39) получим формулу для погрешности по высоте:



$$\sigma_{H'} = D \sigma_{\Delta\beta}. \quad (4.42)$$

Эта погрешность растет при увеличении дальности до цели. Например, задаваясь значениями  $\sigma_\varepsilon = \sigma_{\Delta\beta} = 0,2^\circ$  и  $D = 150$  км, имеем

$$\sigma_{H'} = 150 \frac{0,2}{57,3} \approx 0,5 \text{ км.}$$

На меньших дальностях величина погрешности  $\sigma_{H'}$  будет меньше.

Погрешности в измерении высоты цели, связанные с движением самой цели, сильно сказываются на малых дальностях. Эти погрешности обусловлены изменением в процессе измерения высот положения цели и её угловой скорости движения  $v_{\text{ц}}$  по отношению к оси вращения антенны:

$$v_{\text{ц}} = v_{\tau} / D, \quad (4.43)$$

где тангенциальная составляющая скорости движения цели  $v_{\tau}$  прибавляется (или вычитается) к (от) скорости вращения антенны  $\omega_a$ . Поэтому при определении угла  $\Delta\beta$  по формуле (4.36) высота подвижной цели определяется с погрешностью, зависящей от угловой скорости цели  $v_{\text{ц}}$ . На этом основании можно записать

$$\frac{\sigma_{\Delta\beta}}{\Delta\beta} \cong \frac{v_{\text{ц}}}{\omega_a}. \quad (4.44)$$

Заменяя

$$\frac{\sigma_{\Delta\beta}}{\Delta\beta} = \frac{\sigma_\varepsilon}{\varepsilon} = \frac{\sigma_H}{H} \approx \frac{v_{\text{ц}}}{\omega_a},$$

получаем выражение для погрешности по высоте:

$$\sigma_H = H \frac{v_{\text{ц}}}{\omega_a} = \frac{H v_{\tau} T}{2\pi D}. \quad (4.45)$$

Задаваясь значениями  $H = 10$  км,  $v_{\tau} = 0,3$  км/с,  $T = 20$  с,  $D = 20$  км, имеем

$$\sigma_H = \frac{10 \cdot 0,3 \cdot 20}{6,28 \cdot 20} = 0,5 \text{ км.}$$

Из выражения (4.45) видим, что погрешность в измерении высоты за счет движения цели уменьшается при увеличении дальности до цели.

## 4.5. Виды зондирующих сигналов, применяемых в РЛС

### 4.5.1. Влияние структуры и параметров зондирующих сигналов на тактико-технические характеристики РЛС

#### 1. Понятие автокорреляционной функции (АКФ) когерентного сигнала.

Информативные параметры РЛ сигнала при отсутствии мешающих источников излучения электромагнитных волн оцениваются по результатам согласованной обработки, сущность которой заключается в следующем. Отраженный от цели сигнал зависит от вектора параметров  $\vec{\alpha}_н$ , которые называют истинными. Для согласованной обработки формируют опорный сигнал с вектором ожидаемых параметров  $\vec{\alpha}$ . Сравнив между собой принятый и ожидаемый сигналы, перемножив и проинтегрировав их по времени (т. е. вычислив корреляционный интеграл), можно определить, насколько точно совпадают параметры  $\vec{\alpha}_н$  и  $\vec{\alpha}$ . Функцию, зависящую от рассогласования истинных и ожидаемых параметров сигнала, называют *функцией рассогласования*, или АКФ. Аналитически АКФ выражается следующим соотношением:

$$\Psi(\vec{\alpha}_н, \vec{\alpha}) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}(t, \vec{\alpha}_н) \dot{X}^*(t, \vec{\alpha}) dt \right|, \quad (4.46)$$

где  $\Psi(\vec{\alpha}_н, \vec{\alpha})$  – АКФ;  $\dot{X}(t, \vec{\alpha}_н)$  – комплексная амплитуда принятого сигнала;  $\dot{X}(t, \vec{\alpha})$  – комплексная амплитуда ожидаемого сигнала.

При  $\vec{\alpha} = \vec{\alpha}_н$  можно получить нормированную к своему максимальному значению АКФ  $\rho(\vec{\alpha}_н, \vec{\alpha})$ , выражение для которой будет иметь следующий вид:

$$\rho(\vec{\alpha}_н, \vec{\alpha}) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}(t, \vec{\alpha}_н) \dot{X}^*(t, \vec{\alpha}) dt \right| / \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{X}(t)|^2 dt. \quad (4.47)$$

В теории РЛ принято различать пространственно-временные и время-частотные АКФ. Они существенно влияют на выбор моделей сигналов, а значит, на основные показатели качества (ТТХ) любой РЛС. Применительно к РЛС с ФАР пространственно-временные АКФ характеризуют совместные потери пространственной и временной обработки сигналов в тракте приема при  $\vec{\alpha} \neq \vec{\alpha}_н$ . В случае выполнения условий разделения об-

работки на пространственную и временную (т. е. при  $\Psi(\vec{\alpha}_и, \vec{\alpha}_и) \approx \Psi(\vec{\alpha}, \vec{\alpha})$ ), пространственно-временная АКФ сводится к произведению пространственной  $\rho_{пр}(\vec{\alpha}_и, \vec{\alpha})$  и временной  $\rho_{вр}(\vec{\alpha}_и, \vec{\alpha})$  АКФ:  $\rho(\vec{\alpha}_и, \vec{\alpha}) = \rho_{пр}(\vec{\alpha}_и, \vec{\alpha})\rho_{вр}(\vec{\alpha}_и, \vec{\alpha})$ <sup>45</sup>. Пространственная АКФ совпадает с нормированной характеристикой направленности  $M$ -элементной приемной антенны, заданной в функции угла прихода  $\theta_и$  при условии, что антенна согласована для угла прихода  $\theta$ . Временная АКФ характеризует форму огибающей сигнала на выходе СФ оптимального приемника при отсутствии расстройки по доплеровской частоте  $F_д$ . Форма этой огибающей зависит от АЧС и не зависит от ФЧС сигнала, компенсируемого ФЧХ фильтра. Сечения частотно-временной АКФ плоскостями  $t_3 = 0$  (при  $F_д \neq 0$ ) или  $F_д = 0$  (при  $t_3 \neq 0$ ) характеризуют соответственно форму огибающей и АЧС сигнала на выходе СФ оптимального приемника. На простом примере однокаскадного приема сигнала с двумя скалярными параметрами (временем запаздывания  $t_3$  и доплеровской частотой  $F_д$ ) векторного параметра  $\vec{\alpha}$  рассмотрим более подробно основные свойства частотно-временной АКФ.

Для данного случая комплексная амплитуда ожидаемого сигнала имеет вид

$$\dot{X}(t, \vec{\alpha}) = U(t - t_3) e^{j2\pi F_д t}. \quad (4.48)$$

Подставив выражение (4.48) в (4.46), получим времячастотную АКФ сигнала

$$\Psi(\vec{\alpha}_и, \vec{\alpha}) = \frac{1}{2} \left| \int_{-\infty}^{\infty} U(t - \tilde{t}_3) U(t - t_3) e^{j2\pi(F_д - \tilde{F}_д)t} dt \right|. \quad (4.49)$$

Произведем замену переменных интегрирования  $S = t - \tilde{t}_3$ ,  $\tau = t_3 - \tilde{t}_3$ ,  $F = F_д - \tilde{F}_д$ , а также учтем очевидное равенство  $|\exp(j\varphi)| = \sqrt{\cos^2 \varphi + \sin^2 \varphi} = 1$  при любом вещественном  $\varphi$ . В результате выражение (4.49) применительно к импульсному сигналу с длительностью  $\tau_и$  упрощается и оказывается зависимым только от двух параметров  $\tau$  и  $F$ :

$$\Psi(\tau, F) = \frac{1}{2} \left| \int_0^{\tau_и} U(S) U(S - \tau) e^{j2\pi FS} dS \right|. \quad (4.50)$$

<sup>45</sup> Разделение обработки в РЛС с ФАР на пространственную и временную допускается при ограниченных размерах антенны и относительно узкополосном сигнале (запаздыванием комплексной огибающей сигнала на раскрытие антенны можно пренебречь), а также при идентичности фазочастотных характеристик и равенстве собственных шумов элементов ФАР.

Поскольку  $\Psi(0,0) = \int_0^{\tau_H} |\dot{U}(S)|^2 dS = \mathcal{E}$ , где  $\mathcal{E}$  – энергия сигнала, то нормированная АКФ (4.47) преобразуется к виду

$$\rho(\tau, F) = \frac{\Psi(\tau, F)}{\Psi(0,0)} = \frac{1}{2\mathcal{E}} \left| \int_0^{\tau_H} U(S)U(S-\tau)e^{j2\pi FS} dS \right|. \quad (4.51)$$

Заменяя в формуле (4.47) комплексные амплитуды сигналов их спектральными плотностями, приходим к АКФ вида

$$\rho(\tau, F) = \frac{1}{2\mathcal{E}} \left| \int_{-\infty}^{\infty} G_{\text{и}}(f)G(f+F)e^{j2\pi f\tau} df \right|. \quad (4.52)$$

Замена комплексных амплитуд сигналов их спектральными плотностями привела в выражении (4.52) к перемене мест временных и частотных параметров.

Функция  $\rho(\tau, F)$  представляет собой некоторую поверхность в прямоугольной системе координат  $\tau, F, \rho$ , форма которой определяется формой (законом амплитудной и фазовой модуляции) сигнала  $\dot{U}(t)$ . Возможный вид АКФ колокольного радиоимпульса представлен на рис. 4.32.

Двумерные времячастотные функции  $\rho(\tau, F)$  и  $\rho^2(\tau, F)$  обладают следующими основными свойствами:

1. Свойством центральной симметрии:  $\rho(-\tau, -F) = \rho(\tau, F)$ .
2. Свойством единичного объема тела функции:

$$V_{\rho^2} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \rho^2(\tau, F) d\tau dF = 1.$$

Это значит, что никакие способы модуляции не могут изменить объем тела  $\rho^2(\tau, F)$ . Такое тело иногда сравнивают с кучей песка: изменять можно лишь форму кучи, но нельзя избавиться ни от одной песчинки.

3. Свойство пропорциональности значений функции  $\rho(0, F)$  в вертикальном сечении тела  $\rho(\tau, F)$  плоскостью  $\tau = 0$  модулю преобразования Фурье (АЧС) от квадрата вещественной огибающей ожидаемого сигнала.

4. Свойство пропорциональности значений функции  $\rho(\tau, 0)$  в преобразовании Фурье от квадрата АЧС  $|G(F)|$  ожидаемого сигнала, что характеризует форму огибающей на выходе СФ оптимального приемника при  $F = 0$ .

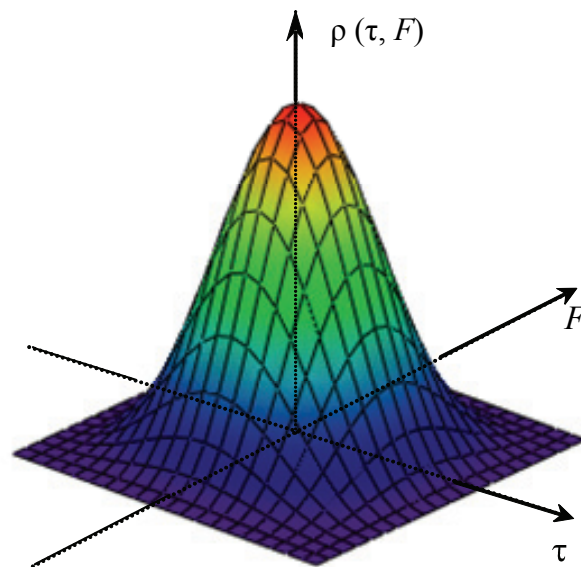


Рис. 4.32. Возможный вид АКФ сигнала

Таким образом, значение  $\rho(\tau, F)$  находится в пределах  $0 \leq \rho \leq 1$ , а максимального значения  $\rho = 1$  АКФ достигает в точке  $\tau = 0, F = 0$ . Очевидно, что сечения АКФ плоскостями  $F = 0, \tau = 0, \rho = 1/2$  дают достаточно полное представление об основных характеристиках соответствующего сигнала.

## 2. Влияние параметров сигнала на защищенность РЛС от активных шумовых помех (АШП).

Из теории обнаружения известно, что вероятность правильного обнаружения РЛ сигнала  $P_0$  при фиксированной вероятности ложной тревоги  $P_{л}$  на фоне внешних шумовых помех и/или внутренних шумов приемника (а следовательно, дальность обнаружения цели с заданной вероятностью при воздействии шумовых помех) не зависит от формы сигнала и определяется лишь отношением удвоенной энергии принятого сигнала  $\mathcal{E}_{пр}$  к спектральной плоскости шума  $N_0$ , т. е. параметром обнаружения  $q^2 = 2\mathcal{E}_{пр} / N_0$ . Поэтому при  $N_0 = \text{const}$ , с точки зрения защищенности РЛС от АШП, любые виды сигналов равноценны, достаточно лишь обеспечить необходимую энергию принимаемого сигнала. Однако следует иметь в виду, что расширение спектра ЗС заставляет средства РЭП расширять спектр АШП. Это приводит к уменьшению ее спектральной плотности при фиксированной мощности передатчика помех или к необходимости увеличивать мощность передатчика при стремлении сохранить неизменной спектральную плоскость помехи.

Таким образом, расширение спектра излучения способствует снижению эффективности воздействия АШП на РЛС. В то же время чрезмерное

расширение спектра (в режиме обзора – до единиц и десятков мегагерц) может оказаться вредным, так как в этом случае облегчается задача радиотехнической разведки и управления помехами, что повышает эффективность воздействия активных АШП, заградительных по частоте. Последнее обстоятельство следует иметь в виду в случае применения в радиолокации сверхширокополосных одиночных радиоимпульсов, теория и техника которых в настоящее время интенсивно развивается [4].

### **3. Влияние формы и параметров ЗС на защищенность РЛС от ПП.**

ПП представляет собой отражение ЗС от объектов, не являющихся РЛ целями, поэтому ПП (рассматриваемая в одном элементе разрешения РЛС) по своей форме подобна полезному сигналу, что затрудняет его выделение из помехи. Увеличение энергии зондирующего, а значит, и принимаемого сигналов не может решить проблемы, так как при этом во столько же раз возрастает и энергия (мощность) ПП. В обзорных РЛС для выделения сигнала на фоне ПП можно использовать лишь различие в радиальных скоростях перемещения цели и мешающих отражений, которые проявляются в различии доплеровских смещений частоты (фазы) сигнала и помехи. Следовательно, для эффективного выделения полезного сигнала из ПП необходимо применять в РЛС такие сигналы, которые обладали бы высокой разрешающей способностью по частоте (скорости).

Выбор такого сигнала можно произвести на основе анализа его нормированной АКФ (4.51) или (4.52), поскольку (как уже отмечалось) форма ее сечения вертикальной плоскостью, параллельной оси  $\tau$  (плоскостью  $F = \text{const}$ ), соответствует форме огибающей сигнала на выходе оптимального фильтра, расстроенного по частоте относительно частоты сигнала на величину  $F_d$ , а форма сечения функции  $\rho(\tau, F)$  вертикальной плоскостью, параллельной оси  $F$  (плоскостью  $\tau = \text{const}$ ) совпадает с АЧС квадрата вещественной огибающей ожидаемого сигнала.

По виду АКФ можно качественно судить и о потенциальных возможностях сигнала по точности измерения дальности и разрешающей способности по дальности. Если функция  $\rho(\tau, 0)$  имеет вид узкого пика (т. е. сигнал на выходе СФ имеет малую длительность), то сигнал с такой АКФ обладает высокой разрешающей способностью по дальности и высокой потенциальной точностью измерения дальности. И наоборот, если  $\rho(\tau, 0)$  является медленно изменяющейся функцией времени  $\tau$ , то сигнал с такой АКФ не обеспечивает хорошего разрешения по дальности. Если функция  $\rho(0, F)$  имеет вид узкого пика, то это означает, что с расстройкой фильтра относительно частоты сигнала амплитуда выходного сигнала фильтра быстро убывает: уже при небольшом отличии частоты сигнала от частоты настройки фильтра сигнал через фильтр не проходит, что указывает на высокую разрешающую способность по частоте.

Отсюда следует, что разрешающая способность сигнала по частоте (скорости) не зависит от формы (тонкой структуры сигнала), а определяется его длительностью. Чем больше длительность сигнала, тем уже спектр его огибающей (тем быстрее спадает функция  $\rho(0, F)$  при увеличении расстройки  $F$ ) и, следовательно, тем выше разрешающая способность сигнала по частоте. Таким образом, для выделения полезного сигнала на фоне ПП частотной (скоростной) селекцией необходимо применять сигналы большой длительности с таким расчетом, чтобы ширина пика функции была меньше разности доплеровских смещений частот сигнала и ПП. Длинные сигналы приемлемы и с точки зрения их выделения на фоне АПП, так как при данном сигнале можно получить требуемую энергию при невысокой импульсной мощности.

#### 4. Зависимость разрешающей способности от структуры ЗС.

Два сигнала разрешаются по некоторому параметру (например, по времени запаздывания или дальности), если разность времени их запаздывания превышает  $\delta_d$  (при условии, что все остальные параметры у них одинаковые). Очевидно (*и весьма существенно*), что разрешающая способность РЛС по дальности (сечение АКФ плоскостью  $F = 0$ ) определяется

мерой  $\delta_d = \frac{c\tau_n}{2} = \frac{c}{\Pi}$  и зависит от *ширины спектра* сигнала, а не от его длительности (рис. 4.33). Аналогичные рассуждения относительно сечения АКФ вертикальной плоскостью  $\tau = 0$  (рис. 4.34) показывают, что разрешающая способность по частоте (скорости) не зависит от формы (тонкой структуры) сигнала, а определяется только его *длительностью*. Для импульсных сигналов длительностью  $\tau_n$  сечение имеет вид импульса длительностью  $1/\tau_n$ . Она определяет меру разрешающей способности по радиальной скорости цели:

$$\delta v_r = \frac{\lambda \delta F}{2} = \frac{\lambda}{2\tau_n}.$$

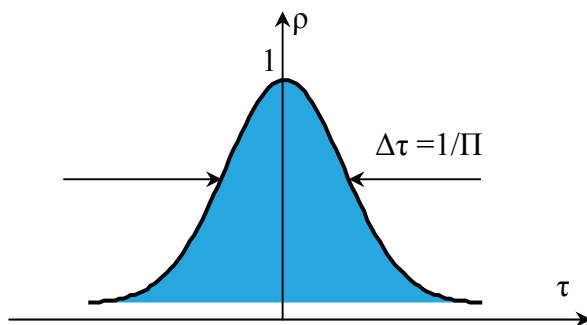


Рис. 4.33. Сечение АКФ плоскостью  $F = \text{const}$ , параллельной оси  $\tau$

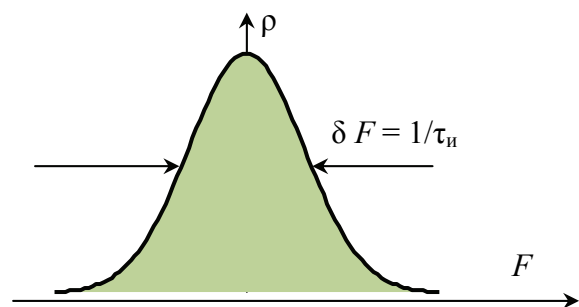


Рис. 4.34. Сечение АКФ плоскостью, параллельной оси  $F$

### 5. Влияние параметров ЗС на точность измерения координат.

Дисперсия оценки времени запаздывания определяется выражением

$$\sigma_{\tau}^2 = 1/q^2 |\rho_{\tau}''(0,0)|, \quad (4.53)$$

$$\sigma_{\tau} = 1/q \sqrt{|\rho_{\tau}''(0,0)|}, \quad (4.54)$$

где  $\rho_{\tau}''(0,0)$  – вторая производная от АКФ в точке  $\tau = F = 0$ .

Как следует из выражения (4.53) или (4.54), дисперсия погрешности измерения времени запаздывания уменьшается при повышении отношения сигнал/шум и абсолютного значения второй производной нормированной АКФ  $\rho_{\tau}''(0,0)$  в точке  $\tau = 0$ . Последняя характеризует скорость убывания функции  $\rho(\tau, 0)$ , и остроту ее пика. Величина  $\sqrt{|\rho_{\tau}''(0,0)|}$  имеет размерность  $1/c = \text{Гц}$ . Этому значению соответствует некоторая эффективная полоса (ширина спектра) сигнала  $\Pi_{\text{эф}} = \sqrt{|\rho_{\tau}''(0,0)|}$ .

Полоса  $\Pi_{\text{эф}}$  связана со спектральной плотностью комплексной амплитуды сигнала  $G(F)$  соотношением

$$\Pi_{\text{эф}}^2 = 4\pi^2 \int_{-\infty}^{\infty} F^2 |G(F)|^2 dF \bigg/ \int_{-\infty}^{\infty} |G(F)|^2 dF.$$

Оно справедливо, когда  $\int_{-\infty}^{\infty} F |G(F)|^2 dF = 0$ , т. е. когда несущая частота сигнала  $f_0$  точно соответствует «центру масс», распределенных по закону

квадрата спектральной плотности  $|G(f - f_0)|^2$  (рис. 4.35). При этом СКО времени запаздывания преобразуется к виду  $\sigma_{\tau} = 1/q\Pi_{\text{эф}}$ .

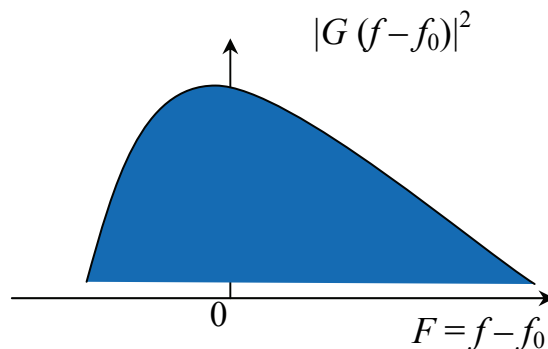


Рис. 4.35. Зависимость квадрата модуля спектральной плотности мощности от расстройки по частоте



Средний квадрат погрешности измерения частоты когерентного сигнала с известным временем запаздывания определяется аналогично:

$$\sigma_f = 1/q \sqrt{|\rho_f''(0,0)|}.$$

Он уменьшается при увеличении отношения сигнал/шум  $q$  и остроты пика функции рассогласования  $\rho(0, F)$ , характеризуемой абсолютным значением ее второй производной по  $F$  в точке  $F = 0$ . Бóльшую точность измерения частоты обеспечивает сигнал бóльшей длительности, имеющий малую протяженность сечения тела неопределенности по оси  $F$ .

Величине  $\sqrt{|\rho_f''(0,0)|}$ , имеющей размерность  $1/\Gamma\text{ц} = \text{с}$ , соответствует некоторая эффективная длительность сигнала  $\tau_{\text{эф}} = \sqrt{|\rho_f''(0,0)|}$ ,

где 
$$\sqrt{|\rho_f''(0,0)|} = 4\pi^2 \int_{-\infty}^{\infty} t^2 |\dot{U}(t)|^2 dt / \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}(t)|^2 dt. \quad (4.55).$$

Это выражение справедливо при  $\int_{-\infty}^{\infty} t |\dot{U}(t)|^2 dt = 0$ .

Подставляя в полученные соотношения соответствующие значения для когерентных сигналов, можно определить  $\Pi_{\text{эф}}$  и  $\tau_{\text{эф}}$  [21].

### 6. Структура зондирующих сигналов, применяемых в РЛС.

Одним из видов сигналов, обладающих высокой разрешающей способностью по частоте, является непрерывный монохроматический сигнал. При этом термин «непрерывный» строго справедлив лишь по отношению к сигналу, формируемому передатчиком. Отраженный же сигнал в обзорных РЛС всегда имеет конечную длительность, определяемую временем облучения цели в процессе обзора пространства. АКФ модуляции такого сигнала представляет вид поверхности, имеющей малую протяженность  $1/\tau_{\text{и}}$  по оси частот и сильно вытянутую (протяженностью  $2/\tau_{\text{и}}$ ) по оси времени (рис. 4.36). Вид сечения АКФ при  $\rho(\tau, f) = \text{const}$  представлен на рис. 4.37.

При большой длительности сигнала спектры полезного сигнала и ПП (рис. 4.38) будут достаточно узкими ( $\approx 1/\tau_{\text{и}}$ ) и вследствие разности их несущих частот (доплеровских смещений частоты) полезный сигнал может быть выделен на фоне ПП методом частотной селекции.

В доплеровских РЛС имеется возможность однозначно измерять радиальную скорость цели по сдвигу частоты отраженного сигнала относительно зондирующего. Для обнаружения и измерения скорости цели приемное устройство РЛС должно иметь набор взаиморасстроенных узкополосных (доплеровских) фильтров, перекрывающих весь диапазон возможных

доплеровских смещений частоты сигнала. АЧХ таких фильтров представлены на рис. 4.39. Существенным недостатком рассматриваемого сигнала, обусловленным его узкополосностью, является, как это следует из вида функции  $\rho(\tau, f)$ , невозможность измерения дальности и разрешения целей по дальности.

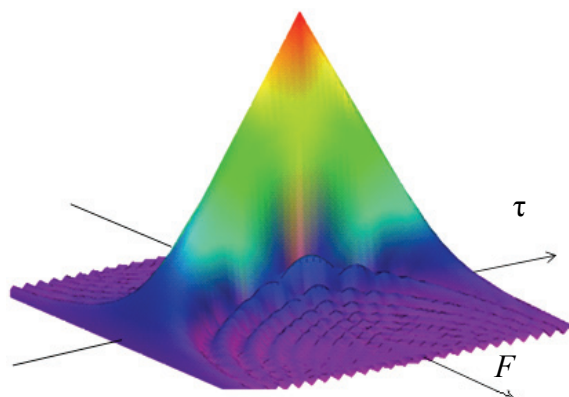


Рис. 4.36. Тело неопределённости одиночного радиоимпульса

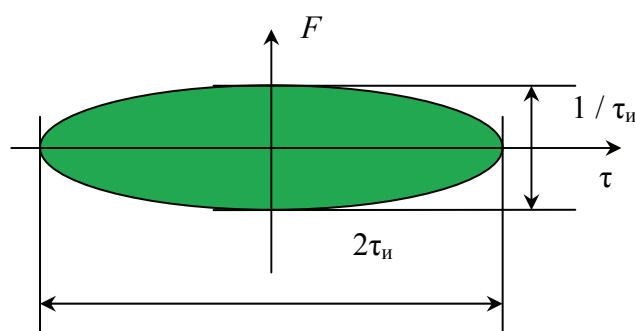


Рис. 4.37. Сечение АКФ доплеровского сигнала плоскостью  $\rho(\tau, F) = \text{const}$

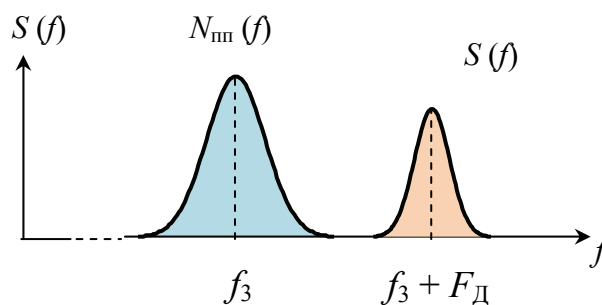


Рис. 4.38. Спектры сигнала  $S(f)$  и ПП  $N_{\text{шп}}(f)$

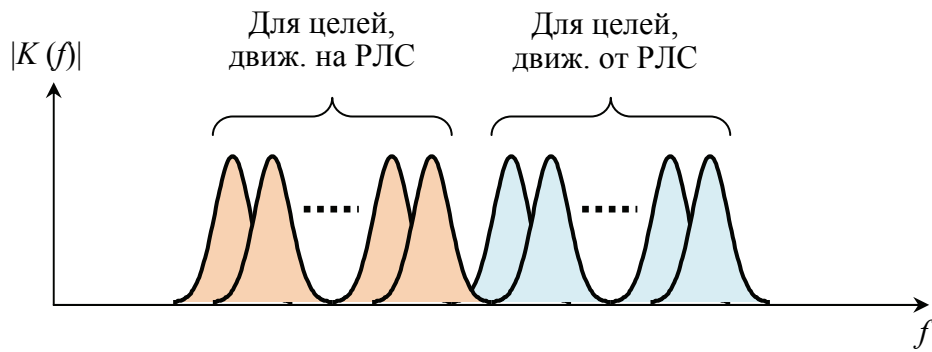


Рис. 4.39. АЧХ доплеровских фильтров

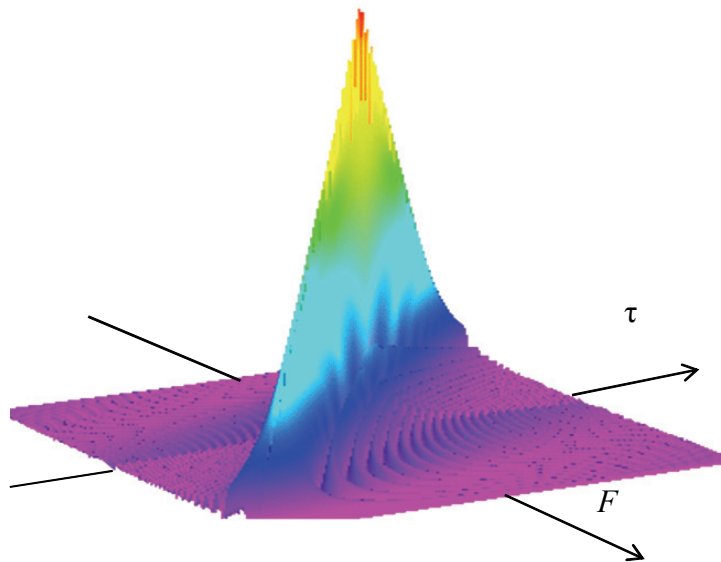


Рис. 4.40. Тело неопределённости ЛЧМ-радиоимпульса

Одновременное разрешение по скорости и дальности обеспечивают сверхдлинные сложномодулированные сигналы (например, ЛЧМ- и ФКМ-сигналы). Пик АКФ таких сигналов (рис. 4.40, 4.41) сосредоточен в окрестности  $\tau = 0$ ,  $F = 0$  (рис. 4.42).

Они обеспечивают одновременное однозначное измерение и дальности, и скорости. Однако формирование и обработка таких сигналов технически достаточно сложны. Кроме того, поскольку в РЛС с непрерывным излучением передающие и приёмные устройства работают одновременно, постольку необходимо принимать меры для предотвращения проникновения на вход приёмника РЛС мощного ЗС и сопутствующих ему шумов передатчика.

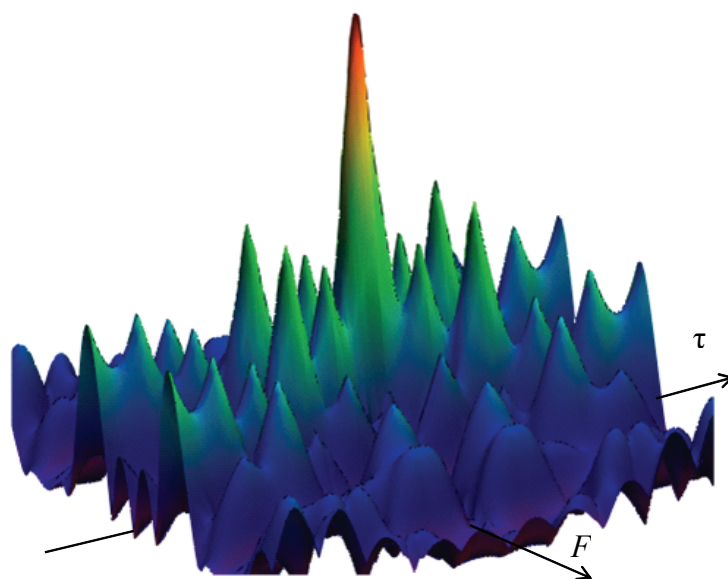


Рис. 4.41. Тело неопределённости ФКМ-сигнала с 13-разрядным кодом Баркера

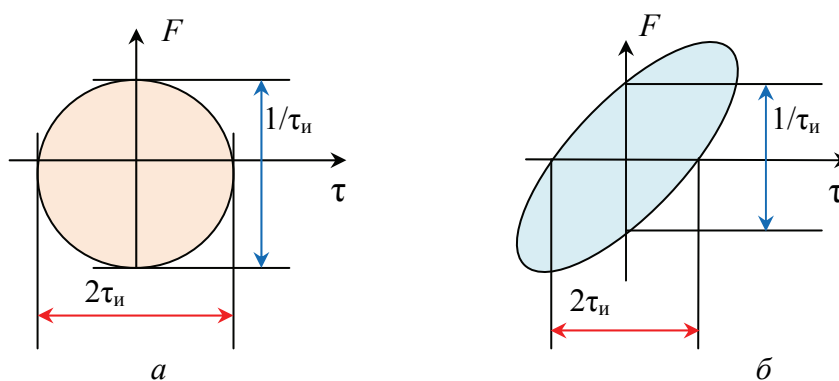


Рис. 4.42. Сечение АКФ: *a* – ФКМ- и *б* – ЛЧМ-сигналов плоскостью  $\rho(\tau, F) = 1/2$

С этой целью на передачу и приём делают отдельные антенны, экранируют их друг от друга, а в высокопотенциальных РЛС передающие и приёмные устройства (вместе со своими антеннами) разносят на местности на расстояние, превышающее дальность прямой видимости. При этом возникают проблемы обеспечения синхронного вращения передающей и приёмной антенны. Всё это ведет к усложнению и удорожанию РЛС с непрерывным (квазинепрерывным) излучением. Вследствие указанных причин непрерывные сигналы в обзорных РЛС неприменяются.

Наиболее подходящими для РЛС обнаружения, наведения и целеуказания, а также для большинства обзорных РЛС других классов являются

импульсные сигналы. Они позволяют достаточно просто измерять дальность до цели (по времени запаздывания отраженного сигнала относительно зондирующего) и обладают разрешающей способностью по дальности. Применение в РЛС импульсных ЗС позволяет использовать на передачу и прием одну и ту же антенну, поочередно автоматически подключая ее к передающему и приемному устройствам, что существенно упрощает РЛС.

Однако короткие одиночные импульсы не обладают разрешением по частоте (скорости) и, следовательно, не обеспечивают выделение сигнала на фоне ПП. Хорошей разрешающей способностью одновременно по дальности и скорости обладает когерентная последовательность (пачка) импульсных сигналов. Вид АКФ для такого сигнала и её сечение горизонтальной плоскостью  $\rho(\tau, f) = 1/2$  изображены соответственно на рис. 4.43, 4.44. В виду периодичности импульсов в пачке ее АКФ также имеют периодическую структуру по обеим осям ( $\tau$  и  $F$ ), причём период функции по оси  $\tau$  равен периоду следования импульсов  $T_{\text{п}}$ , а по оси частот – частоте следования зондирующих импульсов  $F_{\text{п}}$  (рис. 4.44). Длительность одиночных пиков по оси  $\tau$  обратно пропорциональна ширине спектра  $\Delta f$ , а по оси  $F$  – обратно пропорциональна длительности пачки  $T_{\text{пач}} = NT_{\text{п}}$ , где  $N$  – число импульсов в пачке. При выборе достаточно большой ширины спектра одиночного импульса и длительности пачки можно обеспечить высокую разрешающую способность по дальности и скорости одновременно.

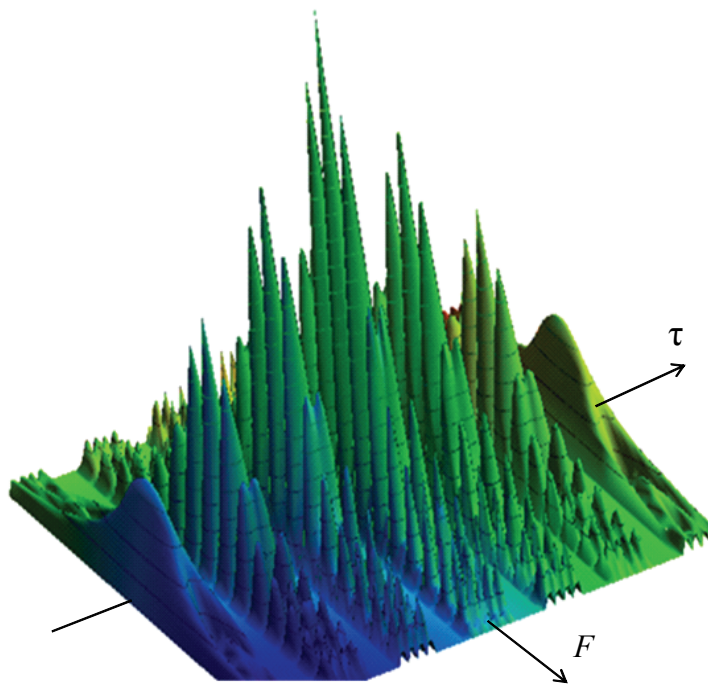


Рис. 4.43. Тело неопределённости пачки из трех гладких импульсов со скважностью  $Q = 3$

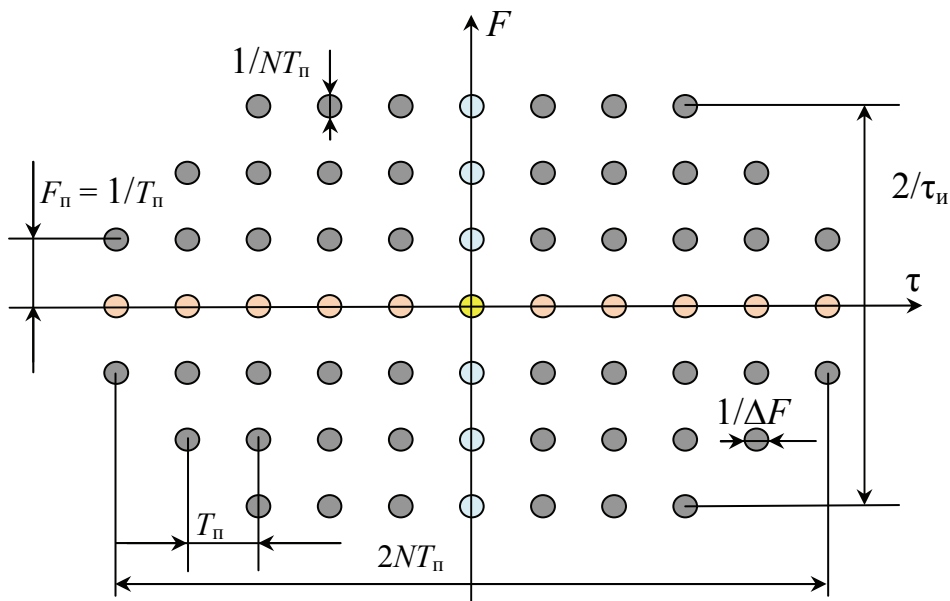


Рис. 4.44. Сечение АКФ пачки когерентных импульсов

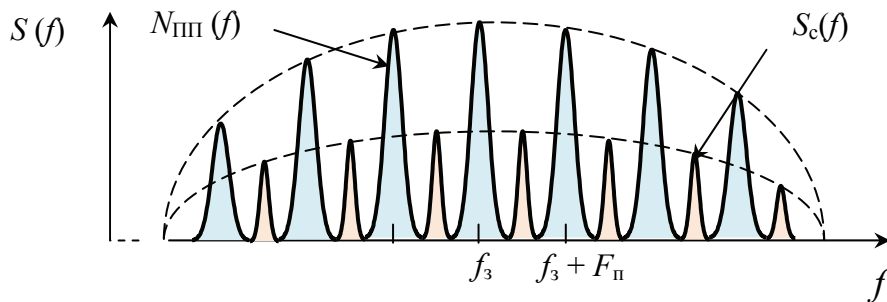


Рис. 4.45. Разделение спектров сигнала  $S_c(f)$  и ПП  $N_{\text{PI}}(f)$

Это свойство периодического импульсного сигнала в сочетании с простотой его формирования и обработки является важным преимуществом. Периодичность АКФ пачки импульсов является недостатком такого сигнала, так как приводит к неоднозначности измерения дальности и скорости цели, причем устранить эту неоднозначность одновременно по обоим параметрам не удастся. На практике в обзорных РЛС радиальную скорость цели по параметрам отражённых сигналов не измеряют, поэтому период следования импульсов в подавляющем большинстве случаев выбирают из условия обеспечения однозначности измерения дальности цели.

Однако отказ от измерения радиальной скорости цели не исключает вредного влияния периодичности АКФ. Оно проявляется в эффекте слепых скоростей, наглядное представление о котором можно получить из анализа спектров полезного сигнала и ПП при облучении цели и мешающих отражений пачкой когерентных радиоимпульсов частотой  $f_3$  (рис. 4.45).

Спектры сигнала и помехи имеют гребенчатую периодическую структуру с интервалами между соседними гребнями, равными  $F_p$ . Ширина отдельных гребней обратно пропорциональна длительности пачки. Общая ширина спектра определяется шириной спектра одиночного импульса в пачке. При различии доплеровских частот сигнала и помехи и малой ширине гребня спектра (большой длительности пачки) возможно частотной селекцией выделить полезный сигнал на фоне одновременно принятой с ним ПП. Однако возможны такие значения радиальной скорости движения цели, при которых разность доплеровских смещений частот сигнала и помехи будет кратна частотам следования импульсов  $F_p$ , т. е.  $F_{дс} - F_{д ПП} = i F_p$ , где  $i = 0, 1, 2, \dots$ ). При этом спектры сигнала и помехи перекрываются и обнаружение сигнала на фоне интенсивной ПП становится невозможным. Этот факт называют эффектом слепых скоростей. Для ослабления эффекта слепых скоростей в когерентно-импульсных РЛС применяют не строго периодические сигналы, а сигналы с переменной частотой посылок. В настоящее время в обзорных РЛС, вследствие указанных выше достоинств, применяется когерентная последовательность импульсных сигналов (пачки импульсов) [15, 6].

#### **4.5.2. Виды импульсных сигналов, применяемых в РЛС**

Одиночные импульсные пачки могут быть нескольких видов: 1) простые (узкополосные) импульсы, для которых произведение ширины спектра импульса  $\Delta f$  на его длительность  $\tau_n$  составляет величину порядка единицы, т. е.  $\Delta f \tau_n = 1$ ; 2) широкополосные (сложномодулированные) импульсы, для которых за счёт внутриимпульсной частотной (фазовой) модуляции достигается  $\Delta f \tau_n \gg 1$ ; 3) многочастотные сигналы, представляющие собой несколько простых или сложномодулированных импульсов, излучаемых одновременно на существенно различных несущих частотах.

Достоинством узкополосных сигналов является относительная простота их формирования и оптимальной обработки. Формирование таких импульсов обеспечивается достаточно простой импульсной модуляцией генератора СВЧ, а квазиоптимальным фильтром является линейка УПЧ приемника с согласованной шириной полосы пропускания  $P_{УПЧ} = \Delta f = 1,37 / \tau_n$ . Поэтому такие сигналы и до настоящего времени широко применяются в РЛС различного назначения. Однако им свойственно трудноразрешимое противоречие в одновременном обеспечении большой дальности обнаружения (на фоне АПП) и разрешающей способностью по дальности (точности измерения дальности).

Для получения большой дальности обнаружения необходима высокая энергия пачки принятых импульсов:  $\mathcal{E}_{\text{пр}} = P_{\text{и}} \tau_{\text{и}} N_{\text{п}} G = P_{\text{ср}} T_{\text{обз}} G_{\text{экв}}$ ,  $P_{\text{ср}} = P_{\text{и}} \tau_{\text{и}} / T_{\text{п}}$ . Ее повышение за счет увеличения импульсной мощности  $P_{\text{и}}$  не всегда возможно, поскольку предполагает разработку мощных дорогостоящих генераторных приборов, увеличение мощности (а значит, габаритов) источников питания и модуляторов, повышение электрической прочности фидерного тракта, применение эффективных устройств защиты персонала от жесткого рентгеновского излучения, возникающего в электровакуумных приборах при высоких напряжениях. Поэтому для повышения энергии принятой пачки, наряду с увеличением значения  $P_{\text{и}}$ , необходимо увеличить и длительность импульсов  $\tau_{\text{и}}$ .

Однако при увеличении  $\tau_{\text{и}}$  сужается его спектр  $\Delta f = 1 / \tau_{\text{и}}$  и, следовательно, ухудшается разрешающая способность по дальности. При этом снижается также защищенность от ПП, так как возрастают импульсный объем и мощность ПП на входе приемника РЛС.

При использовании сложномодулированных сигналов можно обеспечить большую энергию сигнала при сохранении разрешающей способности по дальности. При оптимальной фильтрации такие сигналы сжимаются во времени до длительности  $\tau_{\text{сж}} = 1 / \Delta f$ . Ширина спектра такого сложномодулированного импульса  $\Delta f$  определяется не его длительностью, а параметрами внутриимпульсной модуляции, поэтому широкополосные сигналы в современных РЛС применяются все чаще.

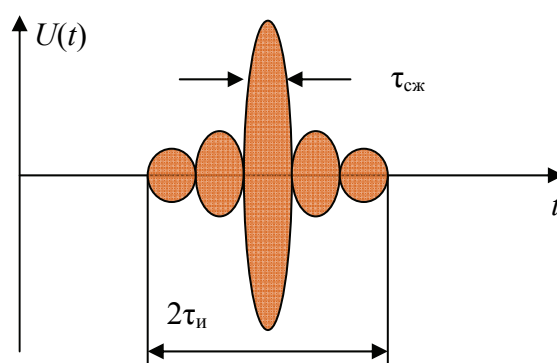


Рис. 4.46. Вид сигнала на выходе оптимального фильтра ЛЧМ-сигнала

Недостатком широкополосных сигналов является сложность устройств генерирования и оптимальной обработки, а также наличие побочных максимумов на выходе оптимального фильтра (рис. 4.46), амплитуда которых может достигать 25 % от амплитуды основного максимума. Побочные максимумы могут вызывать неверное определение состава цели, а также снижать защищенность РЛС от ПП по сравнению с РЛС, в которой используется простой сигнал с такой же шириной спектра. Действительно, боко-



вые пики сигнала от отражателей, расположенных в соседних с целью разрешаемых объемах, складываясь в окрестности полезного сигнала с основным пиком помехи, увеличивают ее суммарную мощность и тем самым ухудшают отношение сигнал/помеха. Устраняют боковые пики с помощью весовой обработки (сглаживания) спектра в приемнике, что ведет к энергетическим потерям 2–3 дБ.

С этой точки зрения в РЛС с небольшой дальностью обнаружения, где не требуется большой потенциал, целесообразно применять не сложномодулированные сигналы, а короткие простые импульсы, которые на выходе СФ не образуют побочных максимумов. При использовании многочастотных сигналов можно получить большую суммарную мощность (энергию) сигнала при сравнительно небольшой длительности и мощности отдельных импульсов. Кроме того, если разнос частот импульсов достаточно велик, т. е. длина волны, соответствующая разностной частоте соседних частотных каналов  $\lambda_p$ , будет меньше размера цели по дальности

$L_{цд} \left( \lambda_p = \frac{c}{|f_1 - f_2|} < L_{цд} \right)$ , а спектры сигналов не перекрываются, то для обнаружения цели с вероятностью  $P_0$  на фоне шумов при многочастотном сигнале требуется меньшая энергия, чем при одночастотном.

Таким образом, анализ АКФ позволяет оценить влияние структуры и параметров сигналов на ТТХ основных типов РЛС и РЛК, а также производить обоснованный выбор конкретного вида ЗС в зависимости от функционального назначения СРЛ.

## **Вопросы для самостоятельной работы и контроля знаний**

1. Каковы принципы классификации современных РЛС?
2. Каковы основные ТТХ РЛС и как они взаимосвязаны с параметрами создаваемого ими РЛП РЛ систем РТВ и ЕС ОрВД?
3. Каковы технические характеристики РЛС и как они влияют на ее тактические параметры?
4. Что называется ЗО РЛС и каковы ее основные параметры?
5. Каковы принципы и порядок вывода уравнения радиолокации?
6. Как доказать, что максимальная дальность обнаружения РЛС, при заданных энергии ЗС и эффективной площади антенны, зависит от формы зоны обзора и способа ее просмотра приемной антенной?
7. Почему ЗО обзорных РЛС строятся преимущественно по косекансному принципу?

8. Каким образом в ЗО обзорных РЛС происходит формирование изодальностных и изовысотных участков?
9. Каким образом в теории радиолокации ставится и решается задача измерения высоты и угла места цели?
10. Каковы основные методы измерения координат цели?
11. В чем заключается сущность обзора пространства и измерения угловых координат цели методом парциальных диаграмм?
12. В чем заключается сущность частотного управления положением луча антенны РЛС?
13. Каковы особенности формирования ЗО в РЛС метрового диапазона волн?
14. Каков принцип измерения высоты цели методом  $V$ -луча?
15. Что называется АКФ РЛ сигнала?
16. Как доказать, что параметры тела неопределенности (АКФ) РЛ сигнала являются одним из системных инвариантов РЛС?
17. Каковы свойства АКФ радиоимпульса без внутриимпульсной модуляции, ЛЧМ- и ФЧМ- радиоимпульсов, а также когерентной пачки радиоимпульсов?
18. Каким образом основные свойства АКФ используются при выборе вида ЗС различного назначения?
19. Какова взаимосвязь основных параметров ЗС и показателей защищенности РЛС от АП и ПП?
20. Какова взаимосвязь основных параметров ЗС и точностных характеристик РЛС?
21. Как доказать, что основные параметры АКФ позволяют проводить анализ потенциальных возможностей новых видов ЗС?

## Глава 5. МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ЗАЩИЩЕННОСТИ РЛС ОТ АКТИВНЫХ ПОМЕХ

### 5.1. Общие сведения о радиопомехах системам радиолокации

В практике применения РЛ систем военного и двойного назначения самое пристальное внимание уделяется обеспечению их защищенности от преднамеренных помех, которые могут действовать как по основному, так и по боковым лепесткам ДНА РЛС и РЛК. Наряду с преднамеренными на РЛС действуют и естественные помехи, к которым относятся внутренние шумы радиоприемников, флюктуации отражаемых целями сигналов, а также сигналы, отражаемые подстилающей поверхностью, атмосферные помехи, промышленные помехи и т. д. Однако наиболее существенное влияние на боевые возможности конкретных РЛС и РЛК все же оказывают преднамеренные (организованные) помехи.

В зависимости от способа создания преднамеренные радиопомехи могут быть активными, пассивными и активно-пассивными (комбинированными). АП (рис. 5.1) по временной структуре подразделяются на непрерывные шумовые, прерывистые шумовые и импульсные. В свою очередь, активные помехи по результату воздействия на систему первичной обработки сигналов РЛС подразделяются на маскирующие и активные имитирующие помехи (АИП). Активные маскирующие и имитирующие помехи, как правило, являются аддитивными, т. е. являются помехами, мгновенные значения которых являются суммой мгновенных значений двух или более случайных процессов, взятых в один и тот же момент времени.

В зависимости от соотношения ширины собственного спектра и полосы пропускания подавляемого приемного канала РЛС АП подразделяются на прицельные, заградительные и скользящие по частоте. *Прицельные* радиопомехи по частоте характеризуются тем, что ширина их спектра соизмерима с шириной полосы пропускания подавляемого канала. Например, прицельные радиопомехи по несущей частоте имеют ширину спектра, соизмеримую с шириной спектра полезного сигнала (с шириной полосы пропускания приемника) подавляемой РЛС, а прицельные по доплеровскому приращению частоты отраженного сигнала – с шириной полосы пропускания узкополосного фильтра системы АС по скорости. *Заградительные* радиопомехи имеют ширину спектра, существенно (в 10 раз и более) превышающую полосу пропускания подавляемого канала РЛС.

*Скользящая* по частоте помеха по характеру воздействия может изменяться от маскирующей до имитирующей. Это помеха, средняя частота

которой изменяется в заданном диапазоне с установленной скоростью перестройки, сочетает прицельный и заградительный режим работы станций помех.

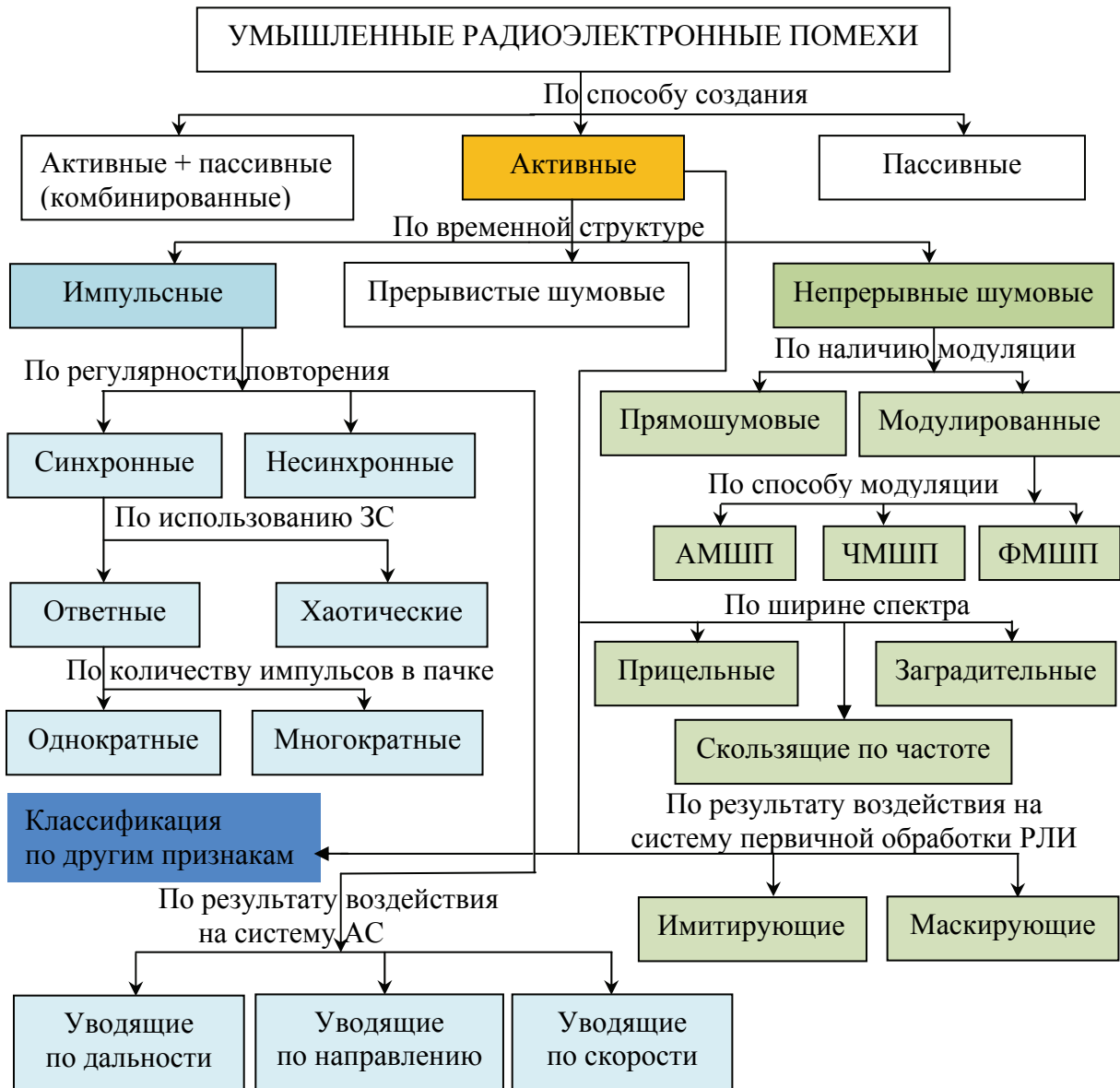


Рис. 5.1. Вариант классификации умышленных радиоэлектронных помех

**Непрерывные АШП** по наличию внешней модуляции делятся на прямошумовые помехи и помехи, модулированные шумом. *Прямошумовые помехи* (белые гауссовские шумы). Для их создания используются передатчики прямошумовых радиопомех, в которых белые гауссовские шумы первичных источников усиливаются, проходят через устройства преобразования спектра и с помощью антенной системы излучаются

в пространство. Особенностью прямошумовой помехи является то, что все ее параметры – амплитуда, фаза и несущая частота – изменяются по случайным законам. Обычно у этих сигналов ширина спектра много меньше значения несущей частоты, в связи с чем их часто называют квазигармоническими шумами. *Модулированные АШП* принято разделять по виду модулируемого параметра несущего колебания на амплитудно-модулированные шумовые помехи (АМШП), фазомодулированные шумовые помехи (ФМШП) и частотно-модулированные шумовые помехи (ЧМШП). Реально в СВЧ-приборах не удастся в полной мере реализовать модуляцию только по одному из указанных параметров и поэтому на практике имеет место комбинированная модуляция, например АМ – ФМ, ФМ – ЧМ и т. д. Название помех принято определять тем видом модуляции, который преобладает в данном передатчике.

В передатчике АМШП высокочастотное синусоидальное колебание модулируется виде шумами по амплитуде. Спектр АМШП содержит регулярную составляющую на несущей частоте и боковые полосы, отображающие спектр модулирующих шумов. Маскирующий эффект при подавлении РЛС, работающей в режиме обзора, создают преимущественно боковые составляющие спектра. Поэтому при создании АМШП стремятся перераспределить мощность помехи в пользу мощности боковых составляющих спектра помехового сигнала.

ФМШП представляют собой высокочастотные колебания, мгновенное значение начальной фазы которых изменяется во времени по закону изменения напряжения модулирующего шума. Важнейшими преимуществами ФМШП по сравнению с АМШП являются отсутствие (при достаточно глубокой модуляции) в ее спектре ярко выраженного несущего колебания и возможность простым изменением коэффициента усиления модулятора в весьма широких пределах (десятки-сотни мегагерц) менять ширину спектра помехового сигнала без расширения спектра модулирующего шума.

ЧМШП представляют собой непрерывные колебания, у которых текущее значение частоты меняется по закону модулирующих шумов. Преимущество ЧМШП относительно АМШП состоит в том, что изменением напряжения модулирующих шумов можно в широких пределах изменять ширину спектра выходного сигнала, ставя передатчик помех в режим создания прицельных или заградительных по частоте помех. Кроме того, при достаточно глубокой модуляции, когда ширина спектра помехового сигнала хотя бы в 2–3 раза превосходит ширину спектра модулирующих шумов, в получаемом сигнале практически отсутствует несущее колебание и, следовательно, вся мощность автогенератора используется для создания маскирующего эффекта на экране подавляемой РЛС.

Для создания заградительных по частоте помех применяют преимущественно ЧМШП, у которых ширина спектра много больше полосы про-

пускания приемника. При выполнении этого условия частотно-модулированные колебания в приемнике превращаются в амплитудно-модулированные, а точнее – в импульсы, случайные по времени появления и амплитуде.

*Воздействие АШП.* При достаточно большом динамическом диапазоне приемника шумовые колебания создают эффект, аналогичный резкому увеличению внутреннего шума, что затрудняет обнаружение и измерение параметров РЛ сигнала. Очень мощные АШП, как и взаимные, могут воздействовать по побочным каналам приема. Если динамический диапазон приемника недостаточен и имеет место амплитудное ограничение сигнала (особенно в последних каскадах УПЧ), то отношение сигнал/помеха еще более ухудшается. По мере увеличения интенсивности помех может произойти полное подавление сигнала. Поэтому воздействие маскирующей АШП при малом динамическом диапазоне приемника особенно опасно. Однако даже и при очень большом динамическом диапазоне приемника воздействие помехи может значительно ухудшить или полностью помешать обнаружению или сопровождению цели.

Наиболее сильное маскирующее воздействие оказывает прямошумовая АП, полученная в результате усиления шумов резисторов, полупроводниковых, электронных или газоразрядных приборов. Модулированная шумом помеха не полностью эквивалентна внутреннему шуму приемника. У шума с равномерным спектром мгновенные значения напряжения через интервал порядка  $1/\Delta f$  (где  $\Delta f$  – полоса частот) практически не коррелированы. Для модулированной шумом помехи некоррелированными будут значения, разделенные интервалом  $1/\Delta F_{\text{мод}}$ , где  $\Delta F_{\text{мод}}$  – ширина спектра модулирующих колебаний. Это явление имеет принципиальное значение для корреляционных угломерно-разностно-дальномерных систем пассивной локализации, так как модулированная помеха по сравнению с прямошумовой может иметь несколько пиков функции взаимной корреляции на интервале наблюдения.

Передатчики помех, как прямошумовых, так и модулированных шумом, могут дополнительно перестраиваться по частоте. Получаемая при этом скользящая помеха является явно нестационарным случайным процессом. Ее воздействие на РЛС может носить как маскирующий, так и имитирующий характер.

Импульсные АП (рис. 5.1) в зависимости от регулярности повторения во времени могут быть синхронными (период повторения помех соответствует периоду повторения ЗС) и несинхронными. Постановка импульсных помех может вестись в целях имитации ложных целей, а также маскировки района боевых действий и структуры ударной группировки. В качестве импульсной помехи может использоваться принятый, условный или излученный бортовой станцией помех сигнал, приближающийся по

основным параметрам к ЗС РЛС. Такие помехи называются ответно-импульсными (ОИП). За счет значительной мощности ОИП возможен ее прием по боковым лепесткам ДНА РЛС. При этом эффективность ОИП значительно повышается.

Ответные помехи могут быть однократными, когда на каждый ЗС РЛС излучается один ответный импульс, и многократными, когда на каждый ЗС РЛС передатчик помех излучает серию ответных сигналов. В последнем случае, если выполняется условие  $t_{3 \max} > T_{\Pi} - D_{\text{ИП}} / c$ , на ИКО обзорной РЛС, наряду с отстающей помехой, появляются импульсы опережающей помехи. Здесь  $t_{3 \max}$  – максимальное время запаздывания момента излучения импульса ответной помехи относительно времени приема источником помех ЗС РЛС;  $T_{\Pi}$  – период повторения ЗС;  $D_{\text{ИП}}$  – дальность до ИП;  $c$  – скорость света.

Для эффективного подавления системы АС по дальности (АСД) РЛС сопровождения необходимо, чтобы период повторения размноженного сигнала был соизмерим со значением разрешающей способности этой РЛС по дальности, что требует большой мощности помехи. Помеха с размножением может вывести из строя измеритель дальности только тогда, когда сигнал помехи в каждом периоде повторения ЗС появляется на различном, но достаточно малом по сравнению с разрешающей способностью времени запаздывания относительно сигнала цели. В этом случае помеха будет проходить на выход временного дискриминатора и при достаточной ее эффективности либо подавит сигнал от цели с помощью автоматической регулировки усиления (АРУ), либо из-за перемещений сигнала помехи по дальности приведет к «раскачиванию» следящей системы и срыву сопровождения. Если же один из размноженных ответных сигналов постоянно совпадает с сигналом от цели, то он увеличивает точность измерения, внося, возможно, некоторую систематическую ошибку при неточном совпадении сигналов станции помех и отраженных от цели.

Аналогичные рассуждения можно привести по отношению к измерителю скорости и размноженным по доплеровской частоте ОИП.

**Помехи, уводящие по дальности.** Имитируют ложную цель, летящую со скоростью, отличающейся от реальной скорости источника АП, и находящуюся на расстоянии от РЛС, на котором цели нет.

Если на входе приемника РЛС мощность помехи много больше мощности сигнала, то система АСД переходит в режим сопровождения помехи при разумно выбранной скорости изменения ее времени запаздывания. Объясняется это тем, что сигнал рассогласования на выходе временного дискриминатора, обусловленный действием помехи, будет преобладать над сигналом рассогласования за счет воздействия сигнала, отраженного от цели. При этом как дальность до цели, так и скорость сближения с ней измеряются с существенными ошибками. Для нарушения

работы системы АСД режим работы станции помех, уводящих по дальности, наряду с циклом увода, включает интервал «молчания», т. е. выключенного состояния станции помех. После выключения станции помех на выход приемника РЛС перестает поступать как полезный, так и помеховый сигнал (из-за их выхода за пределы строба сопровождения). Через время, равное памяти автомата захвата, система АСД перейдет в режим поиска и через некоторое время цель вновь будет взята на АС. Влияние уводящей по дальности помехи не ограничивается каналом АСД. За время памяти и поиска система АС по угловым координатам, не получая информации о движении цели, может потерять цель за счет выхода ее за пределы ДНА РЛС. В этом и заключается главный смысл создания данного вида помехи.

**Помехи, уводящие по скорости (по частоте Доплера).** Создаются в конечном итоге для нарушения работы системы АС по угловым координатам. Здесь существует полная аналогия с созданием помех, уводящих по дальности. Сущность процессов, происходящих в станции уводящих по частоте помех, сводится к ретрансляции сигнала подавляемой РЛС с изменяющимся во времени смещением его по частоте по определенному (линейному или параболическому) закону. Величина увода по доплеровской частоте может составлять, например, 20 кГц за 5 с, что эквивалентно ускорению ложной цели с перегрузкой 5g. В процессе увода системы АС по скорости следящий угломер сопровождает ИП без ошибок. После выключения станции помех начинается процесс поиска сигнала по частоте, в течение которого система АС по направлению (АСН) отключена. Цель не сопровождается, благодаря чему появляется ошибка сопровождения цели по угловым координатам, что является основным эффектом создания уводящих помех. Увод по дальности и скорости может использоваться как по отдельности, так и совместно. В последнем случае законы увода по дальности и скорости могут быть как независимыми, так и функционально связанными.

**Перенацеливающие помехи.** С помощью этих помех обеспечивается перевод РЛС с сопровождения цели на сопровождение облака диполей или на земную поверхность за счет облучения последними сигналами станции помех, установленной на защищаемом самолете. При этом перенацеливание возможно при выполнении ряда условий. *Во-первых*, необходимо, чтобы в момент перенацеливания защищаемый самолет и объект, на который осуществляется перенацеливание, находились в пределах основного лепестка ДНА подавляемой РЛС. *Во-вторых*, в начале перенацеливания следует обеспечить попадание сигналов, отраженных от облака диполей или участка земной поверхности, в строб скорости. *В третьих*, должно быть выполнено условие превышения переотраженного сигнала помехи над сигналом цели. Отличием перенацеливающих помех от просто уводящих по скорости является то обстоятельство, что после увода перенацеливающие помехи не выключаются.



**РЛ ловушки.** Обеспечивают перенацеливание систем АС РЛС с истинной цели на ложную. Для этого ЭПР ловушки должна существенно превышать ЭПР истинной цели, что обеспечивается использованием пассивных направленных переизлучателей электромагнитной энергии и активных усилителей-ретрансляторов. Применение РЛ ловушки будет эффективным, если в начальный момент времени после ее пуска прикрываемый самолет и ловушка не разрешены по угловым координатам, дальности и скорости. Скорость удаления ловушки от самолета должна быть такой, чтобы обеспечивался увод следящих стробов систем АСД и скорости на ловушку [5, 18, 21].

Следует подчеркнуть, что помимо рассмотренных выше преднамеренных существуют и непреднамеренные импульсные помехи, к которым относятся взаимные помехи близко расположенных РЛС, а также помехи от различной излучающей аппаратуры близкого диапазона длин волн.

В целом, при анализе возможностей средств РЭБ по подавлению РЛ систем различными видами помех важно иметь в виду, что нападающая сторона стремится к совместному использованию маскирующих и имитирующих помех, так как это повышает ее выигрыш относительно защищаемой стороны по сравнению со случаем раздельного во времени применения этих помех.

Итак, обсудив пример создания радиопомех, видим, что подавление РЛС и РЛК средствами РЭБ существенно снижает эффективность функционирования РЛ систем. Следовательно, необходимо принимать соответствующие меры помехозащиты, которые препятствовали бы эффективно-му воздействию радиопомех на РЛС и РЛК той или иной РЛ системы.

## **5.2. Методы повышения защищенности РЛС от активных шумовых помех**

Защита РЛ систем от помех обеспечивается проведением комплекса мероприятий технического и организационного характера, предусматривающего применение РЛС различного диапазона волн, выбор способов их размещения в элементах боевого порядка для создания РЛП с требуемыми параметрами, выбор оптимальных параметров антенных систем РЛС и способов обзора пространства, использование в конкретных РЛС соответствующих видов ЗС, а также алгоритмов и устройств помехозащиты. *Защита от помех* включает обеспечение помехоустойчивости и скрытности РЛ системы. *Помехоустойчивость* характеризует способность РЛ системы сохранять основные показатели качества (боевые возможности) на заданном уровне в условиях воздействия на ее основные компоненты есте-

ственных и организованных радиопомех. *Скрытность* РЛ системы отражает ее способность противостоять действиям радиоразведки по выявлению параметров ЗС РЛС и РЛК и тем самым затруднять эффективное их подавление преднамеренными помехами. Поскольку основным элементом любой РЛ системы являются РЛС и РЛК, постольку основные проблемы помехозащищенности этой системы сведем к проблемам индивидуальной помехозащиты основных типов СРЛ.

К настоящему времени известно значительное число способов борьбы с отдельными группами и видами помех. Каждый из этих способов основан на том или ином *различии* параметров и той или иной закономерности изменения во времени и пространстве полезных сигналов и помех, что и обеспечивает селекцию сигналов на фоне помех. Однако практическая их реализация во многом определяется уровнем теоретических разработок в области алгоритмов эффективной помехозащиты, технологическими возможностями промышленного изготовления соответствующих устройств, комплексом организационно-технических мероприятий РЛ системы и зависит от возможностей средств РЭБ [4, 14, 17].

Перейдем к анализу защищенности РЛС от АШП.

### 5.2.1. Анализ защищенности РЛС от активных шумовых помех

Как отмечалось выше, воздействие АШП на приемный тракт РЛС приводит к существенному снижению ее боевых возможностей, в первую очередь – максимальной дальности и максимальной высоты обнаружения целей. При этом оценка потерь в дальности обнаружения обычно производится аналитическим методом на основе анализа уравнения противорадиолокации. Для вывода этого уравнения обратимся к соотношению (4.5), определяющему мощность отраженного сигнала у приемной антенны РЛС. Отнеся изменения  $G_{\text{п}}$ ,  $\sigma_{\text{ц}}$ ,  $A_{\text{эф.пр}}$  за время наблюдения к изменениям мощности  $P_{\text{изл}} = P(t)$  и интегрируя (4.5) по времени, определим энергию сигнала на входе приемной антенны:

$$\mathcal{E}_{\text{пр}} = \mathcal{E}_{\text{изл}} G_{\text{п}} A_{\text{эф.пр}} \sigma_{\text{ц}} / (4\pi)^2 D^4, \quad (5.1)$$

где  $\mathcal{E}_{\text{пр}}$  – энергия эхосигнала на входе приемной антенны;  $\mathcal{E}_{\text{изл}}$  – энергия ЗС.

Для случая равномерного кругового обзора по азимуту  $\beta$  выражение (5.1) на границе ЗО РЛС в отсутствие внешних помех представляет собой некоторое тело вращения:

$$\mathcal{E}_{\text{пр}}(\beta, \varepsilon) = \mathcal{E}_{\text{пр}} \sqrt{E_{\text{п}}(\varepsilon) E_{\text{пр}}(\varepsilon)} = \frac{\mathcal{E}_{\text{изл}} G_{\text{п}} A_{\text{эф.пр}} \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^2 D^4} \sqrt{E_{\text{п}}(\varepsilon) E_{\text{пр}}(\varepsilon)} = \mathcal{E}_{\text{пр}}(\varepsilon).$$

Здесь  $E_n(\varepsilon)$ ,  $E_{пр}(\varepsilon)$  – нормированные ДН передающей и приемной антенн РЛС по углу места;  $D$  – дальность обнаружения цели при  $\sqrt{E_n(\varepsilon)E_{пр}(\varepsilon)}=1$ .

В данном случае множитель  $\sqrt{E_n(\varepsilon)E_{пр}(\varepsilon)} \leq 1$  описывает форму ЗО РЛС в угломестной плоскости при равномерном обзоре по азимуту  $\beta$ . В случае использования одной приемопередающей антенны он переходит в ДНА РЛС  $E_n(\varepsilon)$ . В результате имеем

$$\Theta_{пр}(\varepsilon) = \frac{\Theta_{изл} G_n A_{эф.пр} \sigma_{ц}}{(4\pi)^2 D^4(\beta, \varepsilon)} E_n(\varepsilon). \quad (5.2)$$

Воздействие АШП на РЛС эквивалентно увеличению спектральной плотности мощности внутреннего шума приемника  $N_0$  на величину, равную спектральной плотности мощности маскирующей помехи  $N_{пвх}$ . Поэтому при достаточном динамическом диапазоне приемника условие обнаружения цели на фоне стационарной АШП типа белого шума имеет следующий вид:

$$\Theta_{пр}(\varepsilon) \geq v(N_0 + N_{пвх}(\beta_{п}, \varepsilon_{п})), \quad (5.3)$$

где  $v = \sqrt{q^2}$  – коэффициент различимости сигнала на фоне внутреннего шума и остатков компенсации активных помех;  $\beta_{п}$ ,  $\varepsilon_{п}$  – угловые координаты ИП.

Если на входе приемника воздействуют колебания от  $n$  ИП, то

$$N_{пвх}(\beta_{п}, \varepsilon_{п}) = \sum_{i=1}^n \frac{P_i G_i F_i^2(\beta_{л}, \varepsilon_{л}) A E_n^2(\beta - \beta_i) E_n^2(\varepsilon_i)}{4\pi D_{ипi}^2 \Delta f_i} \gamma_i \alpha_i. \quad (5.4)$$

Здесь  $P_i$ ,  $\Delta f_i$ ,  $G_i$ ,  $E_i(\beta_{п}, \varepsilon_{п})$  – параметры излучения  $i$ -го ИП: мощность излучения на выходе антенны, ширина энергетического спектра АШП, коэффициент усиления антенны передатчика ИП и соответственно значение ее нормированной ДН в направлении на РЛС;  $F_n(\beta - \beta_i)$ ,  $F_n(\varepsilon_i)$  – нормированная ДН приемной антенны РЛС (антенны РЛС на прием) в направлении на  $i$ -й ИП с координатами  $\beta_i$ ,  $\varepsilon_i$ ;  $D_{ипi}$  – расстояние от РЛС до  $i$ -го ИП;  $\alpha_i$  – коэффициент качества помехи  $i$ -го ИП, учитывающий отличие ее временной структуры от структуры теплового (гауссова) шума  $0 \leq \alpha_i \leq 1$ ;  $\gamma_i$  – коэффициент поляризационного несовершенства помехи  $i$ -го ИП, учитывающий различие поляризации сигнала и помехи  $0 \leq \gamma_i \leq 1$ .

Заменяя неравенство (5.3) равенством и учитывая выражения (5.2) и (5.4), приходим к уравнению радиолокации в условиях помех (к уравнению противорадиолокации):

$$\begin{aligned}
 & \frac{\mathcal{E}_{\text{изл}} G_{\text{п}} A_{\text{эф.пр}} \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^2 D^4(\beta, \varepsilon)} E_{\text{л}}(\varepsilon) = \\
 & = \nu \left( N_0 + \sum_{i=1}^n \frac{P_i G_i E_i^2(\beta_{\text{л}}, \varepsilon_{\text{л}}) A_{\text{эф.пр}} E_{\text{л}}^2(\beta - \beta_i) E_{\text{л}}^2(\varepsilon_i)}{4\pi D_{\text{ипи}}^2 \Delta f_i} \gamma_i \alpha_i \right). \quad (5.5)
 \end{aligned}$$

Как следует из формулы (5.5), воздействие АП особенно интенсивно при нахождении одного или нескольких ИП в главном лепестке ДНА РЛС ( $\beta_i = \beta$ ;  $\varepsilon_i = \varepsilon$ ;  $E_{\text{л}}(\beta - \beta_i)$ ,  $E_{\text{л}}(\varepsilon_i) = E_{\text{л}}(0) = 1$ ), когда дальность обнаружения нешумящих целей может снижаться до единиц-десятков км.

Количественно изменение ЗО при воздействии АШП характеризуют, как отмечалось ранее (параграф 4.2), коэффициентом сжатия ЗО РЛС  $K_{\text{д РЛС}}(\beta) = D_{\text{ц0}} / D_{\text{цп}}$  и шириной сектора эффективного подавления  $\Delta\varphi_{\text{эф}}$  (рис. 5.2). Сектор эффективного подавления представляет собой диапазон угловых координат (телесный угол) ЗО, в пределах которого ИП обеспечивает полное самоприкрытие и маскировку целей. Ширина сектора зависит от мощности помехи, энергетического потенциала РЛС, ширины ДН приемной антенны РЛС, а также от наличия и эффективности соответствующих средств защиты.

С учетом выражений (5.2) и (5.5) коэффициент сжатия для изодальностного участка ЗО имеет вид:

$$K_{\text{д РЛС}}(\beta) = \left( 1 + \frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^n \frac{P_i G_i E_i^2(\beta_{\text{л}}, \varepsilon_{\text{л}}) A_{\text{эф.пр}} E_{\text{л}}^2(\beta - \beta_i) F_{\text{л}}^2(\varepsilon_i)}{\Delta f_i 4\pi D_{\text{ипи}}^2} \alpha_i \gamma_i \right)^{1/4}. \quad (5.6)$$

В режиме самоприкрытия дальность обнаружения  $D_{\text{обн}}(\beta, \varepsilon)$   $i$ -го источника (дальность самоприкрытия  $D_{\text{си}}$ ) определяется расстоянием до него:  $D_{\text{ипи}} = D_{\text{си}} = D_{\text{обн}}(\beta = \beta_i; \varepsilon = \varepsilon_i)$ , при котором выражение (5.5) обращается в тождество. Если пренебречь внутренним шумом, то из формулы (5.5) получим

$$D_{\text{си}} = \sqrt{\frac{\mathcal{E}_{\text{изл}} G_{\text{п}} \sigma_{\text{ц}} \Delta f_i E_{\text{л}}^2(\varepsilon_i)}{4\pi \nu P_i G_i E_i^2(\beta_{\text{л}}, \varepsilon_{\text{л}}) \alpha_i \gamma_i}}. \quad (5.7)$$

Используя выражение (5.7), уравнение (5.6) приведем к виду:

$$K_{\text{д РЛС}}(\beta) = \left( 1 + \sum_{i=1}^n \left( \frac{D_0}{D_{\text{ипи}}} \right)^2 \left( \frac{D_0}{D_{\text{си}}} \right)^2 E_{\text{л}}^2(\beta - \beta_i) E_{\text{л}}^4(\varepsilon_i) \right)^{1/4}, \quad (5.8)$$

где  $D_0$  – максимальная дальность обнаружения на изодальностном участке ( $E(\varepsilon) = 1$ ) при отсутствии АШП.

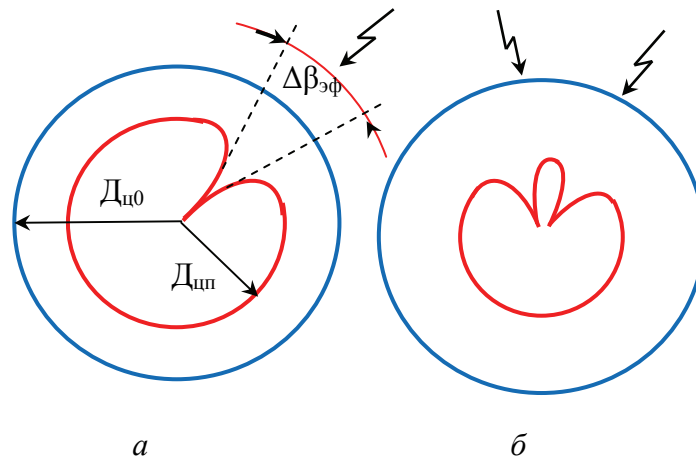


Рис. 5.2. Изменение ЗО РЛС при воздействии одного (а) и двух (б) ИП

Из соотношений (5.6) и (5.8) следует, что если в РЛС не предусмотрены специальные меры защиты от АШП, ее ЗО может настолько сжаться, что она будет не в состоянии выполнять свои задачи. В то же время анализ этих соотношений позволяет выявить основные методы защиты РЛС от АШП.

### 5.2.2. Методы и устройства защиты РЛС от активных шумовых помех

Анализ уравнений (5.5)–(5.8) показывает, что повышение индивидуальной защищенности РЛС от АШП может достигаться организационными и техническими методами.

#### 5.2.2.1. Методы организационного характера

Предусматривают комплекс согласованных по целям, средствам, времени и пространству организационно-тактических мероприятий по управлению ресурсом помехозащиты отдельной РЛС, СРЛ той или иной радиотехнической группировки или всей РЛ системы в интересах предотвращения или максимального ослабления воздействия на основные параметры ЗО РЛС или совокупного РЛП внешних АП. Эти методы включают:

- создание многодиапазонного РЛП (весогабаритные ограничения в отношении бортовой аппаратуры сопровождаются уменьшением мощности передатчиков помех  $P_i$ , а переход к заградительной помехе вызывает увеличение диапазона частот излучения  $\Delta f$ );
- создание скрытного РЛП за счет РЛС, включаемых на излучение только в особый период;

- создание ложных позиций с работающими на излучение передающими устройствами в РЛ диапазоне волн;
- повышение плотности размещения РЛС. В соответствии с уравнением (5.1) эта мера вызывает уменьшение коэффициентов  $G_i$ ,  $F_i$  ( $\beta_{л}$ ;  $\epsilon_{л}$ ), обусловленное ограничением возможностей средств РЭБ по созданию прицельно направленных помех;
- первоочередное уничтожение ИП, что приводит к увеличению минимальной дальности  $D_{ипi}$  за счет их выхода из боевых порядков ударной группы и перехода к излучению помех из зон барражирования;
- подавление помехами средств радиотехнической разведки противника на наиболее помехоопасных направлениях;
- применение многопозиционной (МП) радиолокации, способствующей увеличению  $\sigma_{ц}$ , особенно тех из них, которые разработаны на основе технологии снижения РЛ заметности ВО.

Все существующее к настоящему времени **разнообразие технических методов** защиты, с определенной степенью условности, можно разделить на три большие группы: а) группа методов, способствующих повышению отношения сигнал/помеха за счет управления основными параметрами антенны РЛС, оптимального выбора параметров и вида ЗС, а также за счет оптимизации процедур согласованной обработки в приемном тракте РЛС (методы уменьшения мощности помеховых сигналов в приемных трактах РЛС без их когерентной или некогерентной компенсации); б) группа методов, обеспечивающих повышение отношения сигнал/помеха на выходе приемного тракта РЛС за счет когерентной и некогерентной компенсации помех в устройствах пространственно-временной обработки сигналов; в) группа методов, предусматривающих пеленгацию ИП в случае, когда обнаружение прикрываемых ими нешумящих целей невозможно. Рассмотрим перечисленные методы помехозащиты более подробно.

#### 5.2.2.2. Методы, способствующие снижению мощности помеховых сигналов в приемных трактах РЛС

К этой группе относятся методы, предусматривающие:

- «силовую» борьбу с помехой за счет увеличения энергетического потенциала РЛС;
- пространственную селекцию ЭС от целей на фоне помех за счет оптимизации параметров приемной антенны;
- использование поляризационного ( $\gamma$ ), частотного и временного «несовершенства» ( $\alpha$ ) отдельных видов помех;
- расширение динамического диапазона приемных устройств.

**Метод «силовой» борьбы** обеспечивает снижение коэффициента сжатия  $K_{д\text{ РЛС}}$  и сектора эффективного подавления  $\Delta\varphi_{эф}$  за счет увеличения

дальности  $D_{ci}$ . Сюда же можно отнести уменьшение требуемого значения коэффициента различимости  $\nu = 0,5L\sqrt{q_{\text{пор}}^2}$ , где  $L$  – коэффициент потерь в реальном тракте обработки ЭС,  $L \geq 1$ ;  $q_{\text{пор}}^2$  – пороговое значение отношения сигнал/шум,  $q_{\text{пор}}^2 = 2\mathcal{E}_{\text{пр}}/N_0$ . Коэффициент  $L$  уменьшается при оптимизации обработки в приемном устройстве. Параметр  $q_{\text{пор}}^2$  может быть уменьшен при переходе к многочастотным, широкополосным или сверхширокополосным ЗС, а также при выборе рационального значения времени облучения цели  $t_{\text{обл}}$  (ширины пачки отраженных от цели импульсов за счет управления скоростью обзора).

Метод «силовой» борьбы направлен на повышение отношения сигнал/помеха на выходе приемного устройства и, следовательно, на увеличение дальности обнаружения цели в шумовых помехах за счет увеличения энергии зондирующего сигнала  $\mathcal{E}_и = P_и \tau_и M_п$  и повышения ее концентрации в пространстве (увеличения коэффициента усиления антенны на излучение  $G_п$ ). Здесь  $M_п$  – число импульсов в пачке отраженного от цели сигнала. Рассматриваемый метод не преследует цели ослабления помехи на входе приемного устройства или в трактах обработки за счет ее подавления в устройствах защиты.

Если увеличение импульсной мощности  $P_и$  и длительности импульса  $\tau_и$  встречает одинаковые затруднения в РЛС любого назначения, то пределы увеличения коэффициента усиления антенны  $G_п$  и числа импульсов в пачке  $M_п$  особенно ограничены в обзорных РЛС, где стремление к увеличению  $G_п$  и  $M_п$  вступает в противоречие с требованием обеспечения необходимого темпа обзора пространства. Поэтому высокая эффективность метода может быть достигнута лишь в специализированных РЛС, предназначенных для ведения «силовой» борьбы и анализа состава прикрытых помехами целей. Эти РЛС не ведут обзор пространства, а работают по целеуказанию от обзорных РЛС, имеют узкий луч и могут зондировать заданное направление длительное время. Это, однако, не означает, что в обзорных РЛС следует отказаться от повышения энергетического потенциала. Если увеличение энергетического потенциала до технически возможных пределов и не позволит обнаруживать на больших дальностях сами ИП, то оно приведет к увеличению дальности обнаружения нешумящих целей вне секторов эффективного подавления.

В обзорных РЛС перспективным с точки зрения повышения их защищенности от АШП является отказ от равномерного обзора пространства и переход к адаптивному обзору, при котором распределение энергии по направлениям (время зондирования отдельных направлений) определяется на основе сложившейся в ЗО РЛС воздушной и помеховой обстановки.

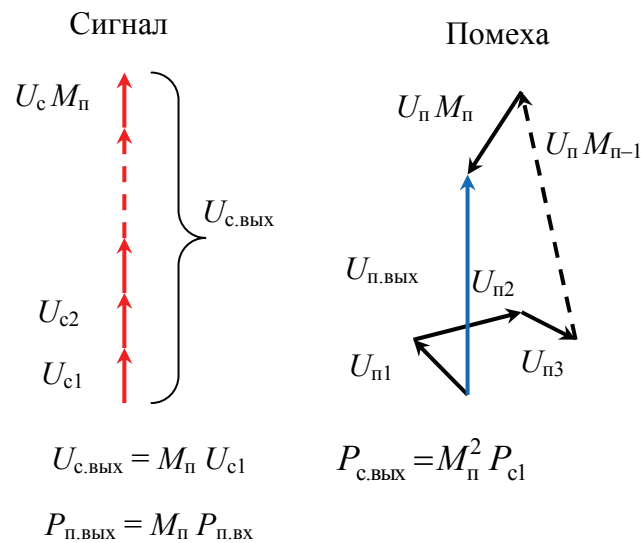


Рис. 5.3. Графики, поясняющие принцип когерентного накопления пачки ЭС

Следует иметь в виду, что повышение энергетического потенциала за счет увеличения числа импульсов в пачке будет иметь место лишь в том случае, когда при обработке производится накопление импульсов в пачке. Накопление может быть когерентным и некогерентным. При когерентном накоплении импульсы пачки складываются в фазе (рис. 5.3), в результате чего амплитуда сигнала на выходе накопителя возрастает в  $M_{\Pi}$  раз (при одинаковой амплитуде всех импульсов пачки), мощность – в  $M_{\Pi}^2$  раз. Шумовые выбросы при этом складываются со случайными амплитудами и фазами, в результате чего мощность помехи на выходе накопителя возрастает в  $M_{\Pi}$  раз и отношение сигнал/помеха по мощности возрастает в  $M_{\Pi}$  раз.

Некогерентное накопление производится после амплитудного детектора, когда информация о начальной фазе сигналов и шумовых выбросов нарушена, а сигналы и помеховые выбросы представляют собой импульсы одинаковой полярности. Увеличение отношения сигнал/помеха на выходе некогерентного накопителя происходит вследствие того, что импульсы пачки появляются регулярно и имеют более или менее постоянную амплитуду, в то время как амплитуда шумовых выбросов имеет случайный характер. В результате некогерентного накопления импульсов пачки отношение сигнал/шум по мощности возрастает не в  $M_{\Pi}$  раз, как при когерентном накоплении, а только в  $\sqrt{M_{\Pi}}$  раз. В РЛС с эквивалентной когерентностью применяется некогерентное накопление пачки на экране ИКО с послесвечением или с помощью рециркуляторов (рис. 5.4), схем логической обработки пачки  $k$  импульсов из  $m$  и т. д.



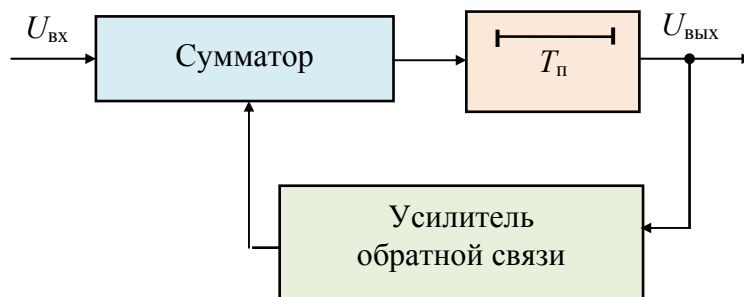


Рис. 5.4. Структурная схема рециркулятора

Когерентное накопление пачки ЭС применяют в современных РЛС с истинной когерентностью. Накопление производится в каждом кольце дальности в  $M$  параллельных скоростных (доплеровских) фильтрах.

**Улучшение пространственной селекции** является важнейшим способом защиты РЛС от АП всех видов. Оно достигается за счет сужения главного лепестка и уменьшения уровня боковых лепестков ДНА до уровня 25 дБ и ниже относительно максимума основного лепестка нормированной ДН, в результате чего обеспечивается сужение сектора эффективного подавления и уменьшение коэффициента сжатия ЗО РЛС.

**Использование «несовершенства» помехи.** Под «совершенной» помехой понимают помеху с равномерным распределением мощности по спектру в широком диапазоне частот, хаотической поляризацией и временной структурой типа внутреннего шума приемника. Отступление от любого из этих условий является «несовершенством» помехи, которое можно использовать для защиты от нее РЛС.

Одним из видов «несовершенных» помех является прицельная по частоте помеха, мощность которой сосредоточена в сравнительно узкой полосе частот  $\Delta f_{\text{п}}$  (в 2–5 раз превышающей ширину полосы пропускания приемника РЛС). Такая концентрация мощности позволяет при ограниченной средней мощности передатчика помех повысить спектральную плотность помехи  $N_{\text{п}} = P_{\text{п}} / \Delta f_{\text{п}}$ . Способом защиты РЛС от прицельной помехи является перестройка частоты, особенно непрерывная (от импульса к импульсу). В этом случае противник либо вынужден переходить к теоретически более «совершенной», но энергетически менее выгодной заградительной помехе, либо же достаточно часто выключать передатчик прицельной помехи, чтобы произвести разведку новой частоты РЛС, что позволит во время пауз обнаруживать ИП. Практически у заградительной помехи также имеет место «несовершенство», заключающееся в том, что ее спектральная плотность не является одинаковой по всей ширине спектра. В этом случае перестройка РЛС по несущей частоте позволяет отыскать участки в спектре помехи с малой спектральной плотностью. Переходу к заградительной или

скользящей по частоте помехе противника вынуждает использование разных частот в угломестных каналах РЛС и применение многочастотных, широкополосных и сверхширокополосных ЗС.

Поляризационное несовершенство помехи позволяет повысить отношение сигнал/помеха на входе приемного устройства за счет совпадения поляризационных параметров сигнала с поляризационными свойствами антенны РЛС и частичного несовпадения ее поляризации с поляризационными параметрами помехи.

#### ***Расширение динамического диапазона приемного устройства.***

При работе в помехах нередко наблюдаются случаи, когда отношение удвоенной энергии принятого сигнала к спектральной плотности мощности помехи  $2Э_{пр} / ((N_0 + N_{п}) L)$  заметно больше единицы, а цель на фоне такой помехи не обнаруживается. Причиной этому является ограниченный динамический диапазон приемно-индикаторного тракта РЛС.

Диапазон изменения амплитуды входных сигналов, при которых в приемнике еще не происходит ограничение, называется динамическим диапазоном приемника. Динамический диапазон (дБ) определяется соотношением

$$D_d = 20 \lg \frac{|U_{\text{вх. max}}|}{|U_{\text{вх. min}}|} = 20 \lg \frac{|U_{\text{вх. max}}|}{|\sqrt{2}\sigma_{\text{м.вх}}|},$$

где  $U_{\text{вх. max}}$  – максимальная амплитуда входного сигнала;  $\sigma_{\text{м.вх}}$  – среднеквадратическое значение собственных шумов на входе приемного устройства (в пределах его полосы пропускания).

Динамический диапазон приемно-индикаторных трактов РЛС, если не приняты меры по его расширению, оказывается небольшим, всего 8–14 дБ, причем для отдельных элементов тракта он имеет следующие значения: усилитель высокой частоты – 60–70 дБ, усилитель промежуточной частоты (УПЧ) – 20–30 дБ, видеоусилитель – 10–20 дБ, ИКО – 8–14 дБ, т. е. наименьший динамический диапазон имеют выходные элементы тракта. Расширение динамического диапазона приемных устройств достигают тремя методами: а) созданием приемников с логарифмическими амплитудными характеристиками (ЛАХ); б) применением в приемниках шумовой автоматической регулировки усиления (ШАРУ); в) применением ограничения сигналов в широкополосном тракте приемника (до согласованного фильтра). Для получения ЛАХ приемника параллельно колебательным контурам каскадов УПЧ включают нелинейные резисторы, сопротивление которых зависит от амплитуды колебаний в контуре. При соответствующем подборе характеристик нелинейных резисторов в каскадах УПЧ можно получить логарифмическую амплитудную характеристику приемника (рис. 5.5), что обеспечивает расширение его динамического диапазона.

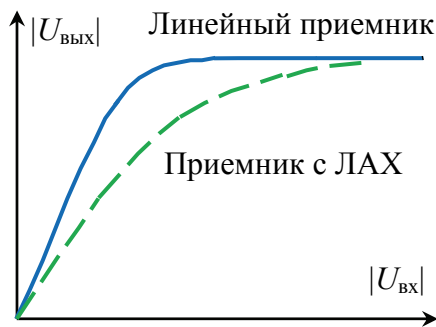


Рис. 5.5. Амплитудные характеристики линейного приемника и приемника с ЛАХ

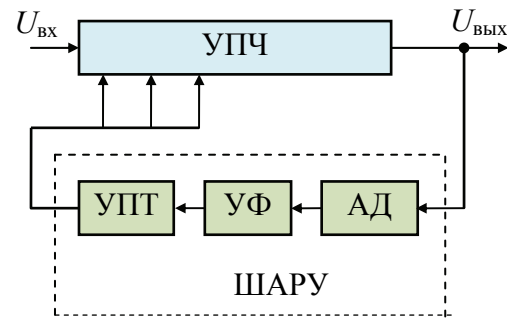


Рис. 5.6. Структурная схема ШАРУ

Эффективной мерой расширения динамического диапазона является также введение автоматической регулировки среднего уровня шума на выходе УПЧ приемника (введение ШАРУ) – рис. 5.6.

Схема ШАРУ представляет собой статическую систему автоматического регулирования коэффициента усиления УПЧ. Продетектированный амплитудным детектором (АД) выходной шум УПЧ сглаживается узкополосным фильтром (УФ), благодаря чему на выходе фильтра выделяется напряжение, пропорциональное среднему уровню шума. Это напряжение усиливается в усилителе постоянного тока (УПТ) и подается на первые 2–3 каскада УПЧ для регулирования их коэффициента усиления. Чем больше уровень помехи на входе УПЧ, тем больше величина регулирующего напряжения на выходе схемы ШАРУ и тем меньше коэффициент усиления УПЧ. Чтобы реагировать на изменения уровня помехи, которые возникают вследствие ведения обзора пространства, схема ШАРУ должна быть достаточно быстродействующей, что обеспечивается выбором постоянной времени сглаживающего фильтра. Быстродействие, однако, не должно быть очень высоким, чтобы схема не срабатывала по полезному сигналу и не ухудшала отношения сигнал/помеха.

Динамический диапазон приемно-индикаторного тракта при введении схемы ШАРУ или применении УПЧ с ЛАХ расширяется до 50–60 дБ. При этом следует иметь в виду, что применение схемы ШАРУ и УПЧ с ЛАХ не приводит к улучшению отношения сигнал/помеха, а только стабилизирует шумовую помеху на выходе УПЧ на уровне, значительно меньшем уровня ограничения в последующих элементах приемно-индикаторного тракта, и тем самым способствует обнаружению сигнала в том случае, когда отношение сигнал/помеха больше единицы.

В широкополосном тракте для сжатия динамического диапазона помехи до динамического диапазона СФ и последующих элементов приемника иногда применяют ограничение.

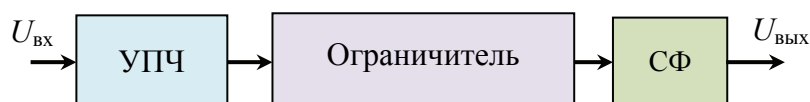


Рис. 5.7. Схема с ограничителем перед СФ

Примером реализации метода сжатия динамического диапазона помехи является схема с ограничителем перед СФ в РЛС со сложномодулированным сигналом (рис. 5.7). Ограничение помехи обеспечивает стабилизацию интенсивности помехи на таком уровне, чтобы не происходило ограничения в последующих элементах приемника, где ограничение уже недопустимо. В схеме, изображенной на рис. 5.7, сигналы и выбросы помехи на входе СФ также имеют одинаковую амплитуду, определяемую уровнем ограничения. Однако в СФ полезные сигналы сжимаются во времени и их амплитуда возрастает. Сжатия же помеховых выбросов не происходит. В результате на выходе СФ сигнал может быть выделен на фоне помехи. Ограничение входного сигнала хотя и приводит к некоторому ухудшению отношения сигнал/шум, однако достаточно простым способом стабилизирует уровень помехи на выходе СФ и предотвращает полную потерю сигнала, которая могла бы иметь место из-за возможного ограничения в последующих цепях приемника.

### 5.2.2.3. Методы когерентной компенсации активных шумовых помех

Наряду с сужением основного лепестка ДНА и снижением фона боковых лепестков в настоящее время в РЛС применяются многочисленные методы когерентной компенсации помехи, принятой боковыми лепестками ДНА, с помощью помехи, принятой с того же направления ДН вспомогательной антенны. При этом ДН вспомогательной (дополнительной) антенны перекрывает боковые лепестки ДН основной антенны (рис. 5.8). Эти методы, называемые методами когерентной пространственной селекции, реализуют отличия сигналов и помех в направлении прихода<sup>46</sup>.

Как видно из рис. 5.8, 5.9, помеховые колебания, принятые боковыми лепестками ДН основной антенны, коррелированы с помеховыми колебаниями, принятыми вспомогательной антенной, но отличаются друг от друга интенсивностью и начальной фазой  $\Delta\varphi$ , обусловленной разностью хода  $\Delta D$ .

Здесь  $\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta D = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\beta_a - \beta_n)$ , где  $d$  – расстояние между фазовыми

<sup>46</sup> Наряду с когерентными существуют и некогерентные методы пространственной селекции. Однако в силу их низкой эффективности относительно непрерывных помех они применяются только при защите от ОИП, принятых боковыми лепестками ДНА РЛС.

центрами основной и вспомогательной антенн;  $\beta_a$  – направление максимума основной антенны;  $\beta_n$  – азимут ИП.

Для того чтобы обеспечить когерентное вычитание помехи, принятой ДН вспомогательной антенны, из помехи, принятой боковыми лепестками ДН основной антенны, необходимо предварительно обеспечить равенство этих помех по амплитуде и фазе. К настоящему времени сложились три модификации подсистем когерентной оптимальной обработки сигналов на фоне внешних точечных (локальных) активных помех: а) с компенсацией помех на выходах элементов приемной антенны за счет использования в процессе их подавления обучающих выборок помеховых сигналов; б) с компенсацией помех на выходах сформированных вспомогательных пространственных каналов с предварительной пеленгацией ИП; в) с компенсацией помех на выходах вспомогательных пространственных каналов без предварительной пеленгации ИП.

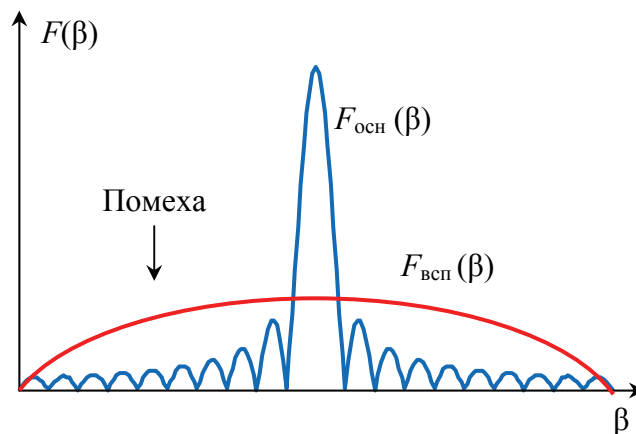


Рис. 5.8. Соотношение ДН основной и вспомогательной антенн

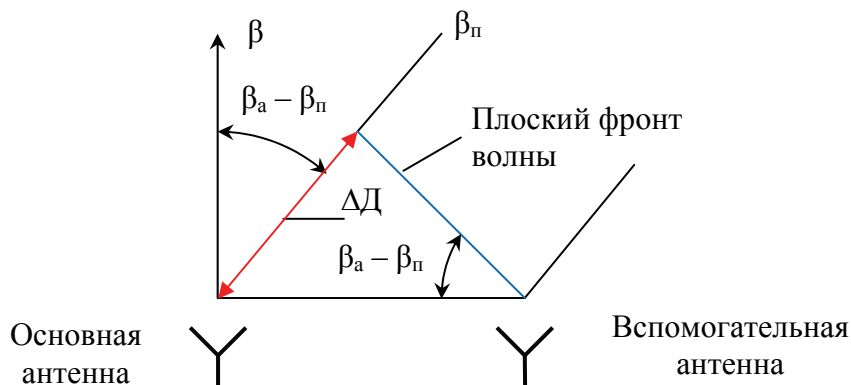


Рис. 5.9. График разности хода  $\Delta D$  РЛС

*В первом случае* в оптимальном тракте на выходах элементов приемной антенны устанавливаются многоканальные автокомпенсационные системы (так называемые пространственные адаптивные фильтры) с коэффициентами передачи, согласованными с пространственной КМП. Всю необходимую информацию о помеховой обстановке здесь получают из обучающих выборок в процессе оценки этой матрицы либо ее отдельных элементов.

*Во втором случае* подсистема оптимальной пространственной обработки содержит  $M + 1$  пространственных каналов одинаковой структуры. Один из этих каналов – «сигнальный» – имеет ДНА, ориентированную на цель. Остальные  $M$  пространственных (компенсационных) каналов служат для оптимального выделения  $M$  локальных помех на фоне внутренних шумов и имеют такие же ДН, как и «сигнальный» канал, но ориентированные каждый в направлении определенного ИП. Выходные напряжения компенсационных пространственных каналов фильтруются, а затем с определенными весами вычитаются из напряжения на выходе «сигнального» канала, что обеспечивает компенсацию всех локальных помех, попавших в «сигнальный» канал. Практическое применение такой схемы связано, как отмечалось, с предварительным определением числа, спектральной плотности мощности и угловых положений ИП.

*В третьем случае* компенсационные антенны являются остронаправленными, но их ДН занимают фиксированное положение в пространстве, перекрывая скаты и наиболее интенсивные боковые лепестки ДНА «сигнального» канала. Такой вариант построения автокомпенсационной системы повышает скорость адаптации благодаря ослаблению статистической взаимосвязи помех во вспомогательных (компенсационных) каналах от нескольких источников за счет высокой пространственной направленности (селективности) антенн этих каналов. При реализации в оптимальном варианте (при отсутствии каких-либо существенных ограничений или упрощений) потенциальная помехоустойчивость всех трех вариантов построения систем помехозащиты одинакова. Отличия обусловлены особенностями технической реализации и некоторой спецификой переходных процессов в нестационарном режиме.

Варианты адаптивной пространственной обработки сигналов рассмотрим в два этапа. *На первом этапе* затронем лишь частные принципы и эмпирические закономерности построения этих систем, уделив основное внимание: а) методам компенсации АШП на основе обучающей выборки аддитивной смеси помехи, сигнала и внутреннего шума элементов ФАР и методике упрощенного (эмпирического) синтеза автокомпенсаторов активных помех (АКП); б) методам когерентной компенсации АШП на основе предварительной пеленгации ИП; в) методам компенсации помех на выходах вспомогательных пространственных каналов без пеленгации ИП.

Здесь же проведем качественное сопоставление рассматриваемых вариантов помехозащиты. На втором (главы 8, 9 учебника), с учетом основных закономерностей статистической теории РЛ системотехники, проведем теоретический (дедуктивный) синтез наиболее общих алгоритмов помехозащиты, из которых методом последовательных ограничений и упрощений получим частные схемные решения, аналогичные полученным в процессе реализации первого этапа синтеза.

**1. Методы компенсации АШП на основе обучающих выборок аддитивной смеси помехи, сигнала и внутреннего шума элементов ФАР и методика упрощенного синтеза АКП.** Подавление помеховой составляющей осуществляется в автоматических устройствах защиты на основе корреляционного анализа входных сигналов. Примерами таких устройств являются одноканальные и многоканальные АКП. Одноканальный АКП обеспечивает подавление помехи от одного источника на 10–25 дБ, что позволяет уменьшить коэффициент сжатия ЗО РЛС в 1,7–4 раза. Возможности по помехозащите многоканальных АКП (из-за статистической взаимосвязи помех в компенсационных каналах) значительно ниже, что является их существенным недостатком.

Проведем синтез структурной схемы одноканального корреляционного АКП. С этой целью обозначим напряжение на входе основного канала (ОК) через  $U_{\text{ОК}}(t)$ , вспомогательного (компенсационного или дополнительного – ДК) – через  $U_{\text{ДК}}(t)$ , а напряжение на выходе сумматора – через  $U_{\Sigma}(t)$  – рис. 5.10. Тогда

$$U_{\Sigma}(t) = U_{\text{ОК}}(t) + \dot{K}U_{\text{ДК}}(t), \quad (5.9)$$

где  $\dot{K}$  – комплексный коэффициент передачи помехи в ДК, обеспечивающий выравнивание помех ОК и ДК по амплитуде и фазе.

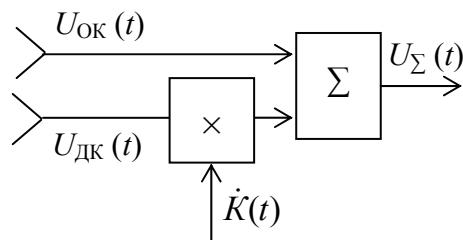


Рис. 5.10. Обобщенная схема АКП

Заметим, что напряжение сигнала основного канала представляет собой аддитивную смесь внутреннего шума, непрерывной АП, принятой основным и боковыми лепестками ДНА, и полезного сигнала, принятого

основным лепестком ДН с направления, отличного от направления прихода помехи. Напряжение сигнала ДК представляет собой аддитивную смесь внутреннего шума и непрерывной АП (рис. 5.8). В силу слабой направленности антенны ДК напряжением эхосигнала в этом канале можно пренебречь.

Очевидно, что средний квадрат напряжения (дисперсия) помехи на выходе АКП (рис. 5.10) имеет следующий вид:

$$\overline{U_{\Sigma}^2}(t) = \overline{U_{\text{ОК}}^2}(t) + 2\dot{K} \overline{U_{\text{ОК}}(t)U_{\text{ДК}}^*(t)} + \dot{K}^2 \overline{U_{\text{ДК}}^2}(t).$$

Найдем экстремум полученного выражения, т. е. выясним, при каком значении  $\dot{K}$  величина  $\overline{U_{\Sigma}^2}(t)$  (дисперсия помехи на выходе АКП) будет минимальной. Для этого, вычислив производную  $d\overline{U_{\Sigma}^2}(t)/d\dot{K} = 0$ , получим  $d\overline{U_{\Sigma}^2}(t)/d\dot{K} = 2\overline{U_{\text{ОК}}(t)U_{\text{ДК}}^*(t)} + 2\dot{K}\overline{U_{\text{ДК}}^2}(t) = 0$ . Здесь и далее черта над выражением означает усреднение случайных процессов по ансамблю реализаций. Отсюда оптимальный комплексный коэффициент передачи ДК

$$\dot{K}_{\text{опт}} = -\overline{2U_{\text{ОК}}(t)U_{\text{ДК}}^*(t)}/\overline{U_{\text{ДК}}^2}(t) = -\rho_{01}\sigma_o/\sigma_k, \quad (5.10)$$

где  $\rho_{01} \leq 1$  – коэффициент взаимной корреляции помех ОК и ДК;  $\sigma_o = \sqrt{\overline{|U_{\text{ОК}}|^2}}$ ,  $\sigma_k = \sqrt{\overline{|U_{\text{ДК}}|^2}}$  – соответственно среднеквадратическое значение помехи в ОК и ДК; \* – знак комплексного сопряжения. Схема, реализующая алгоритм (5.9), (5.10), изображена на рис. 5.11. Устройство представляет собой оптимальный корреляционный АКП, обеспечивающий максимальный коэффициент подавления АШП  $K_{\text{под}} = P_{\text{вх}} / P_{\text{вых}}$ .

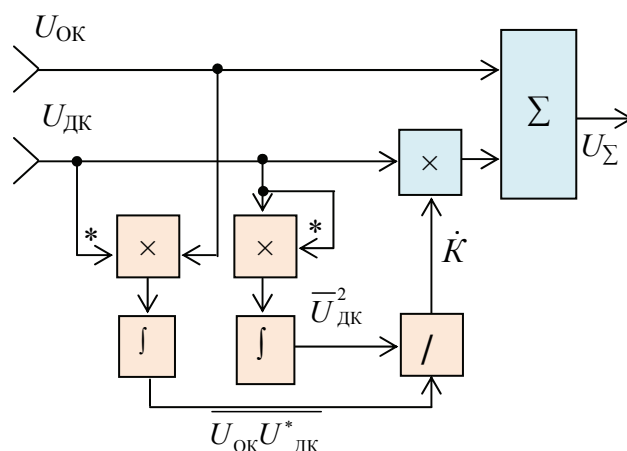


Рис. 5.11. Схема оптимального АКП



Учитывая, что  $P_{\text{вх}} = \overline{U_{\text{ОК}}^2} = \sigma_o^2$ , и опуская зависимость напряжения помехи от времени, получим

$$\begin{aligned} P_{\text{вых}} &= \overline{U_{\Sigma}^2} = \overline{U_{\Sigma} U_{\Sigma}^*} = \overline{\sigma_{\Sigma}^2} = \overline{(U_{\text{ОК}} - \rho_{01} \frac{\sigma_o}{\sigma_k} U_{\text{ДК}})(U_{\text{ОК}} + \rho_{01} \frac{\sigma_o}{\sigma_k} U_{\text{ДК}})} = \\ &= \overline{U_{\text{ОК}}^2} - \rho_{01} \frac{\sigma_o}{\sigma_k} \overline{U_{\text{ДК}} U_{\text{ОК}}^*} + \rho_{01} \frac{\sigma_o}{\sigma_k} \overline{U_{\text{ОК}} U_{\text{ДК}}^*} - \rho_{01}^2 \frac{\sigma_o^2}{\sigma_k^2} \overline{U_{\text{ДК}}^2} = \sigma_o^2 (1 - \rho_{01}^2). \end{aligned}$$

Здесь  $U_{\Sigma}(t)$  определяется соотношением (5.9). В этом случае выражение для  $K_{\text{под}}$  примет следующий вид:  $K_{\text{под}} = 1 / (1 - \rho_{01}^2)$ . Из этого соотношения следует, что чем выше корреляция процессов  $U_{\text{ОК}}$  и  $U_{\text{ДК}}$  на входах АКП, тем больше коэффициент подавления помех.

Основной недостаток такого АКП связан с влиянием нестабильности работы его элементов на коэффициент подавления помех. Поэтому он получил распространение только лишь с внедрением в радиолокацию элементов цифровой техники. Исторически же наибольшее применение в радиолокации получил АКП с корреляционной обратной связью, которая наряду с минимизацией  $\sigma_{\Sigma}^2$  устраняет влияние нестабильности работы аналоговых элементов на коэффициент подавления помехи.

Получим выражение для такого АКП. Положим, что комплексный коэффициент передачи цепи ДК равен  $\dot{K} = -\gamma \cdot \overline{U_p}$ , где напряжение регулирования  $\overline{U_p}$  управляет величиной и знаком коэффициента передачи;  $\gamma$  – крутизна регулировочной характеристики (коэффициент усиления в цепи обратной связи); знак «–» означает отрицательный характер обратной связи. Под воздействием  $U_p$  модуль и аргумент коэффициента  $\dot{K}$  изменяется до тех пор, пока из суммарного напряжения  $U_{\Sigma}(t)$  не будут исключены составляющие, коррелированные с напряжением дополнительного канала. При  $\gamma \gg 1$  данная схема эквивалентна по коэффициенту подавления помехи исходному алгоритму (5.9), (5.10).

Действительно  $U_p = \overline{U_{\Sigma}(t) \cdot U_{\text{ДК}}^*(t)} = \overline{[U_{\text{ОК}}(t) + \dot{K} U_{\text{ДК}}(t)] U_{\text{ДК}}^*(t)}$ , тогда

$$\dot{K} = -\gamma \overline{[U_{\text{ОК}}(t) + \dot{K} U_{\text{ДК}}(t)] U_{\text{ДК}}^*(t)} = -\gamma \overline{U_{\text{ОК}}(t) U_{\text{ДК}}^*(t)} - \gamma \dot{K} \overline{U_{\text{ДК}}^2(t)}.$$

В результате

$$\dot{K} = -\gamma \overline{U_{\text{ОК}}(t) U_{\text{ДК}}^*(t)} / (1 + \gamma \overline{U_{\text{ДК}}^2(t)}) = -\gamma \rho_{01} \sigma_o / (1 - \gamma \sigma_k). \quad (5.11)$$

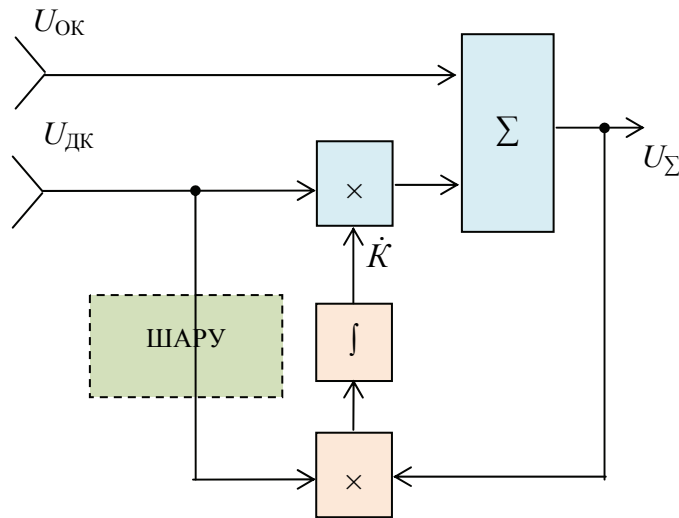


Рис. 5.12. Схема АКП с корреляционной обратной связью

При  $\gamma \gg 1$  единицей в знаменателе выражения (5.11) можно пренебречь и тогда коэффициент передачи АКП с корреляционной обратной связью совпадает с оптимальным коэффициентом передачи (5.10). Схема такого АКП представлена на рис. 5.12. Его динамическая постоянная времени  $\tau_d$  определяется соотношением  $\tau_d = T_{\text{и}} / (1 + \gamma \sigma_{\text{к}}^2)$ , где  $T_{\text{и}}$  – постоянная времени интегратора при разомкнутой цепи обратной связи. Важно подчеркнуть, что в режиме обзора величина дисперсии помехи в дополнительном канале  $\overline{U_{\text{дк}}^2} = \sigma_{\text{к}}^2$  может изменяться в широких пределах, выводя  $\tau_d$  за пределы устойчивости АКП. Для устранения условий самовозбуждения АКП усилитель в одной из цепей выработки регулирующего напряжения (рис. 5.12) охватывают схемой ШАРУ. При этом динамическая постоянная, обуславливающая быстродействие АКП, выбирается из условия  $\tau_d \geq (2-5) \tau_{\text{и}}$ , где  $\tau_{\text{и}}$  – длительность импульса полезного сигнала. На рисунках 5.10–5.12 символами  $\times$ ,  $\Sigma$ ,  $\int$ ,  $/$  обозначены соответственно перемножитель сигналов, сумматор, интегратор и устройство деления.

Следует заметить, что полученные схемы АКП успешно компенсируют помехи, если разность фаз колебаний основного и вспомогательного каналов  $\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta D$  кратна  $n\pi$ , где  $n = 0; \pm 1; \pm 2$  и т. д. Если же разность фаз не кратна  $\pi$ , необходимо использовать квадратурное деление колебаний дополнительного канала либо применять управление этим каналом с помощью гетеродинного напряжения.

Получим структурную схему **квадратурного** автокомпенсатора. С этой целью представим выражение (5.9) следующим образом:

$$U_{\Sigma} = U_{\text{ОК}} + K_1 U_{\text{ДК}} + K_{1\perp} U_{\text{ДК}\perp}. \quad (5.12)$$

Коэффициенты передачи управляемых усилителей пропорциональны напряжениям, формируемым на выходах корреляторов, т. е.

$$K_1 = -\overline{\gamma_1 U_{\text{ДК}}^* U_{\Sigma}}; \quad (5.13)$$

$$K_{1\perp} = -\overline{\gamma_{\perp} U_{\text{ДК}\perp}^* U_{\Sigma}}, \quad (5.14)$$

где  $\gamma_1$ ,  $\gamma_{\perp}$  и  $K_1$ ,  $K_{1\perp}$  – соответственно коэффициенты усиления и передачи в цепи обратной связи синфазного и квадратурного подканалов АКП. Подставив в формулу (5.13) значение  $U_{\Sigma}$  (5.12), получим

$$K_1 = -\overline{\gamma_1 U_{\text{ДК}}^* U_{\text{ОК}}} - \overline{\gamma_1 K_1 U_{\text{ДК}}^2} - \overline{\gamma_1 K_{1\perp} U_{\text{ДК}}^* U_{\text{ДК}\perp}}. \quad (5.15)$$

Поскольку ортогональные составляющие помехи  $U_{\text{ДК}}$  и  $U_{\text{ДК}\perp}$  некоррелированы в совпадающие моменты времени, постольку последний член в выражении (5.15) равен нулю. Тогда, учитывая, что  $\overline{U_{\text{ДК}}^* U_{\text{ОК}}} = \rho_{\text{п1}} \sigma_{\text{о}} \sigma_{\text{к}}$  и  $\overline{U_{\text{ДК}}^2} = \sigma_{\text{к}}^2$ , где  $\rho_{\text{п1}}$  – коэффициент корреляции мгновенных значений напряжений помех в ОК и в синфазном компенсационном подканале, получаем

$$K_1 = -\frac{\gamma_1 \rho_{\text{п1}} \sigma_{\text{о}} \sigma_{\text{к}}}{1 + \gamma_1 \sigma_{\text{к}}^2}. \quad (5.16)$$

При  $\gamma_1 \gg 1$  единицей в выражении (5.16) можно пренебречь и оно принимает вид

$$K_1 = -\rho_{\text{п1}} (\sigma_{\text{о}} / \sigma_{\text{к}}). \quad (5.17)$$

Подставляя выражение для  $U_{\Sigma}$  в (5.14) и проводя аналогичные рассуждения для второго (квадратурного) подканала, получаем, что при  $|U_{\text{ДК}\perp}| = |U_{\text{ДК}}|$  коэффициент передачи второго дополнительного подканала

$$K_{1\perp} = -\rho_{\text{п}\perp} (\sigma_{\text{о}} / \sigma_{\text{к}}), \quad (5.18)$$

где  $\rho_{\text{п}\perp}$  – коэффициент корреляции мгновенных значений напряжений помех в основном канале и квадратурном дополнительном подканале.

Полученные значения коэффициентов передачи компенсационных каналов (5.17) и (5.18) обеспечивают оптимальную компенсацию каждой из составляющих помех. Из выражения (5.12) с учетом (5.17) и (5.18) следует, что дисперсия помехи на выходе АКП в рассматриваемом случае

$$\sigma_{\Sigma \min}^2 = \sigma_o^2 (1 - |\rho_{\Pi}|^2), \quad (5.19)$$

где  $\rho_{\Pi}$ , как отмечалось ранее, – коэффициент корреляции амплитуд колебаний помехи на основном и дополнительном входах АКП. Квадрат его модуля  $|\rho_{\Pi}|^2 = \rho_{\Pi 1}^2 + \rho_{\Pi \perp}^2$ . Коэффициент подавления помехи для квадратурного АКП, определяемый соотношением  $K_{\text{под}} = \sigma_o^2 / \sigma_{\Sigma \min}^2$ , будет равен  $K_{\text{под}} = 1 / (1 - |\rho_{\Pi}|^2)$ .

Напряжение сигнала на выходе АКП определяется по формуле  $S_{\Sigma} = S_o + K_1 S_1 + K_{1\perp} S_{1\perp}$ , где  $S_o$ ,  $S_1$ ,  $S_{1\perp}$  – соответственно напряжения сигнала в основном и дополнительном каналах (в синфазном и квадратурном подканалах). С учетом известной формулы сокращенного умножения средний квадрат этого напряжения

$$\overline{S_{\Sigma}^2} = \overline{S_o^2} + 2K_1 \overline{S_o S_1^*} + 2K_{1\perp} \overline{S_o S_{1\perp}^*} + K_1^2 \overline{S_1^2} + K_{1\perp}^2 \overline{S_{1\perp}^2},$$

где  $2K_1 K_{1\perp} \overline{S_1 S_{1\perp}^*} = 0$  в силу ортогональности составляющих  $S_1, S_{1\perp}^*$ .

Пусть помеха представляет собой узкополосный случайный процесс, а сигнал описывается гармонической функцией. Тогда в соответствии с (5.13) и (5.14) относительно помехи будут справедливы выражения

$$K_1 = -\rho_{\Pi} \frac{\sigma_o}{\sigma_{\kappa}} \cos \omega_0 \tau \quad \text{и} \quad K_{1\perp} = -\rho_{\Pi} \frac{\sigma_o}{\sigma_{\kappa}} \sin \omega_0 \tau,$$

где  $\tau$  – время запаздывания напряжения помехи в одном канале относительно напряжения в другом канале;  $\omega_0$  – промежуточная частота приемника. При гармоническом сигнале

$$\overline{S_o S_1^*} = \sigma_{\text{с.о.}} \sigma_{\text{с.к.}} \cos \varphi_{\text{с}}; \quad \overline{S_o S_{1\perp}^*} = \sigma_{\text{с.о.}} \sigma_{\text{с.к.}} \sin \varphi_{\text{с}},$$

где  $\sigma_{\text{с.о.}}$ ,  $\sigma_{\text{с.к.}}$  – эффективные напряжения сигнала в основном и компенсационном каналах;  $\varphi_{\text{с}}$  – угол сдвига фазы напряжения сигнала в основном и компенсационном каналах.

Подставив эти выражения в формулу для  $\overline{S_{\Sigma}^2}$ , получим

$$\overline{S_{\Sigma}^2} = \sigma_{\text{с.о.}}^2 \left[ 1 + \frac{\sigma_{\text{с.к.}}^2}{\sigma_{\text{с.о.}}^2} \rho_{\Pi}^2 \frac{\sigma_o^2}{\sigma_{\kappa}^2} - 2 \frac{\sigma_{\text{с.к.}}}{\sigma_{\text{с.о.}}} \frac{\sigma_o}{\sigma_{\kappa}} \rho_{\Pi} \cos(\omega_0 \tau - \varphi_{\text{с}}) \right].$$

Обозначив  $\sigma_{с.к} / \sigma_{с.о} = l_c$ ;  $\sigma_k / \sigma_o = l_n$ , получим

$$\overline{S_{\Sigma}^2} = \sigma_{с.о}^2 \left[ 1 + \frac{l_c^2}{l_n^2} \rho_n^2 - 2 \frac{l_c}{l_n} \rho_n \cos(\omega_0 \tau - \varphi_c) \right]. \quad (5.20)$$

Из этого выражения видим, что одновременно с компенсацией помех ( $\rho_n \approx 1$ ) сигнал будет компенсироваться только тогда, когда  $\omega_0 \tau = \varphi_c$  и  $l_c / l_n = 1$ , т. е. когда отсутствуют фазовые (пространственные) и амплитудные различия сигнала и помехи.

При наличии каких-либо различий между сигналом и помехой (амплитудных  $l_c / l_n \neq 1$  или фазовых  $\omega_0 \tau \neq \varphi_c$ ) в результате компенсации помех сигнал компенсироваться не будет. Из этого следует очень важный практический вывод: *АШП можно компенсировать не только в том случае, если ее источник пространственно разнесен с источником сигнала, но и при совпадении направлений на эти источники*, т. е. когда они находятся в главном лепестке ДНА. Однако необходимо, чтобы между амплитудами напряжений сигнала и помехи в ОК и ДК существовали различия. Это обстоятельство позволяет выделить сигнал на фоне помехи в основном лепестке ДНА методом **поляризационной селекции**. Метод основан на поляризационных различиях сигнала и помехи, проявляющихся в различии амплитуд сигналов основного и дополнительного (ортогонального к поляризации сигнала) приемных каналов.

На рис. 5.13, а, б представлены структурная схема и векторная диаграмма квадратурного АКП. Символом  $\Phi$  обозначен фазовращатель на  $90^\circ$ . Управление процессами самонастройки в квадратурном АКП осуществляется на видеочастоте, поэтому перемножители в цепях обратной связи выполнены на базе фазовых детекторов (ФД), интеграторы – на базе RC-фильтров с постоянной времени, существенно превышающей длительность ЭС. ФД в единстве с соответствующими RC-фильтрами выполняют функцию коррелятора. Перемножители в цепях основного и дополнительного каналов выполнены на базе усилителей с управляемым коэффициентом усиления.

Сигналы помехи на входах основного и дополнительного каналов АКП сдвинуты друг относительно друга на некоторую фазу  $\varphi_{ц}$  (рис. 5.13, б). Синфазный и квадратурный (ортогональный) подканалы АКП, посредством управления амплитудой и фазой составляющих  $U_{ДК1\text{вых}}$  и  $U_{ДК\perp\text{вых}}$ , формируют помеху дополнительного канала  $U_{ДК\text{вых}}$ , равную по амплитуде, но противоположную по фазе помехе основного канала, обеспечивая ее когерентную компенсацию в сумматоре АКП.

Рассмотрим особенности построения **гетеродинного АКП**. Допустим, что напряжения в ОК и ДК описываются соответственно выражениями

$$U_{\text{ОК}}(t) = U_{\text{ОК}} e^{-j\omega_0 t - j\psi_0(t)} \quad \text{и} \quad U_{\text{ДК}}(t) = U_{\text{ДК}} e^{-j\omega_0 t - j\Delta\varphi - j\psi_1(t)},$$

где  $\Delta\varphi$  – фазовый сдвиг напряжения помехи в ДК относительно помехи ДК, возникший за счет разности хода  $\Delta\text{Д}$  (рис. 5.9);  $\psi_0(t)$  и  $\psi_1(t)$  – законы фазовой модуляции помехи ОК и ДК соответственно. Очевидно, что при высокой идентичности ФЧХ этих каналов  $\psi_0(t) \cong \psi_1(t)$ .

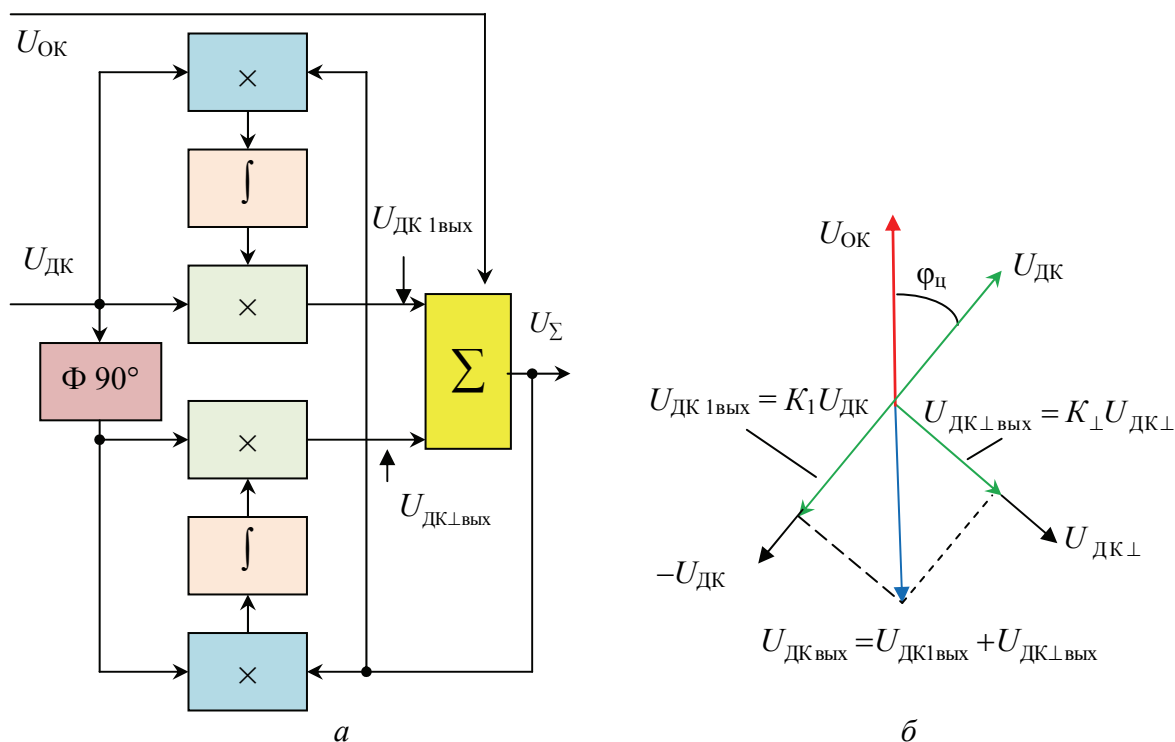


Рис. 5.13. Одноканальный квадратурный АКП: *a* – структурная схема; *б* – векторная диаграмма

С помощью гетеродина, вырабатывающего напряжение  $U_{\text{Г}}(t) = e^{-j\omega_{\text{Г}} t - j\varphi_{\text{Г}}}$  ( $\omega_{\text{Г}}$  и  $\varphi_{\text{Г}}$  – соответственно частота и начальная фаза напряжения гетеродина, причем  $\omega_{\text{Г}} \leq \omega_0$ ), перенесем сигнал ОК в область частот  $\omega_0 + \varphi_{\text{Г}}$ :  $U_{\text{ОК}}(t) = U_{\text{ОК}} e^{-j(\omega_0 + \omega_{\text{Г}})t - j\varphi_{\text{Г}} - j\psi_0(t)}$ .

После подстановки значений  $U_{\text{ДК}}(t)$  и  $U_{\text{ОК}}(t)$  в выражение для оптимального коэффициента (5.10), с учетом операции комплексного сопряжения сигнала  $U_{\text{ДК}}(t)$ , получим  $\dot{K} = \rho_{\text{п}} (\sqrt{U_{\text{ОК}}^2} / \sqrt{U_{\text{ДК}}^2}) e^{-j\omega_{\text{Г}} t - j\varphi_{\text{Г}} - j\psi_0(t) + j\Delta\varphi + j\psi_1(t)}$ .

При выполнении условия  $\psi_0(t) \cong \psi_1(t)$  (при высокой идентичности АЧХ и ФЧХ ОК и ДК) это выражение преобразуется к виду  $\dot{K} = \rho_{\text{п}} (\sqrt{U_{\text{ОК}}^2} / \sqrt{U_{\text{ДК}}^2}) e^{-j\omega_{\text{Г}} t - j\varphi_{\text{Г}} + j\Delta\varphi}$ . После умножения напряжения  $U_{\text{ДК}}(t)$

на весовой коэффициент  $K$  его амплитуда и фаза становятся равными напряжению  $U_{OK}(t)$ , что обеспечивает их когерентную компенсацию (рис. 5.14, а).

Поскольку управление амплитудой и фазой помехи ДК в гетеродинном АКП осуществляется на промежуточной частоте, постольку конструктивно он оказывается несколько проще квадратурного АКП (отсутствует квадратурный подканал). Перемножители сигналов здесь выполнены на базе смесителей, а интегратор – на базе узкополосного кварцевого фильтра. В первоначальный момент времени, в силу узкополосности и, следовательно, инерционности интегратора, управляющее напряжение на управляющем (нижнем по схеме) входе смесителя ДК отсутствует и помеховый сигнал ОК с выхода сумматора по цепи обратной связи поступает на выход АКП и второй вход смесителя корреляционной обратной связи, на первый вход которого подается сигнал помехи ДК. Сигнал на разностной частоте (на частоте гетеродина), с соответствующей фазовой структурой, через узкополосный интегратор поступает на управляемый вход смесителя ДК, обеспечивая равенство фазы и амплитуды помехи этого канала фазе и амплитуде помехи ОК. При выполнении условия  $\psi_0(t) \cong \psi_1(t)$  в сумматоре АКП происходит когерентная компенсация помехи, принятой боковыми лепестками ДНА ОК. Корреляционная обратная связь обеспечивает непрерывную минимизацию дисперсии помехи на выходе сумматора.

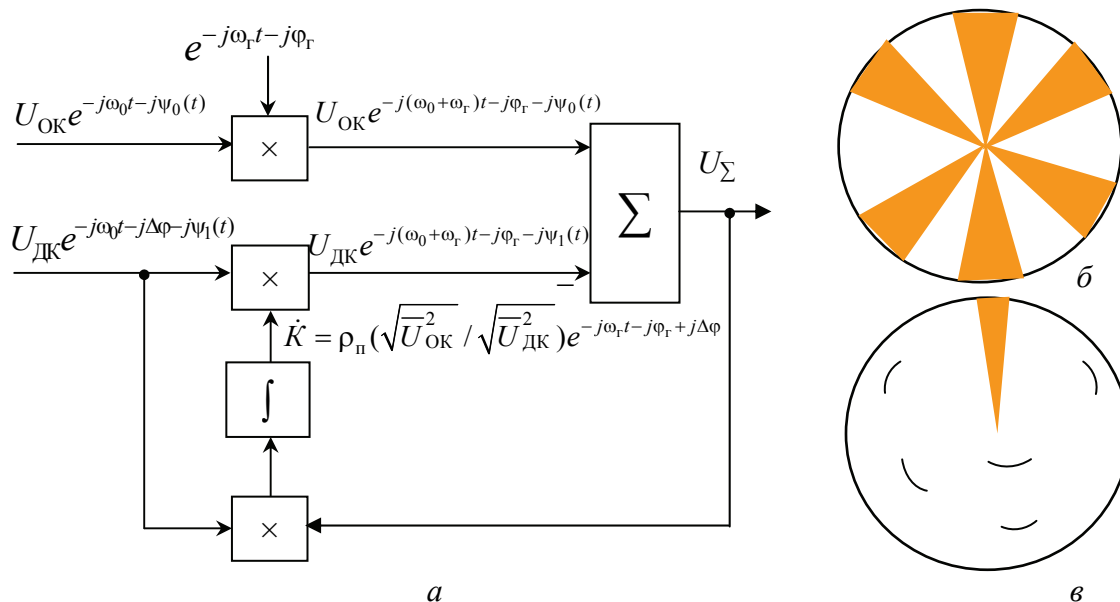


Рис. 5.14. Одноканальный гетеродинный АКП: а – структурная схема; б – вид ИКО при воздействии АШП и выключенном АКП; в – вид ИКО при включенном АКП

На рис. 5.14, б, в показан вид ИКО при действии в зоне РЛС пяти нешумящих целей и одного ИП соответственно до и после включения АКП. В первом случае наблюдаются мощные засветы ИКО помехой, принятой как по основному, так и по боковым лепесткам ДНА. Очевидно, что обнаружить цели на фоне этих засветов невозможно. Во втором случае остается только лишь сектор эффективного подавления, ширина которого заметно уменьшилась. Одновременно появилась возможность наблюдения отметок от целей, ранее скрытых засветками от помех. Сужение сектора эффективного подавления обусловлено тем, что коэффициент усиления антенны ДК на скатах основного лепестка ДН соизмерим с коэффициентом усиления основной антенны (рис. 5.8), обеспечивая некоторую компенсацию АП и на этих участках. Прикрытым помехой в этом случае остается только сам ИП (режим самоприкрытия), ЭС от которого не компенсируется из-за того, что коэффициент усиления антенны ДК в направлении максимума основного лепестка существенно меньше коэффициента усиления антенны ОК в этом же направлении. Рассмотренный эффект подавления АП характерен как для квадратурного, так и для гетеродинного АКП, поскольку потенциальные возможности по помехозащите у них одинаковые.

Важно подчеркнуть, что одноканальный (с одним ДК) АКП способен подавлять АП, действующую лишь с одного углового направления. При одновременном действии в ЗО РЛС нескольких ИП с разных направлений необходим многоканальный АКП. Для получения аналитического выражения многоканального АКП представим уравнение (5.9) следующим образом:

$$U_{\Sigma}(t) = U_{\text{ОК}}(t) + \hat{K}^{\text{T}*} \vec{U}_{\text{ДК}}(t), \quad (5.21)$$

где  $\vec{U}_{\text{ДК}}(t)$  – вектор-столбец комплексных сигналов ДК порядка  $n$ ;  $\hat{K}^{\text{T}}$  – оценка транспонированного вектор-столбца комплексных коэффициентов передачи корреляторов многоканального АКП;  $n$  – число ДК; символ « $\hat{\ }^{\text{T}}$ » обозначает оценку. В свою очередь, вектор  $\vec{K}$  может быть представлен интегралом

$$\hat{K} = -\frac{1}{T} \int_0^T \hat{\Phi}_{\text{в}}^{-1} \vec{U}_{\text{ДК}}(t) U_{\Sigma}^*(t) dt,$$

где  $\hat{\Phi}_{\text{в}}^{-1} = \overline{(\vec{U}_{\text{ДК}}(t) \vec{U}_{\text{ДК}}^{\text{T}*}(t))^{-1}}$  – ОКМП дополнительных (компенсационных) каналов многоканального АКП;  $T$  – постоянная времени многоканального коррелятора в цепи ДК. Оценка матрицы  $\hat{\Phi}_{\text{в}}^{-1}$  оказывается полезной в нестационарном режиме работы АКП. В том случае, когда нестационарностью



помеховой обстановки можно пренебречь, эту матрицу заменяют единичной и приходят к схеме многоканального АКП, представленной на рис. 5.15. Число ДК такого компенсатора должно быть не меньше числа разрешаемых точечных ИП, действующих одновременно в пределах сектора интенсивных боковых лепестков антенны РЛС.

Если в матрице  $\hat{\Phi}_в^{-1}$  сохранить элементы ее главной диагонали (остальные не вычислять), это будет эквивалентно действию в каждом ДК независимых схем ШАРУ, подобно тому, как это показано на схеме одноканального АКП (рис. 5.12).

Следует заметить, что такие многоканальные АКП достаточно сложны. В случае действия нескольких ИП имеют большое время настройки, поэтому в современных РЛС применяются АКП с числом ДК не более пяти. В целом действие АКП эквивалентно автоматическому формированию в результирующей ДНА РЛС провалов, число которых соответствует числу разрешаемых по углу ИП.

Обозначим через  $f_0(\theta)$  и  $f_1(\theta)$  исходные ДН основной и дополнительной (компенсационной) антенн (рис. 5.11–5.13), а через  $f_\Sigma(\theta)$  – результирующую ДН антенной системы, состоящей из антенн  $A_0 + A_1$ . Тогда  $f_\Sigma(\theta) = f_0(\theta) + \dot{K}f_1(\theta)$ . Если  $\theta_1$  – угловая координата ИП, то для компенсации помехи нужно выполнить условие  $f_\Sigma(\theta_1) = 0$ , откуда  $\dot{K} = -f_0(\theta_1)/f_1(\theta) = \dot{K}(\theta_1)$ . Подставив это соотношение в выражение для  $f_\Sigma(\theta)$ , получим  $f_\Sigma(\theta) = f_0(\theta) - [f_0(\theta_1)/f_1(\theta)]f_1(\theta)$ . Видим, что при  $\theta \rightarrow \theta_1$  значение  $f_\Sigma(\theta) \rightarrow 0$  и в направлении на ИП в ДНА ОК образуется узкий провал [4]<sup>47</sup>.

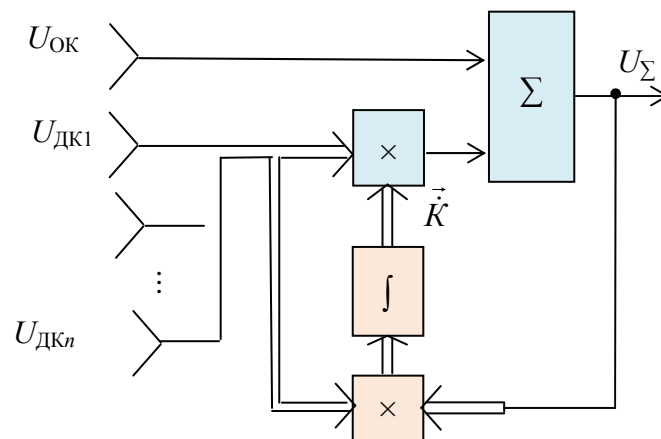


Рис. 5.15. Схема многоканального АКП с корреляционной обратной связью

<sup>47</sup> Напомним: основное утверждение о том, что оптимальная система (адаптивная ФАР) должна формировать диаграмму направленности с нулем в направлении на сильный точечный источник помех, было впервые сформулировано Я.Д. Ширманом в статье «Статистический анализ оптимального разрешения» (Радиотехника и электроника, 1961, т. 6, №8, с. 1237).

Для когерентной компенсации АШП в области основного лепестка может быть эффективно использовано их поляризационное несовершенство. В настоящее время применяются помехи с равномерной эллиптической (круговой) или наклонной под  $45^\circ$  к горизонту линейной поляризацией. Такие помехи воздействуют на РЛС с любой поляризацией ЗС. Несовершенство помех с такими видами поляризации состоит в том, что горизонтальная и вертикальная составляющие вектора поляризации коррелированы между собой, т. е. жестко связаны по амплитуде и фазе, следовательно, могут быть взаимно скомпенсированы с помощью поляризационного АКП, если в РЛС предусмотреть их отдельный прием.

Пусть на биортогональную антенну воздействуют приходящие с направления, перпендикулярного плоскости антенн, сигнал и полностью поляризованная стационарная узкополосная АШП. При этом условимся, что полезный сигнал не оказывает влияния на работу корреляционной цепи обратной связи, т. е. выполняется приведенное выше условие  $\tau_n \leq \tau_d / (2-5)$ . Тогда напряжения помехи на входах ОК и ДК запишем в виде

$$U_{\text{ОК}}(t) = U_{\text{ОК}} \cos \omega_0 t, \quad U_{\text{ДК}}(t) = U_{\text{ДК}} \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi_n) = a_n U_{\text{ОК}}(\omega_0 t + \Delta\varphi_n),$$

где  $a_n = U_{\text{ДК}} / U_{\text{ОК}}$ ;  $\Delta\varphi_n$  – разность фаз напряжений в двух каналах.

По аналогии с помехой напряжения полезного сигнала на основном и дополнительном входах АКП

$$S_o(t) = S_o \cos \omega_0 t, \quad S_{\text{ДК}}(t) = S_{\text{ДК}} \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi_c) = a'_c S_o \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi_c),$$

где  $a'_c = S_{\text{ДК}} / S_o$ ;  $\Delta\varphi_c$  – разность фаз напряжений сигналов в двух каналах.

Тогда в соответствии с формулой (5.20) будет справедливо выражение

$$S_\Sigma = S_o \sqrt{1 + \frac{a'_c{}^2}{a_n^2} - 2 \frac{a'_c}{a_n} \cos(\Delta\varphi_c - \Delta\varphi_n)}.$$

Таким образом, амплитуда напряжения полезного сигнала на выходе АКП является функцией соотношений основных поляризационных параметров сигнала и помехи: отношений ( $a'_c$  и  $a_n$ ) амплитуд их ортогональных составляющих и разности фазовых сдвигов ( $\Delta\varphi_c - \Delta\varphi_n$ ) между этими составляющими. В частности, при выполнении условий  $a'_c = a_n$  и  $\Delta\varphi_c = \Delta\varphi_n$  одновременно с компенсацией помехи происходит и компенсация полезного сигнала. Ориентация излучателей приемной антенны совпадает с поляризацией ЗС РЛС, поэтому антенна является антенной ОК рассматриваемого АКП. Антенна ДК имеет излучатели, идентичные основному, но ориентированные ортогонально (рис. 5.16).

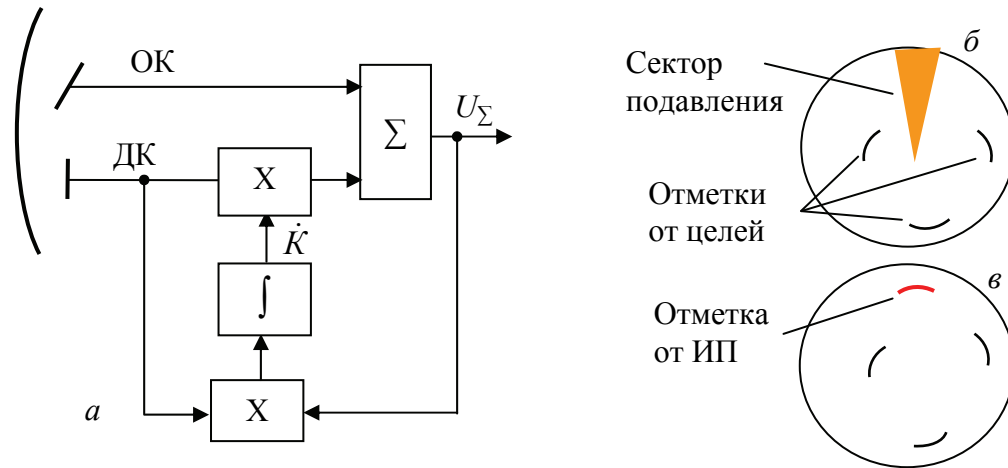


Рис. 5.16. Поляризационный АКП: *a* – структурная схема; *б* – вид ИКО при выключенном АКП; *в* – вид ИКО при включенном АКП

АКП с использованием поляризационных различий полезного сигнала и помехи позволяет подавить АП, действующую по **главному лепестку** ДНА РЛС и, следовательно, обнаруживать сам ИП. Комплексный коэффициент передачи  $\hat{K}$ , как и в случаях с квадратурным и гетеродинным АКП, обеспечивает равенство фазы и амплитуды помехи ДК фазе и амплитуде помехи ОК и, следовательно, когерентную компенсацию последней. Эффективность поляризационного метода защиты от АШП существенно снижается при хаотически поляризованной помехе, у которой ортогонально поляризованные составляющие некоррелированы или слабо коррелированы между собой. Однако создание таких помех представляет определенные технические трудности.

Рассмотренные выше устройства относятся к классу корреляционных АКП с выделенными ОК и ДК. В то же время в АФАР применяются и корреляционные АКП с равноценными каналами. В последнем случае уравнение (5.21) примет вид

$$U_{\Sigma}(t) = \hat{R}^T \vec{U}(t) = \vec{U}^T(t) \hat{R}^* \quad (5.22)$$

где  $\vec{U}(t)$  – вектор-столбец комплексных сигналов элементов ФАР порядка  $m$  ( $m$  – число элементов ФАР);  $\hat{R}^T$  – оценка транспонированного вектор-столбца комплексных коэффициентов передачи корреляторов многоканального АКП, определяемая интегрально-матричным уравнением

$$\hat{R} = -\frac{1}{T} \int_0^T \hat{\Phi}^{-1} [\vec{U}(t) U_{\Sigma}^*(t) - \vec{X}(\alpha)] dt = \hat{\Phi}^{-1} \frac{1}{T} \int_0^T [\vec{U}(t) U_{\Sigma}^*(t) - \vec{X}(\alpha)] dt \quad (5.23)$$

Здесь  $\hat{\Phi}^{-1} = \overline{(\vec{U}(t)\vec{U}^{T*}(t))}^{-1}$  – оценка ОКМП в элементах ФАР;  $\vec{X}(\alpha)$  – вектор пространственного (амплитудно-фазового) распределения ожидаемого сигнала.

Как и в приведенном выше случае, оценку матрицы  $\hat{\Phi}^{-1}$  можно заменить оценкой матрицы элементов ее главной диагонали  $\hat{L} = \|\text{diag}(1/\hat{\sigma}_i^2)\|$ , что эквивалентно действию схем ШАРУ на входах АКП. Здесь  $\hat{\sigma}_i^2$  – оценка суммарной дисперсии помехи в  $i$ -м канале приема.

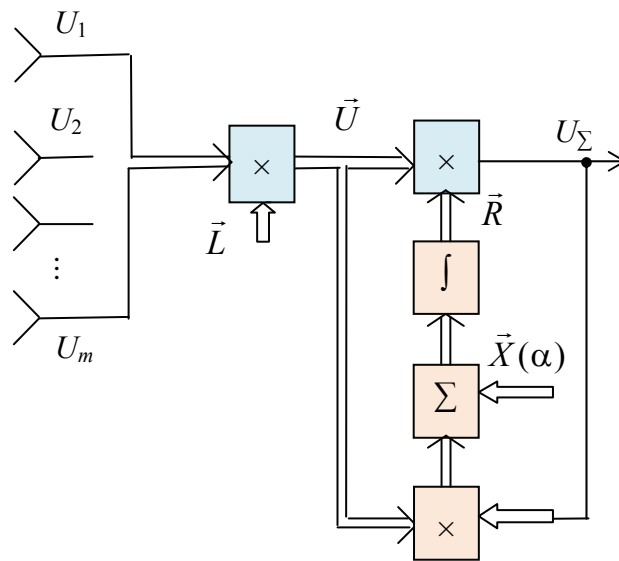


Рис. 5.17. Схема многоканального АКП с равноценными каналами

Очевидно, что такой АКП (рис. 5.17), как и АКП с выделенными ОК и ДК, весьма критичен к влиянию полезного сигнала на цепи самонастройки и обеспечивает эффективное подавление АШП только в случае существенного превышения мощности помехи над мощностью сигнала (т. е. в случае, когда наличием сигнала в цепях самонастройки АКП можно пренебречь). В этом случае оценка весового вектора  $\hat{R} = \hat{R}_п$  содержит информацию только об ИП. Если же влиянием сигнала на оценку вектора  $\hat{R}$  пренебречь невозможно, необходимо принимать меры по его устранению. Индекс «п», введенный в обозначение вектора, указывает на наличие в нем только помехи и внутреннего шума элементов ФАР. В условиях активной локализации нешумящих целей на фоне АШП этот индекс обычно опускают.

Итак, что в рассматриваемом варианте устройств помехозащиты формирование нулей в результирующей ДНА в направлении на точечные ИП происходит автоматически на основе оценки только лишь степени корреляции помеховых сигналов ОК и ДК по так называемой обучающей выборке.

Никакой дополнительной информации относительно угловых положений ИП и интенсивности помеховых колебаний такие системы не требуют. Это их основная специфика и весьма существенное преимущество.

К основному недостатку рассмотренных систем следует отнести их низкое быстродействие в случае воздействия нестационарной помехи или наличия в рабочем секторе РЛС нескольких ИП. Эти недостатки многоканальных АКП со слабонаправленными антеннами ДК обусловлены сильной статистической взаимосвязью помеховых сигналов в этих каналах от различных ИП.

**2. Методы когерентной компенсации АШП на основе предварительной пеленгации ИП.** Реализуются на базе ФАР и основаны на предварительном пространственном разделении сигналов АП. Формирование нулей (провалов) ДНА в направлении на ИП осуществляется в два этапа. На первом этапе выполняют оценку числа, угловых координат и интенсивностей ИП, а также выбирают (по предварительной информации) сигнальное направление (направление локации или направление на сопровождаемую цель). На основе полученной информации формируют компенсационные лучи (каждый из которых направлен на определенный ИП) и сигнальный луч, ориентированный на цель (рис. 5.18). На втором этапе происходит когерентное вычитание помех, принятых компенсационными лучами из помех, принятых сигнальным лучом. В результате образуется многолучевая адаптивная ФАР, в которой максимум сигнального луча направлен на нешумящую (прикрываемую или сопровождаемую) цель, а нули адаптивной ДН совпадают с направлениями на ИП. В качестве окончательного устройства адаптации здесь можно применять многоканальный АКП, подобный представленному на рис. 5.15.

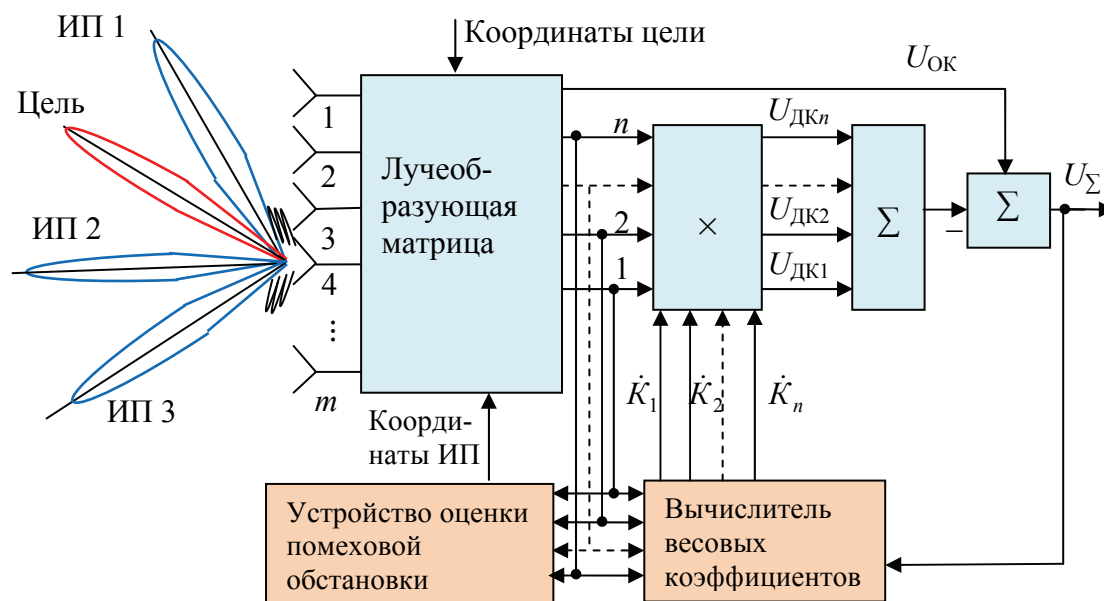


Рис. 5.18. Структурная схема устройства когерентной компенсации АШП с предварительной пеленгацией ИП

Эффект предварительного пространственного разделения АШП в таких устройствах защиты проявляется в существенном повышении их быстродействия (скорости адаптации) относительно рассмотренных выше алгоритмов и устройств адаптации на основе обучающих выборок входных сигналов. Быстродействие (скорость адаптации), в зависимости от сложности помеховой обстановки, может быть выше в 10–15 раз и более. Существенным недостатком этих методов является сложность технической реализации, поскольку задача пеленгации сама по себе связана с проведением емких векторно-матричных вычислительных операций.

**3. Методы компенсации помех на выходах вспомогательных пространственных каналов без пеленгации ИП.** Представляют собой результат объединения преимуществ двух предыдущих вариантов помехозащиты. В этом случае антенны ДК являются остронаправленными, однако их ДН занимают фиксированное положение в пространстве, перекрывая скаты и наиболее интенсивные боковые лепестки ДНА ОК. Такое пространственное расположение ДНА ДК и их направленный характер позволяют существенно повысить скорость адаптации АКП за счет ослабления в том или ином ДК статистической взаимосвязи помех от нескольких ИП.

Наиболее распространенный способ формирования такой многолучевой ФАР связан с использованием в качестве лучеобразующей матрицы некоторого ортогонального преобразования  $\vec{A}$ , например, преобразования Адамара, являющегося наиболее простым. Применительно к случаю линейной ФАР с числом элементов  $m = 4$  такая матрица имеет следующий вид:

$$\vec{A} = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{vmatrix}.$$

Первая строка матрицы формирует ДНА ОК, а остальные – ДНА ДК, максимум каждой из которых сдвинут по угловой координате относительно предыдущей на  $90^\circ$  и имеет провал в направлении максимума ДН основного канала (рис. 5.19). При этом все сигналы, действующие с направления максимума ДНА ОК, автоматически являются полезными сигналами и участия в адаптации (в процессе самонастройки АКП на помехи) не принимают. Одновременно все сигналы, выходящие за пределы этого провала, воспринимаются в качестве помеховых и подлежат компенсации.

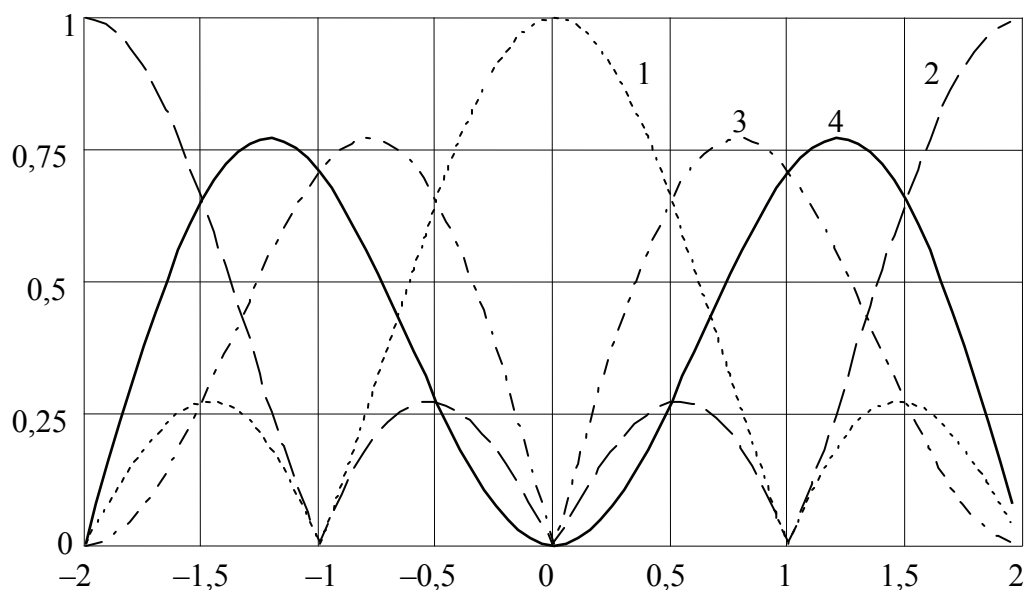


Рис. 5.19. ДН линейной четырехэлементной ФАР при использовании ортогонального преобразования Адамара

Очевидно, что приведенный вариант устройства помехозащиты по показателям качества подавления помех занимает промежуточное положение между вариантами, рассмотренными выше. С одной стороны, высокая пространственная направленность антенн ДК обеспечивает в них более глубокую развязку по мощности точечных ИП, действующих с различных направлений (по сравнению со случаем, представленным на рис. 5.8). Эта развязка обеспечивает благоприятные условия для достижения более высокого коэффициента подавления помех и быстрого действия устройств адаптации в сложной помеховой обстановке. С другой стороны, эффект пространственного разделения точечных ИП здесь не столь радикальный, как в случае с предварительной пеленгацией. Вследствие этого и показатели качества такой обработки заметно ниже предыдущего варианта. Более подробный сопоставительный анализ методов компенсации АПП будет приведен в 9-й главе.

#### 5.2.2.4. Пеленгация источника активных помех

Переход к работе в режиме пеленгации используется в ситуации, когда приемные устройства РЛС настолько подавлены преднамеренными радиопомехами, что метод активной радиолокации, несмотря на принятые меры помехозащиты, оказывается неэффективным. В данном случае источниками информации становятся помеховые сигналы, излучаемые самими ИП (режим самоприкрытия), и метод активной радиолокации уступает место методу пассивной локации. Пеленгация помеховых сигналов может носить характер самостоятельной задачи, выполняемой в интересах обеспечения надсистемы необходимой информацией о воздушной и помеховой

обстановке, а может носить промежуточный характер, когда информация о числе, интенсивности и угловых координатах ИП используется в устройствах компенсации для защиты РЛС от АШП. Здесь имеются в виду рассмотренные выше методы когерентной компенсации помех, один из вариантов технической реализации которых представлен на рис. 5.18.

**В первом случае** пеленгационный канал должен обеспечить обнаружение помеховых колебаний и измерение направления их прихода. В большинстве случаев эта задача может быть сведена к известной задаче обнаружения гауссового сигнала на фоне гауссовых помех. Близкий к оптимальному приемник, называемый энергетическим приемником, обеспечивает выделение принимаемых колебаний на фоне мешающих и сравнение их с порогом обнаружения.

В рамках данного подхода наибольшее распространение получили два способа измерения угловых координат ИП: одноканальный и многоканальный. При одноканальном приеме помеховые колебания, излучаемые точечным источником, модулируются в зависимости от направления прихода за счет сканирования антенной системы. Угловые координаты ИП оценивают, определяя параметры «антенной» модуляции (биссектрису сектора эффективного подавления РЛС – рис. 5.14, *в*). В случае многоканального приема определение направления прихода помехового колебания основано на оценке положения фронта электромагнитной волны относительно точек измерения в пространстве. Вариант технической реализации такого метода пеленгации аналогичен схеме, представленной на рис. 5.9. Отличие состоит в том, что в рассматриваемом случае и основная, и дополнительная антенны имеют идентичные ДН. При прочих равных условиях многоканальный прием обеспечивает более высокие показатели качества по сравнению с одноканальным, однако его аппаратная реализация намного сложнее.

В пеленгационных каналах обзорных РЛС наиболее распространены одноканальные методы определения пеленга на ИП. Оценку угловой координаты получают, фиксируя угловое положение антенны (при ее сканировании) в момент, когда выходное напряжение интегратора энергетического приемника достигает максимального значения. Наличие боковых лепестков ДНА вызывает появление ложных пеленгов. Для устранения этого недостатка принимают специальные меры. При этом различают два способа устранения ложных пеленгов, обусловленных боковыми лепестками ДНА: инерционный (динамический) и безынерционный (статический). В первом случае пороговое напряжение формируется по результатам анализа интенсивности помех в так называемом «скользящем» окне. Поскольку уровень основного лепестка ДНА значительно превосходит уровень боковых лепестков (а пороговое напряжение определяется в основном уровнем боковых лепестков), то на выход порогового устройства будет приходиться только напряжение помехи, принятой главным лучом ДНА. При реализации вто-



рого способа пороговое напряжение вырабатывается с помощью дополнительных приемных каналов (каналов системы устранения ложных пеленгов – СУЛП), идентичных основному, но со специальными приемными антеннами. ДНА этих каналов, подобно системе когерентной компенсации АШП (рис. 5.8), должны перекрывать боковые лепестки ДНА ОК. Выходное напряжение каналов СУЛП пропорционально интенсивности помехи, принимаемой по боковым лепесткам ДН основной антенны. Это напряжение используется либо для некогерентной компенсации помехи, принятой боковыми лепестками ДНА ОК (рис. 5.10, где комплексный коэффициент передачи  $K$  необходимо заменить вещественным коэффициентом усиления), либо в качестве порогового напряжения в ОК. Если интенсивность помеховых колебаний в ОК превышает этот порог, то принимается решение о том, что помеховые колебания принимаются главным лучом ДНА. Затем осуществляется измерение угловых координат ИП.

В рассмотренных пеленгационных устройствах при увеличении числа ИП, действующих с направлений боковых лепестков ДН основной антенны, суммарная мощность помех на входах ОК и канала СУЛП возрастает. Причем в последнем увеличивается быстрее вследствие того, что ДНА СУЛП перекрывает боковые лепестки ДН основной антенны. В результате уменьшается вероятность правильного обнаружения ИП и возрастает вероятность ложных тревог. С целью исключения ограничения мощных помеховых колебаний в основном канале и каналах СУЛП стремятся максимально расширить динамический диапазон приемных устройств (рис. 5.6).

**Во втором случае**, наряду с получением информации об угловом направлении, в задачу пеленгации входит разрешение перекрывающихся по угловым координатам ИП, а также определение их числа и интенсивностей. Основная роль в задачах пеленгации такого рода отводится адаптивной ФАР, обеспечивающей выделение пеленгуемого источника, когерентную компенсацию сигналов мешающих источников, получение другой пеленгационной информации на основе анализа собственных чисел и собственных векторов матрицы, обратной корреляционной матрице «сигнал – помеха». В силу существенной специфики многоканальных методов пеленгации, обусловленной особенностями построения АФАР, эти методы будут рассмотрены в главе 9.

Важно подчеркнуть, что в задачах пеленгации из-за отсутствия информации о времени излучения непосредственное измерение дальности до ИП по запаздыванию радиосигнала невозможно. Поэтому для определения дальности до радиоизлучающей цели используются методы приема помеховых сигналов в нескольких разнесенных точках пространства. Однако в МП системах, в том числе и в двухпозиционных, достаточно сложно решается задача отождествления пеленгов в условиях множества радиоизлучающих целей, что требует более совершенной системы обмена данными

между РЛС. Тем не менее, эти системы в условиях усложнения помеховой и воздушной обстановки являются весьма перспективными.

На основании сказанного можно сделать следующие выводы:

1. При отсутствии мер защиты от шумовых помех ЗО РЛС может настолько сжаться, что будет не в состоянии выполнять свои задачи методом активной радиолокации.

2. Повышение индивидуальной защищенности РЛС от АШП в настоящее время достигается: а) методом «силовой» борьбы; б) методом пространственной селекции ЭС, включая когерентную компенсацию помех, принятых боковыми лепестками ДНА; в) методом расширения динамического диапазона приемного тракта РЛС; г) использованием несовершенства (поляризационного и временного) помех; д) применением перестройки несущей частоты, изменения длительности и частоты повторения ЗС в каждом цикле зондирования пространства; е) многоканальностью построения приемно-передающих устройств РЛС; ж) применением многочастотных, широкополосных и сверхширокополосных ЗС.

3. Значительное усиление роли РЭБ, которое наблюдалось во второй половине XX столетия и многочисленных локальных конфликтах нашего века, привело к тому, что любая современная РЛС должна быть оснащена системой помехозащиты, включающей набор соответствующих алгоритмов и устройств. В результате появилась необходимость в организации управления системой помехозащиты РЛС и ресурсами помехозащиты. Смысл этого управления заключается в том, чтобы своевременно подключать такие комбинации средств помехозащиты, которые были бы наиболее адекватны сложившейся помехоцелевой обстановке.

4. Дополнительные возможности в борьбе с помехами могут появиться при организации помехозащиты в рамках МП РЛ систем. Наряду с пассивными способами помехозащиты в МП системах целесообразно использовать активные способы. Суть последних состоит в том, что при их реализации осуществляется не только подавление помех в трактах РЛС, но и проводятся мероприятия, затрудняющие создание эффективных помех, в частности, за счет многочастотных методов работы РЛС, создания ложных фазовых фронтов излучения в группе РЛС и др.

### **5.3. Методы и устройства защиты РЛС от активных импульсных помех**

Методы защиты РЛС от ИАП можно разделить на две группы: 1) методы, обеспечивающие подавление (ослабление) помех до входа в приемный тракт РЛС; 2) методы подавления помех в трактах обработки.

К первой группе относятся следующие методы:

1. Метод пространственной селекции. Достигается сужением главного лепестка и уменьшением уровня боковых лепестков ДНА. Метод обеспечивает ослабление приема антенной как ОИП, так и несинхронных импульсных помех (НИП), воздействующих с направлений боковых лепестков ДНА.

2. Метод непрерывной (от импульса к импульсу) перестройки РЛС по несущей частоте. Обеспечивает защиту от НИП и опережающих ОИП.

3. Метод ослабления уровня внеполосного и побочного излучения РЛС и уменьшения (ухудшения) чувствительности приемников по побочным каналам приема.

Эти меры направлены, прежде всего, на снижение уровня внутрисистемных (взаимных) помех, но одновременно снижают также и возможности противника по применению НИП.

Ко второй группе относятся:

1. Методы, основанные на использовании различий в частотной и временной структурах одиночных импульсов помехи и сигнала.

2. Методы, основанные на использовании различий в структуре пачки полезных сигналов и помех.

3. Методы, основанные на использовании различий в направлении прихода импульсов помехи и полезного сигнала.

### **5.3.1. Схемы селекции по длительности и закону внутримпульсной модуляции сигналов**

#### **1. Схемы селекции по длительности импульсов.**

В этих устройствах защиты реализуют методы, основанные на различии ширины спектра одиночных импульсов и полезного сигнала. К узкополосным помехам относят АИП, ширина спектра которых меньше спектра полезного сигнала. При использовании ЗС без внутримпульсной модуляции узкополосные помехи удовлетворяют условию  $\tau_{п} > \tau_{и}$ , где  $\tau_{п}$  – длительность импульса помехи;  $\tau_{и}$  – длительность импульса полезного сигнала. К широкополосным помехам относят помехи, ширина спектра которых превышает ширину спектра ЗС. Для ЗС без внутримпульсной модуляции это означает выполнение условия  $\tau_{п} < \tau_{и}$ .

#### ***Устройства защиты от узкополосных АИП.***

В качестве устройств защиты от узкополосных АИП используют: а) дифференцирующие цепи (ДЦ) в видеотракте приемника (после амплитудного детектора АД); б) схемы быстродействующей автоматической регулировки усиления (БАРУ) в тракте УПЧ. Эти устройства обеспечивают подавление помех, длительность импульсов которых существенно превышает длительность импульсов полезного сигнала.

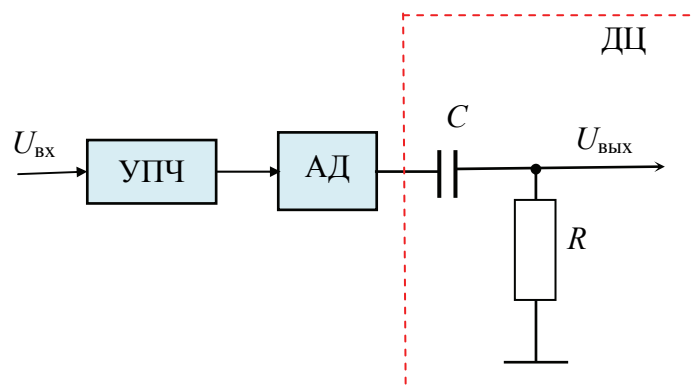


Рис. 5.20. Схема ДЦ в видеотракте приемника

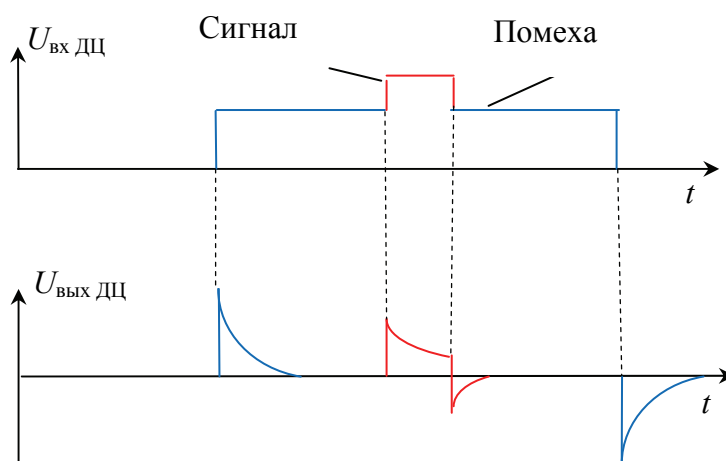


Рис. 5.21. Эпюры напряжений ЭС и узкополосной АИП на входе и выходе ДЦ

ДЦ (рис. 5.20) в видеотракте приемника является простейшим устройством защиты от узкополосных АИП. Принцип подавления длинноимпульсных (узкополосных) помех дифференцирующей цепью поясняется графиками, представленными на рис. 5.21.

Отрицательные выбросы от задних фронтов импульсов на выходе ДЦ устраняются простым диодным ограничителем. Для исключения существенного ослабления полезного сигнала постоянная времени ДЦ выбирается примерно равной  $\tau_{\text{д}}$ . Принцип работы БАРУ (рис. 5.22) заключается в уменьшении коэффициента усиления усилителя промежуточной частоты (УПЧ) при воздействии АИП большой длительности.

В то же время БАРУ не должна реагировать на полезные сигналы. В этом смысле БАРУ можно (по выходному эффекту) рассматривать как некоторую аналогию ДЦ. Быстродействие БАРУ определяется постоянной времени интегрирующей цепи, выполняющей роль фильтра низких частот.

Для исключения подавления полезного сигнала постоянную времени цепи БАРУ выбирают обычно равной (1–2)  $\tau_n$ . Малая постоянная времени цепи обратной связи является существенной особенностью БАРУ относительно других АРУ.

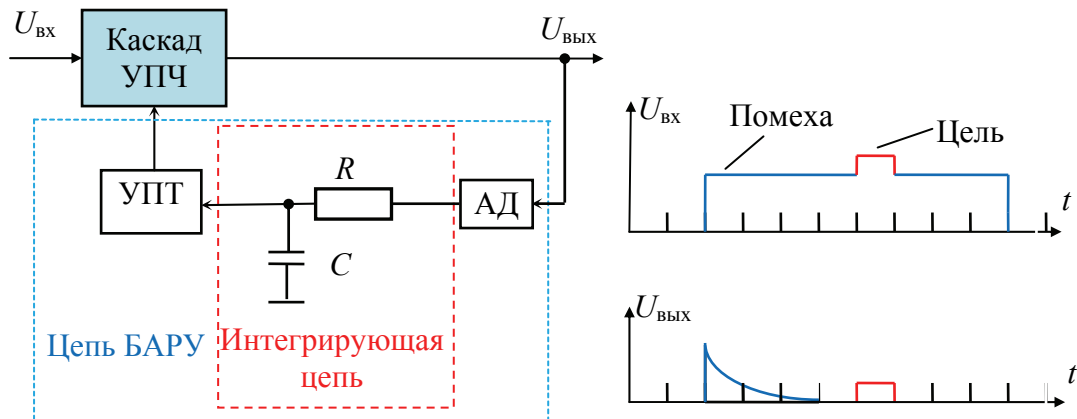


Рис. 5.22. Структурная схема и принцип работы усилителя с БАРУ

Из-за неустойчивости невозможно охватить малоинерционной обратной связью регулируемый усилитель с большим коэффициентом усиления. Поэтому цепь БАРУ должна воздействовать лишь на один, максимум два каскада УПЧ. Требуемый диапазон регулировок обеспечивается за счет охвата отдельными цепями БАРУ нескольких каскадов УПЧ. Итак, видим, что рассмотренные устройства не подавляют полностью длинноимпульсную помеху, а лишь расширяют динамический диапазон приемника и укорачивают ее длительность до длительности полезного сигнала, уменьшая тем самым мешающее действие такой АИП.

#### **Устройства защиты от широкополосных АИП.**

Эффективное подавление АИП, длительность которых значительно меньше длительности полезного сигнала, обеспечивают схемы ШОУ. В состав схемы входят **широкополосный** усилитель, двусторонний амплитудный **ограничитель**, **узкополосный** усилитель (рис. 5.23). Название схемы образовано начальными буквами наименований этих элементов.

Для понимания работы схемы необходимо знать известное уравнение закона сохранения энергии импульса:

$$\mathcal{E} = \left| \int_{-\infty}^{\infty} U^2(t) dt \right| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} G^2(\omega) d\omega \right|,$$

где  $G^2(\omega)$  – АЧС сигнала.

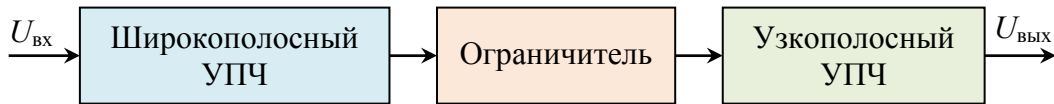


Рис. 5.23. Схема ШОУ

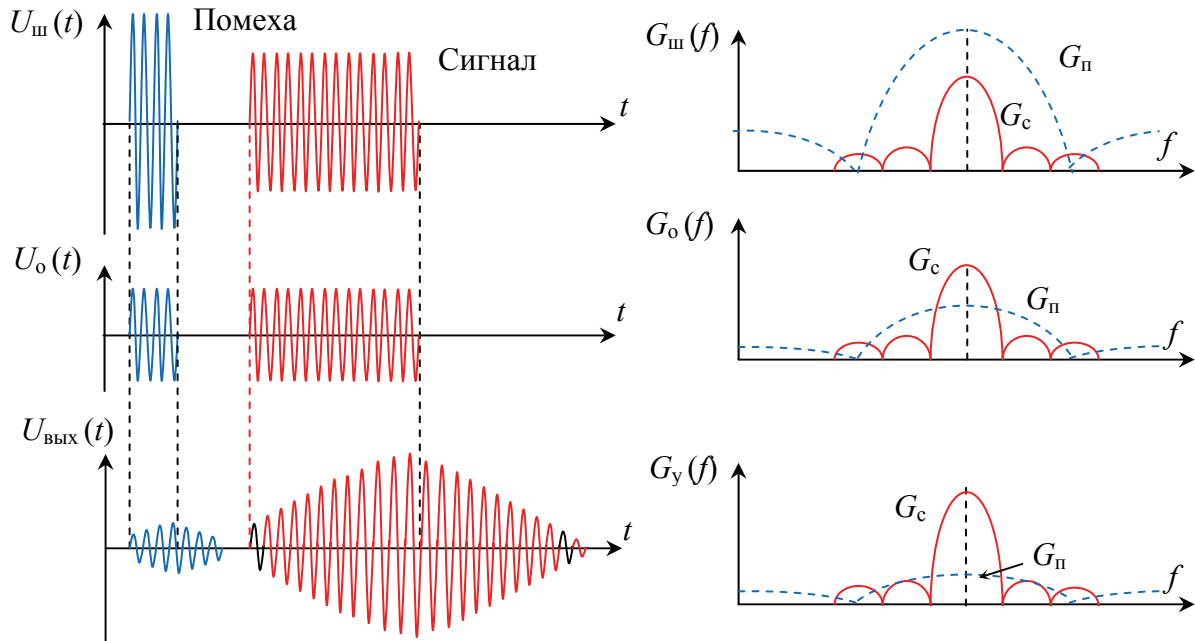


Рис. 5.24. Эпюры напряжений и спектры сигналов и АИП схемы ШОУ

Короткоимпульсная помеха вследствие малого времени ее воздействия на узкополосный УПЧ ослабляется последним по амплитуде (рис. 5.24). Однако если амплитуда помехи существенно превышает амплитуду сигнала, то даже после ослабления ее в узкополосном УПЧ она может на выходе устройства заметно превышать уровень шумов и, следовательно, сохранять свое мешающее действие. Этим обусловлена необходимость ограничения сигналов на входе узкополосного УПЧ. Уровень ограничения устанавливается в зависимости от величины произведения  $\Pi_{\text{ШУПЧ}} \cdot \tau_{\text{и}}$ . Если это произведение больше 20, то он (уровень ограничения) может быть равен эффективному значению собственных шумов приемника. Жесткое ограничение на уровне «плотной» части шума лишает помеху ее энергетического превосходства над сигналом. В результате на выходе узкополосного УПЧ, как и на его входе, помеха будет скрыта в шумах, поскольку короткий и слабый импульс не успевает «раскачать» высокодобротный контур узкополосного УПЧ. Полезный же сигнал, имеющий большую длительность на входе узкополосного УПЧ, будет растянут до длительности  $2\tau_{\text{и}}$  (как в СФ одиночного радиоимпульса), превысит уровень шумов

и будет обнаружен. Коэффициент подавления широкополосной АИП схемой ШОУ  $K_{\text{под}} = P_{\text{ШУПЧ}} / P_{\text{УУПЧ}}$ , здесь  $P_{\text{ШУПЧ}}$  и  $P_{\text{УУПЧ}}$  – соответственно полоса пропускания широкополосного и узкополосного УПЧ.

К недостаткам схемы ШОУ следует отнести: а) ее влияние на эффективность подавления ПП в системе СДЦ, поскольку ограничение сигналов приводит к расширению спектра флюктуаций ЭС; б) внесение дополнительных потерь в отношении сигнал/шум (около 1 дБ).

Схема ШОУ может быть применена и для расширения динамического диапазона приемного устройства в случае АШП подобно схеме ограничителя, представленной на рис. 5.7. Ширина полосы пропускания узкополосного фильтра выбирается из условия  $P_{\text{УУПЧ}} = (1 \dots 1,37) / \tau_{\text{и}}$ , ширина полосы пропускания широкополосного УПЧ – в 50–100 раз большей:  $P_{\text{ШУПЧ}} = (50 \dots 100) P_{\text{УПЧ}}$ . В результате на выходе ШУПЧ и ограничителя средняя длительность шумовых выбросов  $\tau_{\text{и}} = 1 / P_{\text{ШУПЧ}}$  в 50–100 раз меньше длительности полезного сигнала. Шумовые выбросы воздействуют на узкополосный фильтр короткое время, и их амплитуда на выходе фильтра оказывается небольшой. За время же длительности полезного сигнала амплитуда напряжения на выходе узкополосного фильтра будет существенно больше. Вследствие этого сигнал на выходе фильтра может быть выделен из АШП, хотя на выходе ограничителя амплитуда сигнала и выбросов помехи из-за жесткого ограничения была одинаковой.

## **2. Схемы селекции по закону модуляции импульсов.**

В РЛС со сложномодулированным сигналом применяются схемы, которые представляют собой СФ с ограничителем на входе. АИП с отличным от сигнала законом внутриимпульсной модуляции ослабляется СФ и при отсутствии ограничителя на входе. Интенсивная помеха, даже будучи ослабленная фильтром, может на его выходе существенно превышать уровень шума и, следовательно, сохранять свое мешающее действие. Включение ограничителя, как и в схеме ШОУ, позволяет лишить помеху энергетического превосходства над сигналом на входе фильтра и тем самым обеспечить выделение сигнала на фоне помехи любой интенсивности. В отличие от схемы ШОУ данная схема обеспечивает подавление помех любой длительности, лишь бы закон их внутриимпульсной модуляции отличался от закона внутриимпульсной модуляции сигнала.

### **5.3.2. Схемы селекции импульсов помехи по частоте следования и амплитуде**

#### **1. Схемы селекции по частоте следования импульсов.**

К схемам, обеспечивающим подавление АИП на основе использования различий в структуре их последовательностей (пачек), относятся: схемы селекции по частоте следования с каналом выделения помехи; аналоговые

некогерентные накопители (рециркуляторы); накопители и программные обнаружители двоично-квантованных сигналов; когерентные накопители.

Схемы селекции по частоте следования с каналом выделения помехи (рис. 5.25). Такие схемы обеспечивают выделение сигналов на фоне НИП.

Видеосигналы с выхода АД приемника подаются на бланкируемый усилитель (схему вычитания) и схему выделения НИП, включающую линию задержки на период следования ЗС и схему вычитания. Сигналы, имеющие период следования, равный времени задержки в линии задержки, и одинаковую амплитуду (что достигается установкой ограничителя), компенсируются в схеме вычитания.

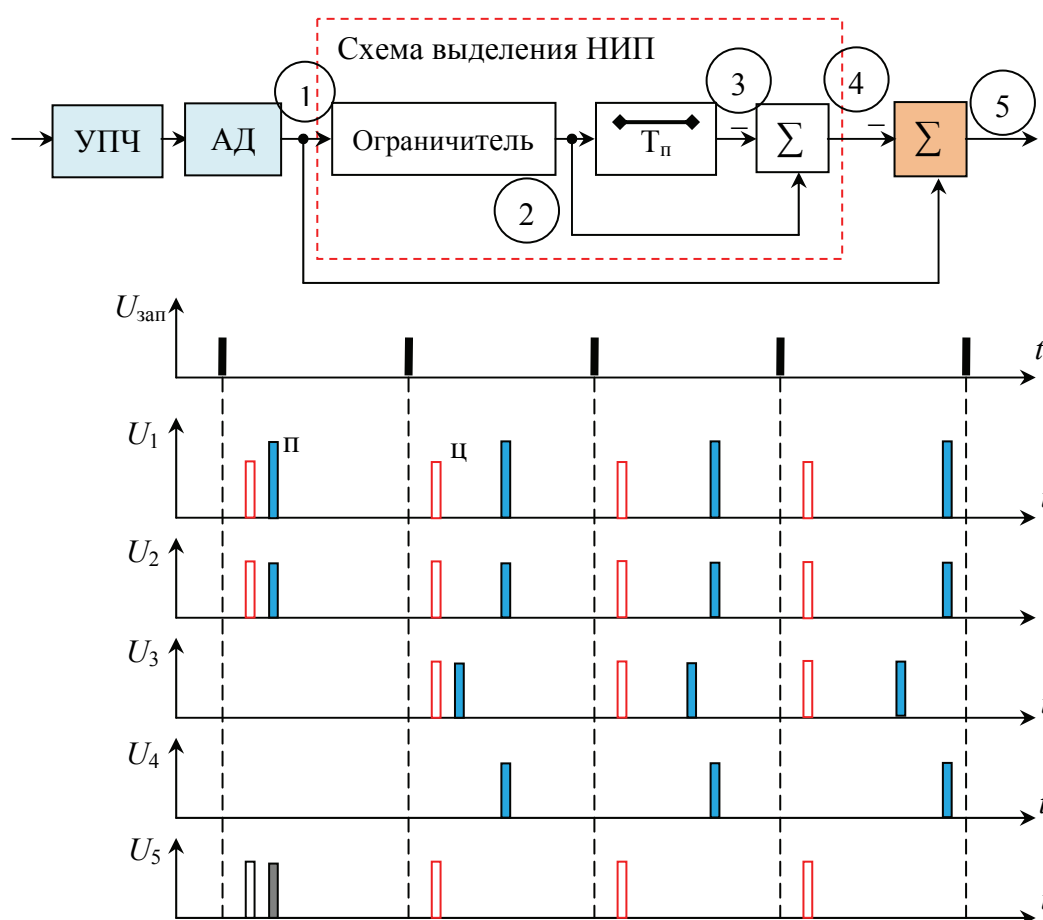


Рис. 5.25. Схема селекции НИП по частоте следования:  
п – помеха, ц – цель

Импульсы НИП, отличающиеся от сигнала периодом следования, выделяются схемой и используются для запирания бланкируемого усилителя (выходной схемы вычитания). Схема неэффективна при малом отличии частоты следования помехи от частоты следования сигнала. В этом случае импульсы помехи, особенно если они достаточно длительные, могут на входах



схемы вычитания частично совпадать по времени и компенсироваться. Вследствие этого запирающий импульс будет короче импульса помехи и полной ее компенсации происходить не будет.

*Аналоговые некогерентные накопители* (рециркуляторы – рис. 5.26). Обеспечивают ослабление НИП, поскольку последняя имеет отличный от сигнала период следования и поэтому не накапливается. Однако если импульсы помехи на входе сумматора накопителя имеют значительно бóльшую интенсивность, чем сигнал, то, даже не будучи накопленными, они могут на выходе сумматора превысить уровень шума, по которому устанавливается порог обнаружения и, следовательно, сохранять мешающее действие. Для устранения этого недостатка после АД включают ограничитель сигналов сверху, а на выходе рециркулятора – пороговое устройство. Уровень ограничения сигналов на входе накопителя относительно уровня шума устанавливается такой величины, чтобы ограниченные по амплитуде импульсы помехи оказались на выходе накопителя соизмеримыми с уровнем накопленного шума и не смогли превысить установленный порог обнаружения.

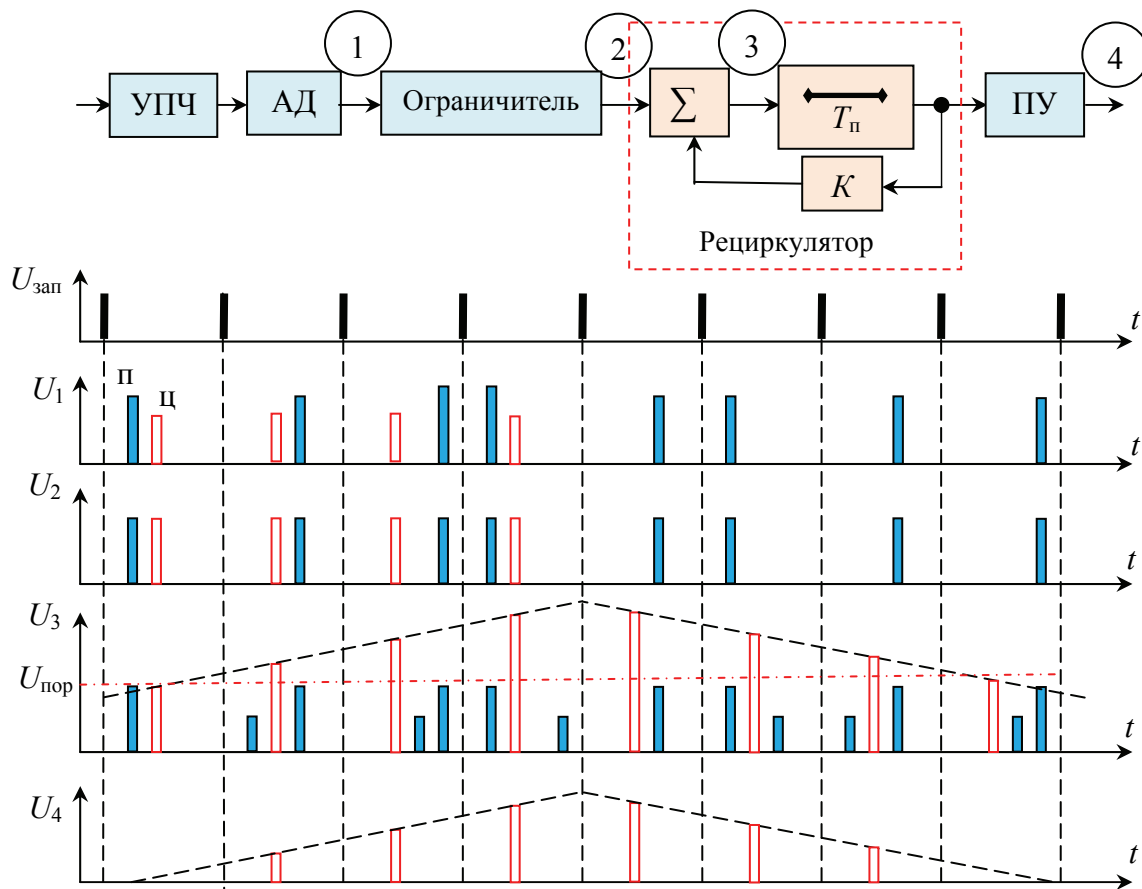


Рис. 5.26. Схема подавления НИП на базе рециркулятора:  
п – помеха, ц – цель

Коэффициент в цепи обратной связи выбирается из условия  $0,75 < K < 1$ , что обеспечивает ожидаемый эффект некогерентного накопления сигнала и предотвращает возбуждение рециркулятора.

*Накопители (двоичные счетчики) и программные обнаружители двоично-квантованных сигналов с логикой  $k/m$* , осуществляя некогерентное накопление импульсов пачки, одновременно обеспечивают эффективное подавление НИП любой интенсивности, поскольку сигналы на входах таких обнаружителей подвергаются нормировке по амплитуде (двоичному квантованию). Аналоговые и дискретные накопители с точки зрения подавления НИП эффективнее схемы селекции по частоте следования. Они обеспечивают подавление и таких помех, импульсы которых в соседних периодах следования частично перекрываются.

**2. Схемы селекции сигналов по амплитуде** обеспечивают самобланкирование АИП, амплитуда которых превышает установленный порог в канале формирования бланка (рис. 5.27). Недостатком схемы является возможность самобланкирования сигналов большой амплитуды и прохождение помех малой амплитуды.

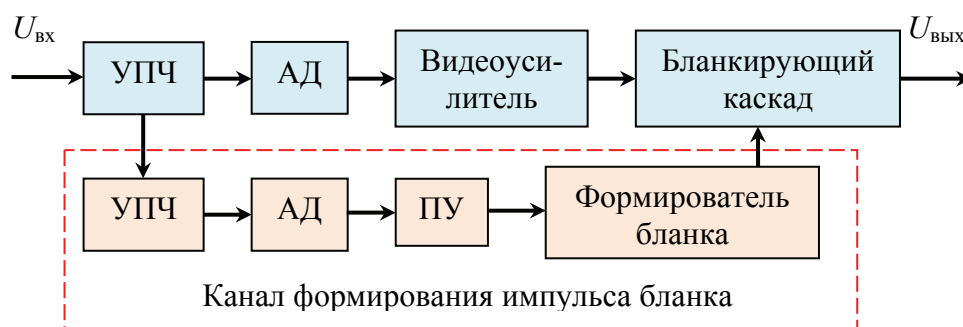


Рис. 5.27. Схема селекции по амплитуде

Отмеченного недостатка лишена схема, позволяющая использовать в качестве порогового напряжения амплитуду помехи, принимаемую с помощью ДК. Эта схема обеспечивает подавление ОИП и НИП, принимаемых боковыми лепестками ДНА, и получила сокращенное название — ПБО (подавление бокового ответа). Структурная схема ПБО и принцип подавления однократной ОИП, принятой боковыми лепестками ДНА ОК, изображены на рис. 5.28. Здесь рассматривается пространственная селекция сигнала (рис. 5.8–5.10), но с некогерентной компенсацией АИП.

Антенна ПБО формирует ДН, перекрывающую боковые лепестки ДН основной антенны. Продетектированные сигналы с выходов приемников подаются на схему вычитания. Если помеха воздействует по боковым лепесткам ДН основной антенны, то амплитуда импульсов на выходе прием-

ника ПБО будет превышать амплитуду импульсов на выходе основного приемника и помеха в основном канале будет подавлена. Возникшие на выходе схемы вычитания остатки отрицательной полярности будут ограничиваться последующим ограничителем (пороговым устройством). Схема расширения обеспечивает надежное совпадение по времени импульсов помехи и сигнала на входах схемы вычитания.

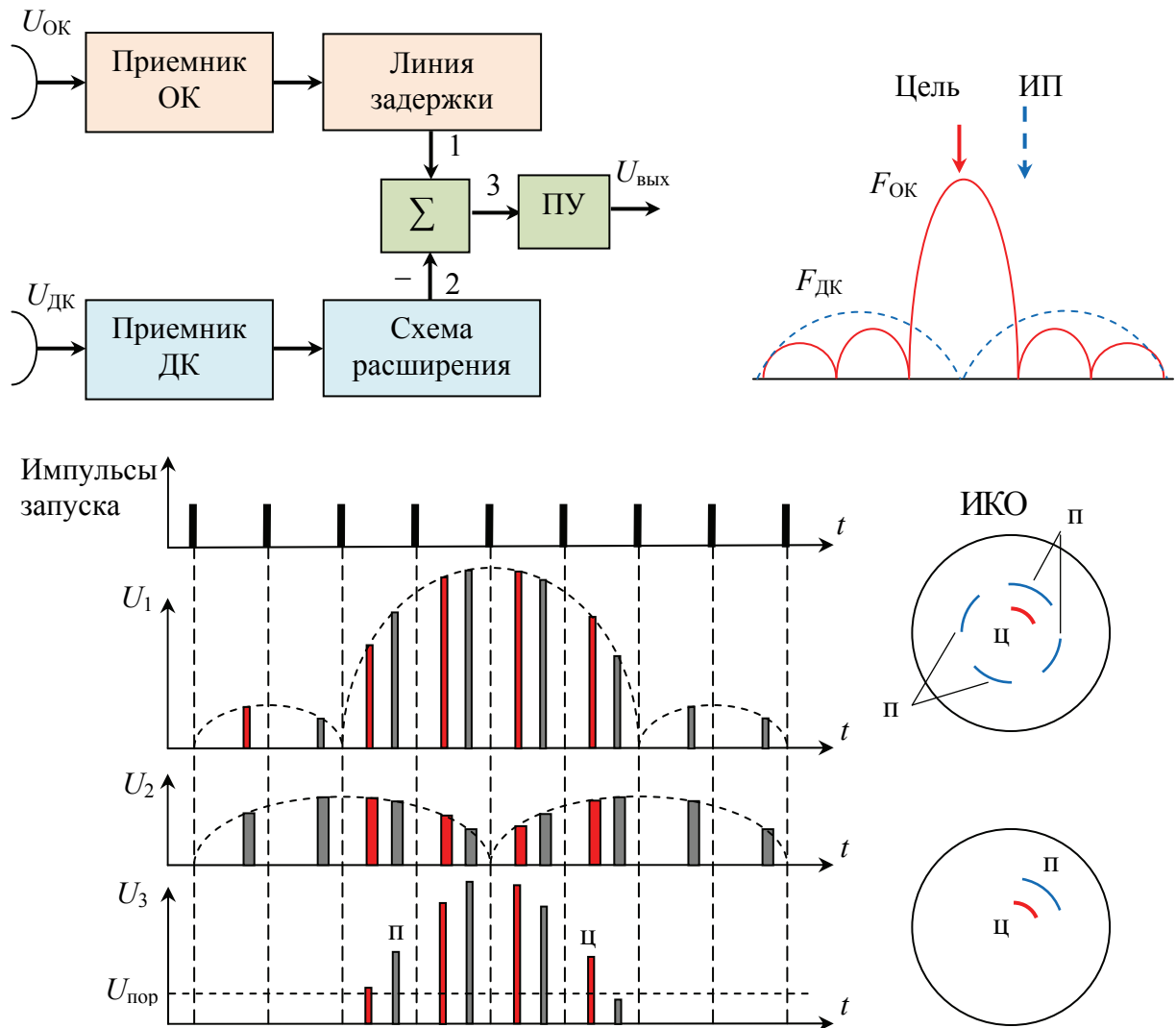


Рис. 5.28. Структурная схема ПБО и эюры напряжений, поясняющие принцип подавления ОИП: п – помеха, ц – цель

Очевидно, что схема ПБО не защищает от ОИП, действующих по главному лепестку ДН (вид ИКО, рис. 5.28).

**3. Схемы подавления АИП на базе корреляционных АКП.** Рассмотренные ранее корреляционные АКП предназначены для подавления

непрерывной АШП, имеющей пространственные или поляризационные отличия от сигнала. Применение таких устройств с целью подавления ими АИП с такими же отличиями от сигнала считается проблематичным из-за инерционности интегрирующего звена коррелятора, достигающей при разомкнутой цепи обратной связи сотен микросекунд–единиц миллисекунд. Импульсы помехи, период следования которых соизмерим или превышает постоянную времени интегратора (в отличие от случая с непрерывной АШП), не успевают возбудить соответствующие колебания в интеграторе. В этом случае на выходе коррелятора регулирующее напряжение отсутствует, что исключает компенсацию АИП в сумматоре АКП. Тем не менее в ряде случаев имеется возможность применения АКП для подавления протяженной АИП, а также короткоимпульсной помехи, период повторения которой соизмерим с постоянной времени интегратора.

Ранее было показано, что динамическая постоянная времени  $\tau_d$  одноканального АКП определяется соотношением  $\tau_d = T_i / (1 + \gamma \overline{U}_{\text{ДК}}^2)$ , где  $T_i$  – постоянная времени интегратора при разомкнутой цепи обратной связи;  $\overline{U}_{\text{ДК}}^2 = \sigma_{\text{ДК}}^2$  – дисперсии помехи в дополнительном канале;  $\gamma$  – коэффициент усиления в цепи обратной связи.

Если  $\tau_d$  выбрать из условия  $\tau_d \cong 2\tau_i$ , определяющего допустимые искажения сигнала длительностью  $\tau_i$  при его прохождении через АКП (как это имеет место в случае применения автокомпенсатора для подавления протяженных ПП), появляется возможность подавления протяженной АИП (рис. 5.29). Недостаток такого метода обусловлен наличием передней кромки (остатка компенсации), соизмеримой по длительности с временем быстрогодействия АКП (в данном случае – равным  $2\tau_i$ ). Отметим, что передняя кромка характерна и для череспериодной автокомпенсации (ЧПАК) протяженных ПП, что ограничивает применение АКП в системах защиты от ПП.

Для более эффективного подавления многократной АИП на основной и дополнительный входы АКП ставят идентичные линейные «растягивающие» фильтры (рис. 5.30), АЧХ которых равномерны в полосе пропускания приемного тракта, а ФЧХ выбраны таким образом, чтобы «растянуть» АИП в интервале времени, соизмеримом со средним периодом их следования. В качестве таких фильтров (преобразователей Фурье) могут быть использованы, например, дисперсионные линии задержки (ДЛЗ). АЧХ ДЛЗ на выходе АКП имеет обратным входным фильтрам закон изменения частоты, что обеспечивает восстановление исходной формы сигнала, искаженного в фильтре ОК. При введении линейных растягивающих фильтров коэффициент подавления АИП повышается на 12–13 дБ, а коэффициент

подавления АШП (из-за некоторой неидентичности входных фильтров) снижается на 2–3 дБ. Эпюры напряжений, поясняющие подавление АИП в таком АКП, представлены на рис. 5.31. Символом  $U'_{ок}$  обозначено напряжение импульсов помехи на выходе ДЛЗ основного канала.

Напомним, что рассмотренные схемы обеспечивают компенсацию АИП, принятых боковыми лепестками ДНА РЛС. Для компенсации АИП, принятых основным лепестком ДНА, необходимо применить метод поляризационной селекции (рис. 5.16, а). Очевидно, что, как и в случае с АШП, в ДНА ОК в направлении на источник АИП также будет сформирован провал, что и обеспечит подавление этих помех.

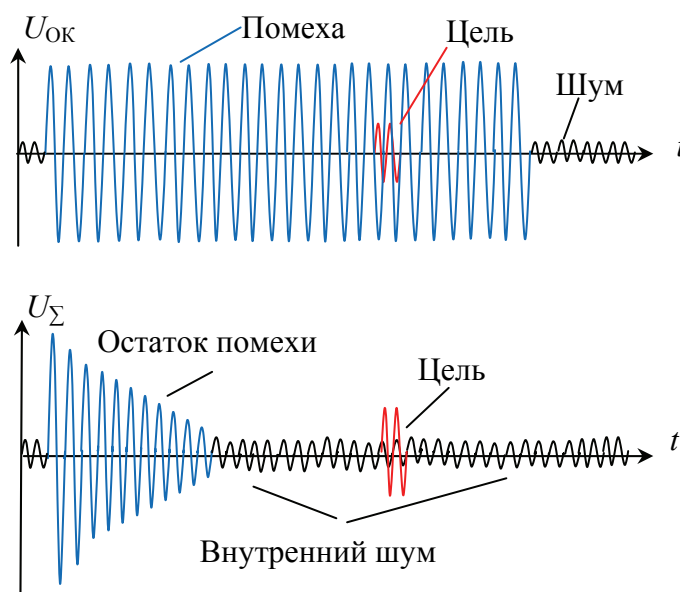


Рис. 5.29. Эпюры, поясняющие принцип автокомпенсации протяженной АИП

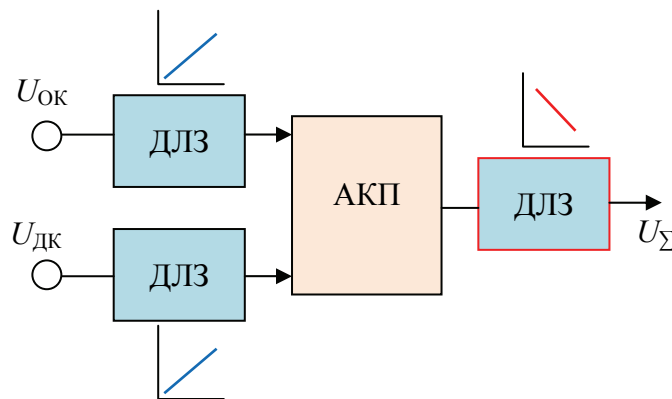


Рис. 5.30. Устройство когерентной компенсации многократных АИП

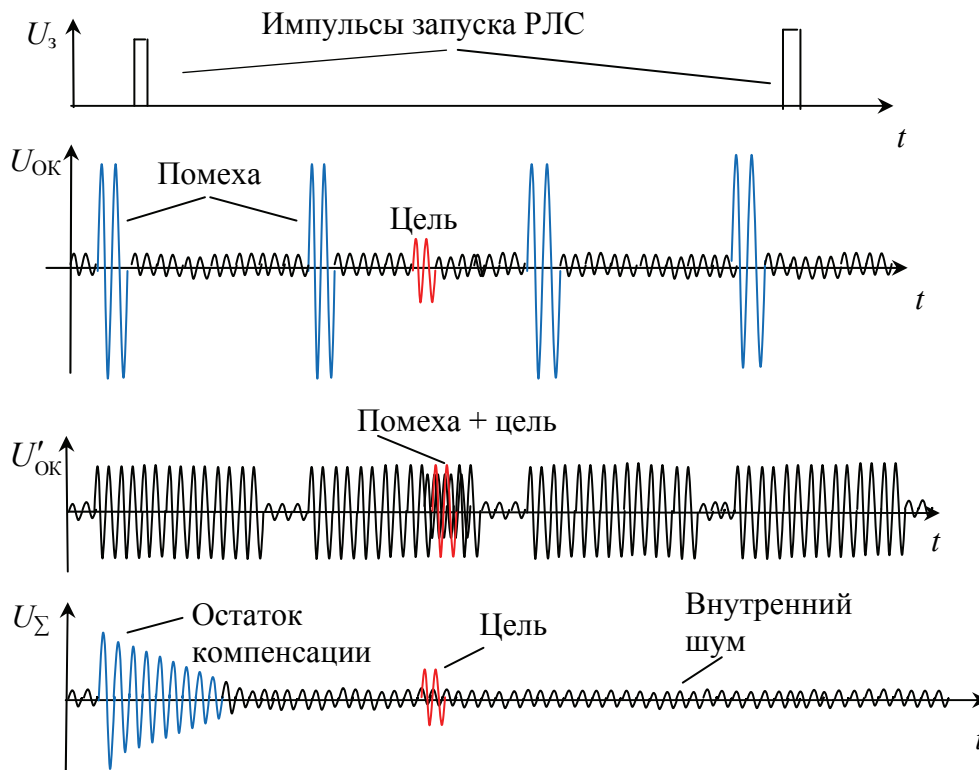


Рис. 5.31. Эпюры напряжений, поясняющие работу АКП АИП с преобразованием Фурье

К недостаткам рассмотренного АКП АИП следует отнести наличие потерь в отношении сигнал/помеха при преобразовании сигнала в растягивающем и сжимающем фильтрах, которые составляют около 3 дБ. Заметными могут быть и искажения формы сигналов, особенно широкополосных. Поэтому преобразование АИП в квазинепрерывные переносят в цепь формирования весового коэффициента (рис. 5.32). Особенностью такого (в данном случае гетеродинного) АКП является наличие: а) цепи формирования регулирующего напряжения, в которой осуществляется преобразование помеховых колебаний с помощью двух идентичных ДЛЗ; б) цепи компенсации, в которой эти фильтры отсутствуют. Элементы задержки (ЭЗ) на время, равное быстродействию АКП  $2\tau_n$ , устраняют упомянутую выше переднюю кромку компенсации помехи.

В основу работы устройства положен переход при вычислении коэффициентов корреляции из временной области в частотную. При этом выражение для комплексного весового коэффициента  $\dot{K}$  алгоритма автокомпенсации (5.9), (5.10) не изменяется. Так, для векторов дискретных временных выборок  $\vec{Y}_0$  и  $\vec{Y}_1$  соответственно в ОК и ДК, преобразованных с помощью матрицы дискретного преобразования Фурье  $\vec{P}$ , их спектраль-

ные представления имеют следующий вид:  $\vec{G}_0 = \vec{\Pi} \vec{Y}_0$ ,  $\vec{G}_1 = \vec{\Pi} \vec{Y}_1$ . В соответствии с формулой (5.10) оценка весового коэффициента по выборкам спектра может быть представлена соотношением

$$\hat{K} = - \frac{\overline{\vec{G}_1^{T*} \vec{G}_0}}{\overline{\vec{G}_1^{T*} \vec{G}_1}} = - \frac{\overline{\vec{Y}_1^{T*} \vec{\Pi}^{T*} \vec{\Pi} \vec{Y}_0}}{\overline{\vec{Y}_1^{T*} \vec{\Pi}^{T*} \vec{\Pi} \vec{Y}_1}} = - \frac{\overline{\vec{Y}_1^{T*} \vec{Y}_0}}{\overline{\vec{Y}_1^{T*} \vec{Y}_1}}.$$

Таким образом, в силу ортогональности используемого преобразования  $\vec{\Pi}^{T*} \vec{\Pi} = \vec{I}$ , оценка весового коэффициента по частотным выборкам рассматриваемого АКП совпадает с его значением, полученным по временным выборкам. Кроме того, оценивание межканальной корреляции мощных АИП по спектральным выборкам при ограниченном динамическом диапазоне может оказаться более эффективным, чем по временным.

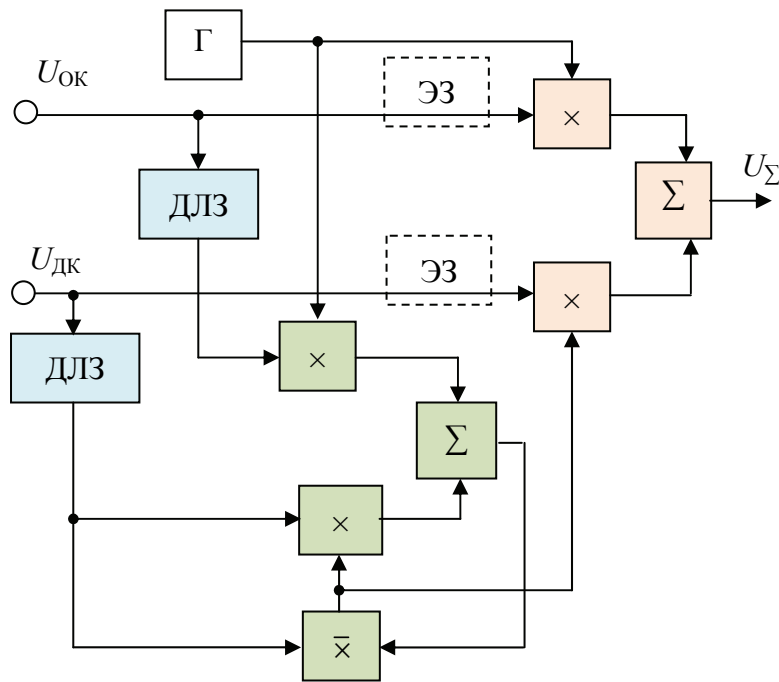


Рис. 5.32. Схема устройства когерентной компенсации АИП

Таким образом, отдельные РЛС (РЛК) и РЛ система в целом могут быть подвержены воздействию широкого разнообразия непрерывных и импульсных АП естественного и искусственного происхождения. Воздействие непрерывных АП на РЛС эквивалентно увеличению спектральной плотности мощности внутреннего шума приемника  $N_0$  на величину, равную спектральной плотности мощности помехи  $N_{п.вх}$ . Воздействие АИП эквивалентно действию в ЗО РЛС множества целеподобных отметок,

которые перегружают тракты обработки и каналы АС целей. Все это приводит к существенному снижению боевых возможностей РЛС, в первую очередь – максимальной дальности и максимальной высоты обнаружения целей. Если в РЛС не предусмотрены специальные меры защиты от АП, ее ЗО может настолько сжаться, что РЛС будет не в состоянии выполнять стоящие перед ней информационные задачи.

Защита от помех обеспечивается проведением комплекса мероприятий технического и организационного характера, предусматривающего применение РЛС различного диапазона волн, выбор способов их размещения в элементах боевого порядка для создания РЛП с требуемыми параметрами, выбор оптимальных параметров антенных систем РЛС и способов обзора пространства, использование в конкретных РЛС соответствующих видов ЗС, а также алгоритмов и устройств помехозащиты. Каждый из этих алгоритмов и устройств основан на том или ином *различии* параметров и той или иной закономерности изменения во времени и пространстве полезных сигналов и помех, что обеспечивает селекцию сигналов и подавление внешних помех. В то же время практическая их реализация во многом определяется уровнем теоретических разработок в области алгоритмов эффективной помехозащиты, технологическими возможностями промышленного изготовления соответствующих устройств, комплексом организационно-технических мероприятий РЛ системы и зависит от возможностей средств РЭБ.

### **Вопросы для самостоятельной работы и контроля знаний**

1. Что называется АП РЛ системам?
2. Почему АП иногда называют помехой, коррелированной по пространству?
3. Какова классификация АП?
4. Каков механизм маскирующего воздействия АПП на приемный тракт РЛС?
5. Какова специфика имитирующего воздействия АИП на систему автоматического обнаружения и сопровождения РЛС?
6. Каковы основные принципы вывода и анализа уравнения противорадиолокации?
7. Как доказать, что воздействие АП существенно снижает боевые возможности РЛС?
8. Каковы основные методы защиты РЛС от АП?
9. В чем заключается сущность организационных методов защиты от АПП?



10. В чем заключается сущность методов защиты, способствующих снижению мощности помехи в приемном тракте РЛС?
11. В чем заключается сущность метода пространственной селекции сигнала на фоне АП?
12. Каковы основные принципы синтеза и построения одноканальных и многоканальных АКП?
13. Как доказать, что квадратурный и гетеродинный АКП осуществляют подавление АШП и выделение полезного сигнала?
14. В чем заключается сущность метода поляризационной селекции сигнала на фоне АШП, принимаемых основным лепестком ДНА РЛС?
15. В чем заключается сущность метода компенсации АШП на основе предварительной пеленгации ИП?
16. Каковы основные методы пеленгации источников АП? Способы их технической реализации.
17. Каковы основные принципы и методы защиты РЛС от АИП?
18. В чем заключается сущность метода селекции сигнала по длительности, частоте повторения и закону внутриимпульсной модуляции?
19. Какова специфика подавления АИП в корреляционном АКП?
20. Как доказать, что ШАРУ, БАРУ и временная автоматизированная регулировка усиления (ВАРУ) обеспечивают расширение динамического диапазона радиоприемного устройства РЛС?

## Глава 6. МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ЗАЩИЩЕННОСТИ РЛС ОТ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

### 6.1. Общая характеристика пассивных помех

В радиолокации под ПП принято понимать эхосигналы, обнаружение которых не является задачей РЛС. Это отражения от подстилающей поверхности объемно-распределенных естественных и искусственных образований, а также сигналы, возникновение которых связано с определенными условиями распространения радиоволн. В зависимости от причины их образования ПП можно разделить на три класса: поверхностно-протяженные, объемно-протяженные и пространственно-дискретные. К *поверхностно-протяженным* относятся отражения от земной и морской подстилающих поверхностей, характеристики которых зависят либо от состояния моря, либо от вида земной поверхности. К *объемно-протяженным* ПП относятся отражения от метеообразований, таких как дождь, снег, град, туман, которые часто называют гидрометеорами, а также от облаков диполей и металлизированных лент.

Рассмотренные выше помехи относятся к классу МПП. В то же время существуют ПП, которые возникают из-за отражения ЗС от птиц (в особенности от стай перелетных птиц), скоплений насекомых, перемещающихся со скоростью ветра. Возникают отражения и от неоднородностей атмосферы или зон аномального распространения радиоволн, в которых наблюдаются интенсивные отражения от границ сред с различными показателями преломления, от турбулентных образований и от оптически ненаблюдаемых объектов (так называемых «ангелов»). Эти помехи, а также сигналы, отраженные от крупных наземных сооружений, относятся к классу *пространственно-дискретных* ПП. По характеру воздействия на каналы дальности РЛС они являются имитирующими ПП.

Сигналы, отраженные от ПП, характеризуются следующими параметрами: плотностью распределения вероятностей амплитуды и мощности флюктуаций отраженного сигнала или ЭПР ПП; спектрально-корреляционными характеристиками и их изменением во времени и пространстве; средней доплеровской частотой (межпериодным сдвигом фаз) и изменением ее во времени и пространстве.

При исследовании плотности распределения вероятностей амплитуды обычно берут модель помехи в виде множества независимых отражающих элементов, хаотично распределенных в элементе разрешения. В этом случае плотность распределения вероятностных значений амплитуды отраженного сигнала подчиняется закону Релея [16]:

$$p(U) = \frac{U}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{U^2}{2\sigma^2}\right),$$

где  $U$  – амплитуда отраженного сигнала;  $\sigma^2$  – дисперсия амплитуды.

Релеевское распределение характерно для местностей, покрытых густой растительностью. Флюктуирующая составляющая при этом связана с перемещением отражателей под действием ветра, а стационарная составляющая практически отсутствует. В том случае, когда существует один отражатель, который формирует мощный сигнал помехи, окруженный рядом менее интенсивных отражателей, необходимо использовать распределение Райса:

$$p(U) = \frac{U}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{U^2 - a^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{aU}{\sigma^2}\right),$$

где  $a$  – некоторая стационарная составляющая помехового сигнала;  $I_0(\bullet)$  – функция Бесселя нулевого порядка от мнимого аргумента.

Мощность результирующего помехового сигнала распределяется по экспоненциальному закону:

$$p(P) = \frac{1}{\bar{P}} \exp\left(-\frac{P}{\bar{P}}\right), \quad (6.1)$$

где  $P$  и  $\bar{P}$  – соответственно мгновенная и средняя мощности помехового сигнала.

Поскольку мощность отраженного сигнала пропорциональна ЭПР объекта локации, то в соответствии с формулой (6.1) закон распределения ЭПР ПП можно представить в виде

$$p(\sigma) = \frac{1}{\bar{\sigma}} \exp\left(-\frac{\sigma}{\bar{\sigma}}\right),$$

где  $\bar{\sigma}$  – среднее значение ЭПР.

Параметры всех приведенных распределений зависят как от параметров источника ПП, так и от характеристик самой РЛС. Для мешающих отражений в качестве меры их интенсивности широко применяется такая характеристика, как отражательная способность ПП (коэффициент обратного рассеяния единичного объема или единичной площади поверхности, содержащих источник ПП) или удельная ЭПР. Удельную ЭПР обозначают через  $\sigma_{0s}$ .

Поверхностно-распределенные цели с помощью этого параметра могут характеризоваться средней ЭПР единицы площади поверхности:

$$\bar{\sigma} = \sigma_{0S} S_{\Pi} = \sigma_{0S} \frac{D \beta_{0,5p}}{L_{\text{ДНА}}} \times \frac{c \tau_{\Pi}}{2} \sin \varphi,$$

где  $S_{\Pi}$  – площадь элемента разрешения;  $\varphi$  – угол скольжения (угол между направлением распространения падающей радиоволны и касательной к поверхности раздела двух сред в точке падения радиоволны);  $D$  – наклонная дальности от РЛС до элемента подстилающей поверхности;  $L_{\text{ДНА}}$  – потери из-за аппроксимации ДНА;  $c \cdot \tau_{\Pi} / 2$  – элемент разрешения РЛС по дальности.

Поверхности, для которых  $\sigma_{0S} = 0,1$ , будут обладать ЭПР, равной  $0,1 \text{ м}^2$  на каждый квадратный метр площади, облучаемой РЛС. Для объемно-распределенных источников ПП соответствующим параметром является отражательная способность  $\sigma_{0V}$ , характеризующая ЭПР единицы объема и имеющая размерность  $\text{м}^2/\text{м}^3$ . Средняя ЭПР в пределах каждого элемента разрешения  $V_{\Pi}$

$$\bar{\sigma} = \sigma_{0V} V_{\Pi} = \sigma_{0V} \frac{D^2 \Delta \varepsilon_{0,5} \Delta \beta_{0,5}}{L_{\text{ДНА}}^2} \times \frac{c \tau_{\Pi}}{2},$$

где  $\Delta \varepsilon_{0,5}$ ,  $\Delta \beta_{0,5}$  – ширина ДНА соответственно в вертикальной и горизонтальной плоскости. При работе одной антенны на прием и передачу  $L_{\text{ДНА}} = \sqrt{2}$ . Для гауссовской аппроксимации ДНА, а также для аппроксимации законом  $\sin x / x$  значение  $L_{\text{ДНА}} = 1,33$ .

В общем случае формула для расчета коэффициента  $\sigma_{0V}$  при оценке отражательной способности метеообразований в сантиметровом диапазоне волн имеет вид

$$\sigma_{0V} = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 z, \quad (6.2)$$

где  $|K|^2 = 0,93$  – для дождя;  $|K|^2 = 0,2$  – для снега и града;  $z = 2 \cdot 10^{-16} \xi^{1,6}$  – для дождя,  $\text{м}^3$ ;  $z = 2 \cdot 10^{-15} P^2$  – для снега и града,  $\text{м}^3$ ;  $\xi$  – интенсивность выпадения осадков, мм/ч. Соотношение (6.2) справедливо для случая согласования поляризации отраженного сигнала с поляризацией приемной антенны. В противном случае отражательная способность объемно-распределенного источника ПП  $\sigma'_{0V} = 0,01 \sigma_{0V}$ .

Кроме амплитудного распределения помехи, а также отражательной способности источника ПП большую роль при разработке и анализе эффективности систем СДЦ играет энергетический спектр отражений. В многочисленных работах показано, что энергетический спектр сигналов, отраженных от источников ПП, можно записать в виде

$$N(f) = N(0) \exp\left(-\frac{f^2}{2\sigma_F^2}\right),$$

где  $N(0)$  – спектральная плотность мощности на нулевой частоте;  $f$  – несущая частота сигнала;  $\sigma_F$  – среднеквадратический разброс доплеровских частот, определяемый среднеквадратическим разбросом радиальных скоростей перемещения элементарных отражателей  $\sigma_{V_B}$ ;  $\sigma_F = 2\sigma_{V_B} / \lambda$ .

Чем короче длина волны, тем больше  $\sigma_F$  и шире энергетический спектр помехи. Наиболее широкополосными являются колебания, отраженные от гидрометеоров. ПП, создаваемые местными предметами, являются узкополосными, а соответствующие им нормированные функции корреляции  $|\rho(\tau)|$  – медленно спадающими функциями. Для Гауссовой формы спектра нормированная функция корреляции (модульное значение) имеет вид  $\rho(\tau) = \exp(-2\pi^2 \sigma_F^2 \tau^2)$ . Величина коэффициента межпериодной корреляции  $|\rho(\tau)|$  зависит от периода следования импульсов. При  $T_n = 2,5$  мс и  $\lambda = 10$  см  $|\rho(T_n)| = 0,99$  для холмов с густым лесным покровом при скорости ветра до 10 м/с;  $|\rho(T_n)| = 0,46-0,74$  для дождевых облаков при среднеквадратическом разбросе скоростей  $V = (1,8-4)$  м/с.

Итак, статистические характеристики ПП, создаваемых облаками ДО, изменяются на различных стадиях развития облака и существенно зависят от метеорологических условий – градиента скорости ветра по высоте и турбулентности атмосферы. ЭПР одиночного полуволнового ДО определяется соотношением  $\sigma_d = 0,856 \lambda^2 \cos \Theta$ , где  $\Theta$  – угол между осью диполя и направлением электрического вектора  $\vec{E}$  электромагнитной волны, облучающей ДО. Максимальная ЭПР диполя<sup>48</sup> равна  $\sigma_{d \max} = 0,856 \lambda^2$ .

При расчетах ЭПР облака диполей обычно предполагают равновероятной любую пространственную ориентацию отдельно взятого диполя и учитывают среднее значение его ЭПР  $\bar{\sigma}_d = 0,172 \lambda^2$ . Наибольшее значение ЭПР диполь имеет в том случае, когда его резонансная частота совпадает с несущей частотой подавляемой РЛС. Недостатком ДО как средства радиопротиводействия является их относительно малая диапазонность. Чтобы сделать облако ДО широкодиапазонным, применяют диполи разной длины.

В первый момент после сбрасывания ДО размеры облака малы и основное влияние на статистические характеристики ПП оказывает турбулентность сопутной струи постановщика помех. В процессе рассеяния ДО

<sup>48</sup> С учетом направленности излучения ЭПР диполя иногда называют эффективной отражающей поверхностью (ЭОП). В учебнике для описания отражающих свойств диполя (с учетом возможного изменения его пространственного положения произвольным образом) используется термин «ЭПР».

влияние сопутной струи ослабевает, а влияние турбулентности атмосферы возрастает, так как увеличиваются размеры облака ДО. Исследования показывают, что при увеличении высоты ветер изменяется по направлению и скорости в широких пределах, причем абсолютная величина  $V_v$  возрастает. При увеличении высоты возрастает и величина градиента скорости ветра. Имеются данные, что СКО значения разброса скоростей составляет 1–5 м/с, что в диапазоне длин волн  $\lambda = 10$  см соответствует расширению спектра 20–100 Гц.

Как и в случае отражений от метеообразований, ширину доплеровского спектра отражений организованных ПП определяют градиент ветра, его радиальная составляющая, турбулентность и неравномерность скоростей падения диполей. Анализ экспериментальных данных показал, что  $\sigma_{\text{турб}} = 0,6\text{--}1,3$  м/с, а  $\sigma_{\text{пад}} \leq 0,45$  м/с. Доплеровский спектр ПП и метеообразований идентичен.

Вращение антенны РЛС в процессе обзора вызывает ухудшение межпериодного коэффициента корреляции ПП, главным образом, для местных предметов, имеющих узкий спектр флюктуаций. Физически это явление можно объяснить не только флюктуациями отраженного от каждого элементарного отражателя сигнала за счет модуляции его ДНА РЛС, но и изменением состава отражателей в импульсном объеме РЛС от периода к периоду следования ЗС. Величина межпериодного коэффициента корреляции, учитывающего эффект вращения антенны РЛС, при колокольной ДН может быть определена по формуле  $\rho_{\text{вр}}(T) = \exp(-1/M^2)$ , где  $M$  – число импульсов в пачке на уровне 0,61 по мощности. Число импульсов в пачке зависит как от ширины ДН и скорости вращения антенны, так и от частоты следования ЗС.

На спектр флюктуаций ПП влияет и нестабильность работы приемно-передающей аппаратуры, наличие ограничения сигнала (нелинейность) в приемном тракте и неидентичность каналов схем череспериодного вычитания (ЧПВ). Все рассмотренные факторы, влияющие на статистические характеристики ПП, являются независимыми. Результирующая функция корреляции может быть определена как произведение частных функций корреляции, учитывающих влияние того или иного из описанных факторов. Зная результирующую функцию корреляции  $D(\tau)$ , легко найти энергетический спектр помехи при помощи известного преобразования Фурье:

$$N(f) = \int_{-\infty}^{\infty} D(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau.$$

Дискретные ПП на экранах локаторов отображаются в виде целеподобных отметок, как правило, перемещающихся в ЗО РЛС. Другими сло-

вами, они создают ИПП. Основными характеристиками этих отражений являются их ЭПР, скорость движения и высота распространения. ЭПР дискретных ПП лежит в пределах от  $10^{-4}$  до  $10 \text{ м}^2$ . Скорость перемещения – в пределах от 30 до 70 км/ч. С учетом силы ветра радиальные скорости могут приближаться к значениям 150 км/ч. Высоты распространения дискретных ПП возможны до 4 км. Количество таких отметок в ЗО РЛС может достигать сотен и тысяч.

Воздействие ПП приводит к уменьшению отношения сигнал/помеха и, следовательно, к уменьшению вероятностей правильного обнаружения  $P_0$  и увеличению  $P_{\text{л}}$ , снижению рубежей обнаружения целей, появлению большого количества ложных трасс, срыву АС реального ВО за счет появления большого количества ложных отметок вокруг прикрываемой цели. Кроме того, ухудшаются точностные характеристики за счет искажения формы пачки отраженных сигналов, появляющихся разрывов (дробления пачки на составляющие). Искажение формы отметки наблюдается как по азимуту, так и по дальности, так как длительность сигнала на выходе устройств обработки, как правило, эквивалентна нескольким разрешающим объемам (дискретам) по дальности.

При совпадении статистических характеристик мощной ПП и полезных ЭС имеет место маскировка ВО.

## 6.2. Критерии защищенности РЛС от пассивных помех

Повышение защищенности РЛС от ПП является одной из актуальных проблем теории и практики радиолокации. Как отмечалось в параграфе 4.2, помехозащищенность РЛС в условиях отражений от местных предметов обычно оценивается коэффициентом подавления мешающих отражений  $K_{\text{ПП}}$  (4.8) или коэффициентом подпомеховой видимости  $K_{\text{ПВ}}$  (4.9).

$$K_{\text{ПП}} = P_{\text{ППВХ}} / P_{\text{ППВЫХ}} ;$$

$$K_{\text{ПВ}} = \frac{P_{\text{ППВХ}}}{P_{\text{с.ВХ}}} \cdot \frac{P_{\text{ППВЫХ}}}{P_{\text{с.ВЫХ}}} = \frac{P_{\text{ППВХ}} \cdot P_{\text{с.ВЫХ}}}{P_{\text{ППВЫХ}} \cdot P_{\text{с.ВХ}}} = K_{\text{ПП}} \cdot K_{\text{ПС}} .$$

Достаточно часто  $K_{\text{ПВ}}$  определяют как отношение мощности помехи к мощности полезного сигнала на входе приемника РЛС, при котором обеспечивается обнаружение сигнала на выходе устройства обработки с заданной вероятностью правильного обнаружения  $P_0$  при фиксированной вероятности ложной тревоги  $P_{\text{л}}$ :

$$K_{\text{пв}} = \frac{P_{\text{ПП ВХ}}}{P_{\text{с.ВХ}}} = \frac{\sigma_{\text{ПП ВХ}}^2}{\sigma_{\text{с.ВХ}}^2} \Big|_{P=P_0, F=P_d}$$

На практике помехозащищенность РЛС от ПП оценивают также линейной плотностью ДО (числом пачек ДО  $N_{\text{пач}}$ , сбрасываемых на каждые 100 м пути), при которой обеспечиваются заданные характеристики обнаружения цели с указанной ЭПР  $\sigma_{\text{ц}}$ .

Эти характеристики связаны друг с другом прямо пропорциональной зависимостью. Так, при радиальной ориентации полосы отражателей отношение мощности помехи к мощности сигнала на входе приемника РЛС может быть определено по формуле

$$\frac{\sigma_{\text{ПП ВХ}}^2}{\sigma_{\text{с.ВХ}}^2} = \frac{\sigma_{\text{пач}} N_{\text{пач}} \frac{c\tau_{\text{и}}}{2}}{100\sigma_{\text{ц}}}, \quad (6.3)$$

где  $\sigma_{\text{пач}}$  – ЭПР стандартной пачки отражателей;  $\tau_{\text{и}}$  – длительность импульса на выходе СФ.

Если левую часть выражения (6.3) задать равной  $K_{\text{пв}}$  РЛС, то можно получить выражение для расчета допустимой линейной плотности отражателей  $N_{\text{пач.доп}}$ :

$$N_{\text{пач.доп}} = K_{\text{пв}} \frac{200\sigma_{\text{ц}}}{c\tau_{\text{и}}\sigma_{\text{пач}}}.$$

$K_{\text{пв}}$  существующих обзорных РЛС равен 15–25 дБ (30–300) раз. Тогда при  $\sigma_{\text{пач}} = 50 \text{ м}^2$ ,  $\sigma_{\text{ц}} = 1 \text{ м}^2$ ,  $\tau_{\text{и}} = 1 \text{ мкс}$  допустимая плотность отражателей  $N_{\text{пач.доп}} = (0,4 \dots 4) \text{ пач}/100 \text{ м}$ .

Если полоса отражателей имеет тангенциальную ориентацию, то

$$\frac{\sigma_{\text{ПП ВХ}}^2}{\sigma_{\text{с.ВХ}}^2} = \frac{\sigma_{\text{пач}} D \Delta\beta_{\text{л}}}{100\sigma_{\text{ц}}},$$

откуда  $N_{\text{пач}} = K_{\text{пв}} \frac{100\sigma_{\text{ц}}}{D \Delta\beta_{0,5} \sigma_{\text{пач}}}.$

При ширине главного луча ДНА  $\Delta\beta_{0,5} = 1^\circ$ , дальности до цели, прикрываемой ПП  $D = 100 \text{ км}$ , получим  $N_{\text{пач.доп}} = (0,4 \dots 4) \text{ пач}/100 \text{ м}$ . Средства постановки ПП способны создавать помеху на значительном интервале маршрута полета с плотностью  $N_{\text{пач}} = (1 \dots 2) \text{ пач}/100 \text{ м}$ , а в зоне огневых средств – до  $(10 \dots 12) \text{ пач}/100 \text{ м}$ . Отсюда следует, что защищенность РЛС существующего парка от ПП не всегда удовлетворяет необходимым требованиям.



### **6.3. Пути повышения защищенности РЛС от маскирующих пассивных помех**

Трудность выделения сигналов на фоне ПП обусловлена тем, что помеха, как и полезный сигнал, представляет собой отражения ЗС. Поэтому основная проблема разработки эффективных систем защиты связана с выбором параметра или группы параметров, в пределах которых сигнал и ПП обладают наибольшими отличиями. При выборе параметров учитывают пространственно-временные (углоскоростные), скоростные, поляризационные, траекторные и амплитудные (энергетические) отличия.

В настоящее время основное внимание уделяется скоростным (частотным) и пространственно-временным отличиям сигнала от ПП. Другие методы в этом смысле обладают меньшими возможностями и могут использоваться как дополнительные. В частности, различия в протяженности и амплитуде сигнала и ПП могут быть использованы для подавления помехи и выделения сигнала лишь в тех частных случаях, когда цель находится вне облака отражателей. Для выделения сигнала на фоне помехи, когда между ними нет пространственных различий, чаще всего применяют *метод скоростной селекции* (селекции по частоте Доплера, или эффекту движения цели). Этот метод называют методом СДЦ. Для обнаружения сигнала на фоне отражений от метеообразований в некоторых РЛС в качестве дополнительного метода защиты применяют поляризационную селекцию. В целом сложная задача повышения защищенности перспективных РЛС от ПП до уровня требуемой может быть решена лишь с помощью комплекса мероприятий, предусматриваемых при их проектировании и обеспечивающих: 1) уменьшение мощности помехи на входе приемника; 2) сужение спектра флуктуаций помехи; 3) оптимизацию системы обработки сигналов на фоне ПП.

**1. Уменьшение мощности помехи на входе приемника.** Мощность ПП, воздействующей на вход приемника, равна сумме мощностей отражений от совокупности отражателей данного разрешаемого объема. Естественно, чем меньше разрешаемый объем, тем меньше будет мощность ПП. При этом предполагается, что размеры цели меньше разрешаемого объема и мощность полезного сигнала остается постоянной. Поэтому повышение разрешающей способности РЛС по дальности и угловым координатам является действенной мерой повышения их защищенности от ПП. Если возможности повышения разрешающей способности обзорных РЛС по азимуту уже практически исчерпаны, то по дальности и углу места еще достаточно велики.

Для обеспечения высокой разрешающей способности по дальности в РЛС малой дальности действия целесообразно применять короткие «гладкие» импульсы, так как они не дают побочных максимумов на выходе СФ и проще в формировании и обработке. В РЛС с большой дально-

стью действия, где требуется большая энергия ЗС, обеспечить которую при коротких импульсах затруднительно, применяются длинные широкополосные сигналы с разрешающей способностью по дальности порядка десятка метров. Другой действенной мерой по уменьшению мощности ПП (отражений от местных предметов) на входе тракта обработки является отрыв ДНА от линии горизонта.

**2. Сужение спектра флюктуаций мощности помехи.** Энергетический спектр ПП при когерентном периодическом ЗС, как и спектр полезного сигнала, имеет гребенчатую структуру (рис. 6.1) с интервалом между гребнями, равным частоте следования зондирующих импульсов  $F_{\text{п}}$ . Минимально возможная ширина отдельных гребней спектра помехи определяется длительностью пачки:  $\Delta f_{\text{пр min}} = 1 / NT_{\text{п}}$ .

Реально же ширина гребней спектра оказывается бóльшей. Это обусловлено следующими причинами: а) взаимным хаотическим перемещением отражателей в импульсном объеме под действием ветра, что приводит к межпериодному случайному изменению амплитуды и фазы помехи и, следовательно, расширению ее спектра; б) амплитудными и фазовыми флюктуациями помехи, вызванными обновлением части отражателей от периода к периоду следования ЗС при вращении антенны; в) нестабильностями параметров РЛС (несущей частоты, амплитуды, длительности и периода следования ЗС, частоты местного и когерентного гетеродинов приемника, коэффициента усиления приемника, параметров системы межпериодной обработки пачки и др.), вызывающими дополнительные амплитудные и фазовые флюктуации помехи. Последнее, в свою очередь, существенно затрудняет выделение слабых сигналов на фоне интенсивной ПП методом частотной (скоростной) селекции.

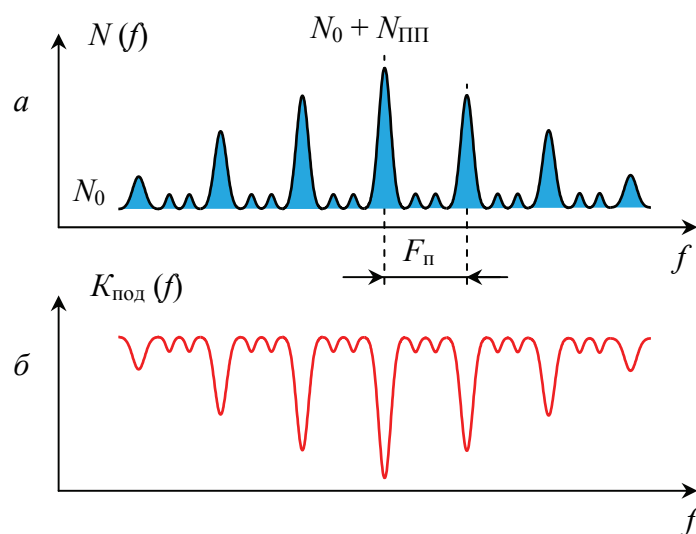


Рис. 6.1. Характеристика ПП и канала обработки: а – суммарный спектр ПП и внутреннего шума; б – АЧХ фильтра подавления ПП

В самом деле, поскольку в основе СДЦ лежит явление деформации структуры сигнала при отражении от движущейся цели, постольку для импульсной последовательности при ее движении от РЛС характерны следующие объективно обусловленные явления: а) увеличение длительности всего импульса и периода высокочастотных колебаний; б) растяжение промежутка между двумя соседними импульсами в  $1 + 2 v_r / c$  раз, где  $v_r$  – радиальная скорость цели. Промежуток между импульсами увеличивается на  $\Delta T = \frac{2v_r}{c} T_{\text{п}}$ . Численно изменение промежутка между импульсами за счет скоростной деформации сигнала невелико. Например, для  $v_r = 150$  м/с,  $c = 3 \times 10^8$  м/с получим  $T_{\text{п}} = 10^{-9}$  с, т. е. растяжение соседних импульсов относительно друг друга за счет скоростной деформации имеет величину, соизмеримую с периодом колебаний высокой частоты. Это значит, что деформацию сигнала можно заметить лишь по изменению фазы колебаний высокой частоты. Соответственно выделить такое изменение можно с помощью ФД, на которые подается принятый сигнал и опорное высокостабильное колебание.

В теории скоростной селекции сигналов на фоне ПП различают следующие методы обеспечения когерентности опорных колебаний:

А. *Внутренняя истинная когерентность*. Колебания создаются высокостабильными задающими генераторами, которые используются для формирования как ЗС, так и опорного колебания на промежуточной частоте (ПЧ) для ФД приемного устройства.

Б. *Внутренняя эквивалентная когерентность*. Формируется импульсная последовательность на несущей частоте со случайными начальными фазами. Начальная фаза каждого ЗС запоминается с помощью когерентного гетеродина на время прихода отраженных сигналов до следующего зондирования. Напряжение когерентного гетеродина, как и в предыдущем случае, используется в качестве опорного напряжения для ФД.

В. *Внешняя когерентность* (метод помехового гетеродина). Опорное колебание формируется посредством принятого ЭС (отраженного от помехи), случайная начальная фаза которого навязывается когерентному гетеродину. Это напряжение также используется в качестве опорного напряжения для ФД. В современных и перспективных РЛС применяется преимущественно метод истинной когерентности. Рассмотрим этот метод более подробно.

Для реализации в РЛС принципа истинной когерентности передающие устройства в ней строят по схеме с независимым возбуждением. Такие передающие устройства включают в себя маломощный низкочастотный возбудитель, несколько каскадов умножителей частоты и усилитель мощности. Вариант структурной схемы передающего устройства и когерентно-импульсной аппаратуры (КИА) РЛС с истинной когерентностью представлен на рис. 6.2.

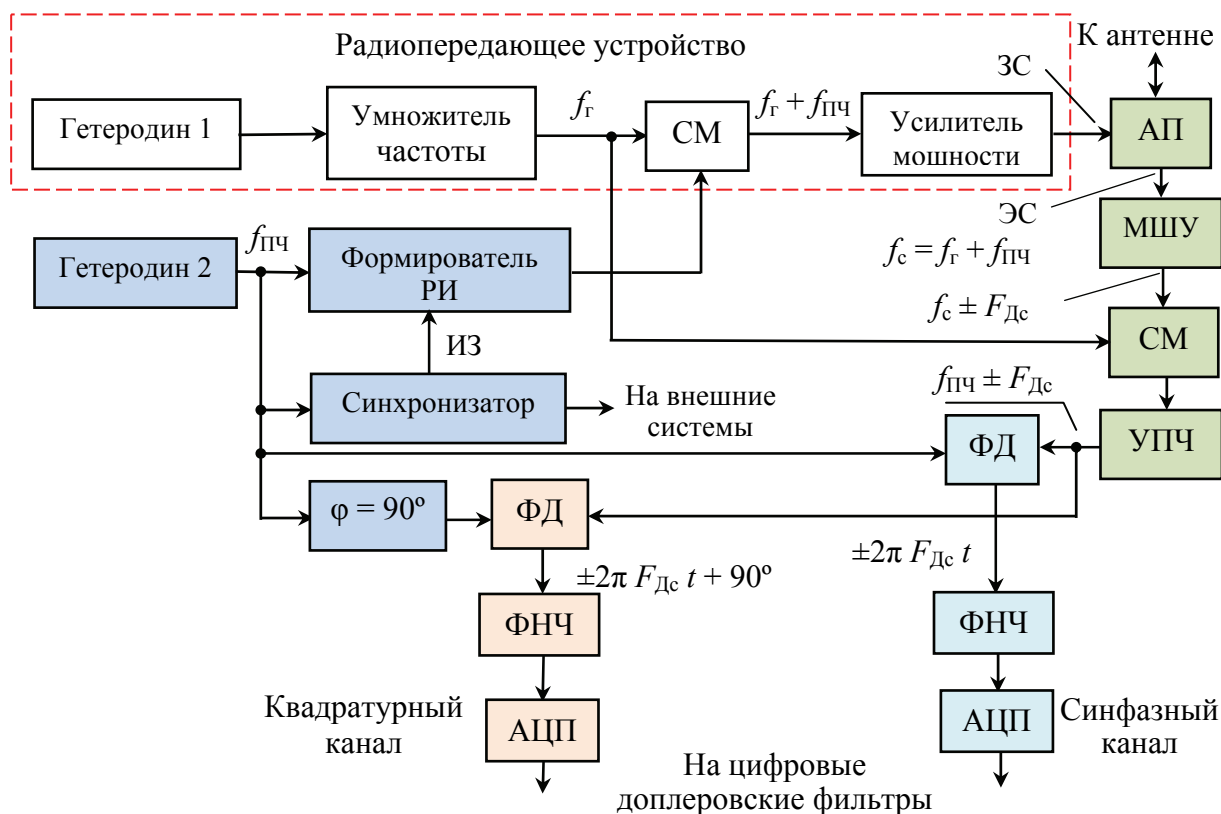


Рис. 6.2. Схема передающего устройства и КИА РЛС с истинной когерентностью: формирователь РИ – формирователь радиоимпульсов на ПЧ с заданным законом частотной или фазовой модуляции; АП – антенный переключатель; МШУ – маломощный усилитель; СМ – смеситель сигналов; ФНЧ – фильтр нижних частот; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; ИЗ – импульсы запуска

Стабильность частоты таких РЛС определяется стабильностью возбуждителя, а она может быть обеспечена на несколько порядков выше, чем у однокаскадного передатчика (автогенератора). Это объясняется тем, что в маломощном возбуждителя за счет кварцевой стабилизации или быстродействующей электронной системы АПЧ может быть сравнительно просто обеспечена высокая стабильность частоты (гетеродин 1, рис. 6.2). Стабильность частоты второго гетеродина (формирователя опорного сигнала на ПЧ) обеспечивает жесткую привязку начальной фазы ЗС к периоду их повторения и, следовательно, возможность когерентного накопления пачки ЭС в скоростных доплеровских фильтрах (ДФ). Одновременно появляется возможность выделения в ФД информации и о малоскоростных целях на фоне ПП. Сужение спектра флуктуаций помех достигается также повышением разрешающей способности РЛС по всем координатам и, особенно, по углу места, так как при узкой ДНА значительно слабее проявляется влияние вертикального градиента скорости ветра.

Поскольку колебания одних и тех же генераторов используются как при формировании ЗС, так и при обработке ЭС (в качестве сигнала гетеро-

динирования при преобразовании на ПЧ и в качестве опорного при фазовом детектировании), постольку амплитуда ЭС на выходах ФД зависит только от доплеровского смещения частоты, чем и достигается реализация принципа истинной когерентности.

Если совокупность отражателей данного импульсного объема неподвижна ( $F_{дп} = 0$ ), то видеоимпульсы на выходе ФД КИА приемника (рис. 6.2) имеют постоянную амплитуду и полярность (рис. 6.3, а). Такие сигналы в последующих схемах обработки, в частности, в устройстве ЧПВ? будут взаимно компенсироваться. Полезный сигнал, отраженный от подвижной цели, имеет доплеровское смещение частоты ( $F_{дс} \neq 0$ ). Поэтому на выходе ФД такой сигнал будет представлять собой последовательность видеоимпульсов, промодулированных по амплитуде синусоидальным напряжением частоты  $F_{дс}$  (рис. 6.3, б). Вследствие указанной модуляции полезные сигналы в схеме вычитания не компенсируются (за исключением случая полета цели со слепыми скоростями, когда межпериодное изменение фазы сигнала  $\Delta\varphi_{T_n} = F_{дс} T_n$  составляет величину, кратную  $2\pi$ ).

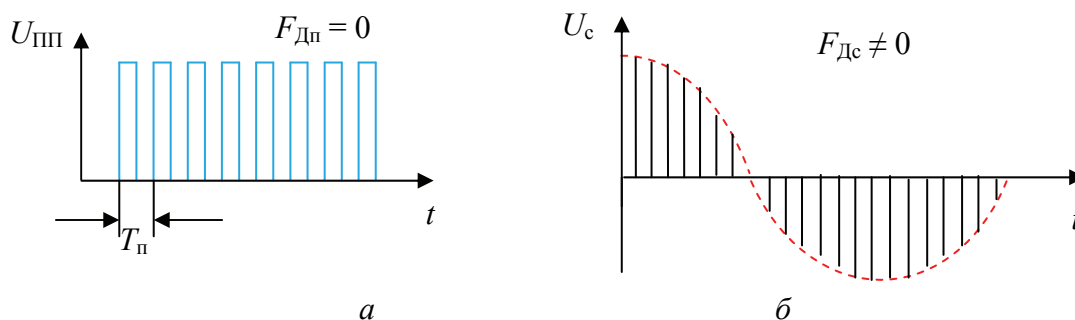


Рис. 6.3. Вид последовательностей импульсов на выходе ФД:  
а – для ПП ( $F_{дп} = 0$ ); б – для сигнала ( $F_{дс} \neq 0$ )

Наличие в структурной схеме когерентного приемника РЛС с истинной когерентностью (рис. 6.2) синфазного и квадратурного подканалов обеспечивает (после их преобразования в цифровой код) когерентное накопление сигналов и когерентную компенсацию ПП в цифровых ДФ. При преобразовании ЭС в цифровую форму наиболее часто применяется в РЛС 13-разрядный цифровой код, один разряд из которых – знаковый.

Отмеченное выше сужение спектра помехи обеспечивается также за счет уменьшения скорости вращения (сканирования) антенны, при этом, во-первых, уменьшается скорость обновления отражателей в импульсном объеме, во-вторых, увеличивается время когерентного накопления сигнала. Значительные возможности в этом отношении будут иметь перспективные трехкоординатные РЛС с ФАР, которые могут в течение достаточно дли-

тельного времени просматривать отдельные области пространства остро-направленным в обеих плоскостях перемещающимся лучом.

**3. Оптимизация системы обработки сигналов на фоне ПП.** Как известно, АЧХ СФ для выделения полезного сигнала с энергетическим спектром  $G_c(f)$  на фоне смеси ПП с энергетическим спектром  $N_{\text{ПП}}(f)$  и внутреннего (белого) шума со спектральной плотностью  $N_0$  имеет вид

$$\dot{K}(f) = \frac{G_c(f)}{N_0 + N_{\text{ПП}}(f)}. \quad (6.4)$$

Она также может быть представлена в виде произведения двух сомножителей:

$$\dot{K}(f) = \frac{1}{\sqrt{N_0 + N_{\text{ПП}}(f)}} \cdot \frac{G_c(f)}{\sqrt{N_0 + N_{\text{ПП}}(f)}},$$

следовательно, структурную схему устройства оптимальной обработки можно представить в виде двух последовательно соединенных фильтров (рис. 6.4): фильтра подавления помехи с АЧХ

$$\dot{K}_{\text{под}}(f) = \frac{1}{\sqrt{N_0 + N_{\text{ПП}}(f)}}$$

и фильтра накопления сигнала с АЧХ

$$\dot{K}(f) = \frac{G_c(f)}{\sqrt{N_0 + N_{\text{ПП}}(f)}}.$$

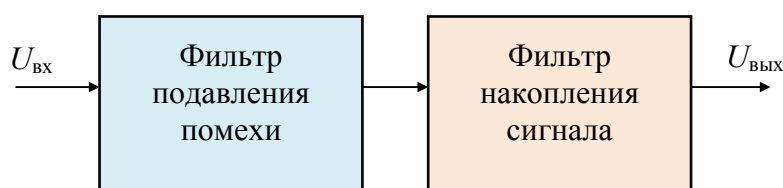


Рис. 6.4. Структурная схема оптимального фильтра при выделении сигнала на фоне ПП

Энергетический спектр смеси ПП и шума и АЧХ фильтра подавления изображены на рис. 6.1. Фильтр с такой характеристикой производит подавление спектральных составляющих помехи тем сильнее, чем больше их интенсивность, в результате чего происходит обеление помехи (остатки

компенсации помехи имеют на выходе фильтра равномерную спектральную плотность мощности, подобно белому шуму).

Следует заметить, что оптимальный фильтр подавления практически реализовать невозможно, так как в действительности соотношение спектральных плоскостей ПП и шума, форма и ширина гребней спектра ПП могут существенно изменяться, что требует и соответствующего изменения параметров фильтра подавления. Значительную трудность представляет пока и реализация когерентного накопления сигнала на фоне обеленной помехи. Поэтому в существующих РЛС применяются системы обработки, состоящие из последовательно включенных неоптимального (квазиоптимального) режекторного фильтра и некогерентного накопителя. В качестве режекторных фильтров применяются схемы СДЦ. В качестве некогерентных накопителей, чаще всего, – рассмотренные ранее рециркуляторы.

#### **6.4. Классификация и краткая характеристика системы селекции движущихся целей**

Система СДЦ представляет собой комплекс специальных средств, обеспечивающих выделение сигналов движущихся целей на фоне отражений от неподвижных или медленно перемещающихся объектов. Рассмотрим некоторые системы СДЦ, применяющиеся в существующих и перспективных РЛС обзорного типа. Системы СДЦ классифицируют по следующим признакам: а) способу формирования опорного колебания в РЛС: с истинной когерентностью, эквивалентной внутренней когерентностью, внешней когерентностью; б) кратности ЧПВ (накопления) ЭС: с однократным ЧПВ, многократным ЧПВ (накоплением); в) элементной базе: аналоговые, дискретно-аналоговые, цифровые, реализованные программно на ЭВМ; г) частоте сигнала, на котором производится череспериодная обработка сигналов: на СВЧ-, ПЧ-, видеочастоте, разностной частоте (при двухчастотном ЗС); д) способу адаптации к параметрам помехи АЧХ: адаптивные, неадаптивные; е) методам селекции целей на фоне помех: пространственно-временные (углоскоростные), скоростные, поляризационные, траекторные, амплитудные (энергетические); ж) виду обработки ЭС в приемном устройстве: корреляционные, фильтровые, корреляционно-фильтровые.

**1. Череспериодная компенсация ПП.** В аналоговых и цифровых системах СДЦ фильтр подавления помехи может быть реализован по схеме череспериодной компенсации (ЧПК) – рис. 6.4. Импульсы ПП, имеющие постоянную амплитуду и полярность, в процессе ЧПВ компенсируются. Импульсы сигнала в силу изменения амплитуды и полярности по закону доплеровской частоты компенсироваться не будут. Эквивалентные

структурные схемы устройств ЧПК с однократным и двукратным вычитанием представлены соответственно на рис. 6.5 и 6.6. АЧХ этих устройств определяются соотношениями:  $K_1(f) = |\sin(\pi f T_n)|$ ;  $K_2(f) = |\sin^2(\pi f T_n)|$ .

На рис. 6.7 изображены зависимости нормированного коэффициента подавления принимаемого сигнала от доплеровской поправки частоты  $F_D$  при однократном и двукратном ЧПВ. Из рисунка видим, что увеличение кратности вычитания приводит к расширению зоны режекции (подавления) ПП в области доплеровских частот, близкой к нулю. В то же время увеличение кратности вычитания приводит к расширению зоны слепых скоростей (область доплеровских частот, кратных частоте повторения ЗС).

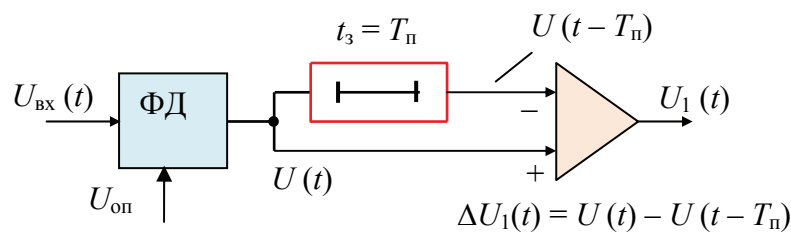


Рис. 6.5. Эквивалентная схема устройства ЧПК с однократным вычитанием

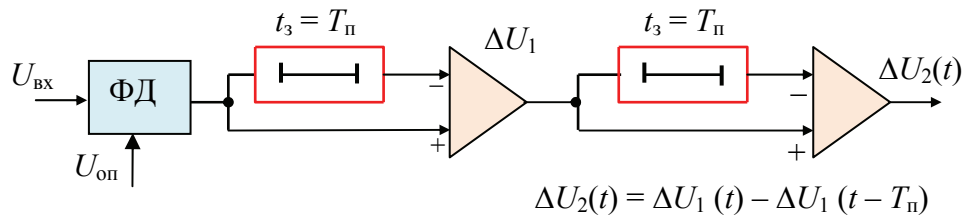


Рис. 6.6. Эквивалентная схема устройства ЧПК с двукратным вычитанием

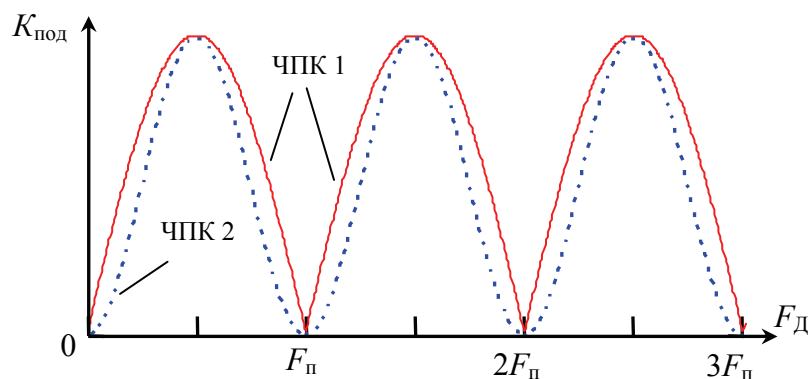


Рис. 6.7. Зависимость нормированного коэффициента подавления ПП от  $F_D$



**2. Череспериодная автокомпенсация ПП.** Однократное и двукратное череспериодное вычитание ПП можно реализовать на ПЧ с помощью корреляционного АКП. Такие устройства защиты, как отмечалось в 5-й главе, получили название устройств ЧПАК. Вариант структурной схемы устройства однократной ЧПАК представлен на рис. 6.8. Это устройство выполняет череспериодное когерентное вычитание с весовым коэффициентом, пропорциональным коэффициенту межпериодной корреляции ПП  $\rho_{\text{ПП}}(T_n)$ . Входной сигнал  $u_1(t)$  умножается на  $\dot{K}$  и когерентно вычитается из задержанного на величину  $T_n$  сигнала  $u_2(t - T_n)$ . Рассмотренное ранее уравнение (5.11) для случая компенсации ПП примет вид

$$\dot{K} = - \frac{\overline{\gamma u_2(t) u_1^*(t)}}{(1 + \gamma \overline{u_1^2(t)})} = - \frac{\overline{\gamma u_1(t - T_n) u_1^*(t)}}{(1 + \gamma \overline{u_1^2(t)})} = - \frac{\gamma \rho_{\text{ПП}}(T_n) \sigma^2}{(1 + \gamma \sigma^2)},$$

где  $\sigma^2$  – дисперсия ПП на входе устройства ЧПАК.

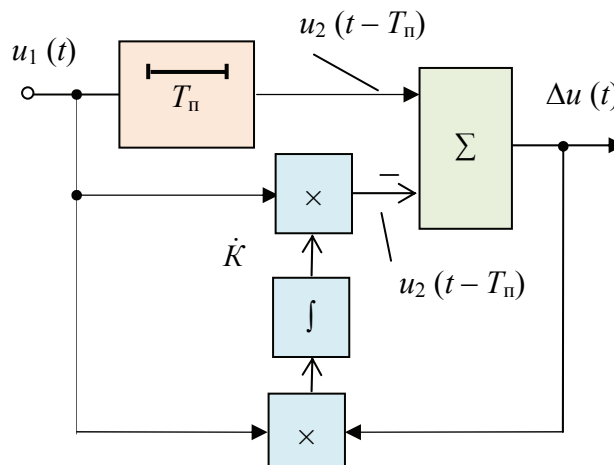


Рис. 6.8. Структурная схема однократной ЧПАК

При  $\gamma \gg 1$  комплексный коэффициент передачи в цепи обратной связи  $\dot{K} \approx -\rho_{\text{ПП}}(T_n)$ . Тогда с учетом формулы (5.9) выражение для дисперсии ПП на выходе устройства ЧПАК примет следующий вид:

$$\sigma_{\Delta}^2 = \overline{\Delta u^2(t)} = \overline{[u_2(t - T_n) - \rho_{\text{ПП}} u_1(t)]^2} = \sigma^2 - 2\rho_{\text{ПП}}(\rho_{\text{ПП}}\sigma^2) + \rho_{\text{ПП}}^2\sigma^2.$$

При  $\rho_{\text{ПП}} \cong 1$  находим  $\sigma_{\Delta}^2 \cong \sigma^2(1 - \rho_{\text{ПП}}^2)$ . Из полученного соотношения следует, что если  $u_2(t - T_n) \cong u_1(t)$  (т. е.  $\rho_{\text{ПП}} = \rho_{\text{ПП}}(T_n) \rightarrow 1$ ), то дисперсия ПП на выходе АКП  $\sigma_{\Delta}^2 = \sigma^2(1 - \rho_{\text{ПП}}^2) \rightarrow 0$ .

Из-за инерционности АКП в течение некоторого времени настраивается на подавление протяженной ПП и не успевает реагировать на кратковременные сигналы. В результате сигналы, имеющие отличный от помех межпериодный сдвиг фаз, в сумматоре не компенсируются. При этом принцип подавления протяженной ПП оказывается эквивалентным принципу подавления АКП рассмотренной ранее протяженной АИП (рис. 5.29). По потенциальным возможностям схемы ЧПАК практически равноценны устройствам СДЦ с внутренней когерентностью и соответствующей кратностью вычитания. Достоинством устройства является то, что он автоматически настраивается на компенсацию ПП с любым доплеровским смещением частоты. Кроме того, двукратные устройства ЧПАК достаточно эффективно подавляют двухслойную помеху. Недостатком устройств ЧПАК является наличие некомпенсированной передней кромки помехи, протяженность которой определяется временем  $\tau_d$ , необходимым для самонастройки АКП. В случае применения разрывных по дальности (дискретных) ПП этот недостаток особенно заметен.

**3. Фильтровые системы СДЦ.** Данная разновидность систем СДЦ используется при высоких требованиях к помехозащищенности РЛС в условиях воздействия ПП. В этом случае РЛС, как правило, работает в режиме истинной когерентности (рис. 6.2), а система СДЦ представляет собой режекторный фильтр с АЧХ, приведенной на рис. 6.1. Такая характеристика называется гребенчатой, а фильтр – гребенчатым фильтром подавления (ГФП). Структура системы обработки сигналов с фильтровой СДЦ определяется способом накопления отраженных сигналов. При некогерентном накоплении она имеет вид, показанный на рис. 6.9, *а*, при когерентном – на рис. 6.9, *б*. Некогерентное накопление используется с целью упрощения технической реализации системы обработки в случае, когда нет необходимости в использовании информации о скорости.

ГФП могут быть выполнены либо на линиях задержки с числом отводов, равным числу импульсов в пачке  $M$  (с интервалом)  $T_3 = T_n$ , либо в виде последовательно соединенных режекторных фильтров с заданной полосой режекции  $P_p$  и разносом по частоте, кратным  $F_n$ . Количество таких фильтров  $P_p / F_n \approx Q$ , где  $Q$  – скважность импульсов в азимутальной пачке. При когерентном накоплении отраженных сигналов, принципиальная возможность которого проявляется в случае использования истинной когерентности, роль ГФП могут выполнять устройства нормировки выходных сигналов скоростных каналов с коэффициентом передачи  $K_i = 1 / P_{\text{ПП вых}i}$ . Здесь  $P_{\text{ПП вых}i}$  – мощность помеховых сигналов на выходе  $i$ -го скоростного канала. Для протяженной ПП в качестве таких устройств могут применяться схемы ШАРУ.

Что касается скоростного канала, то он представляет собой гребенчатый фильтр накопления (ГФН), настроенный на соответствующую допле-

ровскую частоту (рис. 6.9, б). Такой фильтр может быть выполнен либо на линиях задержки с отводами (рис. 6.10, а), либо на УФ с полосой пропускания  $\Pi_\phi \approx F_\Pi / M$  и разносом по частоте, кратным  $F_\Pi$  (рис. 6.10, б). Число узкополосных фильтров для реализации одного ГФН должно быть равным  $\Pi_\Pi / F_\Pi = Q$ , где  $\Pi_\Pi = 1 / \tau_\Pi = Q$  – ширина спектра одиночного радиоимпульса по уровню 0,5 (рис. 4.43). Число скоростных каналов в системе обработки должно быть равным  $M$  (рис. 6.9, б).

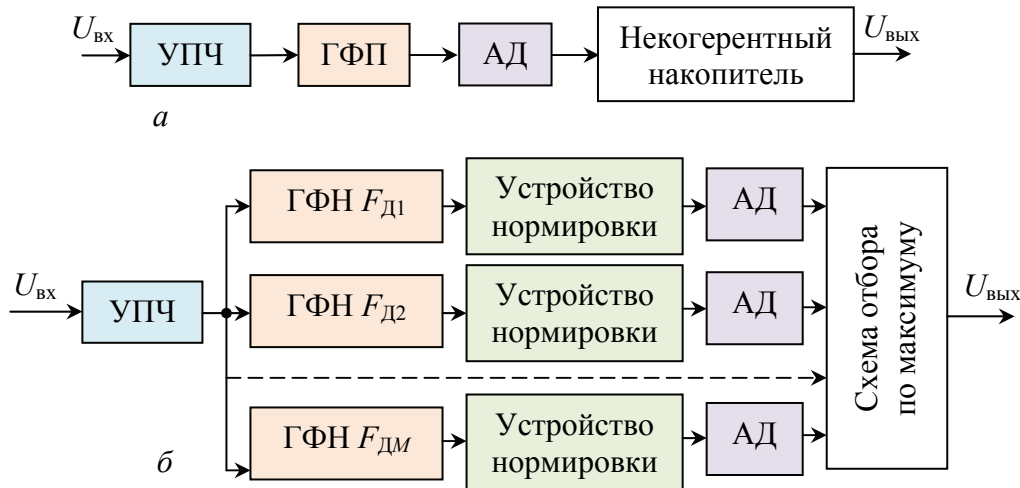


Рис. 6.9. Система обработки сигналов с цифровой СДЦ:  
а – при некогерентном накоплении; б – при когерентном накоплении

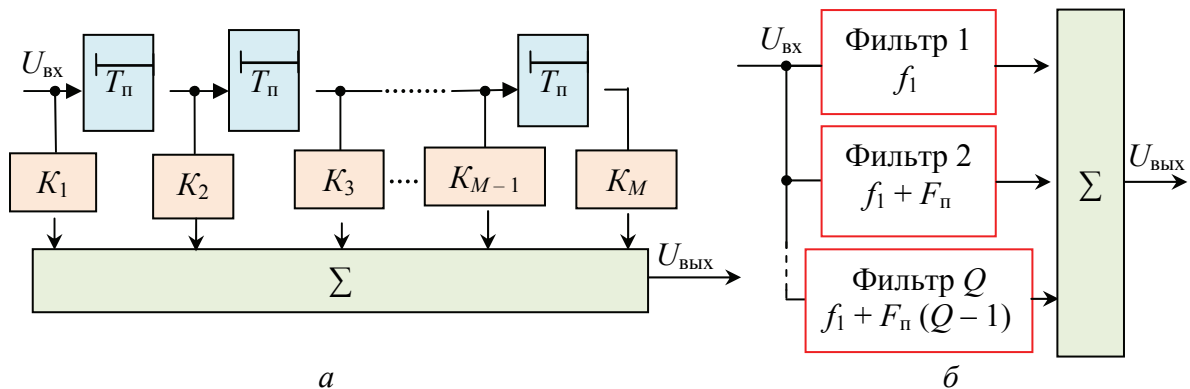


Рис. 6.10. Схема ГФН: а – на линии задержки с отводами; б – на УФ

Таким образом, суммарное количество УФ, необходимое для реализации всех ГФН, равно  $MQ$ . Эти фильтры настраиваются на разные частоты с разносом, равным  $F_\Pi / M$ . Добротность их, особенно при работе системы СДЦ на ПЧ, должна быть очень высокой. Например, при  $f_{ПЧ} = 30$  МГц,  $M = 10$ ,  $F_\Pi = 300$  Гц она составляет  $Q = f_{ПЧ} / \Pi_\phi \approx 10^6$ . Такую высокую доб-

ротность можно обеспечить только лишь в пьезоэлектрических фильтрах. Сложность технической реализации, как самой фильтровой системы СДЦ, так и РЛС в целом, является основным препятствием к практическому применению таких систем.

**4. Корреляционно-фильтровые системы СДЦ.** Потенциальные возможности корреляционно-фильтровых систем СДЦ (рис. 6.11а) по подавлению ПП такие же, как и у фильтровых.

Отличие состоит лишь в особенностях технической реализации. В таких системах осуществляется стробирование выходных сигналов УПЧ по времени запаздывания (дальности) с помощью электронных ключей (Кл.). Относительный временной сдвиг стробирующих импульсов в смежных каналах дальности примерно равен (но не больше)  $\tau_{\text{и}} = 1 / \Pi_{\text{и}}$ . Число каналов дальности зависит от диапазона дальностей  $\Delta R$ , в котором работает система СДЦ, и составляет  $2\Delta R / c \tau_{\text{и}}$ . Выбор начала дистанции обеспечивается задержкой стробирующих импульсов относительно импульсов запуска РЛС.

В каждом канале дальности имеется  $M$  узкополосных доплеровских фильтров с полосой пропускания и разносом по частоте, равным  $F_{\text{п}} / M$ . Общее количество узкополосных фильтров в системе равно  $2M \Delta R / c \tau_{\text{и}}$ , причем число различающихся типов лишь  $M$  (рис. 6.11б). Это является большим преимуществом. Устройства нормировки выполняют ту же роль, что и в фильтровой системе СДЦ. Их коэффициенты передачи должны устанавливаться с учетом оценки мощности сигналов ПП на выходе одноименных доплеровских фильтров нескольких каналов дальности.

Если форма АЧХ доплеровских фильтров отличается от прямоугольной, а РЛС работает в условиях интенсивных отражений от местных предметов, то в каждый канал дальности дополнительно включается фильтр, обеспечивающий режекцию сигналов с нулевым доплеровским смещением частоты. Входные ключи, которые управляются теми же стробирующими импульсами, что и выходные, выполняют роль восстановителей дистанции и обеспечивают однозначность измерения дальности. Из-за временного и частотного стробирования в корреляционно-фильтровых системах СДЦ имеют место потери энергии сигнала порядка 2,5 дБ. В фильтровых системах СДЦ они вдвое меньше, так как в них отсутствует временное стробирование.

Таким образом, по общему числу фильтров для обзорных РЛС корреляционно-фильтровые и фильтровые системы СДЦ равноценны, так как число каналов дальности в обзорных РЛС должно быть равно числу одиночных импульсов на входе СФ, укладываемых в периоде следования, т. е. равно скважности  $Q$ . В одноцелевых РЛС (РЛС «силовой» борьбы, РЛС сопровождения и т. д.), которые осуществляют захват цели по данным целеуказания и автоматическое ее сопровождение, устройство корреляционно-цифровой обработки предпочтительнее, так как здесь можно ограничиться небольшим числом (5...10) следящих каналов дальности.

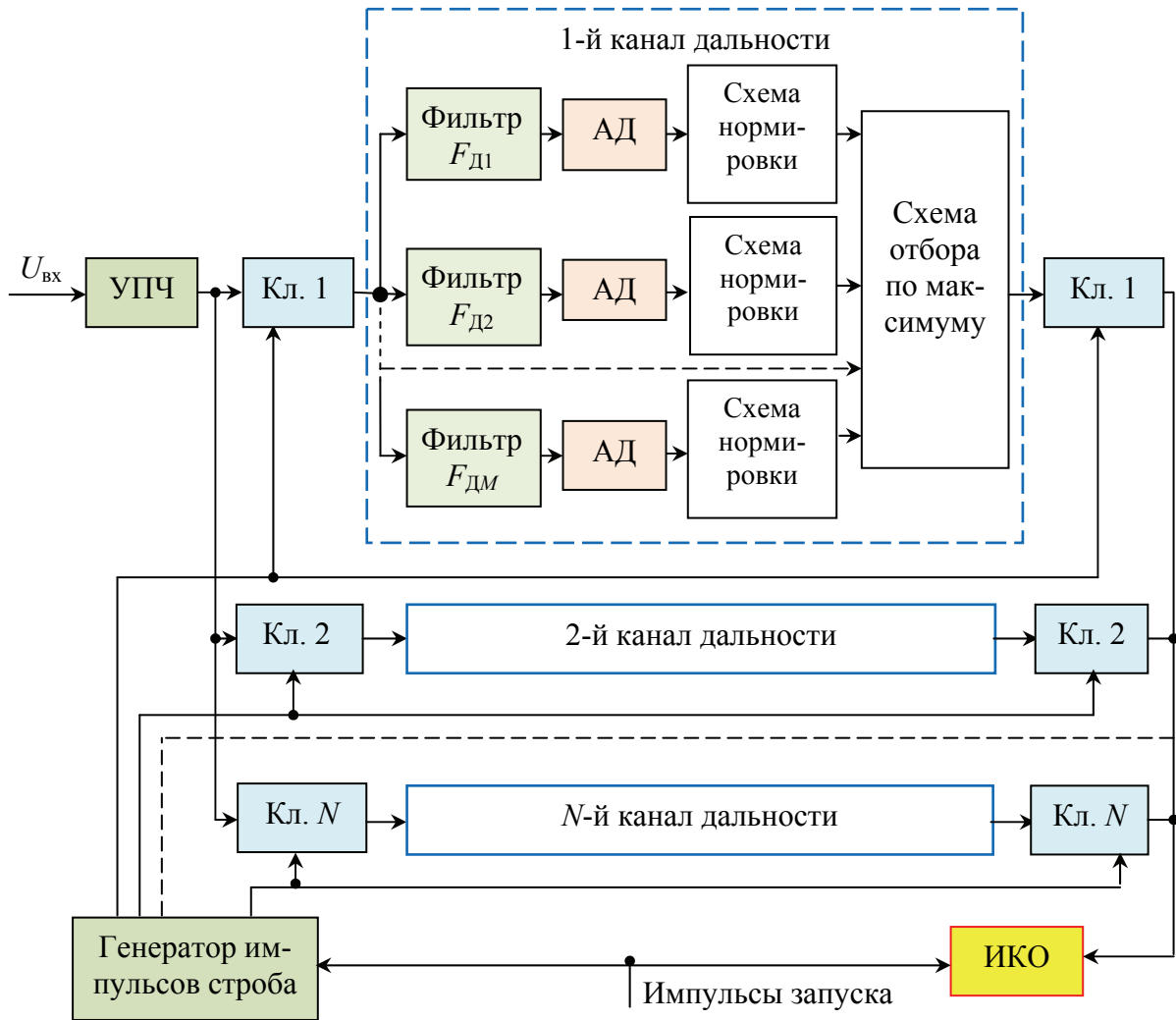


Рис. 6.11а. Схема корреляционно-фильтровой системы СДЦ

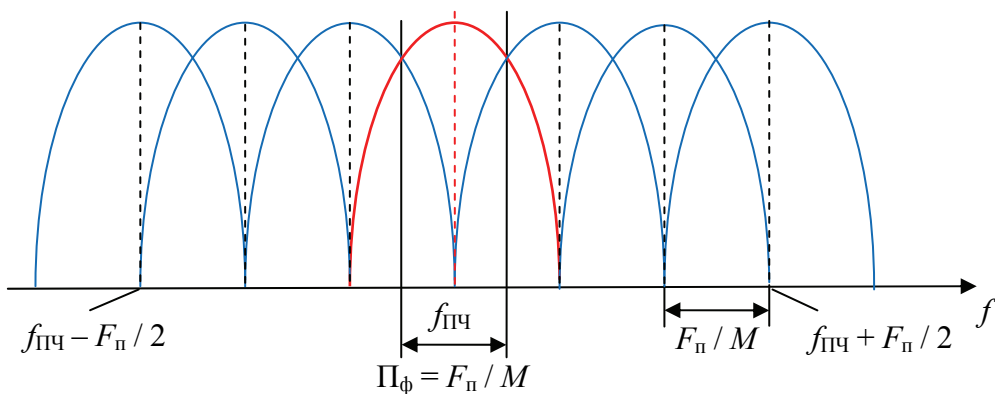


Рис. 6.11б. АЧХ доплеровских фильтров  $i$ -го канала дальности

В связи с внедрением в РЛ технику цифровой обработки сигналов корреляционно-фильтровые системы СДЦ стали широко применяться в обзорных РЛС, особенно в РЛС БР (рис. 6.12).

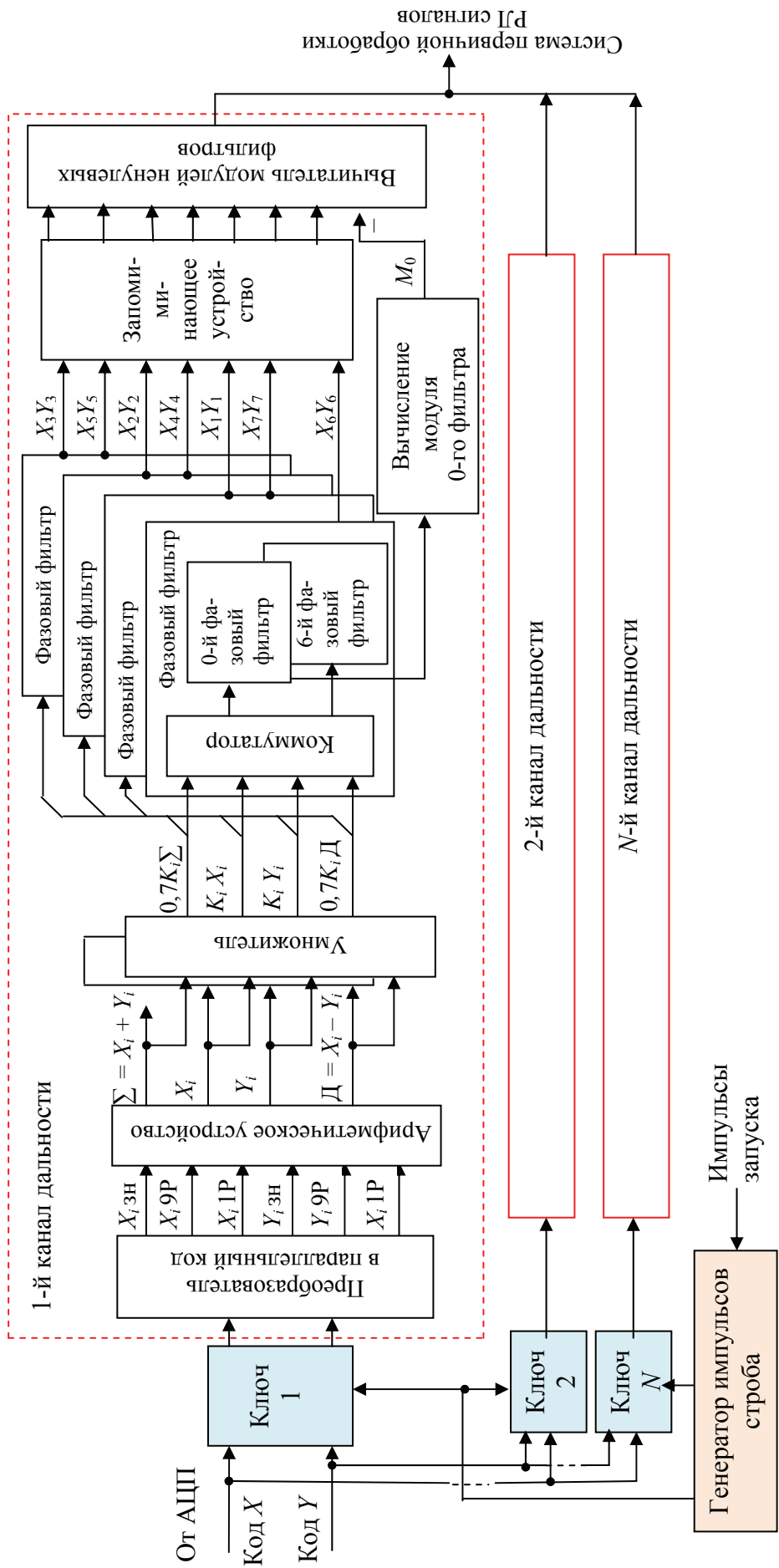


Рис. 6.12. Структурная схема устройства корреляционно-фильтровой обработки сигналов РЛС БР МВП

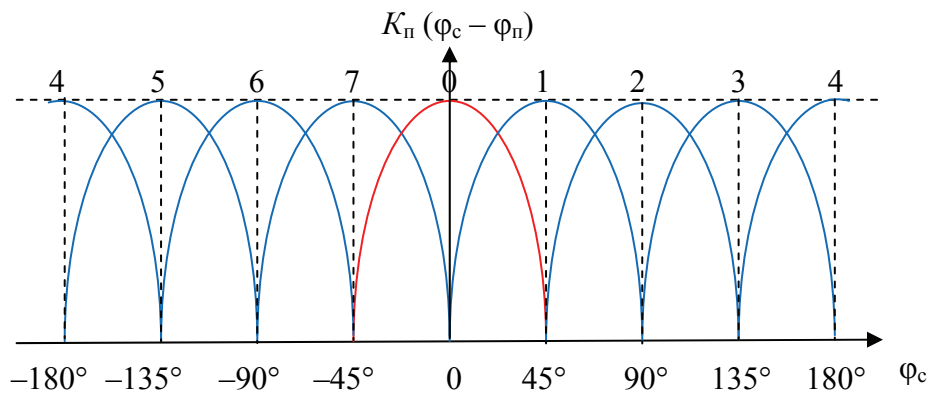


Рис. 6.13. АФХ цифровых ДФ

Каждый канал дальности такой системы обработки содержит восемь цифровых ДФ, реализующих дискретное преобразование Фурье. Здесь  $X$ ,  $Y$  – соответственно действительная и мнимая составляющие входного сигнала, представленного в цифровом виде;  $K_i$  – весовые коэффициенты, обеспечивающие снижение уровня боковых лепестков АФХ фильтров;  $M_0$  – среднее значение выходного сигнала нулевого фильтра. Идеализированные АФХ фильтров одного канала дальности представлены на рис. 6.13. Здесь  $\varphi_c$  – регулярное межпериодное изменение фазы сигнала;  $\varphi_n$  – текущая фаза оператора поворота фазы сигнала в том или ином фильтре.

Рассмотрим алгоритм обработки, используя комплексное представление обрабатываемых сигналов. Комплексная амплитуда  $i$ -го импульса  $\dot{U}_i^k$  накапливаемой пачки из  $N$  импульсов в  $k$ -м фильтре (в данном случае  $N = k = 8$ , причем  $k = 0, 1, 2 \dots N - 1$ ) может быть представлена в виде [25]

$$\dot{U}_i^k = U_i^k e^{j[(i-1)\varphi_c^k + \varphi_0]} \quad (6.5)$$

Здесь  $i$  – номер импульса пачки;  $\dot{U}_i^k$ ,  $\varphi_c^k = 2\pi F_{\text{Дс}}^k T_n$ ,  $F_{\text{Дс}}^k$  – соответственно амплитуда  $i$ -го импульса, регулярное межпериодное изменение фазы сигнала и частота Доплера сигнала в  $k$ -м фильтре;  $\varphi_0$  – начальная фаза первого отраженного импульса пачки.

При когерентном суммировании сигналов все накапливаемые импульсы предварительно, путем соответствующего поворота по фазе, приводятся к одинаковой начальной фазе. Оператор поворота вектора сигнала по фазе  $k$ -го фильтра в  $i$ -м периоде повторения имеет следующий вид:  $e^{-j(i-1)\varphi_n^k}$ , где  $\varphi_n^k = k 2\pi / N$  – текущая фаза оператора поворота, компенсирующая межпериодный сдвиг фазы сигналов в  $k$ -м фильтре. В частности, при числе фильтров  $N = 8$  угол поворота  $\varphi_n^k = l 2\pi / N = l \pi / 4$ , где (для рассматриваемого случая)  $l = 0, 1, 2, 3, 4; -3, -2, -1$ .

Соответственно для нулевого фильтра ( $k = 0$ )  $\varphi_{\Pi}^0 = 0$ . Для первого фильтра ( $k = 1$ )  $\varphi_{\Pi}^1 = 45^\circ$  и т. д. Для пятого ( $k = 5$ )  $\varphi_{\Pi}^5 = -135^\circ$ , для шестого ( $k = 6$ )  $\varphi_{\Pi}^6 = -90^\circ$  и для седьмого ( $k = 7$ )  $\varphi_{\Pi}^7 = -45^\circ$ <sup>49</sup>.

Для упрощения последующих математических выражений предположим, что  $\varphi_0 = 0$ . Тогда процедуру и результат обработки сигналов в  $k$ -м фильтре, заключающуюся в компенсации межпериодных фазовых сдвигов сигналов, можно представить в следующем виде:

$$U_{\text{ВЫХ}}^k = \left| \sum_{i=1}^N U_i^k e^{j(i-1)\varphi_c^k} e^{-j(i-1)\varphi_{\Pi}^k} \right| = \left| \sum_{i=1}^N U_i^k e^{j(i-1)(\varphi_c^k - \varphi_{\Pi}^k)} \right|. \quad (6.6)$$

Так, выражение под знаком модуля в формуле (6.6), с учетом значений  $\varphi_{\Pi}^k$ , совпадает с известным выражением дискретного преобразования Фурье, а значение  $U_{\text{ВЫХ}}^k$  входит в него как значение интенсивности  $k$ -й гармоники дискретного спектра пачки импульсов. Для последующего вычисления дискретного преобразования Фурье (6.6) найдем АФХ  $k$ -го фильтра, характеризующую зависимость амплитуды сигнала на его выходе от межпериодного сдвига фазы обрабатываемых импульсов. С этой целью введем следующие допущения: 1) амплитуда  $U_i$  всех импульсов постоянна; 2) межпериодный сдвиг фаз  $\varphi_{\Pi}^k$  изменяется в пределах  $\pm 180^\circ$ . Нормированная АФХ  $k$ -го фильтра с учетом принятых допущений примет следующий вид:

$$K_k(\varphi_c - \varphi_{\Pi}^k) = \frac{K(\varphi_c - \varphi_{\Pi}^k)}{K(\varphi_{\Pi}^k)} = \frac{\left| \sum_{i=1}^N U_i^k e^{j(i-1)(\varphi_c^k - \varphi_{\Pi}^k)} \right|}{\left| \sum_{i=1}^N U_i^k e^{j(i-1)\varphi_{\Pi}^k} \right|}.$$

С учетом равенства амплитуд импульсов пачки, известного соотношения  $\left| e^{-j(i-1)\varphi_{\Pi}^k} \right| = 1$ , а также соотношения для суммы  $N$  членов геометрической прогрессии со знаменателем  $\beta = e^{j(\varphi_c - \varphi_{\Pi}^k)}$ , равной  $S = (1 - \beta^N) / (1 - \beta)$ , полученное выражение примет вид

$$K_k(\varphi_c - \varphi_{\Pi}^k) = \frac{1}{N} \left| \sum_{i=1}^N e^{j(i-1)(\varphi_c^k - \varphi_{\Pi}^k)} \right| = \frac{1}{N} \left| \frac{e^{jN(\varphi_c^k - \varphi_{\Pi}^k)} - 1}{e^{j(\varphi_c^k - \varphi_{\Pi}^k)} - 1} \right|.$$

<sup>49</sup> Заметим, что межпериодное изменение (набег) фазы  $\varphi_{\Pi}^k$  происходит за счет множителя  $i$ , где  $i = 1, 2 \dots N$ . Например, для первого фильтра фаза оператора поворота последовательно принимает значения  $0, 45, 90, 135, 180^\circ$  и т. д. (рис. 6.15).



Введя некоторые тождественные математические преобразования, получим для  $K_k(\varphi_c - \varphi_n^k)$  окончательное выражение:

$$K_k(\varphi_c^k - \varphi_n^k) = \frac{1}{N} \frac{\left| e^{j\frac{N}{2}(\varphi_c^k - \varphi_n^k)} \left[ e^{j\frac{N}{2}(\varphi_c^k - \varphi_n^k)} - e^{-j\frac{N}{2}(\varphi_c^k - \varphi_n^k)} \right] \right|}{\left| e^{j\frac{1}{2}(\varphi_c^k - \varphi_n^k)} \left[ e^{j\frac{1}{2}(\varphi_c^k - \varphi_n^k)} - e^{-j\frac{1}{2}(\varphi_c^k - \varphi_n^k)} \right] \right|} = \frac{1}{N} \frac{\left| \sin \frac{N}{2}(\varphi_c^k - \varphi_n^k) \right|}{\left| \sin \frac{1}{2}(\varphi_c^k - \varphi_n^k) \right|}. \quad (6.7)$$

В последнем случае было учтено свойство модуля произведения  $|ab| = |a||b|$ , а также известное тождество  $\sin x = (e^{jx} - e^{-jx})/2jx$ .

Для  $N = 8$  АФХ фильтра (6.7) примет следующий вид:

$$K_k(\varphi_c^k - \varphi_n^k) = \frac{1}{8} \frac{\left| \sin 4(\varphi_c^k - \varphi_n^k) \right|}{\left| \sin \frac{1}{2}(\varphi_c^k - \varphi_n^k) \right|}. \quad (6.8)$$

Семейство АФХ фильтров для  $N = 8$  было представлено ранее на рис. 6.13. Такая форма АФХ легко подтверждается посредством графического нахождения суммы векторов сигналов с различным межпериодным фазовым сдвигом (рис. 6.14, 6.15). В нулевом фильтре суммируются импульсы пачки без предварительного изменения их фазы  $\varphi_c$  и без поворота сигнала по фазе от периода к периоду. При сложении сигналов с амплитудой  $U_c$ , не имеющих межпериодного сдвига фаз ( $\varphi_c = 0$ ), амплитуда выходного сигнала фильтра  $U_{\text{вых}}^0 = 8U_c$ , т. е. будет максимальна (рис. 6.14, а).

При наличии некоторого сдвига фаз  $0 < |\varphi_c| < 45^\circ$  амплитуда выходного сигнала уменьшится по сравнению со случаем  $\varphi_c = 0$  тем сильнее, чем ближе  $|\varphi_c|$  к  $45^\circ$  (рис. 6.14, б). При  $|\varphi_c| = 45^\circ$  (рис. 6.14, в) сумма векторов восьми импульсов образует замкнутый правильный восьмиугольник и, следовательно,  $U_{\text{вых}}^0 \Big|_{|\varphi_c|=45^\circ} = 0$ . При  $|\varphi_c| = 90^\circ$  (рис. 6.14, г) сумма векторов сигналов образует два накладывающихся друг на друга квадрата. Аналогично можно убедиться в равенстве нулю суммы векторов сигналов при  $|\varphi_c| = +135^\circ$  и  $180^\circ$ . Для первого ДФ (рис. 6.15) условие когерентного сложения будет выполняться для сигнала с межпериодным набегом фазы  $\varphi_c = 45^\circ$ , поскольку оператор поворота фазы у этого фильтра равен по величине, но противоположен по знаку межпериодному набегу фазы сигнала – см. соотношение (6.6).

Следует заметить, что при других значениях сдвигов фаз в окрестностях  $|\varphi_c| = 45, 90, 135, 180^\circ$  сумма векторов не образует замкнутую фигуру

и поэтому не равна нулю. Это свидетельствует о наличии у АФХ фильтра побочных максимумов, которые на рис. 6.13 не показаны. Их уровень у функций (6.6), (6.8) достаточно велик и составляет около 25 % (-14 дБ). Значительный уровень боковых лепестков АФХ фильтров является существенным недостатком, вызывающим заметное снижение возможностей обнаружения полезных сигналов. Для уменьшения боковых лепестков АФХ фильтров используется весовая обработка сигналов (умножение последовательности импульсов на весовые коэффициенты  $K_i$ ):

$$U_{\text{ВЫХ}}^k = \left| \sum_{i=1}^N K_i U_i^k e^{j(i-1)\varphi_c^k} e^{-j(i-1)\varphi_n^k} \right|.$$

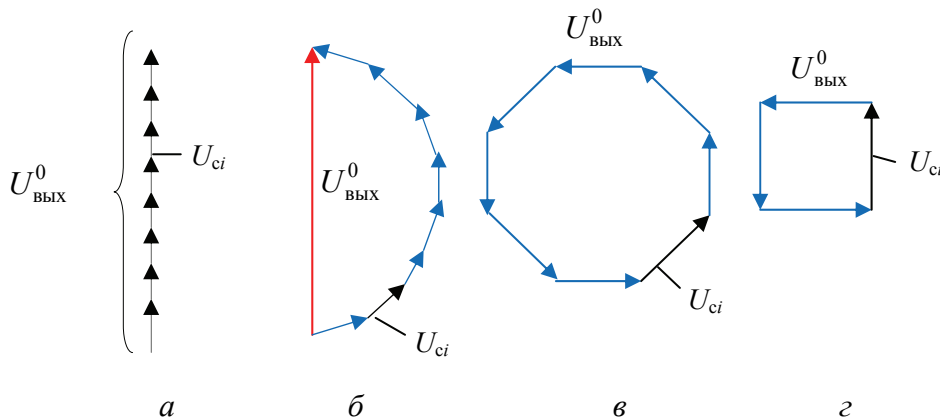


Рис. 6.14. Векторные диаграммы, иллюстрирующие принцип когерентного сложения сигналов в нулевом фильтре:  
 $a - \varphi_c = 0^\circ$ ;  $б - 0^\circ < \varphi_c < 45^\circ$ ;  $в - \varphi_c = 45^\circ$ ;  $г - \varphi_c = 90^\circ$

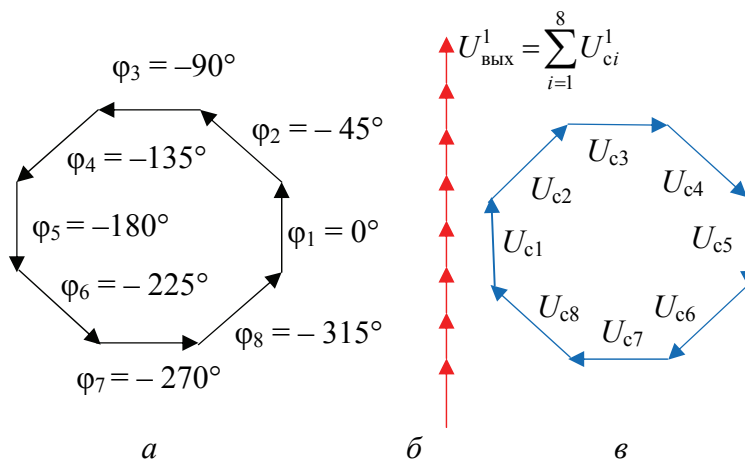


Рис. 6.15. Векторные диаграммы, иллюстрирующие принцип когерентного сложения сигналов в первом ДФ:  $a$  – оператор поворота фазы;  $б$  – сигнал на выходе ДФ 1;  $в$  – сигнал на входе ДФ 1

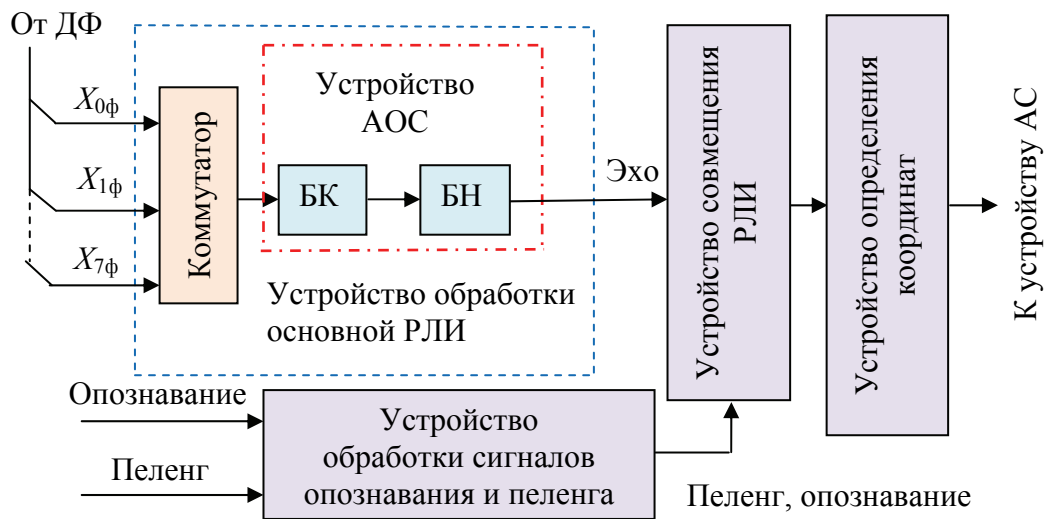


Рис. 6.16. Пример системы первичной обработки РЛ сигналов:  
 БК – бинарный квантователь; БН – бинарный накопитель

Сглаживающие весовые коэффициенты  $K_i$  подобраны экспериментально, исходя из условия уменьшения уровня боковых лепестков АФХ фильтров до заданного уровня, и имеют значения:  $K_1 = K_8 = 0,15234375$ ;  $K_2 = K_7 = 0,4004$ ;  $K_3 = K_6 = 0,751953125$ ;  $K_4 = K_5 = 1$ . За счет дополнительной весовой обработки пачки импульсов уровень боковых лепестков АФХ фильтров уменьшается до  $-35$  дБ. Одновременно происходит расширение главных лепестков, что увеличивает взаимное перекрытие АФХ соседних фильтров (в области главных лепестков). Из этого следует, что сигналы, отраженные от местных предметов, ослабляются в этих фильтрах всего лишь в 2,5 раза по сравнению с уровнем этих отражений в нулевом фильтре.

Для подавления отражений от местных предметов в первом, седьмом, а также других фильтрах из вычисленных модулей  $M_k$  ( $k$  – номер ДФ) вычитается часть модуля сигнала нулевого фильтра:  $lM_0$  (рис. 6.12). Значение  $l$  для первого и седьмого фильтров равно  $1/2$ , а для остальных фильтров  $l = 1/256$ . Такой операцией подавляются отражения от местных предметов, действующие на первый и седьмой фильтры по главному лепестку, а остальные – по боковым лепесткам АФХ. С выходов ДФ модульные значения сигналов  $X_{0ф}, X_{1ф}, \dots, X_{7ф}$  поступают в систему первичной обработки РЛИ, в которой реализуются процедуры автоматического обнаружения сигналов (АОС) на фоне остатков ПП, некогерентное накопление всей пачки отраженных импульсов по количеству восьмерок, а также объединение эхосигналов с сигналами опознавания и пеленга (рис. 6.16).

Существенным недостатком рассмотренных выше фильтровых и корреляционно-фильтровых систем помехозащиты является их низкая эффективность относительно дискретных пассивных помех (ДПП) и помех типа

«ангел-эхо». Являясь по длительности соизмеримыми с длительностью сигнала, эти помехи обладают имитационным эффектом. Поэтому в РЛ системотехнике разработка методов подавления ДПП является достаточно важной технической проблемой.

### **6.5. Особенности защиты РЛС от имитирующих пассивных помех. Проблема селекции дискретных помех**

Имитирующие ПП представляют собой отражения ЗС от различных объектов искусственного и естественного происхождения, которые наблюдаются на ИКО обзорных РЛС в виде целеподобных отметок. Наличие большого числа таких отметок затрудняет поиск и обнаружение ВО, приводит к срыву АС в устройствах вторичной обработки РЛИ, завязыванию большого числа ложных трасс, перегрузке вычислительных устройств, усложнению и запутыванию воздушной обстановки. Вынужденный в этих условиях переход от режима АЗ и АС к режиму ручного захвата и ручного сопровождения цели приводит к резкому снижению производительности источников РЛИ.

Имитирующие ПП могут создаваться при дискретном сбросе дипольных отражателей. При такой постановке помех небольшие облака ДО могут рассеиваться в пределах от одного до трех дискретов дальности в зависимости от величины разрешающей способности РЛС по дальности. Отражения от дискретных облаков ДО наблюдаются в виде целеподобных отметок. Такие помехи еще называют *дискретными пассивными помехами* (ДПП). Имитирующие ПП могут создаваться и с помощью специальных летательных аппаратов, ракет-ловушек, предназначенных для имитации боевых самолетов. Ракеты-ловушки запускаются по несколько штук с боевых самолетов и создают ложные цели. Отраженные сигналы от реальной цели и ракет-ловушек близки по своим параметрам.

Имитирующие ПП естественного происхождения обусловлены в основном отражениями сигналов от стай птиц, насекомых, турбулентных потоков в приземном слое атмосферы. Последние еще называют отражениями от оптически ненаблюдаемых объектов. Все эти отражения создают на ИКО РЛС целеподобные отметки, отселектировать полезный сигнал на фоне которых посредством традиционных операций первичной обработки не всегда удается. Потому для селекции реальных целей на фоне ложных применяются специальные методы.

Одним из методов решения рассматриваемой задачи может быть использование алгоритмов (процедур) распознавания. В таких алгоритмах

могут учитываться как сигнальные, так и траекторные отличия реальных целей от ДПП. Приемлемые результаты по распознаванию самолетов СА, тактических истребителей и ракет-ловушек могут быть достигнуты при анализе РЛ дальностных портретов, полученных с помощью широкополосных или сверхширокополосных ЗС. В целом вопросы селекции реальных целей на фоне ложных требуют специального исследования.

Обеспечение защиты РЛС от имитирующих ПП естественного происхождения (помех типа «ангел-эхо») и ДПП также является непростой задачей. Для части сигналов типа «ангел-эхо» характерно: а) отсутствие межобзорной корреляции, что не позволяет оценить скорости их движения на этапе вторичной обработки РЛИ; б) относительно небольшие скорости перемещения (0 – 36 км/ч в безветренную погоду и до 150 км/ч при наличии ветра); в) изменение спектральных характеристик во времени. Подавление такого рода помех осуществляется в рамках задачи автоматического обнаружения сигнала.

При этом задача стабилизации уровня ложных тревог сводится к созданию систем СДЦ с регулируемой зоной режекции, позволяющих подавить ДПП в широком диапазоне радиальных скоростей их перемещения (от 0 до 50 м/с). Известно, что верхнее значение частотного порога для систем с режекторными фильтрами не может превосходить величины  $F_{\text{п}} / 2$ . Средняя доплеровская частота помеховых колебаний может составлять при  $\lambda = 10$  см от 0 до 1 000 Гц. Таким образом, требуемая граница зоны режекции по доплеровской частоте должна составлять величину порядка  $(1-2) F_{\text{п}}$ . Используемые в современных обзорных РЛС значения  $F_{\text{п}}$  не позволяют обеспечить эффективное подавление таких ДПП с помощью классических устройств СДЦ с ЧПВ. Очевидный путь решения проблемы – использование высокой частоты посылок (единицы-десятки кГц), что позволит обеспечить достаточную зону режекции ПП. Однако при этом возникает проблема устранения неоднозначности измерения дальности. Второй путь решения проблемы связан с использованием пачечной возбуждения частоты посылок ЗС и алгоритмов устранения неоднозначности по доплеровской частоте. Суть метода заключается в следующем. Зондирование пространства осуществляется последовательно пачками импульсов с использованием нескольких значений  $F_{\text{п}}$ :  $F_{\text{п}1}, F_{\text{п}2}, \dots, F_{\text{п}m}$ . Каждая пачка содержит по  $M$  импульсов. Излучается  $m$  пачек. Принятые сигналы накапливаются в фазовых фильтрах, перекрывающих диапазон доплеровских частот  $\pm F_{\text{п} \text{max}}$ . В соответствии с соотношением  $\varphi_i = 2\pi F_{\text{д}} T_{\text{п}i} = 2\pi F_{\text{д}} / F_{\text{п}i}$  при изменении частоты посылок  $F_{\text{п}i}$  полосы частот, перекрываемые одноименными фильтрами, смещаются по оси  $F_{\text{д}}$  друг относительно друга.

Применительно к нулевому ДФ характер этого смещения для четырех частотных пачек показан на рис. 6.17. Из рисунка видим, что при очередной смене частоты посылок ЗС одновременно происходит и изменение

положения АФХ нулевого фильтра на оси частот  $F_{\text{Д}}$ . В то же время положение спектров ДПП и сигнала на этой оси частот остается неизменным, поскольку частота  $F_{\text{Д}} = 2v_r / \lambda$  зависит от радиальной скорости объекта и не зависит от периода повторения ЗС. В рассматриваемом примере сигнал малоподвижной ДПП попадает в нулевой фильтр.

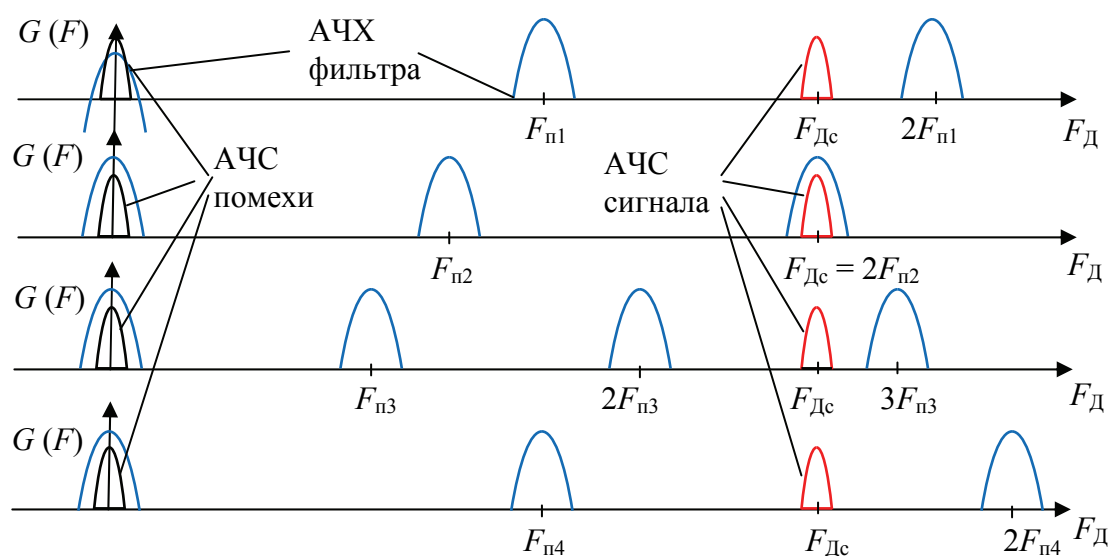


Рис. 6.17. АЧХ нулевого фильтра для различных значений  $F_{\text{п}}$

В целом, каждому положению сигнала на оси доплеровских частот соответствует определенная комбинация номеров фильтров, в которых наблюдаются отклики от сигнала при различных  $F_{\text{п}i}$ . Оценка доплеровской частоты сигнала  $F_{\text{Дс}}$  является функцией номеров фильтров  $F_{ij}$ , в которых сигнал обнаруживается на  $m$  различных частотах повторения. Эту зависимость можно использовать для выделения сигналов на фоне отражений от ДПП.

Вместе с тем если в одном разрешаемом объеме находится ВО и отметка типа «ангел-эхо», то однозначность решения нарушается. Вероятность нахождения в одном разрешаемом объеме двух и более сигналов увеличивается при обнаружении маловысотных целей. В этом случае условия обнаружения характеризуются наличием большого количества естественных ПП, обладающих различными радиальными скоростями. Например, в летний период на экранах ИКО за обзор может наблюдаться до 1 000 отметок и более. Эффективность метода с прямой дешифровкой доплеровской частоты обнаруженных сигналов в таких условиях заметно снижается. Для устранения этого недостатка анализу подвергаются отклики всех фильтров того или иного канала разрешения по дальности при различных частотах пачечной вобуляции ЗС РЛС. Принцип выделения сигнала

ла цели и подавления сигнала ДПП, находящихся в одном объеме разрешения, показан на рис. 6.18. Из рисунка видим, что ДПП с частотой  $F_{Д\text{ДПП}} \neq 0$ , независимо от частоты  $F_{п}$  излучаемой частотной пачки, попадает (в рассматриваемом примере) в фазовый фильтр № 1. В то же время сигнал от цели с частотой  $F_{Дс} \gg F_{Д\text{ДПП}}$  при частоте посылок  $F_{п1}$  попадает в фильтр № 3, а при частоте посылок  $F_{п2}$  – в фильтр № 5.

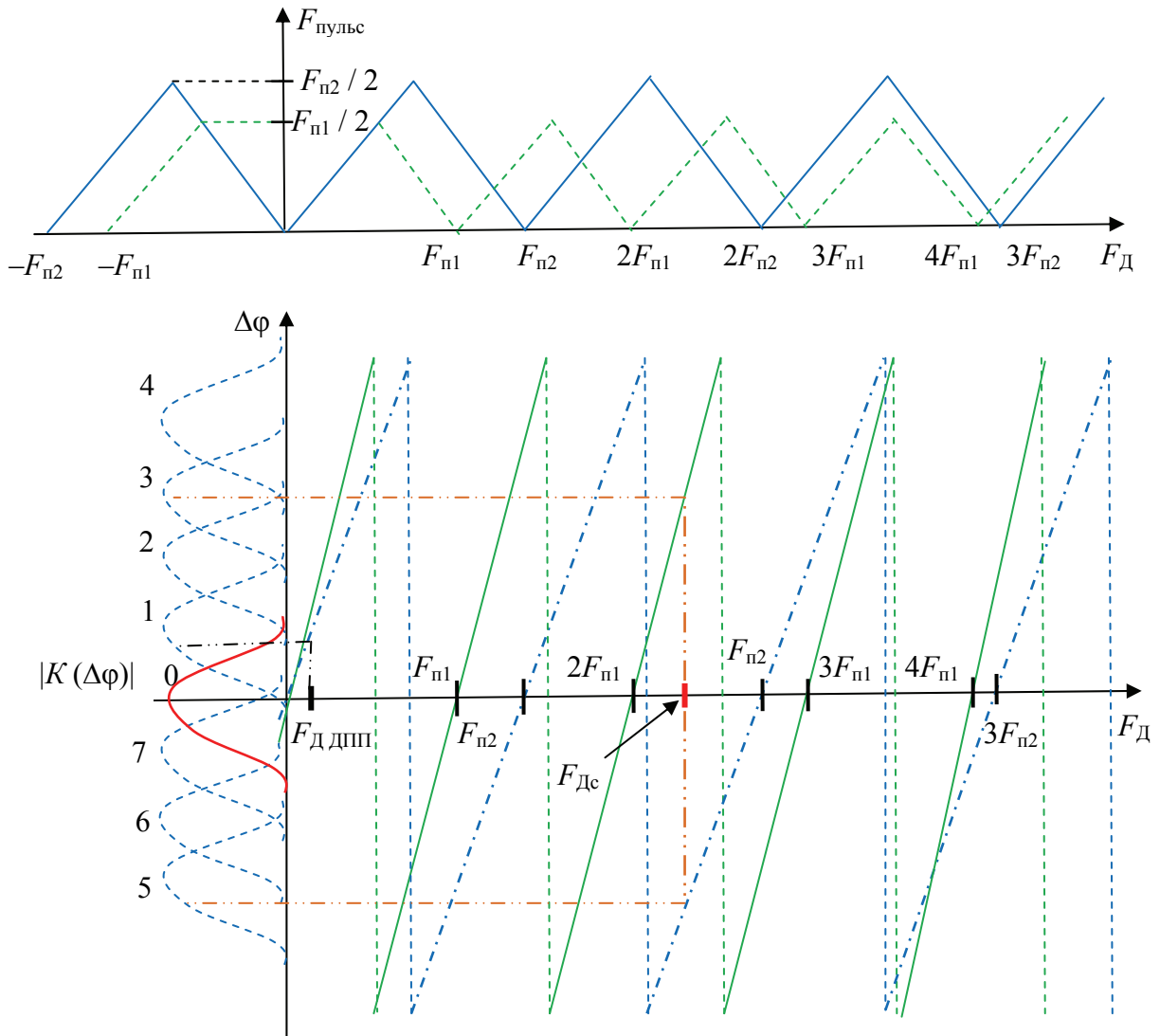


Рис. 6.18. Вид АФХ ДФ и законов изменения частоты посылок ЗС, поясняющих принцип частотной селекции ДПП

Дальнейшая критерийная обработка выходов ДФ одного разрешаемого объема (дискрета дальности) по всем частотным пачкам выполняется в устройстве АОС (рис. 6.16). При этом в каждом фильтровом канале осуществляется сравнение накопленного сигнала с первым (так называемым

энергетическим) порогом обнаружения  $U_i$ . Величина этого порога определяется интенсивностью собственного шума и возможными остатками компенсации АП в одноименных фазовых фильтрах, обрабатывающих сигналы в соседних дискретах дальности. Дальнейшему анализу подвергаются сигналы, превышающие пороговый уровень. Затем осуществляется подсчет сигналов (превысивших порог) в одноименных фильтрах для каждого дискрета дальности по всем частотным пачкам. Если в  $m$  смежных пачках, излучаемых с разными частотами посылок  $F_{п}$ , количество таких сигналов составляет не менее  $l$ , то они воспринимаются как ДПП и из дальнейшей обработки исключаются. Если же сигналы обнаруживаются в различных фильтрах не менее  $k$  раз из  $m$ , принимается решение о наличии отражений от движущейся цели. Этот порог обнаружения называется частотным критерием обнаружения  $F_i$ . Управление критерием « $l$  из  $m$ » позволяет изменять полосу режекции ДПП в соответствии со сложившейся в ЗО РЛС воздушной (целевой и помеховой) обстановкой. В качестве признака малой доплеровской частоты сигналов (признака ДПП) используется факт превышения сигналом установленного порога в одноименных фильтрах при различных значениях  $F_{п}$ .

В целом же проблема селекции ДПП типа «ангел-эхо» не имеет простых и однозначных решений. Тем не менее, использование метода пачечной вобуляции и алгоритмов раскрытия неоднозначности по доплеровской частоте в РЛС обнаружения маловысотных ВО в большинстве практически важных случаев позволяет выделить сигнал на фоне такого вида помех.

## **6.6. Проблема защиты РЛС от комбинированных помех**

Под комбинированной помехой понимается аддитивная смесь АП и отражений от ПП. По характеру воздействия комбинированная помеха может создавать как имитирующий, так и маскирующий эффект (либо тот и другой одновременно) в зависимости от соотношения уровней активной и пассивной помех. При высоком уровне АПП из-за работы устройств подавления и стабилизации уровня ложных тревог область мешающих засветок некомпенсированными остатками ПП уменьшается. У операторов визуального съема информации создается впечатление, что наблюдаемость отметок от цели улучшается, в то время как ситуация может носить противоположный характер: из-за заметного снижения чувствительности устройств приема и обработки сигналов возможна полная потеря информации о ВО. При низком уровне АПП основное влияние на своевременность обнаружения, качество сопровождения и количество ложных трасс оказывает ПП.



Предположим, что помеха представляет собой гауссовский процесс и на входе приемного тракта состоит из аддитивной смеси собственного белого шума, пассивной коррелированной помехи и АП. В этом случае результирующую спектральную плотность помехи  $G(j\omega)$  можно представить в виде [1]

$$G(j\omega) = N_0 + G_{\text{ПП}}(j\omega) + G_{\text{АП}}(j\omega) = N_0 \left[ 1 + \frac{G_{\text{ПП}}(j\omega)}{N_0} \right] \left\{ 1 + \frac{G_{\text{АП}}(j\omega)/N_0}{1 + G_{\text{ПП}}(j\omega)/N_0} \right\}$$

или

$$G(j\omega) = N_0 \left[ 1 + \frac{G_{\text{АП}}(j\omega)}{N_0} \right] \left\{ 1 + \frac{G_{\text{ПП}}(j\omega)/N_0}{1 + G_{\text{АП}}(j\omega)/N_0} \right\}.$$

С учетом соотношения (6.4) и полученных выше выражений коэффициент передачи системы оптимальной обработки сигналов на фоне комбинированных помех примет следующий вид:

$$K(j\omega) = \frac{S^*(j\omega) \exp\{-j\omega t_0\}}{N_0 + G_{\text{ПП}}(j\omega) + G_{\text{АП}}(j\omega)} = \frac{S^*(j\omega) \exp\{-j\omega t_0\}}{N_0} \left[ 1 + \frac{G_{\text{ПП}}(j\omega)}{N_0} \right]^{-1} \left\{ 1 + \frac{G_{\text{АП}}(j\omega)/N_0}{1 + G_{\text{ПП}}(j\omega)/N_0} \right\}^{-1},$$

или

$$K(j\omega) = \frac{S^*(j\omega) \exp\{-j\omega t_0\}}{N_0} \left[ 1 + \frac{G_{\text{АП}}(j\omega)}{N_0} \right]^{-1} \left\{ 1 + \frac{G_{\text{ПП}}(j\omega)/N_0}{1 + G_{\text{АП}}(j\omega)/N_0} \right\}^{-1},$$

где  $S(j\omega)$  – спектр ожидаемого сигнала.

Анализ полученных выражений для коэффициента передачи показывает, что структура устройства защиты от комбинированных помех может иметь три варианта технической реализации: а) последовательное включение СФ, устройства подавления АПП и устройства подавления ПП (рис. 6.19); б) последовательное включение СФ и устройства защиты от ПП с устройством защиты от АПП в цепи обратной связи (рис. 6.20а); в) последовательное включение СФ и устройства защиты от АПП с устройством защиты от ПП в цепи обратной связи (рис. 6.20б).

В силу аддитивного характера комбинированной помехи порядок включения устройств защиты, представленный на рис. 6.19, с формальной точки зрения может быть произвольным. Тем не менее, практическая реализация таких устройств имеет ряд ограничений. Первое ограничение связано с характерным для большинства РЛС с ФАР разделением обработки на пространственную и временную, при которой защита от АПП в обяза-

тельном порядке предшествует защите от ПП. Второе связано с проблемой взаимного влияния устройств защиты на качество подавления соответствующих помех, сопровождающееся противоречивостью требований к этим устройствам. С одной стороны, для обеспечения защиты от ПП необходимо осуществлять когерентную обработку сигналов на интервале корреляции помеховых колебаний, составляющем единицы-десятки миллисекунд. С другой стороны, для АШП требуется быстроедействие (время настройки) АКП в десятки раз меньше, чем интервал корреляции ПП. Кроме того, для когерентной компенсации АШП нужна непрерывная настройка устройств защиты, в то время как компенсация ПП непрерывной настройки не требует. Третье ограничение вытекает из условий устойчивости работы устройства защиты от помех, в обратной связи которого включено другое устройство.

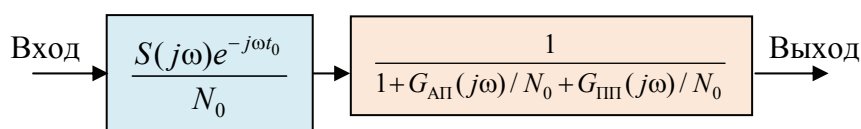


Рис. 6.19. Схема последовательного включения компонентов устройств защиты от комбинированных помех

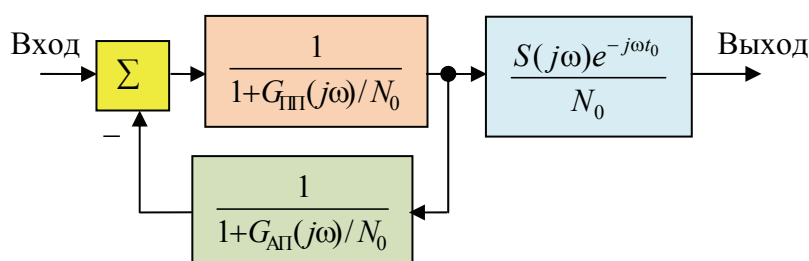


Рис. 6.20а. Устройство защиты от комбинированных помех с защитой от АШП в цепи обратной связи

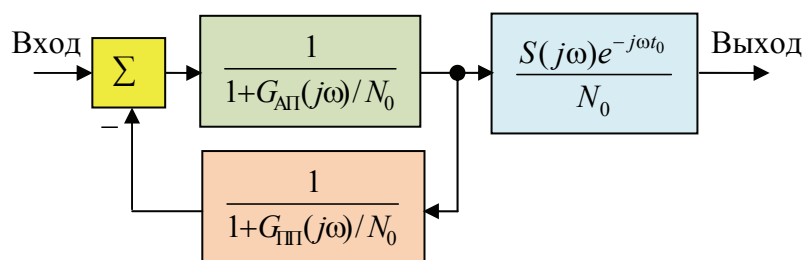


Рис. 6.20б. Устройство защиты от комбинированных помех с защитой от ПП в цепи обратной связи

В настоящее время применяется комбинированный метод, предусматривающий последовательное включение устройства защиты от АШП, СФ и устройства защиты от ПП. Одновременно с этим принят ряд мер по ослаблению взаимного влияния помех на соответствующие устройства защиты. Рассмотрим принцип работы такой комбинированной системы.

Чтобы обеспечить эффективное подавление ПП и выделить сигнал на их фоне, необходимо обеспечить высокую межпериодную корреляцию помеховых колебаний на входе системы защиты. В то же время АШП разрушает корреляцию ПП. В этой связи исходный уровень АШП необходимо ослабить до того, как будет осуществляться межпериодная обработка сигналов ПП. В свою очередь, шумовая помеха, несмотря на наличие ПП, может быть эффективно подавлена, поскольку ПП наблюдается, как правило, на части рабочей дистанции РЛС, а АШП – на всей дистанции. Поэтому при такой комбинации устройств защиты от АП и ПП необходимо принять меры по исключению: а) декорреляции ПП на интервале самонастройки устройств защиты от АШП; б) влияния ПП на качество настройки автокомпенсаторов АП. Для решения первой задачи используют метод дискретной настройки систем защиты от АШП, при котором корреляционные АКП настраиваются на подавление активной помехи не непрерывно, а в некоторые промежутки времени  $\tau_{\text{настр}}$  (такты настройки). Выработанное управляющее напряжение запоминается и используется до следующего такта настройки.

Такты настройки могут выбираться двояко. В первом случае, характерном для многоканальных схем защиты и сложной помеховой обстановки, зондирование пространства на время настройки АКП приостанавливается; при этом осуществляется прием АШП и настройка на ее подавление. После установления управляющих напряжений и их запоминания (фиксации) происходит зондирование пространства и когерентная обработка ЭС, включая подавление ПП. Цикл зондирования, который может длиться десятки миллисекунд, ограничен временем допустимого «старения» управляющих напряжений устройства защиты от АШП. Степень старения этих напряжений (т. е. информации об угловых положениях и интенсивностях ИП) обусловлена допустимым снижением коэффициента подавления этих помех, которое обычно не должно превышать 3 дБ. Во втором случае кратковременные такты настройки АКП следуют через интервалы времени, равные времени когерентной обработки пачки (рис. 6.21).

Для устройств ЧПВ это может быть  $(2-4) T_{\text{п}}$ , а для устройств когерентного накопления пачки – не менее  $8T_{\text{п}}$ . Такой вариант настройки характерен для системы защиты от АШП на базе одноканального АКП. Его целесообразно применять в том случае, когда выделенный интервал времени для настройки АКП не меньше динамической постоянной времени цепи корреляционной обратной связи, т. е.  $\tau_{\text{настр}} \geq \tau_{\text{д}}$ .

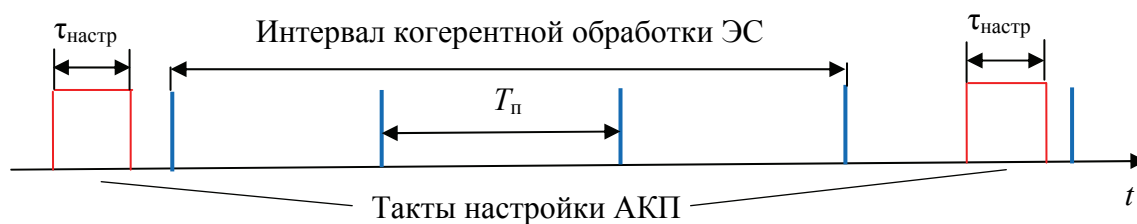
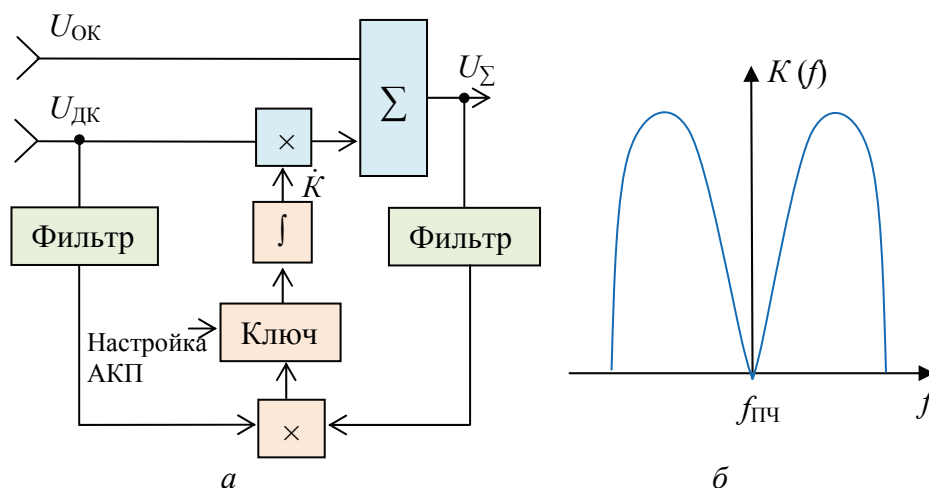


Рис. 6.21. Эпюры, поясняющие метод дискретной настройки АКП АШП

Рис. 6.22. Устройство защиты от комбинированных помех: *а* – схема АКП комбинированных помех; *б* – вид АЧХ режекторных фильтров

В некоторых случаях имеется возможность производить настройку автокомпенсатора АШП в каждом периоде повторения на тех участках дальности, где появление других видов помех и ЭС от самых дальних целей маловероятно (нерабочие участки дистанции, называемые иногда техническими зонами). Структурная схема автокомпенсатора АШП с дополнительными устройствами, реализующими названные выше методы, приведена на рис. 6.22, *а*. Помимо известных элементов АКП содержит ключ и режекторные фильтры (Ф) с АЧХ  $K(f)$  (рис. 6.22, *б*). Эти фильтры обеспечивают исключение ЭС на  $f_{пч}$  из цепей самонастройки АКП. Спектр АШП значительно шире спектра полезных сигналов и ПП. Вследствие этого основная часть спектра АШП проходит в цепь корреляционной обратной связи, что обеспечивает ее эффективную компенсацию. Ключ в цепи обратной связи замыкается в тот интервал времени, в котором с высокой степенью вероятности отсутствуют ЭС и ПП. Этим исключается их влияние на качество подавления АШП.

В целом, рассмотренные методы дискретной настройки АКП обеспечивают хорошие результаты по подавлению ПП и приемлемые показатели по защите от АШП. Недостатком метода является ухудшение эффективности

работы АКП в условиях нестационарных АШП. При последовательном включении систем защиты от активных и пассивных помех приходится также отказываться от режима поимпульсной перестройки частоты и поимпульсного изменения закона модуляции ЗС. В частности, режим поимпульсной перестройки рабочих частот РЛС может привести к изменению корреляционных свойств помехи на разных частотах и снижению эффективности систем защиты от активных и пассивных помех. Остальные варианты соединения устройств защиты от АШП и ПП нуждаются в дополнительных исследованиях.

## **6.7. Структурные схемы типовых РЛС РТВ кругового обзора**

### **6.7.1. Вводные замечания**

Как было показано в параграфе 4.1, к основным параметрам и конструктивным решениям РЛС предъявляются весьма противоречивые требования, реализовать которые в одной конструкции РЛС не удаётся. В особой степени это касается парка РЛС РТВ, включающего в себя два обобщенных класса: РЛС БР и РЛС ДР. В свою очередь, РЛС БР подразделяются на два подкласса: а) РЛС МВП и РЛС (РЛК) ОНЦУ. РЛС БР имеют высокую стоимость при ограниченном ресурсе до ремонта и предназначены главным образом для решения боевых задач военного времени. Систематическое расходование этого ресурса в процессе несения боевого дежурства в мирное время экономически нецелесообразно. По этой причине при создании РЛП мирного времени широкое распространение получили РЛС ДР. Этот класс РЛС предназначен в основном для добывания разведывательной информации, осуществления дальнего обнаружения и предупреждения о воздушном противнике, контроля ИВП и обеспечения полетов своей авиации. Поскольку такие РЛС имеют несколько сниженные ТТХ по точности измерения координат, разрешению целей и помехозащищенности, постольку в техническом и конструктивном отношении они проще и, следовательно, значительно дешевле, чем РЛС БР. Достаточно часто РЛС ДР используются в ГА в качестве обзорных трассовых и аэродромных радиолокаторов. Рассмотрим структурные схемы и принцип взаимодействия элементов этих классов РЛС. В качестве исходной основы базовых вариантов построения РЛС примем совмещенный активный импульсный радиолокатор кругового обзора, обобщенная структурная схема которого была приведена в первой главе (рис. 1.12).

Такого типа радиолокаторы строятся по одной из двух схем: *некогерентной* и *когерентной*. В первом случае отдельные ЗС некогерентны между собой, начальные фазы их несущих частот случайны, независимы и равно-

мерно распределены в интервале  $[-\pi, \pi]$ , что делает невозможным синфазное (когерентное) суммирование пачки импульсов на радиочастоте. Решение об обнаружении отраженного целью сигнала в таких РЛС принимается на основе приема одиночного импульса либо на основе приема пачки импульсов с некогерентным суммированием после амплитудного детектора. В когерентных РЛС фазовые отношения между отдельными импульсами пачки сохраняются неизменными на определенном интервале времени, что позволяет осуществлять их когерентное накопление в приемнике радиолокатора.

Как отмечалось ранее, некогерентное суммирование импульсов в пачке обеспечивает выигрыш в отношении сигнал/шум в  $M$  раз, где  $M$  – число накапливаемых импульсов; при когерентном суммировании этой пачки обеспечивается выигрыш в отношении сигнал/шум в  $M^2$  раз. Кроме того, когерентные РЛС позволяют с высокой точностью измерять доплеровское смещение частоты отраженного движущейся целью сигнала и осуществлять эффективную селекцию движущихся целей на фоне ПП естественного и искусственного происхождения. Понятно, что РЛС, построенные по некогерентной схеме, значительно проще и дешевле РЛС, построенных по когерентной схеме. Поэтому первая (некогерентная) схема наиболее распространена в РЛС ДР, а вторая (когерентная) схема – в РЛС БР и РЛС МВП. Эта же когерентная схема применяется в РЛС программного обзора и РЛС специального назначения.

Напомним, что когерентная РЛС может быть реализована по одной из трех схем: а) схеме с истинной когерентностью, б) схеме с эквивалентной внутренней когерентностью и в) схеме с внешней когерентностью (схеме с помеховым гетеродином). Специфика этих вариантов когерентности будет изложена в подпараграфе 6.7.2 при анализе структурных схем конкретных типов РЛС.

### **6.7.2. Структурная схема РЛС кругового обзора дежурного режима**

Структурная схема РЛС кругового обзора ДР представлена на рис. 6.23а. Такие РЛС позволяют обнаруживать цели, определять их дальность и азимут в процессе непрерывного кругового обзора пространства, ограниченного максимальной дальностью РЛС  $D_{\max}$  и шириной ДНА по углу места  $\varepsilon_{\max}$ .

Для пояснения взаимодействия элементов структурной схемы РЛС воспользуемся временными диаграммами и видом экрана ИКО, представленными на рис. 6.23б. Синхронизатор обеспечивает согласованную во времени работу всех элементов РЛС. Он включает в себя высокостабильный опорный генератор колебаний синусоидальной формы и формирователь импульсов запуска. Эти импульсы имеют требуемую частоту повторения  $F_{\Pi}$

и используются для запуска модулятора, схемы развертки дальности и схемы электронных масштабных меток. Импульсы модулятора определяют длительность  $\tau_{и}$  и частоту повторения  $F_{п}$  ВЧ-импульсов, формируемых генератором ВЧ. Эти ВЧ-импульсы через антенный переключатель поступают к излучателю антенной системы, формирующей требуемую ДН. На время излучения импульса АП блокирует вход приемника, защищая его от воздействия мощных колебаний. По окончании излучения ЗС через время  $\tau_{в}$  чувствительность приемного устройства восстанавливается и РЛС переходит в режим приема отраженных сигналов. Таким образом, длительность ЗС  $\tau_{и}$  и время восстановления чувствительности  $\tau_{в}$  ограничивают минимальную дальность действия (мертвую зону) РЛС:  $D_{min} \geq (\tau_{и} + \tau_{в}) / 2$ .

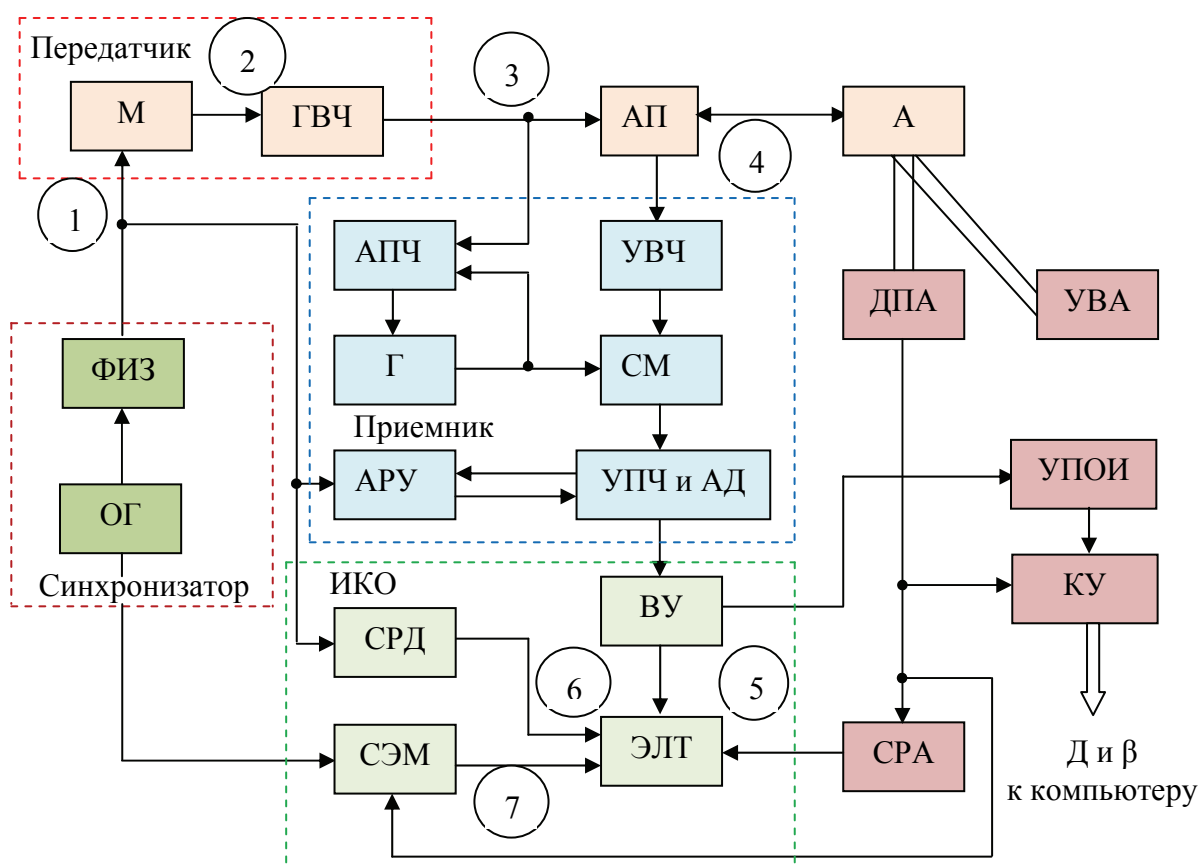


Рис. 6.23а. Структурная схема некогерентной импульсной РЛС кругового обзора: УВЧ – усилитель высокой частоты; СМ – смеситель; Г – гетеродин; ВУ – видеоусилитель; АПЧ – автоматическая подстройка частоты; А – антенна; УВА – устройство вращения антенны; ДПА – датчик положения антенны; ЭЛТ – электронно-лучевая трубка; ОГ – опорный генератор (высокостабильный); ФИЗ – формирователь импульсов запуска; М – модулятор; СРД – схема развертки дальности; СРА – схема развертки азимута; СЭМ – схема электронных масштабных меток; ГВЧ – генератор ВЧ; АП – антенный переключатель; УПОИ – устройство первичной обработки информации; КУ – кодирующее устройство; АРУ – автоматическая регулировка усиления; УПЧ – усилитель промежуточной частоты; АД – амплитудный детектор

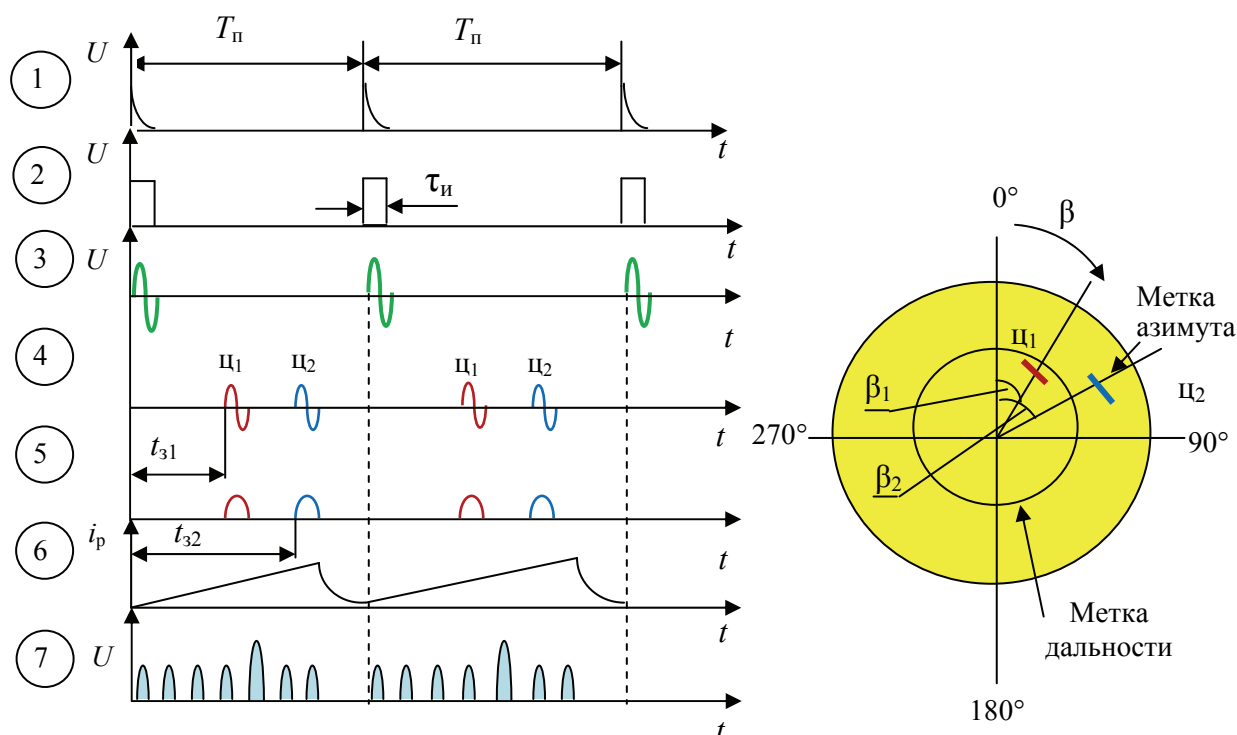


Рис. 6.23б. Временные диаграммы и вид экрана ИКО некогерентной РЛС кругового обзора: 1 – импульсы синхронизатора; 2 – импульсы модулятора; 3 – ВЧ-импульсы; 4 – сигналы на входе приемника; 5 – видеосигналы; 6 – ток развертки дальности; 7 – импульсы меток дальности;  $\zeta_1$ ,  $\zeta_2$  – цель 1, цель 2

Радиосигнал, принятый от цели, усиливается усилителем ВЧ непосредственно на радиочастоте принимаемого сигнала  $f_c$ , которая при наличии радиальной скорости цели  $v_r$  отличается от несущей частоты излучаемого импульса  $f_n$  на величину доплеровского смещения  $F_{Дс} = \pm f_n (2v_r / c)$ . Знак плюс соответствует приближению цели, а минус – ее удалению.

Основное усиление сигнала происходит в УПЧ. Переход на  $f_{ПЧ}$  осуществляется с помощью преобразователя, состоящего из смесителя и гетеродина. Применение АПЧ гетеродина обеспечивает равенство частоты сигнала после смесителя  $f_{ПЧ}$  частоте настройки УПЧ  $f_{ПЧ0}$ . Необходимость системы АПЧ связана с тем, что в некогерентных РЛС кругового обзора в качестве автогенераторов используется либо магнетрон (в сантиметровом и дециметровом диапазонах радиоволн), либо металлокерамический триод (в метровом диапазоне волн), так как эти генераторные приборы обеспечивают наиболее экономичный способ получения мощных ВЧ-колебаний в своих частотных диапазонах. Недостатком таких генераторов является низкая стабильность частоты генерируемых колебаний и их некогерентность от импульса к импульсу. Это обстоятельство и заставляет осуществлять подстройку частот гетеродина  $f_r$  под частоту колебаний  $f_n$  при излучении каждого радиоимпульса.



Полоса пропускания УПЧ обычно определяет и полосу пропускания всего приемного устройства, которая должна быть согласована с шириной спектра сигнала. При простом импульсном сигнале ширина его спектра определяется выражением  $f_{\text{и}} \approx 1,37 / \tau_{\text{и}}$ . Как отмечалось выше, при фиксированном отношении энергии сигнала к спектральной плотности мощностного нормального белого шума ширина спектра сигнала определяет разрешающую способность и точность при измерении дальности. Улучшение этих характеристик связано также с расширением полосы пропускания приемного устройства. Автоматические регулировки усиления (временные, шумовые и быстродействующие) применяются для расширения динамического диапазона приемного устройства в условиях действия внешних шумовых и протяженных импульсных помех.

Продетектированные импульсы после их усиления видеоусилителем подаются на управляющий электрод ЭЛТ (сетку или катод в зависимости от полярности импульсов), обеспечивая модуляцию электронного луча по интенсивности (яркости отметки на экране). Радиально-круговая развертка, применяемая в ИКО, формируется с помощью схем развертки по дальности и азимуту. Момент излучения ЗС антенной определяет начало развертки дальности, а азимутальное положение линии развертки совпадает с положением электрической оси ДНА. В ИКО используют ЭЛТ с электромагнитным отклонением, поэтому для линейного отклонения луча ЭЛТ по радиусу схемой развертки дальности создается линейно нарастающий ток во взаимно перпендикулярных отклоняющих катушках. Вращением ДНА достигается соответствующая модуляция амплитуды этого тока с помощью схемы развертки азимута, управляемой от датчика положения антенны. Для измерения дальности на экране ИКО формируются метки дальности в виде светящихся колец, расстояние между которыми зависит от периода повторения импульсов, формируемых схемой электронных меток. Специальной схемой формируются и электронные метки азимута в виде импульсов, подсвечивающих более ярко линии развертки через заданные интервалы по азимуту, например, через  $10^\circ$  (рис. 6.23б).

Сигналы, отраженные от цели, поступают на вход приемника в течение времени поворота ДНА на угол, равный ее ширине  $\beta_{\text{а}}$  по азимуту. За это время будет принята пачка импульсов, число которых  $N_{\text{пач}} = \frac{\Delta\beta_{0,5} T_0}{2\pi T_{\text{п}}}$  опре-

деляется шириной ДНА  $\Delta\beta_{0,5}$ , временем обзора  $T_0$  и периодом повторения ЗС  $T_{\text{п}}$ . Каждый из сигнальных импульсов подсвечивает точку на соответствующей линии развертки. При приеме пачки импульсов  $N_{\text{пач}}$  на экране ЭЛТ создается отметка цели в виде дужки с протяженностью по азимуту  $\beta_{\text{а}} = \Delta\beta_{0,5}$ , середина которой соответствует азимуту цели  $\beta_{\text{ц}}$ , а ее расстояние от центра экрана (начала развертки) – дальности  $D$ . Таким образом, протя-

женность отметки на экране ИКО по азимуту определяется шириной ДНА (если размеры цели малы по сравнению с линейной шириной ДНА и цель можно считать точечной), а протяженность по дальности (вдоль линии развертки) – скоростью развертки и длительностью принимаемого сигнала. Протяженность отметки целей на экране ИКО непосредственно связана с разрешающей способностью по дальности, азимуту и скоростью развертки.

Видеосигналы с выхода приемника могут поступать и на устройство первичной обработки РЛИ, выделяющее сигналы целей из помех. Первичная обработка может быть осуществлена непосредственно в аналоговом виде либо после преобразования сигналов в цифровую форму. При необходимости построения траекторий движения целей осуществляется вторичная обработка информации вычислительным устройством после преобразования сигналов в цифровую форму кодирующим устройством. Траектория может наблюдаться и непосредственно на экране ИКО, благодаря большому времени послесвечения фосфоресцирующего слоя экрана ЭЛТ.

Увеличение скорости развертки ИКО позволяет улучшить разрешающую способность РЛС, но при этом сокращаются пределы измеряемой дальности (шкалы дальности) индикатора. Для устранения этого недостатка в ИКО предусматривается несколько шкал дальности, что позволяет обеспечить измерение дальности в заданных пределах и повысить четкость изображения на экране ИКО переходом на более крупный масштаб.

Рассмотренный вариант технической реализации РЛС представляет собой простейший класс РЛС ДР, содержащих всего лишь амплитудный радиолокационный канал. Помимо того, что в таких РЛС отсутствует какая-либо защита от внешних АП, кроме схем расширения динамического диапазона приемника (ВАРУ, ШАРУ, БАРУ), они не содержат и устройства защиты от ПП (когерентный радиолокационный канал). Последнее обстоятельство существенно ограничивало их применение в интересах РЛЮ дежурных сил ПВО. Поэтому в более поздних модификациях некогерентных РЛС были внедрены системы защиты от ПП, использующие принципы эквивалентной внутренней и внешней когерентности.

**Метод эквивалентной внутренней когерентности.** Суть метода (в отличие от рассмотренной выше истинной когерентности) заключается в запоминании не только частоты (блок АПЧ на рис. 6.23а), но и начальной фазы ЭС, излучаемого некогерентным передатчиком (автогенератором на базе магнетрона или металлокерамического триода). При этом случайная начальная фаза излученного импульса на каждом периоде зондирования фиксируется с помощью колебаний фазируемого когерентного гетеродина, которые используются в качестве опорных сигналов для ФД КИА РЛС. При последующей межпериодной обработке ЭС со случайной начальной фазой при помощи сигнала когерентного гетеродина осуществляется их фазовая коррекция, т. е. происходит устранение случайной начальной фа-

зы, в результате чего эти ЭС становятся когерентными. Схема системы защиты от ПП с эквивалентной внутренней когерентностью и ЧПК представлена на рис. 6.24.

На первый вход ФД поступает напряжение полезного сигнала и помехи с выхода УПЧ приемника, а на второй вход – опорное напряжение, формируемое когерентным гетеродином. Частота когерентного гетеродина в системах СДЦ с ЧПВ на видеочастоте равна (близка) частоте ЭС (промежуточной частоте), а начальная фаза – случайной начальной фазе ЭС за счет фазирования когерентного гетеродина сигналом передатчика. При фазовом детектировании из фазовой структуры помехи и/или сигнала вычитается фазовая структура сигнала когерентного гетеродина, вследствие чего амплитуда видеоимпульсов на выходе ФД будет зависеть только от величины доплеровской составляющей сигнала от цели. Если совокупность отражателей данного импульсного объема неподвижна ( $F_{дп} = 0$ ), то отраженный сигнал на выходе ФД будет представлять собой последовательность импульсов постоянной амплитуды одной полярности (рис. 6.3, а). В схеме вычитания импульс помехи данного периода следования будет скомпенсирован задержанным импульсом помехи предыдущего периода следования.

В реальной ситуации помеха не абсолютно коррелирована, т. е. ее амплитуда и фаза медленно флюктуируют от периода к периоду следования. В результате амплитуда импульсов на выходе ФД также флюктуирует и в схеме вычитания помеха компенсируется неполностью. Для уменьшения уровня некомпенсированных остатков помехи после первой ступени ЧПВ включают вторую, третью и т. д. ступени. Практически в РЛС РТВ применяют системы СДЦ с одно- и двукратным ЧПВ.

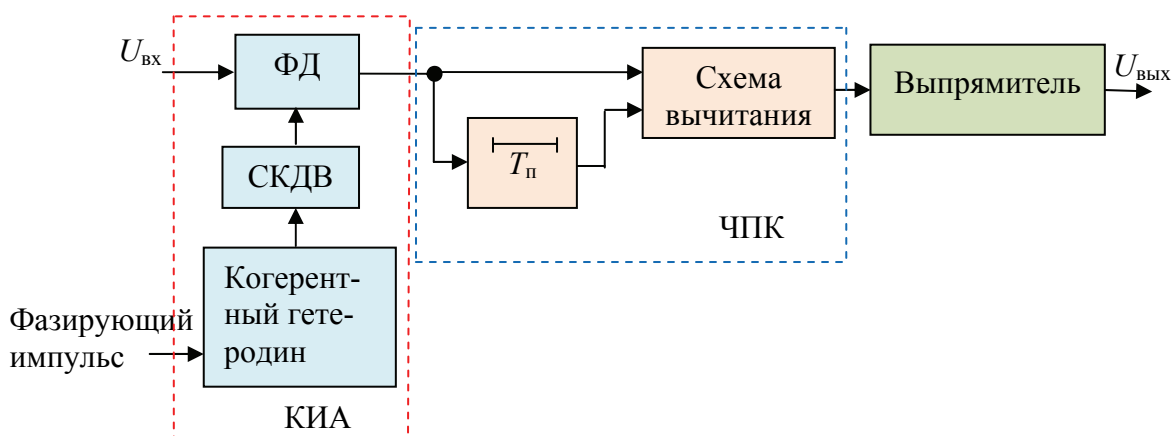


Рис. 6.24. Структурная схема системы СДЦ с эквивалентной внутренней когерентностью: КИА – когерентная импульсная аппаратура; СКДВ – схема компенсации действия ветра

Полезный сигнал, отраженный от движущейся цели, имеет доплеровское смещение частоты ( $F_{дс} \neq 0$ ) и вследствие этого – регулярное межпериодное изменение фазы. Сигнал на выходе ФД в этом случае будет представлять собой последовательность импульсов, промодулированных по амплитуде косинусоидальным напряжением частоты  $F_{дс}$  (рис. 6.3, б). Вследствие указанной модуляции полезные сигналы в схеме вычитания не компенсируются (за исключением, как уже упоминалось, случаев полета цели со слепой скоростью). На выходе схемы вычитания, как и на выходе ФД, сигналы могут иметь разную полярность, поэтому после схемы ЧПВ устанавливается выпрямитель.

Если облако диполей движется под действием ветра, то ПП будет иметь регулярное межпериодное изменение фазы, равное  $\varphi_{т} = F_{дп} T_{п}$ . Последовательность импульсов помехи на выходе ФД окажется промодулированной частотой  $F_{дп}$ , а спектр помехи будет иметь такую же структуру, как и спектр полезного сигнала. Подавление такой помехи в системе ЧПВ не происходит. Поэтому при фазовом детектировании помеху «останавливают», для чего в когерентное напряжение с помощью схемы компенсации действия ветра вводят регулярное межпериодное изменение фазы, равное изменению фазы помехи за счет действия ветра. При этом разность фаз помехи и когерентного напряжения от периода к периоду следования остается неизменной, а последовательность импульсов и спектр помехи на выходе ФД становятся такими, как для неподвижной помехи.

Вместе с тем, даже при постоянных скорости и направлении ветра, радиальная составляющая скорости ветра различна для каждого азимута, поэтому при ведении кругового или секторного обзоров пространства СКДВ необходимо непрерывно перестраивать, что является существенным недостатком систем СДЦ с эквивалентной внутренней когерентностью. Неизбежная погрешность настройки может привести к значительному снижению коэффициента подпомеховой видимости. Поэтому в некоторых РЛС ДР с системой защиты от ПП, наряду со схемой с эквивалентной внутренней когерентностью, применяют систему СДЦ с внешней когерентностью.

**Система СДЦ с внешней когерентностью** (рис. 6.25). Ее отличие от предыдущей схемы состоит в том, что когерентный гетеродин фазируется не ЗС, а принятым напряжением помехи. При таком фазировании в когерентное напряжение вводится как случайная начальная фаза ЗС, которая заключена в фазе помехи, так и регулярное изменение фазы помехи, обусловленное перемещением облака отражателей под действием ветра. При этом отпадает необходимость в СКДВ, что является существенным достоинством систем СДЦ с внешней когерентностью. В таких системах меньше сказываются и нестабильности частоты местного гетеродина, так как все случайные изменения фазы помехи, вызываемые флюктуациями его частоты, вводятся при фазировании и в опорное напряжение, благодаря

чему сохраняется постоянство разности фаз между напряжением помехи и когерентного гетеродина.

Однако коэффициент подавления помехи и коэффициент подпомеховой видимости в такой системе будут ниже, чем в системе СДЦ с эквивалентной внутренней когерентностью (при условии точной настройки системы СКДВ), поскольку в когерентное напряжение здесь введены все случайные флюктуации фазы помехи. Следовательно, флюктуации амплитуды помехи на выходе фазового детектора возрастают и ее спектр расширяется. Кроме того, в такой системе имеют место нескомпенсированные передние кромки помехи, обусловленные задержкой момента фазирования когерентного гетеродина на время, равное длительности импульса  $\tau_n$ .

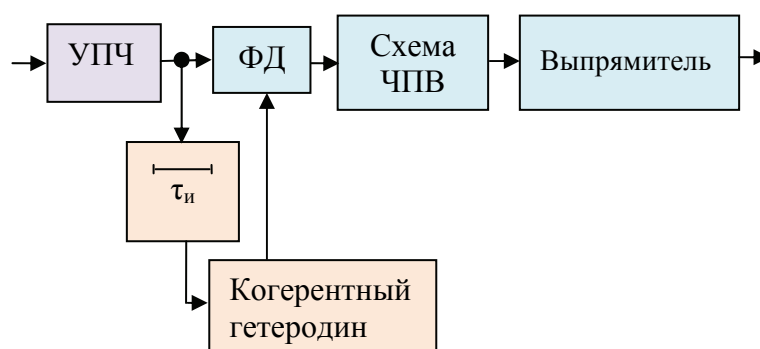


Рис. 6.25. Структурная схема системы СДЦ с внешней когерентностью

Рассмотренные выше системы СДЦ являются одноканальными. В таких системах импульсы пачки полезных сигналов оказываются промодулированными по амплитуде с частотой пульсаций. Такая модуляция приводит к уменьшению отношения сигнала к нескомпенсированным остаткам помехи и искажению огибающей пачки, что вызывает уменьшение вероятности обнаружения цели и точности измерения угловых координат, особенно в РЛС с небольшим числом импульсов в пачке, где длительность пачки может составлять лишь долю пульсаций. Для устранения этого недостатка применяют ЧПВ в квадратурных каналах с последующим суммированием квадратов напряжений этих каналов.

**Система СДЦ с ЧПВ на видеочастоте в квадратурных каналах** (рис. 6.26). В этой системе СДЦ каналы, получившие название косинусного и синусного, отличаются друг от друга только тем, что опорное напряжение на вход ФД одного из них подается со сдвигом фазы на  $90^\circ$  относительно другого. Вследствие этого в одном канале сигналы движущейся цели на выходе ФД и схемы ЧПВ промодулированы по закону косинуса, а в другом канале – по закону синуса. После возведения в квадрат и суммирования выходных напряжений каналов происходит восстановление исходной формы пачки импульсов.

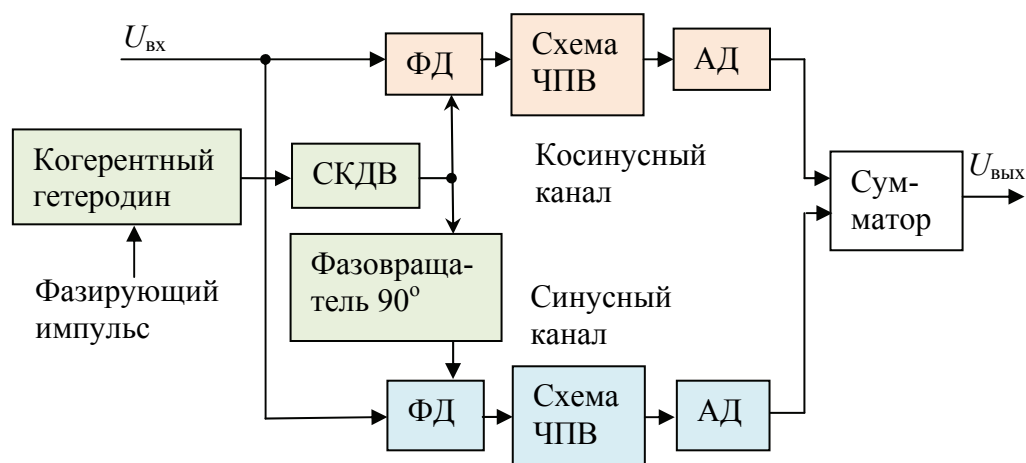


Рис. 6.26. Система СДЦ с эквивалентной внутренней когерентностью и ЧПВ на видеочастоте в квадратурных каналах

В случае использования технологии цифровой обработки начальная фаза излученного импульса на каждом периоде зондирования записывается в память цифровой системы обработки с привязкой к единой шкале времени на интервале когерентного накопления.

### 6.7.3. Структурная схема РЛС кругового обзора маловысотного поля

Как к одной из разновидностей РЛС БР, к РЛС МВП предъявляются повышенные требования к степени защищенности от ПП. Поэтому в РЛС такого класса широко применяется принцип истинной когерентности. Отличие схемы построения РЛС с истинной когерентной от рассмотренной выше РЛС с эквивалентной внутренней и внешней когерентностью заключается в том, что при формировании излучаемого сигнала и обработке эхосигнала в таких РЛС используются одни и те же высокостабильные колебания ВЧ- и СВЧ-генераторов, число которых определяется числом преобразований частоты в приемнике. Если в первом случае передающее устройство построено по схеме автогенератора, начальная фаза выходного сигнала которого носит случайный характер, то во втором случае передающее устройство построено по многокаскадной схеме (по схеме «маломощный возбудитель – усилитель мощности»). ЗС на выходе такого передающего устройства представляет собой бесконечную пачку когерентных радиоимпульсов, что и создает предпосылку для реализации истинной когерентности при обработке пачки ЭС. Структурная схема импульсной РЛС с истинной когерентностью представлена на рис. 6.27а. Здесь обозначения части подсистем и блоков совпадают с обозначениями, принятыми для

РЛС ДР (рис. 6.23а). Данная схема отражает конкретизированный вариант КИА РЛС с истинной когерентностью, представленной на рис. 6.2.

Непрерывные гармонические колебания высокостабильного генератора высокой частоты (ГВЧ) поступают на модулятор, на второй вход которого подается модулирующее напряжение в виде последовательности видеоимпульсов длительностью  $\tau_{и}$  с периодом  $T_{п}$ . На выходе модулятора формируется последовательность радиоимпульсов с частотой  $f_{ПЧ}$ , которые после преобразования на рабочую частоту РЛС  $f_{н}$  в первом смесителе усиливаются в усилителе мощности и через антенный переключатель поступают в антенну (график 1 на рис. 6.27б). При преобразовании частоты сигнала в первом смесителе в качестве опорного используется сигнал гетеродина СВЧ. Этот же сигнал применяется во втором смесителе для обратного преобразования частоты принимаемых антенной и усиленных в УВЧ ЭС на частоту  $f_{ПЧ}$  (график 2 на рис. 6.27б).

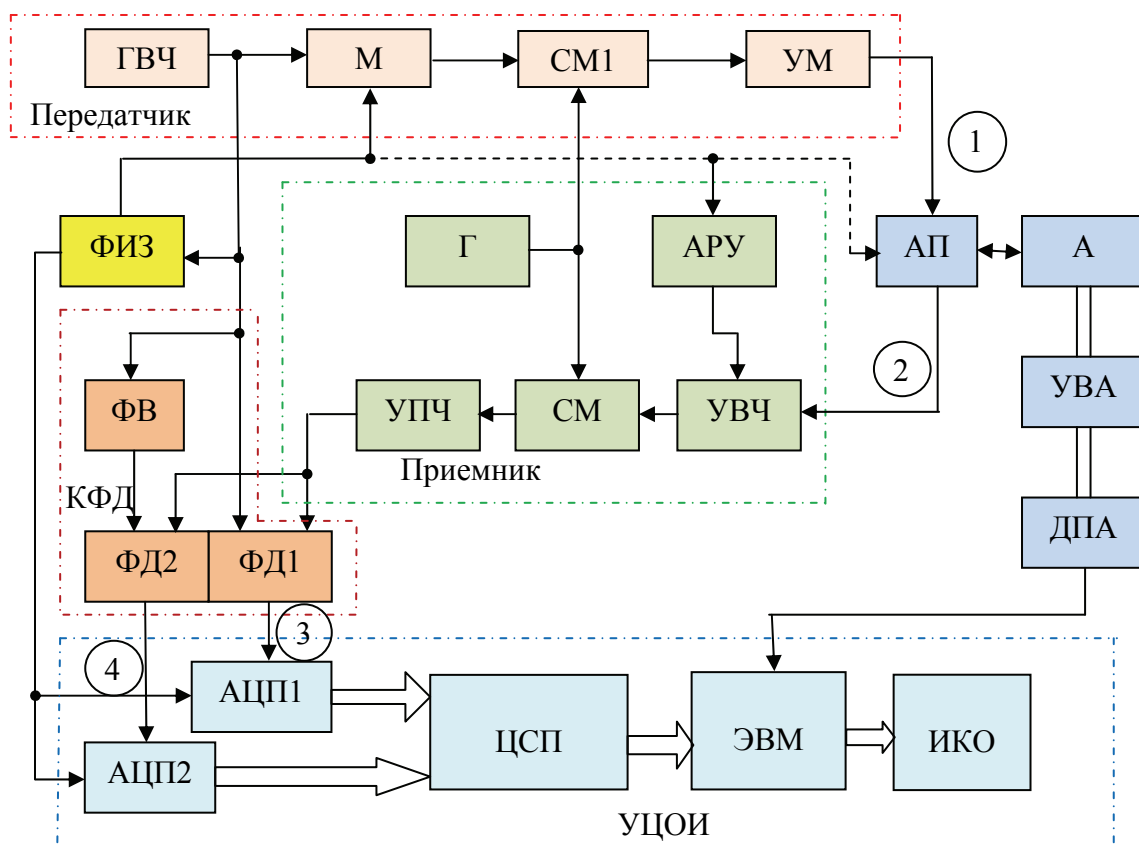


Рис. 6.27а. Структурная схема импульсной РЛС с истинной когерентностью:  
 УМ – усилитель мощности; ФВ – фазовращатель на 90°; КФД – схема квадратурных фазовых детекторов; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; УЦОИ – устройство цифровой обработки информации; ЦСП – цифровой сигнальный процессор; ФД – фазовый детектор (остальные обозначения см. на рис. 6.23а)

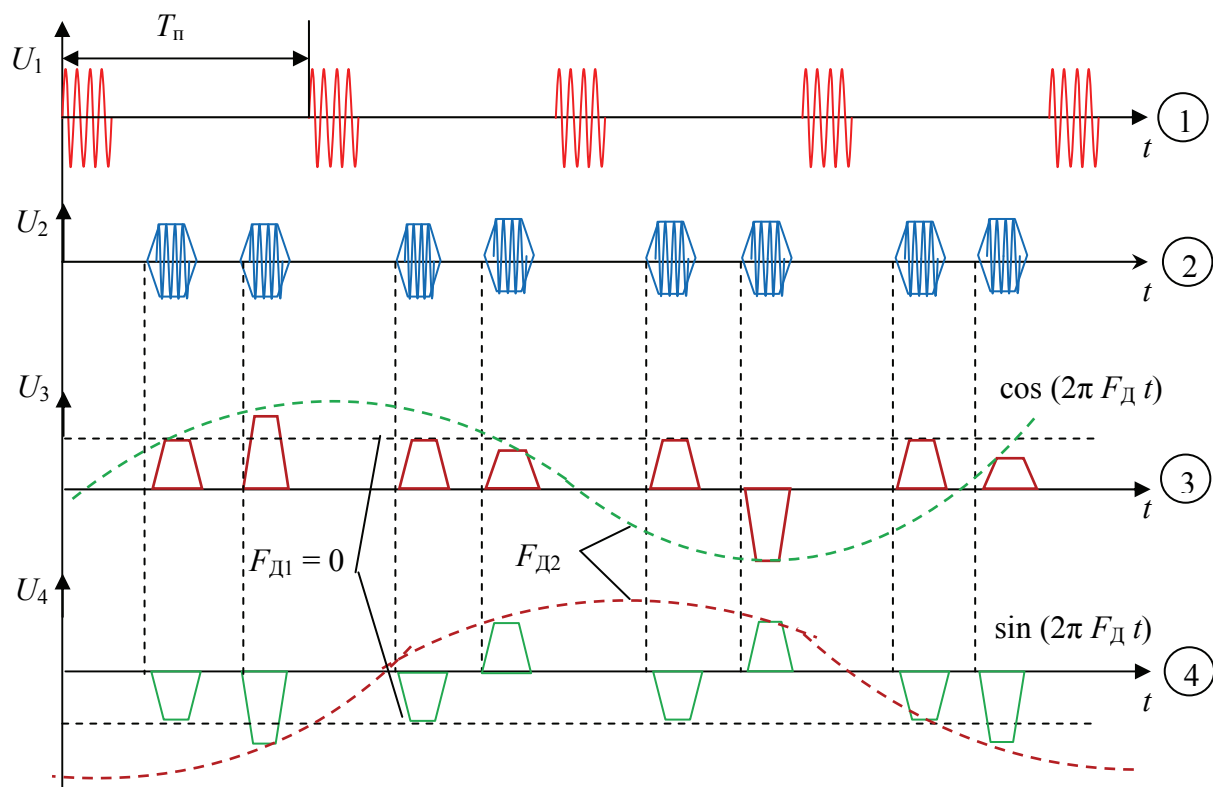


Рис. 6.276. Временные диаграммы, поясняющие принцип работы импульсной РЛС с истинной когерентностью: 1 – зондирующие ВЧ-импульсы; 2 – отраженные от цели импульсы; 3, 4 – выходные сигналы фазовых детекторов ФД1, ФД2

При наличии доплеровского сдвига частоты отраженного сигнала  $F_{дс}$  несущая частота принимаемых импульсов после преобразования во втором смесителе становится равной  $f_{пч} \pm F_{дс}$ . Как и в случае, показанном на рис. 6.26, КИА такой РЛС содержит два идентичных ФД. Однако в отличие от рассмотренного выше случая такая структура КИА носит не модификационный, а принципиальный характер и тем самым отличается от РЛС ДР. В качестве опорных сигналов квадратурных (косинусного и синусного) каналов ФД здесь используются прямой (косинусный) и сдвинутый в фазовращателе на  $90^\circ$  (синусный) сигналы, полученные из выходного сигнала ГВЧ. При совпадении частот принимаемого и опорного сигналов амплитуды выходных сигналов ФД постоянны и пропорциональны косинусу и синусу разности фаз принимаемого и опорного сигналов. На графиках 3 и 4 рис. 6.276 этой ситуации соответствуют линии  $F_{д1} = 0$  (неподвижная цель).

Доплеровский сдвиг частоты принимаемого сигнала приводит к появлению на выходе ФД1 и ФД2 видеоимпульсов, амплитуды которых изменяются во времени с частотой  $F_{дс}$  со сдвигом по фазе в квадратурных каналах на  $\pm 90^\circ$  (линии  $F_{д2}$  на графиках 3, 4 рис. 6.276).

Выходные сигналы ФД1 и ФД2, образующие квадратурную пару сигналов, преобразуются в цифровую форму с помощью аналого-цифровых



преобразователей. Тактовая частота преобразования  $f_{\text{АЦП}}$  определяется из условия теоремы Котельникова, в соответствии с которой на каждый отраженный импульс от цели должно приходиться не менее двух выборок по каждому квадратурному каналу:  $f_{\text{АЦП}} > 2 / \tau_{\text{и}}$ . Согласованная или иная первичная обработка отраженных сигналов осуществляется в высокопроизводительном цифровом сигнальном процессоре, в котором имеются два оперативных запоминающих устройства (ОЗУ): а) для записи и хранения данных; б) для записи и хранения программ обработки сигналов. Как правило, адресация данных ОЗУ организована по матричному принципу так, что преобразованные в цифровую форму отсчеты сигналов АЦП1 и АЦП2 на каждом периоде зондирования записываются в отдельные строки, причем в ячейках ОЗУ хранятся квадратурные составляющие, образующие отсчеты комплексного сигнала. Считывание комплексных отсчетов сигнала осуществляется по столбцам, которые соответствуют дальномерным каналам. Далее для каждого дальномерного канала выполняется доплеровский спектральный анализ или иная обработка в соответствии с выбранным алгоритмом, хранящимся в ОЗУ программ. Поскольку число дальномерных каналов обзорной РЛС достаточно велико (может достигать нескольких тысяч), постольку к центральному сигнальному процессору предъявляются высокие требования по быстродействию для обеспечения обработки сигналов в реальном масштабе времени. Координаты и значения радиальных скоростей, обнаруженных в результате первичной обработки целей, передаются в управляющую ЭВМ, на базе которой осуществляется вторичная траекторная обработка сигналов и привязка радиолокационного изображения к электронной карте местности. Полученное изображение фиксируется на ИКО.

В приведенной на рис. 6.27а структурной схеме когерентной РЛС возможно применение сложномодулированных сигналов с внутриимпульсной модуляцией частоты или фазы. Структурная схема РЛС остается практически неизменной, увеличивается лишь функциональная нагрузка на ФИЗ, модулятор и ЦСП.

#### **6.7.4. Структурная схема РЛС обнаружения, наведения, целеуказания**

РЛС (РЛК) БР предназначены для обнаружения и сопровождения ВО в активных и пассивных помехах высокой интенсивности и выдачи полученной РЛИ с точностью и полнотой, необходимыми для огневых средств ПВО. Эта информация включает: пространственные координаты ВО (азимут, дальность, высоту или угол места); курс и скорость полета целей; пеленги на ИАП или их пространственные координаты; признак государст-

венного (общего или индивидуального) опознавания; характеристики цели (одиночная, групповая, источник помех и др.); данные о классе (типе) цели (истребитель, бомбардировщик, крылатая ракета, ракета-ловушка и т. д.). Тактико-технические требования, предъявляемые к РЛС (РЛК) БР, определяют их состав, структуру, принципы построения и способы боевого применения. Обобщенная структурная схема РЛС ОНЦУ представлена на рис. 6.28. Как и в РЛС МВП, передающее устройство РЛС ОНЦУ построено по многокаскадной схеме «маломощный возбудитель – умножитель частоты – усилитель мощности», которое обеспечивает истинную когерентность ЗС, когерентную компенсацию ПП и когерентное накопление ЭС в устройстве первичной обработки сигналов. Рассматриваемый вариант РЛС ОНЦУ реализует принцип построения передающего устройства и КИА, представленный на рис. 6.3. Фазовый манипулятор обеспечивает заданный закон (линейно-частотно-модулированный, фазокодоманипулированный или др.) модуляции ЗС. Фазовые структуры сигналов, представленные на рис. 6.28, поясняют реализацию принципа истинной когерентности, вследствие которой сигнал на выходе ФД квадратурных подканалов зависит только от доплеровского смещения фазы ЭС. Компенсационная аппаратура рассматриваемой РЛС построена по корреляционно-фильтровой схеме с целью обработки ЭС на фоне ПП в цифровых доплеровских фильтрах, подобных представленным на рис. 6.12–6.15.

Защита от АП основана на изложенных ранее принципах пространственной и поляризационной селекции ЭС и реализуется (при относительно узкополосном ЗС, т. е. при отсутствии сдвига сигнала по огибающей) на базе АФАР с разделением обработки на пространственную и временную и выделением основных и компенсационных каналов. Выделение каналов осуществляется с помощью диаграммообразующей схемы, реализующей один из многочисленных вариантов линейного преобразования, например, рассмотренные ранее преобразования Адамара или Фурье. Собственно автокомпенсационное устройство реализует схему многоканального корреляционного АКП (рис. 5.15), обеспечивающего когерентную компенсацию АПП, принятых боковыми лепестками ДН ФАР РЛС.

При числе ИП в зоне РЛС  $N \geq 3$  эффективность многоканальных АКП, из-за статистической взаимосвязи помеховых колебаний в слабонаправленных компенсационных каналах, существенно снижается. Поэтому следует ожидать, что в перспективных РЛС ОНЦУ вместо многоканальных АКП будут применяться более совершенные устройства защиты, например, устройства на базе текущей оценки матрицы, ОКМП или многоканальные АКП с перебевающим матричным фильтром в цепи компенсационных каналов. Более подробно эти алгоритмы и соответствующие им схемы будут рассмотрены в главе 9.

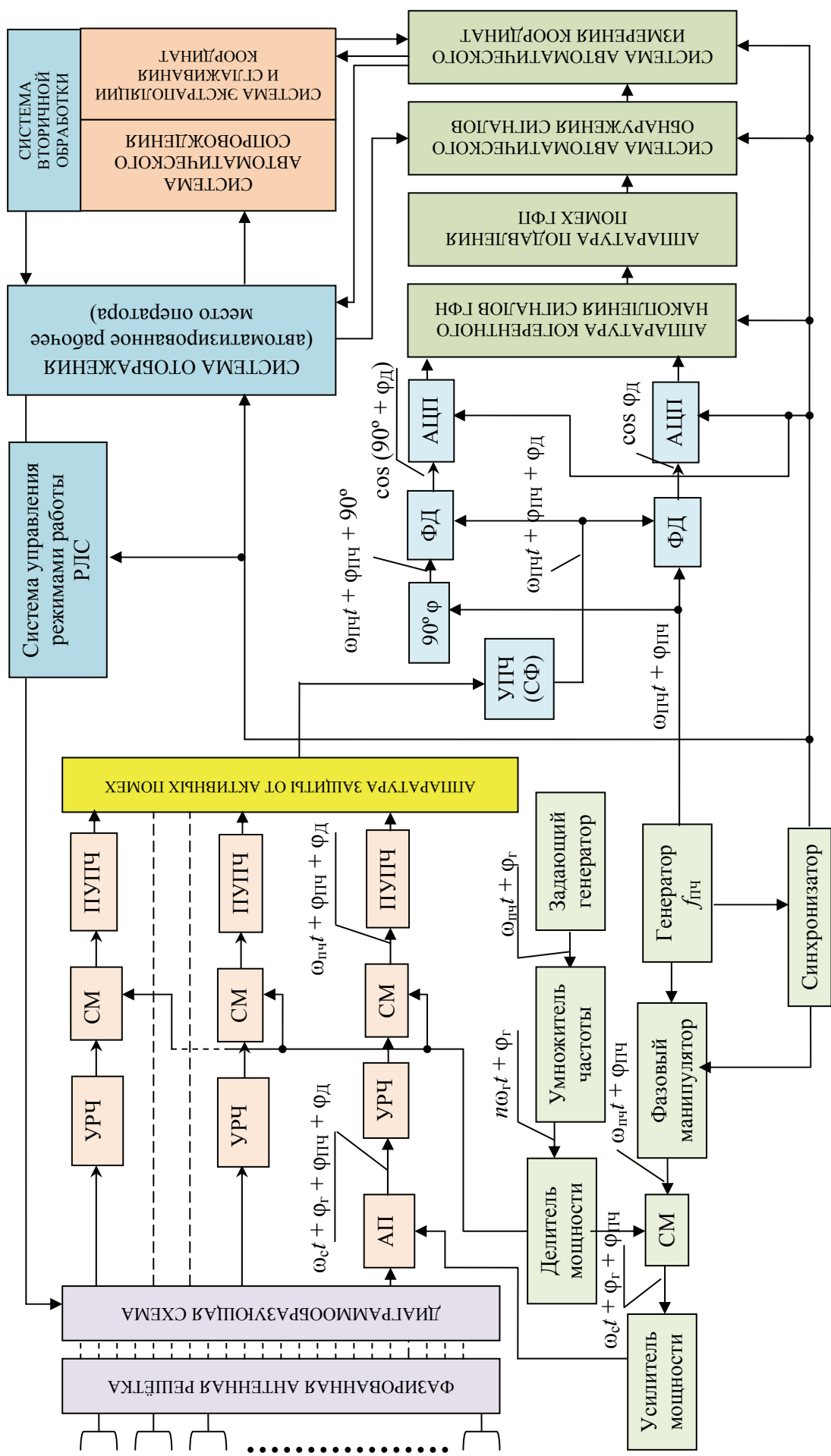


Рис. 6.28. Структурная схема РЛС ОНЦУ: УРЧ – усилитель радиочастоты; АП – антенный переключатель; ПУПЧ – предварительный УПЧ; СМ – смеситель; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; ФД – фазовый детектор

Система автоматического обнаружения РЛ сигналов построена по схеме, изображенной на рис. 6.16. Принципы автоматического измерения пространственных координат (дальности, азимута и угла места) цели были изложены ранее в параграфе 4.4. Назначение остальных систем очевидно из рисунка.

Таким образом, ПП представляют собой отражения ЗС РЛС от земной и морской подстилающих поверхностей, стай перелетных птиц, скоплений насекомых, перемещающихся со скоростью ветра, неоднородностей атмосферы или зон аномального распространения радиоволн с различными показателями преломления, турбулентных образований, оптически ненаблюдаемых объектов, метеообразований (дождя, снега, града, тумана), а также искусственно создаваемых облаков диполей и металлизированных лент. Эти отражения характеризуются плотностью распределения вероятностей флюктуаций амплитуды (мощности) отраженного сигнала или ЭПР ПП, спектрально-корреляционными характеристиками, средней доплеровской частотой (межпериодным сдвигом фаз) и изменением ее во времени и пространстве.

Повышение защищенности РЛС от ПП является одной из актуальных проблем теории и практики радиолокации. Основная трудность выделения ЭС на фоне ПП обусловлена тем, что помеха, как и полезный сигнал, представляет собой отражения ЗС. Поэтому проблемы разработки эффективных систем защиты обусловлены выбором параметра или группы параметров, в пределах которых сигнал и ПП обладают *наибольшими отличиями*. В настоящее время основное внимание уделяется скоростным (частотным) и пространственно-временным отличиям сигнала от ПП. Другие методы в этом смысле обладают меньшими возможностями и используются как дополнительные.

В настоящее время задача повышения защищенности РЛС от ПП решается с помощью комплекса мероприятий, обеспечивающих уменьшение мощности помехи на входе приемника, сужение спектра флюктуаций помехи и оптимизацию системы обработки сигналов на фоне ПП.

### **Вопросы для самостоятельной работы и контроля знаний**

1. Что называется ПП?
2. Почему ПП принято называть помехой, коррелированной во времени?
3. Какова классификация ПП?
4. Каковы основные направления повышения защищенности РЛС от ПП?

5. Каковы основные принципы, методы и критерии защиты РЛС от ПП?

6. В чем заключается сущность метода сужения спектра флюктуации сигналов, отраженных от ПП?

7. В чем заключается сущность корреляционно-фильтровой обработки сигналов на фоне ПП?

8. Как доказать, что цифровые доплеровские фильтры обеспечивают разделение сигналов по скоростным каналам и когерентное накопление пачки ЭС?

9. Почему корреляционно-фильтровый метод построения приемных устройств широко применяется в РЛС с цифровой обработкой сигналов?

10. Каким образом в современных РЛС с цифровой обработкой сигналов реализуется принцип истинной когерентности?

11. Каковы принципы построения и взаимодействие элементов по функциональной схеме РЛС ДР, МВП и БР?

12. В чем заключается сущность методов эквивалентной внутренней и внешней когерентности?

13. Каковы особенности защиты РЛС от комбинированных (активных + пассивных) помех?

## **Глава 7. РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СТАНЦИИ ОБЗОРА ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ И ИХ ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ**

В современных РЛ системах, помимо РЛС наземного (стационарного) базирования, для решения ряда специальных задач применяются самолетные РЛС РЛ дозора и обзора земной поверхности. Общие принципы построения таких РЛС и применяемые в них технические решения мало чем отличаются от принципов построения РЛС МВП и БР, рассмотренных ранее. Тем не менее, фактор движения РЛС, а также характер решаемых ими задач обнаружения объектов на фоне отражений от подстилающей поверхности предопределил их некоторую специфику относительно стационарных РЛС.

### **7.1. Общие сведения о РЛС обзора земной поверхности**

Самолетные РЛС обзора земной поверхности обеспечивают решение ряда важнейших задач современной военной и гражданской авиации. В настоящее время существуют три основных типа РЛС обзора земной поверхности: панорамные РЛС, РЛС бокового обзора с вдольфюзеляжной антенной и РЛС бокового обзора с синтезированной апертурой антенны.

**Панорамные РЛС** осуществляют обзор земной поверхности путем кругового вращения или секторного сканирования луча антенны в азимутальной плоскости (рис. 7.1). При этом на индикаторе можно наблюдать изображение местности в ЗО, имеющей вид круга или сектора с максимальным радиусом, равным дальности действия РЛС. Антенна формирует луч: узкий – в горизонтальной (азимутальной) плоскости, достаточно широкий – в вертикальной плоскости. В остановленном состоянии антенна с такой ДН облучает узкую полосу местности, вытянутую от минимальной  $D_{\min}$  до максимальной  $D_{\max}$  дальности обзора, и принимает отраженные сигналы от нее. Излученный антенной зондирующий импульс последовательно облучает участки местности на этой полоске, пробегая со скоростью распространения радиоволн расстояние от минимальной до максимальной дальности.

Различные по характеру участки местности по-разному отражают радиоволны. Так, гладкая водная поверхность имеет зеркальный характер отражения, при этом в направлении РЛС сигнал практически не отражается. Ровная земная поверхность, например степь, рассеивает радиоволны диффузно (во все стороны) так, что лишь небольшая часть волны отражается в сторону РЛС и принимается приемником.

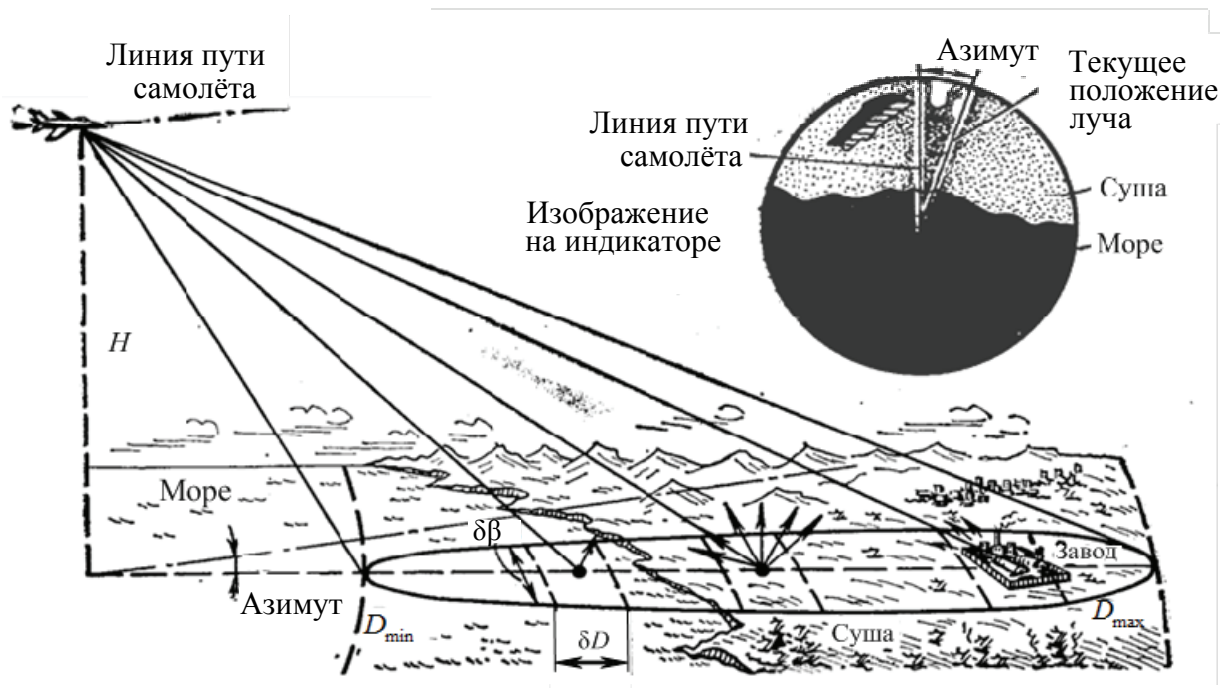


Рис. 7.1. Обобщенная схема, поясняющая принцип обзора земной поверхности панорамной РЛС

Объекты, расположенные на земной и водной поверхности (здания, мосты, корабли, низколетящие цели), отражают значительную часть энергии радиоволн в сторону РЛС, поэтому сигналы от таких объектов превышают по мощности сигналы от местности. В результате на экране РЛС водная поверхность отображается темными участками, небольшое свечение экрана соответствует участкам суши, а яркие пятна – наблюдаемым объектам. При вращении антенны последовательно просматриваются участки местности на различных направлениях так, что на экране индикатора формируется радиолокационное изображение в координатах «дальность – азимут».

Разрешающая способность РЛС обзора поверхности определяется размерами  $\delta D$  и  $\delta \beta$  разрешаемого участка на местности. В панорамной РЛС разрешение по дальности  $\delta D$  определяется длительностью импульса  $\tau_{и}$ . Так, при  $\tau_{и} = 1$  мкс разрешение равно 150 м. Применяя более короткие импульсы, можно обеспечить высокую разрешающую способность вплоть до единиц метров. Разрешение на местности по горизонтальной дальности  $\delta D$  на больших удалениях от самолета равно разрешению по наклонной дальности. Основным недостатком РЛС панорамного типа является низкая разрешающая способность по азимуту  $\delta \beta$ , которая определяется шириной луча антенны в горизонтальной плоскости. Ширина луча  $\Theta_0$  зависит от горизонтального размера антенны  $d$  и длины волны  $\lambda$  электромагнитных колебаний, излучаемых РЛС: чем больше размер антенны и меньше длина волны, тем

меньше ширина луча  $\Theta_0 = \lambda / d$ . В то же время ширина луча на местности по азимуту (линейное разрешение по азимуту) увеличивается пропорционально наклонной дальности. Например, при длине волны  $\lambda = 3$  см и размере антенны 150 см угловая ширина луча  $\Theta_0 = 1,15^\circ$  на дальности 120 км имеет разрешение  $\delta\beta \approx 2,5$  км. Увеличить разрешающую способность можно двумя способами: уменьшением длины волны и увеличением горизонтального размера антенны  $d$ . Однако применение этих методов ограничено известными техническими проблемами. Поэтому самолетные панорамные РЛС обзора земной поверхности обычно имеют низкую угловую разрешающую способность, значительно уступающую разрешению прибора оптического диапазона, в том числе – разрешению при визуальном наблюдении. Требование значительного увеличения разрешающей способности и привело к созданию двух новых типов РЛС обзора земной поверхности, так называемых РЛС бокового обзора: радиолокатор с вдольфюзеляжной антенной (РФА) и радиолокатор с синтезированной апертурой (РСА).

**В РЛС бокового обзора с вдольфюзеляжной антенной** для увеличения разрешения по азимуту используют длинную приемно-передающую антенну. В отличие от панорамной РЛС антенна неподвижна относительно самолета в подвесном контейнере-обтекателе. Благодаря этому размер антенны можно увеличить до 15 м, вследствие чего разрешающая способность по азимуту, в сравнении с панорамной РЛС, возрастает в несколько раз. Обзор местности в РФА осуществляется перемещением антенны относительно земной поверхности при полете самолета по прямолинейной траектории (рис. 7.2).

Антенна формирует один или два (при обзоре двух сторон) луча, направленных перпендикулярно линии пути самолета. Так же как и в панорамной РЛС, излученный антенной радиоимпульс последовательно облучает участки узкой полосы местности, определяемой шириной ДНА. При полете самолета по прямолинейной траектории луч РЛС перемещается вместе с самолетом так, что на индикаторе формируется изображение в прямоугольных координатах «наклонная дальность – путевая дальность», просматривается непрерывная полоса местности, параллельная траектории полета самолета. За счет введения нелинейной развертки по дальности на индикаторе возможно сформировать изображение в координатах «горизонтальная дальность – путевая дальность». Особенностью бокового обзора является *однократное наблюдение* объекта за время обзора при полете самолета по прямолинейной траектории, в то время как при панорамном обзоре цель наблюдается периодически, при каждом обороте антенны. Так как линейная скорость перемещения луча в РЛС бокового обзора, определяемая скоростью полета самолета, гораздо меньше, чем линейная скорость луча при вращении антенны в панорамной РЛС, время обзора заданного участка земной поверхности при боковом обзоре *значительно увели-*



чивается. Особенностью бокового обзора является и *невозможность просмотра полосы местности вблизи линии пути под самолетом* шириной 2–4 высоты полета самолета.

Высокая разрешающая способность РФА по азимуту на небольших дальностях, а также длительное накопление энергии отраженных сигналов за время прохождения разрешаемого участка земной поверхности в луче антенны позволяют получать высококачественные изображения местности и объектов, приближающиеся по своему характеру к аэрофотоснимкам. Однако, несмотря на значительное увеличение угловой разрешающей способности по сравнению с панорамной РЛС, РФА не обеспечивает эффективного решения всех задач РЛ наблюдения земной поверхности на больших удалениях от самолета. Это объясняется тем, что линейная разрешающая способность по путевой дальности, определяемая шириной луча антенны по азимуту и дальностью до наблюдаемого участка местности, ухудшается пропорционально увеличению дальности. Так, если на дальности 10 км разрешение по путевой дальности равно 50 м, то на дальности 100 км оно будет равно 500 м. Вследствие этого при большом удалении от самолета на РЛ изображении так же, как на изображении панорамной РЛС, будут наблюдаться только крупные объекты.

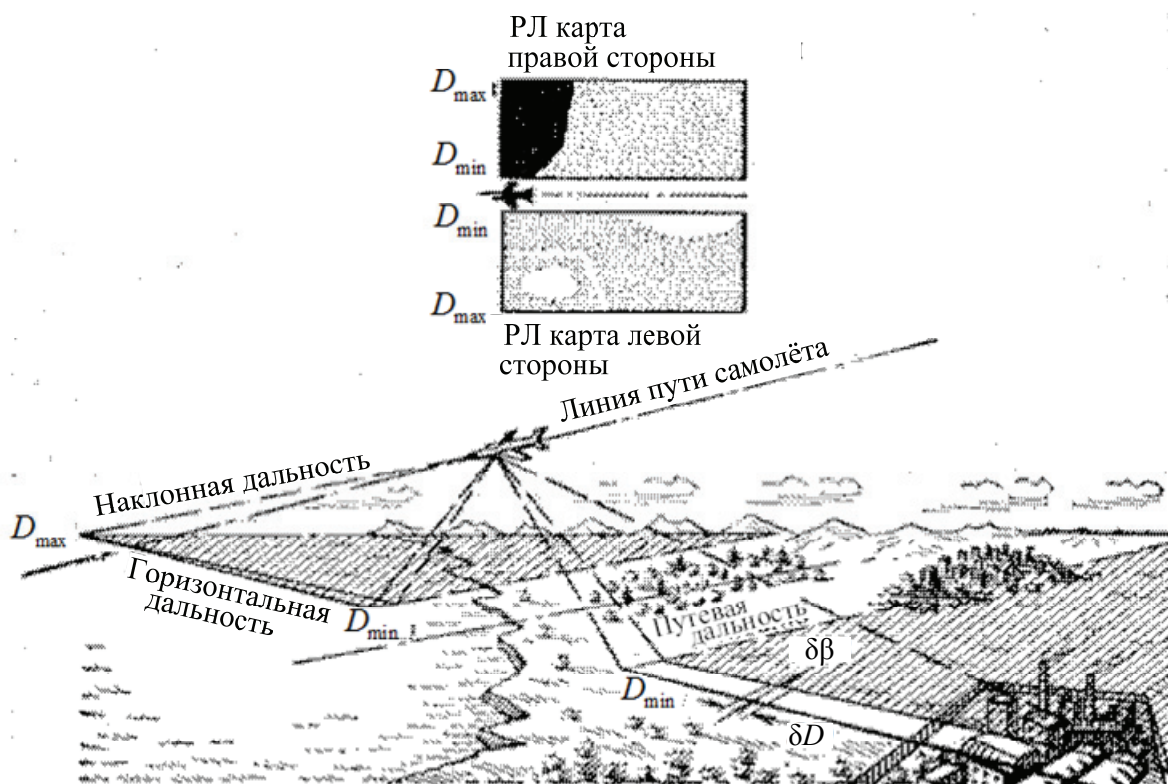


Рис. 7.2. Обобщенная схема, поясняющая принцип обзора земной поверхности РЛС бокового обзора с РФА

Получение высокого разрешения по поперечной дальности на больших удалениях от самолета возможно с помощью **РЛС с искусственной (синтезированной) апертурой антенны**. Принцип действия РСА существенно отличается от принципа действия обычных РЛС и позволяет получать высокую угловую разрешающую способность по азимуту при использовании на самолете антенны малого размера. Он основан на формировании узкой ДН по азимуту с помощью искусственно создаваемой антенной решетки. Рассмотрим принцип работы РЛС РСА.

Особенностью аэродинамики самолета является то, что при полете в спокойной атмосфере без маневра самолет за счет своей значительной массы изменяет траекторию достаточно медленно. Поэтому в течение короткого времени (единицы секунд) можно считать, что он движется по прямолинейной траектории. При больших скоростях полета самолета длина участков почти прямолинейной траектории достигает нескольких сот метров.

Таким образом, при определенных условиях можно считать, что антенна самолетной РЛС на небольшом участке траектории полета движется в пространстве по прямой линии. Известно, что ДНА формируется в результате когерентного (с учетом фазы) сложения радиоволн, принимаемых отдельными элементами антенны. Так, если антенная система, расположенная между точками 1–2 (рис. 7.3), будет состоять из 5 рядом расположенных одинаковых антенн размером  $d$  и ДН  $\theta_0$  (линейная ФАР), а сигналы, принимаемые каждой антенной, когерентно суммируются, то ФАР будет иметь такую же узкую ДН  $\theta_c$ , как и антенна размером  $5d$  (с апертурой размером  $X_c$ ).

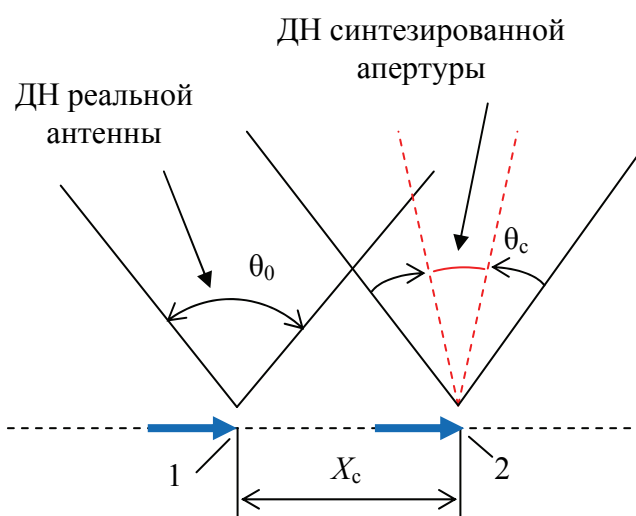


Рис. 7.3. Схема, поясняющая принцип формирования ДН синтезированной ФАР

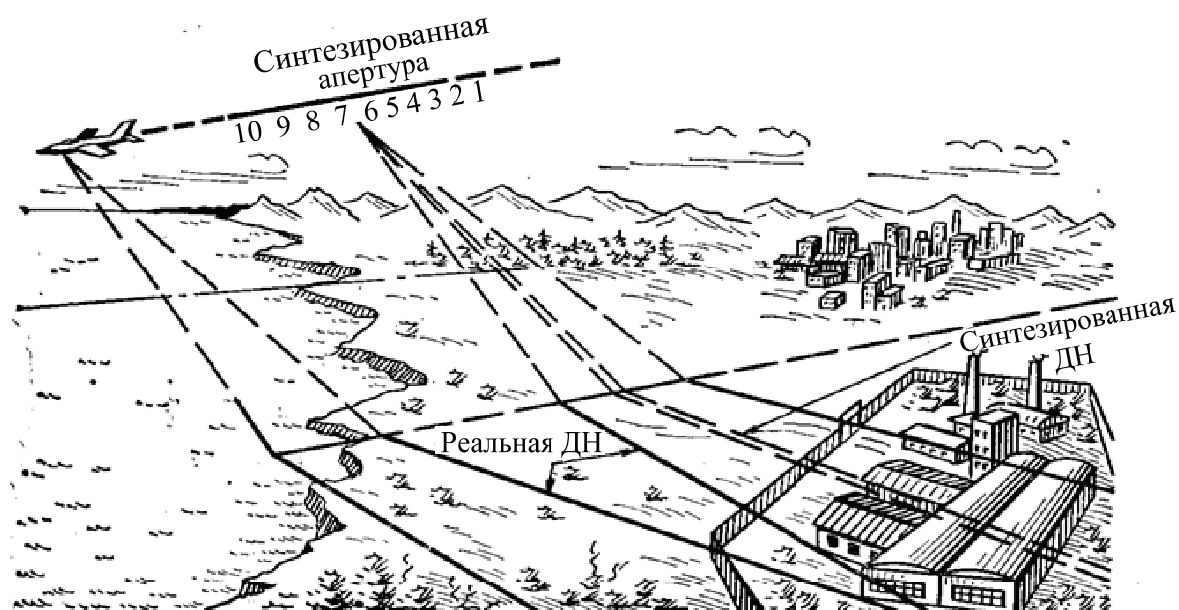


Рис. 7.4. Обзор земной поверхности с помощью РСА

Следовательно, повышение угловой разрешающей способности возможно когерентным суммированием сигналов антенн, расположенных в пространстве на прямой линии, т. е. **созданием** антенной решетки на траектории полета. В РЛС применяется небольшая антенна, широкая ДН которой неподвижна относительно самолета и направлена перпендикулярно линии пути (боковой обзор). При полете самолета антенна РЛС последовательно занимает в пространстве положения 1, 2, 3 и т. д. (рис. 7.4) на траектории полета самолета, тем самым формируя искусственную (синтезированную) антенную решетку. Запоминая ряд сигналов, последовательно принимаемых антенной РЛС в каждой точке на участке траектории (например, 1–10), и когерентно их суммируя, получают узкую ДН искусственно сформированной антенной решетки (рис. 7.5). Размер решетки, т. е. размер синтезированной апертуры антенны РЛС, равен длине участка траектории, на котором производится запоминание и когерентное суммирование сигналов. Используя метод синтезирования, можно увеличить разрешающую способность РСА по азимуту в 100 раз и более по сравнению с панорамными РЛС. Размер синтезированной апертуры (участок траектории, на котором обрабатываются сигналы) изменяют так, чтобы ширина ДНА уменьшалась пропорционально увеличению дальности. Это позволяет получать РЛ изображения с постоянной разрешающей способностью независимо от удаления просматриваемого участка местности.

Разрешение по наклонной дальности в РСА обеспечивается, как и в других РЛС обзора земной поверхности, за счет импульсного режима работы РЛС. РЛ изображение в РСА получается в прямоугольных координа-

тах «наклонная дальность – путевая дальность». Так как в основе принципа синтеза апертуры антенны лежит когерентное сложение сигналов, то предъявляются жесткие требования к стабильности фазовых характеристик принимаемых сигналов.

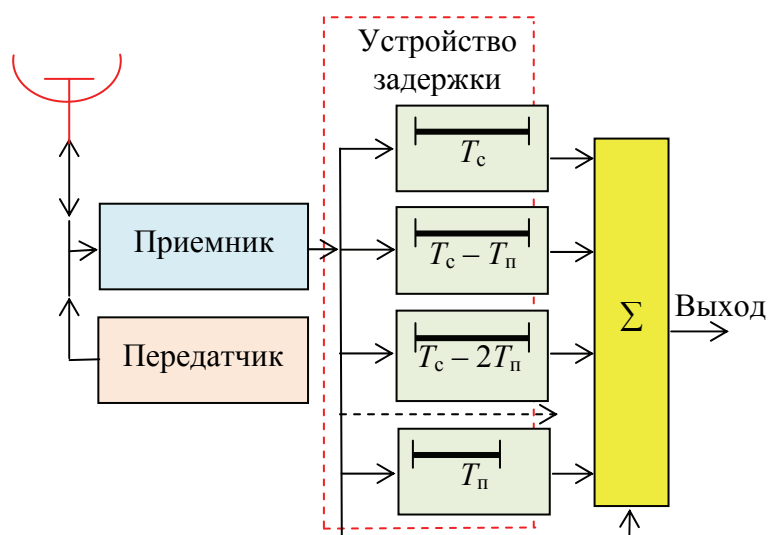


Рис. 7.5. Структурная схема РЛС бокового обзора с синтезированной апертурой антенны

Это, в свою очередь, предъявляет высокие требования к прямолинейности траектории полета, особенно в турбулентной атмосфере, к стабильности АФХ приемно-передающего тракта РЛС и системы обработки сигналов, параметров среды распространения радиоволн и характеристик отражения радиоволн от наблюдаемых объектов.

Изображение в РСА формируется с некоторым запаздыванием, равным времени пролета самолетом участка траектории, на котором синтезируется раскрыв антенны (доли секунды). В РСА с цифровой обработкой сигналов РЛ изображение получается непосредственно на борту самолета в реальном масштабе времени. Необходимость использования сложной системы обработки сигналов является основным недостатком РСА.

## 7.2. Разрешающая способность РЛС бокового обзора

Разрешающая способность является важнейшей характеристикой РЛС обзора земной поверхности. При повышении разрешающей способности обеспечивается получение более детального РЛ изображения, увели-

чивается вероятность обнаружения малоразмерных объектов на фоне отражения от местности, вероятность распознавания объектов и точность определения их координат. Существуют различные критерии для принятия решения о наличии одного или двух объектов по результатам наблюдения отметки на изображении. Точный критерий должен учитывать случайный характер интенсивности отметок от объектов и фона окружающей местности. На практике используется более простой критерий – о присутствии двух объектов судят по наличию провала в огибающей интенсивности отметки сигнала от двух объектов на полученном изображении. Минимальное расстояние между объектами, когда в отметке появляется провал заданной величины (обычно 0,5 максимума сигнала), служит количественной мерой разрешающей способности. Очевидно, что чем более узкой является отметка сигнала от точечного объекта, тем при меньшем расстоянии между объектами в суммарном изображении появляется провал и тем выше разрешение. Поэтому в качестве меры разрешающей способности РЛС часто используют ширину отметки от одиночного точечного объекта на уровне 0,5 максимума по мощности сигнала или на уровне 0,7 по напряжению сигнала. В реальных условиях работы РЛС разрешающая способность ее зависит также от целого ряда других факторов. Так, отметки от объектов с большой мощностью отраженных сигналов оказывают сильное влияние на расположенные рядом отметки от слабо отражающих объектов. Поэтому разрешение сигналов, амплитуды которых значительно отличаются друг от друга, будет хуже, чем разрешение равных сигналов. Величина провала в изображении двух объектов и, следовательно, их разрешение зависят от разности начальных фаз сигналов, отраженных от этих объектов. Так как фазовые соотношения сигналов носят случайный характер, то при определении разрешающей способности РЛС по изображению двух угловых отражателей требуется статистическое усреднение результатов многих измерений. Максимально возможная (потенциальная) угловая разрешающая способность РЛС по азимуту определяется шириной ДН  $\Delta\beta_{0,5}$  реальной РФА или  $\theta_c$  РСА. Ширина ДНА  $\Delta\beta_{0,5}$  РФА не зависит от дальности до объекта наблюдения, следовательно, линейная разрешающая способность по путевой дальности ухудшается при увеличении дальности:  $\delta\beta = \delta D = \theta_0 D$ . Из формулы следует, что для ДН  $\Delta\beta_{0,5} = 10'$  при наклонных дальностях  $D$ , равных 10, 20, 50, 100 и 150 км, разрешающие способности по путевой дальности (азимуту)  $\delta D$  составят 29, 58, 145, 290 и 435 м соответственно. В случае синтезированной апертуры ширина ДН  $\theta_c = \lambda / 2X_c$  (рис. 7.4). Большие размеры синтезированной апертуры позволяют получить очень узкие ДНА. Поэтому разрешение по путевой дальности в РСА  $\delta D = \theta_c D$  может быть очень высоким даже на больших дальностях.

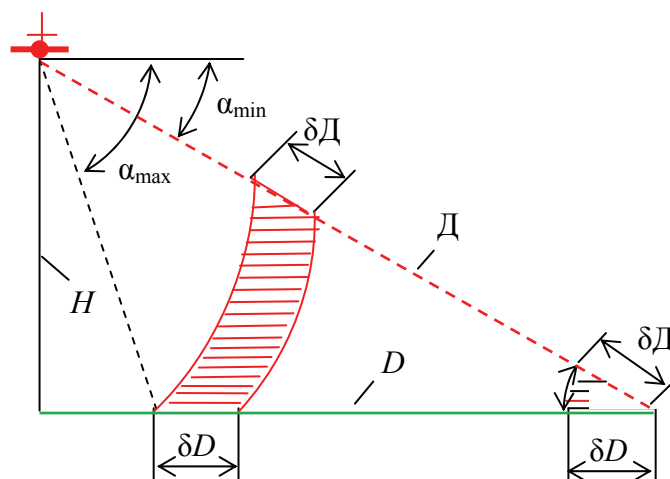


Рис. 7.6. Принцип определения разрешающей способности по горизонтальной дальности

Так, при длине синтезированного раскрыва  $X_c = 400$  м и  $\lambda = 3$  см возможно получение разрешающей способности по путевой дальности  $\delta D = 6$  м на наклонной дальности  $D = 160$  км.

Так как размер синтезированной апертуры можно изменять в зависимости от дальности наблюдения, возможно получение постоянной, не зависящей от дальности разрешающей способности.

Разрешение РЛС по наклонной дальности обеспечивается импульсным режимом работы и выражается известным соотношением  $\delta D = c\tau_{\text{и}} / 2$ . Разрешение по горизонтальной дальности  $D$  (рис. 7.6), т. е. на поверхности земли, зависит как от разрешения по наклонной дальности  $\delta D$ , так и от угла

наклона луча к поверхности земли:  $\delta D = \frac{\delta D}{\cos \alpha} = \delta D \frac{\sqrt{D^2 + H^2}}{D}$ . При боль-

ших горизонтальных дальностях  $D$  (по сравнению с высотой полета  $H$ ) разрешение  $\delta D$  равно разрешению по наклонной дальности  $\delta D$ . При  $D \cong H$  ( $\alpha > 45^\circ$ ) разрешение на поверхности земли ухудшается. Поэтому местность, находящаяся непосредственно под ЛА в полосе  $(2-4) H$ , РЛС бокового обзора не просматривается. Чем выше разрешающая способность РЛС, тем выше детальность изображения. При этом не только объекты и фон местности разделяются на большее число элементов, но и появляются изображения отдельно стоящих малоразмерных (точечных) объектов, которые ранее маскировались фоном местности.

Кроме разрешения объектов по их координатам, важное значение имеет разрешение их по амплитудам (возможность определения мощности отраженных от объектов сигналов). Детальность воспроизведения мощности отраженных сигналов определяется динамическим диапазоном изображения, т. е. количеством различаемых полутонов в изображении объек-

тов и местности. Динамический диапазон амплитуд отраженных сигналов (отношение максимального сигнала к минимальному) в РЛС обзора участка земли может составлять 70–80 дБ, в то время как динамический диапазон амплитуд, передаваемый РЛ изображением, обычно не превышает 20–30 дБ. Поэтому в зависимости от решаемой задачи на линейный участок амплитудной характеристики изображения выносятся тот или иной участок диапазона амплитуд отраженных сигналов. На изображении будет правильно передаваться мощность отраженных сигналов только от выбранной группы объектов. Так, при правильной передаче мощности отраженных сигналов от малоразмерных объектов и фона местности в виде изменения интенсивности отметок на РЛ изображении все крупные объекты будут иметь на изображении одинаковую максимальную интенсивность.

### **7.3. Дальность действия РЛС бокового обзора и характеристики обнаружения объектов**

РЛ изображение, получаемое с помощью РЛС обзора земной поверхности, содержит сигналы и шумы различной физической природы, которые можно разделить на три группы: сигналы от объектов в виде узких выбросов большой амплитуды (рис. 7.7, *а*); сигналы средней амплитуды, обусловленные отражением от фона местности, имеющие вид шумового процесса, средняя мощность которого определяется типом местности (рис. 7.7, *б*); внутренний шум приемника и системы обработки, имеющий вид равномерного шумового фона малой интенсивности (рис. 7.7, *в*). Задача оператора (устройства автоматического обнаружения) состоит в том, чтобы путем анализа суммарного сигнала, т. е. выходного изображения (рис. 7.7, *г*), определить соотношение интенсивностей отметок от различных участков местности, объектов и внутреннего шума в целях определения наличия объектов и распознавания типа местности. Так как мощность отраженного сигнала изменяется случайным образом и зависит от условий работы РЛС, объектов и местности, ракурса объектов, погоды и других факторов, задача обнаружения носит вероятностный характер.

Для обнаружения малоразмерных объектов устанавливается порог сравнения интенсивности отметок. Если интенсивность отметки превышает этот порог, принимается решение о наличии объекта, в противном случае считается, что объект отсутствует. Чем больше отношение мощности сигнала к мощности фона в разрешаемой площадке, тем больше вероятность обнаружения цели и меньше вероятность ее пропуска. Этого же можно достигнуть, уменьшая уровень порога обнаружения, однако при уменьшении порога резко возрастает вероятность принять выброс фона за отметку цели, т. е. растет число ложных отметок.

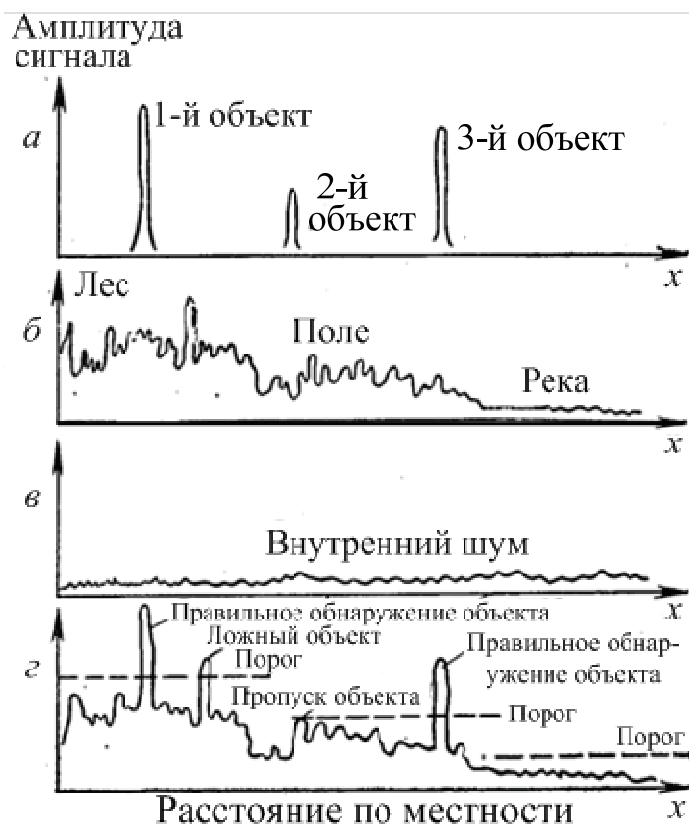


Рис. 7.7. Принцип распознавания объектов и местности по отметкам на индикаторе: *a* – сигналы большой амплитуды от объектов; *б* – сигналы от фона местности; *в* – внутренние шумы приемника; *г* – суммарные сигналы

Для правильного распознавания характера местности и получения РЛ изображения с высоким динамическим диапазоном (с большим числом полутонов) требуется, чтобы мощность сигнала, отраженного от фона местности, значительно превышала мощность внутренних шумов приемника. В зависимости от решаемой задачи требуемое отношение фон/шум по мощности изменяется в пределах 10–20 дБ. При увеличении дальности наблюдения мощность сигнала, отраженного от фона местности  $P_{\text{ф}}$ , падает, а мощность внутреннего шума остается постоянной. Поэтому дальность действия РЛС обзора земной поверхности ограничена той максимальной дальностью, на которой отношение фон/шум равно заданному уровню.

Отношение фон/шум определяется известным уравнением дальности радиолокации. Величина ЭПР фона определяется удельной отражающей способностью местности  $\sigma_{\text{ф}} = \sigma \delta S = \sigma_0 \delta D \delta D$ .

Удельная отражающая способность  $\sigma_0$ , т. е. величина ЭПР на единицу площади земли, определяется как свойствами земной поверхности, так и режимом работы РЛС (длиной волны, видом поляризаций, углом падения волны  $\alpha$  и др.). В табл. 7.1 для длины волны  $\lambda = 3,3$  см приведены ориентировочные значения величины  $\sigma_0$  для различных поверхностей. Реальные



значения  $\sigma_0$ , которые будут наблюдаться в конкретных условиях полета, могут значительно (на 5–10 дБ) отличаться от приведенных цифр. Так,  $\sigma_0$  влажной поверхности в 3–5 раз больше той же самой, но сухой поверхности (при прочих равных условиях).

При высокой разрешающей способности РЛС ЭПР фона  $\sigma_\phi$  весьма мала. Так, при разрешении  $13 \times 13$  м и  $\sigma_0 = 6 \cdot 10^{-3}$  (степь)  $\sigma_\phi = 1$  м<sup>2</sup>. Поэтому для обеспечения большой дальности действия РЛС требуются значительная мощность передатчика, высокая чувствительность приемника, а также сжатие импульсов. Так как в реальных условиях работы РЛС интенсивность отметки фона местности на изображении значительно превышает интенсивность внутреннего шума, характеристики обнаружения малоразмерных объектов определяются отношением мощности сигнала цели к мощности сигнала фона местности. Мощность сигнала фона зависит от удельной площади отражения и разрешения РЛС. Для фона типа «степь, сухая трава» ( $\sigma_0 = 6 \cdot 10^{-3}$ ) в табл. 7.2 приведены расчетные значения ЭПР фона (по формуле  $\sigma_\phi = \sigma_0 \delta D \delta D$ ).

Таблица 7.1

**Удельные ЭПР различных поверхностей**

Поверхность	$\sigma_0$			
	$\alpha = 10^\circ$		$\alpha = 30^\circ$	
	дБ	о. е.	дБ	о. е.
Водная	-40	$10^{-4}$	-37	$2 \cdot 10^{-4}$
Асфальт, бетон	-32	$6 \cdot 10^{-4}$	-29	$1,3 \cdot 10^{-3}$
Степь, сухая трава	-22	$6 \cdot 10^{-3}$	-21	$8 \cdot 10^{-3}$
Степь, зеленая трава	-16	$2,5 \cdot 10^{-2}$	-20	$10^{-2}$
Лес	-15	$3 \cdot 10^{-2}$	-10	$10^{-1}$
Небольшие строения	-10	$10^{-1}$	-5	0,32

Таблица 7.2

**Зависимость ЭПР фона местности от разрешающей способности (для степи)**

Разрешение $\delta D = \delta D$ , м	3	5	10	15	30	100
$\sigma_\phi$ , м <sup>2</sup>	0,05	0,15	0,6	1,4	5,4	60

Для получения высокой вероятности обнаружения малоразмерного объекта необходимо, чтобы мощность отраженного от объекта сигнала значительно превышала мощность сигнала фона в элементе разрешения. Мощность отраженного сигнала определяется ЭПР объекта  $\sigma_{ц}$ . Реальные объекты имеют сложную конфигурацию, так что величина  $\sigma_{ц}$  меняется в значительных пределах при изменении ракурса и параметров РЛС (дли-

ны волны, поляризации). Максимальная отраженная мощность будет при тех ракурсах объекта, при которых волна падает перпендикулярно на зеркально отражающий элемент объекта, например, крыло самолета, стену здания и т. п. Большой отраженный сигнал возникает также в том случае, когда конструкция объекта образует угловой отражатель, направленный на РЛС (обрывистый берег реки, фермы мостов и т. п.).

Для расчета характеристик обнаружения объектов используются усредненные (по диапазону углов наблюдения) значения ЭПР  $\sigma_{ц}$ . Расчеты показывают, что для обеспечения уверенного обнаружения малоразмерного объекта даже на фоне ровной открытой местности ( $\sigma_{ц} / \sigma_{ф} \gg 1$ ) требуется высокая разрешающая способность РЛС.

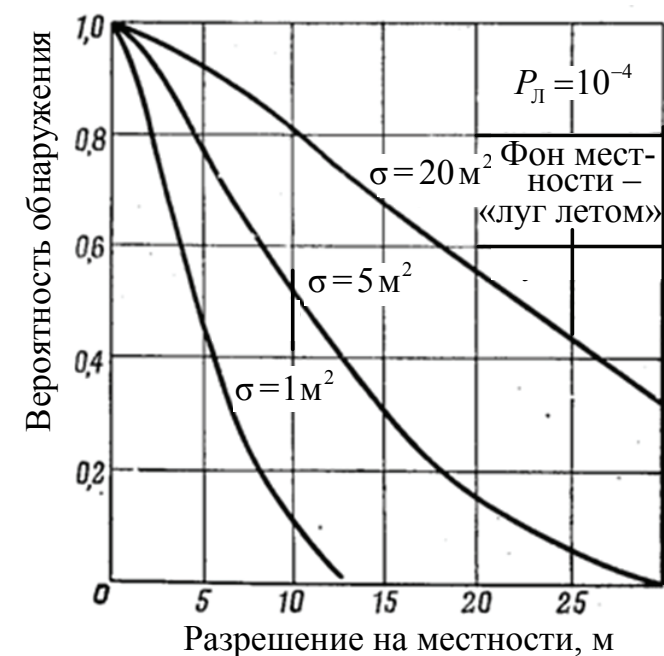


Рис. 7.8. Характеристики вероятности обнаружения объектов в зависимости от разрешающей способности по координатам

На рис. 7.8 показаны теоретически рассчитанные характеристики вероятности обнаружения малоразмерных объектов в зависимости от разрешающей способности РЛС. Так, для обнаружения с вероятностью 0,8 объекта с отражающей поверхностью  $\sigma_{ц} = 20 \text{ м}^2$  требуется разрешение около 10 м по дальности и азимуту. Необходимо отметить, что если разрешаемая площадка на местности меньше геометрического размера объекта, его изображение дробится на несколько элементов и  $\sigma_{ц}$  в каждом элементе разрешения уменьшается, что необходимо учитывать при определении вероятности обнаружения.

## 7.4. Точность измерения координат

РЛС бокового обзора позволяет получить РЛ изображения земной поверхности с высокой разрешающей способностью. Ось  $x$  системы координат радиолокационного изображения (рис. 7.9) параллельна линии пути носителя РЛС и соответственно совпадает с путевой дальностью  $D_{\text{п}}$  на местности. Ось  $y$  при боковом обзоре соответствует перпендикуляру к линии пути и, следовательно, наклонной дальности  $D$  или горизонтальной дальности  $D_0$  от РЛС до точки наблюдения с учетом начальной дальности  $D_0$ .

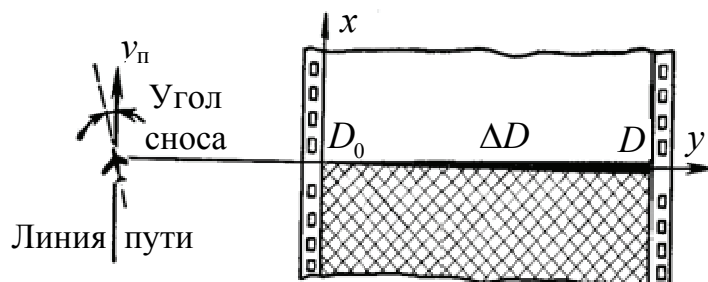


Рис. 7.9. Полоса просматриваемой местности при боковом обзоре

Развертка изображения по оси  $x$  (например, протяжка фотопленки) осуществляется пропорционально путевой скорости полета самолета  $v_{\text{п}}$ . Скорость развертки  $v_x$  автоматически регулируется от датчика путевой скорости так, что поддерживается постоянство масштаба изображения на оси  $x$ :  $M_x = v_{\text{п}} / v_x$ . Расстояние  $\Delta x$  между наблюдаемыми точками на изображении в этом случае соответствует расстоянию на местности  $\Delta D_{\text{п}} = \Delta x M_x$ . Масштаб изображения по оси  $y$  определяется скоростью развертки по дальности. Если длина развертки пропорциональна наклонной дальности  $D$ , то масштаб по оси  $y$   $M_y = c / 2v_y$ . Здесь  $c$  – скорость распространения света;  $v_y$  – скорость развертки. При этом масштаб изображения по оси  $y$  будет искажен по сравнению с расстоянием на местности при ровной горизонтальной поверхности земли. Это обусловлено тем, что наклонная и горизонтальная дальности связаны между собой нелинейной зависимостью  $D = D_0 / \cos \alpha = \sqrt{D_0^2 + H^2}$ . При больших дальностях наблюдения (по сравнению с  $H$ ) неравномерность масштаба будет небольшой и расстояние на местности будет соответствовать расстоянию на изображении:  $\Delta D_{\text{п}} = \Delta y M_y$ . На малых дальностях изображение сжимается, что необходимо учитывать при определении координат объекта.

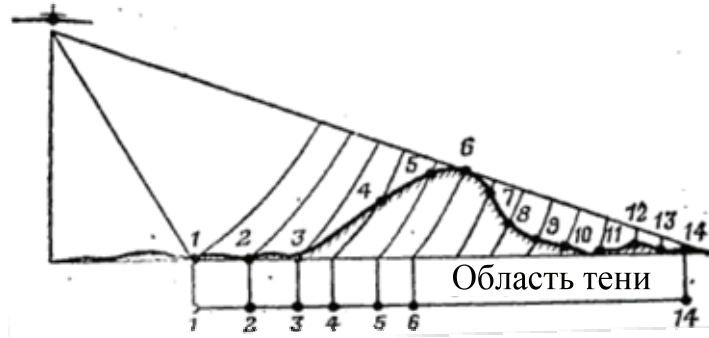
Для правильной передачи конфигурации площадных и протяженных объектов РЛ изображение должно быть равномасштабным, т. е.  $M_x = M_y$ . В реальных условиях работы РЛС масштаб изображения изменяется случайным образом как в пределах одного кадра изображения, так и от кадра

к кадру. Масштабные искажения в РЛС бокового обзора обусловлены случайными изменениями траектории полета самолета, нестабильностью скорости полета, угловыми колебаниями самолета, нелинейностью развертки индикатора, неравномерностью протяжки пленки и рядом других причин.

Точность измерения координат объектов относительно РЛС на РЛ изображении определяется: потенциальной точностью, зависящей от уровня шумов на изображении и разрешающей способности; случайными изменениями масштаба изображения. Потенциальная точность измерения наклонной дальности – разрешающей способностью (длительностью импульсов) по дальности и может быть очень высокой. Потенциальная точность измерения путевой дальности  $D_n$  – разрешающей способностью по азимуту, т. е. шириной реальной ДНА в РФА или шириной синтезированной ДНА в РСА. Потенциальная точность измерения азимута неподвижных объектов относительно самолета в РСА исключительно высока (доли минут). Однако реальная точность обычно гораздо меньше и определяется ошибками измерения угла сноса и скорости полета носителя РЛС, а также масштабными искажениями изображения вдоль оси  $x$ . При боковом обзоре основную роль играют погрешности измерения угла сноса, составляющие порядка 2 мрад при использовании инерциально-доплеровской системы. При измерении географических координат объектов, расположенных на РЛ изображении, к погрешностям измерения координат относительно РЛС добавляются погрешности измерения местоположения самолета – носителя РЛС.

Другой способ измерения географических координат объектов на РЛ изображении заключается в привязке отметок измеряемых объектов к ориентирам на местности, координаты которых определены на топографической карте. Привязка по ориентирам осуществляется совмещением двух или более отметок характерных ориентиров (дороги, изгиба реки, озера и т. п.) с соответствующими контрольными точками на топографической карте. Точность привязки с использованием ориентиров зависит от размеров и конфигурации объектов, разрешающей способности и масштаба изображения. Например, при масштабе 1:250 000 (в 1 см 2,5 км) точность привязки равна 125 м.

Существенное влияние на точность измерения координат и привязки изображения к карте имеет характер рельефа в районе ориентиров и объектов. Возвышение объекта и элементов местности приводит к искажению масштаба по дальности и появлению РЛ теней (рис. 7.10). Например, расстояние на местности между точками 3–4 гораздо больше, чем на изображении, а точки 7–13 на изображении отсутствуют, так как находятся в области тени. Особый характер имеет искажение координат *движущихся* объектов в РСА. Если объект движется с радиальной относительно самолета скоростью  $v_{ц}$ , то его отметка на РЛ изображении РСА оказывается смещенной по азимуту относительно своего истинного положения на местности на угол, пропорциональный скорости движения объекта (цели) – рис. 7.11.



Отображаемые сигналы на развертке дальности

Рис. 7.10. Образование радиолокационной тени

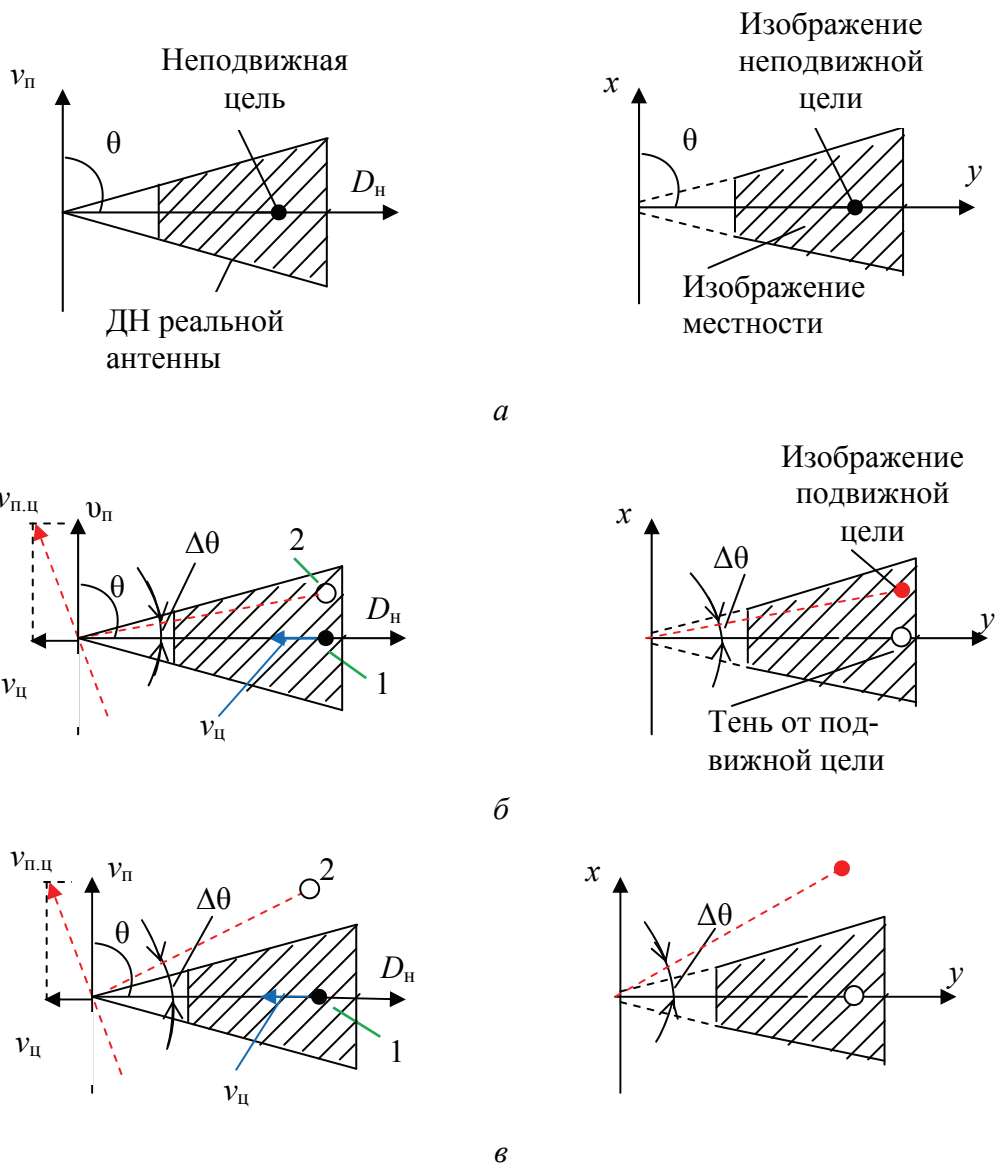


Рис. 7.11. Формирование изображения движущейся цели: а – неподвижная цель; б – цель, движущаяся с малой скоростью; в – цель, движущаяся с большой скоростью

Если цель неподвижна (рис. 7.11, *a*) и расположена под углом  $\theta = 90^\circ$  к линии пути самолета, ее изображение будет сформировано также под углом  $\theta = 90^\circ$  к оси  $x$ . Если цель начинает двигаться с радиальной скоростью  $v_{ц}$  в направлении к самолету (7.11, *b*), то такую цель можно рассматривать как цель в точке 2, неподвижную относительно самолета, движущегося со скоростью  $v_{п.ц}$  по траектории, повернутой на угол  $\Delta\theta = v_{ц} / v_{шп}$ . Соответственно в системе обработки изображение подвижной цели сместится на угол  $\Delta\theta = v_{ц} / v_{шп}$  относительно своей истинной координаты.

Если отношение радиальной скорости цели к скорости самолета будет больше половины ширины луча, измеряемой в радианах  $\frac{v_{ц}}{v_{п}} > \frac{\Delta\beta_{0,5}}{2}$ , то изображение движущейся цели будет наблюдаться вне изображения местности (рис. 7.11, *в*), что позволяет селектировать движущиеся цели.

## 7.5. Характеристики полосы обзора

Размеры полосы обзора и ее удаление от РЛС определяются тактическими задачами, решаемыми самолетом, и ТТХ РЛС. С помощью РЛС бокового обзора возможно получение РЛ изображения в виде двух полос с каждой из сторон траектории полета самолета – носителя РЛС либо одной полосы с выбранной стороны обзора. Ширина полосы обзора по дальности в основном определяется решаемыми задачами и возможностями системы регистрации РЛ сигналов (индикатор-фотопленка). Число разрешаемых элементов вдоль развертки на индикаторе определяет число разрешаемых элементов на местности в полосе обзора и, следовательно, ширину обзора. Максимальная длина полосы обзора определяется запасом пленки на борту и дальностью полета самолета. Обычно обзор ведется на нескольких прямолинейных участках маршрута, длина которых определяется решаемыми тактическими задачами.

Удаление ЗО от линии пути самолета в течение пролета участка маршрута остается постоянным. На различных участках маршрута удаление можно менять, регулируя величину задержки развертки по дальности в индикаторе. Минимальное удаление полосы обзора определяется допустимой степенью ухудшения разрешения по дальности при приближении полосы к линии пути самолета. Обычно минимальное удаление составляет величину (1–2)  $H$ . Поэтому РЛС бокового обзора не просматривает полосу местности шириной (2–4)  $H$  непосредственно под самолетом. Максимальное удаление полосы обзора от самолета определяется дальностью действия РЛС. Высота и скорость полета самолета оказывают существенное влияние на характеристики РЛ изображения. При увеличении высоты

расширяется непросматриваемая полоса местности под самолетом, увеличивается дальность действия РЛС и соответственно повышаются требования к ТТХ РЛС и стабильности траектории полета носителя. В то же время при увеличении высоты растет максимально возможное удаление полосы обзора РЛС, ограничиваемое кривизной земли и наличием РЛ теней. При увеличении скорости уменьшается время обзора заданного участка маршрута, но при этом возрастают требования к техническим параметрам РЛС.

Таким образом, синтезирование апертуры представляет собой технический прием, позволяющий существенно повысить разрешающую способность радиолокатора в поперечном относительно направления полета направлении и получить детальное изображение радиолокационной карты местности, над которой совершает полет ЛА. По качеству и детальности такие карты сравнимы с аэрофотоснимками, но могут быть получены при отсутствии оптической видимости земной поверхности (при полете над облаками). Детальность радиолокационного изображения зависит от линейной разрешающей способности радиолокатора. В радиальном по отношению к радиолокатору направлении разрешающая способность по дальности определяется длительностью ЗС, а в поперечном направлении (тангенциальная разрешающая способность) – шириной ДНА радиолокатора и расстоянием до цели. Детальность радиолокационного изображения местности тем выше, чем меньше эти показатели РЛ разрешения. Задача повышения разрешающей способности по дальности решается использованием ЗС с малой длительностью импульсов или переходом к сложным сигналам (сигналам с внутриимпульсной модуляцией).

Основными направлениями повышения тангенциальной разрешающей способности являются применение в радиолокаторах РФА антенн и синтезирование апертуры антенны при движении ЛА. Первое привело к разработке радиолокаторов бокового обзора: в таких радиолокаторах тангенциальная разрешающая способность тем выше, чем больше продольный размер фюзеляжа, от которого зависит размер антенны. Второе, более радикальное направление привело к разработке радиолокаторов с синтезированием апертуры при поступательном движении ЛА. За счет искусственного увеличения апертуры бортовой антенны, основной принцип которого заключается в когерентном накоплении отраженных РЛ сигналов на интервале синтезирования, удается получить высокое разрешение по угловой координате. В современных системах при работе в сантиметровом диапазоне длин волн разрешение может достигать десятков сантиметров. Аналогичные значения разрешения по дальности достигаются за счет применения внутриимпульсной модуляции. Интервал синтезирования апертуры антенны прямо пропорционален высоте полета носителя РСА, что обеспечивает независимость разрешения съемки от высоты.

Современные РЛС с РСА позволяют решать широкий спектр задач, связанных с ведением РЛ съемки земной поверхности независимо от времени суток и погодных условий, что делает их важным средством добывания информации о состоянии земной поверхности и находящихся на ней объектах.

### **Вопросы для самостоятельной работы и контроля знаний**

1. Каковы назначение и основные принципы построения РЛС обзора земной поверхности?
2. В чем заключается сущность метода оперативного синтезирования апертуры антенны РЛС бокового обзора?
3. Какова специфика требований к характеристикам обнаружения, разрешающей способности, точностным характеристикам и характеристикам полосы обзора РЛС бокового обзора земной поверхности.
4. Как оценить разрешающую способность РЛС бокового обзора?
5. Каковы дальность действия и характеристики обнаружения объектов РЛС бокового обзора?
6. Как оценить точность измерения координат объектов РЛС бокового обзора?
7. Каковы основные характеристики полосы обзора РЛС бокового обзора?



## **Раздел III**

# **ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМОТЕХНИКИ**

---

---

## **Глава 8. ОСНОВЫ ТЕОРИИ МНОГОКАНАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ**

### **8.1. Понятие статистической теории радиолокационной системотехники**

Статистическая теория РЛ системотехники, подобно статистической теории радиолокации, включает исходную эмпирическую основу (эмпирический базис теории), концептуальную основу (концептуальный базис теории), смысловую языковую основу (собственный понятийно-категориальный и математический аппарат) и логико-методологическую основу. Однако основной массив генерируемого ею научного знания носит явно выраженный методологический характер и в отличие от научного знания теоретической радиолокации непосредственно направлен на разработку, проектирование, производство и техническую эксплуатацию РЛ систем. Все эти подсистемы, в первую очередь эмпирическая и концептуальная основы теории, охвачены сложной системой взаимосвязей и взаимопереходов, при которых *научно-методологическое знание* (концептуальная основа) как результат анализа фундаментальной теоретической схемы системного (технического) объекта в виде логически упорядоченной совокупности теоретических и методологических понятий и категорий, теоретических фактов, обобщений, методологических законов, следствий и утверждений трансформируется в методические принципы системотехнической (инженерной) деятельности, а *системотехническое знание* (эмпирическая основа) в форме эмпирических фактов, эмпирических обобщений, гипотез, идей и частных теорий, снятых в процессе разработки, экспериментальной проверки и доводки новых РЛ систем, технологий или методик, трансформируется в системотехническую основу РЛ теории (см. рис. 1.1).

Ядро эмпирической основы составляют многочисленные эмпирические теории, технологии или методики обнаружения РЛ сигналов и измере-

ния их параметров различной степени общности, основная задача которых сводится к статистическому синтезу измерительных РЛ систем в условиях частичной априорной неопределенности относительно неинформативных параметров сигнала. При этом параметры внешней среды полагаются либо известными и неизменными, либо неизвестными, но пренебрежимо малыми, отражая ситуацию *несущественной априорной неопределенности* ЭС относительно параметров внешних помех.

В условиях обработки сигналов на фоне внутренних шумов РЛ приемников или внешних помех малой интенсивности эти теории позволяют получить удовлетворительные результаты и длительное время выступали эффективным теоретическим основанием и методологическим средством синтеза множества РЛ обнаружителей и измерителей. Проблемы возникли с существенным усложнением помеховой обстановки, когда процедурам обнаружения сигналов и измерения его параметров в обязательном порядке стала предшествовать процедура оценки параметров внешних помех и адаптации к ним, поскольку выделить ЭС на фоне помех высокой интенсивности не представлялось возможным. Ситуация с неизвестными параметрами внешней среды из *несущественной* превратилась в ситуацию *существенной априорной неопределенности* параметров сигналов относительно параметров помех.

При использовании адаптивной обработки, включая рассмотренные ранее корреляционные автокомпенсаторы, постепенно выяснилось, что адаптация пространственных, поляризационных или частотных параметров РЛС и РЛК к соответствующим параметрам внешних помех сопровождается существенным ростом систематических и флюктуационных погрешностей измерения. Поиск выхода из сложившейся ситуации в рамках традиционных теорий обнаружения и измерения положительного результата не приносил. Возникла необходимость разработки обобщенного подхода к задачам статистического синтеза РЛ систем, обеспечивающих приемлемые показатели качества обнаружения и измерения на основе использования получаемой информации при частичной или полной априорной неопределенности. Это давало возможность определить структуру и потенциальные свойства оптимальных РЛ систем и найти способы их адаптации к изменяющимся или неизвестным условиям функционирования.

Такой подход в форме последовательного применения теории статистических решений с необходимым ее развитием для синтеза информационных систем был предложен В.Г. Репиным и Г.П. Тартаковским еще в 1977 г. в их фундаментальной монографии «Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем»<sup>50</sup>.

---

<sup>50</sup>Сама теория статистических решений была предложена А. Вальдом. См.: Вальд А. Статистические решающие функции // Позиционные игры / пер. с англ. М. : Наука, 1967.

Смысл статистического синтеза таких систем при случайных входных воздействиях сводится к выбору параметров или вида систем, минимизирующих или максимизирующих соответствующие статистические критерии качества. Разработанные ими теория и общенаучная методология позволяют решать широкий класс задач статистического синтеза оптимальных информационных систем в условиях априорной неопределенности. Понятно, что эта же методология может найти успешное применение и в РЛ системотехнике. Покажем возможность применения рассматриваемой методологии к решению задач статистического синтеза оптимальных измерительных систем РЛС и РЛК в условиях априорной неопределенности, которая в значительной степени связана с действием внешних помех. По ходу решения поставленной задачи вначале в минимально необходимом объеме проведем описание эмпирического базиса статистической теории РЛ системотехники, затем (глава 9) обоснуем ее фундаментальную теоретическую схему, из которой методом научной дедукции выведем ряд частных теоретических и эмпирических схем измерительных систем РЛС и РЛК.

В качестве эмпирического базиса радиолокационной системотехники рассмотрим теорию оптимального многоканального обнаружения и измерения параметров РЛ сигналов, разработанную Я.Д. Ширманом и В.Н. Манжосом<sup>51</sup>. Ценность этой теории состоит в том, что она в наиболее последовательном и обобщенном виде отражает методологию и методику обнаружения сигналов и измерения его параметров применительно к РЛС с АФАР. В то же время круг задач, решаемый этой теорией в условиях существенной априорной неопределенности относительно параметров обстановки (параметров внешней среды), носит ограниченный характер, что позволяет отнести ее все-таки к разновидности эмпирической теории, хотя и значительно более высокого уровня общности. Рассмотрим основные компоненты этой теории.

## **8.2. Постановка задачи оптимизации многоканального обнаружения радиолокационных сигналов**

Пусть с  $M$ -элементной антенно-приемной системы, расположенной в одном или нескольких пунктах приема, снимается совокупность  $M$  на-

---

<sup>51</sup> Более подробно см.: Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М. : Радио и связь, 1981. С. 7–35; 45–52; 183–186. Авторы обозначенной монографии являются наиболее яркими представителями и организаторами РЛ научной школы, до середины 90-х годов успешно функционировавшей в Военной инженерной радиотехнической академии ПВО им. Маршала Л.А. Говорова (г. Харьков) и прекратившей существование с распадом СССР.

пряжений, описываемых функциями времени  $y_1(t), y_2(t), \dots, y_M(t)$  (рис. 8.1) и образующих вектор-столбец входных воздействий

$$\vec{y}(t) = \begin{pmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \dots \\ y_M(t) \end{pmatrix} = \vec{y}^T(t) = \|y_1(t) \ y_2(t) \ \dots \ y_M(t)\|,$$

где символ «Т» означает операцию транспонирования.

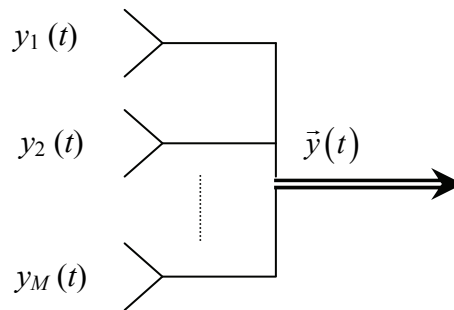


Рис. 8.1. Схема M-элементной антенно-приемной системы

При этом одноканальный прием ( $M = 1$ ) будем рассматривать как частный случай многоканального.

Реализация принимаемых колебаний  $\vec{y}(t)$  может быть обусловлена либо одними помехами, либо наложением сигналов и помех:

$$\vec{y}(t) = \vec{n}(t, \vec{\lambda}_1) + A\vec{x}(t, \vec{\alpha}, \vec{\lambda}_2). \quad (8.1)$$

Здесь  $\vec{n}(t, \vec{\lambda}_1), \vec{x}(t, \vec{\alpha}, \vec{\lambda}_2)$  – векторные реализации помехи и сигнала соответственно;  $A = (1, 0)$  – множитель, учитывающий наличие ( $A = 1$ ) или отсутствие ( $A = 0$ ) сигнала в векторе  $\vec{y}(t)$ ;  $\vec{\alpha}$  – вектор информативных параметров сигнала (время запаздывания, доплеровская частота, угловые координаты целей, поляризационные параметры сигнала и др.);  $\vec{\lambda}_2$  – вектор неинформативных параметров сигнала (случайные начальная фаза или амплитуда, совокупность случайных начальных фаз и амплитуд, энергия ожидаемого сигнала и др.);  $\vec{\lambda}_1$  – вектор случайных параметров внешней помехи (так называемый параметр помеховой обстановки);  $\vec{\lambda}_1, \vec{\lambda}_2 \in \vec{\lambda}$ .

Многоканальный обнаружитель выдает оценку дискретного параметра

$$\hat{A}[\vec{y}(t) | \vec{\alpha}, \vec{\lambda}] = \begin{cases} 1(\text{«да»}), \\ 0(\text{«нет»}), \end{cases} \quad (8.2)$$

которую будем считать однозначно зависящей от принимаемой реализации  $\vec{y}(t)$  или, как говорят, являющейся функционалом этой реализации (функционал – число, зависящее от функции). Когда ничего другого, кроме выражения (8.2) не выдается, обнаружение называют *двухальтернативным*. Когда могут выдаваться еще ответы «не знаю» (на промежуточных этапах обнаружения), решение становится *трехальтернативным* «да», «нет», «не знаю».

Оптимизации двухальтернативного (трехальтернативного) обнаружения часто предшествует дискретизация принимаемых колебаний как функций времени. Это позволяет: а) перейти от случайных функций  $\vec{y}(t)$  к случайным многомерным величинам  $\vec{y}$ ; б) ввести плотности вероятности принимаемых реализаций как функции многих переменных. Кроме того, временная дискретизация приобретает самостоятельное значение при переходе к цифровой обработке сигналов. Пусть каждая из скалярных функций  $y_i(t)$  включает  $L$  временных дискретов (рис. 8.2). Общее число дискретов при  $M$ -канальном приеме,  $i = 1, 2, \dots, M$ , составит  $m = LM$ . Решение принимается в этом случае по  $m$ -мерной строке (столбцу):

$$\vec{y}^T = \|y_1 \ y_2 \ \dots \ y_m\|. \quad (8.3)$$

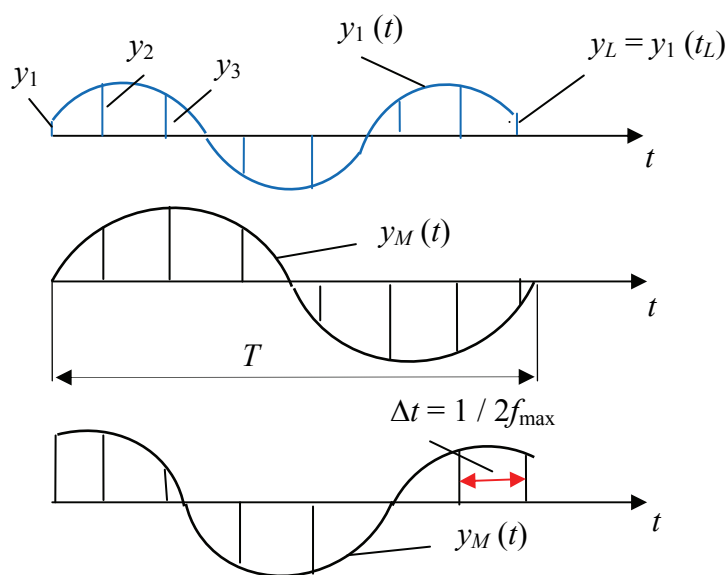


Рис. 8.2. Эпюры, поясняющие принцип дискретизации сигнала

Решающий функционал (8.2) переходит в решающую функцию  $m$  скалярных переменных:

$$\hat{A}[\vec{y} | \vec{\alpha}, \vec{\lambda}] = \begin{cases} 1, \\ 0. \end{cases} \quad (8.4)$$

При достаточном числе временных дискретов от  $m$ -мерной их выборки  $\vec{y}$  можно вернуться к непрерывной функции  $\vec{y}(t)$ , пользуясь, например, теоремой Котельникова. Одновременно от решающей функции этих дискретов (8.4) необходимо перейти к функционалу (8.2). В дальнейшем указание в формулах (8.2), (8.4) на фиксацию параметров  $\vec{\alpha}$ ,  $\vec{\lambda}$  будем в ряде случаев опускать.

### 8.3. Основные показатели эффективности двухальтернативного обнаружения

За счет воздействия помех и флюктуации сигнала случайные решения двухальтернативного обнаружителя  $\hat{A} = 1, 0$  (события  $\hat{A}_1$ ,  $\hat{A}_0$ ) могут не соответствовать условиям наличия или отсутствия выбранной цели  $A = 1, 0$  (событиям  $A_1$ ,  $A_0$ ). При этом возможны четыре ситуации совмещения случайных событий «решения» и «условия» для выделенного разрешаемого объема:

$\hat{A}_1 A_1$  – правильное обнаружение;

$\hat{A}_0 A_1$  – пропуск цели;

$\hat{A}_1 A_0$  – ложная тревога;

$\hat{A}_0 A_0$  – правильное необнаружение.

Возможными показателями эффективности обнаружения можно было бы считать вероятности совмещения событий  $P(\hat{A}_i A_k)$ ,  $i, k = 0, 1$ . Каждая из вероятностей совмещения сводится к произведению условной вероятности решения  $P(\hat{A}_i | A_k)$  на вероятность условия  $P(A_k)$ , т. е.

$$P(\hat{A}_i A_k) = P(\hat{A}_i | A_k) P(A_k). \quad (8.5)$$

Вероятности условий наличия  $P(A_1)$  или отсутствия  $P(A_0)$  цели, называемые *априорными* (доопытными), обычно неизвестны. Условные же вероятности решений  $P(\hat{A}_i | A_k)$  могут быть оценены экспериментально или расчетом. Поэтому они, а не вероятности ситуаций совмещения, используются в качестве показателей эффективности обнаружения.

При наличии цели вводят, в частности, условные вероятности *правильного обнаружения*

$$P_0 = P(\widehat{A}_1 | A_1) \quad (8.6)$$

и пропуска цели

$$\widetilde{P}_0 = P(\widehat{A}_0 | A_1) = 1 - P_0. \quad (8.7)$$

При отсутствии цели вводят *условную вероятность ложной тревоги*

$$P_{\text{л}} = P(\widehat{A}_1 | A_0) \quad (8.8)$$

и значительно реже – *правильного необнаружения*

$$\widetilde{P}_{\text{л}} = P(\widehat{A}_0 | A_0) = 1 - P_{\text{л}}. \quad (8.9)$$

Более общим показателем является *средний риск ошибок обнаружения* – усредненная «плата» за ошибки, ее математическое ожидание  $\bar{r} = M(r)$ . Для *двухальтернативного* обнаружения цели

$$\bar{r} = M(r) = r_{01}P(\widehat{A}_0 A_1) + r_{10}P(\widehat{A}_1 A_0). \quad (8.10)$$

Здесь  $r_{01}$  и  $r_{10}$  – *стоимости* пропуска и ложной тревоги, учитывающие степень важности ошибочных решений  $\widehat{A}_0 A_1$  и  $\widehat{A}_1 A_0$ . Подразумевается нулевая плата за правильные решения  $r_{00} = r_{11} = 0$ . Условная вероятность совокупной ложной тревоги из  $n$  разрешающих объемов  $P_{\text{лн}} \approx n P_{\text{л}}$ , откуда  $P_{\text{л}} \approx P_{\text{лн}}/n$ , в связи с чем допустимыми обычно считают *малые* значения  $P_{\text{л}} = 10^{-4} - 10^{-10}$ .

#### 8.4. Критерии оптимальности обнаружения

Задачей оптимизации обнаружения является понижение условных вероятностей ошибочных решений  $\widetilde{P}_0$  и  $P_{\text{л}}$  согласно каким-то определенным критериям. Требования понижения обеих условных вероятностей ошибок  $\widetilde{P}_0$  и  $P_{\text{л}}$  противоречивы. Всегда можно добиться значения  $\widetilde{P}_0 = 0$ . Достаточно принимать решение о наличии цели для *всех* реализаций  $\vec{y}$ , но значение  $P_{\text{л}}$  возрастает тогда до единицы. Можно добиться значения  $P_{\text{л}} = 0$ , принимая всегда решение об отсутствии цели. В этом случае  $\widetilde{P}_0$  возрастает до 1. Подобные крайности предотвращаются при использовании *критерия*

минимума среднего риска  $\bar{r} = \min$ , достаточно универсального критерия оптимальности обнаружения. На его основе можно получить и другие критерии оптимальности. Поясним это на примере двухальтернативного обнаружения. Используя формулу (8.5), приводим выражение среднего риска (8.10) к виду

$$\bar{r} = r_{01}P(A_1)\tilde{P}_0 + r_{10}P(A_0)P_{\text{л}} = r_{01}P(A_1)(\tilde{P}_0 + l_0P_{\text{л}}). \quad (8.11)$$

Здесь  $l_0$  – некоторый весовой множитель, объединяющий четыре упоминавшиеся величины,

$$l_0 = r_{10}P(A_0)/r_{01}P(A_1). \quad (8.12)$$

Поскольку  $r_{01}P(A_1) > 0$ , получим весовой критерий оптимальности обнаружения

$$\tilde{P}_0 + l_0P_{\text{л}} = \min. \quad (8.13)$$

После замен  $\tilde{P}_0 = 1 - P_0$  и  $\tilde{P}_0 + l_0P_{\text{л}} = 1 - (P_0 - l_0P_{\text{л}})$  видоизменим запись весового критерия:

$$P_0 - l_0P_{\text{л}} = \max. \quad (8.14)$$

Ограничивая условную вероятность ложной тревоги  $P_{\text{л}} \leq P_{\text{л}}^0$  сверху, приходим к критерию *Неймана – Пирсона*. Согласно этому критерию, оптимальный обнаружитель обеспечивает *наибольшую условную вероятность правильного обнаружения*  $P_0 = P_{0 \text{ max}}$  из всех обнаружителей, у которых условная вероятность ложной тревоги не больше заданной вероятности  $P_{\text{л}}^0$ .

## 8.5. Методика оптимизации решений при двухальтернативном обнаружении

Оптимизация состоит в выборе наиболее целесообразного правила принятия решений «да», «нет» с позиций весового критерия (8.13) или (8.14). Плотности вероятности принимаемых реализаций  $p_{\text{сн}}(\vec{y})$  и  $p_{\text{п}}(\vec{y})$  при условиях наличия сигнала и помехи (индекс «сп») и одной помехи (индекс «п») полагаем известными. Задаемся вначале неоптимальной в общем случае решающей функцией  $A(\vec{y})$ . Условные вероятности  $P_0$  и  $P_{\text{л}}$  могут быть представлены тогда выражениями

$$P_0 = \int_{(\vec{y})} \hat{A}(\vec{y}) p_{\text{сн}}(\vec{y}) d\vec{y}, \quad P_{\text{л}} = \int_{(\vec{y})} \hat{A}(\vec{y}) p_{\text{п}}(\vec{y}) d\vec{y}.$$



Интегрирование ведется в этих выражениях по многомерному пространству  $\vec{y}$ ;  $d\vec{y}$  – элемент интегрирования (при дискретизации по Котельникову  $d\vec{y} = dy_1, dy_2, \dots, dy_m$ ). Функция  $\hat{A}(\vec{y})$  принимает всего два значения: 0 или 1. Приведенные выражения аналогичны поэтому выражению вероятности попадания одномерной величины  $y$  в некоторый интервал  $y_1 < y < y_2$ :

$$P(y_1 < y < y_2) = \int_{y_1}^{y_2} p(y)dy = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{A}(y)p(y)dy.$$

Здесь множитель  $\hat{A}(\vec{y})$ , равный единице (при  $y_1 < y < y_2$ ) или нулю (при  $y < y_1$  и  $y > y_2$ ), определяет *область интегрирования*. Одномерная область в общем случае заменяется *многомерной*, в которой  $\hat{A}(\vec{y}) = 1, 0$ .

Вычисляя взвешенную разность приведенных выражений, имеем

$$P_0 - l_0 P_{\pi} = \int_{(y)} \hat{A}(\vec{y}) [p_{\text{сп}}(\vec{y}) - l_0 p_{\pi}(\vec{y})] d\vec{y}.$$

Иначе

$$P_0 - l_0 P_{\pi} = \int_{(y)} \hat{A}(\vec{y}) [l(\vec{y}) - l_0] p_{\pi}(\vec{y}) d\vec{y}. \quad (8.15)$$

Здесь

$$l(\vec{y}) = p_{\text{сп}}(\vec{y}) / p_{\pi}(\vec{y}) \quad (8.16)$$

– отношение правдоподобия, т. е. отношение плотностей вероятности одной и той же реализации принимаемых колебаний при двух условиях: наличия сигнала и помехи и наличия только помехи. Отношение (8.16) характеризует правдоподобность гипотез о присутствии и отсутствии сигнала, возрастая в первом и убывая во втором случае.

Основополагающую роль отношения правдоподобия выявим из формального исследования соотношения (8.15). Поскольку плотность вероятности  $p_{\pi}(\vec{y})$  неотрицательна, наибольшее значение взвешенной разности  $P_0 - l_0 P_{\pi}$  достигается при наибольших величинах произведений  $\hat{A}(\vec{y}) [l(\vec{y}) - l_0]$  для каждого возможного  $\vec{y}$ . Значения произведений для возможных значений  $\hat{A}(\vec{y}) = 1$  и  $\hat{A}(\vec{y}) = 0$  равны соответственно  $l(\vec{y}) - l_0 > 0$  и 0. Если  $l(\vec{y}) > l_0$ , то бóльшим является значение  $l(\vec{y}) - l_0$ , достигаемое при решении  $\hat{A}(\vec{y}) = 1$ , предпочтительном в данном случае. Если  $l(\vec{y}) < l_0$ , то бóльшим является значение 0, достигаемое при решении  $\hat{A}(\vec{y}) = 0$ . Если  $l(\vec{y}) = l_0$ , то выбор решения  $\hat{A}(\vec{y})$  несущественен. Условие оптимизации

двухальтернативного обнаружения в этом случае принимает следующий вид:

$$\hat{A}_{\text{опт}}(\bar{y}) = \begin{cases} 1, & \text{если } l(\bar{y}) \geq l_0, \\ 0, & \text{если } l(\bar{y}) < l_0. \end{cases} \quad (8.17)$$

Для выработки оптимального решения после приема многомерной реализации  $\bar{y}$  вычисляется отношение правдоподобия  $l(\bar{y})$ , которое сравнивается с пороговым уровнем (порогом)  $l_0$ . Если оно ниже порога, принимается решение «нет», в противном случае – решение «да». Правило (8.17) остается справедливым при переходе к непрерывной реализации  $\bar{y}(t)$  за счет сокращения интервала дискретизации  $\Delta t$  (рис. 8.2):

$$\hat{A}_{\text{опт}}[\bar{y}(t)] = \begin{cases} 1, & \text{если } l[\bar{y}(t)] \geq l_0, \\ 0, & \text{если } l[\bar{y}(t)] < l_0. \end{cases} \quad (8.18)$$

Величину  $l[\bar{y}(t)] = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} [p_{\text{сп}}(\bar{y}) / p_{\text{п}}(\bar{y})]$ , являющуюся функционалом принимаемой реализации, условимся называть также отношением правдоподобия.

На вход обнаружителя (рис. 8.3) поступает принимаемая реализация  $\bar{y}$  или  $\bar{y}(t)$ , содержащая сигнал и помеху или одну помеху. По этой реализации в ВУ вычисляется отношение правдоподобия  $l(\bar{y})$  или  $l[\bar{y}(t)]$ . Оно сравнивается в ПУ с некоторым порогом  $l_0$ . В зависимости от превышения или непревышения порога принимается решение о наличии или отсутствии сигнала. Такое решение обеспечивает: минимумы среднего риска  $\bar{r}$  и суммарного весового критерия  $\tilde{P}_0 + l_0 P_{\text{л}}$ ; максимум разностного весового критерия  $P_0 - l_0 P_{\text{л}}$ .

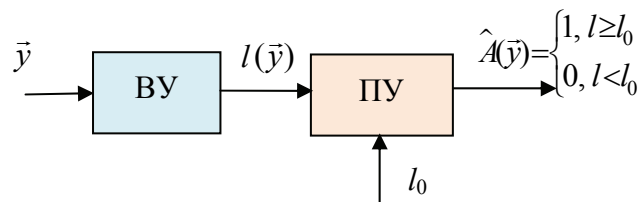


Рис. 8.3. Структурная схема обнаружителя:  
ВУ – вычислительное устройство; ПУ – пороговое устройство

Структура обнаружителя не зависит от выбираемого значения  $l_0$ . Незнание определяющих его величин (8.12) не влияет на его структуру. От выбора  $l_0$  здесь зависит условная вероятность ложной тревоги  $P_{\text{л}}$ : чем ниже  $l_0$ ,

тем выше  $P_{\text{л}}$ . Значение же  $l_0$  может выбираться по допустимому уровню  $P_{\text{л}}^0$  условной вероятности ложной тревоги согласно критерию Неймана – Пирсона. Так, структурная схема обработки, приведенная на рис. 8.3, обеспечивает при этом максимально возможное значение  $P_0$  (минимально возможное  $\widetilde{P}_0$ ) из всех возможных схем обработки с выбранным допустимым уровнем условной вероятности ложной тревоги  $P_{\text{л}}$ .

## 8.6. Оптимальное обнаружение дискретного сигнала с известными параметрами на фоне гауссовской коррелированной помехи

### 8.6.1. Постановка задачи. Модели сигнала и помехи

Задача обнаружения сигнала с полностью известными параметрами – одна из наиболее важных задач в теории обработки РЛ сигналов. Абстрагирование от реальных случайных параметров сигнала позволяет получать результаты в наглядной форме, выявлять существенные особенности обработки принимаемых колебаний при обнаружении и измерении. С некоторыми изменениями результаты решения распространяются на ситуации наличия случайных параметров сигнала  $\vec{\alpha}$  с известными и неизвестными законами распределений.

Итак, полагаем, что сигнал характеризуется неслучайным вектор-столбцом  $\vec{x} = \|x_i\|$ , размерность которого определяется общим числом временных дискретов во всех антенных каналах. Сигнал может отсутствовать или присутствовать, аддитивно накладываясь в последнем случае на помеху. В результате принимается выборка

$$\vec{y} = A\vec{x} + \vec{n}, \quad (8.19)$$

где неизвестное значение  $A$  равно 0 или 1. Требуется дать зависящее от  $\vec{y}$  решение  $\hat{A} = 0$  или  $\hat{A} = 1$  либо (в трехальтернативном случае) – соответствующее решение «не знаю».

Помеха характеризуется при этом случайным вектор-столбцом  $\vec{n} = \|n_i\|$  своих выборочных значений. Математическое ожидание каждого из элементов выборки помехи полагается равным нулю:  $M(n_i) = 0$ . Математическое ожидание вектор-столбца  $\vec{n}$  также равно нулю:  $M(\vec{n}) = 0$ . Считаем, что каждый из элементов выборки помехи  $n_i$  распределен по гауссовскому (нормальному) закону  $p(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-n^2/2\sigma^2}$ .

Здесь  $\sigma^2 = M \{[n - M(n)]\}^2 = M(n^2) = \bar{n}^2$  – дисперсия помехи. Помеха в общем случае считается нестационарной: различные элементы выборки помехи могут иметь различные дисперсии  $\sigma_i^2$ .

Различные элементы выборки  $n_i$  и  $n_k$  могут быть взаимозависимы, так что их центрированный *корреляционный момент*, называемый также *ковариацией*,

$$\varphi_{ik} = M \{[n_i - M(n_i)][n_k - M(n_k)]\} = M(n_i n_k)$$

в общем случае не равен нулю. Как и в предыдущих главах, степень взаимной корреляции будем характеризовать *коэффициентом корреляции* элементов помеховой выборки

$$\rho_{ik} = M(n_i n_k) / \sigma_i \sigma_k, \quad (8.20)$$

где величина  $\rho_{ik}$  изменяется от +1 до -1.

Значения  $\rho_{ik}$  равны  $\pm 1$ , когда величины  $n_i$  и  $n_k$  пропорциональны (очень жесткая связь, так что произведение  $n_i n_k$  всегда сохраняет знак). Если же значения  $n_i$  и  $n_k$  некоррелированы, то положительные и отрицательные знаки произведений  $n_i n_k$  встречаются одинаково часто. Математические ожидания таких произведений, а следовательно, значения  $\rho_{ik}$  обращаются в нуль. Совокупность корреляционных моментов (ковариаций) элементов помеховой выборки образует прямоугольную таблицу, названную ранее КМП:

$$\vec{\varphi} = \|\varphi_{ik}\| = \|\rho_{ik} \sigma_i \sigma_k\|. \quad (8.21)$$

В силу переместительного свойства закона умножения  $n_i n_k = n_k n_i$  имеем  $\rho_{ik} = \rho_{ki}$ , а  $\rho_{ki} = \rho_{ik}$ . Поэтому КМП является симметричной, т. е.  $\vec{\varphi}^T = \vec{\varphi}$ . Диагональными элементами КМП оказываются дисперсии элементов выборки:  $\varphi_{ii} = \sigma_i^2$  ( $\rho_{ii} = 1$ ). Важной характеристикой КМП  $\vec{\varphi}$  является ее *определитель* (детерминант), обозначаемый  $|\vec{\varphi}|$  или  $\det \vec{\varphi}$ . При отличном от нуля его значении существует ОКМП  $\vec{\varphi}^{-1}$ . Последняя определяется так, что произведение матриц  $\vec{\varphi} \vec{\varphi}^{-1}$  сводится к единичной матрице  $\vec{I}$ . Зная определитель  $|\vec{\varphi}|$  и матрицу  $\vec{\varphi}^{-1}$ , можно найти плотность вероятности гауссовского (нормального) закона распределения помехового вектор-столбца  $\vec{n}$ , т. е. совместного закона распределения всех его элементов  $n_i$ :

$$p(\vec{n}) = (2\pi)^{-m/2} |\vec{\varphi}|^{-1/2} \exp(-\vec{n}^T \vec{\varphi}^{-1} \vec{n} / 2)$$

или

$$p_{\Pi}(\vec{y}) = (2\pi)^{-m/2} |\vec{\varphi}|^{-1/2} \exp(-\vec{y}^T \vec{\varphi}^{-1} \vec{y} / 2). \quad (8.22)$$

Индекс «п» в формуле (8.22) соответствует наличию одной помехи, а матричное произведение в нем представляет собой квадратичную форму выборки  $\vec{y}$ .

### 8.6.2. Алгоритмы оптимального обнаружения дискретизированного сигнала с известными параметрами

В соответствии с результатами параграфа 8.5 оптимальные алгоритмы двухальтернативного обнаружения сведем к сравнению с порогом *логарифма отношения правдоподобия*

$$\ln l = \ln p_{\text{сп}}(\vec{y}) - \ln p_{\text{п}}(\vec{y}), \quad (8.23)$$

являющегося некоторой монотонно нарастающей функцией самого отношения правдоподобия  $l$ .

Будем считать, что

$$p_{\text{сп}}(\vec{y}) = p_{\text{п}}(\vec{y} - \vec{x}). \quad (8.24)$$

Подставляя выражения (8.22) и (8.24) в (8.23), получаем

$$\ln l = -(\vec{y} - \vec{x})^T \bar{\Phi}^{-1} (\vec{y} - \vec{x}) / 2 + \vec{y}^T \bar{\Phi}^{-1} \vec{y} / 2 = (\vec{y}^T \bar{\Phi}^{-1} \vec{x} + \vec{x}^T \bar{\Phi}^{-1} \vec{y}) / 2 - \vec{x}^T \bar{\Phi}^{-1} \vec{x} / 2.$$

Поскольку произвольный скаляр в результате транспонирования не изменяется, то  $\vec{y}^T \bar{\Phi}^{-1} \vec{x} = (\vec{y}^T \bar{\Phi}^{-1} \vec{x})^T$ . Учитывая правило транспонирования произведения матриц  $(abc)^T = c^T b^T a^T$ , а также симметрию матрицы  $\bar{\Phi}^{-1} = (\bar{\Phi}^{-1})^T$ , найдем  $\vec{y}^T \bar{\Phi}^{-1} \vec{x} = \vec{x}^T \bar{\Phi}^{-1} \vec{y}$ .

Выражение  $\ln l$  представим окончательно в виде двух взаимно эквивалентных выражений:

$$\ln l = \xi - q^2 / 2 = q(\xi_{\text{н}} - q / 2). \quad (8.25)$$

Величина  $\xi$  в формуле (8.25) определяется одним из двух выражений:

$$\xi = \vec{x}^T \bar{\Phi}^{-1} \vec{y} \quad (8.26)$$

или

$$\xi = \vec{y}^T \bar{\Phi}^{-1} \vec{x}. \quad (8.27)$$

В свою очередь,

$$q^2 = \vec{x}^T \bar{\Phi}^{-1} \vec{x}, \quad (8.28)$$

$$\xi_{\text{н}} = \xi / q. \quad (8.29)$$

Так как величины  $\ln l$ ,  $\xi = \ln l + q^2 / 2$ ,  $\xi_H = \ln l / q + q / 2$  связаны монотонно нарастающими зависимостями с отношением правдоподобия  $l$ , то каждая из них может быть использована для сравнения с соответствующим порогом обнаружения. Отсюда приходим к ряду вариантов структурных схем оптимальных двухальтернативных обнаружителей, представленных на рис. 8.4–8.6. Подача на элементы этих схем скалярных, векторных и матричных величин показана с помощью соответственно одинарных, двойных и зачерненных стрелок. По структурной схеме рис. 8.4 проводятся два вида обработки  $m$ -элементного вектор-столбца принимаемых колебаний  $\vec{y}$ . Первоначальная обработка сводится к его линейному преобразованию

$$\vec{\eta} = \vec{\Phi}^{-1} \vec{y}, \tag{8.30}$$

зависящему только от структуры  $m^2$ -элементной КМП.

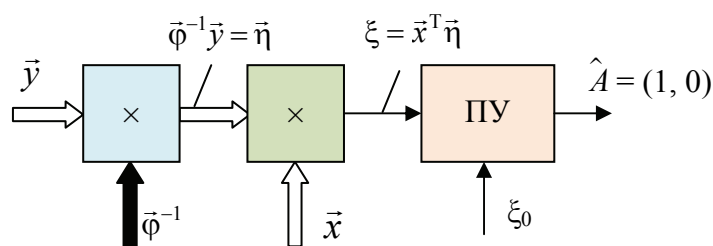


Рис. 8.4. Структурная схема многоканального обнаружителя

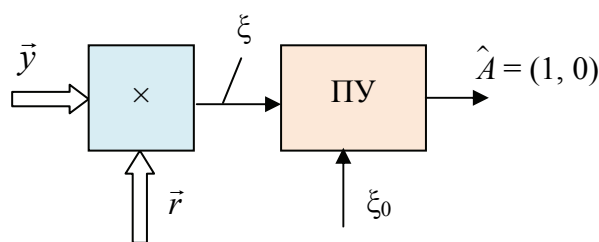


Рис. 8.5. Структурная схема многоканального обнаружителя с весовым вектором

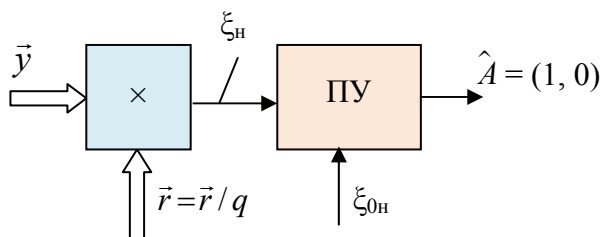


Рис. 8.6. Структурная схема многоканального обнаружителя с нормировкой

Последующая обработка сводится к образованию скалярной весовой суммы элементов преобразованного вектор-столбца  $\xi = \vec{x}^T \vec{\eta} = \sum_{i=1}^m x_i \eta_i$  с весовым коэффициентом  $x_i$ , соответствующим составляющим полезного сигнала и не зависящим от КМП. Небезынтересно, что линейное преобразование (8.30) декоррелирует преобразованный помеховый вектор-столбец по отношению к принимаемому, т. е. условное математическое ожидание матричного произведения  $\vec{\eta} \vec{y}^T$  при наличии только помехи сводится к единичной матрице  $M_{\Pi}(\vec{\eta} \vec{y}^T) = \vec{\Phi}^{-1} M_{\Pi}(\vec{y} \vec{y}^T) = \vec{\Phi}^{-1} \vec{\Phi} = \vec{I}$ .

Составляющие вектор-столбца  $\vec{\eta}$  нельзя, однако, считать взаимно декоррелированными, поскольку КМП

$$M_{\Pi}(\vec{\eta} \vec{\eta}^T) = \vec{\Phi}^{-1} M_{\Pi}(\vec{y} \vec{y}^T) (\vec{\Phi}^{-1})^T = \vec{\Phi}^{-1} \vec{\Phi} \vec{\Phi}^{-1} = \vec{\Phi}^{-1}$$

не сводится в общем случае к единичной и обратна входной.

Показанная на структурной схеме рис. 8.4 обработка сильно осложняется из-за необходимости учета  $m^2$ -элементной матрицы  $\vec{\Phi}^{-1}$ . Такая обработка может быть оправдана лишь в случае одновременного обнаружения большого числа разновидностей сигналов. При этом может оказаться выгодным выполнить единожды сложную операцию матричной обработки  $\vec{\eta} = \vec{\Phi}^{-1} \vec{y}$ , с тем чтобы после нее проводить множество более простых операций весовой обработки  $\xi = \vec{x}^T \vec{\eta} = \sum_{i=1}^m x_i \eta_i$  с коэффициентом, не зависящим от характера помеховых колебаний. В структурной схеме рис. 8.5 предусмотрена только операция  $m$ -элементной *весовой обработки*

$$\xi = \vec{y}^T \vec{r} = \sum_{i=1}^m y_i r_i \quad (8.31)$$

с коэффициентами  $r_i$ , являющимися составляющими весового вектора  $\vec{r} = \|r_i\|$ . *Весовой вектор*

$$\vec{r} = \vec{\Phi}^{-1} \vec{x} \quad (8.32)$$

зависит как от КМП  $\vec{\Phi}$ , так и от ожидаемого сигнала  $\vec{x}$ , но содержит всего  $m$  элементов. Случайная величина весовой суммы  $\xi$  в отсутствие сигнала имеет нулевое математическое ожидание и дисперсию  $\sigma^2 = M_{\Pi}(\xi^2) = M_{\Pi}(\xi \xi)$ .

Подставляя в произведение  $\xi \xi$  взаимно эквивалентные выражения (8.26), (8.27), получаем

$$\sigma^2 = \vec{x}^T \Phi^{-1} M_{\Pi}(\vec{y} \vec{y}^T) \Phi^{-1} \vec{x} = \vec{x}^T \Phi^{-1} \Phi \Phi^{-1} \vec{x} = \vec{x}^T \Phi^{-1} \vec{x} = q^2.$$

Это означает, что выходной уровень помехи в схемах рис. 8.4, 8.5 зависит как от КМП  $\Phi$ , так и от вектора сигнала  $\vec{x}$ . В соответствии с этим уровнем должен подбираться и уровень порога  $\xi_0$ , обеспечивающий заданную условную вероятность ложной тревоги  $P_{л}$ .

От указанного недостатка свободна структурная схема обработки, приведенная на рис. 8.6, отличающаяся изменением уровня порога и весовых коэффициентов в  $q$  раз. Иначе, вместо весового вектора  $\vec{r}$ , используется *нормированный весовой вектор*  $\vec{r}_n = \vec{r} / q = \Phi^{-1} \vec{x} / \sqrt{\vec{x}^T \Phi^{-1} \vec{x}}$ . Последний не изменяется при увеличении интенсивности ожидаемого сигнала в произвольное число раз. Вместо весовой суммы получается при этом *нормированная весовая сумма*  $\xi_n = \sum_{i=1}^m y_i r_{ni} = \xi / q$ , которая в отсутствие сигнала имеет

единичную дисперсию  $\sigma_n^2 = M_{\Pi}(\xi_n^2) = M_{\Pi}(\xi^2) / q = 1$ .

Проведенный в процессе теоретического исследования переход к нормированному весовому вектору  $\vec{r}_n$  учитывает реально используемую в РЛ приемниках АРУ по выходному уровню помехи.

### 8.6.3. Параметр и показатели качества двухальтернативного обнаружения дискретизированной выборки сигнала

В предыдущих главах было показано, что параметр обнаружения сигнала (квадратичный, линейный) на фоне внутреннего шума представляет собой отношение энергии сигнала к спектральной мощности этого шума на входе линейного тракта обработки (по мощности и напряжению). При обработке сигналов на фоне внешних коррелированных помех отношение сигнал/помеха по мощности находится как отношение величины квадрата математического ожидания весовой суммы  $\xi$  или  $\xi_n$  при наличии сигнала и помехи к величине дисперсии этой же самой весовой суммы (она не изменяется в зависимости от наличия или отсутствия сигнала). Параметры обнаружения оптимальных обнаружителей, приведенных на рис. 8.4–8.6, одинаковы при одинаковых условиях на входе. Поэтому расчет проведем для схемы, показанной на рис. 8.6, при наличии сигнала  $M_{\text{сн}}(\vec{y}) = \vec{x}$ , так что

$$M_{\text{сн}}(\xi_n) = M_{\text{сн}}(\vec{y}^T) \vec{r} / q = \vec{x}^T \Phi^{-1} \vec{x} / q = q^2 / q = q.$$

Учитывая единичное значение дисперсии помехи, получаем квадратичный параметр обнаружения  $q^2$ , а линейный –  $q$ . Формально введенная



выше величина  $q^2$  приобретает смысл *параметра обнаружения* (отношения сигнал/помеха по мощности). Наряду с приведенным  $q^2 = \vec{x}^T \vec{\Phi}^{-1} \vec{x}$  справедливы следующие выражения для  $q^2$  и  $q$ :

$$q^2 = \vec{x}^T \vec{r} = \vec{r}^T \vec{x}, \quad q = \vec{x}^T \vec{r}_n = \vec{r}_n^T \vec{x} = M_{\text{сп}}(\xi_n). \quad (8.33)$$

Произвольная весовая сумма  $\xi_n$  или  $\xi$ , будучи линейной комбинацией нормально распределенных величин  $y_i$ , подчиняется нормальному закону распределения. Так как  $M_{\text{п}}(\xi_n) = 0$ ,  $M_{\text{п}}(\xi_n^2) = 1$ ,  $M_{\text{сп}}(\xi_n) = q$ ,  $M_{\text{сп}}[(\xi_n - q)^2] = 1$ , выражения плотностей вероятности нормированной весовой суммы при отсутствии и наличии сигнала имеют следующий вид:

$$p_{\text{п}}(\xi_n) = (1/\sqrt{2\pi}) e^{-\xi_n^2/2},$$

$$p_{\text{сп}}(\xi_n) = (1/\sqrt{2\pi}) e^{-(\xi_n - q)^2/2}. \quad (8.34)$$

Кривые, полученные по соотношениям (8.34), и уровень порога  $\xi_{0\text{н}}$  представлены на рис. 8.7. Заштрихованные на рисунке площади, соответствующие интегралам от указанных плотностей вероятности в области  $\xi_n > \xi_{0\text{н}}$ , определяют условные вероятности ложной тревоги  $P_{\text{л}}$  и правильного обнаружения  $P_0$ . При интегрировании используют табулированные для  $u \geq 0$  значения интеграла вероятности

$$\Psi(u) = (2/\sqrt{2\pi}) \int_0^u e^{-\xi^2/2} d\xi; \quad (8.35)$$

при этом  $\psi(\infty) = 1$ . Доопределяя для  $u < 0$  значения функции  $\psi(-u) = -\psi(u)$ , зависимость  $\psi(u)$  можно пояснить графиком, приведенным на рис. 8.8.

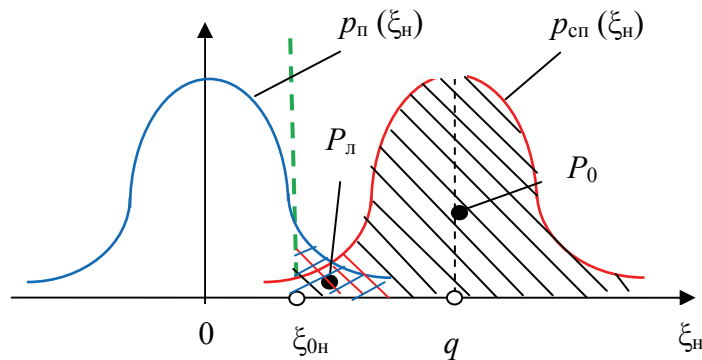


Рис. 8.7. Графики плотностей вероятности нормированной весовой суммы при отсутствии и наличии сигнала

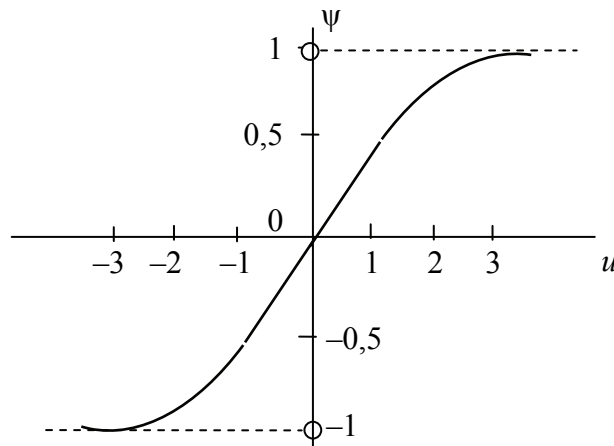


Рис. 8.8. Закон изменения интеграла вероятности

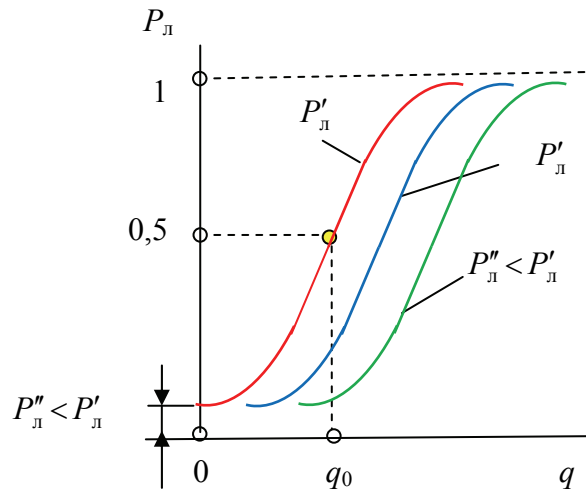


Рис. 8.9. Кривые условных вероятностей правильного обнаружения

Имея в виду условие наличия сигнала, заменим интеграл суммой интегралов:

$$\int_{-\infty}^{\xi_{0H}} e^{-\xi^2/2} d\xi = \int_{-\infty}^q e^{\xi^2/2} d\xi + \int_q^{\xi_{0H}} e^{-\xi^2/2} d\xi.$$

При отсутствии сигнала положим в приведенном соотношении  $q = 0$ . Замечая, что  $\psi(-\infty)/2 = -1/2$ , находим условные вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги:

$$P_0 = \int_{-\infty}^{\xi_{0H}} p_{сп}(\xi_H) d\xi_H = 0,5 + 0,5\psi(q - \xi_{0H}), \quad (8.36)$$

$$P_{\text{л}} = \int_{-\infty}^{\xi_{0\text{н}}} p_{\text{п}}(\xi_{\text{н}}) d\xi_{\text{н}} = 0,5 - 0,5\psi(\xi_{0\text{н}}). \quad (8.37)$$

Кривые условных вероятностей правильного обнаружения приведены на рис. 8.9. Каждая из кривых относится к фиксированному уровню порога  $\xi_{0\text{н}}$ , а значит, к фиксированному уровню условной вероятности ложной тревоги  $P_{\text{л}}$ . Величина порогового уровня  $\xi_{0\text{н}}$ , показанная на рис. 8.6, устанавливается в соответствии с выражением (8.37) по заданному значению  $P_{\text{л}} = P_{\text{л}}^0$ . Величина порогового уровня  $\xi_0 = q\xi_{0\text{н}}(P_{\text{л}})$ , приведенная на схеме рис. 8.5, зависит, как уже отмечалось, и от  $P_{\text{л}}^0$ , и от  $q$ .

## 8.7. Обнаружение непрерывного сигнала с известными параметрами на фоне гауссовской коррелированной помехи

### 8.7.1. Переход от дискретизированных реализаций к непрерывным

Распространим алгоритм оптимального обнаружения дискретизированных сигналов на непрерывные сигналы. Для этого перейдем от одинарной нумерации элементов  $y_i$  принимаемой выборки к двойной  $y_j^i$ , относя нижний индекс к номеру канала обработки (антенного канала), а верхний – к номеру элемента в данном канале. Новая нумерация поясняется рис. 8.10.

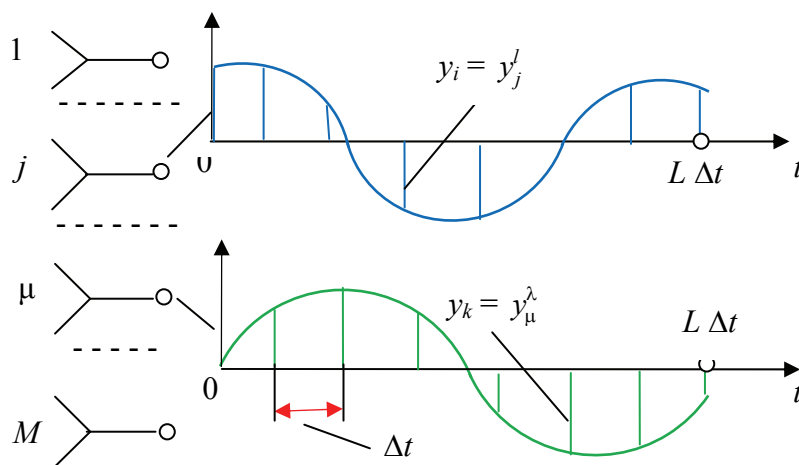


Рис. 8.10. Принцип перехода от дискретного к непрерывному сигналу

Одинарные суммы с  $m = ML$ , слагаемые в выражениях (8.31) и (8.33), перейдут при этом в двойные с  $L$  и  $M$ , слагаемые в каждой сумме:

$$\xi = \sum_{l=1}^L \sum_{j=1}^M y_j^l r_j^l, \quad q^2 = \sum_{l=1}^L \sum_{j=1}^M x_j^l r_j^l. \quad (8.38)$$

Сомножители  $y_j^l$  и  $x_j^l$  сводятся к значениям функций  $y_j(t)$  и  $x_j(t)$  в дискретные моменты времени  $t = t_l$  ( $l = 1, 2, \dots, L$ ). Элементы весового вектора  $r_j^l$ , зависящие от КМП, требуют специального обсуждения.

Наряду с другими своими составляющими реальная помеха включает обычно шум с равномерным распределением спектральной плотности мощности  $N_0$ , Вт/Гц. По аналогии с белым светом его называют *белым шумом*. Равномерность распределения спектральной плотности мощности обеспечивается для основной модели белого шума (модели *первого* вида) во всем диапазоне частот  $0 \leq f < \infty$ . При дискретизации Котельникова полоса частот ограничивается пределами  $0 < f < f_{\max}$ , а интервал  $\Delta t$  между дискретами составляет  $\Delta t = 1/2 f_{\max}$ . Дисперсия дискретизированного напряжения суммарной помехи на единичном сопротивлении с учетом составляющих *небелого* шума определяется выражением

$$\sigma^2 = \sigma_{\text{нб}}^2 + N_0 f_{\max} = \sigma_{\text{нб}}^2 + N_0 / 2\Delta t. \quad (8.39)$$

Не увязанные с интервалом дискретизации  $\Delta t$  составляющие *небелого* шума учтены в формуле (8.39) отдельно. При вычислении весовых коэффициентов  $r_j^l$  они нормируются пропорционально  $1 / \sigma^2$ . В процессе предельного перехода  $\Delta t \rightarrow 0$  они уменьшаются примерно пропорционально  $\Delta t$ , а значит, *имеют нулевые предельные значения*. Пределы же отношений  $r_j^l / \Delta t$  при  $\Delta t \rightarrow 0$  оказываются конечными:

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} r_j^l / \Delta t = r_j(t). \quad (8.40)$$

Определяемые соотношением (8.40) функции  $r_j(t)$  ( $j = 1, 2 \dots M$ ) принято называть *весовыми функциями каналов*. Заменяя в выражении (8.38) значение  $r_j^l$  на эквивалентное ему  $r_j(t) \Delta t$ , после предельного перехода получим выражения для весового интеграла и параметра обнаружения:

$$\xi = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{j=1}^M y_j(t) r_j(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \bar{y}^T(t) \bar{r}(t) dt, \quad (8.41)$$

$$q^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{j=1}^M x_j(t)r_j(t)dt = \int_{-\infty}^{\infty} \vec{x}^T(t)\vec{r}(t)dt. \quad (8.42)$$

В приведенных выражениях  $\vec{y}(t) = \|y_i(t)\|$  – вектор-столбец функций, описывающих принимаемые каналами непрерывные колебания;  $\vec{x}(t) = \|x_i(t)\|$  – вектор-столбец функций, описывающих ожидаемый сигнал;  $\vec{r}(t) = \|r_i(t)\|$  – вектор-столбец весовых функций (весовой вектор). Весовые функции учитывают возможное непостоянство оптимальных весов принимаемых колебаний двоякого рода: в различные моменты времени и для различных каналов. Число слагаемых в суммах (8.41), (8.42) соответствует числу каналов  $M$ .

### 8.7.2. Интегрально-матричное уравнение весового вектора

Оптимальный весовой вектор  $\vec{r} = \vec{\Phi}^{-1}\vec{x}$  дискретизированной выборки  $\vec{y}$  является решением матричного уравнения

$$\vec{\Phi}\vec{r} = \vec{x}. \quad (8.43)$$

Каждая его скалярная составляющая  $r_i$  является решением системы скалярных уравнений

$$\sum_{k=1}^m \Phi_{ik}r_k = x_i, \quad (i = 1, 2, \dots, m). \quad (8.44)$$

Введя в соотношение (8.44) двойную нумерацию, с учетом последующего перехода к пределу, заменим

$$x_i \text{ на } x_j^l = x_j(t_l), \quad r_k \text{ на } r_\mu^\lambda = r_\mu(t_\lambda)\Delta t. \quad (8.45)$$

Корреляционный момент  $\Phi_{ik}$   $i$ - и  $k$ -го элементов дискретной выборки помехи заменим, в свою очередь, на равное ему значение взаимной корреляционной функции  $\Phi_{j\mu}(t_l, t_\lambda)$  канальных напряжений  $j$ -го канала в момент времени  $t_l$  и  $\mu$ -го канала в момент времени  $t_\lambda$ :

$$\Phi_{ik} = M_{\text{п}}[y_j(t_l)y_\mu(t_\lambda)] = \Phi_{j\mu}(t_l, t_\lambda). \quad (8.46)$$

Одинарную сумму (8.44) по  $k$  от 1 до  $m = LM$  заменим, наконец, двойной по  $\mu$  от 1 до  $M$  и по  $\lambda$  от 1 до  $L$ . Подставив выражения (8.45) и (8.46) в (8.44), получим

$$\sum_{\lambda=1}^L \sum_{\mu=1}^M \Phi_{j\mu}(t_l, t_\lambda)r_\mu^\lambda \Delta t_\lambda = x_j(t_l).$$

Обозначая  $t_l = t$ ,  $t_\lambda = s$  и переходя к пределу  $\Delta s = t_\lambda \rightarrow 0$ , получаем систему  $j = 1, 2 \dots M$  скалярных интегральных уравнений

$$\int_{-\infty}^{\infty} \sum_{\mu=1}^M \varphi_{j\mu}(t, s) r_\mu(s) ds = x_j(t). \quad (8.47)$$

Для упрощения записи этой системы введем матрицу взаимных корреляционных функций канальных помеховых напряжений

$$\bar{\varphi}(t, s) = \|\varphi_{j\mu}(t, s)\|. \quad (8.48)$$

Ее произведение  $\bar{\varphi}(t, s) \vec{r}(s)$  на вектор-столбец  $\vec{r}(s) = \|r_\mu(s)\|$  также является вектор-столбцом,  $j$ -й элемент которого сводится к подынтегральному выражению формулы (8.47). Система интегральных уравнений (8.47) сводится к одному интегрально-матричному уравнению

$$\int_{-\infty}^{\infty} \bar{\varphi}(t, s) \vec{r}(s) ds = \vec{x}(t). \quad (8.49)$$

Левая и правая части уравнения (8.49) определяют вектор-столбцы одинаковой размерности  $M$ . Это уравнение разбивается по строкам, каждая из которых соответствует своему скалярному уравнению (8.47).

### 8.7.3. Основные результаты теории многоканального обнаружения непрерывных сигналов и примеры ее использования

Для определения весового вектора  $\vec{r}(s)$  достаточно решить интегрально-матричное уравнение (8.49). Ядром этого уравнения является матрица взаимных корреляционных функций помехи  $\bar{\varphi}(t, s)$ . Правая часть уравнения соответствует ожидаемому сигналу  $\vec{x}(t)$ . С помощью вектора  $\vec{r}(s)$  можно: а) синтезировать согласно выражению (8.41) схему обработки; б) определять согласно выражению (8.42) параметр обнаружения  $q^2$ .

От вектора  $\vec{r}(s)$  можно перейти к вектору  $\vec{r}_n(s) = \vec{r}(s) / q$ , что позволяет синтезировать структурную схему обнаружителя с заданной условной вероятностью ложной тревоги  $P_{л}^0$ . Пороговый уровень обнаружителя  $\xi_{0н}$  определяется согласно (8.37) и устанавливается в ПУ. Структурные схемы обнаружителей представлены на рис. 8.11. Условная вероятность правильного обнаружения определяется согласно выражению (8.36) или рис. 8.9.

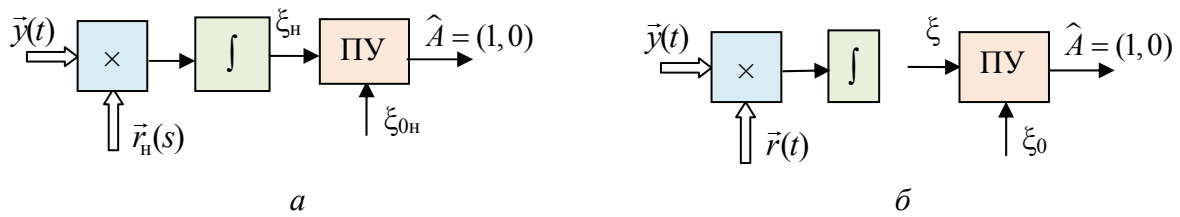


Рис. 8.11. Структурные схемы многоканальных обнаружителей:  
*a* – с ненормированной весовой суммой; *б* – с нормированной весовой суммой

Основные трудности синтеза и анализа показателей качества рассмотренных обнаружителей связаны с необходимостью решения интегрально-матричного уравнения (8.49) или системы интегральных уравнений (8.47). Эти трудности окупаются общностью полученных результатов, справедливых при одноканальном и многоканальном обнаружении при стационарной помехе в виде белого и небелого шума при нестационарной помехе. Хотя возможности простого решения системы (8.47) ограничены, они имеются для практически наиболее важных случаев. Поясним это на примерах.

**Пример 1.** При одноканальном приеме  $M = 1$  помеха представляет собой стационарный шумовой процесс с постоянной спектральной плотностью мощности  $N_0$  на единичном сопротивлении в неограниченной полосе частот (белый шум). По теореме Хинчина корреляционная функция шума с точностью до множителя сводится к дельта-функции

$$\varphi(t, s) = \int_0^{\infty} N(f) \cos 2\pi f(t - s) df = \frac{N_0}{2} \delta(t - s).$$

Подставив полученное выражение в формулу (8.49), получим при  $M = 1$  единственное интегральное уравнение с дельта-образным ядром:

$$\frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - s) r(s) ds = x(t).$$

В силу фильтрующего свойства дельта-функции найдем

$$r(t) = 2x(t) / N_0. \tag{8.50}$$

Оптимальная обработка сводится к вычислению и сравнению с порогом нормированного (рис. 8.12, *a*) или ненормированного (рис. 8.12, *б*) весового интеграла  $\xi_h = \xi / q$ ,  $\xi = 2z / N_0$ ,

где 
$$z = \int_{-\infty}^{\infty} y(t)x(t) dt \tag{8.51}$$

– корреляционный интеграл, который также может сравниваться со своим порогом  $z_0$ .

По принятому колебанию  $y(t)$  на схеме рис. 8.12 производится вычисление корреляционного интеграла  $z$ . Колебание  $y(t)$  умножается с этой целью на опорный сигнал  $x(t)$ , точно соответствующий по форме и параметрам (в рассматриваемом случае – даже по начальной фазе) ожидаемому сигналу. Произведение  $y(t)x(t)$  подается на интегратор, выходное напряжение которого  $z$  сравнивается с порогом  $z_0$ . Решение о наличии или отсутствии сигнала принимается по превышению или непревышению порога.

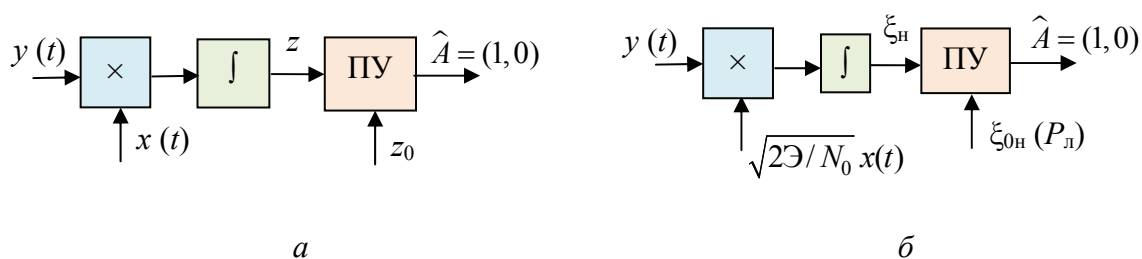


Рис. 8.12. Структурные схемы одноканальных обнаружителей: *а* – с ненормированным весовым интегралом, *б* – с нормированным весовым интегралом

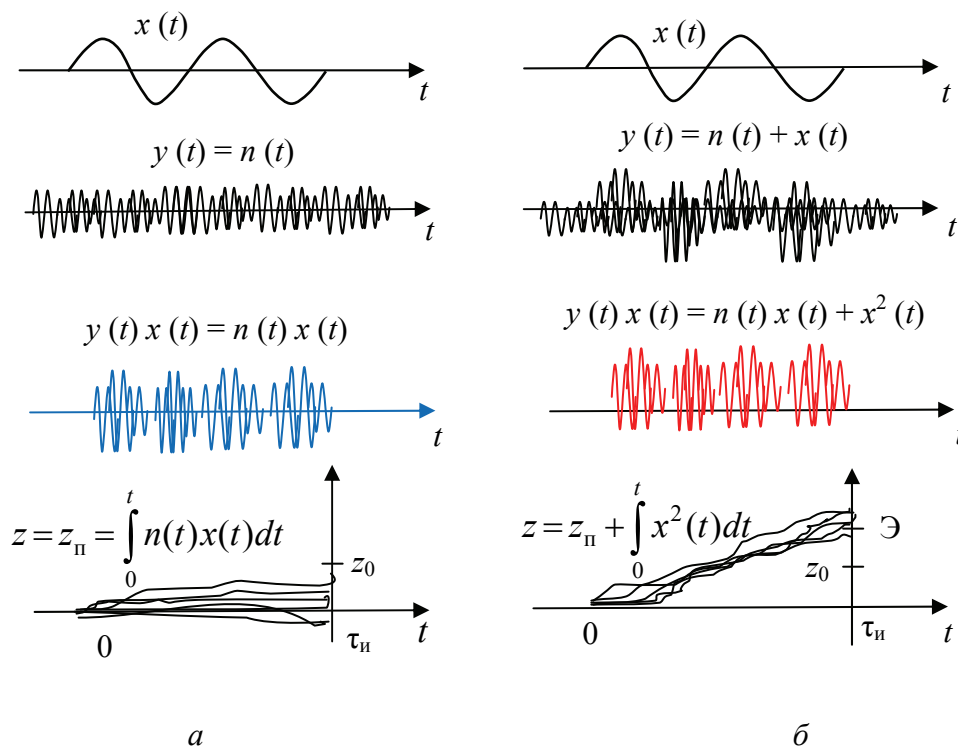


Рис. 8.13. Принцип корреляционной обработки сигналов: *а* – при отсутствии сигнала; *б* – при наличии сигнала



Физический смысл корреляционной обработки в схеме, приведенной на рис. 8.12, *a*, поясняется рис. 8.13. Показано ожидаемое колебание  $x(t)$ . Представлены принимаемые колебания:  $y(t) = n(t)$  – при отсутствии сигнала и  $y(t) = n(t) + x(t)$  – при его наличии. Для обоих случаев показаны произведения функций  $y(t)$ ,  $x(t)$  и результаты их интегрирования. Полоса частот помехи считается существенно бóльшей полосы частот сигнала, что согласуется с исходными предположениями при выводе формул (8.50), (8.51).

Произведение  $x(t)y(t) = x(t)n(t)$  в отсутствие сигнала сводится к шумовым колебаниям помехи  $n(t)$ , промодулированным опорным колебанием  $x(t)$  (рис. 8.13, *a*). При появлении сигнала, наряду с шумовой составляющей  $x(t)n(t)$ , образуется неотрицательная сигнальная составляющая  $x^2(t)$ , которая подчеркивается при интегрировании по отношению к знакопеременной шумовой. Корреляционная обработка выявляет таким образом сходство (корреляцию) принимаемых колебаний с ожидаемыми.

Параметр обнаружения  $q^2$  сигнала на фоне белого шума согласно (8.42) и (8.50) равен отношению удвоенной энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума:

$$q^2 = \frac{2}{N_0} \mathcal{E}, \quad \mathcal{E} = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt. \quad (8.52)$$

Условная вероятность ложной тревоги фиксируется при произвольной спектральной плотности мощности шума и энергии сигнала, если опорным является напряжение  $2x(t) / qN_0$ , не зависящее от амплитуды сигнала и обратно пропорциональное  $\sqrt{N_0}$ . Для сравнения с порогом в этом случае вырабатывается нормированный весовой интеграл  $\xi_n$  (рис. 8.12, *b*).

**Пример 2.** На входы двух каналов воздействуют взаимно коррелированные стационарные помеховые колебания типа белого шума со спектральными плотностями мощности  $N_{01}$  и  $N_{02}$ . Каналы приема с коррелированными помехами встречаются: а) при использовании различных антенных элементов, принимающих колебания от общих ИАП; б) при использовании незадержанных и задержанных на период посылки мешающих колебаний (сигналов от ПП) в импульсном радиолокаторе с СДЦ. Для рассматриваемых случаев КМП имеет вид:

$$\vec{\varphi}(t, s) = \vec{\varphi} \delta(t - s) / 2, \quad \vec{\varphi} = \begin{pmatrix} N_{01} & \rho \sqrt{N_{01} N_{02}} \\ \rho \sqrt{N_{01} N_{02}} & N_{02} \end{pmatrix}.$$

Подставляя ее выражение в интегральное уравнение (8.49) и решая его относительно весового вектора  $\vec{r}(t)$ , получаем  $\vec{r}(t) = 2\vec{\varphi}^{-1}\vec{x}(t)$ , где

$$\vec{\Phi}^{-1} = \frac{1}{1-\rho^2} \begin{bmatrix} 1/N_{01} & -\rho/\sqrt{N_{01}N_{02}} \\ -\rho/\sqrt{N_{01}N_{02}} & 1/N_{02} \end{bmatrix},$$

так что

$$\vec{r}(t) = \frac{2}{1-\rho^2} \begin{bmatrix} x_1(t)/N_{01} - \rho x_2(t)/\sqrt{N_{01}N_{02}} \\ x_2(t)/N_{02} - \rho x_1(t)/\sqrt{N_{01}N_{02}} \end{bmatrix}.$$

Весовая сумма (8.41) примет вид

$$\xi = \frac{2}{1-\rho} \int_{-\infty}^{\infty} \{ [x_{1н}(t) - \rho x_{2н}(t)] y_{1н}(t) + [x_{2н}(t) - \rho x_{1н}(t)] y_{2н}(t) \} dt \quad (8.53)$$

или

$$\xi = \frac{2}{1-\rho} \int_{-\infty}^{\infty} \{ [y_{1н}(t) - \rho y_{2н}(t)] x_{1н}(t) + [y_{2н}(t) - \rho y_{1н}(t)] x_{2н}(t) \} dt. \quad (8.54)$$

В выражения (8.53)–(8.54) вошли нормированные по уровням помех в каналах принимаемые и ожидаемые напряжения:  $y_{1н}(t) = y_1(t) / \sqrt{N_{01}}$ ,  $y_{2н}(t) = y_2(t) / \sqrt{N_{02}}$ ,  $x_{1н}(t) = x_1(t) / \sqrt{N_{01}}$ ,  $x_{2н}(t) = x_2(t) / \sqrt{N_{02}}$ .

Выражение параметра обнаружения (8.42) примет вид

$$q^2 = \frac{2}{1-\rho^2} \int_{-\infty}^{\infty} [x_{1н}^2(t) + x_{2н}^2(t) - 2\rho x_{1н}(t)x_{2н}(t)] dt. \quad (8.55)$$

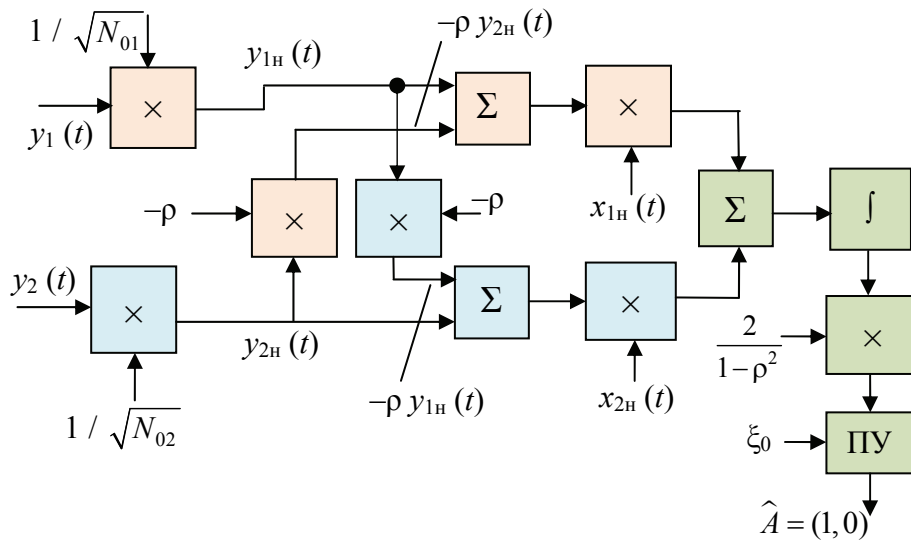


Рис. 8.14. Схема оптимального обнаружителя с компенсацией коррелированных помех

Как видно из выражений (8.53)–(8.55) такая обработка предусматривает *операции межканального накопления* полезного сигнала, *межканальной компенсации* коррелированной части помех, *межканального нормирования*. Интегрирование соответствует непрерывному внутриканальному накоплению сигнала во времени, оптимизирующему обработку на фоне дельта-коррелированной помехи. Пример структурной схемы оптимального обнаружителя с предварительной межканальной компенсацией (8.54) коррелированной помехи приведен на рис. 8.14.

## **8.8. Методика комплексной формы представления сигналов и помех в задачах многоканального обнаружения**

### **8.8.1. Комплексная запись колебаний сигнала и помехи. Комплексная корреляционная матрица помех**

Наряду с вектор-столбцом  $\vec{y}(t) = \|y_i(t)\|$  мгновенных значений колебаний на входе каналов приема введем вектор-столбец  $\vec{Y}(t) = \|Y_i(t)\|$  комплексных амплитуд этих колебаний. Каждое мгновенное значение выражается через соответствующую комплексную амплитуду  $y_i(t) = \text{Re} \left[ Y_i(t) e^{j2\pi f_0 t} \right]$ . Вектор-столбец мгновенных значений выражается поэтому через вектор-столбец их комплексных амплитуд:

$$\vec{y}(t) = \text{Re} \left[ \vec{Y}(t) e^{j2\pi f_0 t} \right]. \quad (8.56)$$

Введем взаимные корреляционные функции комплексных амплитуд помеховых напряжений в каналах приема:

$$\Phi_{ik}(t, s) = M_{\Pi} [Y_i(t) Y_k^*(s) / 2], \quad (8.57)$$

индекс «п» при знаке математического ожидания формулы (8.57) соответствует наличию одной помехи  $\vec{Y}(t) = N(t)$ . Совокупность функций (8.57) образует *комплексную матрицу помеховых взаимных корреляционных функций (комплексную КМП)*

$$\vec{\Phi}(t, s) = \|\Phi_{ik}(t, s)\|, \quad (8.58)$$

которая иначе определяется соотношением

$$\vec{\Phi}(t,s) = M_n[\vec{Y}(t)\vec{Y}^{*\top}(s)/2] = \overline{\vec{Y}(t)\vec{Y}^{*\top}(s)}/2. \quad (8.59)$$

Здесь  $\vec{Y}(t) = \|N_i(t)\| = \vec{N}(t)$  – вектор-столбец комплексных амплитуд помеховых напряжений;  $\vec{Y}^{*\top}(s) = \|N_k^*(s)\|^\top$  – сопряженная и транспонированная по отношению к нему вектор-строка. Согласно правилу перемножения матриц (вектор-столбца и вектор-строки, в частности) определения взаимных КМП (8.57)–(8.58) и (8.59) равносильны. Вещественная КМП  $\bar{\Phi}(t,s) = \|\varphi_{ik}(t,s)\|$  однозначно выражается через комплексную  $\vec{\Phi}(t,s)$ , которая при  $s = t$  оказывается эрмитовой:  $\Phi_{ki}(t,t) = \Phi_{ik}^*(t,t)$ ,  $\vec{\Phi}^\top(t,t) = \vec{\Phi}^*(t,t)$ .

При  $s \neq t$  справедлива лишь *обобщенная эрмитовость* комплексной КМП. Матрица перейдет в комплексно-сопряженную, если наряду с взаимной заменой номеров строк и столбцов взаимно заменяются аргументы функций:

$$\Phi_{ki}(t,s) = \Phi_{ik}^*(s,t), \quad \vec{\Phi}^\top(t,s) = \vec{\Phi}^*(s,t). \quad (8.60)$$

### 8.8.2. Комплексная запись основных соотношений теории обнаружения непрерывных сигналов с известными параметрами

Комплексная запись основных соотношений (8.41), (8.42), (8.49) непосредственно следует из вещественной. *Весовая интегральная сумма* (8.41) при переходе к комплексной скалярной записи, согласно известному из математики соотношению

$$\int_{t_1}^{t_2} a(t)b(t)dt \approx \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{t_1}^{t_2} A(t)B(t)dt, \quad (8.61)$$

где  $a(t)$  и  $b(t)$  – гармонические колебания со своими комплексными амплитудами  $A(t)$  и  $B(t)$  соответственно, принимает вид

$$\xi = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} Y_i(t)R_i^*(t)dt = \operatorname{Re} Z. \quad (8.62)$$

Здесь  $Z$  – комплексный весовой интеграл,

$$Z = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{Y}_i(t)\vec{R}_i^*(t)dt, \quad (8.63)$$

а  $\vec{R}_i(t) = \|R_i(t)\|$  – комплексный весовой вектор.

Интегрально-матричное уравнение комплексного весового вектора  $\vec{R}(t)$  следует из уравнения (8.49) вещественного весового вектора  $\vec{r}(t)$ . Для его вывода учтем, что взаимная корреляционная функция  $\varphi(t, s)$  колебаний  $a(t)$  и  $b(s)$  определяется *взаимной корреляционной функцией их комплексных амплитуд*:  $M[A(t)B^*(s)/2] = \Phi(t, s)$  и сводится к реальной части от ее произведения на комплексный высокочастотный множитель  $e^{-j2\pi f_0(t-s)}$ :

$$\varphi(t, s) = \text{Re} \left[ \Phi(t, s) e^{-j2\pi f_0(t-s)} \right]. \quad (8.64)$$

Заменяя в формуле (8.64) комплексные числа под знаком реальной части на сопряженные, получаем

$$\varphi(t, s) = \text{Re} \left\{ \left[ \Phi^*(t, s) e^{-j2\pi f_0 t} \right] e^{-j2\pi f_0 s} \right\} \quad (8.65)$$

Считая выражение в квадратных скобках (8.65) комплексной амплитудой при  $e^{-j2\pi f_0 s}$  и используя (8.61) и (8.65), преобразуем левую часть уравнения (8.49):

$$\int_{-\infty}^{\infty} \vec{\varphi}(t, s) \vec{r}(s) ds = \frac{1}{2} \text{Re} \left\{ \left[ \int_{-\infty}^{\infty} \vec{\Phi}(t, s) \vec{R}(s) ds \right] e^{-j2\pi f_0 t} \right\}. \quad (8.66)$$

Так как правая часть выражения (8.49)  $\vec{x}(t) = \text{Re}[\vec{X}(t)e^{j2\pi f_0 t}]$  совпадает с (8.66) при произвольных значениях комплексных множителей  $e^{-j2\pi f_0 t}$ , приходим к искомому интегрально-матричному уравнению

$$\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{\Phi}(t, s) \vec{R}(s) ds = \vec{X}(t). \quad (8.67)$$

Выражение параметра обнаружения

$$q^2 = \frac{1}{2} \text{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{X}^T(t) \vec{R}^*(t) dt \quad (8.68)$$

соответствует замене  $\vec{Y}(t)$  на  $\vec{X}(t)$  в правой части равенства (8.63).

Знак реальной части (8.68) можно опустить, поскольку интеграл

$$\int_{-\infty}^{\infty} \vec{X}^T(t) \vec{R}^*(t) dt = H \quad (8.69)$$

выражается вещественным числом  $H = H^*$ .

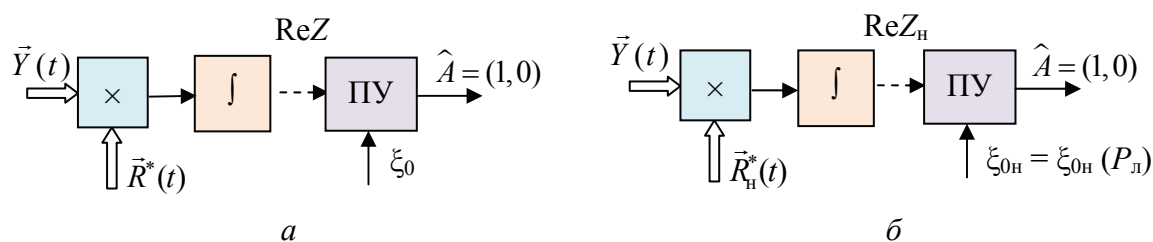


Рис. 8.15. Схема обработки комплексных амплитуд при обнаружении сигнала с известными параметрами: *a* – с ненормированным весовым интегралом, *б* – с нормированным весовым интегралом

Алгоритмическая структурная схема обработки (8.62) комплексных амплитуд при обнаружении сигнала с известными параметрами приведена на рис. 8.15, *a*. На вход порогового устройства поступает значение  $\xi = \text{Re}Z$ . Этим учитывается принятая пока неслучайность начальной фазы ожидаемых колебаний как признак полезного сигнала (рис. 8.13, *б*). Операция  $\text{Re}Z$  (фазовое детектирование при перемножении на разных несущих) заменится при этом операцией амплитудного детектирования  $|Z|$ .

Алгоритмическая операция вычисления  $\text{Re}Z$  на рис. 8.15 опущена, поскольку она связана лишь с переходом от вещественных величин к комплексным амплитудам и при аналоговой обработке практически не используется. Пропуск операций отмечен штриховой линией.

На рис. 8.15, *б* предусмотрен переход к нормированному весовому вектору  $\vec{R}_n(t) = \vec{R}(t)/q$  и к порогу  $\xi_{0n}$ , определяемому условной вероятностью ложной тревоги  $P_{л}$ .

**Пример.** На антенную решетку поступают колебания ожидаемого сигнала с комплексной амплитудой

$$\vec{X}(t, \vec{\alpha}) = X(t)\vec{X}(\vec{\alpha}), \tag{8.70}$$

являющейся произведением скалярной функции времени  $t$  и независящего от времени вектор-столбца  $\vec{X}(\vec{\alpha})$ . Произведение полосы частот сигнала  $\Pi_c = \Pi$  на наибольшую возможную разность временных запаздываний (соответствующую крайним точкам раскрыва) считается много меньше единицы. Поэтому запаздывание комплексных амплитуд сигнала в пределах раскрыва антенны не учитывается. Одна и та же скалярная функция  $X(t)$  описывает закон модуляции ожидаемых колебаний во всех элементах решетки. Произведение же несущей частоты  $f_0$  на разность запаздываний может быть достаточно велико. Колебания полезного сигнала в различных элементах решетки отличаются сдвигами фаз, так что

$$\vec{X}(\vec{\alpha}) = \left\| e^{-j\alpha_i} \right\|. \tag{8.71}$$

Входящий в формулу (8.71) вектор  $\vec{\alpha}$  характеризует сдвиги фаз  $\alpha_i$  ( $i = 1, 2, \dots, M$ ), зависящие от угловых координат источника сигнала. Комплексная КМП определяется как матричный аналог выражения для комплексной корреляционной функции стационарной помехи  $\Phi(t, s) = N_0 \delta(t - s)$ . Она соответствует помехе: 1) некоррелированной (дельта-коррелированной) по времени; 2) некоррелированной по элементам раскрыва; 3) создающей в каналах приема одинаковую спектральную плотность мощности  $N_0$ . Тогда

$$\vec{\Phi}(t, s) = N_0 \vec{I} \delta(t - s). \quad (8.72)$$

Найдем алгоритм, структурную схему оптимального обнаружителя и параметр обнаружения  $q^2$ . Определим вначале комплексный весовой вектор  $\vec{R}(t)$  из интегрально-матричного уравнения (8.67), используя (8.70) и (8.72):

$$\frac{N}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - s) \vec{R}(s) ds = X(t) \vec{X}(\vec{\alpha}).$$

В силу фильтрующего свойства дельта-функции имеем

$$\vec{R}(t) = 2X(t) \vec{X}(\vec{\alpha}) / N_0. \quad (8.73)$$

Подставляя выражение (8.73) в (8.62), находим весовой интеграл

$$\xi = \text{Re} \int_{-\infty}^{\infty} Y_{\Sigma}(t) X^*(t) dt / N_0, \quad (8.74)$$

в котором

$$Y_{\Sigma}(t) = \vec{Y}^T(t) \vec{X}^*(\vec{\alpha}) = \sum_{i=1}^M Y_i(t) X_i^*(\vec{\alpha}). \quad (8.75)$$

Выражение (8.74) характеризует *временную* (внутриприемную) обработку, которой предшествует *пространственная* (антенная) обработка (8.75), сводящаяся к весовому суммированию колебаний, принятых элементами антенной решетки. Веса  $X_i^*(\vec{\alpha})$  компенсируют взаимные сдвиги фаз принятых составляющих  $X(t) X_i(\vec{\alpha})$  полезного сигнала (8.70). Алгоритм антенной обработки в силу (8.71), (8.75)

$$Y_{\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^M Y_i(t) e^{j\alpha_i} \quad (8.76)$$

обеспечивает ориентацию характеристики направленности антенны в направлении на удаленный источник принимаемого сигнала. Он работоспо-

собен даже в ближней зоне антенны, когда понятие ДН теряет смысл. Параметр обнаружения  $q^2$  определяется из выражения (8.68). С учетом соотношения (8.71), (8.73) имеем

$$q^2 = \bar{X}^T(\vec{\alpha}) \bar{X}^*(\vec{\alpha}) \frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |\bar{X}(t)|^2 dt = 2M \Theta_0 / N_0. \quad (8.77)$$

Здесь  $M = \bar{X}^T(\vec{\alpha}) \bar{X}^*(\vec{\alpha}) = \sum_{i=1}^M e^{j\alpha_i} e^{j\alpha_j}$  – число элементов антенной решетки;

$\Theta_0 = \int_{-\infty}^{\infty} |X(t)|^2 dt / 2$  – энергия сигнала, принимаемого одним ее элементом.

Вариант структурной схемы оптимального обнаружителя представлен на рис. 8.16. Единая пространственно-временная обработка *разделилась* на пространственную и временную, вследствие чего упростились как методика расчета, так и вытекающая из нее структурная схема обнаружителя.

Разделение обработки возможно в случае: а) высокой идентичности фазочастотных характеристик всех элементарных приемных каналов антенной решетки, б) при сравнительно ограниченных линейных размерах решетки, в) при относительно узкополосном сигнале, вследствие чего запаздыванием этого сигнала по огибающей от элемента к элементу решетки можно пренебречь, а фронт волны на входах элементов ФАР можно считать плоским.

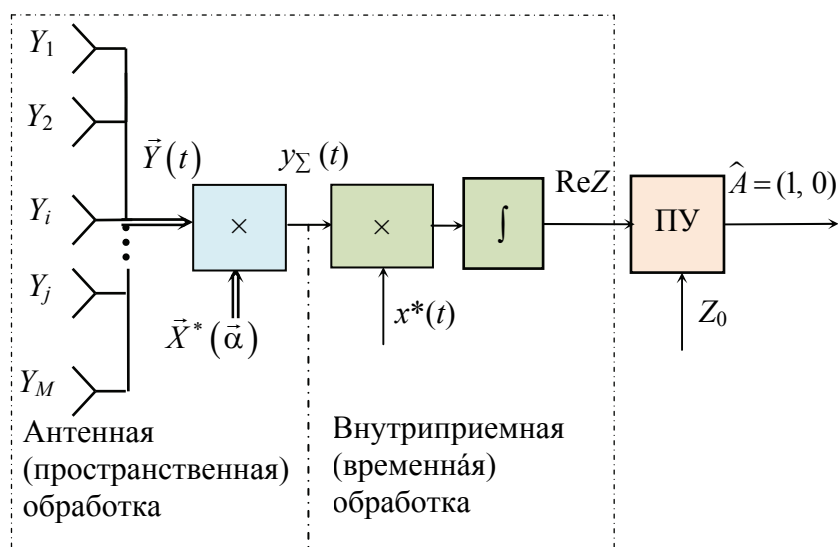


Рис. 8.16. Структурная схема многоканального обнаружителя с разделяющейся обработкой



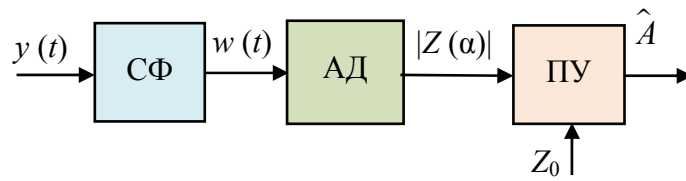


Рис. 8.17. Структурная схема фильтрового двухальтернативного обнаружителя

Исходные соотношения (8.62), (8.67), (8.68) справедливы как при разделяющейся, так и при неразделяющейся обработке. К полученным результатам можно было прийти, не вводя комплексных амплитуд высокочастотных колебаний. Однако их введение облегчает расчет, исключая преобразование несущественных высокочастотных множителей  $\cos 2\pi f_0 t$  и  $\sin 2\pi f_0 t$ .

Итак, если в качестве коррелятора внутриприемной обработки рис. 8.16 используется СФ с импульсной характеристикой  $\zeta(t-s)$ , то говорят о фильтровой обработке сигнала в соответствии со схемой, представленной на рис. 8.17, где  $w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \zeta(t-s)y(s)ds$ .

### 8.9. Методика решения задач оптимального измерения параметров радиолокационных сигналов

Измерение (оценивание) параметров сигнала, а значит, пространственных координат и других параметров движения цели, является важнейшей составной частью процесса получения РЛИ. Измерению подлежит в общем случае векторный параметр  $\vec{\alpha}^T = \|\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \dots \alpha_n\|$ , к числу составляющих которого относятся: время запаздывания сигнала  $t_3$ , пропорциональное дальности до цели в момент облучения; характеристики направления прихода отраженного сигнала (азимут  $\beta$  и угол места  $\varepsilon$  цели); величины, пропорциональные производным координат цели (доплеровское смещение частоты сигнала  $F_D = 2v_r / \lambda$ , пропорциональное радиальной скорости цели  $v_r$ ) и др.

Хотя обнаружение и измерение представляют собой единый физический процесс, тем не менее, в теории традиционной РЛ системотехники (в первую очередь в дидактических целях) измерение рассматривается независимо от обнаружения. Решение о наличии сигнала считается уже достоверно принятым и задача ограничивается возможно более точным оце-

ниванием параметра  $\vec{\alpha}$  по принятой реализации сигнала  $\vec{y}$ . Оценку называют *точечной*, если для каждой из перечисленных выше скалярных составляющих параметра  $\alpha_i$  ставится в соответствие одно оценочное значение. Оценку называют *интервальной*, если для каждой из перечисленных выше скалярных составляющих параметра  $\alpha_i$  указывается область пространства параметров (отрезок прямой), вероятность попадания истинного значения  $\vec{\alpha}$  в которую остается в допустимых пределах.

Наличие помех и флюктуаций отраженного сигнала приводит к отличию точечной оценки  $\hat{\alpha}$  от истинного значения параметра  $\vec{\alpha}$ . Степень эффективности проведенного измерения при заданных значениях параметра  $\vec{\alpha}$  или оценки  $\hat{\alpha}$  определяют *условные плотности вероятности*  $p(\varepsilon|\vec{\alpha})$  или  $p(\varepsilon|\hat{\alpha})$  погрешностей измерения  $\vec{\alpha} - \hat{\alpha} = \varepsilon$ , *условные математические ожидания* погрешностей  $M(\varepsilon|\vec{\alpha})$  или  $M(\varepsilon|\hat{\alpha})$ , а также соответствующие *корреляционные* (ковариационные) *матрицы* погрешностей (дисперсии или среднеквадратические значения погрешностей в одномерном случае). В качестве обобщенного критерия эффективности точечного оценивания вводят *средний риск погрешности измерения*

$$\bar{r} = M(r) = \int_{(\hat{\alpha}, \vec{\alpha})} r(\hat{\alpha}, \vec{\alpha}) p(\hat{\alpha}, \vec{\alpha}) d\hat{\alpha}, d\vec{\alpha}. \quad (8.78)$$

Здесь  $p(\hat{\alpha}, \vec{\alpha})$  и  $p(\hat{\alpha}, \vec{\alpha}) d\hat{\alpha}, d\vec{\alpha}$  – соответственно плотность и дифференциал вероятности произвольной ситуации  $(\hat{\alpha}, \vec{\alpha})$ ;  $r(\hat{\alpha}, \vec{\alpha})$  – функция стоимости, характеризующая плату за ошибку в ситуации  $(\hat{\alpha}, \vec{\alpha})$ .

Средний риск (8.78) вводится по аналогии со средним риском погрешностей обнаружения, но с учетом непрерывного распределения  $\vec{\alpha}$ ; суммирование поэтому заменяется интегрированием. Оптимизация выбора оценки  $\hat{\alpha}$  (как и решающей функции  $\hat{A}(\vec{y})$  в теории обнаружения) сводится к минимизации среднего риска. Минимизация связана с сопоставлением большого числа ситуаций. Чтобы уменьшить это число, сопоставление проводят при одном из двух альтернативных упрощающих предположений: а) оцениваемая величина  $\vec{\alpha}$  в статистическом смысле неслучайная, но неизвестная; б) эта величина случайная с плотностью вероятности  $p(\vec{\alpha})$  возможных ее значений.

Первый подход соответствует классической (небайесовской), второй – байесовской теории оценивания. Результаты оценивания по этим теориям различаются только при малом объеме исходных данных. Классический подход исключает выбор аппроксимации «доопытного» распределения

$p(\vec{\alpha})$ , абстрагируясь от случайного (в познавательном смысле) характера неизвестного значения  $\vec{\alpha}$ , а также синтеза оценок, в том числе и по критерию минимума среднего риска. Вводят вместо этого эвристические критерии построения оценок, например, критерий *несмещенности*  $M(\varepsilon | \alpha) = 0$  (устранения систематической ошибки, зачастую без минимизации флюктуационной). Байесовский же подход допускает некоторую гипотетичность в выборе доопытного распределения  $p(\vec{\alpha})$ . Зато оказывается возможным однообразный синтез оценок для выбранного распределения  $p(\vec{\alpha})$  и функции стоимости  $r(\hat{\vec{\alpha}}, \vec{\alpha})$ . В то же время гипотетичность доопытного распределения относительна. Априорные данные могут следовать из сложившейся обстановки, данных предшествующих измерений, данных других РЛС. Кроме того, принятие гипотез об условиях работы проектируемой системы, как отмечалось ранее, является неотъемлемым элементом системотехнического метода. Поэтому проблема априорной неопределенности относительно доопытного распределения  $p(\vec{\alpha})$  не может служить препятствием для использования байесовского оценивания в инженерной практике.

Различают измерение неизменяющихся и изменяющихся во времени параметров. Измерение неизменяющихся во времени параметров можно провести за один этап, его называют *неследящим*. *Следящим* называют многоэтапное или непрерывное измерение изменяющегося во времени параметра, когда результаты предыдущего этапа измерения используются как априорные для последующего этапа.

В процессе измерения принятую реализацию  $\vec{y}$  и измеряемый параметр  $\vec{\alpha}$  полагают взаимосвязанными многомерными случайными величинами. Далее вводят их совместную плотность вероятности  $p(\vec{\alpha}, \vec{y})$  и в соответствии с формулой умножения вероятностей получают следующее выражение:

$$p(\vec{\alpha}, \vec{y}) = p(\vec{\alpha})p(\vec{y}|\vec{\alpha}) = p(\vec{y})p(\vec{\alpha}|\vec{y}). \quad (8.79)$$

Отсюда следует

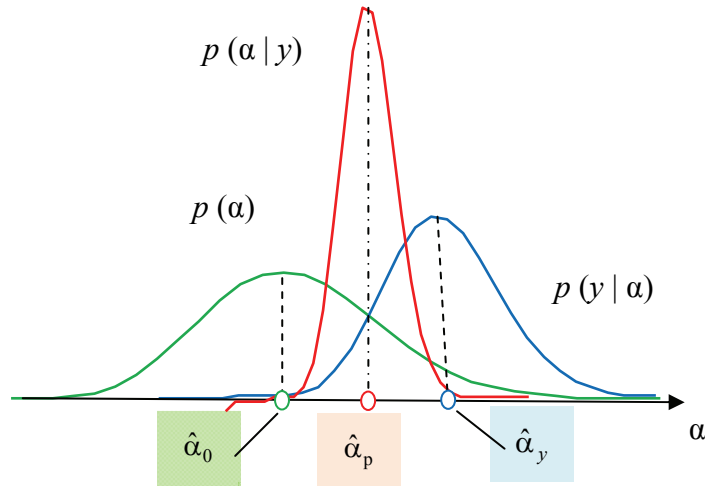
$$p(\vec{\alpha}|\vec{y}) = k_0 p(\vec{\alpha})p(\vec{y}|\vec{\alpha}), \quad (8.80)$$

где  $k_0 = 1 / p(\vec{y})$  – коэффициент, не зависящий от  $\vec{\alpha}$ . Из условия нормировки

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(\vec{\alpha}|\vec{y})d\alpha = 1$$

можно получить

$$k_0 = 1 / \int_{-\infty}^{\infty} p(\vec{\alpha})p(\vec{y}|\vec{\alpha})d\alpha.$$


 Рис. 8.18. Зависимости  $p(\bar{\alpha}|\bar{y})$ ,  $p(\bar{\alpha})$  и  $p(\bar{y}|\bar{\alpha})$  от параметра  $\alpha$ 

Выражение (8.80) связывает: а) послеопытную плотность вероятности параметра  $p(\bar{\alpha}|\bar{y})$ ; б) доопытную его плотность вероятности  $p(\bar{\alpha})$ ; в) плотность вероятности  $p(\bar{y}|\bar{\alpha})$  реализации  $\bar{y}$  при фиксированном значении параметра  $\bar{\alpha}$  (функцию правдоподобия), которая после приема сигнала несет новую информацию об  $\bar{\alpha}$ . Представленная применительно к скалярному значению параметра  $\alpha$  кривая послеопытной плотности вероятности  $p(\bar{\alpha}|\bar{y})$  (рис. 8.18) обычно значительно уже кривых доопытной плотности вероятности и функции правдоподобия. Здесь  $\hat{\alpha}_0$  – прогнозируемая оценка;  $\hat{\alpha}_y$  – оценка текущего измерения;  $\hat{\alpha}_p$  – результирующая оценка.

Операции обработки принимаемой реализации  $\bar{y}$  при измерениях сходны с соответствующими операциями обнаружения. Для выявления этого сходства введем *условное отношение правдоподобия*

$$l(\bar{y}|\bar{\alpha}) = p_{\text{сн}}(\bar{y}|\bar{\alpha}) / p_{\text{п}}(\bar{y}), \quad (8.81)$$

т. е. отношение плотности вероятности реализации  $\bar{y}$  при наличии полезного сигнала с параметром  $\bar{\alpha}$  и помехи к плотности вероятности той же реализации при наличии одной помехи. Выражая из формулы (8.81)  $p_{\text{сн}}(\bar{y}|\bar{\alpha}) = p(\bar{y}|\bar{\alpha})$  через  $l(\bar{y}|\bar{\alpha})$ , из соотношения (8.80) получаем

$$p(\bar{\alpha}|\bar{y}) = kp(\bar{\alpha})l(\bar{y}|\bar{\alpha}), \quad (8.82)$$

где не зависящий от  $\bar{\alpha}$  нормировочный коэффициент  $k = p_{\text{п}}(\bar{y}) / p(\bar{y})$  имеет

новое значение  $k = 1 / \int_{-\infty}^{\infty} p(\bar{\alpha})l(\bar{y}|\bar{\alpha})d\bar{\alpha}$ . Логарифмируя соотношение (8.82),

приходим к выражению

$$\ln p(\vec{\alpha}|\vec{y}) = \ln p(\vec{\alpha}) + \ln l(\vec{y}|\vec{\alpha}) + \text{const.} \quad (8.83)$$

Из выражения (8.83) следует, что для нахождения послеопытной плотности вероятности, а значит, получения оценок  $\hat{\alpha}$  применимы те же операции вычисления логарифма отношения правдоподобия, которые используются в РЛ обнаружителях. Поэтому РЛ измеритель может иметь общие с обнаружителем элементы оптимальной обработки (корреляционные, фильтровые, корреляционно-фильтровые). Отношение (8.81), характеризующее правдоподобность наличия в составе  $\vec{y}$  полезного сигнала с фиксированным значением  $\vec{\alpha}$ , позволяет сопоставлять правдоподобность гипотез о различных  $\vec{\alpha}$ . Слагаемое  $\ln p(\vec{\alpha})$  в формуле (8.83) отдает предпочтение определенным значениям  $\vec{\alpha}$ , если к этому имеются достаточные априорные данные.

Рассмотрим скалярный параметр  $\alpha$ . При равномерном априорном распределении  $p(\alpha)$  оптимальным байесовским методом нахождения оценок при простой функции потерь является метод максимального правдоподобия. Этот же метод считается основным, когда априорное распределение не задано. В этом случае говорят о максимально правдоподобной оценке неизвестного параметра  $\alpha$ . Она максимизирует функцию правдоподобия при фиксированной реализации выборки  $y_1, y_2, \dots, y_n$ . Качество максимально правдоподобной оценки принято определять следующими основными характеристиками.

1. *Несмещенность.* Оценка  $\hat{\alpha}(\vec{y})$  называется несмещенной оценкой параметра  $\alpha$ , если математическое ожидание этой оценки равно истинному значению оцениваемого параметра, т. е.  $M\{\hat{\alpha}(\vec{y})\} = \alpha$ .

2. *Состоятельность.* Оценка  $\hat{\alpha}(\vec{y})$  параметра  $\alpha$  называется состоятельной, если она сходится по вероятности  $P$  к истинному значению оцениваемого параметра при неограниченном увеличении числа опытов  $n$ , т. е. при любом  $\varepsilon > 0$  выполняется условие  $\lim_{n \rightarrow \infty} P\left\{\left|\hat{\alpha}(y_1, y_2, \dots, y_n) - \alpha\right| \geq \varepsilon\right\} = 0$ . Можно показать, что достаточным условием состоятельности несмещенной оценки является уменьшение дисперсии погрешности до нуля при  $n \rightarrow \infty$ .

3. *Эффективность.* Оценка  $\hat{\alpha}(\vec{y})$  называется эффективной, если средний квадрат погрешности, вычисленный для  $\hat{\alpha}(\vec{y})$ , не больше, чем для любой другой оценки  $\hat{\alpha}'(\vec{y})$ :  $M\left\{\left(\hat{\alpha}_s - \alpha\right)^2\right\} \leq M\left\{\left(\hat{\alpha}' - \alpha\right)^2\right\}$ .

Для несмещенной оценки СКП равна дисперсии. Поэтому эффективная несмещенная оценка определяется из условия минимума дисперсии

погрешности  $\sigma^2 = M \left\{ \left( \hat{\alpha}(\vec{y}) - \alpha_n \right)^2 \right\}$ . В статистической теории оценок существует неравенство (неравенство Рао – Крамера), с помощью которого по заданной функции (отношению) правдоподобия можно определить нижнюю границу дисперсии несмещенных оценок. Это позволяет на основе сравнения действительного значения дисперсии погрешности с минимальным дать характеристику качества той или иной оценки. При  $\frac{\partial p(\vec{y}|\alpha)}{\partial \alpha} \neq 0$  неравенство Рао – Крамера имеет следующий вид:

$$\sigma^2 = M \left\{ \left( \hat{\alpha}(\vec{y}) - \alpha_n \right)^2 \right\} \geq M \left\{ \left( 1 / \frac{\partial}{\partial \alpha} p(\vec{y}|\alpha) \right)^2 \right\}.$$

Итак, видим, что представленная выше методика оценки вектора информативных параметров  $\vec{\alpha}$  не учитывает влияние внешних помех и неинформативных параметров принимаемого сигнала. В наибольшей степени ограниченность такой методики проявляется на этапе измерения параметров объектов локации после адаптации пространственных, поляризационных и времячастотных характеристик измерительного комплекса к соответствующим видам помех, которая сопровождается существенными систематическими и флюктуационными погрешностями измерения.

Далее, в главе 9, исследуем фундаментальную теоретическую схему РЛ системотехники, из которой методом научной дедукции выведем ряд частных теоретических, а затем и частных эмпирических схем измерительных систем РЛС и РЛК. Затем рассмотрим процесс объединения процедур адаптивного обнаружения и измерения в единую обобщенную процедуру «адаптивного обнаружения – измерения», а также процесс разработки методологии синтеза алгоритмов, обеспечивающих минимизацию как систематической, так и флюктуационной погрешностей измерения параметров сигналов в условиях адаптации измерительного комплекса к внешним коррелированным помехам.

## **Вопросы для самостоятельной работы и контроля знаний**

1. Чем объяснить, что в современной РЛ системотехнике возникла острая необходимость в разработке обобщенного подхода к задачам статистического синтеза РЛ систем?
2. Какова методика постановки задачи оптимизации многоканального обнаружения РЛ сигналов?

3. Каковы основные показатели эффективности и критерии оптимальности двухальтернативного обнаружения РЛ сигналов?

4. В чем состоит сущность процедуры оптимизации статистических решений при двухальтернативном обнаружении?

5. Как доказать, что многоканальные обнаружители, представленные на рис. 8.4, 8.5, обеспечивают когерентную компенсации активных помех и когерентное накопление сигнала по элементам ФАР?

6. Каковы параметр и показатели качества двухальтернативного обнаружения дискретизированной выборки сигнала?

7. В чем состоят основные закономерности обнаружения непрерывного сигнала с известными параметрами на фоне гауссовской коррелированной помехи?

8. Каковы основные результаты теории многоканального обнаружения непрерывных сигналов и возможные примеры ее использования?

9. В чем заключается сущность корреляционной обработки, каковы ее основные отличия от фильтровой обработки сигналов?

10. Какова методика комплексной формы представления сигналов и помех в задачах многоканального обнаружения?

11. Каковы основные условия разделения обработки сигналов на пространственную и временную?

12. В чем заключается сущность общей методики оптимального измерения параметров РЛ сигналов?

## **Глава 9. ОБНАРУЖЕНИЕ И ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПОМЕХ**

### **9.1. Постановка задачи адаптивного обнаружения и измерения.**

#### **Модели радиолокационных сигналов и помех**

##### **Общие замечания.**

Как было показано в предыдущих главах, в реальных условиях работы радиолокатора прием и обработка радиолокационных сигналов осуществляется, как правило, на фоне внешних помех. При этом обработка сигналов на фоне внутреннего некоррелированного шума является частным решением этой общей задачи. В целом задача приема и обработки сигналов решается в два этапа: а) этап обнаружения выборки дискретизированного (рис. 8.4–8.6) или непрерывного (рис. 8.11–8.12) сигналов на фоне коррелированных помех и внутренних шумов приемного устройства; б) этап измерения пространственных, поляризационных и частотно-временных параметров сигнала (рис. 8.18).

Этап обнаружения сводится к двум основным процедурам: а) вычислению весового (комплексного или корреляционного) интеграла, б) сравнению результата вычисления с порогом. Эта процедура заканчивается формированием оценки признака обнаружения цели  $\hat{A} = 1$ . Символ «1» означает обнаружение цели, а символ «0» – ее необнаружение. В этом случае говорят об оптимальной корреляционной обработке сигналов, где под признаком оптимальности помимо согласованной обработки понимается возможность компенсации коррелированных помех.

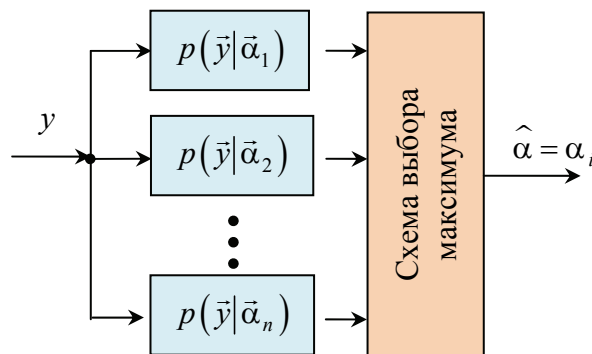
Если в качестве коррелятора используется СФ с импульсной характеристикой  $\nu(t_0 - s)$ , то это свидетельствует о фильтровой обработке сигнала (рис. 8.17). Если, наконец, обработка сигналов включает в себя последовательные или одновременные процессы корреляционной и фильтровой обработки в  $M$  скоростных (доплеровских) каналах (фильтрах) в каждом фиксированном кольце дальности  $\Delta D$ , что имеет место в цифровых РЛС, то говорят о корреляционно-фильтровой обработке (параграф 6.4). Этап измерения, рассматриваемый независимо от этапа обнаружения, сводится к нахождению максимума весового (корреляционного) интеграла, который пропорционален послеопытной плотности вероятности  $p(\vec{\alpha}|\vec{y})$  (следящее



измерение) или функции правдоподобия  $p(\vec{y}|\vec{\alpha})$  при неследящем измерении (рис. 8.18, 9.1). При дедуктивном подходе процессы обнаружения РЛ сигнала и измерения его параметров рассматриваются совместно, т. е. как единая процедура снятия априорной неопределённости сигнала относительно признака наличия или отсутствия цели, параметров внешних помех, а также некоторых неинформативных параметров самого сигнала. Рассмотрим основные принципы этого методологического подхода более подробно.

**Постановка задачи адаптивного обнаружения и измерения. Модели РЛ сигналов и помех.**

В теории радиолокации универсальным способом статистического описания априорной неопределенности является параметрическая модель, в которой, наряду с информативным векторным параметром  $\vec{\alpha}$ , принимают в расчет дополнительный векторный мешающий параметр  $\vec{\lambda}$ , называемый параметром обстановки. Этот параметр включает в себя неизвестные величины, учет которых в условиях выбранной модели позволил бы определить функцию правдоподобия. Конкретизируем в этой связи введенные ранее модели сигнала и помехи (8.1).



9.1. Схема оптимального измерителя

Пусть на фиксированном интервале наблюдения  $t \in (t_1, t_2)$  на вход измерительной системы поступают колебания  $\vec{y}(t)$ , состоящие из аддитивной смеси помехи и внутренних шумов  $\vec{n}(t, \vec{\lambda}_1)$ , и принимаемого сигнала  $\vec{x}(t, \vec{\alpha}, \vec{\lambda}_2)$ , являющегося некоторой функцией времени и информативного параметра  $\vec{\alpha}$ , включающего в том числе и признак обнаружения цели. Мешающие параметры  $\vec{\lambda}_1, \vec{\lambda}_2 \in \vec{\lambda}$  учитывают априорную неопределенность: параметр  $\vec{\lambda}_2$  – априорную неопределенность относительно неинформатив-

ных параметров сигнала, параметр  $\vec{\lambda}_1$  – априорную неопределенность относительно параметров внешних помех<sup>52</sup>.

Применительно к *байесовской трактовке* полагаем параметры  $\vec{\alpha}$  и  $\vec{\lambda}$  случайными с законами распределения  $p(\vec{\alpha})$  и  $p(\vec{\lambda})$ . Требуется определить оператор оптимальной системы, обеспечивающий получение наилучшей (в смысле минимума среднего риска) оценки  $\hat{\vec{\alpha}}$  параметра  $\vec{\alpha}$  в условиях существенной априорной неопределенности относительно параметра  $\vec{\lambda}$ , и рассчитать показатели качества полученной оценки (величину систематической и флюктуационной погрешностей измерения).

При этом под существенной априорной неопределенностью оценки информативного параметра  $\vec{\alpha}$  относительно параметра  $\vec{\lambda}$  будем понимать ситуацию, при которой оценка  $\hat{\vec{\alpha}}$  по функции правдоподобия  $p(\vec{y} | \vec{\alpha}, \vec{\lambda})$  зависит от параметра обстановки  $\vec{\lambda}$  и которой в общем случае нельзя пренебречь.

Такая ситуация возникает при измерении информативных (угловых, поляризационных и времячастотных) параметров сигнала на фоне коррелированных помех с неизвестными характеристиками. Так, при измерении угловых координат нешумящей цели на фоне АП (помех, коррелированных по пространству) первоначально возникает необходимость преодоления существенной априорной неопределенности относительно угловых положений и интенсивности источников активных помех. Эта неопределенность снимается в процессе адаптации обнаружителя-измерителя к внешним помехам. Однако в дальнейшем возникает новая априорная неопределенность, которая становится существенной в процессе формирования провала на ИП: от положения этого провала относительно максимума основного лепестка ДНА (т. е. от углового расстояния между нешумящей целью и ИП) оказывается зависимым отношение сигнал/(шум + помеха), т. е. *угловая координата нешумящей цели становится энергетическим параметром*. В этих условиях, чтобы измерить угловую координату нешумящей цели с минимально возможными систематической и флюктуационной погрешностями, необходимо снять априорную неопределенность относительно неизвестной энергии сигнала. Подобная ситуация складывается и в случае измерения доплеровской частоты сигнала на фоне ПП (помех, коррелированных во времени), а также в ряде других случаев статистического синтеза РЛ систем, рассматриваемых ниже.

Таким образом, *задача теории РЛ системотехники применительно к обнаружению и измерению параметров сигнала на фоне помех заключается в выявлении и описании закономерностей снятия существенной ап-*

<sup>52</sup> Более подробно эти вопросы рассмотрены в работе: Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М. : Сов. радио, 1977. 432 с.

риорной неопределенности сигнала относительно параметров внешних помех и неинформативных параметров сигналов, на основе которых может быть сформулирована последовательная или параллельная процедура (оптимальное решающее правило, системотехнический метод и т. д.) оценки собственно информативных параметров сигнала  $\hat{\alpha}_{\text{опт}}$  (рис. 9.2).

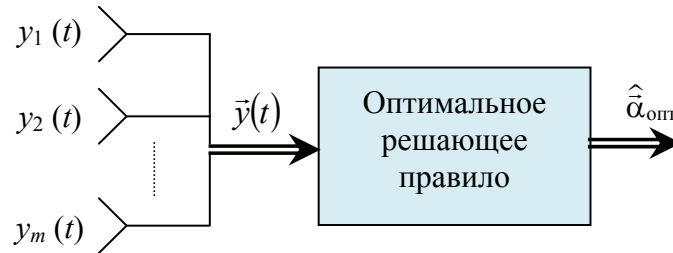


Рис. 9.2. Алгоритм принятия решения оценки информативного параметра

Следует ожидать, что такая процедура (системотехнический метод статистического синтеза РЛ измерительных систем) в общем случае будет адаптивной, а процессы адаптивного обнаружения сигнала и измерения его параметров сведутся к оценке параметров обстановки и использования этих параметров при оценке информативных параметров сигнала, т. е. процессы обнаружения и измерения параметров сигналов на фоне помех сольются в единый процесс, который в дальнейшем будем называть *адаптивным измерением* (оцениванием).

## 9.2. Общие закономерности обнаружения и измерения параметров радиолокационных сигналов в условиях априорной неопределенности

Для выяснения общих закономерностей обнаружения РЛ сигналов и измерения их параметров в условиях априорной неопределенности обратимся к введенному в главе 8 соотношению послеопытной плотности вероятности

$$p(\vec{\alpha} | \vec{y}) = k_0 p(\vec{\alpha}) p(\vec{y} | \vec{\alpha}), \quad (9.1)$$

которое с учетом наличия существенной априорной неопределенности функции правдоподобия относительно параметров обстановки  $\vec{\lambda}$  примет следующий вид:

$$p(\vec{\alpha}, \vec{\lambda} | \vec{y}) = k_0 p(\vec{\alpha}) p(\vec{y} | \vec{\alpha}, \vec{\lambda}). \quad (9.2)$$

Общая процедура оценки информативного параметра сигнала в этом случае существенно усложняется. Она сводится к усреднению совместной функции правдоподобия  $p(\vec{y}|\vec{\alpha}, \vec{\lambda})$  по параметру  $\vec{\lambda}$ :

$$\int_{\vec{\lambda}} p(\vec{y}|\vec{\alpha}, \vec{\lambda}) d\vec{\lambda} = p(\vec{y}|\vec{\alpha}) \quad (9.3)$$

и определению оценки  $\hat{\vec{\alpha}}$  из условия максимума результирующей функции правдоподобия  $p(\vec{y}|\vec{\alpha})$ , т. е.

$$p(\vec{y}|\hat{\vec{\alpha}}) = \max_{\vec{\alpha}} p(\vec{y}|\vec{\alpha}). \quad (9.4)$$

При этом возможны три случая. **В первом** удастся провести интегрирование функции  $p(\vec{\alpha}, \vec{\lambda}|\vec{y}) = kp(\vec{y}|\vec{\alpha}, \vec{\lambda})$  по параметрам обстановки  $\vec{\lambda}$  и получить распределение  $p(\vec{y}|\vec{\alpha})$ , как это имеет место при выводе достаточных статистик для моделей сигналов со случайной начальной фазой или со случайной начальной фазой и амплитудой. Здесь  $k = \iint_{\vec{\alpha}, \vec{\lambda}} p(\vec{y}|\vec{\alpha}, \vec{\lambda}) d\vec{\alpha} d\vec{\lambda}$  – нормирующий коэффициент. **Во втором случае**

интегрирование функции  $p(\vec{\alpha}, \vec{\lambda}|\vec{y})$  по параметрам обстановки  $\vec{\lambda}$  провести не удастся, однако априорная неопределенность является несущественной и ею можно пренебречь. Подобная ситуация имеет место, например, в случае оценки угловой координаты нешумящей (прикрываемой) цели при действии источника помех в области дальних боковых лепестков ДНА, когда оцениваемая координата носит слабовыраженный энергетический характер. **Третий**, более типичный случай в условиях внешних помех (в условиях существенной априорной неопределенности): подобное интегрирование в явном виде провести не удастся, а пренебречь априорной неопределенностью невозможно. В этом случае, полагая измерения регулярными (отношение сигнал/(шум + остаток компенсации помехи)  $q^2(\vec{\alpha}, \vec{\lambda}) \gg 1$ ) и проводя интегрирование с помощью асимптотического метода Лапласа, приходят к следующей системе уравнений:

$$\begin{cases} \frac{d}{d\vec{\alpha}} \ln p(\vec{y}|\vec{\alpha}, \vec{\lambda}) - \frac{1}{2} Sp \frac{d\vec{B}}{d\vec{\alpha}} \vec{B}^{-1} = 0, & (9.5) \\ \frac{d}{d\vec{\lambda}} \ln p(\vec{y}|\vec{\alpha}, \vec{\lambda}) = 0, & (9.6) \end{cases}$$

решение которой является оптимальной оценкой информативного параметра  $\vec{\alpha}$  в условиях существенной априорной неопределенности относительно параметра  $\vec{\lambda}$ . Здесь

$$\vec{B} = \|B_{ij}\|, B_{ij} = \frac{\partial^2 \ln p(\vec{y}|\vec{\alpha}, \vec{\lambda})}{\partial \lambda_i \partial \lambda_j}, \quad (9.7)$$

$Sp$  (шпур) – след матрицы, т. е. сумма ее диагональных элементов.

В тех случаях, когда функция правдоподобия может быть аппроксимирована гауссовой поверхностью по всем параметрам  $\vec{\alpha}$  и  $\vec{\lambda}$ , матрица (9.7) в (9.5) не зависит от параметра  $\vec{\alpha}$  и правило синтеза (9.5), (9.6) переходит в правило совместного оценивания параметров  $\vec{\alpha}$  и  $\vec{\lambda}$  по максимуму функции правдоподобия:

$$p(\vec{y}|\hat{\vec{\alpha}}, \hat{\vec{\lambda}}) = \max_{\vec{\alpha}, \vec{\lambda}} p(\vec{y}|\vec{\alpha}, \vec{\lambda}), \quad (9.8)$$

а система (9.5), (9.6) принимает следующий вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{d\vec{\alpha}} \ln p(\vec{y}|\vec{\alpha}, \vec{\lambda}) = 0, \\ \frac{d}{d\vec{\lambda}} \ln p(\vec{y}|\vec{\alpha}, \vec{\lambda}) = 0. \end{array} \right. \quad (9.9)$$

Алгоритм преодоления существенной априорной неопределенности (9.5), (9.6) или ему эквивалентный (9.8) будем называть *неадаптивным*, поскольку в результате решения системы, в результате подстановки оценки (9.6) в (9.5), приходим к алгоритму оценки параметра  $\vec{\alpha}$ , инвариантному к мешающим параметрам  $\vec{\lambda}$ , т. е. не содержащему мешающий параметр  $\vec{\lambda}$  в явном виде. Оценку параметра обстановки  $\vec{\lambda}$ , осуществляемую на интервале обработки сигнала, будем называть *однократной*. Очевидно, что погрешности измерения параметра  $\vec{\alpha}$ , помимо известных факторов, определяются также и дисперсией оценки параметра  $\vec{\lambda}$ .

В общем виде измерение параметров  $\vec{\alpha}$  и разрешение априорной неопределенности относительно параметров  $\vec{\lambda}$  происходит на интервале наблюдения, который ограничивается видом сигнала, интервалом его когерентности, а также сложностью помеховой обстановки. Если интервал стационарности параметра  $\vec{\lambda}$  превышает интервал измерения  $\vec{\alpha}$ , имеется возможность накопления оценок параметра  $\vec{\lambda}$  и снижения результирующей дисперсии погрешностей его измерения. В таких случаях использование

сглаженной оценки  $\hat{\lambda}$  в алгоритме измерения параметра  $\bar{\alpha}$  может привести к повышению его точности. Оценку параметра обстановки  $\hat{\lambda}$ , являющуюся результатом накопления его  $n$  предыдущих и текущей однократных оценок, будем называть многократной. По мере накопления однократных оценок параметра  $\hat{\lambda}$  его многократная оценка асимптотически сходится со своим истинным значением. Алгоритм измерения информативного параметра  $\hat{\alpha}$  приближается в этом случае к алгоритму измерения с известным параметром обстановки, т. е. к алгоритму, дисперсия погрешностей измерения которого не зависит от дисперсии погрешностей измерения параметра обстановки  $\bar{\lambda}$ . С учетом сказанного неадаптивный алгоритм (9.5), (9.6) оценки информативного параметра  $\bar{\alpha}$  в условиях априорной неопределенности относительно параметра обстановки  $\bar{\lambda}$  примет следующий вид:

$$\begin{cases} p(\bar{y}|\hat{\alpha}, \bar{\lambda}) = \max_{\bar{\alpha}} p(\bar{y}|\bar{\alpha}, \bar{\lambda}) \Big|_{\bar{\lambda}=\hat{\lambda}_{T_{\bar{\lambda}}}}, & (9.11) \end{cases}$$

$$\begin{cases} p(\bar{y}|\hat{\lambda}) = \max_{\bar{\lambda}} p(\bar{y}|\hat{\alpha}, \bar{\lambda}), & (9.12) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \hat{\lambda}_{T_{\bar{\lambda}}} = \frac{1}{T_{\bar{\lambda}}} \int_t^{t+T} \hat{\lambda}(\bar{y}, t) dt, & (9.13) \end{cases}$$

где  $T_{\bar{\lambda}}$  – интервал стационарности параметра обстановки  $\bar{\lambda}$ .

На практике, в ряде случаев, имеется также возможность накопления оценок  $\hat{\alpha}$  информативных параметров  $\bar{\alpha}$ . При этом целесообразно в алгоритме (9.12) вместо однократной оценки информативного параметра  $\bar{\alpha}$  использовать многократную оценку  $\hat{\alpha}$ , определяемую в соответствии с алгоритмом

$$\hat{\alpha}_{T_{\bar{\alpha}}} = \frac{1}{T_{\bar{\alpha}}} \int_t^{t+T} \hat{\alpha}(\bar{y}, t) dt, \quad (9.14)$$

где  $T_{\bar{\alpha}}$  – интервал стационарности параметра  $\bar{\alpha}$ .

В общем случае оценка параметров сигнала  $\hat{\alpha}_{T_{\bar{\alpha}}}$  и  $\hat{\lambda}_{T_{\bar{\lambda}}}$  может осуществляться с учетом моделей их изменения.

Алгоритм (9.11)–(9.14) измерения информативных параметров в условиях существенной априорной неопределенности относительно мешающих параметров будем называть адаптивным. *Адаптация состоит в том, что по мере накопления однократных оценок параметра обстановки  $\bar{\lambda}$  повышается точность оценки информативного параметра  $\bar{\alpha}$ .* Одновременно алгоритм

предусматривает возможность накопления, сглаживания и использования результирующей оценки информативного параметра  $\hat{\alpha}_{T_{\bar{\alpha}}}$  при формировании однократных оценок параметра обстановки  $\hat{\lambda}$ , что повышает точность оценки последнего и, в свою очередь, обеспечивает дальнейшее снижение систематической и флюктуационной погрешностей результирующей оценки  $\hat{\alpha}_{T_{\bar{\alpha}}}$ , приближая эти показатели к условиям обнаружения и измерения параметров сигналов при отсутствии коррелированных помех.

Таким образом, задача снятия априорной неопределенности сигнала относительно параметров обстановки может решаться двумя способами:

1. С помощью неадаптивных алгоритмов или решающих правил (9.5), (9.6), оказывающихся в конечном счете инвариантными к параметру  $\bar{\lambda}$  за счет решения системы (9.5), (9.6) относительно этого параметра. Такой алгоритм по показателям качества измерения (систематической и флюктуационной погрешностей измерения) соответствует однократной оценке мешающего параметра  $\bar{\lambda}$ .

2. С помощью адаптивного алгоритма (9.11)–(9.12), в котором в процессе решения системы (9.5), (9.6) используется не однократная, а сглаженная оценка параметра  $\bar{\lambda}$ . Такой алгоритм оказывается адаптивным как по параметрам  $\bar{\lambda}$ , так и по  $\bar{\alpha}$ . При этом на первом шаге адаптации по параметрам  $\bar{\lambda}$  точностные характеристики алгоритма (9.11)–(9.14) совпадают с точностными характеристиками неадаптивного алгоритма (9.5), (9.6). По мере адаптации алгоритма (9.11)–(9.14) к параметрам обстановки  $\bar{\lambda}$  его показатели качества приближаются к потенциально достижимым (к точности алгоритмов с известным параметром  $\bar{\lambda}$ ). В дальнейшем будем полагать, что векторный параметр  $\bar{\lambda} = \{\bar{\lambda}_1, \bar{\lambda}_2\}$ , где  $\bar{\lambda}_1$  – подвектор параметров помех;  $\bar{\lambda}_2$  – подвектор неинформативных (мешающих) параметров сигнала.

Таким образом, система уравнений (9.11)–(9.14) представляет собой упоминавшуюся в параграфе 1.1 фундаментальную теоретическую схему РЛ системотехники. В качестве научной гипотезы с соответствующими изменениями она заимствована из статистической теории решений и подлежит согласованию, с одной стороны, со статистической теорией радиолокации, а с другой – с эмпирическим базисом собственно РЛ системотехники. Покажем, что в процессе последовательного дедуктивного развертывания этой фундаментальной схемы происходит формирование сети частных теоретических и эмпирических схем, которые во взаимосвязи и во взаимозависимости с фундаментальной схемой образуют статистическую теорию РЛ системотехники. Покажем также, что на основе этой статистической теории может быть сформулирован системотехнический метод (упомянутое ранее решающее правило), позволяющий, в свою очередь,

сформулировать совокупность схем и методик *инженерной (системотехнической) деятельности* по разработке алгоритмов адаптивной обработки сигналов на фоне помех с последующим синтезом и анализом широкого класса измерительных РЛ систем. Для успешного решения поставленных задач предварительно введем понятие достаточной статистики основных моделей РЛ сигналов.

### **9.3. Достаточные статистики основных моделей радиолокационных сигналов**

Понятие достаточной статистики в теории статистических решений является фундаментальным. Оно связано с фактом существования полных классов решающих правил, для которых характерно то, что оптимальное правило решения оказывается зависящим не от всей совокупности наблюдаемых данных непосредственно, которые могут иметь очень большую или даже неограниченную размерность, а от сравнительно небольшой совокупности величин, являющихся функцией (функционалом) данных наблюдения.

В радиолокационной науке понятия достаточных статистик, как и сами статистические модели тех или иных объектов локации, разрабатываются в рамках статистической теории радиолокации и транслируются на уровень статистической теории системотехники в виде отношения правдоподобия или его логарифма, конкретизированного относительно выбранной модели ЗС. Эти достаточные статистики могут быть полными, учитывая всю совокупность входящих в них компонентов, или неполными, когда достаточная статистика сводится только лишь к модулю (квадрату модуля) корреляционного интеграла. Первый вариант способен охватить круг проблем статистического синтеза, связанных с полной априорной неопределенностью. Второй же вариант, нашедший широкое применение при построении современных и даже перспективных РЛС, рассчитан на задачи с несущественной априорной неопределенностью.

Поставим в качестве самостоятельной задачу вычисления полных достаточных статистик (полных выражений логарифмов отношения правдоподобия) наиболее распространенных в радиолокации статистических моделей сигналов, включая те слагаемые упомянутых статистик, которые не зависят от принимаемого сигнала и измеряемых (информативных) параметров. Не оказывая заметного влияния на показатели качества обнаружения сигналов и измерения их параметров в отсутствие внешних помех, эти слагаемые могут оказаться существенными в условиях адаптации РЛС к различным видам помеховых воздействий (в условиях существенной ап-



риорной неопределенности задачи статистического синтеза обнаружителей-измерителей относительно параметров внешних помех и неинформативных параметров сигнала).

Для решения поставленной задачи и распространения выявленных в предыдущем параграфе общих закономерностей преодоления априорной неопределенности информативного параметра  $\vec{\alpha}$  относительно мешающего  $\vec{\lambda}_1 = \{\vec{\lambda}_1^{\text{п}}; \vec{\lambda}_1^{\text{а}}\}$ , где  $\vec{\lambda}_1^{\text{а}}$ ,  $\vec{\lambda}_1^{\text{п}}$  – вектор параметров соответственно АП и ПП, введем обобщенную модель приемной системы с плоской ФАР (рис. 9.3), в состав которой входит  $m_1 \times m_2$  независимых приемных элементов (каналов). На выходах этих элементов в результате наложений собственных шумов и внешних сигналов образуется двухкоординатный (матричный) нормальный случайный процесс  $y(t)$  с нулевым средним значением, матрицей комплексных амплитуд (оггибающих)

$$\vec{Y}(t) = \begin{vmatrix} Y_{11}(t) & Y_{12}(t) & \dots & Y_{1m_1}(t) \\ Y_{21}(t) & Y_{22}(t) & \dots & Y_{2m_1}(t) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y_{m_21}(t) & Y_{m_22}(t) & \dots & Y_{m_2m_1}(t) \end{vmatrix} \quad (9.15)$$

и блочной размера  $m_2 \times m_2$  квадратной КМП

$$\vec{\Phi}(t, s) = 1/2 \left[ \vec{D}(t) \cdot \vec{D}(s)^{*T} \right] \quad (9.16)$$

с подматрицами размера  $m_1 \times m_1$   $\vec{\Phi}(t, s)_{i,j} = \left\| \left( \Phi(t, s)_{i,j} \right)_{k,l} \right\|$ , элементы которых показывают взаимную корреляцию  $k$ -го элемента  $i$ -й строки с  $l$ -м элементом  $j$ -й строки матрицы комплексных амплитуд входного сигнала  $y(t)$ , а также взаимную корреляцию измеряемых параметров сигнала  $\beta$  и  $\varepsilon$  вектора  $\vec{\alpha}$  в моменты времени  $t$  и  $s$ .

Здесь  $i, j = 1, \dots, m_2$ ;  $k, l = 1, \dots, m_1$ ;  $\vec{D}(t)$  – блочный вектор-столбец размера  $m_1 \times 1$  с элементами в виде простых вектор-столбцов  $\vec{D}_i = \left\| (D_i)_k \right\|$  размера  $m_2 \times 1$ , составленных из значений комплексных амплитуд матрицы  $\vec{Y}(t)$  (9.15):

$$\vec{D}(t) = \begin{vmatrix} \vec{D}_1(t) \\ \vec{D}_2(t) \\ \dots \\ \vec{D}_{m_1}(t) \end{vmatrix}; \quad \vec{D}_1(t) = \begin{vmatrix} Y_{11}(t) \\ Y_{21}(t) \\ \dots \\ Y_{m_21}(t) \end{vmatrix}; \quad \vec{D}_2(t) = \begin{vmatrix} Y_{12}(t) \\ Y_{22}(t) \\ \dots \\ Y_{m_22}(t) \end{vmatrix}; \dots; \quad \vec{D}_{m_1}(t) = \begin{vmatrix} Y_{1m_1}(t) \\ Y_{2m_1}(t) \\ \dots \\ Y_{m_2m_1}(t) \end{vmatrix}.$$

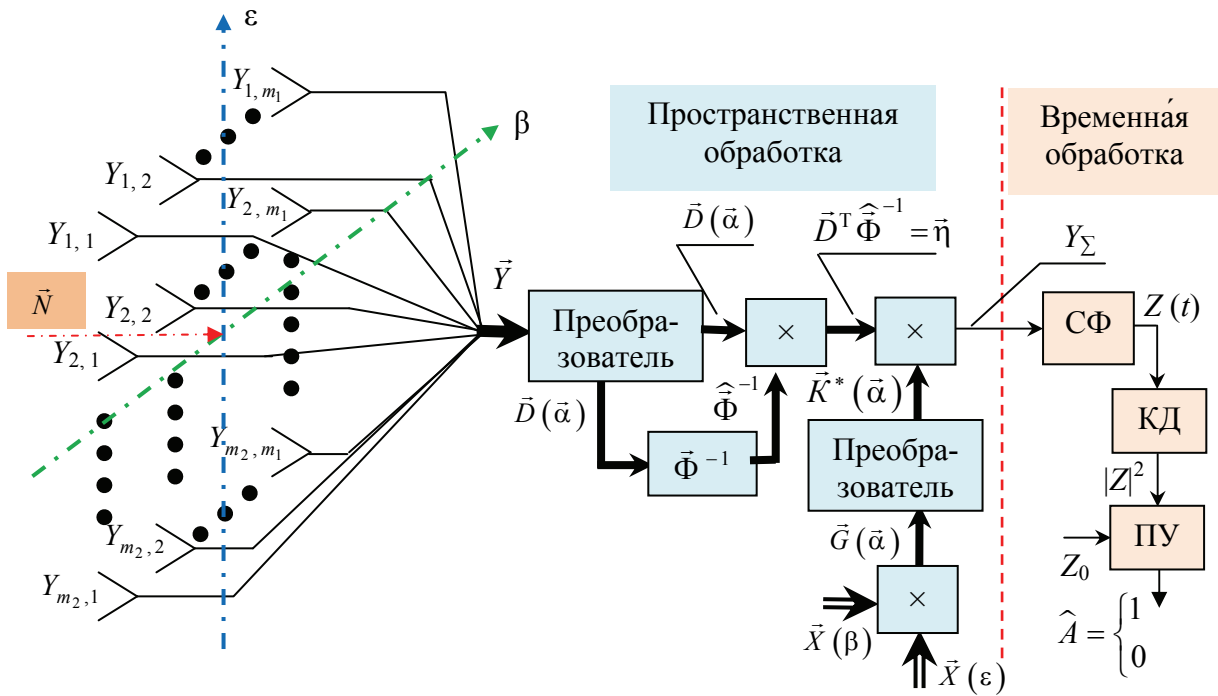


Рис. 9.3. Структурная схема адаптивного обнаружителя на базе плоской ФАР

На рис. 9.3 формирование блочного вектор-столбца  $\vec{D}(\vec{\alpha})$  из элементов матрицы  $\vec{Y}$  осуществляется в преобразователе. Двойными линиями показаны векторные операции, а жирными – матричные. С учетом специфики матрицы комплексных амплитуд входного сигнала  $\vec{D}(t)$  вариант КМП (9.16) для  $m_1 = m_2 = 4$  в моменты времени  $t, s$  имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} \vec{\Phi}(t,s) &= \frac{1}{2} \vec{D}(t) \vec{D}^{*\top}(s) = \\ &= \frac{1}{2} \begin{vmatrix} Y_{11}(t) \cdot Y_{11}^*(t) + Y_{11}(s) \cdot Y_{11}^*(s) & Y_{21}^*(t) \cdot Y_{11}(t) + Y_{21}^*(s) \cdot Y_{11}(s) \\ Y_{11}^*(t) \cdot Y_{21}(t) + Y_{11}^*(s) \cdot Y_{21}(s) & Y_{21}^*(t) \cdot Y_{21}(t) + Y_{21}^*(s) \cdot Y_{21}(s) \\ Y_{11}^*(t) \cdot Y_{12}(t) + Y_{11}^*(s) \cdot Y_{12}(s) & Y_{21}^*(t) \cdot Y_{12}(t) + Y_{21}^*(s) \cdot Y_{12}(s) \\ Y_{11}^*(t) \cdot Y_{22}(t) + Y_{11}^*(s) \cdot Y_{22}(s) & Y_{21}^*(t) \cdot Y_{22}(t) + Y_{21}^*(s) \cdot Y_{22}(s) \\ Y_{11}(t) \cdot Y_{12}^*(t) + Y_{11}(s) \cdot Y_{12}^*(s) & Y_{11}(t) \cdot Y_{22}^*(t) + Y_{11}(s) \cdot Y_{22}^*(s) \\ Y_{21}(t) \cdot Y_{12}^*(t) + Y_{21}(s) \cdot Y_{12}^*(s) & Y_{21}(t) \cdot Y_{22}^*(t) + Y_{21}(s) \cdot Y_{22}^*(s) \\ Y_{12}(t) \cdot Y_{12}^*(t) + Y_{12}(s) \cdot Y_{12}^*(s) & Y_{12}(t) \cdot Y_{22}^*(t) + Y_{12}(s) \cdot Y_{22}^*(s) \\ Y_{22}(t) \cdot Y_{12}^*(t) + Y_{22}(s) \cdot Y_{12}^*(s) & Y_{22}(t) \cdot Y_{22}^*(t) + Y_{22}(s) \cdot Y_{22}^*(s) \end{vmatrix}. \end{aligned}$$

Столь сложная структура матрицы  $\vec{\Phi}(t, s)$  связана с необходимостью учета взаимной корреляции не только элементов каждого из подвек-

торов  $\vec{D}_1(t), \vec{D}_2(t), \dots, \vec{D}_{m_1}(t)$  в отдельности, но и взаимной корреляции элементов всех этих подвекторов между собой. В противном случае в направлении на точечные ИП в ДН АФАР будут формироваться не узкие конусообразные провалы, а *сплошные вырезки* плоскостями  $\beta, \varepsilon$  в форме *креста* с центром в направлении на подавляемый ИП, что для АФАР является неприемлемым, так как приводит к подавлению как помехового, так и полезного сигналов при совпадении одного из параметров<sup>53</sup>. Считая совместный закон распределения компонентов  $\vec{Y}_{i,k}(t)$  матрицы  $\vec{Y}(t)$  нормальным, предположим далее, что матрица  $\vec{\Phi}(t, s)$  аддитивной смеси сигнала, помех и собственных шумов антенны имеет вид

$$\vec{\Phi}(t, s) = \vec{\Phi}_{\text{сп}}(t, s) = \vec{\Phi}_{\text{п}}(t, s, \lambda_1) + \vec{\Phi}_{\text{с}}(t, s, \vec{\alpha}_{\text{и}}, \vec{\lambda}_2), \quad (9.16a)$$

где  $\vec{\alpha}_{\text{и}}$  – вектор измеряемых информативных параметров сигналов с истинными значениями  $\beta_{\text{и}}$  и  $\varepsilon_{\text{и}}$ ;  $\vec{\Phi}_{\text{п}}(t, s, \lambda_1), \vec{\Phi}_{\text{с}}(t, s, \vec{\alpha}_{\text{и}}, \vec{\lambda}_2)$  – КМ соответственно помеховой и сигнальной составляющих матрицы комплексных амплитуд  $\vec{Y}(t)$  входных воздействий.

Отношение правдоподобия и его логарифм можно получить из соотношений для дискретной выборки сигнала (8.22), (8.23) с заменой КМП  $\vec{\varphi}$  дискретных выборок на матрицы  $\vec{\Phi}_{\text{сп}}$  или  $\vec{\Phi}_{\text{п}}$ . При этом логарифм отношения правдоподобия принимает вид [7, с. 84]

$$\ln l = 1/2 \vec{D}^* \vec{L} \vec{D} - \ln \left( \left| \vec{\Phi}_{\text{сп}} \right| / \left| \vec{\Phi}_{\text{п}} \right| \right). \quad (9.17)$$

Здесь  $\left| \vec{\Phi}_{\text{сп}} \right|, \left| \vec{\Phi}_{\text{п}} \right|$  – определители (детерминанты) соответствующих матриц;  $\vec{L} = \vec{\Phi}_{\text{п}}^{-1} - \vec{\Phi}_{\text{сп}}^{-1}$  – решающая матрица, определяемая из уравнения

$$\vec{\Phi}_{\text{сп}} \vec{L} \vec{\Phi}_{\text{п}} = \vec{\Phi}_{\text{с}}. \quad (9.18)$$

Для преобразования выражения (9.17) введем «промежуточную» КМ  $\vec{\Phi}_{\text{а}}$  наложения помехи и гауссовского сигнала, измененного по амплитуде в  $\sqrt{A}$  раз ( $0 \leq A \leq 1$ ):  $\vec{\Phi}_{\text{а}} = \vec{\Phi}_{\text{п}} + A \vec{\Phi}_{\text{с}}$ .

В результате вычитаемое соотношения (9.17) можно представить следующим образом:

<sup>53</sup> Напомним, что КМП при условии  $s = t$  оказывается *эрмитовой*:  $\vec{\Phi}^T(t, t) = \vec{\Phi}^*(t, t)$  Если же  $s \neq t$ , то такая матрица является обобщенно-эрмитовой, т. е.  $\vec{\Phi}^T(t, s) = \vec{\Phi}^*(s, t)$  Это свойство КМП – см. формулу (8.60) – необходимо учитывать в случае разработки (моделирования) плоской АФАР.

$$\ln \left( \frac{|\vec{\Phi}_{\text{сп}}|}{|\vec{\Phi}_{\text{п}}|} \right) = Sp \int_0^1 \vec{\Phi}_{\text{п}} \vec{L}_a \frac{dA}{A}, \quad (9.19)$$

где  $\vec{L}_a = \vec{\Phi}_{\text{п}}^{-1} - \vec{\Phi}_a^{-1}$ .

Отношение правдоподобия (9.17) с учетом (9.19) преобразуется к виду

$$\ln l = \frac{1}{2} \vec{D}^{*T} \vec{L} \vec{D} - Sp \int_0^1 \vec{\Phi}_{\text{п}} \vec{L}_a \frac{dA}{A}. \quad (9.20)$$

Переходя к многоканальному приему непрерывных колебаний  $\vec{Y}(t)$ , имея в виду возможность предварительной дискретизации этих колебаний и устремляя к нулю интервал временной дискретизации, выражение (9.20) логарифма отношения правдоподобия, являющегося достаточной статистикой для принятия оптимального решения о значении вектора  $\vec{\alpha}_{\text{п}}$ , приведем к окончательному виду:

$$\ln l = \frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \vec{D}^{*T}(t) \cdot \vec{L}(t,s) \cdot \vec{D}(s) dt ds - Sp \int_0^1 \frac{dA}{A} \int_0^T \int_0^T \vec{\Phi}_{\text{п}}(t,s) \cdot \vec{L}_a(s,t) dt ds, \quad (9.21)$$

где  $T$  – интервал наблюдения случайного процесса  $\vec{Y}(t)$ .

Решающая матрица  $\vec{L}(t,s) = \vec{L}_a(t,s) \Big|_{A=1}$  определяется из обобщенного интегрально-матричного уравнения Фредгольма, являющегося развитием матричного уравнения (9.18):

$$\int_0^T \int_0^T \vec{\Phi}_a(t,s) \cdot \vec{L}_a(s,\theta) \cdot \vec{\Phi}_{\text{п}}(\theta,\tau) ds d\theta = A \cdot \vec{\Phi}_c(t,\tau). \quad (9.22)$$

Здесь  $\vec{\Phi}_a(t,s) = \vec{\Phi}(t,s) = \vec{\Phi}_{\text{п}}(t,s) + A \cdot \vec{\Phi}_c(t,s)$ .

При записи матрицы  $\vec{\Phi}_{\text{п}}(t,s, \lambda_1)$  учтено наличие в ней внутренних шумов элементов ФАР

### 1. Достаточная статистика для матричного когерентного сигнала с равновероятной начальной фазой и релеевской амплитудой.

Известно, что случайный процесс считается детерминированным (с известными параметрами), если задан закон его распределения. Поэтому сигнал с равновероятной случайной начальной фазой и релеевской амплитудой далее будем называть детерминированным РЛ сигналом<sup>54</sup>.

<sup>54</sup> К детерминированному принято относить и сигнал со случайной начальной фазой. Полная достаточная статистика (логарифм отношения правдоподобия  $l$ ) такого сигнала (при  $q^2 = 2\Theta / N_0 \gg 1$ ) имеет следующий вид:  $\ln l = |Z| - q^2 / 2$ , где  $|Z|$  – модуль весового (корреляци-

Вначале выведем достаточную статистику рассматриваемой модели сигнала для одномерного варианта его обнаружения на фоне белого шума. Задавая скалярными корреляционными функциями сигнала  $\Phi_c(t, s) = 1/2X(t) \cdot X^*(s)$  и помехи (белого шума)  $\Phi_n(t, s) = N_0\delta(t - s)$ , одномерный вариант уравнения (9.22) приведем к следующему виду:

$$N_0 \left[ N_0 L_a(t, \tau) + \frac{A}{2} X(t) \int_{-\infty}^{\infty} X^*(s) L_a(s, \tau) ds \right] = \frac{A}{2} X(t) X^*(\tau), \quad (9.23)$$

где  $X(t)$  – комплексная амплитуда ожидаемого сигнала. При этом интеграл в левой части уравнения (9.23) принимает значение

$$\int_{-\infty}^{\infty} X^*(s) L_a(s, \tau) ds = A \mathcal{E}_0 X^*(\tau) / N_0 (N_0 + A \mathcal{E}_0). \quad (9.24)$$

Здесь  $\mathcal{E}_0 = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |X(t)|^2 dt$  – энергия ожидаемого сигнала. (9.25)

При подстановке соотношения (9.24) в (9.23) получаем искомое значение  $L_a(t, \tau)$ :

$$L_a(t, \tau) = AX(t)X^*(\tau) / 2N_0(N_0 + A\mathcal{E}_0). \quad (9.26)$$

Подставляя уравнение (9.26) в (9.21), вводя параметр обнаружения  $q^2 = 2\mathcal{E}_0 / N_0$  и нормированный к  $N_0$  комплексный весовой интеграл (8.51)  $Z = \int_{-\infty}^{\infty} Y(t)X^*(t)dt / N_0$ , получаем достаточную статистику для детерминированного сигнала [7, с. 83–89]:

$$\ln l = \left[ |Z|^2 / 4(1 + q^2/2) \right] - \ln(1 + q^2/2). \quad (9.27)$$

Рассмотрим особенности вывода достаточной статистики для матричного когерентного сигнала плоской ФАР – (соотношение (9.15)).

При известной функциональной связи между сигналами, принимаемыми отдельными элементами антенной системы, КМ сигнала представим в виде

$$\vec{\Phi}_c(t, s, \vec{\alpha}, \vec{\lambda}_2) = 1/2 \vec{K}(t, \vec{\alpha}) \cdot \vec{K}^{*T}(s, \vec{\alpha}),$$

---

онного) интеграла (8.51). В некоторых случаях эта статистика также используется для синтеза адаптивных РЛ обнаружителей-измерителей, однако класс решаемых ею задач ограничен. По этой причине она в учебнике не рассматривается.

где  $\vec{K}(t, \vec{\alpha})$ , по аналогии с вектором  $\vec{D}(t)$ , – блочный вектор-столбец размера  $m_1 \times 1$  с элементами в виде простых вектор-столбцов  $\vec{K}_i = \|(K_i)_k\|$  размера  $m_2 \times 1$ , сформированных из столбцов матрицы сигнала  $\vec{G}(t, \vec{\alpha})$  (рис. 9.3):

$$\vec{K}(t, \vec{\alpha}) = \begin{pmatrix} \vec{K}_1(t, \vec{\alpha}) \\ \vec{K}_2(t, \vec{\alpha}) \\ \dots \\ \vec{K}_{m_1}(t, \vec{\alpha}) \end{pmatrix}; \quad \vec{K}_1(t, \vec{\alpha}) = \begin{pmatrix} X_{11} \\ X_{21} \\ \dots \\ X_{m_2 1} \end{pmatrix}; \quad \vec{K}_2(t, \vec{\alpha}) = \begin{pmatrix} X_{12} \\ X_{22} \\ \dots \\ X_{m_2 2} \end{pmatrix}; \dots;$$

$$\vec{K}_{m_1}(t, \vec{\alpha}) = \begin{pmatrix} X_{1m_1} \\ X_{2m_1} \\ \dots \\ X_{m_2 m_1} \end{pmatrix}; \quad \vec{G}(t, \vec{\alpha}) = \vec{X}(t, \beta) \vec{X}^T(t, \varepsilon) = \begin{pmatrix} X_{11} & X_{12} & \dots & X_{1m_1} \\ X_{21} & X_{22} & \dots & X_{2m_1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ X_{m_2 1} & X_{m_2 2} & \dots & X_{m_2 m_1} \end{pmatrix}.$$

В свою очередь,  $\vec{X}(t, \beta)$  – вектор-столбец ожидаемого амплитудно-фазового распределения (АФР) сигнала в азимутальной плоскости размера  $m_1 \times 1$  с параметром  $\beta$  при фиксированном (истинном) значении параметра  $\varepsilon$ ;  $\vec{X}(t, \varepsilon)$  – вектор-столбец ожидаемого АФР сигнала в вертикальной плоскости размера  $m_2 \times 1$  с параметром  $\varepsilon$  при фиксированном (истинном) значении параметра  $\beta$ :

$$\vec{X}(t, \beta) = \begin{pmatrix} X_\beta(t) e^{-j\beta_1} \\ X_\beta(t) e^{-j\beta_2} \\ \dots \\ X_\beta(t) e^{-j\beta_{m_1}} \end{pmatrix}, \quad \vec{X}(t, \varepsilon) = \begin{pmatrix} X_\varepsilon(t) e^{-j\varepsilon_1} \\ X_\varepsilon(t) e^{-j\varepsilon_2} \\ \dots \\ X_\varepsilon(t) e^{-j\varepsilon_{m_2}} \end{pmatrix}, \quad X_{m_2 m_1} = X_\varepsilon(t) e^{-j\varepsilon_{m_2}} \cdot X_\beta(t) e^{-j\beta_{m_1}}.$$

В этом случае решение интегрального уравнения (9.22) примет вид

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [\vec{\Phi}_n(t, s) + \frac{\Lambda}{2} \vec{K}(t) \vec{K}^{*T}(s)] \cdot \vec{L}_a(s, \theta) \cdot \vec{\Phi}_n(\theta, \tau) ds d\theta = \frac{\Lambda}{2} \vec{K}(t) \vec{K}^{*T}(\tau). \quad (9.28)$$

Введем блочный весовой вектор  $\vec{R}(t, \vec{\alpha})$  размера  $m_1$  с подблоками размера  $m_2$ , определяемый интегрально-матричным уравнением (8.67):

$$\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{\Phi}(t, s) \vec{R}(s) ds = \vec{X}(t).$$

Для случая плоской АФАР это уравнение преобразуется к виду

$$\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{\Phi}_{\Pi}^{-1}(t, s) \vec{R}(t, s) ds = \vec{K}(t, \vec{\alpha}). \quad (9.29)$$

Введем также выражение для параметра обнаружения (отношение сигнал/(помеха + шум)):

$$q(\vec{\alpha}) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{K}^T(t, \vec{\alpha}) \vec{R}^*(t, \vec{\alpha}) dt. \quad (9.30)$$

Умножим обе части исходного уравнения (9.28) на  $\vec{R}^{*T}(t)/2$  слева и проинтегрируем по  $t$ . Учитывая уравнения (9.30), (9.29), получим выражение

$$\left(1 + Aq^2/2\right) \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{K}^{*T}(s) \cdot \vec{L}_a(s, \theta) \cdot \vec{\Phi}_{\Pi}(\theta, \tau) ds d\theta = \frac{A}{2} q^2 \vec{K}^{*T}(\tau).$$

Подставляя его в формулу (9.28), получаем равенство

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{\Phi}_{\Pi}(t, s) \cdot \vec{L}_a(s, \theta) \cdot \vec{\Phi}_{\Pi}(\theta, \tau) ds d\theta = \frac{A}{2} \vec{K}(t) \vec{K}^{*T}(\tau) \left(1 + Aq^2/2\right),$$

в правую часть которого подставим выражение (9.29). После преобразований получим уравнение

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{\Phi}_{\Pi}(t, s) \cdot \left[ \vec{L}_a(s, \theta) - \frac{1}{8} \frac{A}{1 + Aq^2/2} \vec{R}(s) \vec{R}^{*T}(\theta) \right] \cdot \vec{\Phi}_{\Pi}(\theta, \tau) ds d\theta = 0.$$

Это уравнение имеет решение:

$$L_a(s, \theta) = AR(s)R^{*T}(\theta)/8(1 + Aq^2/2). \quad (9.30a)$$

В соответствии с равенством (9.21) оно распространяет отношение правдоподобия (9.27) на многомерный матричный сигнал и случай произвольно коррелированной и нестационарной гауссовой помехи. Входящий в соотношение (9.27) комплексный весовой интеграл  $Z$  определяется выражением

$$Z(t, \vec{\alpha}) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{D}^T(t, \vec{\alpha}) \cdot \vec{\Phi}_{\Pi}^{-1}(t) \cdot \vec{K}^*(t, \vec{\alpha}) dt. \quad (9.31)$$

В целом для рассматриваемого случая логарифм отношения правдоподобия

$$\ln l = \frac{|Z(t, \bar{\alpha}, \bar{\lambda})|^2}{2(1 + q^2(t, \bar{\alpha}, \bar{\lambda})/2)} - \ln(1 + q^2(t, \bar{\alpha}, \bar{\lambda})/2). \quad (9.32)$$

Следует заметить, что в выражении (9.32) учтена зависимость величины энергетического отношения сигнал/(помеха + шум)  $q^2(t, \bar{\alpha}, \bar{\lambda})$  от вектора информативных и мешающих параметров. Это указывает на возможный энергетический характер измеряемых параметров сигнала. Сходство выражения (9.32) с достаточной статистикой (9.27) является внешним. Во-первых, логарифм отношения правдоподобия (9.32) является функцией одновременно двух информативных параметров ( $\bar{\alpha}^T = \|\beta \ \varepsilon\|$ ), что проявляется при синтезе соответствующих измерителей. Во-вторых, составляющие вектора информативных параметров оказываются статистически взаимосвязанными между собой. Эта зависимость проявляется как в процессе адаптации к внешним помехам, так и в процессе адаптации к неинформативным параметрам (в рассматриваемом случае – к энергии ожидаемого сигнала).

При разделении обработки на пространственную и временную векторы  $\vec{X}(t, \beta)$ ,  $\vec{X}(t, \varepsilon)$  преобразуются к виду  $\vec{X}(t, \beta) = X_\beta(t) \vec{X}(\beta)$ ,  $\vec{X}(t, \varepsilon) = X_\varepsilon(t) \vec{X}(\varepsilon)$ . В этом случае соотношение (9.30), при условии  $X_\beta(t) = X_\varepsilon(t)$ , примет следующий вид:

$$q^2(t, \bar{\alpha}, \bar{\lambda}_1^a) = \vec{K}^T(\bar{\alpha}) \vec{\Phi}_n^{-1}(s, \bar{\lambda}_1^a) \vec{K}^*(\bar{\alpha}) \int_{-\infty}^{\infty} X^2(t) dt = 2\mathfrak{E}_0 v(\bar{\alpha}), \quad (9.33)$$

где по аналогии с уравнением (9.25)  $\mathfrak{E}_0$  – энергия ожидаемого сигнала;  $v(\bar{\alpha}) = \vec{K}^T(\bar{\alpha}) \vec{\Phi}_n^{-1}(s, \bar{\lambda}_1^a) \vec{K}^*(\bar{\alpha})$  – пространственная составляющая отношения сигнал/помеха.

При согласованной обработке (случай отсутствия внешних помех) матрица  $\vec{\Phi}_n^{-1}$  является единичной и произведение  $\vec{K}^T(\bar{\alpha}) \vec{K}^*(\bar{\alpha}) = v(\bar{\alpha}) = m_1 m_2$ .

Учитывая далее, что  $|Z|^2 = ZZ^*$ , комплексный весовой интеграл (9.31) преобразуется к виду  $|Z(t, \bar{\alpha}, \bar{\lambda}_1^a)|^2 = \mathfrak{E}_0 |Z(\bar{\alpha}, \bar{\lambda}_1^a)|^2$ , а выражение для полной достаточной статистики (9.32) примет окончательный вид:

$$\ln l = \frac{\mathfrak{E}_0 |Z(\bar{\alpha}, \bar{\lambda}_1^a)|^2}{2(1 + \mathfrak{E}_0 v(\bar{\alpha}, \bar{\lambda}_1^a))} - \ln(1 + \mathfrak{E}_0 v(\bar{\alpha}, \bar{\lambda}_1^a)). \quad (9.34)$$



Структурная схема адаптивного обнаружителя на базе плоской АФАР, обеспечивающего вычисление комплексного весового (корреляционного) интеграла  $\left| Z(\vec{\alpha}, \vec{\lambda}_1^A) \right|^2$ , приведена на рис. 9.3. Величина  $Y_\Sigma$  является результатом пространственной обработки. СФ реализует этап временной обработки сигналов. Задача обнаружения сигнала на фоне АП здесь сводится: а) к вычислению блочной КМ сигнала и помех  $\hat{\Phi}$ ; б) к ее обращению или непосредственному вычислению ОКМП  $\hat{\Phi}^{-1}$ ; в) компенсации АП за счет векторно-матричной операции  $\vec{\eta} = \vec{D}^T \vec{\Phi}^{-1}$ ; г) когерентному суммированию сигналов по элементам АФАР за счет операции векторного перемножения  $\vec{\eta}^T \vec{K}^*(\vec{\alpha}) = Y_\Sigma(\vec{\alpha})$ ; д) согласованной фильтрации и квадратичному детектированию сигналов на фоне остатков компенсации помех и внутренних шумов приемного устройства; е) сравнению полученного результата с порогом  $Z_0$ . Элементы вектора  $\vec{\eta} = \vec{D}^T \vec{\Phi}^{-1}$  представляют собой выходные сигналы элементов АФАР, очищенные от АП, поэтому весовой интеграл  $Z(\vec{\alpha})$  не зависит от мешающего параметра  $\vec{\lambda}_1^a$ .

## 2. Достаточная статистика квазидетерминированного (некогерентного во времени) РЛ сигнала.

Некогерентными называют импульсные сигналы со случайными начальными фазами высокочастотного заполнения в каждом импульсе. В отличие от когерентного сигнала статистические свойства некогерентного сигнала, отраженного от цели, являются весьма сложными. Функционал распределения вероятностей флюктуирующего некогерентного сигнала в общем случае вычислить не удастся. Не удастся синтезировать и схемы оптимальных измерителей параметров некогерентных РЛ сигналов. Поэтому при разработке и анализе измерителей параметров такой модели сигнала вводятся некоторые ограничения на его априорную структуру.

Квазидетерминированным будем называть полезный сигнал, представляющий собой совокупность  $s$  статистически независимых элементарных сигналов с детерминированной временной структурой, что может иметь место, например, при приеме некогерентной импульсной последовательности неперекрывающихся во времени сигналов (некогерентной пачки радиоимпульсов).

Введя указанные ограничения, запишем КМ  $\vec{\Phi}_c(t, l)$  квазидетерминированного сигнала плоской АФАР в виде

$$\vec{\Phi}_c(t, l) = \sum_{i=1}^s \mathcal{E}_{s_i} \vec{K}_{s_i}(t, \vec{\alpha}) \cdot \vec{K}_{s_i}^{*T}(l, \vec{\alpha}), \quad (9.35)$$

где (как и в случае с рассмотренным ранее детерминированным сигналом)  $\vec{K}_{s_i}(t, \vec{\alpha})$  – блочный вектор-столбец размера  $m_2 \times 1$  комплексных законов модуляции  $i$ -го ( $i = 1, \dots, s$ ) элементарного сигнала с элементами в виде простых вектор-столбцов  $\vec{K}_{s_i} = \left\| (K_{s_i})_k \right\|$ ,  $k = 1 \dots m_1$ , составленный из значений матрицы  $\vec{G}_{s_i}(t, \vec{\alpha}) = \vec{X}_{s_i}(t, \varepsilon) \cdot X_{s_i}(t, \beta)$  ожидаемого АФР  $i$ -го элементарного сигнала;  $\mathfrak{E}_{s_i}$  – энергия  $i$ -го элементарного сигнала.

В явном виде логарифм отношения правдоподобия для рассматриваемой модели сигнала находят из соотношения (9.21). Для этого введем прямоугольную блочную (размером  $m_2 \times s$ ) матрицу  $\vec{K}_n(t) = \left\| \vec{K}_{s_1}(t) \dots \vec{K}_{s_s}(t) \right\|$  и квадратную диагональную матрицу  $\vec{\mathfrak{E}}_s$  порядка  $s$  с элементами  $\mathfrak{E}_{s_i}$ . Тогда, представляя выражение для КМ (9.35) в виде

$$\vec{\Phi}_c(t, l) = \vec{K}_n(t) \cdot \vec{\mathfrak{E}}_s \cdot \vec{K}_n^{*\Gamma}(l) \quad (4.36)$$

и находя из обобщенного интегрально-матричного уравнения (9.22) решающую матрицу  $\vec{L}_a(t, s)$ , от соотношения (9.21) приходим к выражению для логарифма отношения правдоподобия квазидетерминированного сигнала:

$$\ln l = \frac{1}{2} \vec{Z}_s^{*\Gamma}(\vec{\alpha}) \cdot \left[ \vec{I} + \vec{q}_s^2(\vec{\alpha}) \right]^{-1} \cdot \vec{\mathfrak{E}}_s \cdot \vec{Z}_s(\vec{\alpha}) - \ln \left[ \det \left( \vec{I} + \vec{q}_s^2(\vec{\alpha}) \right) \right]. \quad (9.37)$$

Здесь  $\vec{Z}_s(\vec{\alpha})$  –  $s$ -мерный вектор-столбец комплексных корреляционных интегралов, соответствующих оптимальному обнаружению элементарных детерминированных сигналов с элементами

$$Z_{s_i}(t, \vec{\alpha}) = \int_{-\infty}^{\infty} \left( \vec{D}_{s_i}^{\Gamma}(t, \vec{\alpha}) \cdot \vec{\Phi}_n^{-1}(t) \right) \vec{K}_{s_i}^{*\Gamma}(t, \vec{\alpha}) dt; \quad (9.38)$$

$\det(\vec{A})$  – определитель матрицы  $\vec{A} = \left( \vec{I} + \vec{q}_s^2 \right)$ . В свою очередь,  $\vec{q}_s^2$  – квадратная матрица порядка  $s$  с элементами

$$q_{s_i}^2 / 2 = \mathfrak{E}_{s_i} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{K}_{s_i}^{\Gamma}(t, \vec{\alpha}) \cdot \vec{\Phi}_n^{-1}(t, l) \vec{K}_{s_i}^{*\Gamma}(l, \vec{\alpha}) dt dl. \quad (9.39)$$

В силу условия неперекрываемости во времени элементарных сигналов некогерентной пачки матрица  $\vec{q}_s^2$  является диагональной.

### 3. Достаточная статистика для стохастического сигнала.

Другим основным видом некогерентных сигналов являются стационарные процессы с нулевым средним значением и неизвестным энергетическим спектром сигнала. Сигналы такого вида еще называют стохастическими. При выводе достаточной статистики будем полагать, что интервал наблюдения  $T_n$  значительно превышает время корреляции и принимаемых полезных и помеховых колебаний, т. е.  $\Pi \gg 1 / T_n$ , где  $\Pi$  – полоса частот рассматриваемых сигналов.

Известно, что при быстрых флюктуациях принимаемых сигналов решающая матрица  $\vec{L}_a(s, \theta)$  может быть найдена преобразованием левой и правой части интегрально-матричного уравнения (9.30a) по Фурье. В связи с этим введем блочные матрицы  $\vec{N}(\omega)$  взаимных энергетических спектров помехи и  $\vec{N}_c(\omega)$  взаимных энергетических спектров сигнала. Полагая, что полезный сигнал, распространяясь от своего источника, подвергается только регулярным линейным преобразованиям, представим, как и для предыдущих достаточных статистик, блочную матрицу сигнала  $\vec{N}_c(\omega)$  размера  $M_2 \times M_2$  с подматрицами размера  $m_2 \times m_1$  в виде

$$\vec{N}_c(\omega) = N_c \cdot S_c(\omega) \cdot \vec{\varphi}_0(\omega) \cdot \vec{\varphi}_0^{*T}(\omega). \quad (9.40)$$

Здесь  $N_c$  и  $S_c(\omega)$  – соответственно спектральная плотность мощности и нормированный энергетический спектр полезного сигнала на выходе приемных элементов;  $\vec{\varphi}_0(\omega)$  – блочный вектор-столбец размера  $m_2 \times 1$  с элементами в виде простых вектор-столбцов размера  $m_1 \times 1$  (т. е.  $\vec{\varphi}_{0i}(\omega) = \|\varphi_{0ij}\|$ , где  $i = 1 \dots m_2; j = 1 \dots m_1$ ), образованный из столбцов матрицы  $\vec{Q}$  размера  $M_2 \times M_1$  ожидаемого АФР рассматриваемого стохастического сигнала. Тогда блочная матрица  $\vec{N}(\omega)$  размера  $m_2 \times m_2$  с подматрицами размера  $m_1 \times m_1$  взаимных энергетических спектров помех и собственных шумов элементов плоской ФАР примет следующий вид:

$$\vec{N}(\omega) = \vec{N}_{ш}(\omega) + \sum_{k=1}^l N_k(\omega) \vec{\varphi}_{pk}(\omega) \vec{\varphi}_{pk}^{*T}(\omega), \quad (9.41)$$

где  $\vec{N}_{ш}(\omega)$  – блочная матрица размера  $M_2 \times M_2$  взаимных энергетических спектров собственных шумов приёмных элементов с блочными элементами в виде матриц размера  $m_1 \times m_1$ ;  $N_k(\omega)$  – энергетический спектр  $k$ -го помехового сигнала;  $\vec{\varphi}_{pk}(\omega)$  – блочный вектор-столбец размера  $m_2 \times 1$ , составленный из матрицы  $\vec{G}_k$  размера  $m_2 \times m_1$ , характеризующий АФР  $k$ -й цели<sup>55</sup>

<sup>55</sup> Для стохастической модели сигнала в качестве цели обычно выступает источник АП.

( $k = \overline{1 \dots l}$ ), причём элементы  $\vec{\varphi}_{nk}(\omega)$  представляют собой вектор-столбцы размера  $m_1 \times 1$ , т. е.  $\vec{\varphi}_{nk_i}(\omega) = \|\varphi_{nk_{ij}}\| = \|G_{k_{ij}}\|$ . В этом случае достаточная статистика в виде логарифма отношения правдоподобия принимает вид

$$\ln l = \frac{N_c}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S_c(\omega)}{\Delta_c(\omega)} \left| \vec{D}_0^T(\omega) \cdot \vec{N}^{-1}(\omega) \cdot \vec{K}_c^*(\omega) \right|^2 \frac{d\omega}{2\pi} - T_H \int_{-\infty}^{\infty} \ln(\Delta_c(\omega)) \frac{d\omega}{2\pi}, \quad (9.42)$$

где  $\Delta_c(\omega) = 1 + N_c \cdot S_c \cdot \vec{\varphi}_0^T(\omega) \cdot \vec{N}^{-1}(\omega) \cdot \vec{K}_c^*(\omega)$ ;  $\vec{D}_{0i}(\omega)$  – блочный вектор-столбец размера  $m_2 \times 1$  с элементами  $\vec{D}_{0i}(\omega) = \|D_{0ij}(\omega)\|$ , составленный из значений матрицы принимаемых колебаний  $\vec{U}_0(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \vec{U}(t) \cdot e^{-j\omega t} dt$ ;

$\vec{K}_c(\omega) = \vec{X}_\beta(\omega) \vec{X}_\varepsilon(\omega)$ ;  $\vec{X}_\beta(\omega)$  – вектор размера  $m_1 \times 1$  ожидаемого АФР стохастического сигнала в плоскости  $\beta$ ;  $\vec{X}_\varepsilon(\omega)$  – вектор-строка размера  $1 \times m_2$  ожидаемого АФР стохастического сигнала в плоскости  $\varepsilon$ .

Обозначив через  $h_c(t)$  огибающую импульсной характеристики линейного фильтра с частотной характеристикой  $\sqrt{S_c(\omega)/\Delta_c(\omega)}$  и введя скалярный сигнал  $W_c(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \vec{D}^T(\omega) \cdot \vec{N}^{-1}(\omega) \cdot \vec{K}_c^*(\omega) \cdot e^{j\omega t} \frac{d\omega}{2\pi}$ , логарифм отношения правдоподобия (9.42) представим в окончательном виде:

$$\ln l = \frac{N_c}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |Z_c(t)|^2 dt - T_H \int_{-\infty}^{\infty} \ln(\Delta_c(\omega)) \frac{d\omega}{2\pi}, \quad (9.43)$$

где

$$Z_c(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_c(t-\tau) W_c(\tau) d\tau. \quad (9.44)$$

Достаточные статистики для детерминированного (9.34), квазидетерминированного (9.37) и стохастического (9.43) сигналов позволяют перейти к решению задач, поставленных в предыдущем параграфе, а именно: а) осуществить детализацию фундаментальной схемы (9.11)–(9.14), т. е. на основе законов дедукции сформировать сеть частных теоретических и эмпирических схем, которые во взаимосвязи и во взаимозависимости с фундаментальной схемой образуют *дедуктивную статистическую теорию РЛ системотехники*; б) верифицировать (подтвердить эффективность) сформулированный ранее *системотехнический метод* (упомянутое ра-

нее решающее правило), позволяющий, в свою очередь, выработать совокупность схем и методик *инженерной (системотехнической) деятельности* по синтезу алгоритмов и устройств адаптивной обработки РЛ сигналов и измерения их параметров на фоне помех; в) провести исследование на статистической (имитационной) модели измерительной РЛ системы основных показателей качества синтезированных адаптивных алгоритмов.

Методику построения дедуктивной статистической теории РЛ системотехники рассмотрим на примере измерения угловых и времячастотных параметров сигнала *со случайной амплитудой и начальной фазой*<sup>56</sup> на фоне помех, коррелированных соответственно по пространству и времени. В рамках решения поставленной задачи в качестве составляющих параметра  $\tilde{\lambda}_1$  будут выступать: а) число и угловые положения источников АП, а также интенсивности (спектральные плотности мощности) сигналов АП; б) доплеровские составляющие частоты и интенсивности ПП; в) время запаздывания и интенсивность импульсных помех, уводящих по дальности. В качестве же составляющих параметра  $\tilde{\lambda}_2$  будут выступать: а) случайные начальная фаза и амплитуда сигнала; б) энергия ожидаемого сигнала (так как в условиях адаптации к соответствующим видам внешних помех составляющие вектора информативных параметров (угловые координаты, радиальная скорость и время запаздывания) принимают энергетический характер); в) закон распределения амплитуды эхосигнала (так как в некоторых случаях, например, при сопровождении цели с доминирующей блестящей точкой, учет закона распределения амплитуды сигнала при синтезе измерителей оказывается достаточно существенным с точки зрения выигрыша в точности измерения).

Первая (и исходная) задача, которая здесь возникает, связана со снятием априорной неопределенности параметров сигнала относительно параметров АП (помех, коррелированных по пространству), так как отсутствие информации о числе, угловых положениях источников и интенсивности АП не позволяет приступить к основной задаче РЛ наблюдения – задаче оценки признака обнаружения цели  $\hat{A}$ , а также к оценке соответствующих информативных параметров сигнала. При этом особенности адаптации измерительного комплекса к ПП и уводящим по дальности АИП, в силу введенного предположения о разделении обработки на пространственную и временную, будут рассмотрены в качестве относительно самостоятельных задач.

---

<sup>56</sup> Такая статистическая (релеевская) модель сигнала является наиболее распространенной в РЛС обзорного типа и с этой точки зрения – наиболее интересной. Более сложные модели сигнала, в частности, некогерентная пачка радиоимпульсов и стохастический (шумовой) сигнал (в силу ограниченности объема учебника) рассматриваться не будут. Тем не менее, закономерности преодоления априорной неопределенности, выявленные на примере релеевской модели, оказываются справедливыми и для остальных моделей РЛ сигналов.

Вторая задача связана с преодолением априорной неопределенности сигнала относительно параметра  $\vec{\lambda}_2$  (в первую очередь – относительно неизвестной энергии ожидаемого сигнала), так как наличие этой неопределенности приводит к возникновению систематических и росту флюктуационных погрешностей измерения параметров РЛ сигнала.

#### **9.4. Преодоление априорной неопределенности параметров сигнала относительно параметров активных помех**

Задачу адаптации измерительного комплекса к АП сначала рассмотрим на примере линейной ФАР. Это позволит существенно упростить математические вычисления при сохранении общей схемы метода. Переход к плоской АФАР, с выяснением особенностей ее поведения в различных условиях воздушно-помеховой обстановки, будет выполнен на этапе статистического моделирования полученных адаптивных алгоритмов и устройств обработки.

Применительно к линейной ФАР матрица огибающих входных воздействий (9.15) преобразуется в вектор  $\vec{Y}$  размера  $m$ , где  $m$  – число элементов линейной антенной решетки, матрица двумерного АФР  $\vec{K}(t, \vec{\alpha})$  – в вектор линейного АФР  $\vec{X}(t, \vec{\alpha}) = X(t) \vec{X}(\vec{\alpha})$ , а схема адаптивного обнаружителя на базе плоской ФАР (рис. 9.3) приводится к виду, представленному на рис. 9.4. Здесь  $\vec{\alpha}$  – векторный информативный параметр применительно к линейной ФАР. От соответствующего векторного параметра, входящего в матрицу  $\vec{K}(t, \vec{\alpha})$ , он отличается тем, что в нем отсутствует одна из двух угловых координат цели, например, угол места. В линейной АФАР вектор  $\vec{X}(t, \vec{\alpha})$  используется в качестве вектора АФР по соответствующей координате (конкретнее – по азимуту  $\beta$ ). В этом случае будем полагать, что  $\vec{X}(\vec{\alpha}) = \vec{X}(\beta) = \vec{X}$ .

Как следует из схемы, представленной на рис. 9.4, техническая реализация адаптивного обнаружителя (системы адаптивной пространственной обработки сигналов или ФАР) связана с оценкой КМП и последующим ее обращением (вычислением ОКМП  $\vec{\Phi}^{-1}$ ), так как именно обратная матрица содержит в себе исчерпывающую информацию об угловых положениях источников и спектральных плотностях мощности излучаемых ими АП. В реальных же условиях воздушно-помеховой обстановки могут изменяться как параметры внешних помех, так и параметры самой РЛС, в частности, угловое положение ДН ФАР в процессе обзора ВП.

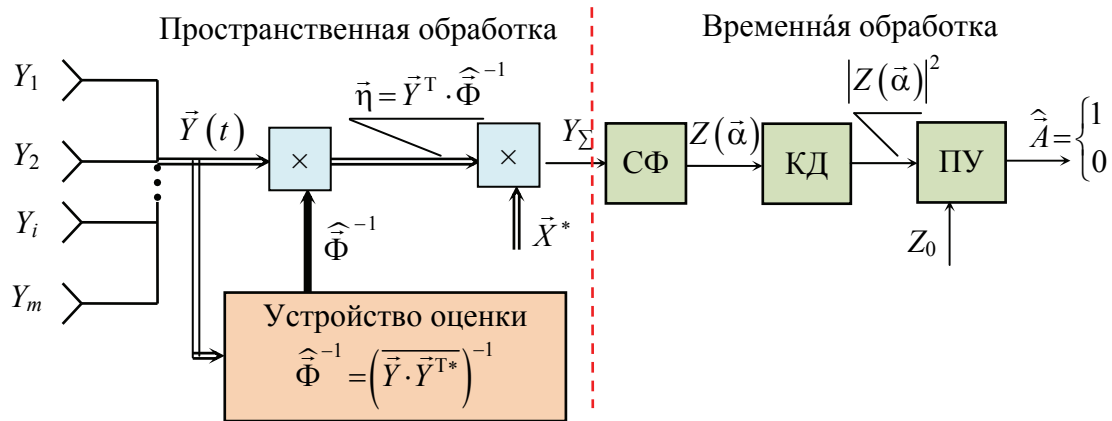


Рис. 9.4. Структурная схема обнаружителя на базе линейной АФАР

Поэтому реальный интерес представляет текущая (дискретная или непрерывная) оценка изменяющейся во времени КМП или ОКМП. Рассмотрим основные алгоритмы такой оценки.

### 9.4.1. Дискретное и непрерывное оценивание изменяющейся во времени корреляционной матрицы помех

При решении поставленной задачи будем полагать: 1) амплитуда эхосигнала значительно меньше интенсивности помехи; 2) эхосигнал присутствует очень малое время по сравнению с помехой. Поэтому полезный сигнал не оказывает существенного влияния на оценку КМ помехи и сигнала (9.16a), т. е.  $\vec{\Phi}(t, s) = \vec{\Phi}_{\text{ш}}(t, s) = \vec{\Phi}_{\text{ш}}(t, s, \lambda_1)$ . В этой связи оценку КМП  $\hat{\Phi}$  можно заменить оценкой КМ помех  $\vec{\Phi}_{\text{ш}}$  и наоборот<sup>57</sup>. В дальнейшем, при решении задачи пеленгации источников АП на фоне мощных сигналов других источников, эти ограничения будут сняты.

Пусть на входах линейной ФАР, состоящей из  $m$  элементов, действует АП с мгновенными значениями  $y_1(t) \dots y_m(t)$ , сдвинутыми по фазе от элемента к элементу решетки за счет разности хода  $\Delta D$  на величину  $\Delta\varphi = 2\pi\Delta D / \lambda$ , где  $\lambda$  – длина волны принимаемых колебаний. Представим помеховые сигналы на выходе  $i$ -го канала в виде набора дискретных отсчетов мгновенных амплитуд  $y_{il}$  с периодом дискретизации  $T_d = 1/2f_m$ , соответствующим условию теоремы Котельникова (рис. 9.5). Здесь  $i = 1, 2 \dots m$ ;  $l = 1, 2 \dots k$ ;  $f_m$  – частота самой высокочастотной составляющей спектра дискретизируемого сигнала.

<sup>57</sup> В оценках КМП, при всех упрощениях, учет внутренних шумов приемных элементов ФАР является обязательным. В противном случае КМП не будет иметь обратную матрицу себе и алгоритм адаптации будет возбуждаться.

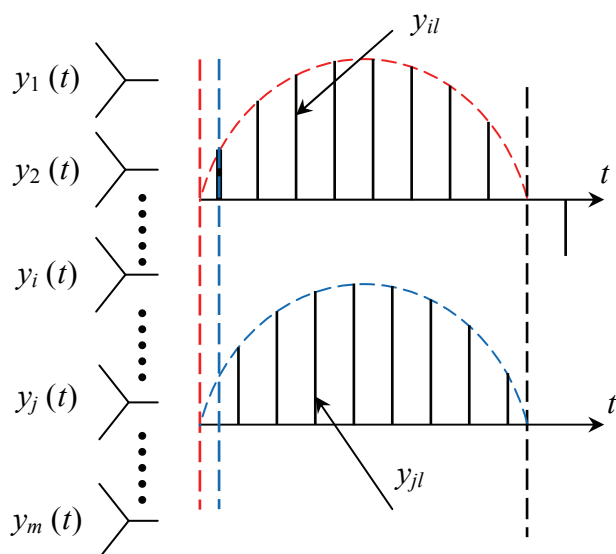


Рис. 9.5. Дискретные отсчеты сигналов на входе линейной ФАР

Для определения взаимной корреляции между сигналами  $i$  и  $j$  каналов (т. е. между  $y_i$  и  $y_j$ ) необходимо взять среднеарифметическое значение корреляционных моментов  $y_i y_j$  по числу отсчетов  $l$  от 1 до  $k$ :

$$\hat{y}_{ij} = \frac{1}{k} \sum_{l=1}^k y_{il} y_{jl}.$$

Введя комплексные амплитуды  $Y_{il}$ ,  $Y_{jl}$  и корреляционный момент  $\hat{\Phi}_{ij}$ , получим

$$\hat{\Phi}_{ij} = \frac{1}{k} \sum_{l=1}^k (Y_{il} Y_{jl}^* / 2). \quad (9.45)$$

Если операцию (9.45) выполнить по всем элементам ФАР, то получим оценку КМП:

$$\hat{\Phi} = \frac{1}{k} \sum_{l=1}^k (\bar{Y}_l \bar{Y}_l^* / 2) = \frac{1}{k} \sum_{l=1}^k \hat{\Phi}_{yl}, \quad (9.46)$$

где  $\hat{\Phi}_{yl}$  – текущая оценка КМП.

На  $k + 1$ -м шаге матрица (9.46) принимает следующий вид:

$$\begin{aligned} \hat{\Phi}_{k+1} &= \frac{1}{1+k} \sum_{l=1}^{k+1} \hat{\Phi}_{yl} = \frac{1}{1+k} \sum_{l=1}^k \hat{\Phi}_{yl} + \frac{1}{1+k} \hat{\Phi}_{y(k+1)} = \frac{k}{1+k} \hat{\Phi}_k + \frac{1}{1+k} \hat{\Phi}_{y(k+1)} = \\ &= \left(1 - \frac{1}{k+1}\right) \hat{\Phi}_k + \frac{1}{k+1} \hat{\Phi}_{y(k+1)} = \hat{\Phi}_k + \frac{1}{k+1} \left(\hat{\Phi}_{y(k+1)} - \hat{\Phi}_k\right). \end{aligned}$$



Таким образом,

$$\widehat{\Phi}_{(k+1)} = \widehat{\Phi}_k + \frac{1}{k+1} \left( \widehat{\Phi}_{y(k+1)} - \widehat{\Phi}_k \right). \quad (9.47)$$

Уравнение (9.47) представляет собой рекуррентный алгоритм оценки неизменяющейся во времени матрицы  $\vec{\Phi}$ . Разность, представленную в круглых скобках этого выражения, называют невязкой. С течением времени (увеличением  $k$ ) вес невязки убывает до нуля (рис. 9.6), что закономерно для стационарной помеховой обстановки. В случае оценки изменяющейся во времени КМП необходимо в рекуррентный алгоритм вводить модель изменения матрицы (коэффициент сглаживания оценки), отдавая предпочтение не предыдущим, а текущей оценке КМП (невязке). Простейшей является модель сглаживания «скользящее окно». В этом случае алгоритм оценки КМП можно получить из выражения (9.47), заменив убывающий до нуля коэффициент  $1/(1+k)$  коэффициентом  $1/\mu$ . Здесь  $\mu > 0$  – начальное число, определяющее размер «окна» по числу выборок, одновременно участвующих в формировании оценки матрицы. Если помеховая обстановка (в первую очередь пространственное положение ИП) изменяется достаточно быстро, то значение  $\mu$  уменьшают, если медленно – увеличивают (рис. 9.7):

$$\widehat{\Phi}_{(k+1)} = \widehat{\Phi}_k + \frac{1}{\mu} \left( \widehat{\Phi}_{y(k+1)} - \widehat{\Phi}_k \right). \quad (9.48)$$

При аналоговой обработке сигналов возникает необходимость в алгоритмах непрерывной оценки матрицы  $\widehat{\Phi}$ , которые можно получить из соотношения (9.46).

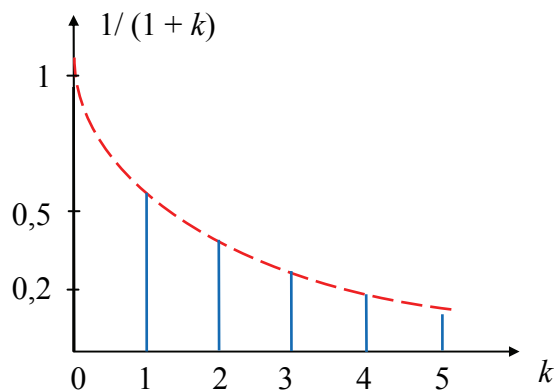


Рис. 9.6. Зависимость невязки от числа шагов адаптации

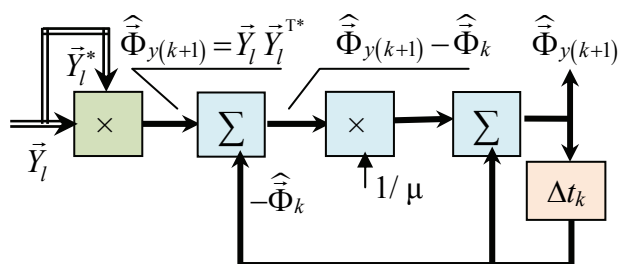


Рис. 9.7. Структурная схема рекуррентного оценивания КМП

Умножив уравнение  $\hat{\Phi} = \frac{1}{k} \sum_{l=1}^k \hat{\Phi}_{yl}$  на  $\Delta t / \Delta t$ , получим

$$\hat{\Phi}_{k+1} = \frac{1}{k\Delta t} \sum_{l=1}^k \hat{\Phi}_{yl} \Delta t. \text{ При } \Delta t \rightarrow 0$$

$$\hat{\Phi} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t \bar{\Phi}_y(t) dt. \quad (9.49)$$

Соотношение (9.49) представляет собой решение уравнения

$$T \frac{d\hat{\Phi}(t)}{dt} = \hat{\Phi}_y(t). \quad (9.50)$$

Подобное уравнение для оценки (9.48) имеет вид

$$T \frac{d\hat{\Phi}(t)}{dt} + \hat{\Phi}(t) = \hat{\Phi}_y(t), \quad (9.51)$$

$$T \frac{d\hat{\Phi}(t)}{dt} = \left( \hat{\Phi}_y(t) - \hat{\Phi}(t) \right). \quad (9.52)$$

Иногда более удобным является сглаживание результатов текущих оценок с весами, уменьшающимися по мере старения полученных текущих оценок. Алгоритм (9.52) в этом случае принимает вид [7, с. 348–350]

$$T \frac{d\hat{\Phi}(t)}{dt} = \vec{A} \hat{\Phi}(t) + \vec{C}^{-1} \vec{C}_y \left( \hat{\Phi}_y(t) - \hat{\Phi}(t) \right). \quad (9.53)$$

Здесь  $\vec{A}$  – динамическая матрица пересчета. Матрицы  $\vec{C}^{-1}$  и  $\vec{C}_y$  – КМ погрешностей результирующего измерения и матрица точности текущего измерения соответственно. Структурная схема устройства непрерывной

фильтрации матрицы, реализующая алгоритм (9.53), представлена на рис. 9.8. Таким образом, алгоритмы (9.48), (9.53) обеспечивают формирование дискретных и непрерывных оценок матрицы  $\hat{\Phi}$  с учетом некоторой модели ее изменения во времени.

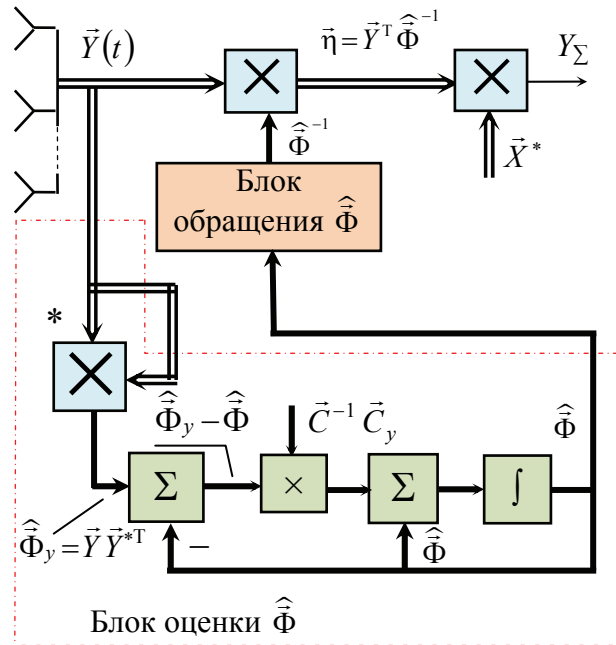


Рис. 9.8. Структурная схема устройства непрерывной фильтрации КМП

Важно подчеркнуть, что техническая реализация таких алгоритмов в реальном масштабе времени оказывается достаточно сложной, так как помимо емких векторно-матричных операций вычисления КМП здесь требуются дополнительные, не менее емкие, операции ее обращения. В то же время векторно-матричная операция компенсации АП  $\vec{\eta} = \vec{Y}^T \vec{\Phi}^{-1}$  связана с предварительным вычислением не КМП, а ей обратной, т. е. ОКМП  $\vec{\Phi}^{-1} = (\vec{Y} \vec{Y}^{*T})^{-1}$ . Поэтому на практике операции вычисления и последующего обращения КМП заменяют более простыми операциями текущего оценивания самой ОКМП  $\hat{\Phi}^{-1}$ .

#### 9.4.2. Оценивание изменяющейся во времени матрицы, обратной корреляционной матрице помех

Оценим ОКМП из очевидного уравнения  $\hat{\Phi}^{-1} \hat{\Phi} = \vec{I}$ . Продифференцировав это уравнение во времени

$$\left( \frac{d\hat{\Phi}}{dt} \right) \hat{\Phi} + \hat{\Phi}^{-1} \left( \frac{d\hat{\Phi}}{dt} \right) = 0$$

и умножив результат дифференцирования справа на  $\hat{\Phi}^{-1}$ , получим

$$\frac{d\hat{\Phi}^{-1}}{dt} = -\hat{\Phi}^{-1} \left( \frac{d\hat{\Phi}}{dt} \right) \hat{\Phi}^{-1}. \quad (9.53a)$$

Учитывая выражение (9.52), уравнение (9.53a) преобразуем к виду

$$T \frac{d\hat{\Phi}^{-1}}{dt} = -\hat{\Phi}^{-1} \left( \hat{\Phi}_y \hat{\Phi}^{-1} - \bar{I} \right) = \hat{\Phi}^{-1} - \hat{\Phi}^{-1} \hat{\Phi}_y \hat{\Phi}^{-1}$$

или

$$\hat{\Phi}^{-1} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t \left( \hat{\Phi}^{-1} - \bar{\eta} \bar{\eta}^{*T} \right) dt. \quad (9.54)$$

Устройство непрерывной оценки ОКМП, реализующее алгоритм (9.54), представлено на рис. 9.9. Здесь введен преобразованный вектор  $\bar{\eta} = \left( \bar{Y}^T \hat{\Phi}^{-1} \right)^T$ , в котором, как отмечалось ранее, сигнал помехи уже подавлен. Очевидно, что техническая реализация алгоритма ОКМП значительно проще алгоритмов фильтрации  $\hat{\Phi}$ , так как позволяет проводить непосредственно вычисление оценки  $\hat{\Phi}^{-1}$  и вектора  $\bar{\eta}$ .

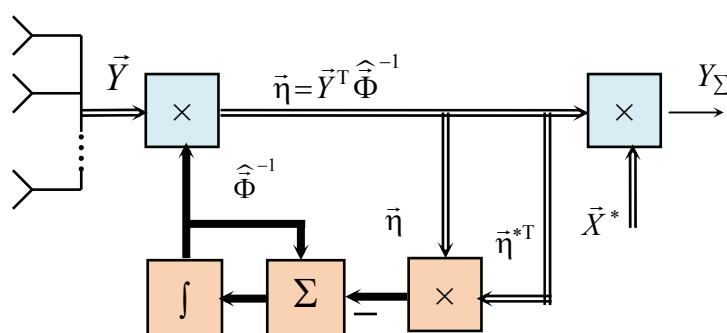


Рис. 9.9. Структурная схема устройства непрерывной оценки ОКМП

Таким образом, преодоление априорной неопределенности информативного параметра  $\bar{\alpha}$  относительно параметров АП  $\bar{\lambda}_1^a$  требует вычисления КМП  $\bar{\Phi}_n$  с последующим ее обращением либо вычисления собственно

ОКМП  $\hat{\Phi}^{-1}$  и формирования преобразованного вектора  $\vec{\eta} = \vec{Y}^T \hat{\Phi}^{-1}$ . И те, и другие варианты требуют емких операций векторно-матричного перемножения, однако вычисление ОКМП оказывается значительно более простым при сохранении всех характеристик процесса адаптации (быстродействия и коэффициента подавления помех), поскольку при переходе от оценки  $\hat{\Phi}$  к оценке  $\hat{\Phi}^{-1}$  никаких ограничений на алгоритмы адаптации не накладывалось.

### 9.4.3. Алгоритмы и устройства оценивания весового вектора. Применение корреляционной обратной связи в устройствах обработки

Итак, для преодоления априорной неопределенности информативного параметра  $\vec{\alpha}$  относительно параметров АП  $\vec{\lambda}_1^a$  необходимо найти оценку  $\hat{\Phi}$  или  $\hat{\Phi}^{-1}$  с последующей векторно-матричной операцией вычисления комплексного весового (корреляционного) интеграла

$$Z(t, \vec{\alpha}) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{Y}^T(t, \vec{\alpha}) \cdot \vec{\Phi}^{-1}(t) \cdot \vec{X}^*(t, \vec{\alpha}) dt,$$

который в условиях разделения обработки на пространственную и временную может быть представлен весовой суммой  $Y_{\Sigma} = \vec{Y}^T \vec{\Phi}^{-1} \vec{X}^*$ . При этом на каждом шаге адаптации необходимо выполнить  $m^2$  операций векторно-матричного перемножения  $\vec{\eta} = \vec{Y}^T \hat{\Phi}^{-1}$  и  $m$  операций векторного перемножения квадратичной формы  $Y_{\Sigma} = \vec{Y}^T \vec{\Phi}^{-1} \vec{X}^*$ . Для упрощения операций обработки от оценки матрицы  $\hat{\Phi}^{-1}$  переходят к оценке *весового вектора*  $\hat{R} = \hat{\Phi}^{-1} \vec{X}^*$ . В этом случае, во-первых, отпадает необходимость выполнения операций перемножения  $\hat{\Phi}^{-1} \vec{X}^*$  на каждом шаге адаптации; во-вторых, значительно упрощается вычисление самого вектора  $\vec{R}(\vec{\alpha})$ , так как здесь присутствуют только операции векторного перемножения, и, в-третьих, наличие в таких алгоритмах адаптации корреляционной обратной связи обеспечивает минимизацию остатков компенсации помех, что весьма существенно при аналоговой реализации устройства обработки, характеризующейся нестабильностью работы входящих в него элементов.

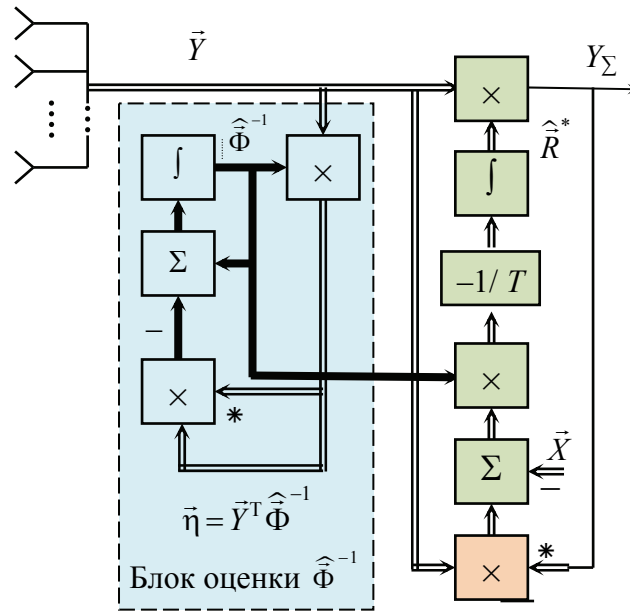


Рис. 9.10. Структурная схема линейной АФАР на базе АКП без выделенного основного канала

Умножив соотношение (9.54) оценки матрицы  $\hat{\Phi}^{-1}$  на  $\vec{X}$  справа, находим уравнение для весового вектора  $\vec{R}$ :

$$T \frac{d\vec{R}}{dt} = -\hat{\Phi}^{-1} (\hat{\Phi}_y \vec{R} - \vec{X}) = -\hat{\Phi}^{-1} (\vec{Y} Y_\Sigma^* - \vec{X}), \quad (9.55)$$

где  $Y_\Sigma = \vec{Y}^T \vec{R}^* = \vec{Y}^T \hat{\Phi}^{-1} \vec{X}^*$ .

Структурная схема устройства оценки весового вектора  $\vec{R}$ , реализующего алгоритм (9.55), представлена на рис. 9.10. Подобные устройства иногда называют многоканальными АКП с равноценными каналами, которые не содержат выделенный основной канал. Матричный множитель  $\hat{\Phi}^{-1}$  при невязке (9.55) существенно усложняет реализацию этого алгоритма, так как требует дополнительного блока обращения матрицы  $\hat{\Phi}$ . В то же время этот множитель, оказывая существенное влияние на переходные процессы адаптации, не влияет на качество помехозащиты в установившемся режиме. На практике этот матричный множитель обычно заменяют некоторой константой и тогда алгоритм оценки вектора  $\vec{R}$  принимает следующий вид:

$$T \frac{d\vec{R}}{dt} = -\gamma (\hat{\Phi}_y \vec{R} - \vec{X}) = -\gamma (\vec{Y} Y_\Sigma^* - \vec{X}). \quad (9.56)$$

Для снижения влияния замены матричного множителя  $\widehat{\Phi}^{-1}$  на скаляр  $\gamma$  вектор входных воздействий  $\vec{Y}$  предварительно пропускают через диагональную нормирующую матрицу  $\vec{L}$ , действие элементов которой эквивалентно действию многомерной схемы ШАРУ. Это несколько повышает быстродействие и устойчивость работы устройства адаптации в сложной помеховой обстановке. Структурная схема, реализующая алгоритм (9.56), представлена на рис. 9.11. Устройство представляет собой многоканальную следящую систему, адаптирующуюся к параметру обстановки  $\tilde{\lambda}_1^a$  за счет адаптивного управления амплитудой и фазой помеховых колебаний сразу по всем элементам ФАР. Если результирующий вектор  $\vec{R}$  представить в виде векторной суммы

$$\vec{R} = \gamma(\vec{X} + \vec{R}_\Delta), \quad (9.57)$$

то уравнение (9.56) преобразуется в систему уравнений вида

$$\begin{cases} Y_\Sigma = \vec{Y}^T \vec{R}^* = \gamma(\vec{Y}^T \vec{X} + \vec{Y}^T \vec{R}_\Delta^*) = y_{\Sigma 1} + y_{\Sigma \Delta}, \\ T d\vec{R}_\Delta/dt = -\gamma \vec{Y} \vec{Y}^T \vec{R}^* = -\gamma \vec{Y} Y_\Sigma^*. \end{cases} \quad (9.58)$$

Устройство, реализующее систему уравнений (9.58), представлено на рис. 9.12. Очевидно, что при числе компенсационных (дополнительных) каналов  $n$ , равном единице, такая схема преобразуется в одноканальный АКП.

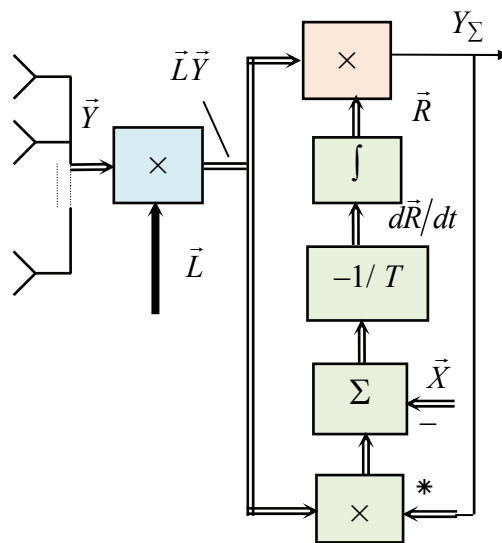


Рис. 9.11. Структурная схема АФАР со схемой ШАРУ

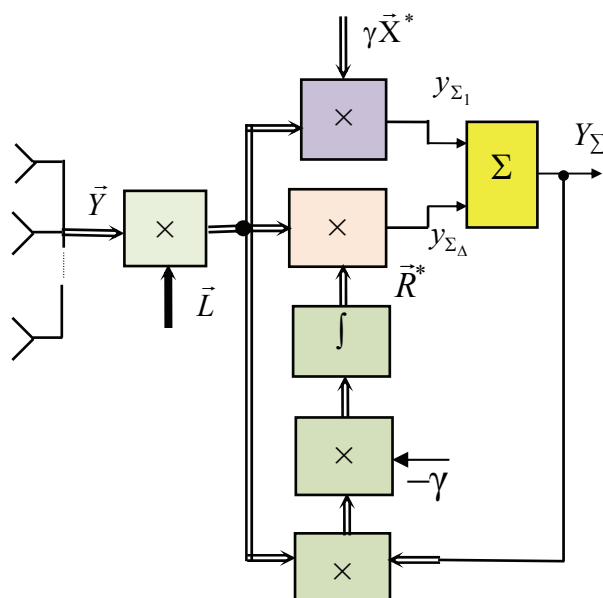


Рис. 9.12. Структурная схема многоканального АКП с выделенным основным каналом

Существенным недостатком рассмотренных АКП, по сравнению с АФАР на основе оценки КМП или ОКМП (рис. 9.8, 9.9), является необходимость возобновления адаптации при каждом изменении положения ДН АФАР (при каждом изменении вектора АФР  $\vec{X}$ ). Кроме того, в сложной помеховой обстановке (при большом числе ИП  $N$ , где  $N \leq m$ ) такие устройства оказываются малоэффективными из-за низкой скорости адаптации. Из-за слабой направленности отдельных элементов сигнал каждого ИП попадает во все приемные каналы ФАР и оказывается статистически взаимосвязанным с сигналами других ИП, что негативно влияет на переходные процессы при адаптации.

От отмеченного недостатка свободны равноценные по быстродействию устройства, представленные на рис. 9.8, 9.9. Однако у первого из них отсутствует корреляционная обратная связь, что снижает его эффективность, особенно при нестабильной работе приемных каналов ФАР. Одновременно оба эти устройства, как уже отмечалось, оказываются достаточно сложными из-за емких матричных операций и не могут быть применены в РЛС с выделенными основным и компенсационными каналами.

Наиболее эффективным является алгоритм с выделенным основным каналом, корреляционными обратными связями и адаптивным матричным (переобеляющим) фильтром в цепи компенсационных каналов. Этот алгоритм можно получить, представив вектор ожидаемого сигнала  $\vec{X}^T = \|X_1 \ 0 \dots 0\|$ . В результате из  $m$  параллельных каналов (рис. 9.10), подвергаемых неадаптивной весовой обработке  $\gamma \vec{X}$ , остается один с острона-



правленной антенной; из  $m$  адаптивно управляемых каналов, подвергаемых обработке  $\vec{K}_\Delta$ , остается  $(m - 1)$  компенсационный канал. В этом случае количество компенсационных каналов может определяться, исходя из ожидаемого числа ИП  $N$ , которое обычно значительно меньше числа элементов ФАР  $m$ . Это, в свою очередь, позволяет существенно упростить техническую реализацию АФАР. ДН компенсационных каналов должны различаться своей амплитудной или фазовой структурой и могут выбираться разными способами: а) слабонаправленными, прикрывающими только боковые лепестки основной ДН; б) остронаправленными, неуправляемыми, перекрывающими не только боковые лепестки, но и скаты ДН основного канала, за счет чего происходит повышение качества подавления АП на скатах основного лепестка; в) остронаправленными, управляемыми за счет внешней информации об угловых положениях (пеленгах) ИП.

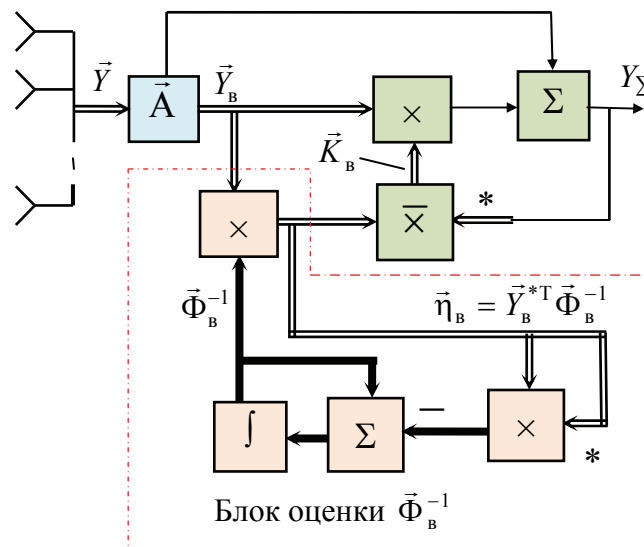


Рис. 9.13. АФАР с выделенными основным и компенсационными каналами и переобеляющим матричным фильтром

Заменяя в уравнении (9.58) коэффициент  $\gamma$  на матрицу  $\vec{\Phi}_B^{-1}$  размера  $N$ , приходим к алгоритму многоканального АКП с выделенными основным и компенсационными каналами, корреляционной обратной связью и  $N$ -мерным адаптивным матричным фильтром в цепи компенсационных каналов<sup>58</sup>:

$$Y_\Sigma = y_{1a} + \vec{K}^{*T} \vec{Y}_B, \quad (9.59)$$

<sup>58</sup> Данный алгоритм в аналоговом и цифровом виде выведен непосредственно из алгоритма оценки ОКМП М.И. Ботовым, В.Н. Кокиным и В.П. Рябухой в 1983 году.

$$T d\vec{K}_1/dt = -\vec{\Phi}_B^{-1} \vec{Y}_B Y_\Sigma^*, \quad (9.60)$$

$$T d\vec{\Phi}_B^{-1}/dt = \vec{\Phi}_B^{-1} - \vec{\eta}_B \vec{\eta}_B^{*T}, \quad (9.61)$$

где  $y_{1a}$  – сигнал основного канала;  $\vec{K} = \vec{R}_\Delta$  – весовой вектор компенсационных каналов;  $\vec{\Phi}_B^{-1}$  – ОКМП компенсационных каналов размера  $N$ ;  $\vec{\eta}_B = \vec{Y}_B^{*T} \vec{\Phi}_B^{-1}$ .

Устройство, реализующее алгоритм (9.59)–(9.61), представлено на рис. 9.13. Диаграммообразующая матрица  $\vec{A}$  обеспечивает выделение основного и компенсационных каналов. В целом такое устройство при числе компенсационных каналов не менее ожидаемого числа ИП обладает потенциальным быстродействием и коэффициентом подавления помех. Если матрицу  $\vec{\Phi}_B^{-1}$  сделать диагональной (например, недиагональные элементы не вычислять), то это будет эквивалентно действию схем ШАРУ в каждом из компенсационных каналов. Если же эту матрицу заменить единичной, то такая схема будет эквивалентна многоканальному (см. гл. 5, рис. 5.15) АКП.

#### **Переходные процессы при адаптации.**

В установившемся режиме все рассмотренные выше многоканальные алгоритмы и соответствующие им устройства адаптации в подобной помеховой обстановке имеют примерно равные показатели качества (коэффициент подавления помех или величину отношения сигнал/помеха на выходе АФАР и быстродействие). Однако в переходном режиме, особенно в условиях воздействия нескольких источников АП, эти алгоритмы существенно различаются как по коэффициенту подавления помех, так и по скорости адаптации (скорости достижения потенциально возможного отношения сигнал/остаток компенсации помех).

Анализ переходных процессов при адаптации можно осуществить двумя способами: аналитическим, который достаточно сложен, и статистическим (имитационным), т. е. путем моделирования переходных процессов АФАР на ЭВМ. Второй подход при условии заранее разработанной статистической модели оказывается весьма эффективным, наглядным и более достоверным, так как приближен к реальным условиям адаптации. Модель (приложение Б) представляет собой цифровой аналог АФАР, элементы которой имеют собственные (некоррелированные) шумы, массив внешних помех, количество, интенсивности и угловые положения источников которых могут изменяться, массив сигнала размера  $n$ , а также блок количественной оценки переходных процессов (блок вычисления отношений сигнал/помеха по шагам адаптации) и собственно алгоритмы адаптации, подлежащие исследованию. Вектор входных воздействий представляет собой аддитивную смесь внутренних шумов, сигнала и внешних помех

со своими АФР. Переходные процессы по установлению отношения сигнал/(внутренний шум + остаток компенсации помехи) оценивается по соотношению

$$\frac{q^2}{2} = \left| \hat{\vec{R}}^T \vec{X}^* \right| / \hat{\vec{R}}^T \vec{\Phi}_и \hat{\vec{R}}^* \quad (9.62)$$

или его десятичному логарифму, где  $\vec{\Phi}_и = 1/2 \left( \overline{\vec{Y}\vec{Y}^{*T}} \right)$  – истинная КМП, представляющая собой матрицу, полученную путем усреднения  $k$  векторов  $\vec{Y}$ . Здесь  $k$  – размер массива входных воздействий (количество векторов  $\vec{Y}$  в массиве адаптации).<sup>59</sup> По мере установления вектора  $\hat{\vec{R}} = \hat{\vec{\Phi}}^{-1} \vec{X}^*$  (по мере все большего соответствия оценочной матрицы  $\hat{\vec{\Phi}}$  своему истинному значению и, следовательно, собственной прямой матрице  $\vec{\Phi}_и$ ) начинает возрастать отношение сигнал/(внутренний шум + остаток компенсации помехи)  $q^2$ .

Анализ переходных процессов удобно провести по алгоритму (9.59)–(9.61), дискретный аналог которого имеет следующий вид:

$$y_\Sigma^{k+1} = y_{1a}^{k+1} + \vec{K}^{*T(k)} \vec{Y}_B^{k+1}; \quad (9.63)$$

$$\vec{K}^{k+1} = \vec{K}^k - \vec{\Phi}_B^{-1(k)} \vec{Y}_B^{k+1} \frac{y_\Delta^{*(k+1)}}{\Pi + \vec{Y}_B^{*T(k+1)} \vec{\Phi}_B^{-1(k)} \vec{Y}_B^{k+1}}; \quad (9.64)$$

$$\vec{\Phi}_B^{-1(k+1)} = \vec{\Phi}_B^{-1(k)} - \frac{\vec{\Phi}_B^{-1(k)} \vec{Y}_B^{(k+1)} \vec{Y}_B^{*T(k+1)} \vec{\Phi}_B^{-1(k)}}{\Pi + \vec{Y}_B^{*T(k+1)} \vec{\Phi}_B^{-1(k)} \vec{Y}_B^{(k+1)}}. \quad (9.65)$$

Здесь  $\Pi = 2m$  – размер упоминавшегося ранее «скользящего окна», в котором усредняются выборки;  $k$  – номер шага адаптации (номер отсчета дискретной выборки входного сигнала). Выбор алгоритма (9.59)–(9.61) в качестве исходного связан с тем, что в этом случае нет необходимости отдельно моделировать алгоритмы оценки весового вектора (алгоритмы обычных многоканальных автокомпенсаторов с выделенным основным каналом или равноценными компенсационными каналами), так как он преобразуется в алгоритмы обычного автокомпенсатора при  $\vec{\Phi}_B = \vec{I}$ . Из алгоритма (9.65) можно получить и алгоритм оценки ОКМП с той лишь особенностью, что

<sup>59</sup>Данная методика оценки переходных процессов в АФАР бала предложена М.И. Ботовым и В.Н. Кокиным в 1983 году.

вместо  $\vec{Y}_b$  размера  $N$  необходимо использовать вектор входных воздействий  $\vec{Y}$  размера  $m$ .

Результаты статистического моделирования рассматриваемых алгоритмов при числе элементов линейной ФАР  $m = 16$ ,  $\Pi = 12$  и числе источников помех  $N = 7$  представлены на рис. 9.14. Для моделируемой ситуации потенциальное отношение сигнал/шум (т. е. отношение, полученное при отсутствии внешних помех) равно 8. Кривыми 1, 3 представлена зависимость  $q^2$  от номера шага адаптации  $k$  алгоритма ОКМП (9.54) и алгоритма с выделенным основным каналом (9.63)–(9.65) соответственно.

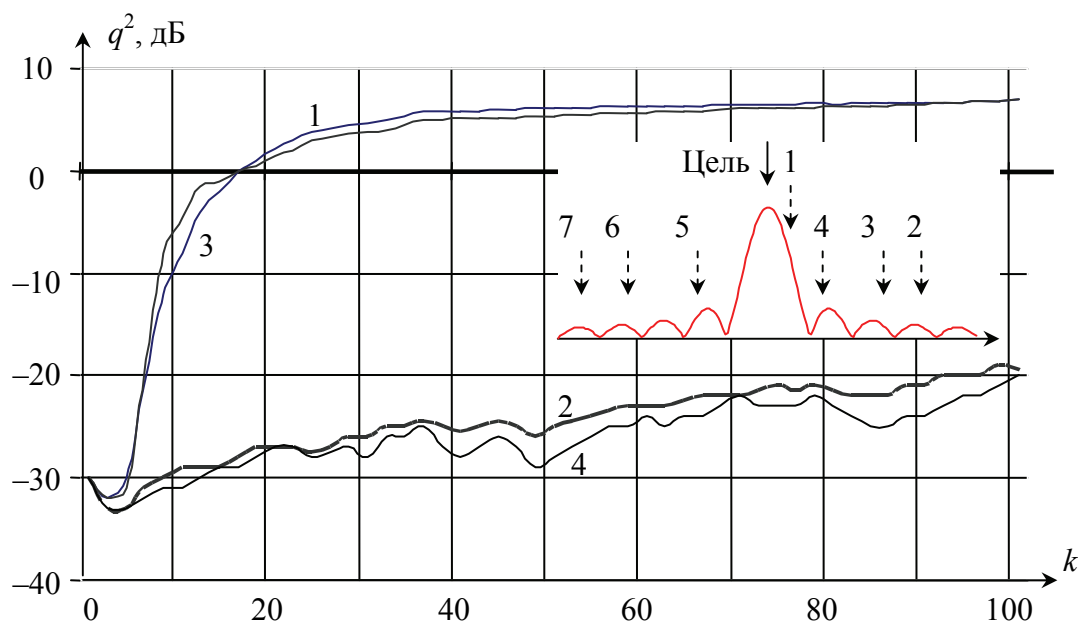


Рис. 9.14. Результаты статистического моделирования переходных процессов основных алгоритмов адаптации

Как видно, данные алгоритмы имеют одинаковое быстродействие и через  $k = 14 = 2N$  шагов адаптации потери в отношении сигнал/(шум + остаток компенсации) не превышают 6–8 дБ. Кривой 2 показана зависимость  $q^2(k)$  для алгоритма (9.63)–(9.65) при условии, что в нем используются только диагональные элементы матрицы  $\vec{\Phi}_b^{-1}$ . Кривой 4 представлена эта же зависимость при условии, что матрица  $\vec{\Phi}_b^{-1}$  является единичной. В первом случае сигналы помехи каждого из компенсационных каналов нормированы к дисперсии помехи этих каналов, что эквивалентно действию схем ШАРУ. Во втором случае алгоритм (9.63)–(9.65) переходит в алгоритм обычного многоканального АКП. Очевидно, что быстродействие многоканального АКП в сложной помеховой обстановке значительно меньше быстродействия оптимальных алгоритмов адаптации, что ставит

под сомнение возможность его применения в многоканальных системах защиты РЛС от АП.

Итак, мы рассмотрели задачу снятия априорной неопределенности параметров сигнала относительно параметров АП. Далее исследуем задачу преодоления априорной неопределенности сигнала относительно неинформативного параметра  $\vec{\lambda}_2$ , в частности, относительно неизвестной энергии ожидаемого сигнала, поскольку отсутствие такой информации при измерении энергетического параметра приводит к возникновению систематических и росту флуктуационных погрешностей измерения.

## **9.5. Преодоление априорной неопределенности относительно неинформативных параметров сигнала**

### **9.5.1. Преодоление априорной неопределенности относительно энергии ожидаемого сигнала**

Ранее отмечалось, что измерение пространственных, времячастотных и поляризационных параметров сигнала может быть следящим и неследящим. В первом случае измеритель строится на основе фильтра Калмана, основным элементом которого является дискриминатор. Алгоритм измерителя дискриминаторного типа получают посредством дифференцирования полной достаточной статистики (9.34) по измеряемым параметрам. Во втором случае измерение осуществляется по максимуму этой достаточной статистики, что применительно к угловым координатам и дальности до цели соответствует измерителю обзорного типа. Однако как в первом, так и во втором случае для построения измерителей необходимо преодолеть априорную неопределенность относительно неизвестной энергии ожидаемого сигнала, входящей в уравнение полной достаточной статистики.

Эта задача возникает, как уже отмечалось, вследствие того, что измеряемые параметры РЛ сигнала при адаптации измерителя к соответствующим видам помех принимают энергетический характер, а именно: отношение сигнал/(шум + остаток компенсации помехи)  $q^2(t, \vec{\alpha})$  становится зависимым от расстояния между целью и ИП по измеряемому параметру. Причем зависимыми оказываются как составляющие, определяемые полезным сигналом, так и составляющие, определяемые помехой (остатками компенсации). В этом случае традиционные алгоритмы измерения, основанные на неполной достаточной статистике  $\ln l = C |Z(t, \vec{\alpha})|^2$ , где  $C$  – некоторая константа, оказываются смещенными. Систематическая погрешность возникает за счет: а) формирования провала в ДНА измерителя угло-

вых координат для подавления сигнала АП; б) формирования провала в АЧХ измерителя частоты Доплера, обеспечивающего подавление ПП; в) искажения временной (дискриминаторной) характеристики (ДХ) системы сопровождения по дальности при подавлении помехи, отличающейся от сигнала временем запаздывания (в частности, при подавлении импульсной помехи, уводящей по дальности); г) искажения пространственно-поляризационных параметров измерителя при подавлении АП в области главного лепестка ДНА методом поляризационной селекции.

Рассмотрим задачу преодоления априорной неопределенности относительно энергии ожидаемого сигнала  $\mathcal{E}_0$  на фоне остатков компенсации соответствующих видов помех, полагая, что измеряемый параметр  $\vec{\alpha}$  не зависит от векторного параметра помехи  $\vec{\lambda}_1^A$ . Достаточная статистика (9.34) для данного случая примет следующий вид:<sup>60</sup>

$$\ln l = \frac{\mathcal{E}_0 |Z(\vec{\alpha})|^2}{2(1 + \mathcal{E}_0 v(\vec{\alpha}))} - \ln(1 + \mathcal{E}_0 v(\vec{\alpha})), \quad (9.66)$$

где  $q^2(t, \vec{\alpha}) = \mathcal{E}_0 v(\vec{\alpha})$ .

Для преодоления априорной неопределенности  $\vec{\alpha}$  относительно  $\mathcal{E}_0$  применим к достаточной статистике (9.66) адаптивное решающее правило (9.11)–(9.13).

Взяв от выражения (9.66) производную по  $\mathcal{E}_0$  и приравняв ее к нулю, получим выражение для однократной оценки  $\hat{\mathcal{E}}$ :

$$\frac{d \ln l}{d \mathcal{E}_0} = \frac{|Z(\vec{\alpha})|^2 2(1 + \mathcal{E}_0 v(\vec{\alpha})) - \mathcal{E}_0 |Z(\vec{\alpha})|^2 2v(\vec{\alpha})}{4(1 + \mathcal{E}_0 v(\vec{\alpha}))} - \frac{v(\vec{\alpha})}{1 + \mathcal{E}_0 v(\vec{\alpha})} = 0.$$

Отсюда

$$\hat{\mathcal{E}} = \frac{|Z(\vec{\alpha})|^2 - 2v(\vec{\alpha})}{2v^2(\vec{\alpha})}. \quad (9.67)$$

В случае стационарности оценки  $\hat{\mathcal{E}}$  на интервале  $T_s = nT$  алгоритм (9.67) преобразуется в алгоритм многократной (сглаженной) оценки:

$$\hat{\mathcal{E}}_{T_s} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{|Z_i(\vec{\alpha})|^2 - 2v(\vec{\alpha})}{2v^2(\vec{\alpha})} \quad (9.68)$$

<sup>60</sup> Зависимость достаточной статистики (9.66) от вектора параметров ПП  $\vec{\lambda}_1^A$  будет учтена при описании адаптивных частотных дискриминаторов.

или

$$\hat{\Theta}_{T_3} = \frac{1}{T_3} \int_t^{t+T_3} \frac{|Z(t, \bar{\alpha})|^2 - 2v(\bar{\alpha})}{2v^2(\bar{\alpha})} dt. \quad (9.69)$$

В результате получаем адаптивный алгоритм вида

$$\ln l = \frac{\hat{\Theta}_{T_3} |Z(\bar{\alpha})|^2}{2(1 + \hat{\Theta}_{T_3} v(\bar{\alpha}))} - \ln(1 + \hat{\Theta}_{T_3} v(\bar{\alpha})), \quad (9.70)$$

где оценка  $\hat{\Theta}_{T_3}$  определяется уравнением (9.69).

По мере накопления однократных оценок  $\hat{\Theta}$  в соответствии с алгоритмом (9.69) алгоритм (9.70) по точности приближается к алгоритму (9.66) с известной энергией сигнала  $\Theta_0$ .

Следует заметить, что в случае подстановки в уравнение (9.70) однократной оценки (9.67) эта статистика преобразуется к виду

$$\ln l = \frac{|Z(\bar{\alpha})|^2}{2v(\bar{\alpha})} - 1 - \ln \left( \frac{|Z(\bar{\alpha})|^2}{2v(\bar{\alpha})} \right). \quad (9.71)$$

Очевидно, что достаточная статистика (9.71) оказывается инвариантной к энергии ожидаемого сигнала  $\Theta_0$ , а ее потенциальная точность зависит от точности однократной оценки (9.67) и, следовательно, ниже потенциальной точности алгоритма (9.66) и (9.70).

На практике при использовании алгоритма (9.71) ограничиваются только первым его слагаемым, которое обеспечивает несмещенную оценку параметра  $\bar{\alpha}$  при  $v(\bar{\alpha}) \gg 1$ .

Важно подчеркнуть, что многократная оценка  $\hat{\Theta}_{T_3}$  является несмещенной. Действительно, учитывая, что

$$\bar{Y}(t) = \bar{X}_c(t, \bar{\alpha}) + \bar{N}(t), \quad \bar{X}_c(t, \bar{\alpha}) = X_c(t) \bar{X}_c(\bar{\alpha}) \text{ и } |Z(t, \bar{\alpha})|^2 = Z(t, \bar{\alpha}) Z^*(t, \bar{\alpha}),$$

имеем

$$\begin{aligned} & \overline{\frac{1}{2} |Z(t, \bar{\alpha})|^2} \Big|_{\bar{\alpha} = \bar{\alpha}_n} = \overline{\bar{Y}^T \bar{\Phi}^{-1} \bar{X}^*(t, \hat{\alpha}) [\bar{Y}^T \bar{\Phi}^{-1} \bar{X}^*(t, \hat{\alpha})]^*} = \\ & = \bar{X}^{T*}(\hat{\alpha}) \bar{\Phi}^{-1} \overline{[X(t) \bar{X}_c(\bar{\alpha}_n) + \bar{N}(t)] [X(t) \bar{X}_c(\bar{\alpha}_n) + \bar{N}(t)]^*} \bar{\Phi}^{-1} \bar{X}^*(\hat{\alpha}) = \\ & = \bar{X}^{T*}(\hat{\alpha}) \bar{\Phi}^{-1} \left( \overline{X^2(t) \bar{X}_c(\bar{\alpha}_n) \bar{X}_c^{*T}(\bar{\alpha}_n)} + \overline{X(t) \bar{X}_c(\bar{\alpha}_n) \bar{N}^{*T}(t)} + \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + \overline{\vec{N}(t)\vec{X}_c^{*\Gamma}(\vec{\alpha}_n)X(t) + \vec{N}(t)\vec{N}^{*\Gamma}(t)} \vec{\Phi}^{-1}\vec{X}^*(\hat{\alpha}) = \\
 & = \mathcal{E}_n \vec{X}^{*\Gamma}(\hat{\alpha}) \vec{\Phi}^{-1} \vec{X}_c(\vec{\alpha}_n) \vec{X}_c^{*\Gamma}(\vec{\alpha}_n) \vec{\Phi}^{-1} \vec{X}^*(\hat{\alpha}) + \vec{X}^{*\Gamma}(\hat{\alpha}) \vec{\Phi}^{-1} \vec{\Phi} \vec{\Phi}^{-1} \vec{X}^*(\hat{\alpha}) = \\
 & = \mathcal{E}_n v^2(\vec{\alpha}_n) + v(\hat{\alpha}).
 \end{aligned}$$

$$\text{Таким образом, } \left| Z(t, \hat{\alpha}) \right|_{\hat{\alpha}=\vec{\alpha}_n}^2 = 2 \left[ \mathcal{E}_n v^2(\vec{\alpha}_n) + v(\hat{\alpha}) \right].$$

Подставляя усредненное значение модуля корреляционного интеграла в (9.69), убеждаемся, что  $M[\hat{\mathcal{E}}_{T_3}]_{\hat{\alpha}=\vec{\alpha}_n} = \mathcal{E}_n$ . Это подтверждает сходимость многократной оценки  $\hat{\mathcal{E}}_{T_3}$  к своему истинному значению  $\mathcal{E}_n$ . Подобным образом можно доказать, что и алгоритм (9.70) обеспечивает несмещенное оценивание параметра  $\vec{\alpha}$ . В качестве примера рассчитаем дисперсию погрешности измерения углового параметра (азимута)  $\alpha_1$  нешумящей цели в условиях АП по адаптивному и неадаптивному алгоритмам измерения. Дважды продифференцировав алгоритмы (9.71) и (9.70) по измеряемому параметру, получим соответствующие выражения для дисперсии погрешностей измерения параметра  $\alpha_1$ :

$$\sigma_1^2 = C_{y1}^{-1} = \frac{v(\alpha_n)}{2\mathcal{E}_n \left[ v(\alpha_n)v_{\Delta}(\alpha_n) - |v'(\alpha_n)|^2 \right]}, \quad (9.72)$$

$$\sigma_2^2 = C_{y2}^{-1} = \frac{1 + \mathcal{E}_n v(\alpha_n)}{2\mathcal{E}_n^2 \left[ v(\alpha_n)v_{\Delta}(\alpha_n) - \frac{\mathcal{E}_n v(\alpha_n) - 1}{\mathcal{E}_n v(\alpha_n) + 1} |v'(\alpha_n)|^2 \right]}, \quad (9.73)$$

где

$$v'(\alpha_n) = \int_{-\infty}^{\infty} \vec{X}_c^{\Gamma}(t, \alpha_n) \frac{d}{d\alpha_1} \vec{R}^*(t, \hat{\alpha}_1) dt,$$

$$v_{\Delta}(\alpha_n) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{d}{d\alpha_1} \vec{X}_c^{\Gamma}(t, \alpha_n) \frac{d}{d\alpha_1} \vec{R}^*(t, \alpha_n) dt.$$

На рис. 9.15 представлен выигрыш в точности  $\sigma_1^2/\sigma_2^2$  измерения угловой координаты нешумящей цели  $\alpha_1$  в зависимости от углового положения источника помех  $\alpha_n$ , который входит в область основного лепестка ДНА измерителя, приближаясь к угловому положению нешумящей цели;  $m$  – число элементов ФАР.



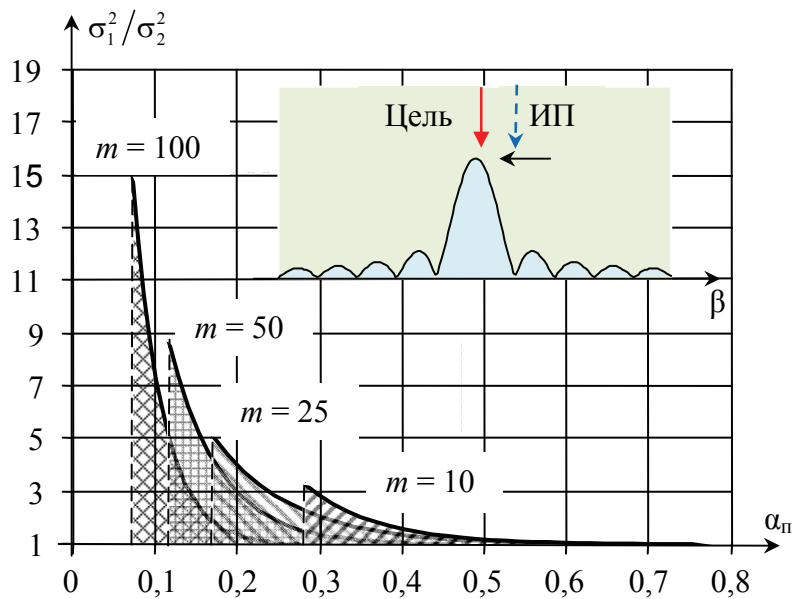


Рис. 9.15. Графики выигрыша в точности адаптивного алгоритма (9.69)–(9.70) относительно алгоритма (9.71), инвариантного к энергии сигнала

Как видим из рисунка, при слабоэнергетическом характере параметра  $\alpha_1$  выигрыш в точности незначителен. По мере сокращения углового расстояния между нешумящей целью и ИП (параметр  $\alpha_1$  становится существенно энергетическим) выигрыш в точности возрастает. Таким образом, неадаптивный алгоритм (9.71) и адаптивный алгоритм (9.70), (9.69) при больших отношениях сигнал/помеха имеют сравнимые показатели точности. В то же время первый из них более прост в технической реализации и при больших отношениях сигнал/помеха оказывается более предпочтительным. При значениях отношения сигнал/помеха, близких к пороговому, алгоритм (9.70), (9.69) оказывается более точным, хотя и более сложным в технической реализации.

### 9.5.2. Преодоление априорной неопределенности относительно закона распределения амплитуды отраженного сигнала

Рассмотренная выше достаточная статистика (9.66) справедлива для модели сигнала, отраженного от цели с равноценными блестящими точками (параметр распределения Накагами  $k = 1$ ). Вместе с тем на практике возникает задача обнаружения и измерения параметров сигналов, отраженных от объектов с доминирующей блестящей точкой.

Выражение достаточной статистики для модели сигнала с доминирующей блестящей точкой при  $k > 2$  оказывается весьма сложным. Поэто-

му ограничимся случаем  $k = 2$ , при котором логарифм отношения правдоподобия (полная достаточная статистика) имеет следующий вид:

$$\ln l(\bar{\alpha}) = \frac{\Theta_0 |Z(t, \bar{\alpha})|^2}{2(2 + \Theta_0 v(\bar{\alpha}))} + \ln \left( 1 + \frac{\Theta_0 |Z(t, \bar{\alpha})|^2}{2(2 + \Theta_0 v(\bar{\alpha}))} \right) - 2 \ln(1 + \Theta_0 v(\bar{\alpha})/2). \quad (9.74)$$

Из анализа соотношения (9.74) следует, что даже при неэнергетическом характере измеряемого параметра  $\bar{\alpha}$  (т. е. при отсутствии помех, когда величина  $v$  не зависит от  $\bar{\alpha}$  и ее можно заменить константой) эта статистика содержит дополнительное слагаемое  $\ln \left( 2 + \frac{\Theta_0 |Z(t, \bar{\alpha})|^2}{2(2 + \Theta_0 v(\bar{\alpha}))} \right)$ , что указывает на

отличие устройства обработки сигнала данного вида от устройства для сигнала с параметром распределения  $k = 1$ . При наличии же внешних помех, необходимо учитывать все составляющие этой достаточной статистики, что приводит к существенному усложнению устройства обработки.

Результаты статистического моделирования (табл. 9.1) применительно к измерению угловой координаты показывают, что достаточная статистика (9.74) обеспечивает более высокую точность измерения угловой координаты цели с доминирующей блестящей точкой по сравнению с достаточной статистикой (9.66) относительно этой же цели. Выигрыш в точности особенно заметен при отношении сигнал/(шум + остаток компенсации), близком к пороговому значению.

Однако ситуация наличия в составе цели доминирующей блестящей точки и, следовательно, необходимость перехода алгоритма (9.66) к алгоритму (9.74) также носит неопределенный характер и требует дополнительной процедуры преодоления априорной неопределенности – теперь уже относительно параметра распределения Накагами. Решение этой задачи связано с целым направлением в радиолокации – распознаванием класса цели. Распознавание классов может быть осуществлено несколькими способами. Одним из таких способов, причем достаточно сложных, является снятие РЛ портрета цели с помощью сверхширокополосных сигналов с последующим их корреляционным анализом (сравнением) с опорными (образцовыми) РЛ портретами, хранящимися в памяти ЭВМ. Более простой способ связан с оценкой степени флюктуаций амплитуды импульсов в пачке эхосигналов: если сигналы отражаются от цели, содержащей совокупность равноценных блестящих точек, то среднее значение таких сигналов будет мало, а дисперсия велика.

И наоборот, если цель содержит наряду с равноценными и доминирующую блестящую точку, то среднее значение сигнала возрастает, а дисперсия уменьшается. Отношение среднего значения к дисперсии может характеризовать наличие или отсутствие в составе цели доминирующей

блестящей точки. Возможный вариант структурной схемы такого устройства представлен на рис. 9.16. Здесь  $M_g$  и  $M_d$  – соответственно математическое ожидание и дисперсия огибающей ЭС. Принцип работы схемы понятен из рисунка и предыдущих рассуждений.

Таблица 9.1

**Результаты статистического моделирования**

Угловые положения источника помех $\alpha_{п}$	Погрешность				Выигрыш в точности		Отношение сигнал / полоска $\mathcal{E}_n \nu(\alpha_1)$
	$\sigma_1^2$	$\sigma_2^2$	$ \alpha_1 $	$ \alpha_2 $	$\sigma_1^2 / \sigma_2^2$	$ \alpha_1  /  \alpha_2 $	
0,4	$1,53 \cdot 10^{-3}$	$1,53 \cdot 10^{-3}$	$5,3 \cdot 10^{-3}$	$5,29 \cdot 10^{-3}$	1,0	1,0	308
0,3	$2,19 \cdot 10^{-3}$	$2,185 \cdot 10^{-3}$	$6,26 \cdot 10^{-3}$	$6,8 \cdot 10^{-3}$	1,061	0,92	202
0,2	$2,8 \cdot 10^{-3}$	$2,2 \cdot 10^{-3}$	$8,05 \cdot 10^{-3}$	$7,85 \cdot 10^{-3}$	1,27	1,03	105,2
0,1	$1,07 \cdot 10^{-3}$	$6,76 \cdot 10^{-4}$	$2,37 \cdot 10^{-3}$	$1,23 \cdot 10^{-3}$	1,58	1,94	31

Примечание: здесь  $\sigma_1^2, \sigma_2^2$  и  $|\alpha_1|, |\alpha_2|$  – соответственно дисперсии и систематические погрешности измерения угловой координаты нешумящей цели по алгоритмам (9.66) и (9.74) на фоне сигнала ИП, входящего в область главного лепестка ДНА.

В целом при отсутствии внешних помех нет необходимости учитывать закон распределения амплитуды ЭС при оценке его параметров. В случае же воздействия внешних помех при выборе алгоритма обработки целесообразно учитывать закон распределения амплитуды экосигналов. При этом снятие неопределенности относительно параметра распределения амплитудного множителя осуществляется за счет введения в устройство обработки канала распознавания класса РЛ целей. В то же время учет особенностей закона распределения амплитудного множителя сигнала при  $k > 2$  представляется нецелесообразным из-за сложности выражения для достаточной статистики и незначительности выигрыша в точности измерения информативных параметров сигнала.

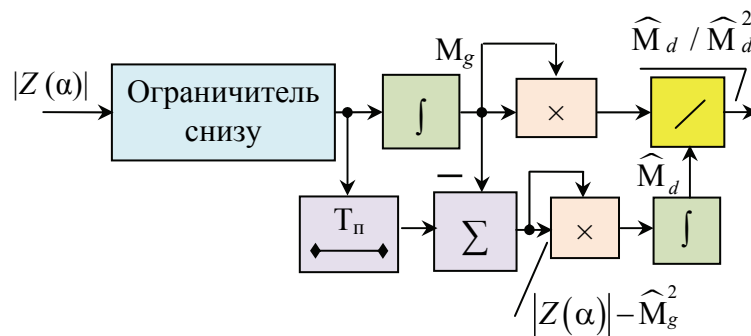


Рис. 9.16. Устройство оценки степени флюктуации пачки ЭС

Таким образом, при отсутствии внешних помех измеряемые параметры цели не являются энергетическими и достаточная статистика (9.66) принимает упрощенный вид:  $\ln l = C |Z(t, \alpha)|^2$ . При наличии внешних помех измеряемые параметры нешумящей цели могут принимать существенно энергетический характер: сигнал/(шум + остаток компенсации помех) оказывается зависимым от измеряемого параметра, что приводит к необходимости учета в достаточной статистике (9.66) всех ее составляющих. Последнее, в свою очередь, связано с преодолением априорной неопределенности относительно энергии ожидаемого сигнала  $\mathcal{E}_0$ . При этом получаются два алгоритма измерения информативных параметров: неадаптивный (9.71) и адаптивный (9.70), (9.69). Более предпочтительным с точки зрения точности измерения информативных параметров оказывается адаптивный алгоритм, который в ряде случаев является адаптивным не только к неизвестной энергии ожидаемого сигнала  $\mathcal{E}_0$ , но и к параметру распределения Накагами  $k$  – закону распределения амплитудного множителя  $p$  (а).

## 9.6. Примеры следящего и неследящего измерения параметров сигнала на фоне активных помех

Как было показано выше, преодоление априорной неопределенности информативного параметра относительно энергии сигнала на фоне внешних помех может быть осуществлено как с помощью адаптивных, так и неадаптивных алгоритмов. Сравнительный анализ показывает, что адаптивные алгоритмы измерения хотя и требуют дополнительного измерителя энергии сигнала, однако же обеспечивают минимизацию флюктуационной и систематической погрешностей измерения параметров сигнала на фоне АП. Рассмотрим данные алгоритмы применительно к следящему и неследящему измерению углового параметра, времени запаздывания и частоты Доплера сигнала в условиях воздействия соответствующих видов помех.

### 9.6.1. Алгоритмы и устройства адаптивного следящего измерения углового параметра сигнала

Алгоритм следящего измерения был изложен при выводе уравнения для оценки КМП и в обобщенном виде может быть представлен следующими соотношениями:

$$\frac{d\hat{\alpha}_p(t)}{dt} = \hat{\alpha}_0 + \vec{C}_p^{-1} \vec{C}_y (\hat{\alpha}_y - \hat{\alpha}_0), \quad \hat{\alpha}_p = \frac{1}{T} \int_0^T \{ \hat{\alpha}_0(t) + \vec{C}_p^{-1} \vec{C}_y [\hat{\alpha}_y(t) - \hat{\alpha}_0(t)] \} dt, \quad (9.75)$$

где  $\hat{\alpha}_p, \hat{\alpha}_0, \hat{\alpha}_y$  – соответственно результирующая, прогнозируемая и текущая оценки измеряемого параметра;  $T$  – интервал сглаживания оценок. Структурная схема следящего измерителя, реализующая алгоритм (9.75), представлена на рис. 9.17. Поскольку основным его элементом является дискриминатор, синтез такого измерителя обычно сводят к синтезу дискриминатора, в рассматриваемом случае – углового. Алгоритм измерителя дискриминаторного типа получают посредством дифференцирования по измеряемому параметру полной достаточной статистики (9.70) либо инвариантной к энергии ожидаемого сигнала достаточной статистики (9.71). Во втором случае обычно ограничиваются упрощенным ее вариантом:

$$\ln l \cong |Z(\alpha)|^2 / 2v(\alpha). \quad (9.76)$$

Применив к достаточной статистике (9.71) правило синтеза углового дискриминатора

$$\left. \frac{d \ln l}{d\alpha} \right|_{\hat{\alpha}=\alpha_{ин}} = 0 \quad (9.77)$$

и приняв расстройку измеряемого параметра относительно опорного достаточно малой, а также переходя от корреляционной обработки к фильтровой, получим алгоритм углового дискриминатора, инвариантного к энергии ожидаемого сигнала:

$$\Delta_1(t, \hat{\alpha}, \alpha_{ин}) = \frac{|Z(t)|^2 - 2v(\hat{\alpha})}{|Z(t)|^2 v(\hat{\alpha})} \operatorname{Re} \left\{ Z^*(t) Z'(t) - \frac{|Z(t)|^2 v'(\hat{\alpha})}{v(\hat{\alpha})} \right\}, \quad (9.78)$$

где  $Z(t) = \int_0^T \vec{Y}^T(s) \cdot \vec{R}^*(t_0 - t + s, \hat{\alpha}) ds$ ,  $Z'(t) = \int_0^T \vec{Y}^T(s) \frac{d}{d\alpha} \vec{R}^*(t_0 - t + s, \hat{\alpha}) ds$ ,

$$v'(\hat{\alpha}) = \int_0^T \vec{X}^T(t, \hat{\alpha}) \frac{d}{d\alpha} \vec{R}^*(t, \hat{\alpha}) dt.$$

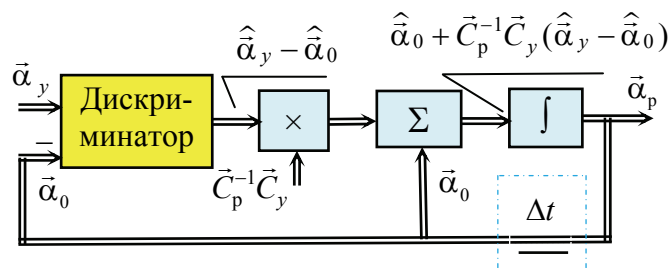


Рис. 9.17. Структурная схема простейшего следящего измерителя

При  $|Z(t)|^2 \gg v(\hat{\alpha})$  алгоритм (9.78) переходит в алгоритм

$$\Delta_2(t, \hat{\alpha}, \alpha_n) = \frac{1}{v(\hat{\alpha})} \operatorname{Re} \left\{ Z^*(t) Z'(t) - \frac{|Z(t)|^2 v'(\hat{\alpha})}{v(\hat{\alpha})} \right\}, \quad (9.79)$$

соответствующий упрощенной достаточной статистике (9.76).

При записи составляющих  $Z'(t)$  и  $v'(\alpha)$  учтен переход к фильтровой обработке сигнала.

Уравнения (9.78), (9.79) представляют собой неадаптивные (соответствующие однократной оценке  $\hat{\Theta}$ ) алгоритмы угловых дискриминаторов. Произведение  $Z^*(t) Z'(t)$  в этих алгоритмах представляет собой дискримина-

торный эффект  $\left. \frac{d \ln l}{d \alpha} \right|_{\hat{\alpha}=\alpha_n} = \left. \frac{d |Z(t)|^2}{d \alpha} \right|_{\hat{\alpha}=\alpha_n} = 0$ , не учитывающий влияние АП.

Поправка  $|Z(t)|^2 v'(\hat{\alpha}) / v(\hat{\alpha})$ , возникающая в этих алгоритмах за счет нормировки статистик (9.71), (9.76) к величине  $v(\alpha)$ , обеспечивает устранение систематической ошибки измерения, связанной с искажением ДНА измерителя в процессе адаптации к АП. Нормирующие множители перед реальной частью этих уравнений обеспечивают восстановление крутизны ДХ на участке «цель – помеха». Для получения алгоритма адаптивного углового дискриминатора необходимо продифференцировать по  $\alpha$  соотношение (9.70) и учесть алгоритм вычисления сглаженной оценки  $\hat{\Theta}_T$ :

$$\Delta_3(t, \hat{\alpha}, \alpha_n) = \frac{1}{1/\hat{\Theta}_T + v(\hat{\alpha})} \operatorname{Re} \left\{ Z^*(t) Z'(t) - \frac{|Z(t)|^2 v'(\alpha)}{1/\hat{\Theta}_T + v(\hat{\alpha})} - 2v'(\alpha) \right\}, \quad (9.80)$$

$$\hat{\Theta}_T = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{|Z(t)|^2 - 2v(\hat{\alpha})}{2v^2(\hat{\alpha})} dt. \quad (9.81)$$

Система уравнений (9.80), (9.81) представляет собой адаптивный алгоритм дискриминаторного измерения, где по мере накопления однократных оценок  $\hat{\Theta}$  сглаженная оценка энергии сигнала  $\hat{\Theta}_T$  сходится к своему истинному значению  $\Theta_n$ , а алгоритм (9.80) по точности приближается к алгоритму с известной энергией ожидаемого сигнала  $\Theta_0$ . Поправка  $2v'(\alpha)$  в этом алгоритме обеспечивает минимизацию флюктуационной погрешности измерения параметра  $\hat{\alpha}$ . Следует заметить, что в случае неэнергетиче-

ского характера измеряемого параметра (отношение сигнал/(шум + остаток компенсации помехи) не зависит от  $\hat{\alpha}$ . Отношение  $\frac{dv}{d\alpha} \approx 0$  и алгоритмы (9.78)–(9.80) переходят в обычный алгоритм дискриминаторного измерения:

$$\Delta_4(t, \hat{\alpha}, \alpha_{и}) = C \operatorname{Re} \left\{ Z^*(t) \frac{\partial}{\partial \alpha} Z(t) \right\}, \quad (9.82)$$

где  $C$  – некоторая константа.

Структурная схема углового дискриминатора, реализующая алгоритмы (9.80), (9.81), представлена на рис. 9.18; структурная схема системы пространственной обработки, формирующей входные сигналы измерительной части этого дискриминатора, – на рис. 9.19. На рис. 9.20, 9.21 приведены результаты статистического моделирования (виды ДХ) алгоритмов  $\Delta_4$  и  $\Delta_3$  соответственно. ИП входит в зону основного лепестка ДНА углового дискриминатора, приближаясь к угловому положению прикрываемой цели. Из анализа результатов моделирования следует, что в условиях действия ИП в области главного лепестка ДНА углового дискриминатора при измерении угловой координаты прикрываемой цели по алгоритму  $\Delta_4$  возникает систематическая погрешность измерения. Она возрастает по мере вхождения ИП в область главного лепестка и достигает полуширины ДНА измерителя. При переходе к достаточной статистике (9.80), (9.81) происходит устранение или минимизация систематической погрешности измерения. Одновременно снижается и степень разброса линейной части ДХ в области нуля, что указывает на снижение флюктуационной погрешности.

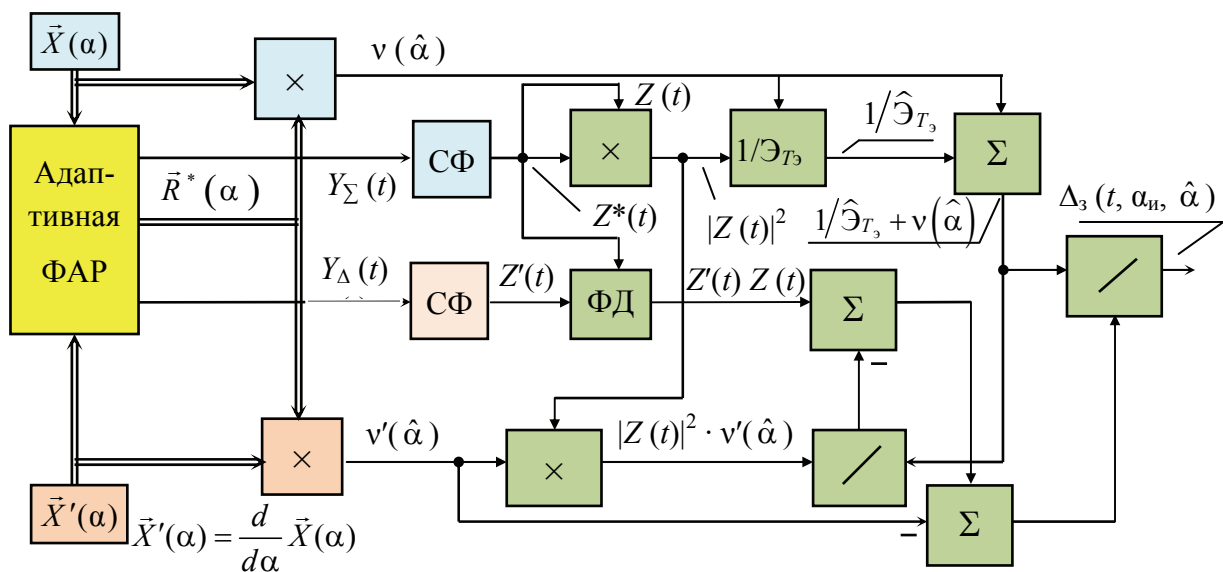


Рис. 9.18. Структурная схема адаптивного углового дискриминатора

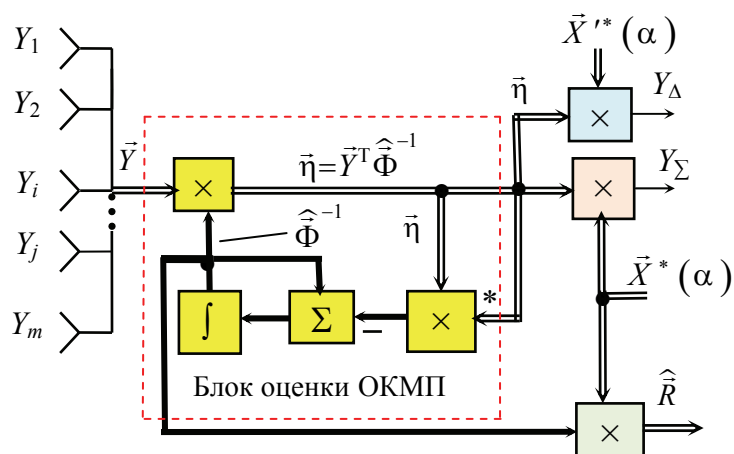


Рис. 9.19. Структурная схема системы пространственной обработки сигналов углового дискриминатора

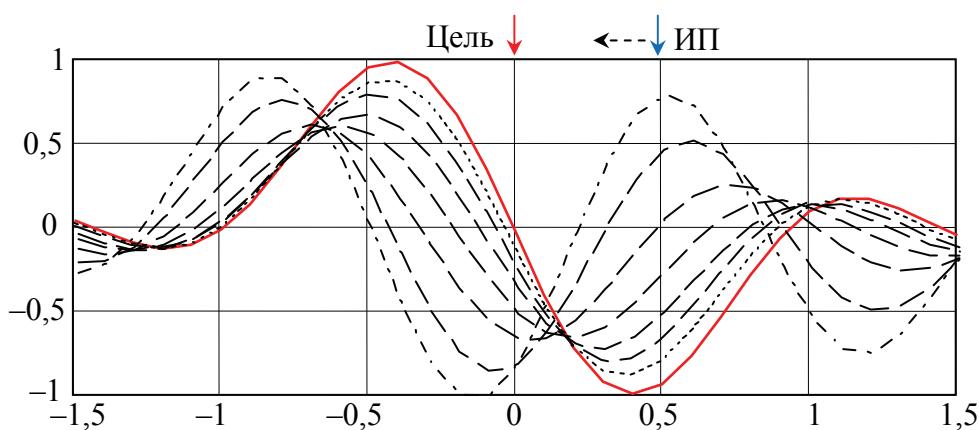


Рис. 9.20. Семейство ДХ по алгоритму (9.82) при действии ИП в пределах от 0,8 до 0,1 долей ДНА дискриминатора

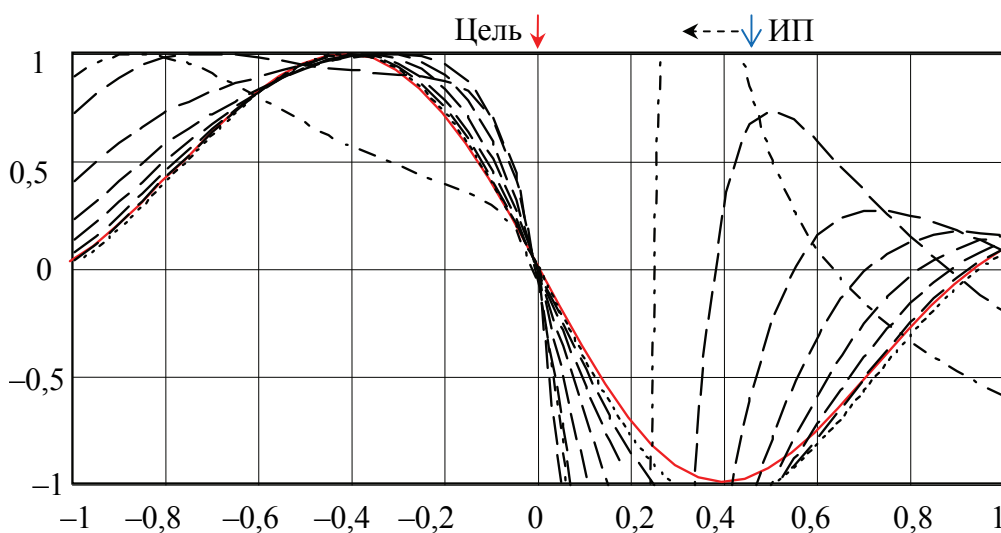


Рис. 9.21. Семейство ДХ по алгоритмам (9.80), (9.81) при действии ИП в пределах от 0,8 до 0,1 долей ДНА дискриминатора



При построении углового дискриминатора на базе плоской АФАР его структура, как и характер поведения двумерной (двухкоординатной) ДХ, существенно усложняется. Заметно усложняется и математический аппарат описания такого измерительного комплекса. Рассмотрим наиболее простой вариант двумерного дискриминатора, реализующего достаточную статистику  $\ln l = C |Z(t, \alpha)|^2$ , т. е. статистику, не учитывающую влияние АП. В этом случае наиболее простой дискриминаторный эффект (9.82), с учетом двумерного характера задачи, преобразуется в систему уравнений

$$\Delta_{4\beta}(t, \hat{\beta}, \hat{\varepsilon}) = \operatorname{Re} \left\{ Z^*(t) \frac{\partial}{\partial \beta} Z_{\beta}(t) \right\} \Big|_{\hat{\varepsilon}=\varepsilon_{\text{и}}}, \quad (9.83)$$

$$\Delta_{4\varepsilon}(t, \hat{\varepsilon}, \hat{\beta}) = \operatorname{Re} \left\{ Z^*(t) \frac{\partial}{\partial \varepsilon} Z_{\varepsilon}(t) \right\} \Big|_{\hat{\beta}=\beta_{\text{и}}}, \quad (9.84)$$

где  $Z(t, \bar{\alpha}) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{D}^T(t, \bar{\alpha}) \cdot \bar{\Phi}^{-1}(t) \cdot \bar{K}^*(t, \bar{\alpha}) dt$  – комплексный корреляционный интеграл, зависящий от вектора информативных параметров  $\bar{\alpha}^T = \|\beta, \varepsilon\|$  (9.31);  $\frac{\partial}{\partial \beta} Z(\bar{\alpha})$  и  $\frac{\partial}{\partial \varepsilon} Z(\bar{\alpha})$  – его частные производные по измеряемым параметрам (азимуту  $\beta$  и углу места  $\varepsilon$ ), определяемые соотношениями (9.85), (9.86):

$$\frac{\partial}{\partial \beta} Z(\bar{\alpha}) = \int_0^T \bar{D}^T(t) \bar{\Phi}^{-1}(t) \frac{\partial}{\partial \beta} \bar{K}^*(t, \bar{\alpha}) dt \Big|_{\varepsilon=\varepsilon_{\text{и}}}, \quad (9.85)$$

$$\frac{\partial}{\partial \varepsilon} Z(\bar{\alpha}) = \int_0^T \bar{D}^T(t) \bar{\Phi}^{-1}(t) \frac{\partial}{\partial \varepsilon} \bar{K}^*(t, \bar{\alpha}) dt \Big|_{\beta=\beta_{\text{и}}}. \quad (9.86)$$

Выходными эффектами такого измерителя будут две пространственные ДХ, повернутые друг относительно друга на  $90^\circ$ . Если плоская ФАР является квадратной, то эти характеристики по оси  $\varepsilon$  и  $\beta$  будут симметричными. В случае прямоугольной ФАР они оказываются «растянутыми» в плоскости с меньшими размерами (с меньшим числом элементов). На рис. 9.22, а, в представлены двумерные пространственные ДХ плоской АФАР для статистики (9.83), (9.84) соответственно при отсутствии помех. На рис. 9.22, б, г эти характеристики отражены в виде линий равного уровня.

На рис. 9.23 показаны эти же ДХ для случая, когда в области главного лепестка АФАР действует ИП с координатами  $\beta = 0,2$  и  $\varepsilon = 0,2$ .

Из анализа рисунков следует, что при измерении одновременно двух угловых координат прикрываемой цели по статистике (9.83), (9.84) при действии ИП в области главного лепестка ДН плоской АФАР (как и в случае с линейной АФАР) возникает систематическая погрешность измерения. Эта погрешность возрастает по мере вхождения ИП в область главного лепестка и достигает полуширины ДНА измерителей. Кроме того, по мере «перекрывания» полезного и помехового сигналов по одной угловой координате (при фиксированном положении ИП по другой координате) систематическая погрешность возникает одновременно по двум координатам (рис. 9.23, б, г).

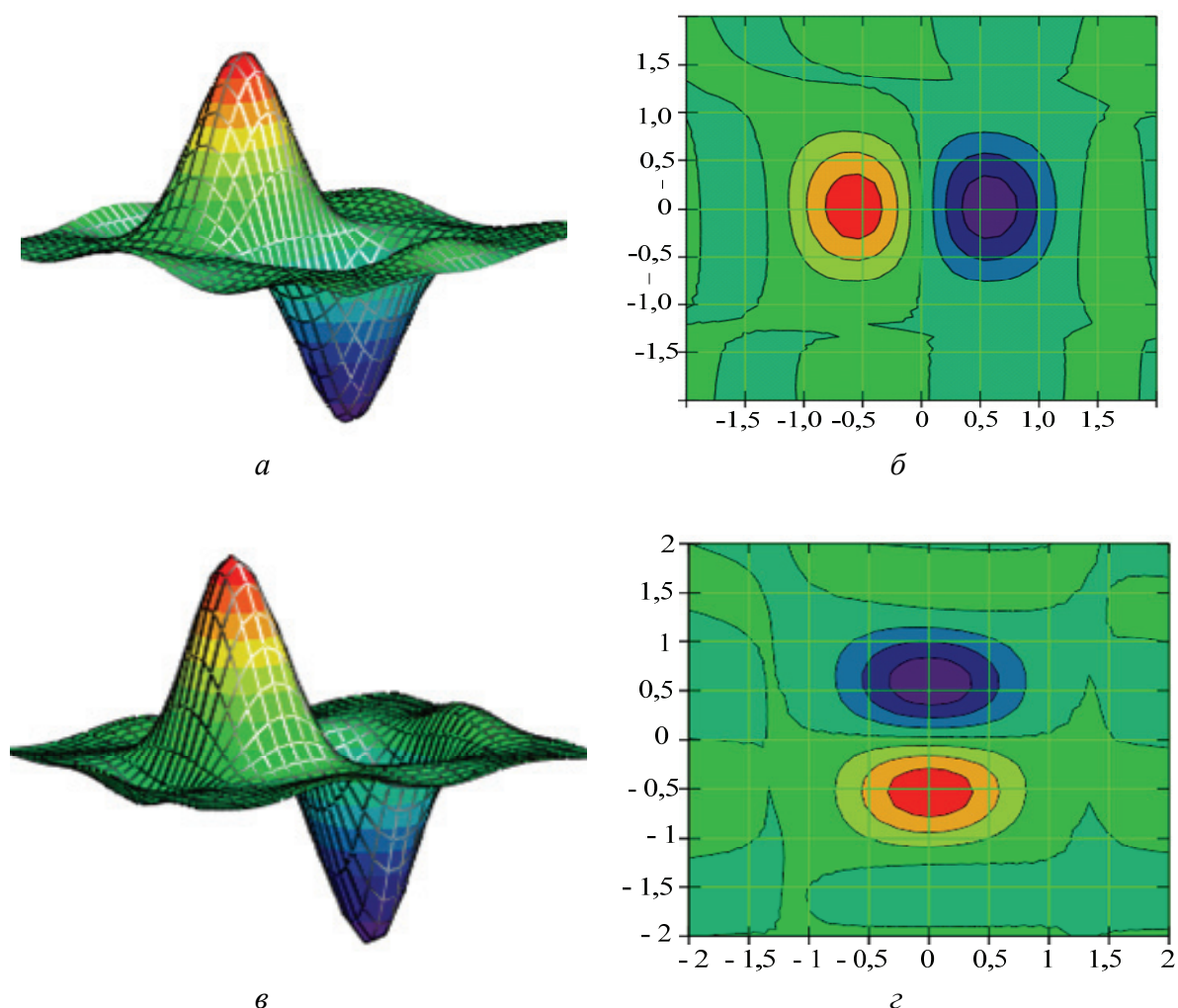


Рис. 9.22. Двухкоординатные пространственные ДХ дискриминатора с плоской ФАР: а, в – реализующие алгоритм (9.83), (9.84) при отсутствии помех; б, г – отображения сечений этих ДХ с помощью линий равного уровня

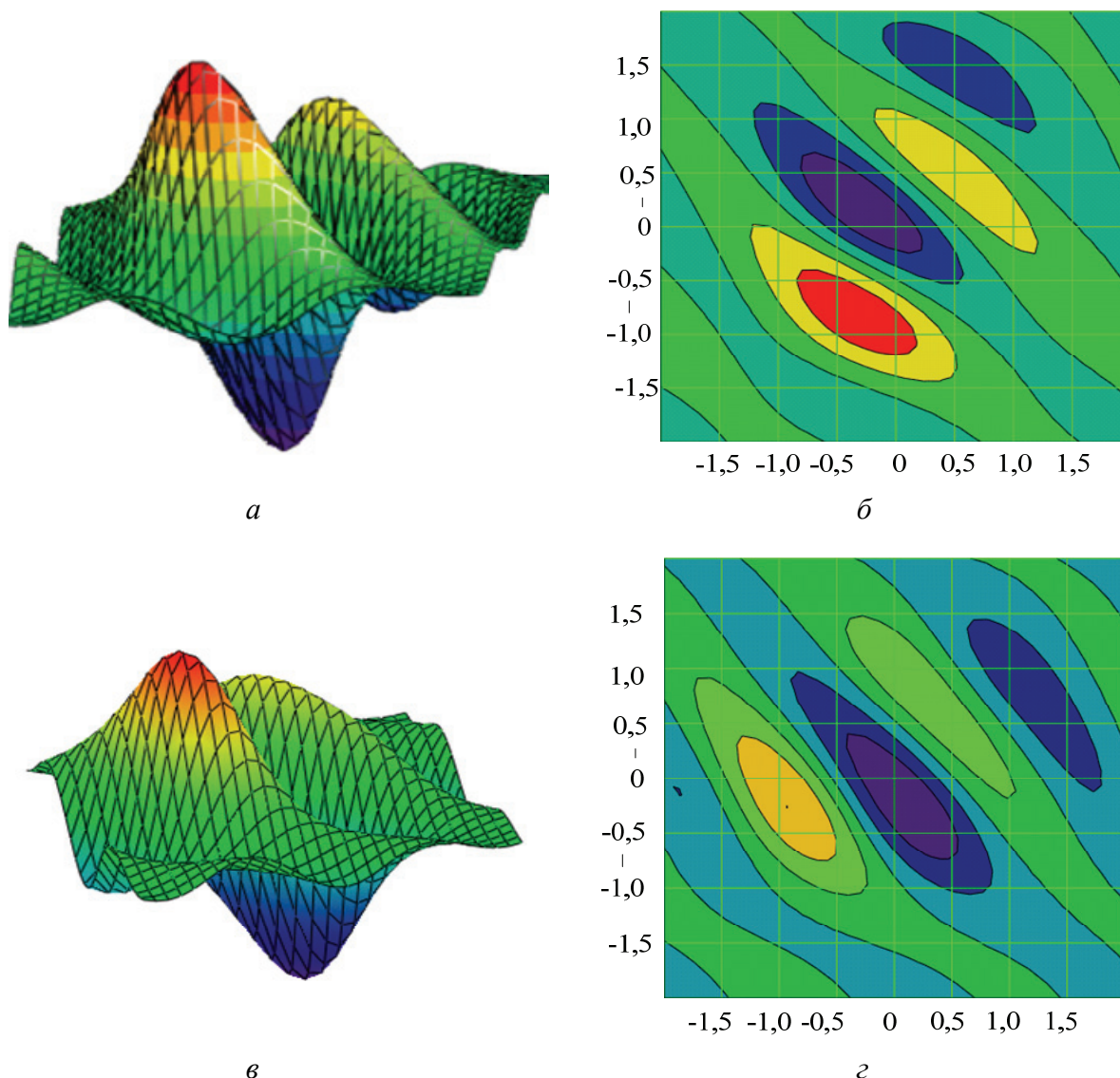


Рис. 9.23. Двухкоординатные пространственные ДХ измерителя с плоской ФАР: *a, в* – реализующие алгоритм (9.83), (9.84) в условиях помех; *б, г* – отображение сечений этих ДХ с помощью линий равного уровня

Этот факт указывает на то важное обстоятельство, что в угловом дискриминаторе на базе плоской АФАР, помимо рассмотренных ранее вариантов априорной неопределенности, в общем случае необходимо учитывать зависимость параметра  $\beta$  от параметра  $\epsilon$  и наоборот, что существенно усложняет структурную схему такого измерителя.

### 9.6.2. Алгоритмы и устройства адаптивного неследящего измерения углового параметра сигнала

Неследящим принято называть измеритель, формирующий оценку параметра сигнала (в рассматриваемом случае – угловую координату цели)

по максимуму выходного эффекта (центру пачки отраженного от цели эхосигнала). Такой измеритель иногда называют измерителем обзорного типа.

Вместе с тем к неследящему измерителю можно отнести и угловой дискриминатор (моноимпульсный измеритель угловых координат), выходной сигнал которого не включен в контур сглаживания результирующей оценки (рис. 9.17), а используется в качестве самостоятельного сигнала для получения автономной оценки угловых координат цели в каждом цикле зондирования. Рассмотрим измерители обзорного типа. Структурные схемы таких измерителей в основных своих компонентах отражают структуры достаточных статистик, которые эти измерители реализуют.

С точки зрения точностных характеристик и возможности технической реализации наибольший интерес представляют две разновидности неследящих измерителей обзорного типа: а) измеритель, реализующий упрощенную достаточную статистику (9.76); б) измеритель, реализующий полную достаточную статистику (9.70), (9.69). Первый, являясь достаточно простым в технической реализации, обеспечивает несмещенную оценку угловой координаты прикрываемой цели за счет нормировки выходного сигнала АФАР (квадрата модуля корреляционного интеграла) к величине пространственной составляющей отношения сигнал/(остаток компенсации + шум)  $v(\alpha)$ . При отсутствии нормировки этот измеритель оказывается аналогичным любой современной РЛС с фильтровой обработкой сигналов. Вторым измерителем, являясь в техническом отношении более сложным, обеспечивает не только устранение систематической, но и минимизацию флюктуационной погрешности измерения, возрастающей вследствие упомянутой нормировки. Соответствующие этим достаточным статистикам структурные схемы измерителей представлены на рис. 9.24а, б, на рис. 9.24в приведена обобщенная схема подобного измерителя с плоской АФАР. В дополнение к введенным ранее обозначениям символом КД обозначен квадратичный детектор, обеспечивающий формирование квадрата модуля корреляционного интеграла  $|Z(\vec{\alpha})|^2$ . В случае линейной ФАР одна из координат ( $\alpha$  или  $\beta$ ) равна нулю.

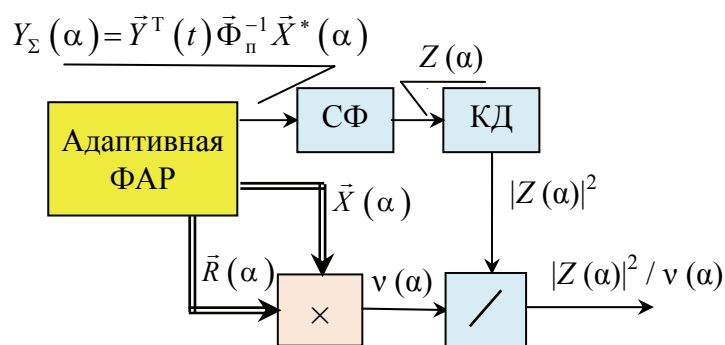


Рис. 9.24а. Структурная схема измерителя, инвариантного к энергии ожидаемого сигнала

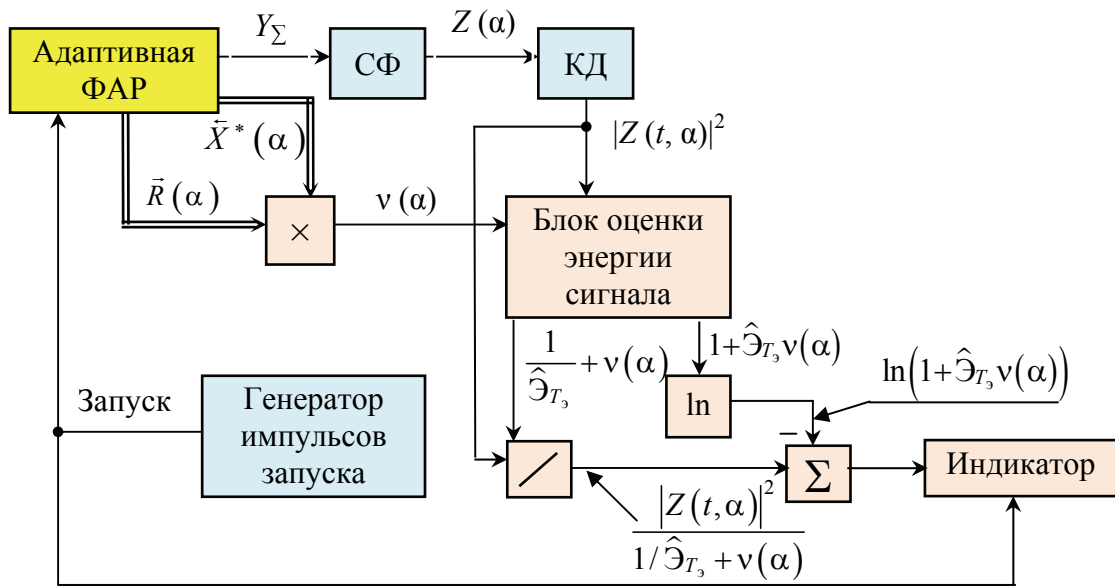


Рис. 9.24б. Структурная схема измерителя угловых координат, адаптивного к энергии ожидаемого сигнала

АФАР могут реализовывать один из рассмотренных выше алгоритмов компенсации помех. Сканирование ДНА на прием осуществляется за счет изменения элементов вектора ожидаемого АФР  $\bar{X}(\alpha)$  для линейной ФАР или элементов векторов ожидаемого АФР  $\bar{X}(\beta)$ ,  $\bar{X}(\varepsilon)$  для плоской ФАР (рис. 9.24в). Взаимодействие элементов измерительной части обеих схем очевидно из рис. 9.24а, б, в. Результаты статистического моделирования этих измерителей применительно к плоской АФАР (виды выходных эффектов и их сечения вертикальной плоскостью на уровне 0,5) представлены на рис. 9.25–9.27. Из результатов моделирования следует, что адаптация ФАР к помехам сопровождается появлением систематической погрешности и существенным искажением выходного эффекта измерителя (рис. 9.26) по сравнению со случаем, когда внешняя помеха отсутствует (рис. 9.25). При переходе к измерению по полной достаточной статистике (алгоритму, адаптивному к энергии ожидаемого сигнала) искажение выходного эффекта хотя и сохраняется, но происходит минимизация и систематической, и флюктуационной погрешностей измерения (рис. 9.27)<sup>61</sup>.

На рис. 9.24в показана зависимость пространственной составляющей отношения сигнал/помеха  $v(\bar{\alpha})$  от координат  $\beta$ ,  $\varepsilon$  в условиях адаптации к внешним помехам.

<sup>61</sup> Говоря о точности, следует иметь в виду, что погрешности измерения параметров сигнала на фоне помех, какой бы оптимальный алгоритм здесь ни применялся, остаются (в соответствии с рассмотренным в гл. 8 неравенством Рао – Крамера) всегда выше соответствующих погрешностей измерения при отсутствии внешних помех. Первая по абсолютной величине может лишь асимптотически приближаться ко второй.

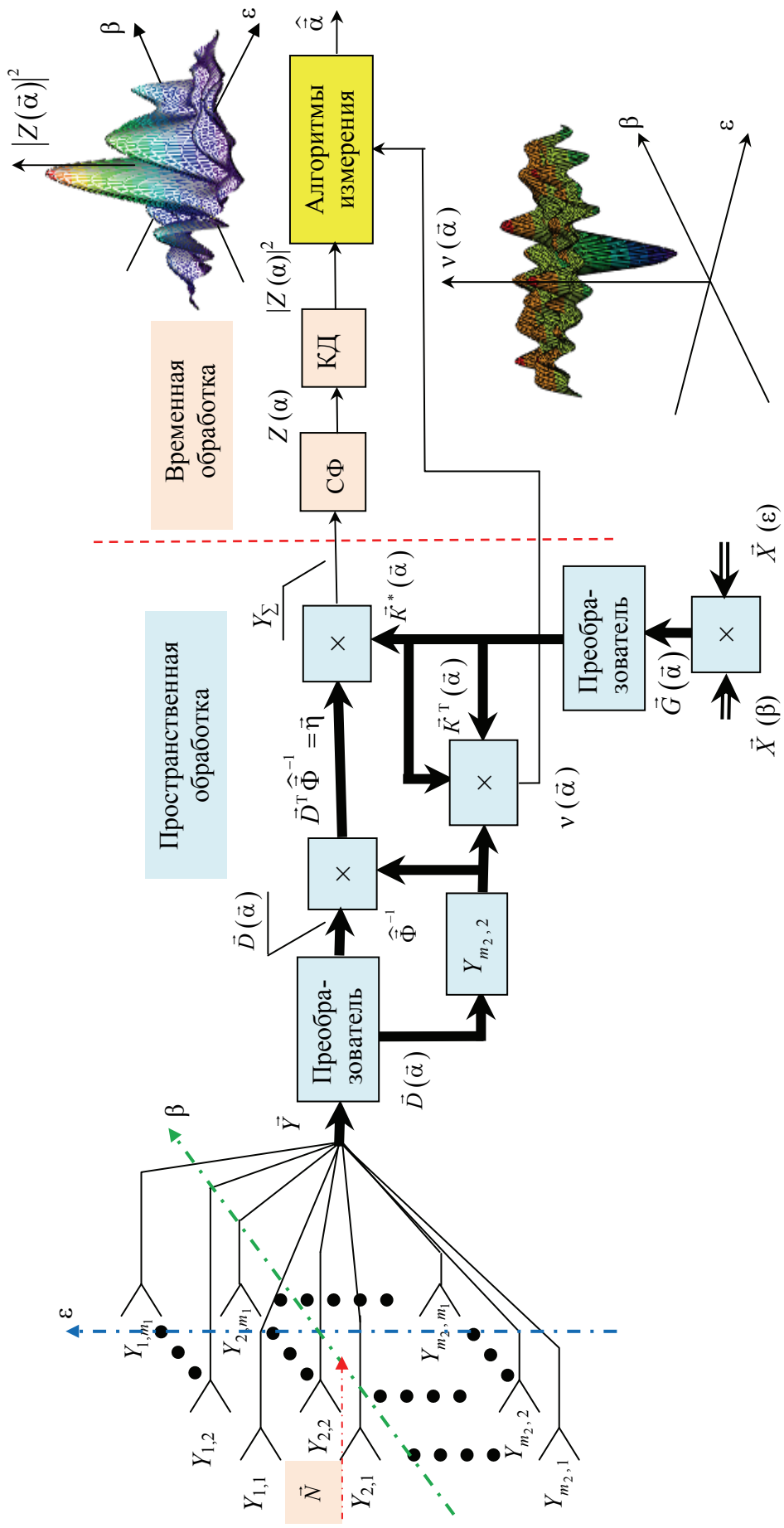


Рис. 9.24в. Обобщенная структурная схема измерителя обзорного типа с плоской АФАР

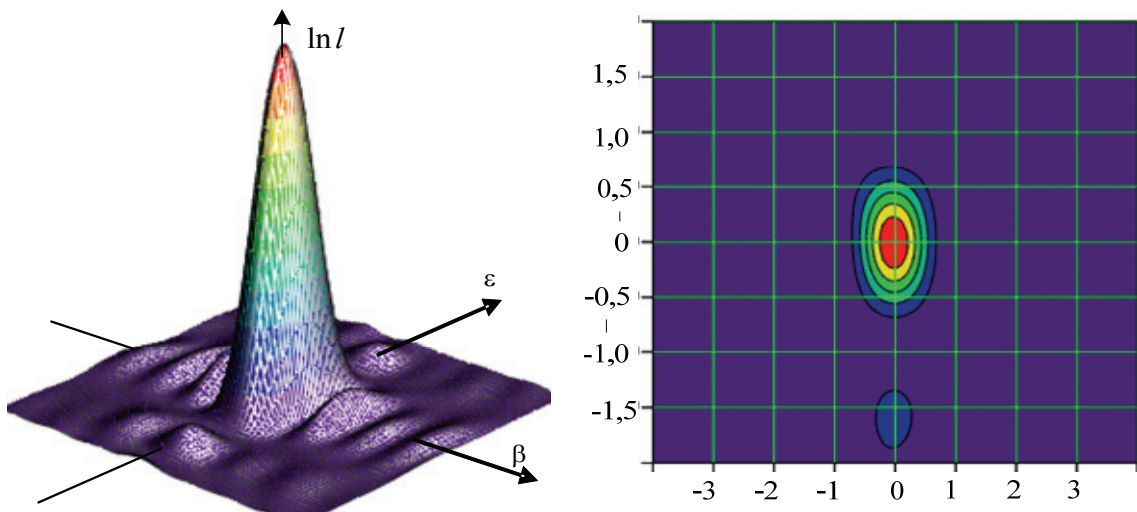


Рис. 9.25. Выходной эффект измерителя при отсутствии помех

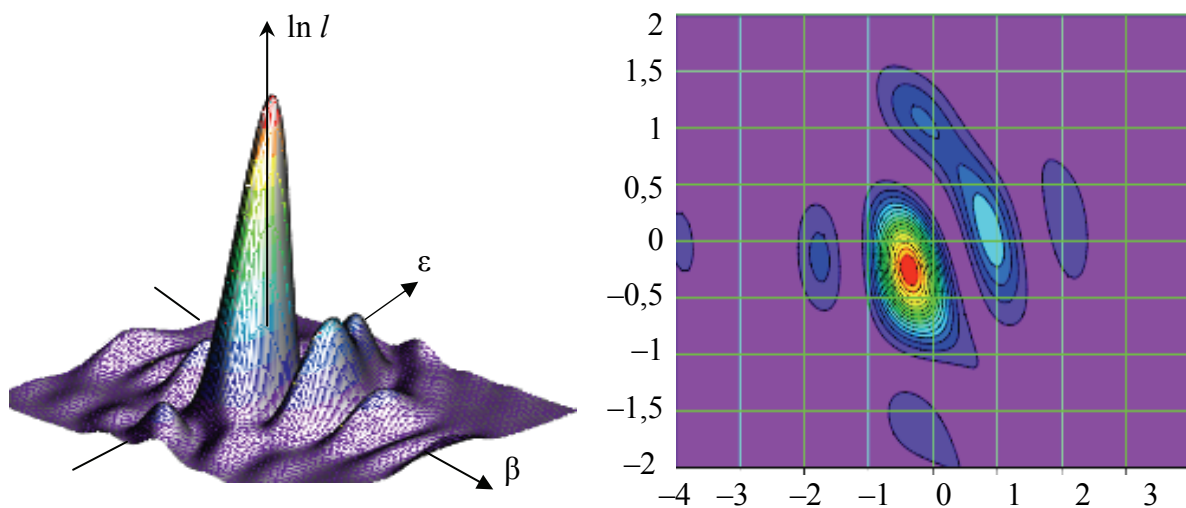


Рис. 9.26. Выходной эффект измерителя по достаточной статистике  $|Z(\alpha)|^2$  при действии ИП в области главного лепестка

Минимум значения этой величины соответствует угловому направлению на ИП. Здесь важно подчеркнуть, что смещение максимума выходного эффекта (рис. 9.26) происходит в случае применения в АФАР алгоритмов, основанных на текущей оценке КМП или ОКМП. Если же в качестве устройств адаптации используются автокомпенсационные системы с корреляционной обратной связью, то смещение максимума выходного эффекта не происходит. Это явление объясняется особым свойством корреляционной обратной связи – свойством нормировки выходного эффекта  $|Z(\bar{\alpha})|^2$  к величине  $v(\alpha)$ . Поэтому в такой АФАР выходной эффект измерителя соответствует несмещенной достаточной статистике

(9.76). Однако нормировка сопровождается расширением выходного эффекта, что указывает на увеличение флуктуационной погрешности измерения (рис. 9.15).

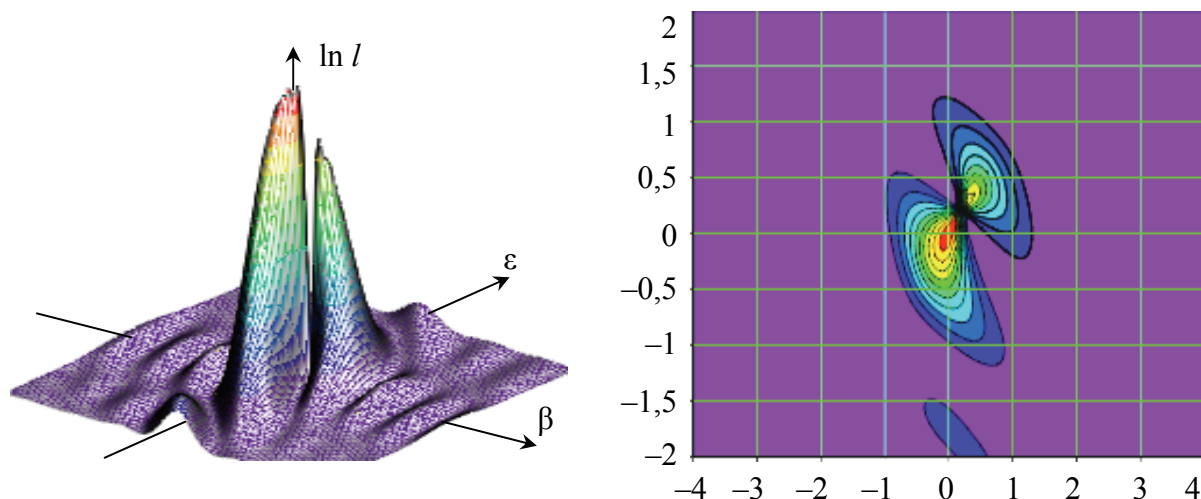


Рис. 9.27. Выходной эффект измерителей по полной достаточной статистике (9.70), (9.69)

Важно подчеркнуть, что емкие векторно-матричные операции вычисления величины  $v(\alpha)$ , показанные на рис. 9.18, 9.24а, б, в, можно заменить простейшей операцией квадратичного детектирования с постоянной времени детектора, существенно превышающей длительность полезного сигнала. Это объясняется тем, что рассматриваемая величина пропорциональна остаткам компенсации помех и не содержит временной составляющей сигнала.

### 9.6.3. Особенности синтеза адаптивного временного дискриминатора

По аналогии с рассмотренным выше угловым может быть построен и адаптивный временной дискриминатор. При этом если в угловом дискриминаторе измеряемым параметром является угловая координата цели, а защита осуществляется в пространственной области, то во временном дискриминаторе измеряемым параметром является время запаздывания  $t_3$ , а защиту от мешающего импульса помехи целесообразно осуществлять по частотным выборкам. Тогда, заменяя в уравнении правдоподобия (9.77) параметр  $\alpha$  на  $\hat{t}_3$  и полагая расстройку измеряемого параметра относительно ожидаемого достаточно малой, получаем выражение для выходного эффекта адаптивного временного дискриминатора:



$$\Delta_t(t_{3и}, \hat{t}_3) = \frac{1}{1/\hat{\mathcal{E}}_{T_3} + \nu(\hat{t}_3)} \operatorname{Re} \left\{ Z^*(\hat{t}_3, t_{3и}) Z_\Delta(\hat{t}_3, t_{3и}) - \frac{|Z(\hat{t}_3, t_{3и})|^2 \nu'(\hat{t}_3)}{1/\hat{\mathcal{E}}_{T_3} + \nu(\hat{t}_3)} - 2\nu'(\hat{t}_3) \right\}. \quad (9.87)$$

Здесь  $Z(\hat{t}_3, t_{3и}) = \bar{Y}_\Pi^T \bar{R}_\Pi^*(\hat{t}_3)$ ,  $Z_\Delta(\hat{t}_3, t_{3и}) = \bar{Y}_\Pi^T \frac{d}{dt_3} \bar{R}_\Pi^*(\hat{t}_3)$ ,  $\bar{R}_\Pi(\hat{t}_3) = \bar{\Phi}_\Pi^{-1}(t_{31}) \bar{X}_\Pi^*(\hat{t}_3)$ , где  $\bar{Y}_\Pi = \bar{\Pi} \bar{Y}$ ;  $\bar{\Phi}_\Pi^{-1} = \bar{\Pi} \bar{\Phi}^{-1} \bar{\Pi}^T$ ;  $\bar{X}_\Pi = \bar{\Pi} \bar{X}$ ;  $\bar{\Pi}$  – матрица дискретного преобразования Фурье. В свою очередь,

$$\bar{X}_\Pi(t_3) = \left\| \tau_\Pi \frac{\sin\left(\kappa \frac{2\pi}{\Delta t} t_3\right) \tau_\Pi / 2}{\left(k \frac{2\pi}{\Delta t} t_3\right) \tau_\Pi / 2} e^{-jk \frac{2\pi}{\Delta t} t_3} \right\|, \quad (9.88)$$

$$\bar{X}'_\Pi(t_3) = \left\| -j\tau_\Pi \frac{\sin\left(k \frac{2\pi}{\Delta t} t_3\right) \tau_\Pi / 2}{\tau_\Pi / 2} e^{-jk \frac{2\pi}{\Delta t} t_3} \right\|, \quad k = \pm \overline{0, n}, \quad (9.89)$$

$n = \tau_\Pi / \Delta t$ ;  $\tau_\Pi$ ,  $\Delta t$  – соответственно длительность импульса ожидаемого сигнала и интервал дискретизации;  $t_{3и}$  – истинное время запаздывания импульса ЭС;  $t_{31}$  – время запаздывания импульса помехи. Оценка энергии  $\hat{\mathcal{E}}_{T_3}$  осуществляется в соответствии с соотношением (9.81) с учетом введенного преобразования  $\Pi$ .

Основная трудность практической реализации таких дискриминаторов обусловлена особенностью построения устройства когерентной компенсации импульсной помехи. Посредством дискретного преобразования Фурье когерентная компенсация импульса помехи переносится в частотную область. При этом возможный сдвиг во времени этого импульса относительно импульса сигнала преобразуется в пропорциональный сдвиг по частоте спектральных составляющих импульса помехи относительно соответствующих спектральных составляющих спектра сигнала. Многочастотный характер дискретного спектра импульсов помехи и сигнала определяет многоканальность по частоте устройства когерентной компенсации импульса помехи, которая может быть реализована по любой из приведенных выше схем адаптивной обработки. Принципиальное отличие рассматриваемого случая состоит лишь в том, что меры по устранению влияния по-

лезного сигнала на оценку КМП здесь являются обязательными. Это связано с тем, что импульс сигнала и импульсы помехи, уводящей по дальности, в общем случае могут различаться только временем запаздывания. Результаты статистического моделирования временного дискриминатора показаны на рис. 9.28, *а, б, в, г*.

На рис. 9.28, *а* представлен импульс сигнала на входе дискриминатора (на выходе АД приемника), центр которого совмещен с центром полустроби системы АСД. На рис. 9.28, *б* показана аддитивная смесь импульсов сигнала и помехи, в которой амплитуда помехи в два раза превышает амплитуду сигнала, а сам импульс помехи сдвинут во времени относительно импульса сигнала на  $t_3 = \tau_n/2$ . При этом в области перекрытия импульсов результирующая амплитуда аддитивной смеси заметно превышает и амплитуду сигнала, и амплитуду помехи.

На рис. 9.28, *в* приведены нормированные к своим максимальным значениям выходные эффекты суммарного канала дискриминатора: 1) сплошной красной линией – выходной эффект при отсутствии помехи; 2) штрихпунктирной синей – выходной эффект, пропорциональный квадрату модуля корреляционного интеграла при воздействии помехи; 3) пунктирной зелёной – выходной эффект по нормированной к величине  $v(t_3)$  статистике (9.76); 4) совокупностью сиреневых точек – выходной эффект, соответствующий полной достаточной статистике (9.76).

На рис. 9.28, *г* представлены нормированные к своим максимальным значениям ДХ временного дискриминатора с учетом перевода обработки (осуществления когерентной компенсации импульса помехи и создания результирующего выходного эффекта) в частотную область: 1) сплошной красной линией показана ДХ при отсутствии помехи; 2) штрихпунктирной синей – ДХ, соответствующая дискриминаторному эффекту (9.82) в условиях воздействия помехи; 3) пунктирной зелёной – ДХ, соответствующая нормированному к  $v(t_3)$  дискриминаторному эффекту (9.79); совокупностью сиреневых точек – ДХ, соответствующая дискриминаторному эффекту по полной достаточной статистике (9.87). Значения сдвига  $\Delta f$  отсчитываются в эквивалентных единицах частоты, согласованных с единицами длительности импульса сигнала во временной области. Во всех рассмотренных случаях, кроме ситуаций, соответствующих кривым красного цвета (рис. 9.28, *в* и рис. 9.28, *г*) предусмотрена когерентная компенсация импульса помехи в частотной области.

При переходе из временной в частотную область сдвиг импульсов сигнала и помехи по времени запаздывания преобразуется в сдвиг спектров этих импульсов по частоте, что позволяет осуществить когерентную многоканальную компенсацию импульса помехи за счет формирования оценки ОКМП по его частотным выборкам подобно рассмотренной выше пространственной обработке сигналов в АФАР на фоне АШП или временной обработке в устройстве ЧПАК на фоне ПП (параграф 9.7; рис. 9. 30).

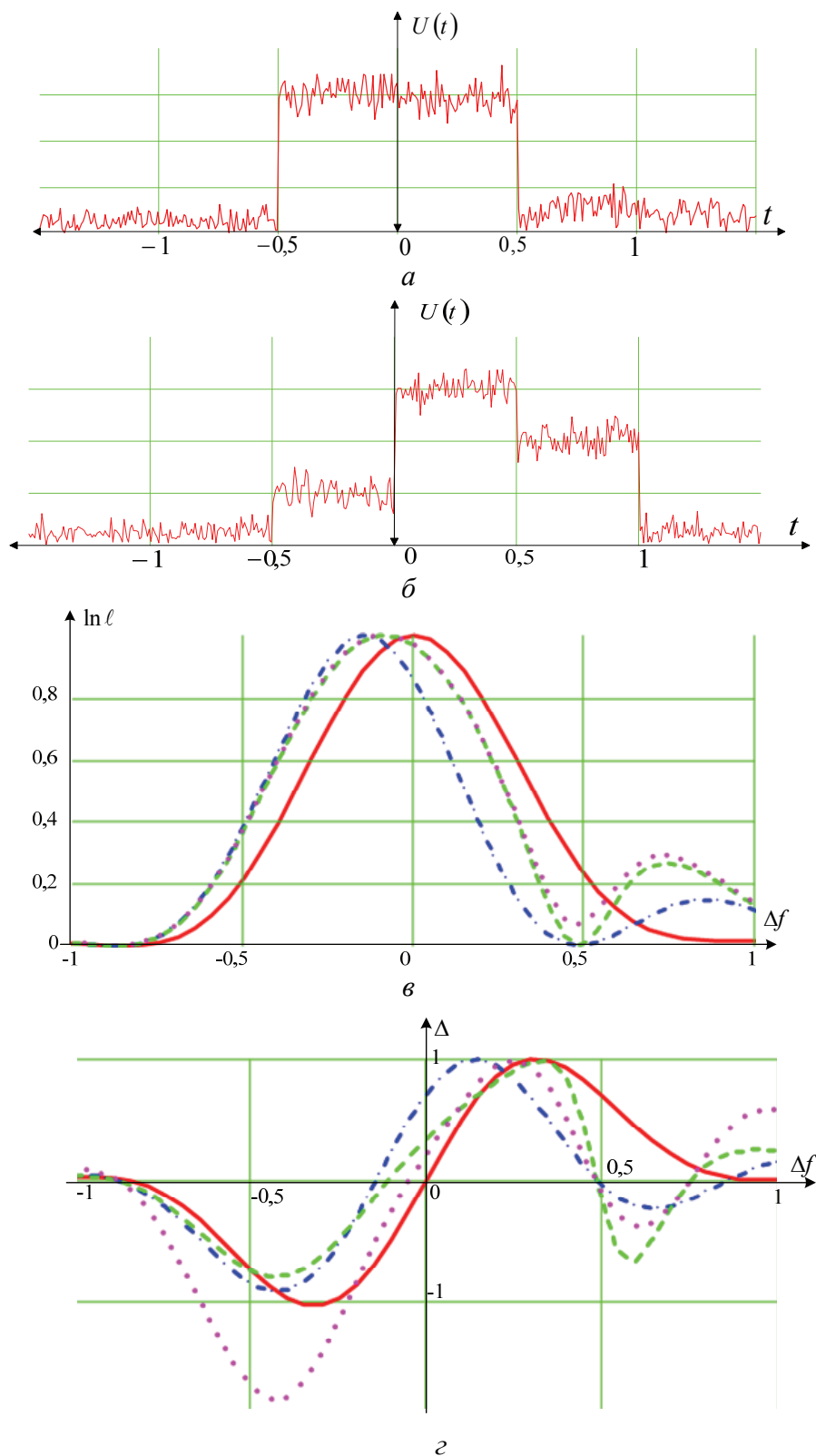


Рис. 9.28. Результат статистического моделирования временного дискриминатора: *a* – импульс сигнала на входе дискриминатора; *б* – аддитивная смесь импульса сигнала и помехи на входе дискриминатора; *в* – семейство нормированных выходных эффектов суммарного канала; *г* – семейство нормированных ДХ дискриминатора

Как следует из представленных результатов моделирования, общие закономерности поведения ДХ дискриминатора системы АСД в условиях адаптации к импульсной помехе, уводящей по дальности, мало чем отличаются от поведения соответствующих характеристик рассмотренных выше угловых дискриминаторов. Некоторая систематическая погрешность (смещение нуля ДХ) выходного эффекта (9.87) связана с ограниченностью числа частотных выборок, используемых при оценке ОКМП импульса помехи.

## **9.7. Преодоление априорной неопределенности параметров сигнала относительно параметров пассивных помех**

### **9.7.1. Модели сигнала и помех. Когерентная весовая обработка пачки эхосигналов**

В литературе по теории и технике радиолокации приводятся основные устройства подавления помех преимущественно в той последовательности, в какой они исторически возникали как закономерный ответ РЛ инженерной практики на повышение возможностей СВН противника в постановке помех этого класса. Рассмотрим специфику компенсации ПП с точки зрения поставленной выше обобщенной задачи преодоления априорной неопределенности параметров сигнала относительно параметров внешних помех (в рассматриваемом случае – относительно параметров ПП  $\vec{\lambda}_1^n$ ).

Ранее было введено предположение о возможности разделения обработки сигналов в АФАР на пространственную и временную. Как выяснилось в ходе предыдущих рассуждений, пространственная обработка, в процессе которой осуществляется компенсация АП и когерентное накопление полезного сигнала по элементам решетки, сводится к оценке ОКМП  $\vec{\Phi}^{-1}$  или весового вектора  $\vec{R}(\vec{\alpha})$  и весовой когерентной обработке вектора входных воздействий  $\vec{Y}(t)$ . Последующая временная обработка должна выполнять либо только согласованную фильтрацию сигнала, если в устройстве не предусмотрена компенсация ПП, либо согласованную фильтрацию с последующей оптимальной когерентно-весовой обработкой пачки ЭС в случае воздействия ПП. Для сигнала в виде пачки взаимно когерентных импульсов модель ожидаемого (опорного) полезного сигнала имеет следующий вид:

$$X(t) = \sum_{i=1}^M X_i X_0(t-t_i), \quad (9.90)$$

где  $X_i$  – независимый от времени коэффициент, характеризующий огибающую пачки эхосигналов  $X_0(t-t_i)$ ;  $X_0$  – комплексная амплитуда  $i$ -го ожидаемого сигнала ( $i = 1 \dots M$  – номер периода зондирования).

Аналогично может быть представлена и модель ПП:

$$X_a(t) = \sum_{i=1}^M A_i X_0(t-t_i), \quad (9.91)$$

где  $A_i$  – случайный коэффициент, характеризующий огибающую пачки ПП.

Исходя из уравнения корреляционного интеграла, описывающего этап временной обработки

$$Z_i = \frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} Y(t) X^*(t-t_i) dt, \quad (9.92)$$

весовой (корреляционный) интеграл, характеризующий многоканальную временную обработку в устройстве подавления ПП, может быть представлен либо весовой суммой

$$z = \sum_{i=1}^M Z_i R_i^*, \quad (9.93)$$

либо соответствующей векторно-матричной формой  $z = \vec{Z}^T \vec{R}^*$ . Здесь  $Z_i$  – результат согласованной фильтрации  $i$ -го радиоимпульса в приемнике.

В наиболее общем виде временная обработка сигналов на фоне ПП сводится к согласованной фильтрации одиночных радиоимпульсов и последующей когерентной весовой обработке результата в соответствии с соотношениями (9.92), (9.93). Структурная схема, реализующая эту весовую обработку, представлена на рис. 9.29.

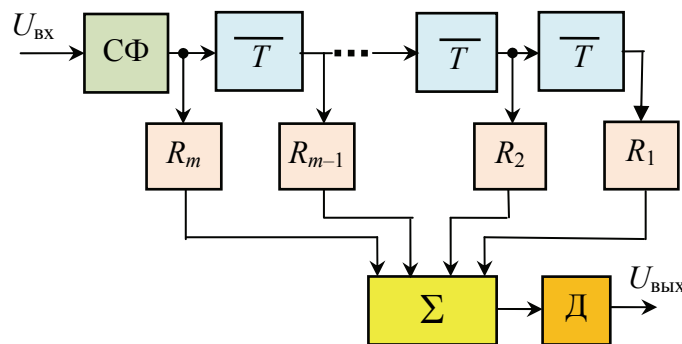


Рис. 9.29. Схема весовой обработки когерентной пачки ЭС на фоне ПП

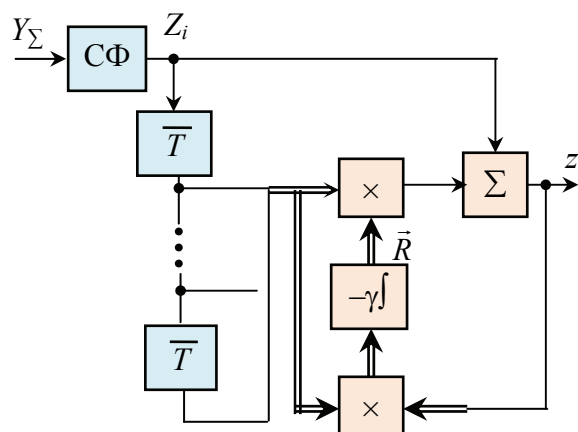


Рис. 9.30. Структурная схема ЧПАК ПП

Технически такая обработка может быть реализована с помощью уже изученных алгоритмов вычисления весового вектора  $\vec{R}$  с выделенными основным и компенсационными каналами (рис. 9.30). Отличие оптимальной временной обработки от пространственной связано с наличием в цепи компенсационных каналов  $M - 1$  линий задержки на период следования ЗС вместо пространственно разнесенных антенн (ДН) компенсационных каналов. Здесь  $Y_\Sigma$  – сигнал на выходе системы адаптивной пространственной обработки.

Оптимальное число каналов (по числу отводов линии задержки) определяется числом периодов повторения сигналов, в которых сохраняется межпериодная корреляция ПП. Такая многоканальная система обеспечивает автоматическую настройку провала (минимума) своей АЧХ на максимум спектра помехи, включая и многослойную (широкополосную) ПП. По этой причине подобные системы подавления получили название системы ЧПАК ПП. Необходимость в установке переобезяющего матричного фильтра, который имеет место в цепи компенсационных каналов системы защиты от АП (рис. 9.13), здесь отсутствует. Это связано с разномом во времени моментов поступления ПП на компенсационные входы АКП, вследствие чего эти каналы оказываются статистически независимыми.

### 9.7.2. Особенности адаптивного измерения доплеровского параметра сигнала на фоне пассивных помех

При скоростной селекции сигнала на фоне ПП, когда спектры полезного и мешающего сигналов перекрываются, доплеровская частота сигнала  $F_d$  принимает энергетический характер: отношение сигнал/помеха оказывается зависимым от степени перекрытия сигнала и ПП по радиальной

скорости (от степени совпадения радиальной скорости цели и ПП). В этом случае формирование провала в АЧХ адаптивного фильтра на частоте помехи искажает ДХ частотного дискриминатора подобно тому, как искажается ДНА углового дискриминатора при адаптации к АП. Степень искажения характеристики частотного дискриминатора тем больше, чем в бóльшей степени сигнал, отраженный от ПП, перекрывается по  $F_d$  сигналом, отраженным от подвижной цели. Поэтому при синтезе адаптивных измерителей радиальной скорости цели необходимо, как и в случае с АП, учитывать энергетический характер измеряемого параметра.

Существенно, что рассмотренные ранее закономерности адаптивного измерения и принципы построения измерителей угловых координат и времени запаздывания справедливы и для случая адаптивного измерения радиальной скорости цели. Поэтому синтез частотного дискриминатора можно свести к формальной замене в алгоритмах (9.80), (9.81) оценки угловых параметров  $\alpha$  и  $\alpha_n$  на оценки  $F_d$  и  $F_{дн}$ :

$$\left\{ \begin{aligned} \Delta(t, \widehat{F}_d, F_{дн}) &= \frac{1}{1/\widehat{\Xi}_{T_s} + v(\widehat{F}_d)} \operatorname{Re} \left\{ Z(t)Z'(t) - \frac{|Z(t)|^2 v(\widehat{F}_d)}{1/\widehat{\Xi}_{T_s} + v(\widehat{F}_d)} - 2v'(\widehat{F}_d) \right\}, \\ \widehat{\Xi}_{T_s} &= \frac{1}{T} \int_0^T \frac{|Z(t)|^2 - 2v(\widehat{F}_d)}{2v^2(\widehat{F}_d)} dt. \end{aligned} \right. \quad (9.94)$$

Устройства, реализующие алгоритм адаптивного частотного дискриминатора (9.94) и когерентную весовую обработку в этом дискриминаторе, приведены соответственно на рис. 9.31 и 9.32. Несложно заметить, что структура адаптивного частотного дискриминатора отличается от адаптивного углового только лишь входными цепями устройства защиты от помех. Остальные элементы дискриминаторов, включая сами устройства компенсации помех и собственно измерительную часть, фактически совпадают, подтверждая тем самым справедливость принципа материального единства мира. Символами 0Т, 1Т, 2Т, ... МТ обозначены выходы линий задержки по числу реализованных в схеме задержек на период следования.

Результаты статистического моделирования частотного дискриминатора представлены на рис. 9.33–9.36. В частности, на рис. 9.33 показаны спектры сигнала и ПП, на рис. 9.34 – различные варианты перекрытия этих спектров по  $F_d$ , на рис. 9.35 – ДХ для алгоритма, не учитывающего энергетический характер доплеровской частоты  $F_d$ . Кривая 1 получена при от-

сутствии ПП; кривые 2, 3, 4 – в условиях адаптации к помехам (для степени перекрытия спектров, представленных на рис. 9.34, а, б, в соответственно). На рис. 9.35 приведены ДХ для алгоритма (9.94). Возрастающие номера кривых здесь также соответствуют ситуациям перекрытия сигнала и помехи, отображенным на рис. 9.34, а, б, в.

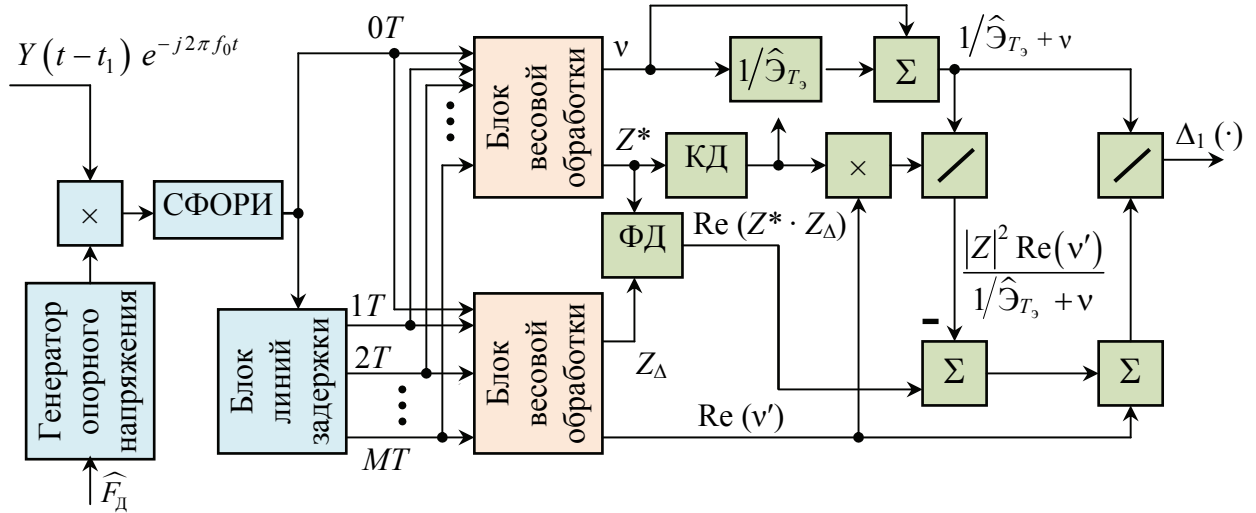


Рис. 9.31. Структурная схема адаптивного частотного дискриминатора: СФОРИ – согласованный фильтр одиночного радиоимпульса

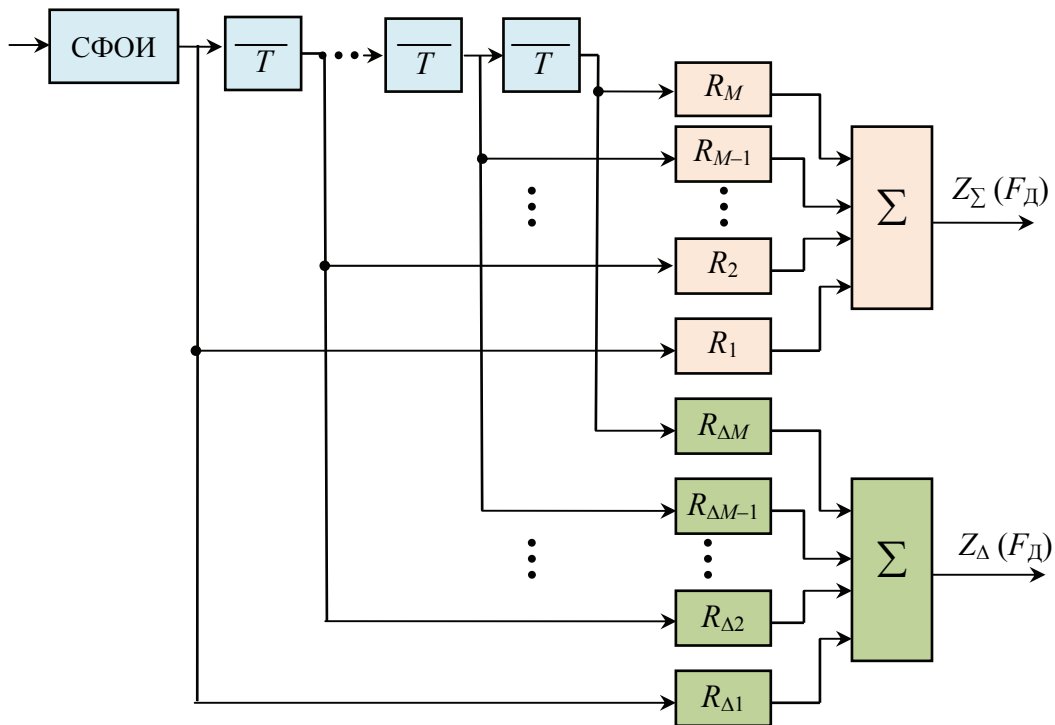


Рис. 9.32. Структурная схема весовой обработки суммарного и разностного каналов частотного дискриминатора: СФОИ – согласованный фильтр одиночного импульса



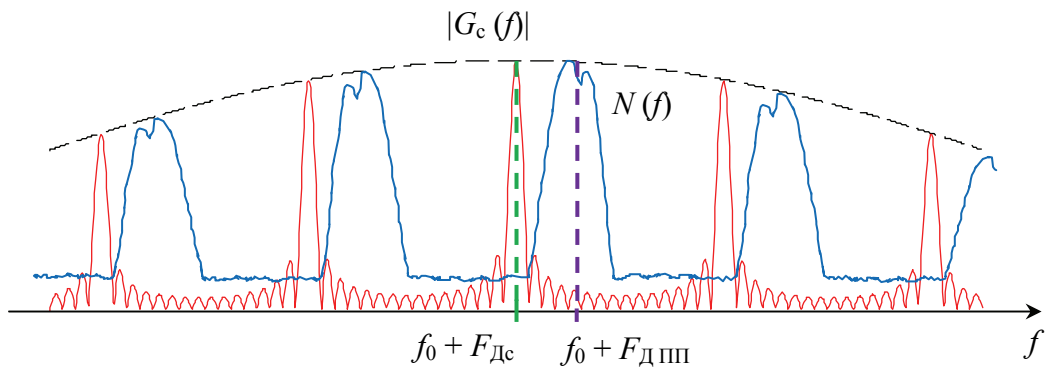


Рис. 9.33. Спектры полезного сигнала и ПП

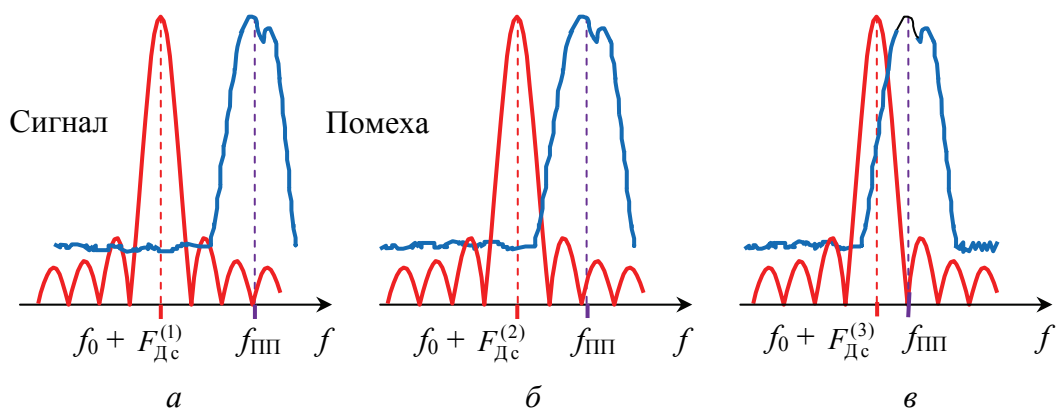


Рис. 9.34. Степень перекрытия сигнала и помехи по частоте Доплера

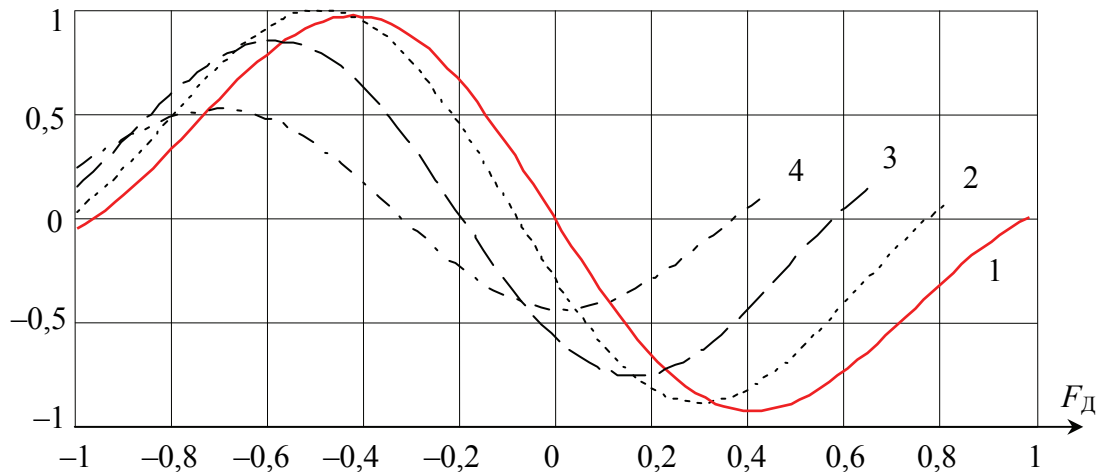


Рис. 9.35. ДХ для алгоритма  $Z^*(t) Z'(t)$

Результаты статистического моделирования показывают, что характер поведения ДХ частотного дискриминатора в условиях адаптации к ПП аналогичен характеру поведения соответствующих характеристик углового и временного дискриминаторов в условиях их адаптации к АП.

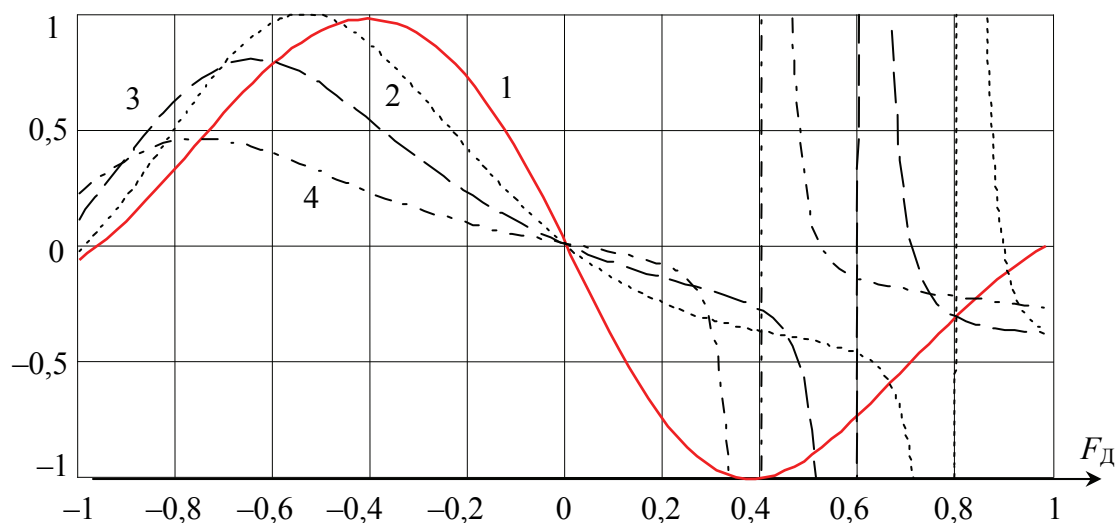


Рис. 9.36. ДХ для алгоритма (9.101)

Таким образом, при использовании достаточной статистики, не учитывающей энергетический характер измеряемого параметра, возникает существенная систематическая погрешность, возрастающая по мере увеличения степени перекрытия спектров сигнала и помехи по доплеровской частоте. При переходе к адаптивному алгоритму измерения, хотя и наблюдается определенное снижение крутизны ДХ (что указывает на некоторое возрастание флюктуационной погрешности), систематическая погрешность все-таки устраняется (рис. 9.36).

### 9.8. Адаптация при большой интенсивности полезного сигнала. Особенности пеленгации источников активных помех

Ранее было введено предположение о том, что мощность отраженного от нешумящей (прикрываемой внешними активными помехами) цели эхосигнала существенно ниже мощности АП. В этой связи влияние ЭС на цепь самонастройки АФАР пренебрежимо мало и оценка КМ сигнала и помех  $\vec{\Phi}(t, s) = \vec{\Phi}_{\text{сн}}(t, s) = \vec{\Phi}_{\text{п}}(t, s, \lambda_1) + \vec{\Phi}_{\text{с}}(t, s, \bar{\alpha}_{\text{и}}, \bar{\lambda}_2)$ , по существу, сводилась к оценке КМП  $\vec{\Phi}_{\text{п}}$ .

В ряде практически важных случаев, например, при компенсации АП, действующей на скате основного лепестка ДН ФАР, либо при пеленгации ИАП на фоне других источников, влияние полезного сигнала на матрицу  $\vec{\Phi}(t, s)$  оказывается существенным. В этой связи возникает задача устранения сигнальной составляющей в матрице  $\vec{\Phi}(t, s)$ , которая решается

несколькими способами. Первый связан с использованием в качестве диаграммообразующей матрицы  $\vec{A}$  какого-либо ортогонального преобразования (например, Адамара, Фурье, Уолша). В этом случае все сигналы, действующие с направления максимума ДНА основного канала, воспринимаются системой как полезные и не участвуют в формировании ОКМП или весового вектора (рис. 5.19)<sup>62</sup>. Вторым вариантом – устранение сигнала из цепей самонастройки в процессе формирования  $\vec{\Phi}(t, s)$  или  $\vec{R}$ . В этом случае текущая оценка КМП имеет следующий вид:

$$\hat{\Phi}_y = (\vec{Y} - \hat{a}\vec{X})(\vec{Y} - \hat{a}\vec{X})^{*T} / 2. \quad (9.95)$$

Здесь  $\hat{a}$  – оценка модуля нормированной комплексной амплитуды сигнала,

$$\hat{a} = \left| \vec{Y}^T \hat{R}^* / \vec{X}^T \hat{R}^* \right| = |Y_\Sigma / v|,$$

где  $v(\alpha)$  – введенная ранее пространственная составляющая отношения сигнал/(помеха + шум).

В качестве простейшей модели сглаживания оценок амплитуды  $\hat{a}_y$  может быть рассмотрена модель фильтрации оценок в скользящем окне размера  $\tau_a$ :  $d\hat{a}/dt = (\hat{a}_y - \hat{a})/\tau_a$ , где  $\tau_a$  пропорциональна постоянной времени интегратора фильтра. Подобная задача возникает в случае пеленгации ИАП на фоне других источников, сигналы от которых выступают в качестве мешающих. Рассмотрим специфику этой задачи более подробно.

Известно достаточно много методов пеленгации ИАП, основанных на фиксации углового положения антенны (при ее сканировании) в момент, когда выходное напряжение интегратора энергетического приемника достигает максимального значения. Существенным недостатком таких методов является наличие ложных пеленгов за счет приема мешающих источников излучения боковыми лепестками ДНА. Значительно более широкие возможности по пеленгации появляются при использовании АФАР, где наряду с получением информации об угловых координатах возможно определение числа и интенсивностей ИАП. Условно эти методы (и соответствующие им алгоритмы) можно разделить на две большие группы: а) группа методов, ширина пеленга при реализации которой соизмерима с шириной ДНА в соответствующей угломерной плоскости (показатели качества пеленгации в рамках релейского разрешения); б) группа методов

<sup>62</sup>Это свойство перечисленных ортогональных преобразований обусловлено тем, что сформированные этими преобразованиями семейства ДН компенсационных каналов имеют провалы в направлении максимума основного лепестка ДНА.

косвенной пеленгации, обеспечивающая так называемое свехрелеевское разрешение.

**Методы первой группы** основаны на пространственных различиях сигнала и помехи. В качестве сигнала пеленга используется квадрат модуля выходного эффекта (9.59), предварительно прошедшего временную обработку в СФ и некогерентное последетекторное накопление в интеграторе. Такой эффект для задач пеленгации выступает в качестве статистики, достаточной для принятия решения о наличии или отсутствии пеленга. Схема пеленгатора может быть реализована с помощью адаптивных обнаружителей, представленных на рис. 9.10–9.13 с дополнительно включенным после детектора интегратором. Обязательное в данном случае устранение влияния полезного сигнала на оценку весового вектора или ОКМП может быть осуществлено за счет рассмотренного выше контура обратной связи или формирования провалов в ДН компенсационных антенн в направлении прихода полезного сигнала. В последнем случае сигнал помехи, действующий в области максимума основного лепестка, будет восприниматься системой в качестве полезного сигнала, поскольку в компенсационные каналы АКП он не попадает. Очевидно, что по этому сигналу будет сформирован соответствующий пеленг. Сигналы ИАП, занимающих отличные от пеленгуемого ИП угловые положения, в такой системе будут подавляться. В процессе кругового обзора пространства на выходе устройства последовательно во времени будут воспроизводиться пеленги на ИП, находящиеся в ЗО РЛС. Несколько ИП, не выходящих за пределы основного лепестка ДНА, будут восприниматься как один с некоторым общим энергетическим центром. В этом явлении проявляется сущность упоминавшегося релеевского разрешения. В то же время ширина таких пеленгов будет несколько уже основного лепестка ДНА за счет компенсации помехи на скатах основного лепестка.

**Методы второй группы** эквивалентны методам спектрального анализа. Они основаны на информации об интенсивностях и угловых положениях ИАП, содержащейся в матрице  $\vec{\Phi}_{\text{сп}}(t, s)$  или весовом векторе  $\vec{R}_{\text{сп}}(\theta) = \vec{\Phi}_{\text{сп}} \vec{X}^*(\theta)$ . Здесь  $\theta$  – угловая координата (пеленг) на ИАП. По аналогии со спектральным анализом их иногда называют *методами пространственного анализа*. Рассмотрим эти методы более подробно.

1. *Метод пеленгации с воспроизведением интенсивности полезного сигнала.* В этом случае выражения для выходного эффекта  $Z_{\text{н}}^2(\theta)$  устройства пеленгации имеют следующий вид:

$$Z_{\text{н}}^2(\theta) = [\vec{X}^T(\theta) \hat{R}_{\text{сп}}^*(\theta)]^{-1} = [\vec{X}^T(\theta) \hat{\Phi}_{\text{сп}}^{-1} \vec{X}^*(\theta)]^{-1}, \quad (9.96)$$

где оценка комплексного весового вектора сигнал-помеха  $\hat{R}_{\text{сп}} = \hat{\Phi}_{\text{сп}}^{-1} \vec{X}^*(\theta)$  содержит как полезный сигнал, так и сигнал помехи, а  $\vec{X}(\theta)$  представляет собой вектор ожидаемого АФР в функции угла прихода сигнала пеленгуемого источника  $\theta$ . Процесс вычисления выходного эффекта (9.96) и пеленгации источников сводится к оценке ОКМП  $\hat{\Phi}_{\text{сп}}^{-1}$  на основе вектора принятых реализаций  $\vec{Y}(t)$  и последующей фильтрации (например, на ЭВМ при цифровой обработке) неслучайных амплитудно-фазовых множителей  $\vec{X}(\theta)$  как функций угловых координат с использованием рассмотренных ранее адаптивных обращающих фильтров  $\hat{\Phi}_{\text{сп}}^{-1} \vec{X}(\theta)$  (рис. 9.7, 9.9–9.10).

Как видим, при вычислении пеленгационного эффекта (9.96) входной сигнал  $\vec{Y}(t)$  непосредственно не используется. В этом состоит основное отличие метода пеленгации по выходному сигналу энергетического приемника (по ширине ДНА на уровне половинной мощности – релеевское разрешение) от метода определения пространственного спектра (пеленгация сигналов в пределах ДНА – сверхрелеевское разрешение). Результаты статистического моделирования (пеленгационные характеристики – ПХ) рассматриваемого алгоритма применительно к плоской ФАР представлены на рис. 9.37. Для ситуации, отображенной на рис. 9.37, а, б, источник сигнала расположен по нормали к плоскости раскрыва ФАР, ИП расположен в точке с координатами  $\beta = -1,5$ ,  $\varepsilon = 1,5$ . По осям отложены текущие угловые координаты  $\beta$ ,  $\varepsilon$ , выраженные в долях полуширины ДНА. Для ситуации, отображенной на рис. 9.37, в, г, д, источник сигнала расположен в нормали к плоскости раскрыва ФАР, а ИП – в точке с координатами  $\varepsilon = 0$ ,  $\beta = 0,5$ .

Как видим, алгоритм пеленгации (9.96) обладает явно выраженным эффектом сверхрелеевского разрешения, который особенно заметен при действии источника сигнала и ИП в области главного лепестка ДНА (рис. 9.37, в, г, д). Важно подчеркнуть, что такой алгоритм, помимо эффекта сверхрелеевского разрешения двух близко расположенных в пространстве источников, позволяет оценить и интенсивности  $\hat{h}_c$  излучаемых ими

помех в соответствии с соотношением  $\hat{h}_c = \left[ \vec{X}^T(\theta) \hat{R}_{\text{сп}}^* \right]^{-1}$ .

2. *Метод пеленгации с выравниванием помеховой составляющей выходного эффекта пеленгатора.* Специфика алгоритма состоит в том, что помеховая составляющая выходного эффекта должна быть равна входящей в нее шумовой составляющей. В этом случае сам алгоритм пеленгации может быть представлен следующим образом:

$$Z_H^2(\theta) = \vec{X}^T(\theta) \hat{R}_{\text{сп}}^* (\theta) / \hat{R}_{\text{сп}}^T(\theta) \hat{R}_{\text{сп}}^* (\theta). \quad (9.97)$$

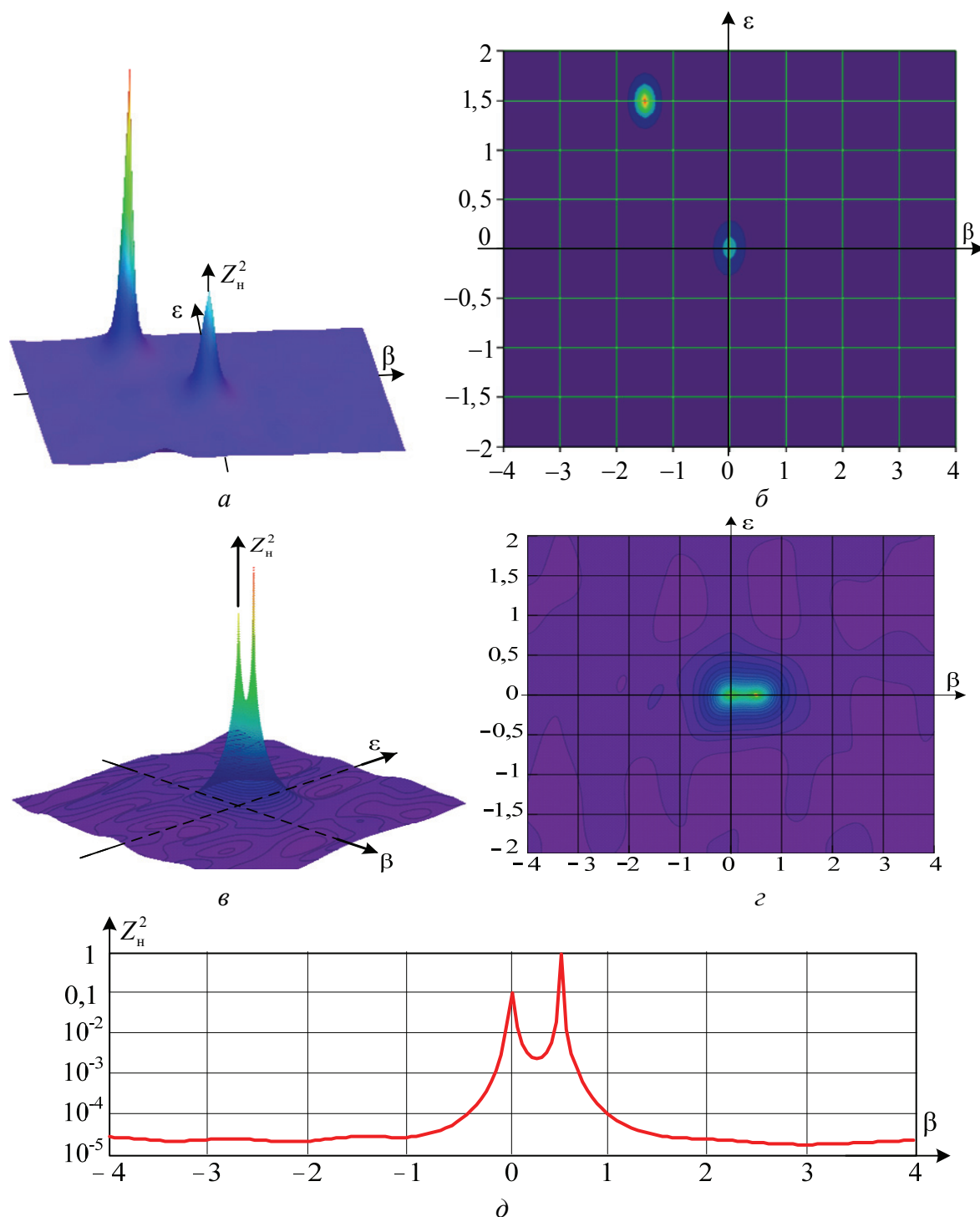


Рис. 9.37. Результаты статистического моделирования алгоритма (9.96):  
 а, в – вид ПХ; б, г – отображение ПХ с помощью линий равного уровня;  
 д – сечение выходного эффекта пеленгатора плоскостью  $\epsilon = 0$

Данный алгоритм, по сравнению с алгоритмом (9.96), сложен в реализации и имеет более низкую точность оценки интенсивности сигнала (если такая оценка требуется). Однако он имеет и ряд преимуществ. Первое из них связано с возможностью использования постоянного порога

обнаружения, если задана вероятность ложной тревоги, второе – с более высокой точностью оценки угловых координат ИАП. Результаты статистического моделирования алгоритма (9.97) для аналогичной предыдущему случаю сигнально-помеховой ситуации представлены на рис. 9.38.

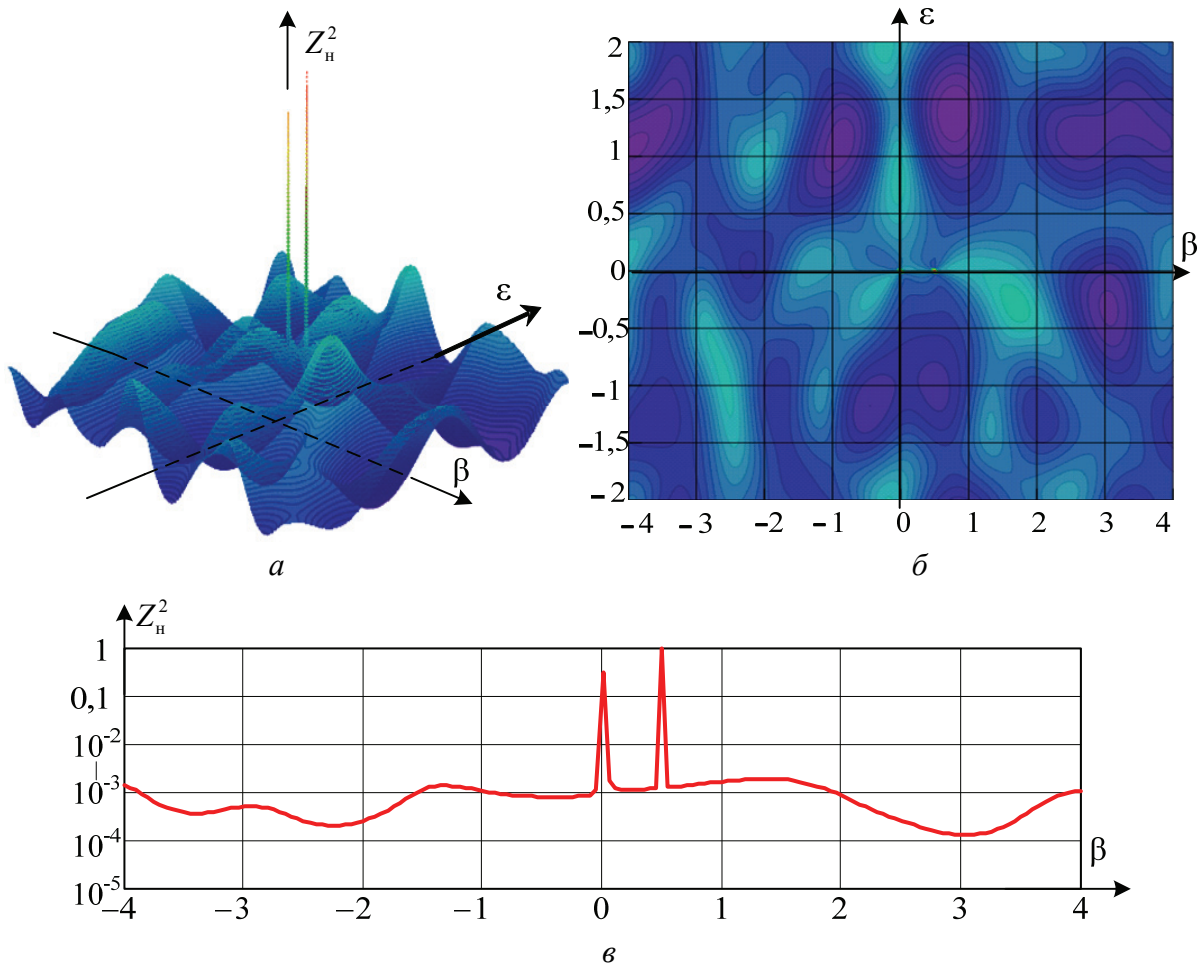


Рис. 9.38. Результаты статистического моделирования алгоритма (9.97):  
 а – вид ПХ; б – отображение ПХ с помощью линий равного уровня;  
 в – сечение выходного эффекта пеленгатора плоскостью  $\epsilon = 0$

3. Метод «теплового шума». Основан на том, что значение элементов весового вектора  $\hat{R}_{\text{сп}}(\theta)$  стремится к нулю в случае, когда направление локации совпадает с направлением на интенсивный источник излучения. Поэтому вводят скалярное произведение  $\hat{R}_{\text{сп}}^T(\theta)\hat{R}_{\text{сп}}^*(\theta)$  и называют его мощностью «теплового шума» АФАР. В качестве же достаточной статистики выбирается величина, обратная этой мощности (рис. 9.39):

$$Z_H^2(\theta) = 1 / \hat{R}_{\text{сп}}^T(\theta)\hat{R}_{\text{сп}}^*(\theta). \quad (9.98)$$

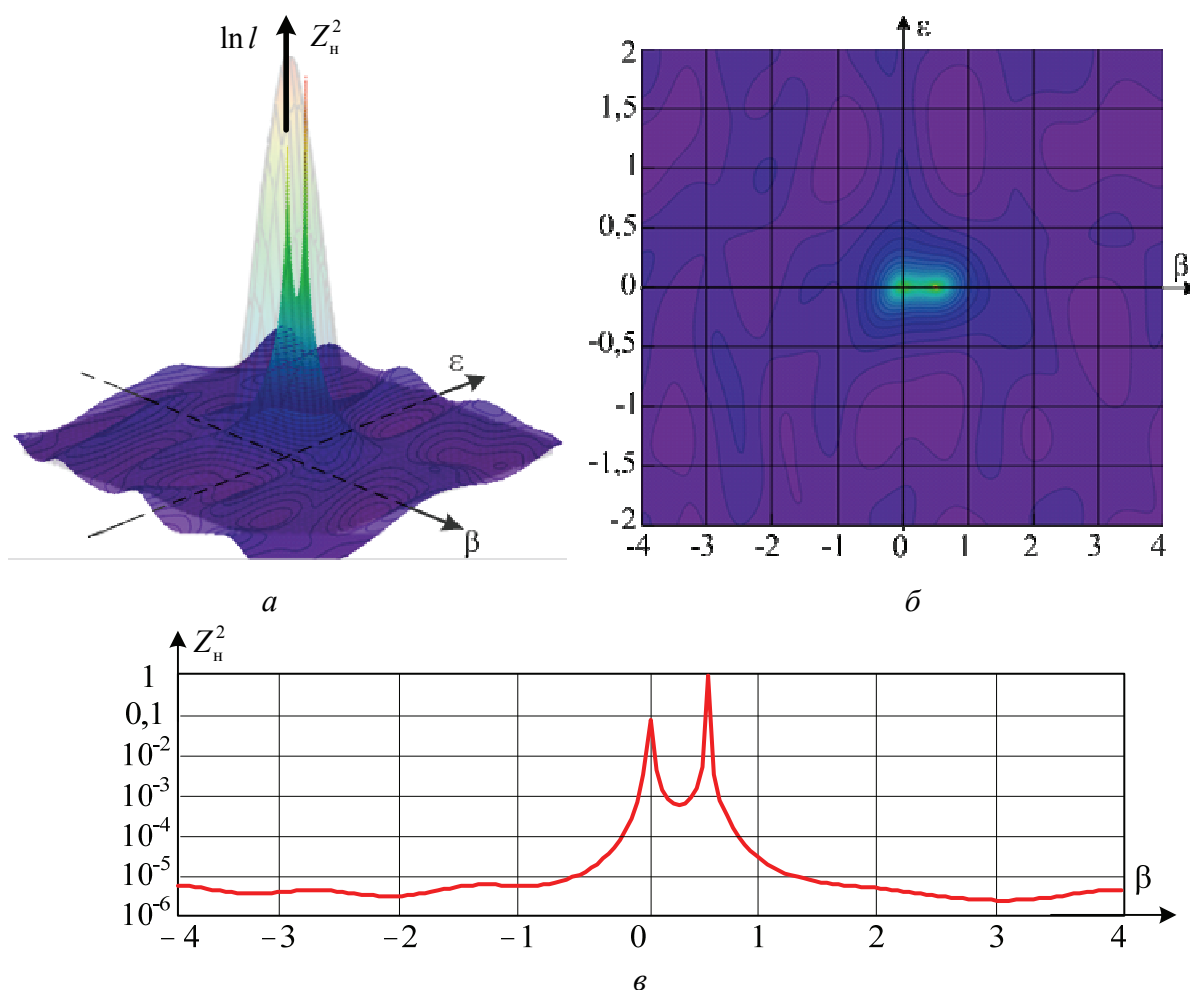


Рис. 9.39. Результаты статистического моделирования алгоритма теплового шума:  
 а – вид ПХ; б – отображение ПХ с помощью линий равного уровня;  
 в – сечение выходного эффекта пеленгатора плоскостью  $\varepsilon = 0$

На рис. 9.39, а (в целях сопоставления возможностей сверхрелеевого и релеевого разрешения) помимо пространственных пеленгов показан контур выходного эффекта энергетического приемника, пропорционального ширине ДН ФАР.

4. *Метод поиска ИАП с предварительной оценкой их числа.* Отличается сравнительно малым (в теоретическом плане) смещением оценок угловых координат ИАП, но подвержен сильному влиянию дестабилизирующих факторов. При этом обработка разделяется на три этапа: а) оценка КМ принимаемых колебаний  $\hat{\Phi}_{сп}$ ; б) оценка числа ИАП  $N$ ; в) оценка угловых координат ИАП.

В наиболее общем случае оценка матрицы выполняется по соотношению  $\hat{\Phi}_{сп} = \frac{1}{2} \left( \overline{\vec{Y}(t) \vec{Y}^T(t)} \right)$ . Для определения числа ИП вычисляются собственные значения  $\lambda_i$  и ортонормированные собственные векторы  $\vec{V}_i$  мат-



рицы  $\hat{\Phi}_{\text{сп}}$ . Поскольку эта матрица является эрмитовой, постольку она допускает представление в следующем виде:

$$\hat{\Phi}_{\text{сп}} = \sum_{i=1}^m \lambda_i \vec{V}_i \vec{V}_i^{*\Gamma} = \vec{V} \hat{\Lambda} \vec{V}^{*\Gamma},$$

где  $\vec{V} = \|\vec{V}_1, \vec{V}_2, \dots, \vec{V}_m\|$  – унитарная, а  $\hat{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m)$  – диагональная матрицы. Оценку числа ИП можно найти по числу собственных значений матрицы  $\hat{\Phi}_{\text{сп}}$ , превышающих дисперсию шума в определенное число раз. Для оценивания угловых координат ИП используются алгоритмы (9.96)–(9.98), в которых весовой вектор имеет вид

$$\hat{R}_{\text{сп}}(\theta) = \hat{F} \bar{X}(\theta). \quad (9.99)$$

Здесь  $\hat{F}$  – матрица, составленная из собственных векторов:  $\hat{F} = \sum_{i=1}^N d_i \vec{V}_i \vec{V}_i^{*\Gamma}$ ,

где  $d_i$  – некоторые коэффициенты, равные единице либо  $1 / \lambda_i$ . При  $d_i = 1$  матрицу  $\hat{F}$  называют проектором, при  $d_i = 1 / \lambda_i$  – квазипроектором.

Особенностью проекционных методов является зависимость показателей качества пеленгации от того, насколько точно удастся разделить собственные значения и собственные векторы КМП  $\hat{\Phi}_{\text{сп}}$ , обусловленные действием шума и сигнала. Это может приводить либо к появлению ложных максимумов (если число собственных значений, отнесенных к сигнальным, больше истинного числа ИАП), либо к пропуску целей в противном случае. Существует несколько разновидностей технической реализации проекционного метода, описание которых мы опускаем [8, с. 372–379; 23, с. 164–180].

5. *Метод косвенного поиска источников излучения* основан на отыскании экстремумов или нулей функции  $Z_{\text{н}}^2(\theta)$ . Для таких алгоритмов (без предварительной оценки числа ИАП) косвенный поиск сводится к отысканию корней уравнения вида  $dZ_{\text{н}}^2(\theta) / d\theta = 0$ ; для алгоритмов косвенного поиска ИАП с предварительной оценкой их числа – к отысканию корней уравнений вида

$$\frac{d}{d\theta} \frac{1}{Z_{\text{н}}^2(\theta)} = 0. \quad (9.100)$$

В частности, применительно к алгоритму (9.96) подлежащее решению уравнение имеет вид  $\text{Re}[\bar{X}^{*\Gamma}(\theta) \hat{\Phi}_{\text{сп}}^{-1} \bar{X}'(\theta)] = 0$ , где  $\bar{X}'(\theta) = \frac{d}{d\theta} \bar{X}(\theta)$ .

Рассматривая алгоритмы пространственного анализа, следует иметь в виду, что эти алгоритмы обладают различными показателями качества пеленгации ИАП и их разрешения, требуют различных вычислительных затрат при реализации на ЭВМ, по-разному реагируют на дестабилизирующие факторы. Поэтому использование того или иного класса алгоритмов определяется функциональным назначением РЛС и требованиями, предъявляемыми к ней, а также ожидаемым числом ИАП и интенсивностью их излучений.

Итак, видим, что в задачах пеленгации из-за отсутствия информации о времени излучения непосредственное измерение дальности до ИАП по запаздыванию радиосигнала невозможно. Поэтому для определения дальности до радиоизлучающей цели используются методы приема помеховых сигналов в нескольких разнесенных точках пространства. Однако в многопозиционных системах, в том числе и в двухпозиционных, задача отождествления пеленгов в условиях множества радиоизлучающих целей оказывается достаточно сложной. Это требует совершенной системы обмена данными между РЛС. Тем не менее, такие системы в условиях усложнения помеховой и воздушной обстановки являются весьма перспективными.

## 9.9. Основы построения многопозиционных радиолокационных систем

**Основные виды многопозиционных РЛ систем.** РЛ системы, передающие и приемные антенны которых располагаются в одном месте либо используют одну антенну, коммутируемую с передачи на прием сигналов, называются *моностатическими*, или *однопозиционными* (в простейшем случае – РЛС или РЛК). В отличие от них *многопозиционные* РЛ системы (МП РЛС) могут объединять работу независимых однопозиционных систем (РЛС и РЛК), бистатических и пассивных систем (приемных устройств), располагающихся в различных точках пространства (позициях), разнесенных на определенные расстояния. *Бистатическая* система состоит из передающего и приемного устройств, разнесенных на расстояние  $d$ . Эта система может иметь один передатчик в точке  $A$  (рис. 9.40) и несколько приемников в точках  $B$ ,  $C$ ,  $D$  на расстояниях от передатчика  $d_{AB}$ ,  $d_{AC}$  и  $d_{AD}$ , являющихся базами. Такая бистатическая система будет уже многопозиционной, но ее можно считать также состоящей из трех бистатических систем. В общем случае МП РЛС может включать РЛ устройства, использующие различные методы определения местоположения и параметров движения целей. При этом на позициях может размещаться аппаратура активных независимых систем, полуактивных или пассивных систем. На рис. 9.41 при-

ведена обобщенная структурная схема МП РЛС, включающая различную аппаратуру, располагающуюся на позициях П1, П2 и П3, каналы передачи информации и синхронизации, а также пункт сбора и совместной обработки информации, поступающей от разнесенных в пространстве устройств.

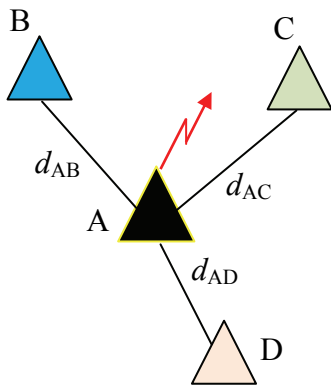


Рис. 9.40. Обобщенная структура МП РЛС

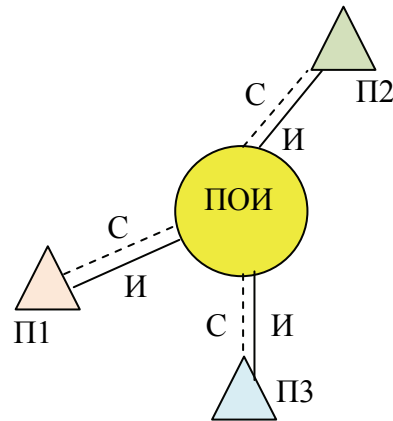


Рис. 9.41. Схема каналов передачи информации в МП РЛС: С – канал синхронизации; И – канал передачи информации; ПОИ – пункт сбора и обработки информации

Совместная обработка информации в МП РЛС имеет ряд преимуществ по сравнению с однопозиционными системами: более гибкое формирование ЗО (рабочих зон) системы, повышение точности определения координат и параметров движения целей, улучшение разрешения и распознавания обнаруженных целей, повышение помехозащищенности от АП и ПП. В результате МП РЛС обеспечивают более надежное выполнение тактических задач и обладают большей живучестью. Конечно, эти преимущества достигаются усложнением и удорожанием системы.

В зависимости от решаемых задач в МП РЛС используют первичную, вторичную и третичную обработку РЛИ. При первичной обработке производится обнаружение целей, определение их координат и составляющих вектора скорости. Вторичная обработка заключается в построении траекторий целей на основе данных, полученных на одной или нескольких позициях системы. Третичная обработка предполагает объединение и отождествление траекторных данных.

В зависимости от характера использования фазовой информации, содержащейся в сигналах от целей, принимаемых на различных позициях, различают пространственно-когерентные, пространственно-некогерентные системы и системы с кратковременной пространственной когерентностью. В *пространственно-когерентных* системах фазовые соотношения в каналах передачи и обработки сигналов, поступающих с различных позиций,

поддерживаются неизменными в течение времени, значительно превышающем длительность сигнала. Такие системы называются истинно когерентными, и отдельные позиции таких систем можно уподобить элементам ФАР, разнесенным на большие расстояния. В *пространственно-некогерентных* системах совместная обработка сигналов осуществляется после их детектирования на отдельных позициях. Это упрощает МП РЛ системы, так как исключает необходимость синхронизации работы аппаратуры системы по частоте и фазе. В системах с *кратковременной пространственной когерентностью* неизменность фазовых соотношений сохраняется только в пределах длительности принимаемых сигналов (псевдокогерентные системы). В зависимости от вида когерентности сигналов при их совместной обработке различают три вида объединения РЛИ: когерентное, некогерентное (объединение видеосигналов) и объединение траекторий. При когерентном объединении с отдельных позиций МП РЛС на ПОИ передаются радиочастотные сигналы, позволяющие осуществлять операции обнаружения целей, определения их координат и параметров движения. Принципиально такая система обладает наибольшими функциональными возможностями, но ее техническая реализация требует применения широкополосных линий связи и, следовательно, усложнения аппаратуры. При объединении траекторий на ПОИ поступают сигналы после вторичной обработки на позициях МП РЛС, т. е. после отбраковки ложных отметок целей. Это упрощает передачу информации на ПОИ и ее обработку, но ведет к усложнению аппаратуры на позициях системы. В то же время прогресс в создании широкополосных линий связи и устройств обработки сигналов позволяет все шире использовать МП РЛС с когерентным объединением и обработкой сигналов в ПОИ, что обеспечивает максимальное использование преимуществ МП РЛС.

Перспективным направлением развития мобильных, или передислоцируемых МП РЛ систем, обеспечивающих повышение качества извлекаемой РЛИ, является создание *РЛ сетей* с обменом данными между входящими в сеть РЛС. Такие РЛС могут иметь различные дальность действия, сигналы и алгоритмы их обработки, разрешающие способности и темп обзора пространства. Для того чтобы группа РЛС могла образовать сеть, необходимо каждый локатор укомплектовать аппаратурой координатно-временной привязки и аппаратурой связи для обмена информацией сразу несколькими РЛС, находящимися в зоне надежной связи. *Протокол обмена* данными предполагает передачу информации о параметрах и технических характеристиках РЛС (рабочей частоте, разрешении по дальности, скорости и угловым координатам, периоде повторения, скорости вращения антенны и т. п.), о собственных координатах и векторе скорости РЛС (при движущемся носителе) с указанием погрешностей их измерения, а также координатах и скорости перемещения обнаруженных целей с указанием

погрешностей их измерения и отношений сигнал/шум. Очевидно, что при таком протоколе обмена необходимы пространственно-некогерентные МП РЛС с автономными устройствами первичной обработки информации, обеспечивающими совместную вторичную обработку сигналов. Для реализации такой обработки используют специальные асинхронные многовходовые траекторные фильтры с адаптацией к качеству (погрешности измерения) и надежности (отношение сигнал/шум) поступающей информации.

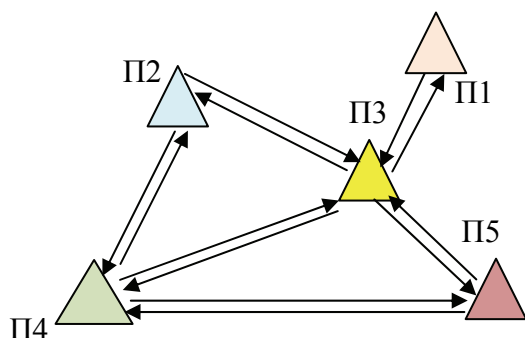


Рис. 9.42. Схема обмена информацией в МП РЛС

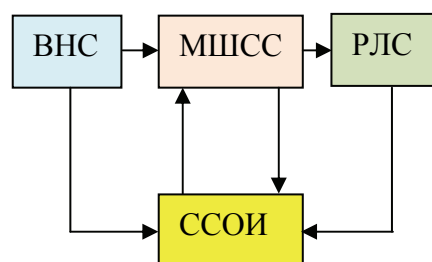


Рис. 9.43. Схема аппаратуры, размещенной на позициях МП РЛС: ВНС – высокоточная навигационная система; МШСС – многоканальная широкополосная система связи; ССОИ – система совместной обработки информации

Число позиций, с которыми установлен обмен информацией, для каждой РЛС различно и будет определяться геометрией сети и возможностями каналов связи (рис. 9.42). Фактически каждая позиция  $\Pi_i$  в сети представляет собой *интегрированный радиотехнический комплекс*, включающий в себя непосредственно РЛС с высокопроизводительной системой совместной обработки информации, высокоточную навигационную систему координатно-временной привязки и многоканальную широкополосную систему дуплексной связи (рис. 9.43). Наибольший выигрыш от объединения в сеть получается при совместной обработке данных разнотипных РЛС, имеющих различные несущие частоты, поляризации, высоты установки антенн, типы ЗС. В этом случае в каждой РЛС извлекается взаимно менее зависимая информация, а их объединение происходит наиболее эффективно.

**Особенности построения малобазовых РЛ систем.** В ряде практически важных случаев имеется возможность создания пространственно-когерентной МП РЛС с малой базой за счет когерентного объединения сигналов нескольких РЛС, расположенных на одной либо соседних позициях. В этом случае появляется дополнительная возможность повышения

помехозащищенности и точности измерения координат целей на фоне помех при незначительном усложнении РЛ системы в целом.

Рассмотрим вариант построения адаптивной РЛ системы, обеспечивающей снижение погрешностей измерения угловых координат целей в условиях воздействия АП за счет пространственного разнесения антенн на малую базу<sup>63</sup>. Такие системы иногда называют РЛ системами с разрывной апертурой, или малобазовыми РЛК. Переход к адаптивной малобазовой системе с использованием, например, одного центрального и двух разнесенных относительно него на величину  $\pm B$  вспомогательных пунктов приема может быть осуществлен посредством представления вектора АФР  $\vec{X}(\alpha)$  в виде блока из трех вспомогательных векторов:

$$\vec{X}^T(\alpha) = \left\| \vec{X}_1(\alpha) e^{j\pi\mu\vartheta} : \vec{X}_1(\alpha) : \vec{X}_1(\alpha) e^{-j\pi\mu\vartheta} \right\|, \quad (9.101)$$

где  $\vec{X}_1(\alpha) = \left\| \exp[j\pi\vartheta(2i - M - 1)/M] \right\|$ ;  $i = \overline{1, M}$ ;  $\mu = B/l$ ;  $\vartheta = (l/\lambda) \sin \theta$  – обобщенный угловой параметр;  $l$  – размер антенной решетки;  $M$  – число ее элементов;  $\lambda$  – длина волны;  $\theta$  – угловое положение прикрываемой цели;  $B$  – база РЛ системы. Структурная схема такой малобазовой системы представлена на рис. 9.44, где  $\vec{X}_2^T(\alpha) = \left\| \vec{X}_1(\alpha) \exp(j\pi\mu\vartheta) : \vec{X}_1(\alpha) \exp(-j\pi\mu\vartheta) \right\|$ .

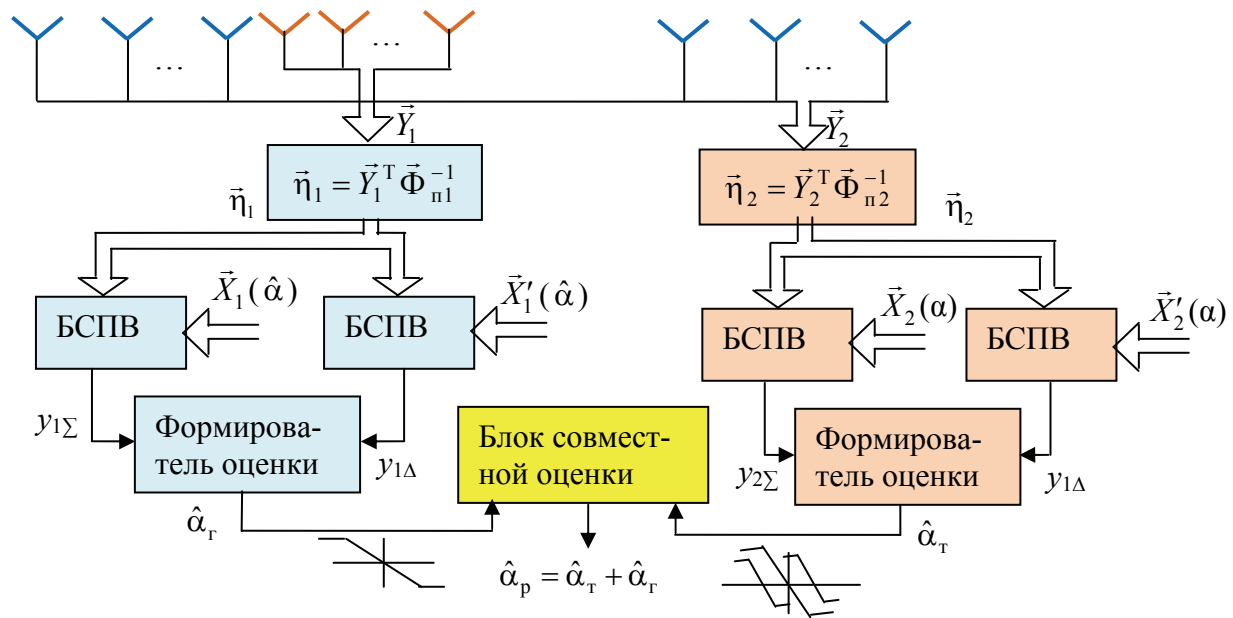


Рис. 9.44. Структурная схема малобазовой РЛ системы РЛК:  
БСПВ – блок скалярного перемножения векторов

<sup>63</sup> Ботов М.И., Вяхирев В.А., Девотчак В.В. Особенности построения адаптивных радиолокационных комплексов с разрывной апертурой // Современные проблемы развития науки, техники и образования : сб. науч. тр. Красноярск : ИПК СФУ, 2009. С. 347–351.

Одной из особенностей рассматриваемой системы является наличие в канале с разрывной апертурой интерференционных побочных лепестков. Поэтому ее измерительная часть из-за многошкальности измерений содержит два канала: грубый и точный. В первоначальный момент времени захват прикрываемой цели на сопровождение осуществляется грубым каналом, построенным на основе реального приемного пункта. В дальнейшем, при устойчивом сопровождении цели этим каналом, осуществляется переход на сопровождение точным каналом, построенным с учетом двух крайних пунктов приема:

$$\vec{X}_2^T(\alpha) = \left\| \vec{X}_1 \exp(j\pi\mu\vartheta) : \vec{X}_1 \exp(-j\pi\mu\vartheta) \right\|,$$

либо всех трех пунктов приема. Грубый канал осуществляет контроль однозначности измерения, а также обеспечивает однозначный перезахват цели при срыве сопровождения по точному каналу.

В представленной на рис. 9.44 малобазовой системе грубый канал построен на центральной ФАР, а разнесенные относительно фазового центра первой на величину  $\pm\mu$  крайние ФАР образуют точный канал обобщенного углового дискриминатора. Оценка ОКМП  $\vec{\Phi}_{\pi 1}^{-1}$  и  $\vec{\Phi}_{\pi 2}^{-1}$  может осуществляться в соответствии с любым алгоритмом, рассмотренным в параграфе 9.4 (например, в соответствии с алгоритмом (9.54) и схемой рис. 9.9). При этом матрица  $\vec{\Phi}_{\pi 2}^{-1}$  будет иметь блочный вид, поскольку вектор  $\vec{Y}_2$  состоит из двух подвекторов (подвекторов сигналов левой и правой ФАР). Выходные дискриминаторные эффекты грубого и точного каналов обозначены соответственно  $\Delta_1$  и  $\Delta_2$ . Их обработка осуществляется в блоке совместной оценки, куда они поступают по соответствующим узкополосным каналам связи. Широкополосный канал связи задействован при передаче вектора сигналов левой ФАР в устройство обработки сигналов точного канала (правой ФАР). Эти каналы связи на рисунке не показаны.

Результаты статистического моделирования рассматриваемого пространственно разнесенного углового дискриминатора для  $\mu = 3$  представлены на следующих рисунках: на рис. 9.45 – ДНА грубого (образованного вектором  $\vec{X}_1(\alpha)$  – штрихпунктир) и точного (образованного вектором  $\vec{X}_2(\alpha)$  – сплошная красная линия) каналов; на рис. 9.46 – ДХ грубого и точного каналов дискриминатора.

Кривые на рис. 9.45, *a* и 9.46, *a* соответствуют ситуации без помех; кривые, представленные на рис. 9.45, *б* и 9.46, *б*, – условиям воздействия АП. По оси абсцисс отложена угловая координата, выраженная в долях полуширины ДНА грубого канала. Нешумящая цель находится в равносиг-

нальном направлении. Источник помех, интенсивность которого превышает интенсивность сигнала на 30 дБ, действует в области главных лепестков с угловой координатой  $\vartheta_1 = 0,4$ . Очевидно, что нули ДХ грубого и точного каналов соответствуют максимумам ДНА своих суммарных каналов.

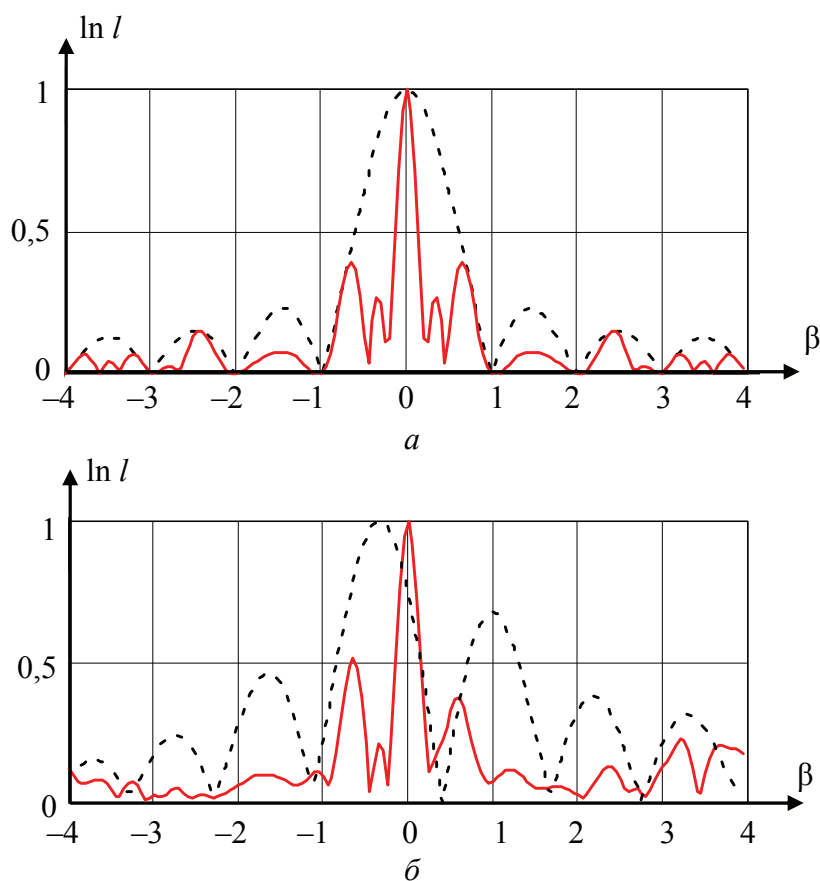


Рис. 9.45. Выходные эффекты суммарных каналов углового дискриминатора с разрывной апертурой:  $a$  – в условиях отсутствия АП;  $b$  – в условиях воздействия АП

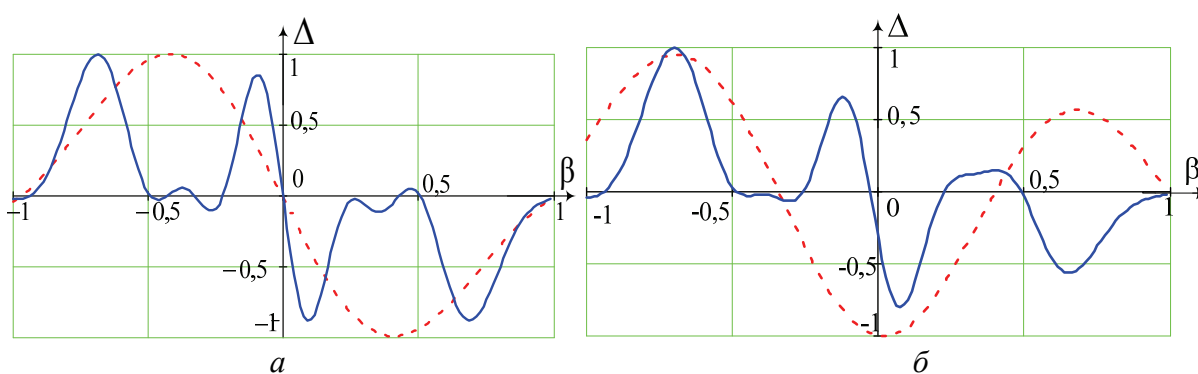


Рис. 9.46. ДХ углового дискриминатора с разрывной апертурой:  $a$  – при отсутствии АП;  $b$  – при воздействии АП



Из рис. 9.45 видим, что при адаптации к помехе суммарная ДНА грубого канала существенно искажается, а ее максимум смещается относительно истинного направления на цель почти на четверть от исходной. Это явление соответствует ситуации, рассмотренной ранее в параграфе 9.6. Суммарная же ДНА точного канала искажается значительно меньше, а ее максимум смещается незначительно. Подобный эффект наблюдается и на ДХ. Результат достигается за счет эффекта пространственной селекции (рис. 5.8, гл. 5). В первом случае ИП действует на скате основного лепестка, в непосредственной близости от его максимума. Формирование провала АФАР в направлении на ИП сопровождается существенным искажением ДНА и смещением ее максимума. Во втором случае ИП оказывается в области интерференционного лепестка, амплитуда которого существенно меньше основного. По этой причине адаптация ФАР с разрывной апертурой оказывает заметно меньшее влияние на форму и пространственное положение максимума основного лепестка ДНА точного канала.

Таким образом, при переходе к РЛК с разрывной апертурой влияние мешающих сигналов на точность измерения угловых координат снижается тем больше, чем больше величина  $\mu$  (в пределах неравенства  $\delta < \Delta\theta$ , где  $\delta$  – СКО погрешности измерения углового параметра  $\alpha$  грубым каналом;  $\Delta\theta$  – ширина линейной части ДХ точного канала).

В ряде случаев при построении точного канала обобщенного углового дискриминатора оказывается целесообразным для суммарного канала осуществлять накопление сигнала по ФАР всех пунктов, а для построения разностного канала по-прежнему использовать лишь ФАР крайних пунктов приема. Крутизна ДХ при этом заметно повышается при дальнейшем уменьшении влияния помеховых сигналов на точностные характеристики обобщенного углового дискриминатора. Поскольку вектор входных сигналов  $\vec{Y}_0^T$  в этом случае может быть представлен блоком вида  $\vec{Y}_0^T = \|\vec{Y}_л : \vec{Y}_ц : \vec{Y}_п\|$ , где  $\vec{Y}_л, \vec{Y}_ц, \vec{Y}_п$  – векторы выходных сигналов ФАР соответственно левого, центрального и правого приемных пунктов, КМП  $\vec{\Phi}_п(t, s) = \overline{\vec{Y}(t)\vec{Y}^{*T}(s)}/2$  также имеет блочный вид:

$$\vec{\Phi}_п = \begin{vmatrix} \vec{\Phi}_{11} & \vec{\Phi}_{12} & \vec{\Phi}_{13} \\ \vec{\Phi}_{21} & \vec{\Phi}_{22} & \vec{\Phi}_{23} \\ \vec{\Phi}_{31} & \vec{\Phi}_{32} & \vec{\Phi}_{33} \end{vmatrix}, \quad \vec{\Phi}_{22} = (\vec{Y}_ц \vec{Y}_ц^{*T})/2, \quad \begin{vmatrix} \vec{\Phi}_{11} & \vec{\Phi}_{13} \\ \vec{\Phi}_{31} & \vec{\Phi}_{33} \end{vmatrix} = \vec{\Phi}_т = \|\vec{Y}_л\| * \|\vec{Y}_п^* : \vec{Y}_п^*\|. \quad (9.102)$$

Обращенная по методу Фробениуса матрица (9.102) тоже является блочной, т. е. включает в себя матрицы  $\vec{\Phi}_{22}^{-1}$  и  $\vec{\Phi}_т^{-1}$ . Это позволяет на основе одной обратной матрицы  $\vec{\Phi}_п^{-1}$  осуществлять компенсацию помех, при-

нимаемых суммарной и разностной ДНА точного канала обобщенного углового дискриминатора, а также защиту от помех грубого канала этого дискриминатора (рис. 9.47).

Накопление сигнала в суммарном канале по всем ФАР исключает потери в отношении сигнал/помеха. Использование для формирования сигнала разностного канала сигналов крайних ФАР повышает (за счет разности на некоторую базу) крутизну ДХ малобазового РЛК. Результирующая характеристика точного канала, благодаря использованию в суммарном канале сигналов ФАР всех приемных пунктов, имеет не только высокую крутизну, но и содержит меньшее количество ложных ДХ, возникающих за счет дифракционных лепестков. Назначение грубого канала остается прежним.

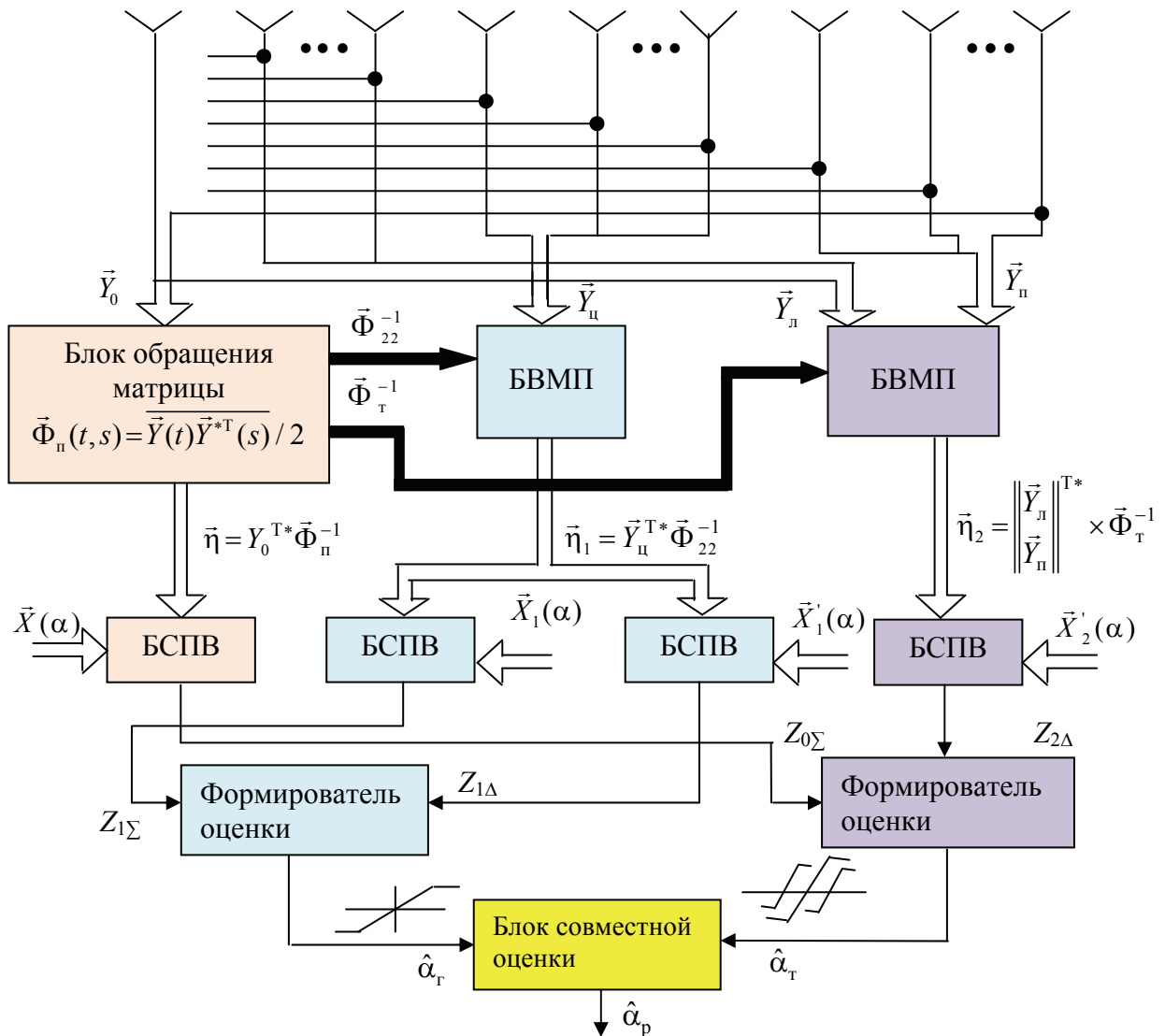


Рис. 9.47. Схема малобазовой РЛ системы повышенной точности:  
 БВМП – блок векторно-матричного перемножения

Результаты статистического моделирования рассматриваемого мало-базового РЛК (применительно к плоской АФАР) представлены на рис. 9.48, *а*, *б*; 9.49, *а*, *б* и 9.50. Угловые параметры, как и на предыдущих рисунках, выражены в долях полуширины ДН ФАР по соответствующим координатам. На рис. 9.49, *б* красной стрелкой показано угловое положение ИАП, а черной – положение максимума ДН ФАР (смещение максимума ДН ФАР измерителя) после ее адаптации к помехе. Из результатов моделирования следует, что включение в суммарный канал углового дискриминатора дополнительной (третьей) ФАР еще в большей степени подчеркивает выигрыш в точности малобазовых РЛК за счет использования основных преимуществ пространственной селекции сигнала.

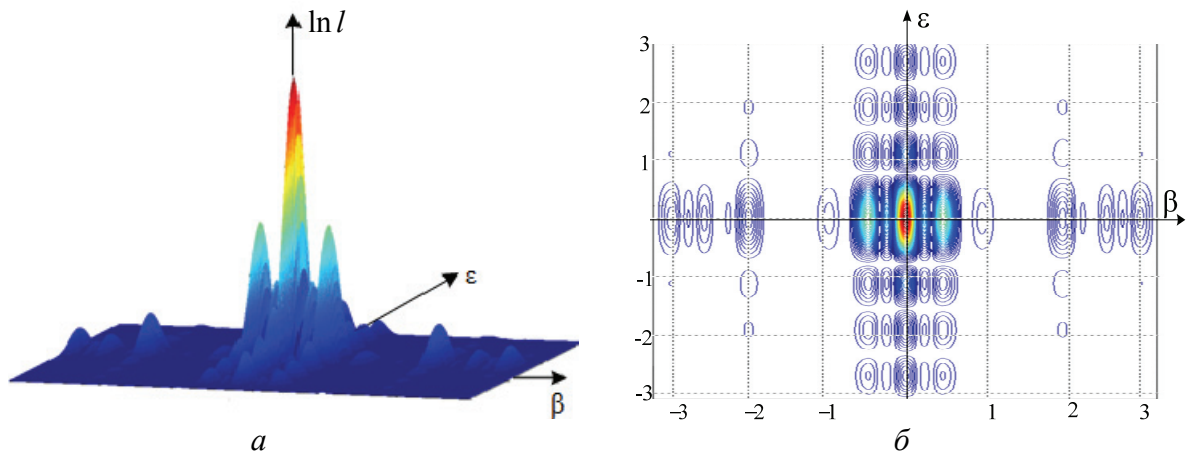


Рис. 9.48. Результаты статистического моделирования малобазового РЛК при отсутствии АП: *а* – двумерная неадаптивная ДН измерителя для трех плоских ФАР; *б* – отображение двумерной неадаптивной ДН с помощью линий равного уровня

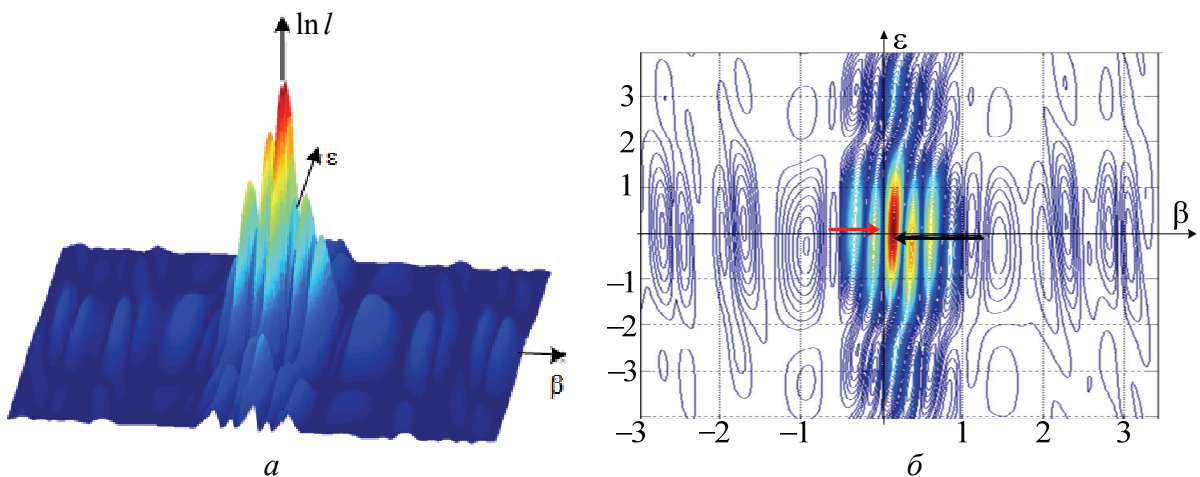


Рис. 9.49. Результаты статистического моделирования малобазового РЛК, реализующего алгоритм  $\ln l = |Z(t)|^2$  при действии ИАП с направления  $\beta = 0,1$  и  $\epsilon = 0,05$ : *а* – двумерная адаптивная ДН измерителя для трех плоских ФАР; *б* – отображение двумерной адаптивной ДН с помощью линий равного уровня

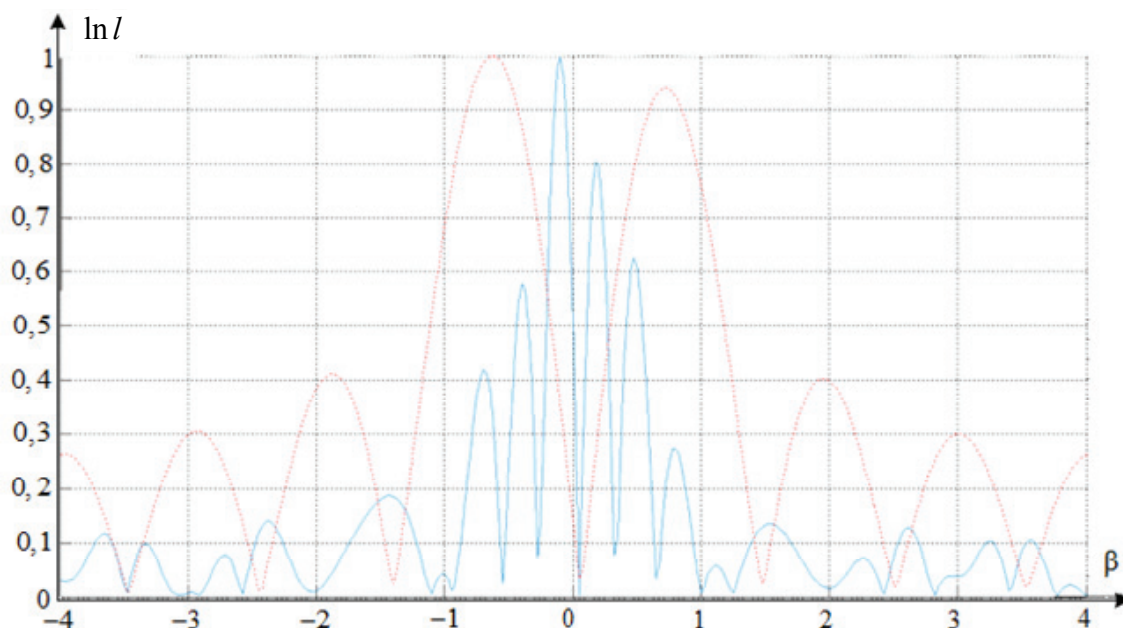


Рис. 9.50. Сечение адаптивной ДН измерителей, реализующей алгоритм  $\ln l = |Z(t)|^2$  для одной и трёх плоских ФАР

Рассмотренные примеры малобазовых РЛ систем показывают, что при наличии нескольких приемных АФАР либо АФАР с большим количеством элементов в некоторых случаях целесообразно формировать грубый и точный каналы угловых дискриминаторов, адаптивные к внешним помехам. При этом достигается заметное снижение степени искажения формы адаптивной ДНА и, следовательно, повышение точности измерения угловых координат прикрываемой цели.

Таким образом, задача приема, обработки и измерения параметров РЛ сигналов в условиях адаптации пространственных, времячастотных и поляризационных характеристик измерительного комплекса РЛ системы к соответствующим видам помех имеет свою специфику. Отмеченная специфика обусловлена тем, что измеряемые параметры РЛ сигнала при адаптации этого комплекса к соответствующим видам помех принимают энергетический характер: отношение сигнал/(остаток компенсации помехи + шум) становится зависимым от расстояния между целью и ИП по измеряемому параметру. В этом случае традиционные алгоритмы измерения по максимуму неполной достаточной статистики  $\ln l = C |Z(t, \alpha)|^2$  или ее производной оказываются смещенными, неэффективными и несостоятельными (недостаточными). Систематическая ошибка возникает за счет:

- искажения ДНА измерителя угловых координат при формировании в ней провалов в направлении на ИАП;
- искажения АЧС сигнала при настройке провалов (гребней подавления) АЧХ измерителя доплеровской частоты на гребни спектра ПП при ее подавлении;

- искажения характеристики дискриминатора системы сопровождения по дальности при подавлении помехи, отличающейся от сигнала временем запаздывания (при подавлении импульсной помехи, уводящей по дальности);

- искажения пространственно-поляризационных параметров ДНА измерителя при подавлении АП в области главного лепестка методом поляризационной селекции.

Исследование данной проблемы показало, что она может быть решена двумя способами:

а) с помощью неадаптивных алгоритмов, являющихся инвариантными к параметру обстановки  $\vec{\lambda} = \|\vec{\lambda}_1^A \vec{\lambda}_1^П\|$ . Такие алгоритмы по показателям качества измерения (систематической и флюктуационной погрешностей) зависят от погрешностей однократной оценки параметра  $\vec{\lambda}$ ;

б) с помощью адаптивных алгоритмов, в которых используется сглаженная оценка параметра  $\vec{\lambda}$ . Адаптация состоит в том, что по мере накопления однократных оценок параметра обстановки результирующий алгоритм по своим показателям качества приближается к показателям качества алгоритма с известными параметрами обстановки.

При существенном превышении отношением сигнал/(помеха + шум) своего порогового значения неадаптивный и адаптивный алгоритмы измерения имеют примерно одинаковые показатели качества. При приближении отношения сигнал/(помеха + шум) к пороговому значению адаптивный алгоритм измерения обеспечивает существенно более высокую точность оценки параметра относительно неадаптивного. Выигрыш в точности нарастает по мере снижения отношения сигнал/(помеха + шум) и может достигать двух-трех и более раз. Такие эффекты могут проявляться и в многопозиционных РЛ системах при их адаптации к внешним коррелированным помехам.

Существенно, что выявленные особенности адаптивного измерения характерны не только для когерентного сигнала с равновероятной начальной фазой и релейской амплитудой, но и для различных статистических моделей некогерентных во времени сигналов.

## **Вопросы для самостоятельной работы и контроля знаний**

1. В чем заключается сущность радиолокационного системотехнического метода обнаружения и измерения параметров РЛ сигналов на фоне внешних помех?

2. Что понимается под существенной и несущественной априорной неопределенностью РЛ сигнала?

3. Каковы общие закономерности обнаружения и измерения параметров РЛ сигналов в условиях априорной неопределенности?
4. Что представляет собой фундаментальная теоретическая схема радиолокационной системотехники? Какова ее основная методологическая функция?
5. В чем заключается сущность адаптивного измерения параметров РЛ сигналов на фоне внешних помех?
6. Что называется полной достаточной статистикой РЛ сигнала?
7. В чем заключается сущность дискретной и непрерывной оценки КМП?
8. В чем заключается сущность текущей оценки изменяющейся во времени ОКМП?
9. Почему автокомпенсационные системы защиты от помех с корреляционными обратными связями и слабонаправленными антеннами в цепи компенсационных каналов имеют низкое быстродействие в сложной помеховой обстановке?
10. Почему переобеляющая матрица в цепи компенсационных каналов АКП обеспечивает достижение потенциальных показателей качества помехозащиты?
11. Каковы основные методы устранения полезного сигнала из цепей самонастройки АФАР?
12. Каковы основные методы преодоления априорной неопределенности энергетических параметров от энергии ожидаемого сигнала?
13. Как доказать, что алгоритм многократной оценки энергии ожидаемого сигнала является несмещенным?
14. Почему в ряде практически важных случаев возникает необходимость учета параметра распределения Накагами?
15. В чем заключается сущность синтеза оптимального углового дискриминатора?
16. Как доказать (чем объяснить), что оптимальный угловой дискриминатор обеспечивает минимизацию систематической и флюктуационной погрешностей измерения угловых координат цели?
17. Какова специфика углового дискриминатора, построенного на базе плоской адаптивной ФАР?
18. В чем заключается сущность синтеза оптимальных частотного и временного дискриминаторов?
19. Как по аналитическому выражению построить структурную схему синтезированного устройства?
20. Чем объяснить (как доказать), что малобазовый измерительный РЛК имеет более высокую помехозащищенность и точностные характеристики относительно однобазовой РЛ системы?

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

РЛ системы представляют собой сложные информационно-управляющие системы реального масштаба времени, осуществляющие РЛ разведку, РЛ контроль и изучение наземного, воздушного и космического пространства страны в интересах успешного решения задач оборонного, научно-технического и социально-экономического характера. Эти системы в рамках определенного информационного пространства обеспечивают создание динамической *информационной модели* воздушной (а в общем случае – космической, наземной и/или надводной) обстановки, способной обеспечить наиболее эффективное решение задач, поставленных в рамках соответствующей надсистемы. Первичными источниками РЛИ в таких системах являются РЛС и РЛК. РЛС выступают в качестве типичных и наиболее распространенных информационных элементов, обеспечивающих решение одной или нескольких взаимосвязанных информационных задач РЛ наблюдения. Когда круг этих задач существенно расширяется, а создание многофункциональных РЛС на данном этапе существенно затруднено или невозможно, отдельные РЛС могут объединяться в РЛК. И хотя сверхсуммарный (системный) эффект комплексирования из-за специфики функциональных связей этих РЛС менее значителен, чем в случае объединения ряда элементов собственно в РЛ систему, применение РЛК для решения информационных задач оказывается во многих случаях вполне оправданным.

В сложившейся к настоящему времени научной и образовательной традиции в области радиотехники изучение РЛ систем ограничено в основном принципами построения и спецификой функционирования их элементов – РЛС, РЛК. Это ограничение основывается на неявном допущении о детерминированном характере структуры (совокупности связей) РЛ системы, второстепенности качеств этих связей относительно вклада каждого элемента в ее системный эффект. Однако по-настоящему сложные системы возникают и самоподдерживаются на тонкой границе хаоса и порядка: выше порогового значения система становится неустойчивой и любое микроскопическое движение (флуктуация) может вызвать быстрый лавинообразный процесс нарастания изменений, вплоть до формирования новой макроструктуры или простого распада. Современные РЛ системы, включая РЛ системы РТВ и ЕС ОрВД, относятся к классу именно таких систем. Они могут определенное время находиться в относительно устойчивом (равновесном) состоянии, допуская справедливость идеализации о детерминированном характере своих структур. Однако в значительно более продолжительные отрезки времени, особенно при функционировании

в чрезвычайных ситуациях или в период ведения боевых действий, такие системы проявляют явно выраженные нелинейные свойства, пребывая далеко от равновесного состояния, особенно при оценке и управлении параметрами и структурой РЛП как основной формы материализации боевых и технических возможностей РЛ системы. Стабильность структуры РЛП носит весьма условный характер. Даже в стационарном режиме функционирования, в предопределенном детерминированном характером воздушной обстановки, эта структура не остается постоянной из-за влияния ряда внешних факторов. В условиях же реального информационного конфликта она принимает явно выраженный нелинейный характер. Это уже не просто некоторая энергоинформационная структура с заданными пространственно-временными и информационными параметрами, а структура-процесс, состояние, пространственная конфигурация и выходные параметры которой постоянно изменяются и, следовательно, достоверно не известны.

Поэтому помимо задач разработки, проектирования и технической эксплуатации РЛ систем, интеграции этих систем в более сложные надсистемы и управления ими важнейшее место начинают занимать проблемы методологического и науковедческого характера. Сами инженерные задачи становятся комплексными, а при их решении необходимо учитывать различные аспекты, которые раньше считались второстепенными. Понятно, что для адекватного теоретического описания таких систем арсенала традиционных методологических средств уже недостаточно. В этой связи перед идеологами и методологами РЛ систем различного назначения возникает не только онтологическая (сущностная) задача исследования этих систем с точки зрения теории нелинейных процессов<sup>64</sup>, но и науковедческая задача синтеза некоторого эффективного междисциплинарного подхода к их исследованию и построению.

Однако поскольку будущее развитие техники закладывается в процессе подготовки и воспитания инженерных кадров, способных адекватно отражать диалектический характер нелинейных систем и эффективно применять принципы диалектического мышления в будущей инженерной деятельности, постольку университетская система образования оказалась перед необходимостью формирования нового (диалектического) стиля инже-

---

<sup>64</sup> В современном системном подходе отраслью научного знания, отражающего теорию и методологию нелинейных (неравновесных) систем, является синергетика, в рамках которой приоритет отдается изучению существенно нелинейных, в том числе быстро развивающихся процессов. Эти процессы при определенных условиях внутренней или внешней нестабильности (флуктуации) могут привести систему к качественным изменениям – простому распаду или фазовому переходу, т. е. формированию новых относительно устойчивых структур. Ряд современных философов склонны считать синергетику математической основой диалектического материализма и, следовательно, диалектической логики. Подробнее см.: Ботов М.И., Вяхирев В.А., Девотчак В.В. Введение в теорию радиолокационных систем : монография. Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2012. С. 96–139.



нерного мышления, а само это образование все в большей степени стало принимать контуры **научно-инженерного** образования.

Инженерный стиль мышления был всегда ориентирован на принципы диалектики. Однако эта ориентация носила преимущественно интуитивный, стихийный характер, представляя такой стиль мышления как диалектику идей, основанную на диалектике вещей. Современный же уровень развития технических систем предполагает и более высокий уровень диалектизации инженерного мышления. Он не возникает сам по себе, а основывается на научной методологии, к которой относится диалектическая логика, и научном методе познания, к которому относится диалектический метод (приложение Д). Этот метод, оставаясь методом научного познания, будучи преломленным через мышление специалиста в инженерную практику, становится методом научного преобразования действительности.

В целом авторы учебника стремились по возможности доступными для учащихся средствами соединить передовые достижения научной радиолокационной теории и практики с современными представлениями междисциплинарной методологии об общей теории нелинейных систем, без освоения и понимания которых невозможно успешное освоение профессии инженера по радиоэлектронике. В то же время ряд глав и параграфов учебника содержит материал с достаточно высоким уровнем формализации и концептуализации. Это объясняется следующим.

*Во-первых*, современный уровень развития РЛ техники, сопровождающийся широким внедрением в нее методов адаптивного приема на базе плоской ФАР, применением широкополосных ЗС и цифровой обработки РЛИ, автоматизацией процедуры обнаружения сигналов и измерения их параметров, а также процессов сбора, обобщения, отождествления, передачи и отображения информации, далее не может отражаться только лишь на уровне эмпирических РЛ теорий 1970-х годов и требует для своего описания более развитых теоретических представлений.

*Во-вторых*, современный научно-дисциплинарный комплекс, включая технико-технологические науки, в своем развитии переживает переход от неклассической к постнеклассической форме научной рациональности. Со сменой же формы научной рациональности происходит смена НРЛКМ, идеалов и норм РЛ науки, методологических средств теоретического описания ее объектов, форм системной организации научного РЛ знания, что должно найти свое закономерное отражение в содержании университетского образования, устраняя разрыв между передовыми достижениями радиотехнической науки и практики и уровнем профессиональной подготовки инженеров.

*И, в-третьих*, в условиях высокотехнологичной, наукоемкой и динамичной в пространственно-временном отношении сферы материального производства полученные ранее знания (преимущественно эмпирического

уровня) устаревают со скоростью 15–20 % в год, а смена поколений промышленных и информационных технологий происходит в течение 3–5 лет. Поэтому современный инженер, чтобы не оказаться вне технического прогресса, а быть в авангарде событий, должен иметь профессиональное образование опережающего характера, которое невозможно без знания передовых научных теорий.

С учетом высокого уровня теоретизации содержания данной учебной дисциплины ее более успешное освоение учащимися предполагает достаточно глубокую общетеоретическую их подготовку по учебной дисциплине «Теоретические основы радиолокации».

Дальнейшее развитие рассматриваемой учебной дисциплины связано, с одной стороны, с более глубоким и всесторонним описанием системной формы (структуры) РЛ систем средствами и методами общей теории нелинейных систем и процессов, а с другой – с дальнейшим развитием теории адаптивного обнаружения и измерения параметров РЛ сигналов на фоне внешних помех и ее широким внедрением в практику построения высокоточных измерителей на базе детерминированных, квазидетерминированных и стохастических сигналов.

Таким образом, отмеченная специфика и основные тенденции развития современных РЛ систем предопределили основное содержание и комплекс проблем учебной дисциплины «Основы теории радиолокационных систем и комплексов». В свою очередь, содержание этой учебной дисциплины и отражаемый ею комплекс теоретических, методологических и технических проблем, став достоянием современных инженеров по радиоэлектронике, позволит вывести теорию, методологию и практику построения РЛ систем на уровень передовых требований развивающегося общества.

# БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

## Основной

1. Бакулев, П.А. Радиолокационные системы : учебник для вузов / П.А. Бакулев. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – М. : Радиотехника, 2007. – 376 с.
2. Ботов, М.И. Введение в теорию радиолокационных систем : монография / М.И. Ботов, В.А. Вяхирев, В.В. Девотчак ; ред. М.И. Ботов. – Красноярск : Сибирский федеральный ун-т, 2012. – 346 с.
3. Верба, В.С. Обнаружение наземных объектов. Радиолокационные системы обнаружения и наведения воздушного базирования / В.С. Верба. – М. : Радиотехника, 2007. – 360 с.
4. Вопросы перспективной радиолокации : монография / ред. А.В. Соколов. – М. : Радиотехника, 2003. – 512 с.
5. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / ред.: А.И. Канащенков и В.И. Меркулов. – М. : Радиотехника, 2003. – 416 с.
6. Теоретические основы радиолокации / ред. Я.Д. Ширман. – М. : Сов. радио, 1970. – 560 с.
7. Ширман, Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. – М. : Радио и связь, 1981. – 416 с.

## Дополнительный

8. Алмазов, В.Б. Получение и обработка радиолокационной информации / В.Б. Алмазов, В.Н. Манжос. – Харьков : ВИРТА ПВО, 1985. – 427 с.
9. Автоматизированные системы управления воздушным движением: Новые информационные технологии в авиации : учеб. пособие / Р. М. Ахмедов [и др.] ; ред.: С. Г. Пятко, А. И. Красов. – СПб. : Политехника, 2004. – 446 с.
10. Адаптивная компенсация помех в каналах связи / Ю.И. Лосев [и др.]; ред. Ю.И. Лосев. – М. : Радио и связь, 1988. – 208 с.
11. Ботов, М.И. Теоретические основы радиолокационных систем РТВ : учеб. пособие / М.И. Ботов, В.А. Вяхирев. – Красноярск : Сибирский федер. ун-т, 2007. – 346 с.
12. Волкова, В.Н. Основы теории систем и системного анализа / В.Н. Волкова, А.А. Денисов. – СПб. : СПб. гос. техн. ун-т, 2001. – 512 с.
13. Дружинин, В.В. Системотехника / В.В. Дружинин, Д.С. Конторов. – М. : Радио и связь, 1985. – 200 с.

14. Локационная системотехника / ред. В.Б. Алмазов. – Харьков : ВИРТА ПВО, 1993. – 220 с.
15. Основы построения РЛС РТВ / ред. Б.Ф. Бондаренко. – Киев : КВИРТУ ПВО, 1987. – 368 с.
16. Основы построения радиолокационного вооружения радиотехнических войск : учеб. пособие / ред. В.В. Литвинов. – Харьков : ВИРТА ПВО, 1986. – 348 с.
17. Особенности развития радиолокационных систем / Р.П. Быстров [и др.] // Радиотехника. – 2010. – № 9. – С. 71–90.
18. Радзиевский, В.Г. Теоретические основы радиолокационной разведки / В.Г. Радзиевский, А.А. Сирота. – М. : Радиотехника, 2004. – 432 с.
19. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория : справ. / ред. Я.Д. Ширман. – М. : ЗАО «МАКВИС», 1998. – 826 с.
20. Репин, В.Г. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем / В.Г. Репин, Г.П. Тартаковский. – М. : Сов. радио, 1977. – 432 с.
21. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / ред. В. Г. Радзиевский. – М. : Радиотехника, 2006. – 424 с.
22. Ширман, Я.Д. Статистический анализ оптимального разрешения / Я.Д. Ширман // Радиотехника и электроника. – 1961. – № 8. – С. 8–10.
23. Теоретические основы радиолокации : учеб. пособие: в 2 ч. / В.Б. Алмазов [и др.]. – Харьков. – (Ч. 1. – 1996. – 466 с.).
24. Котоусов, А.С. Теоретические основы радиосистем : учеб. пособие для вузов / А.С Котоусов. – М. : Радио и связь, 2002. – 224 с.
25. Устройство, эксплуатация и ремонт средств радиолокации. Трехкоординатная РЛС 19Ж6: в 5 ч. Ч.3 / С.Н. Турчак [и др.]. – Красноярск : КВКУРЭ ПВО, 1993. – 160 с.

## **ПРИНЯТЫЕ СОКРАЩЕНИЯ**

АДА – автоматические дрейфующие аэростаты  
АД – амплитудный детектор  
АЗ – автозахват  
АКФ – автокорреляционная функция  
АМПСН – аэродромные многопозиционные подсистемы наблюдения  
АИП – активные импульсные помехи  
АКП – автокомпенсатор помех  
АП – активные помехи  
АС – автосопровождение  
АСД – автоматическое сопровождение по дальности  
АСН – автосопровождение по направлению  
АСУ – автоматизированная система управления  
АС УВД – автоматизированная система управления воздушным движением  
АЛУ – арифметико-логическое устройство  
АМШП – амплитудно-модулированные шумовые помехи  
АРУ – автоматическая регулировка усиления  
АОС – автоматическое обнаружение сигналов  
АШП – активные шумовые помехи  
АЧС – амплитудно-частотный спектр  
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика  
АФАР – адаптивная фазированная антенная решётка  
АФР – амплитудно-фазовое распределение  
БАРУ – быстродействующая автоматическая регулировка усиления  
БВ – большие высоты  
БЗУ – буферное запоминающееся устройство  
БПЛА – беспилотный летательный аппарат  
БР – боевой режим  
ВАРУ – временная автоматическая регулировка усиления  
ВВП – верхнее воздушное пространство  
ВД – воздушное движение  
ВЗЦ – вспомогательный зональный центр  
ВКО – Воздушно-космическая оборона  
ВО – воздушный объект  
ВП – воздушное пространство  
ВРЛ – вторичные радиолокаторы  
ГА – гражданская авиация  
ГАУ – Главное артиллерийское управление  
ГФН – гребенчатый фильтр накопления

ГФП – гребенчатый фильтр подавления  
 ДК – дополнительный канал  
 ДЛЗ – дисперсионная линия задержки  
 ДН – диаграмма направленности  
 ДНА – диаграмма направленности антенны  
 ДО – дипольные отражатели  
 ДПЛА – дистанционно пилотируемый летательный аппарат  
 ДПП – дискретные пассивные помехи  
 ДР – дежурный режим  
 ДФ – доплеровский фильтр  
 ДЦ – дифференцирующие цепи  
 ДХ – дискриминаторная характеристика  
 ЕАРЛС – единая автоматизированная радиолокационная система  
 ЕС ОрВД – единая система организации воздушного движения  
 ЗО – зона обнаружения (обзора)  
 ЗРВ – зенитные ракетные войска  
 ЗРК – зенитный ракетный комплекс  
 ЗС – зондирующий сигнал  
 ЗЦ – зональный центр  
 ИА – истребительная авиация  
 ИАП – источник активных помех  
 ИВП – использование воздушного пространства  
 ИКО – индикатор кругового обзора  
 ИЗ – импульс запуска  
 ИП – источник помех  
 ИПП – имитирующие пассивные помехи  
 ИУ – информационно-управляющая  
 ИЦ – информационный центр  
 КАЗ – канал автозахвата  
 КАС – канал автосопровождения  
 КМП – корреляционная матрица помех  
 КП – командный пункт  
 КИА – когерентно-импульсная аппаратура  
 КСА – комплекс средств автоматизации  
 ЛА – летательный аппарат  
 ЛАХ – логарифмические амплитудные характеристики  
 ЛФТИ – Ленинградский физико-технический институт  
 ЛЭФИ – Ленинградский электрофизический институт  
 ЛЧМ – линейная частотная модуляция  
 МВ – малые высоты  
 МВЛ – местные воздушные линии  
 МВП – маловысотное поле

МП – многопозиционный  
МПП – маскирующие пассивные помехи  
МРЛС – метеорологические РЛС  
МРТ – мультирадарная траектория  
НВП – нижнее воздушное пространство  
НРЛКМ – научная радиолокационная картина мира  
НИП – несинхронная импульсная помеха  
ОВИ – обратное вторичное излучение  
ОЗУ – оперативное запоминающее устройство  
ОК – основной канал  
ОИП – ответно-импульсная помеха  
ОКМП – обратная корреляционная матрица помех (матрица, обратная корреляционной матрице помех)  
ОНЦУ – обнаружение, наведение и целеуказание  
ОТС – общая теория систем  
ОРЛ-А – обзорные радиолокаторы аэродромные  
ОРЛ-Т – обзорные радиолокаторы трассовые  
ПБО – подавление бокового ответа  
ПВО – противовоздушная оборона  
ПП – пассивные помехи  
ПРЛ – посадочные радиолокаторы  
ПУ – пороговое устройство  
ПЧ – промежуточная частота  
ПХ – пеленгационные характеристики  
РИЦ – разведывательно-информационный центр  
РККА – Рабоче-Крестьянская Красная Армия  
РЛ – радиолокационный  
РЛИ – радиолокационная информация  
РЛК – радиолокационный комплекс  
РЛС – радиолокационная станция  
РЛС ОЛП – РЛС обзора летного поля  
РЛО – радиолокационное обеспечение  
РЛП – радиолокационное поле  
РЛТ – радиолокационная техника  
РЛЦ – радиолокационная цель  
РСА – радиолокатор с синтезированной апертурой  
РТВ – радиотехнические войска  
РТОП – радиотехническое обеспечение полётов  
РФА – радиолокатор с вдольфюзеляжной антенной  
РЭБ – радиоэлектронная борьба  
РЭП – радиоэлектронное противодействие (подавление)  
РЭС – радиоэлектронные средства

СА – стратегическая авиация  
 САЗО – система активного запроса и ответа  
 СВН – средства воздушного нападения  
 СВЧ – сверхвысокая частота  
 СДЦ – селекция движущихся целей  
 СКР – стратегическая крылатая ракета  
 СРЛ – средства радиолокации  
 СКП – среднеквадратическая погрешность (ошибка)  
 СУЛП – система устранения ложных пеленгов  
 СФ – согласованный фильтр  
 ТА – тактическая авиация  
 ТВД – театр военных действий  
 ТТХ – тактико-технические характеристики  
 УВД – управление воздушным движением  
 УПТ – усилитель постоянного тока  
 УПЧ – усилитель промежуточной частоты  
 УФ – узкополосный фильтр  
 ФАР – фазированная антенная решётка  
 ФД – фазовый детектор  
 ФСР и КВП – Федеральная система разведки и контроля воздушного пространства  
 ФМШП – фазомодулированные шумовые помехи  
 ФЧС – фазочастотный спектр  
 ФЧХ – фазочастотная характеристика  
 ФЦП – федеральная целевая программа  
 ЦРЛ – центральная радиолоборатория  
 ЧКЛ – частотное качание луча  
 ЧМШП – частотно-модулированные шумовые помехи  
 ЧПАК – череспериодная автокомпенсация  
 ЧПК – череспериодная компенсация  
 ЧПВ – череспериодное вычитание  
 ШАРУ – шумовая автоматическая регулировка усиления  
 ЭМС – электромагнитная совместимость  
 ЭЛТ – электронно-лучевая трубка  
 ЭПР – эффективная площадь (поверхность) рассеяния  
 ЭПЦ – эффективная поверхность цели  
 ЭС – эхосигнал



# ПРИЛОЖЕНИЯ

## Приложение А

### ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ ОБОРОНЫ

#### ПОСТАНОВЛЕНИЕ № ГОКО-3686сс

от 4 июля 1943 г. Москва. Кремль

#### «О радиолокации»

Учитывая исключительно важное значение радиолокации для повышения боеспособности Красной Армии и Военно-Морского Флота, Государственный Комитет Оборона постановляет:

1. Создать при Государственном Комитете Оборона Совет по радиолокации. Возложить на Совет по радиолокации при ГОКО следующие задачи:

а) подготовку проектов военно-технических заданий ГОКО для конструкторов по вопросам системы вооружения средствами радиолокации Красной Армии и Военно-Морского Флота;

б) всемерное развитие радиолокационной промышленности и техники, обеспечение создания новых средств радиолокации и усовершенствования существующих типов радиолокаторов, а также обеспечение серийного выпуска промышленностью высококачественных радиолокаторов;

в) привлечение к делу радиолокации наиболее крупных научных, конструкторских и инженерно-технических сил, способных двигать вперед радиолокационную технику;

г) систематизацию и обобщение всех достижений науки и техники в области радиолокации как в СССР, так и за границей, путем использования научно-технической литературы и всех источников информации;

д) подготовку предложений для ГОКО по вопросам импорта средств радиолокации.

2. Утвердить Совет по радиолокации в следующем составе: тт. Маленков (председатель), Архипов, Берг, Голованов, Горохов, Данилин, Кабанов, Калмыков, Кобзарев, Стогов, Терентьев, Угер, Шахурин, Щукин.

3. Поставить перед Советом по радиолокации в качестве ближайших задач:

а) обеспечение улучшения качества и увеличения серийного производства выпускаемых промышленностью следующих радиолокаторов:

установки обнаружения, опознавания самолетов и наведения на них истребительной авиации в системе ПВО – «Пегматит-3» и «Редут» с высотной приставкой;  $d_1$

станции орудийной наводки СОН-2 для обеспечения стрельбы зенитных дивизионов в системе ПВО;

самолетных радиолокационных установок наведения для двухмоторных самолетов «Гнейс-2»;

радиолокационных приборов опознавания самолетов и кораблей «СЧ».

б) обеспечение создания и испытания опытных образцов и подготовки серийного производства следующих радиолокаторов:

установки наведения прожекторов для ведения заградительного огня зенитной артиллерией в системе ПВО;

станции орудийной наводки СОН-3 для обеспечения стрельбы зенитных дивизионов в системе ПВО;

радиолокационной установки для наведения на цель бомбардировочной авиации дальнего действия;

радиолокационной установки наведения для одномоторного истребителя;

универсальной морской установки обнаружения для всех типов кораблей, включая подводные лодки и торпедные катера;

корабельной и береговой установки для обнаружения и обеспечения стрельбы главным калибром надводных кораблей и береговых батарей в любых условиях видимости.

4. В целях обеспечения новых разработок и серийного производства радиолокаторов современными высококачественными электровакуумными изделиями создать Электровакуумный институт с опытным заводом.

Разместить Электровакуумный институт на площадях завода № 747 НКЭП. Утвердить начальником Электровакуумного института т. Веншинского С.А.

5. Для решения задач комплексного проектирования радиолокационного оборудования объектов, разработки тактико-технических заданий на радиолокационные приборы и координации работ отделов главных конструкторов заводов радиолокационной промышленности организовать Проектно-Конструкторское Бюро по радиолокации.

Утвердить начальником Проектно-Конструкторского Бюро по радиолокации т. Попова Н.Л.

6. Организовать в Наркомате электропромышленности Главное управление радиолокационной промышленности в составе:

а) Всесоюзного научно-исследовательского института радиолокации;

б) Электровакуумного института;

в) Проектно-Конструкторского Бюро;

г) заводов Наркомэлектропрома №№ 465, 747, 498, 208 и 830.

7. Утвердить т. Берга А.И. заместителем наркома электропромышленности по вопросам радиолокации.

8. Восстановить в Московском энергетическом институте факультет радиотехники.

9. Обязать главное управление трудовых резервов при СНК СССР (т. Москатов и Зеленко) совместно с ЦК ВЛКСМ (т. Михайлов) организовать 15 ремесленных училищ с контингентом учащихся в 10 тысяч человек с целью подготовки в этих училищах квалифицированных рабочих кадров для заводов радиолокационной промышленности.

10. Установить для крупных научных, конструкторских и инженерно-технических работников по радиолокации 30 персональных окладов в размере до 5000 рублей каждый и 70 окладов в размере до 3 000 рублей.

11. Разрешить председателю Совета по радиолокации утвердить штаты аппарата Совета.

12. Обязать Совет по радиолокации совместно с Госпланом при СНК СССР (т. Вознесенский), Наркомэлектропромом (т. Кабанов), Наркомавиапромом (т. Шахурин), Наркомминвооружения (т. Паршин), Наркомсудпромом (т. Носенко), Наркомсредмашем (т. Акопов), Наркомвооружения (т. Устинов) к 15 июля с.г. представить на утверждение Государственного Комитета Оборона предложения о мероприятиях по организации производства радиолокационной аппаратуры.

Председатель Государственного Комитета Оборона

И. Сталин

Текст подготовил Сергиевский Б.Д.

*Конец Постановления*

## Приложение Б

### Статистическая модель АФАР

Алгоритм статистической (имитационной) модели АФАР представлен на рис. Б1. АФР по пространственным координатам моделируемой антенной решетки определяются следующими соотношениями:

$$\vec{X}(\beta) = \left\| \exp \left[ j \cdot \pi \cdot \frac{2 \cdot l_1 - m_1 - 1}{m_1} \beta \right] \right\|,$$

$$\vec{X}(\varepsilon) = \left\| \exp \left[ j \cdot \pi \cdot \frac{2 \cdot l_2 - m_2 - 1}{m_2} \varepsilon \right] \right\|,$$

где  $l_1 = 1 \dots m_1$ ;  $l_2 = 1 \dots m_2$ ;  $\beta = \frac{m_1 \cdot d_1}{\lambda} \sin(\theta_1)$ ;  $\varepsilon = \frac{m_2 \cdot d_2}{\lambda} \sin(\theta_2)$ ;  $m_1$  и  $m_2$  – число элементов плоской ФАР соответственно в горизонтальной (азимутальной) и вертикальной (угломестной) плоскостях (плоскостях  $\beta$  и  $\varepsilon$ );  $\theta_1, \theta_2$  – угловые направления на источник полезного сигнала соответственно в горизонтальной и вертикальной плоскостях, отсчитываемые от нормали к антенне  $N$ ;  $d_1$  и  $d_2$  – расстояние между фазовыми центрами элементов плоской ФАР соответственно в горизонтальной и вертикальной плоскостях (рис. 9.2).

В статистической модели предусмотрена возможность изменения интенсивностей и угловых положений ИАП, что позволяет проводить анализ степени искажения ДН АФАР в зависимости от сложности помеховой обстановки, а также производить оценку величины систематической и флуктуационной ошибок измерения угловых координат прикрываемых целей от вида алгоритма адаптации и степени «перекрытия» полезного и мешающего сигналов по одной из координат или одновременно по двум координатам.

В модели также предусмотрено формирование от датчика случайных чисел прямоугольных матриц размера  $m_1 \times m_2 \times T$  значений внутренних шумов  $XS$  и шумовых помех  $XP$  с учетом заданных АФР и интенсивностей для каждого из источников. Здесь  $T$  – количество выборок соответствующих массивов случайных чисел во времени. Результирующая матрица помех  $YP$  представляет собой аддитивную смесь матрицы шумовых помех  $XP$  и матрицы внутренних шумов  $XS$ . На основании сформированного массива шумов и помеховых воздействий в соответствии с тем или иным алгоритмом адаптации формируется оценка ОКМП или весового вектора.

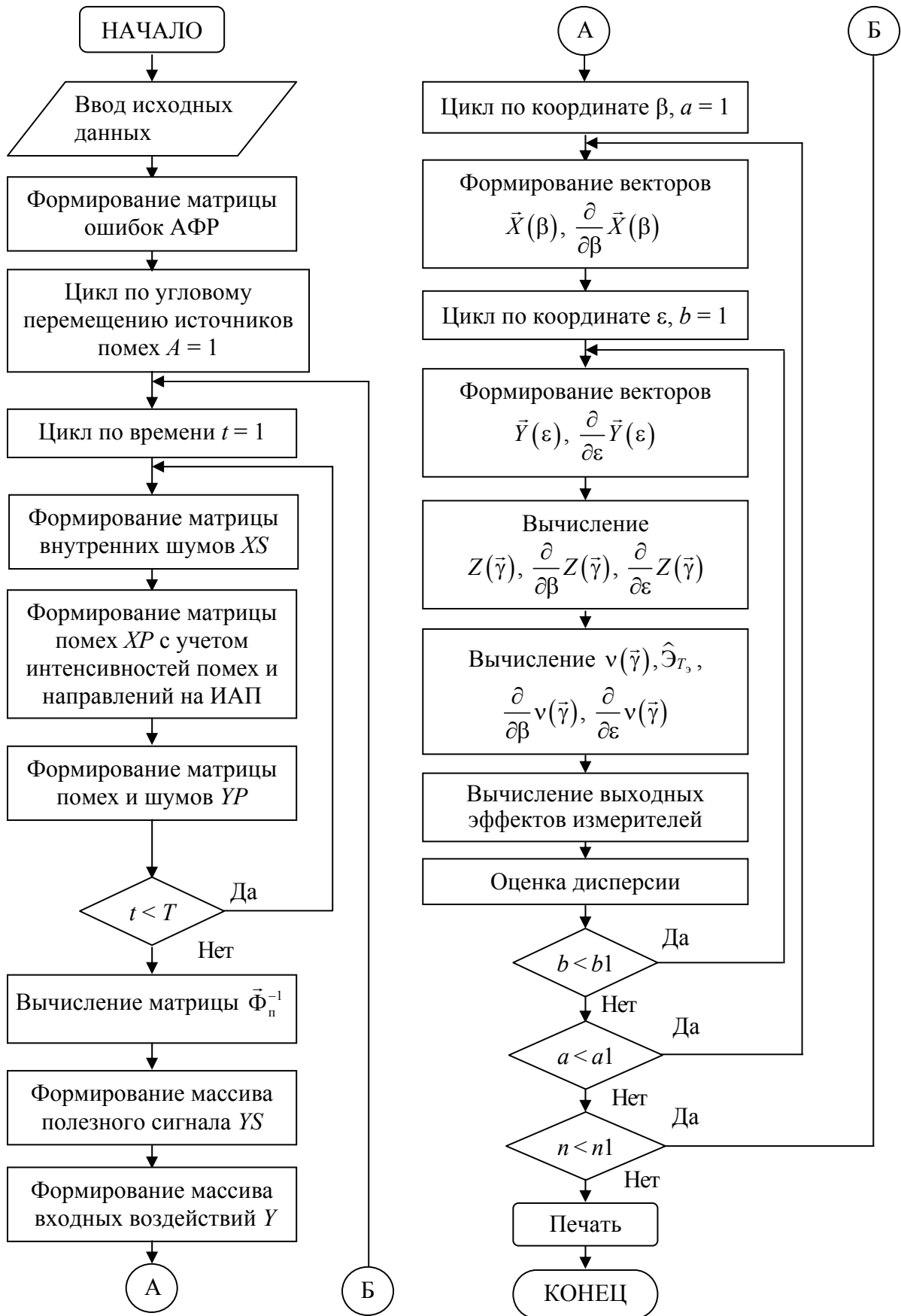


Рис. Б1. Алгоритм статистической модели измерителя с плоской ФАР

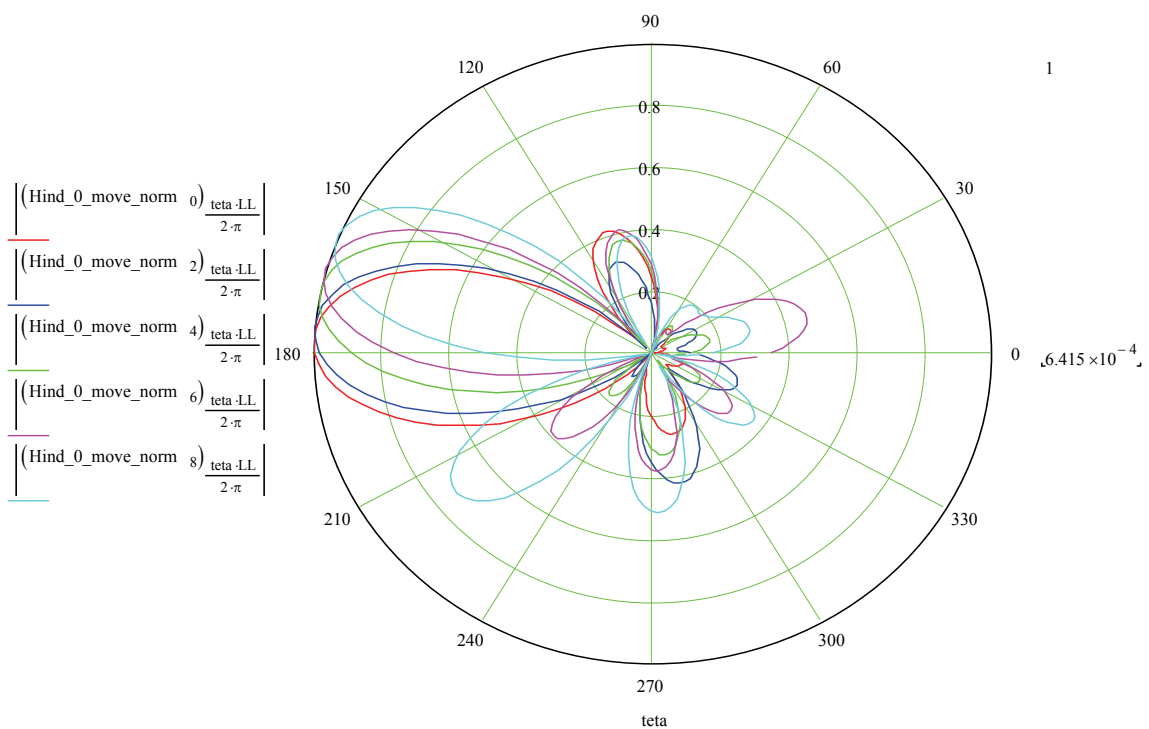
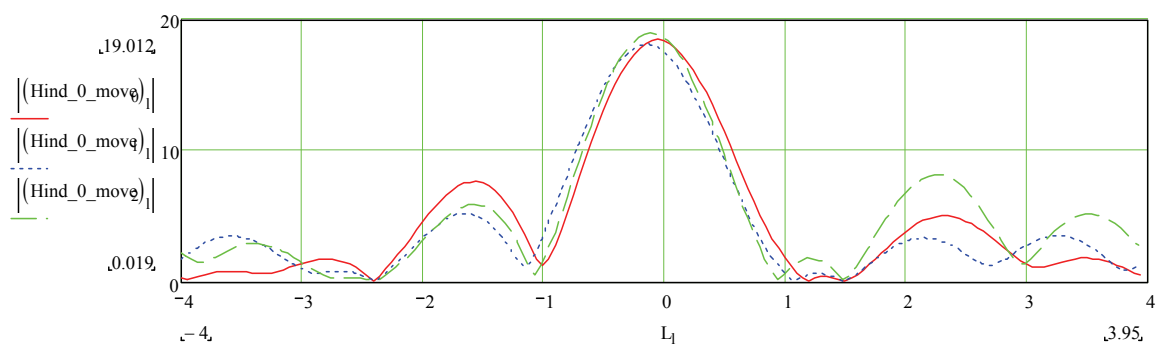
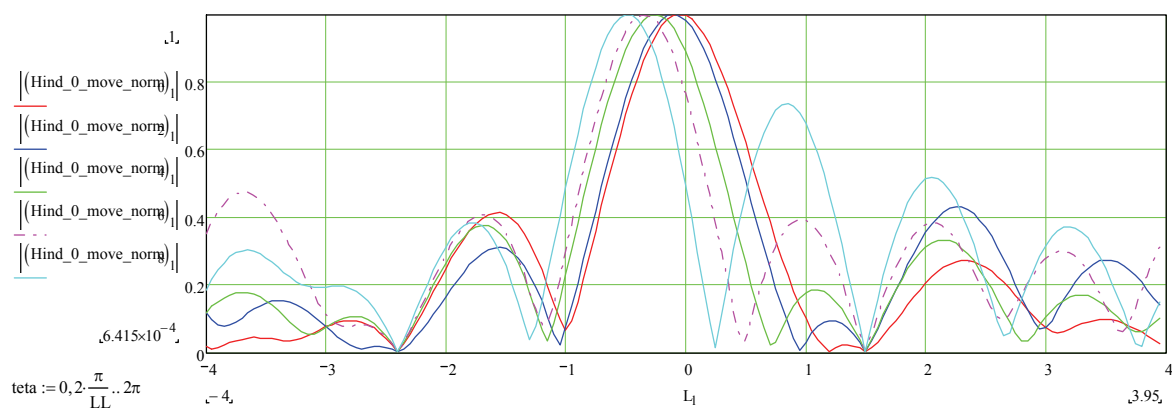


Рис. Б2. Вид ДН адаптивной линейной ФАР в декартовых и полярных координатах при адаптации к АП

Блок формирования массива полезного сигнала размера  $m_1 \times m_2 \times T$  предусматривает возможность формирования всех  $T$  выборок не только с детерминированными начальной фазой и амплитудой (когерентная пачка), но и с начальной фазой и амплитудой, задаваемых датчиком случайных чисел (некогерентная пачка). В следующем блоке модели формируется массив входных воздействий  $Y = YP + YS$  размера  $m_1 \times m_2 \times T$ , представляющий собой аддитивную смесь шумов элементов ФАР, шумовых помех от нескольких ИАП и полезных сигналов.

При формировании матрицы внутренних шумов элементов ФАР  $XS$  предусмотрена процедура их дополнительной декорреляции, связанная с несовершенством датчика случайных чисел компьютера. В конечных блоках модели сформированы выходные эффекты измерителей по максимуму выходного эффекта. Для упрощения структуры модели обработка сигналов в ней разделена на пространственную и временную.

Вариант реализации такой статистической модели с помощью математической программы МАТНСАД (применительно к восьмиэлементной эквидистантной линейной ФАР) представлен ниже. Исследование поведения АФАР в различных режимах и различных условиях помеховой обстановки можно проводить, меняя количество ИАП, их угловые положения, интенсивности, а также ряд параметров антенны. В программе модели введены следующие обозначения:

- $T := 100$  и  $t := 0 \dots T$  – число шагов итерации по временным выборкам;
- $M := 8$  и  $m := 0 \dots M$  – число элементов антенной решетки;
- $N := 5$  – количество ИАП;
- $a := 0$  – угловое положение источника полезного сигнала;
- $A := 5$  – количество шагов итераций по угловому положению ИАП;

$$NP := \begin{pmatrix} 10 \\ 20 \\ 0 \\ 30 \\ 0 \end{pmatrix} \text{ – вектор, описывающий интенсивность ИАП;}$$

$$ND := \begin{pmatrix} 1,2 \\ 1,5 \\ -0,9 \\ -2,4 \\ -3,5 \end{pmatrix} \text{ – вектор, описывающий первоначальное положение ИАП;}$$

$LL := 160$  – количество отсчетов по угловой координате для описания распределения выходного эффекта измерителя;

$L1 := 0 \dots LL$  и  $L1 := \frac{1 - LL}{20}$  – описывают расположение точек отсчета выходного эффекта измерителя по угловой координате относительно нормали к антенне;

$$\text{GetLowOwnNoise}(M, T) := \begin{cases} \text{for } el \in 0..M-1 \\ \quad \text{for } i \in 0..T-1 \\ \quad \quad \text{LowOwnNoise}_{el,i} \leftarrow (\text{rnorm}(1,0,1) + i \cdot \text{rnorm}(1,0,1))_0 \\ \text{LowOwnNoise} \end{cases}$$

– массив, описывающий уровень собственных шумов приемных каналов, пересчитанных ко входу антенной системы;

$$\text{GetLowSourceNoise}(N, T, NP) := \begin{cases} \text{for } h \in 0..N-1 \\ \quad \text{for } i \in 0..T-1 \\ \quad \quad \text{LowSourceNoise}_{h,i} \leftarrow (\text{rnorm}(1,0,1) + i \cdot \text{rnorm}(1,0,1))_0 \cdot NP_h \\ \text{LowSourceNoise} \end{cases}$$

– массив, описывающий интенсивность ИАП за время  $T$ ;

$$\text{GetAmplitudePhaseSourceDistribution}(M, N, ND) := \begin{cases} \text{for } el \in 0..M-1 \\ \quad \text{for } h \in 0..N-1 \\ \quad \quad \text{AmplitudePhaseSourceDistribution}_{el,h} \leftarrow e^{-i \cdot [2 \cdot (el+1) - M - 1] \cdot ND_h \cdot \frac{\pi}{M}} \\ \text{AmplitudePhaseSourceDistribution} \end{cases}$$

– массив, описывающий угловое положение ИАП относительно ФАР;

$$\text{GetAmplitudePhaseDistribution}(M, a) := \begin{cases} \text{for } el \in 0..M-1 \\ \quad \text{AmplitudePhaseDistribution}_{el} \leftarrow e^{-i \cdot [2 \cdot (el+1) - M - 1] \cdot a} \\ \text{AmplitudePhaseDistribution} \end{cases}$$

– массив, описывающий угловое положение источника полезного сигнала;

$$\text{GetWaitingSignalDistribution}(M, LL) := \begin{cases} \text{for } el \in 0..M-1 \\ \quad \text{for } diag \in 0..LL-1 \\ \quad \quad \text{WaitingSignalDistribution}_{el,diag} \leftarrow e^{-i \cdot [2 \cdot (el+1) - M - 1] \cdot L_{diag} \cdot \frac{\pi}{M}} \\ \text{WaitingSignalDistribution} \end{cases}$$

– массив, описывающий угловое распределение;



$$\begin{aligned}
 f(T, A, M, N, ND, NP, a, LL) := & \left| \begin{array}{l}
 \text{LowOwnNoise} \leftarrow \text{GetLowOwnNoise}(M, T) \\
 \text{LowSourceOwnNoise} \leftarrow \text{GetLowSourceNoise}(N, T, NP) \\
 \text{AmplitudePhaseDistribution} \leftarrow \text{GetAmplitudePhaseDistribution}(M, a) \\
 \text{AmplitudePhaseSourceDistribution} \leftarrow \text{GetAmplitudePhaseSourceDistribution}(M, N, ND) \\
 \text{FullRaspredPomeh} \leftarrow \text{AmplitudePhaseSourceDistribution} \cdot \text{LowSourceOwnNoise} \\
 \text{WaitingSignalDistribution} \leftarrow \text{GetWaitingSignalDistribution}(M, LL) \\
 \text{AllInputPomehi} \leftarrow \text{FullRaspredPomeh} + \text{LowOwnNoise} \\
 \text{AllInputSignal} \leftarrow \text{AllInputPomehi} + \left( A \cdot \text{AmplitudePhaseDistribution}^T \right)^T \\
 \text{KorelationMatrix} \leftarrow \frac{1}{T} \cdot \left[ \sum_{\text{iter}=0}^{T-1} \left[ \left( \text{AllInputPomehi} \right)^{\langle \text{iter} \rangle} \cdot \text{AllInputPomehi}^{\langle \text{iter} \rangle T} \right] \right] \\
 o \leftarrow \text{KorelationMatrix}^{-1} \\
 \text{Res} \leftarrow \left[ \frac{1}{T} \cdot \sum_{\text{iter}=0}^{T-1} \left( \text{AllInputSignal}^{\langle \text{iter} \rangle T} \cdot o \cdot \text{WaitingSignalDistribution} \right) \right]^T \\
 \text{Res}
 \end{array} \right.
 \end{aligned}$$

– массив оценки КМП;

$$\begin{aligned}
 \text{LoopHindance}(a, T, A, M, N, ND, NP, LL) := & \left| \begin{array}{l}
 \text{copy} \leftarrow ND \\
 \text{kol} \leftarrow 10 \\
 \text{old} \leftarrow ND_0 \\
 \text{step} \leftarrow \frac{\text{old}}{\text{kol}} \\
 \text{for targetArg} \in 0.. \text{kol} \\
 \left| \begin{array}{l}
 \text{copy}_0 \leftarrow \text{old} - \text{targetArg} \cdot \text{step} \\
 \text{ans}_{\text{targetArg}} \leftarrow f(T, A, M, N, \text{copy}, NP, a, LL)
 \end{array} \right. \\
 \text{ans}
 \end{array} \right.
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 f\_target(T, A, M, N, ND, NP, LL) := & \left| \begin{array}{l}
 \text{kol} \leftarrow 20 \\
 \text{for targetArg} \in 0.. 20 \\
 \text{ans}_{\text{targetArg}} \leftarrow f(T, A, M, N, ND, NP, 0.2\text{targetArg}, LL) \\
 \text{ans}
 \end{array} \right.
 \end{aligned}$$

– массивы по перемещению ИАП;

```

f_norma(n, m, matrix) :=
  ans ← matrix
  for i ∈ 0.. n
    curMax ← (matrix)i0
    for j ∈ 0.. m
      curMax ← max[|curMax|, |(matrix)ij|]
    for j ∈ 0.. m
      (ans)ij ←  $\frac{(ans)_i_j}{curMax}$ 
  ans

```

– массив нормировки выходных эффектов к максимальным значениям;

k:= 20

q:= f\_targer(T, A, M, N, ND, NP, LL)

q\_norm:= f\_norma (20, LL - 1, q)

Hind\_0\_move:= LoopHindance (a, T, A, M, N, ND, NP, LL)

Hind\_0\_move\_norm:= f\_norma (10, LL - 1, Hind\_0\_move) – выражения для вывода графического отображения результатов моделирования.

## Приложение В

### Логическая структура вопроса-понятия и вопроса-суждения

Основу образовательного процесса составляет логико-коммуникативный процесс в форме диалога, при котором его субъекты (преподаватель и студенты) взаимодействуют посредством своих смысловых позиций. При этом как процесс взаимодействия, так и смысловые позиции самих субъектов взаимодействия соответствуют определенному нормативному базису в виде правил, законов и принципов формальной и диалектической логики. Система нормативов формальной логики определяет **дисциплину мышления**. Система нормативов диалектической логики, взятых в органическом единстве с нормативами формальной логики, определяют **культуру мышления**.

Системное познание действительности начинается с анализа, а заканчивается синтезом. Анализ и синтез представляют собой единство противоположностей процесса познания окружающего мира. Средством познания является вопрос, средством синтеза является ответ. Между вопросом и ответом существует диалектическая зависимость, при которой *вопрос* как обращение, требующее ответа, – первичен, а *ответ* как высказывание, вызванное вопросом, – вторичен. Вопрос представляет собой логическую форму (способ связи понятий), включающую исходную (или базисную) информацию с одновременным указанием на ее недостаточность с целью получения новой информации в виде ответа.

В логической структуре вопроса обычно выделяют *предпосылку* (базис), *искомое* и *оператор*. В качестве предпосылки (базиса) выступает исходное знание, неполноту или неопределенность которого требуется устранить. В качестве искомого в вопросе выступает свойство, связь или отношение, которые необходимо уточнить, выяснить, установить. В качестве оператора, который указывает на недостаточность информации, выступают вопросительные слова, соответствующие определенной познавательной (коммуникативной) ситуации.

В основе процесса освоения студентами учебного материала находится учебная проблема, которая существует в форме мысли. Поскольку в общечеловеческой природе существует только три основных формы мысли (понятие, суждение и умозаключение), постольку существует и три основных формы проблемных вопросов: вопрос-понятие, вопрос-суждение и вопрос-умозаключение. Рассмотрим логическую структуру вопроса-понятия и вопроса-суждения.

**Вопрос-понятие** (Проблемный вопрос 1). В качестве базиса этого проблемного вопроса выступает то или иное понятие. В качестве его оператора – одно из вопросительных слов (например, «что», «каковы» и т. д.). Искомое в явном виде здесь отсутствует. Однако на его характер указывает конкретный дополнительный термин (например, «является», «считается», «выражает» и т. д.), который в общей логической структуре вопроса сливается с вопросительным словом в единый оператор (например, «что является», «что считается», «в чем заключается» и т. д.).

Характер оператора определяет характер логической операции с понятием или познавательного действия, подразумеваемых тем или иным вопросом-понятием. Например, операторы «что называется» и «что понимается» предполагают выполнение логической операции «определение понятия»; оператор «что считается» и «каковы виды» – выполнение логической операции «деление понятия»; оператор «в чем заключается» – выполнение некоторых познавательных действий по установлению тех или иных формально-логических или сущностных (диалектических) признаков понятия и т. д. В целом вопрос-понятие содержит одиночное мысленное побуждение, которое требует раскрыть это понятие по содержанию и объему.

***Некоторые разновидности вопросов-понятий:***

*является* пассивной помехой для РЛС?

*называется* пассивной помехой?

**Что** понимается под пассивной помехой?

*считается* пассивной помехой?

*выражает* коэффициент подпомеховой видимости?

*Каковы* виды пассивной помехи?

*Каковы* свойства пассивной помехи?

*В чем* заключается сущность метода компенсации пассивных помех?

**Вопрос-суждение** (Проблемный вопрос 2). Исходя из известной классификации простых суждений, существует три основных вида вопросов-суждений: *вопрос-суждение свойства* (атрибутивный вопрос-суждение); *вопрос-суждение существования* и *вопрос-суждение отношений*. Логическая структура всех перечисленных вопросов-суждений одинакова и включает: субъект (предмет) вопроса, или **базис**; предикат вопроса, или **искомое**; логическую связку, которая совместно с вопросительным словом выполняет функцию **оператора** вопроса (таблица В1).

Вопрос-суждение имеет следующие логические свойства:

1. Содержит двойное мысленное побуждение: а) требует раскрыть базисное и искомое понятия по содержанию и объему; б) требует установить формально-логическую или диалектическую связь между ними.

2. Отражает: а) уровень знаний субъекта образовательного процесса об изучаемом фрагменте действительности на уровне понятий (существенных признаков); б) уровень знаний субъекта о существовании (несущест-

вовании) материальных объектов, присущих им свойств и отношений на уровне суждений; в) намерения субъекта в познавательной деятельности и виды логических операций, задействованных в познании.

Таблица В1

**Логическая структура и некоторые разновидности  
атрибутивных вопросов-суждений**

Примерный синонимический ряд <b>вопросительных</b> слов	Субъект ( <i>S</i> )	Связка	Предикат ( <i>P</i> )
	Отражает субъект (предмет) вопроса, или <b>базис</b>	Выражает <b>характер</b> запрашиваемой информации	Выражает <b>искомую</b> информацию
Чем объяснить, что Как доказать, что В каком случае Когда	Аппаратура защиты от пассивных помех	Выделяет	Полезный сигнал на фоне отражений от земной поверхности?
Каким образом Вследствие чего Почему	Корреляционная обратная связь	Обеспечивает	Минимизацию дисперсии помехи на выходе АКП?

Раскрыть *содержание* понятия (дать определение понятия) – значит перечислить его существенные признаки, необходимые и достаточные для отличия рассматриваемого предмета (явления) от сходных с ним.

Раскрыть *объем* понятия – значит перечислить его виды, т. е. установить те предметы (явления), которым присуще содержание (совокупность определенных признаков) рассматриваемого понятия. Содержание и объем понятия составляют его логическую структуру. Например, логическая структура понятия «пассивные помехи» имеет следующий вид:

1. *Содержание* (существенные признаки рода, т. е. качество): помехи, создаваемые специальными устройствами или объектами природного происхождения за счет отражения радиоволн.

2. *Объем* (различные виды, т. е. количество):

2.1. Пассивные помехи искусственного происхождения.

2.2. Пассивные помехи естественного происхождения и т. д.

Основание деления – природа происхождения помехи.

Перечисленные логические операции являются основой для составления сборника понятий по учебной дисциплине (табл. В2), в котором они располагаются от категории к термину, т. е. от понятия с большим объемом к понятию с меньшим объемом, образуя систему выводного знания. Раскрытие содержания и объема понятий осуществляется в соответствии с правилами формальной логики (приложение Г).

Таблица В2

**Фрагмент сборника понятий на примере  
структуры понятия «аргументация»**

№ п/п	Понятие	Содержание	Объем
1	<p>Аргументация</p> <p>1.1. Доказательство</p> <p>1.1.1. Доказательство формально-логическое</p> <p>1.1.2. Доказательство диалектическое</p> <p>1.2.1. Доказательство эмпирическое</p> <p>1.2.2. Доказательство теоретическое</p> <p>1.2. Опровержение</p> <p>1.3. Подтверждение</p> <p>1.4. Объяснение</p> <p>1.5. Интерпретация</p>	<p>1. Способ рассуждения, обеспечивающий обоснование нечто действительно существующего (логика)</p> <p>2. Речевая процедура, служащая обоснованию точки зрения аргументатора с целью принятия её реципиентом (риторика)</p> <p>Логическая процедура, при которой выражение, о котором пока неизвестно, истинно оно или нет, логически выводится из высказываний, истинность которых уже установлена</p> <p>Доказательство, основанное на принципах и законах формальной логики</p> <p>Доказательство, основанное на принципах и законах диалектической логики</p> <p>Доказательство, основанное на принципах научной индукции, фактах и закономерностях опытного характера</p> <p>Доказательство, основанное на принципах научной дедукции, фактах и закономерностях научной теории</p> <p>Логическая процедура, устанавливающая ложность тезиса</p> <p>Логическая процедура, направленная на выведение истинных следствий из гипотезы</p> <p>Логическая процедура, направленная на раскрытие существенных характеристик некоторого явления или причин его возникновения</p> <p>Логическая процедура, обеспечивающая приписывание некоторого содержательного смысла или значения символам и формулам формальной системы</p>	<p>1. По способу осуществления:</p> <p>1.1. Доказательство</p> <p>1.2. Опровержение</p> <p>1.3. Подтверждение</p> <p>1.4. Объяснение</p> <p>1.5. Интерпретация</p> <p>2. По логической форме:</p> <p>2.1. Формально-логическое</p> <p>2.2. Диалектическое</p> <p>3. По доминирующему методу:</p> <p>3.1. Эмпирическое</p> <p>3.2. Теоретическое</p> <p>и т. д.</p>

**Фрагмент сборника понятий на примере структуры  
понятия «пассивные помехи»**

№ п/п	Понятие	Содержание	Объем
2	<p>Пассивные помехи</p> <p>2.1. Пассивные помехи естественного происхождения</p> <p>2.2. Пассивные помехи искусственного происхождения</p>	<p>Помехи, создаваемые специальными устройствами или объектам природного происхождения за счет отражения радиоволн</p> <p>Пассивные помехи, возникающие за счет отражения радиоволн от подстилающей поверхности, горных или лесных массивов, гидрометеообразований и т. д.</p> <p>Пассивные помехи, создаваемые за счет отражения радиоволн от дипольных и уголкового отражателей или других специально созданных объектов и т. д.</p>	<p>1. По природе происхождения:</p> <p>1.1. Пассивные помехи естественного происхождения</p> <p>1.2. Пассивные помехи искусственного происхождения</p> <p>2. По протяженности в пространстве:</p> <p>2.1. Дискретно распределенные</p> <p>2.2. Непрерывно распределенные</p> <p>2.3. Комбинированные</p>

## Приложение Г

### Основные понятия и операции формальной логики

**Логика** (от гр. LOGOS – речь, мысль, разум, закономерность):

1. Совокупность правил, которым подчиняется процесс мышления, отражающий действительность.

2. Наука о правилах рассуждения и его формах.

По предмету изучения логика подразделяется на:

а) *формальную* – раздел логики, изучающий формы и законы правильного мышления (*К.Д. Ушинский*: «Формальная логика – грамматика мышления»);

б) *диалектическую* – раздел логики, изучающий: 1) логические формы и способы познания действительности; 2) закономерности становления и развития понятий, их отношения, взаимопереходы и противоречия.

*Э.В. Ильенков*: «Диалектическая логика – наука об отражении движения мира в движении понятий». *В.И. Ленин*: «Диалектическая логика – диалектика идей, основанная на диалектике вещей».

Логика **формальная** включает:

а) современную (математическую, символическую) логику – Лейбниц (1646–1716);

б) традиционную (аристотелевскую) логику – Аристотель (384–322 гг. до н. э.), – представляющую собой: 1) метод научного познания; 2) теорию строгого, последовательного, логически непротиворечивого мышления; 3) науку, изучающую формы и законы мышления, проблемы образования понятий, логические основы теории аргументации.

**Формы мышления:**

1. *Понятие* – форма мышления, отражающая предметы и явления со стороны их *существенных признаков*.

2. *Суждение* – форма мышления, в которых утверждается или отрицается наличие у предметов, явлений определенных свойств, связей и отношений (признаков).

3. *Умозаключение* – форма мышления, посредством которой из одного или нескольких суждений (посылок) в соответствии с определенными правилами логического вывода получают новое суждение (заключение).

**Логическая структура понятия:**

а) *содержание* понятия (качество) – совокупность существующих признаков предмета или класса однородных предметов, отраженных в этом понятии.



б) *объем* понятия (количество) – класс обобщенных в понятии предметов, обладающих этими признаками.

*Признаки* – свойства, связи или отношения, по которым предметы сходны или отличны друг от друга. *Существенные признаки* – признаки, каждый из которых в отдельности необходим, а вместе взятые – достаточны, чтобы отличить данный предмет (явление) от других предметов или явлений.

#### **Логические приемы образования понятий:**

1. *Анализ* – мысленное расчленение предметов на их составные части, мысленное выделение в них признаков.

2. *Синтез* – мысленное соединение в единое целое частей предмета или его существенных признаков, полученных в процессе анализа.

3. *Абстрагирование* – мысленное выделение одних признаков предмета (существенных) и отвлечение от других (несущественных).

4. *Обобщение* – мысленное объединение однородных предметов в некоторый класс.

#### **Логические операции с понятиями:**

1. *Определение понятия* – логическая операция раскрытия содержания понятия или значения термина.

2. *Деление понятия* – логическая операция, позволяющая с помощью избранного основания деления (существенного признака) распределить объем делимого понятия (множество) на ряд членов деления (подмножеств).

3. *Ограничение понятия* – логическая операция перехода от более общего (родового) понятия к менее общему (видовому) путем добавления к нему видообразующего признака.

4. *Обобщение понятия* – логическая операция, обратная ограничению (переход от видового понятия к родовому путем отбрасывания видообразующего признака).

#### **Виды определения понятий:**

1. *Явное определение* – определение через ближайшее определяющее понятие:

1.1. *Определение через ближайшее родовое понятие и видовые отличия*. Пример: Трапеция – четырехугольник, у которого две стороны параллельны, а две другие – нет.

1.2. *Генетическое определение* – указывает на способ образования данных предметов. Пример: шар – геометрическая фигура, образованная вращением полуокружности вокруг своего диаметра.

#### **Правила явного определения:**

1. *Соразмерность* – объем определяющего понятия должен быть равен объему определяемого понятия. Возможные ошибки: а) широкие определение (объем определяемого понятия меньше объема определяющего

понятия): транзистор – радиоэлектронное устройство, предназначенное для усиления сигналов; б) узкое определение (объем определяемого понятия больше объема определяющего понятия): транзистор – активный элемент усилителей постоянного тока; в) в одном отношении широкое, в другом – узкое: бочка – сосуд для хранения жидкостей.

2. *Отсутствие круга в определении.* Пример круга: вращение – движение вокруг своей оси; ось – прямая, вокруг которой происходит вращение.

3. *Отсутствие тавтологии.* Пример тавтологии: детектор – устройство для детектирования.

4. *Четкость и ясность, отсутствие метафор.* Пример метафоры: пехота – царица полей.

2. Неявное определение:

2.1. *Контекстуальное* – определение с помощью смыслового содержания некоторого фрагмента текста.

2.2. *Остенсивное* – определение посредством демонстрации (показа) определяемого предмета.

2.3. *Аксиоматическое* – определение в форме некоторого очевидного утверждения.

2.4. *Индуктивное определение.* Пример: а) 1 – натуральное число; б) если  $n$  – натуральное число, то и  $n + 1$  – натуральное число; в) никаких натуральных чисел, кроме а) и б), нет.

#### **Виды деления понятий:**

1. Деление по видообразующему признаку. Пример: треугольники по величине угла подразделяются на прямоугольные, остроугольные, тупоугольные.

2. Дихотомическое деление – объем делимого понятия делится на два противоречащих понятия. Пример: импульсные помехи по способу воздействия делятся на синхронные и несинхронные.

#### **Правила деления понятий:**

1. Деление должно быть соразмерным, т. е. объем делимого понятия должен быть равен сумме объемов членов деления.

Возможные ошибки: а) неполное деление: перечислены не все виды данного родового понятия; б) деление с лишними членами. Пример: импульсные помехи по способу воздействия делятся на синхронные, несинхронные и маскирующие.

2. Деление в одном акте должно осуществляться только по одному основанию (признаку).

3. Члены деления должны исключать друг друга (должны быть соподчиненными)

4. Деление должно быть непрерывным (отсутствие «скачка» деления). Пример скачка в делении: помехи по способу получения делятся на активные, пассивные и имитирующие.

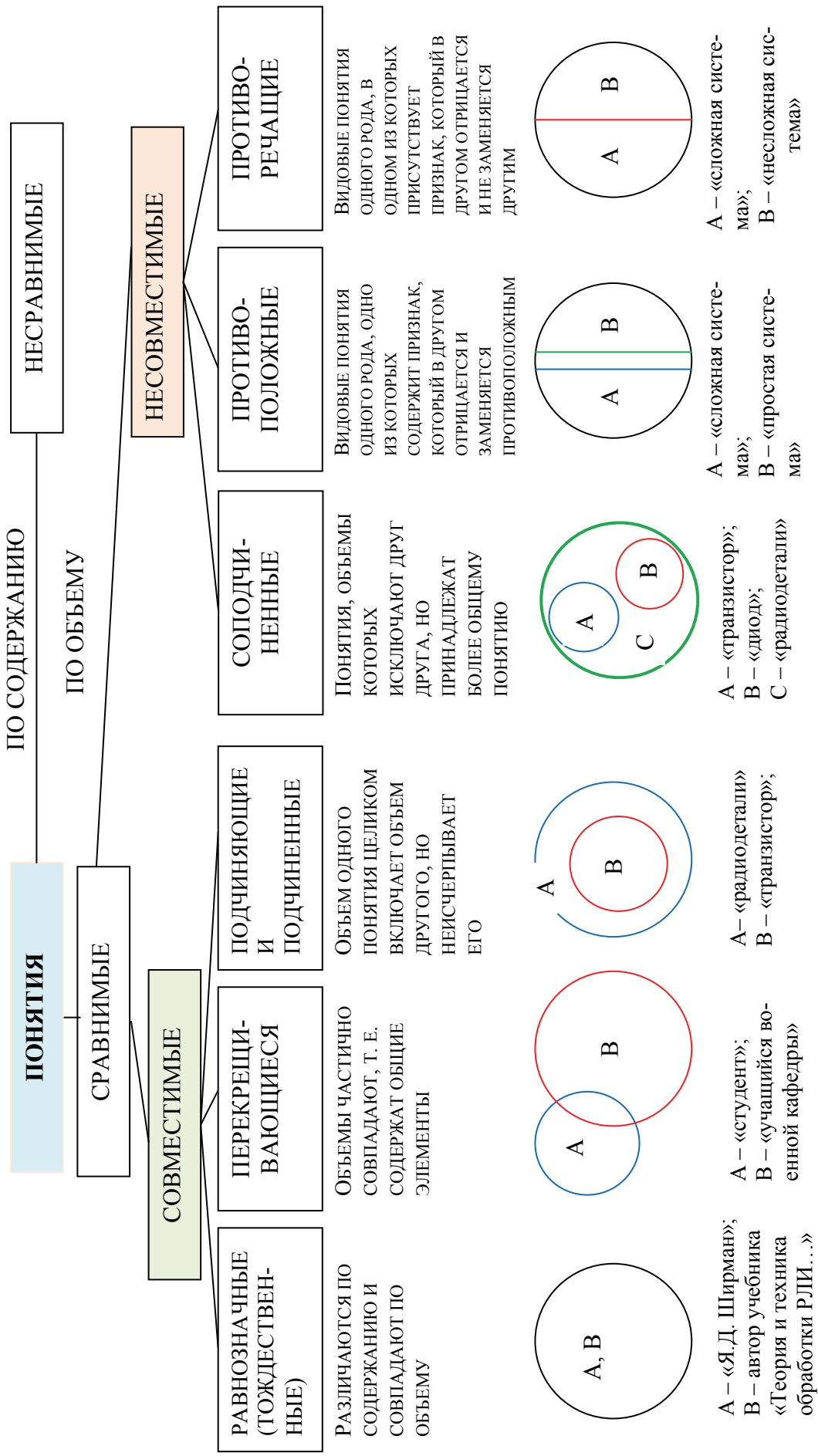


Рис. Г1. Виды отношений между сравнимыми понятиями и представление этих отношений кругами Эйлера

**Законы формальной логики:**

1. *Закон тождества*: в процессе определенного рассуждения всякое понятие или суждение должно быть тождественно само себе. Соблюдение этого закона гарантирует *определенность* и *ясность* мышления. Нарушение закона приводит к уходу от обсуждаемой темы, к расплывчивости и беспредметности рассуждений, подмене понятий и тезисов в процессе доказательства, опровержения, подтверждения или объяснения.

2. *Закон непротиворечия*: «два противоположных суждения не могут быть истинными в одно и то же время и в одном и том же отношении». Если предмет обладает определенным свойством, то в суждениях об этом предмете нужно утверждать это свойство, а не отрицать его. Если же субъект, утверждая что-либо, отрицает то же самое или утверждает нечто несовместимое с первым, то его утверждения будут логически противоречивы. Закон утверждает, что два *противоположных* суждения не могут быть одновременно истинными, но могут быть одновременно ложными (например, суждения «Ни один гриб не съедобен» и «Все грибы съедобны» – оба являются ложными). Закон также утверждает то, что два *противоречащих* суждения не могут быть одновременно истинными.

3. *Закон исключенного третьего*: «Из двух противоречащих суждений в одно и то же время и в одном и том же отношении одно непременно истинно, другое непременно ложно, третьего не дано». Закон утверждает не только факт, что два противоречащих суждения не могут быть одновременно истинными, но и то, что они не могут быть одновременно ложными. Если установлена ложность одного суждения, то второе суждение является непременно истинным. Третьего варианта нет. Например: «Этот гриб – съедобен» и «Этот гриб – несъедобен».

4. *Закон достаточного основания*: всякая истинная мысль должна быть достаточно обоснована другими мыслями, истинность которых доказана. Поэтому при обосновании высказанного положения (тезиса) должно быть приведено необходимое и достаточное количество аргументов (доводов).

В целом логически правильное рассуждение должно быть *последовательным, определенным*, т. е. ясным, четким, *непротиворечивым, однозначным* и *обоснованным*.

## Приложение Д

### Основные категории и принципы диалектической логики

Предельно обобщённая структура диалектической логики и основанного на ней диалектического метода познания и преобразования действительности представлена на рис. Д1.

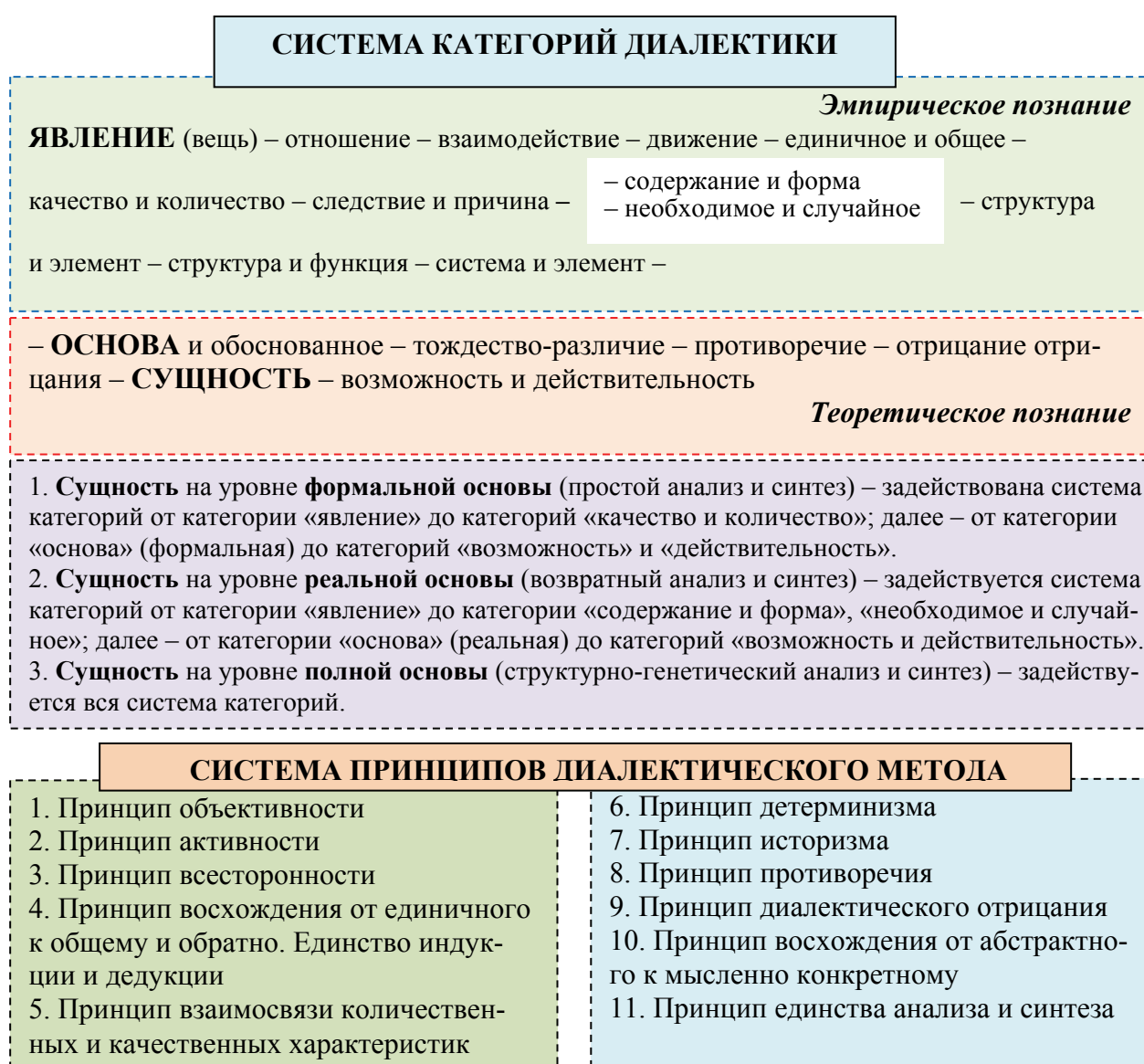


Рис. Д1. Обобщенная структура диалектической логики и диалектического метода познания

Сущностью метода является система категорий диалектики, которая выполняет функцию гносеологической (познавательной) «лестницы» в движении познания от внешнего, поверхностного к внутреннему, глубинному, т. е. от явления к его сущности. Она дополняется системой принципов (регулятивных правил), каждый из которых соответствует своей «ступеньке» упомянутой лестницы познания. Эта познавательная «лестница» состоит из двух взаимосвязанных частей – восходящей (от чувственно конкретного к абстрактному – эмпирическое познание) и нисходящей (от абстрактного к мысленно конкретному, т. е. к сущности – теоретическое познание). «Вершиной» лестницы является категория «основа». Эта категория, отражая основные стороны, отношения и тенденции исследуемого фрагмента действительности, определяющие формирование, функционирование, направление изменения и развития всех других его сторон, относится к области внутреннего, является самым глубоким моментом сущности.

Степень вскрытия основы (формальной, реальной или полной) определяет глубину проникновения в сущность познаваемого явления. Примером отражения явления на уровне формальной основы (на уровне внешнего, поверхностного) является обладатель ситуативного мышления, который, ежедневно наблюдая движение небесного светила по небосводу, приходит к выводу о том, что солнце вращается вокруг Земли. Примером отражения рассматриваемого явления на уровне реальной основы является гелиоцентрическая модель солнечной системы Николая Коперника (1473–1543 гг.). Примером отражения этих явлений на уровне полной основы являются современные научные представления о структуре вселенной, многократно проверенные орбитальными и межпланетными полетами космических кораблей.

Следует подчеркнуть, что категории рассмотренной ранее системной методологии задействованы здесь только лишь на участке перехода познания от содержания и структуры (системы связей) явления к его основе. Причинно-следственные связи, как и познание сущности самого явления, остаются вне сферы методологии системного подхода. Они выявляются совокупностью процедур диалектического метода. Общие основы применения системы категорий и принципов диалектического метода к изучению объектов различной физической природы состоят в следующем.

*Принципы объективности (отражения), активности и всесторонности* исследования являются исходными. Они ориентируют учащегося на то обстоятельство, что в процессе изучения, познания того или иного фрагмента реальности необходимо исходить из самого **явления** (объекта познания), из законов его функционирования и развития, не привносить в него ничего от себя. В то же время на исследуемый фрагмент необходимо активно воздействовать, последовательно ставя его основные элементы, стороны в различные реально присущие им **отношения** и связи между собой и с другими объекта-

ми, с последующим изучением того или иного отношения, той или иной связи как взаимосвязи. Взаимосвязь объектов предполагает их **взаимодействие**, а вместе с тем и определенное их изменение, т. е. **движение**. Следовательно, возникновение и движение (т. е. функционирование и развитие) объекта связано с взаимодействием, что обеспечивает исходный момент познания его сущности. Этот исходный момент познания в свою очередь связан с выяснением того обстоятельства, взаимодействием каких сторон или фрагментов действительности обусловлено возникновение и движение рассматриваемого явления. Это позволяет выяснить основные принципы, механизмы, направление, возможный и действительный результат этого движения.

*Принцип восхождения от единичного к общему и обратно* обеспечивает выделение **общего** из отдельного, **единичного**, т. е. образование общих понятий о рассматриваемом фрагменте реальности, их взаимосвязь в некоторую абстрактную модель.

*Принцип взаимосвязи качественных и количественных характеристик* обуславливает требование не только фиксировать характеристики исследуемого объекта, но и выявлять их взаимосвязь, взаимообусловленность. Этот принцип предполагает постановку и выяснение следующих минимально необходимых вопросов: Что вообще представляет собой рассматриваемый объект? Чем он является (каково его **качество**)? Какие присущи ему **количественные** характеристики и есть ли они вообще? Какие из его количественных характеристик обеспечивает то или иное качество? Изменение каких количественных характеристик объекта приведет к появлению нового качества и какого?

Сочетание категорий и системы принципов при исследовании объекта закономерно сопровождается выявлением и фиксацией одного за другим его свойств. В процессе осмысления этих свойств через категории «единичное и общее», «качество и количество» происходит формирование сначала представления, а затем и общего понятия о предмете изучения или исследования. На уровне эмпирического этапа изучения объекта может возникать бесчисленное множество его определений. Поэтому на этой стадии познания ведущую роль начинает играть *принцип детерминизма*, требующий не только фиксации и описания каждого выявленного свойства, отношения, но и установления их **причинной** обусловленности, детерминации. При этом свойства и связи, которые имеют причину своего существования в себе, т. е. обусловлены внутренней природой взаимодействующих элементов рассматриваемого объекта, выступают как необходимые (закономерные). Здесь **необходимое** отделяется от причинности и противопоставляется **случайности** как такому свойству или такой связи, которые обусловлены внешними обстоятельствами. Одновременно появляется возможность дать реально обоснованное определение этому объекту: а) определить его **содержание** как совокупность составляющих его элементов, взаимодействий между ними и соответствующих

изменений, которые эти взаимодействия вызывают; б) указать его **форму** или структуру как совокупность устойчивых связей упомянутых элементов.

*Принцип историзма*, требуя воспроизводить в логике движения понятий и категорий историю возникновения, становления и развития исследуемого объекта в его внутренней необходимости, ориентирует учащегося и на то существенное обстоятельство, что исследование должно начинаться не зародышевых, а развитых форм, со зрелого состояния исследуемого объекта.

Развитие познания от установления связей и изменений через движение от единичного к общему, от качества к количеству и их взаимосвязи, к причинности, содержанию и форме, необходимости и закону отражает индуктивно-описательный, эмпирический этап изучения объекта. Этот этап завершается определением его содержания и форм существования. Дальнейшее познание сущности исследуемого объекта *связано с воспроизведением всех необходимых сторон и соответствующих законов в их естественной взаимосвязи*, т. е. предполагает объединение всей совокупности причин и следствий, элементов, составляющих его содержание, а также изменений и взаимодействий в единое целое, в систему, в которой все эти знания выводятся из единых принципов на основе системного подхода.

Понятийно-категориальная реализация системного подхода осуществляется с помощью категорий: **«структура и элемент»**, **«структура и функция»**, **«система и элемент»**. Эти категории выполняют функцию переходного «мостика» от внешнего, поверхностного (явленческого) к внутреннему, глубинному или сущностному этапу познания объекта. Поэтому системный подход выступает как методологическая предпосылка для теоретического осмысления изучаемого объекта. Этап познания сущности объекта начинается с выявления его **основы** (определяющих сторон, отношений, тенденций). Приняв основу за исходное начало, можно вывести все другие стороны и связи рассматриваемого объекта, которые формируются под непосредственным воздействием **основы** и поэтому выделяются из нее как **обоснованное**.

Рассматриваемой ступени познания сущности объекта соответствует очередной принцип диалектической логики – *принцип противоречия*. Основным содержанием данного принципа является требование раздвоения единого на противоположности (противоположные элементы, свойства, стороны, имеющие противоположные тенденции, направления изменений и т. д.) и познания взаимосвязи между ними. Раскрыв противоположные стороны основы, выявив их взаимосвязь и взаимодействие, т. е. реально существующее, функционирующее **противоречие**, можно проследить и соответственно воспроизвести в теории как в системе понятий всю совокупность необходимых свойств и связей объекта, взятых в их естественной взаимозависимости, т. е. его **сущность**.

Необходимо заметить, что ряд сторон и связей, свойственных реальному основанию, может быть порожден не данной, выявленной причиной,



а другими причинами. Следовательно, обоснованное может иметь не одно, а несколько реальных оснований. Отсюда следует, что феномену реальности, сущность которого раскрыта на уровне реальной основы, можно дать несколько различных определений, являющихся в то же время более или менее равноценными и справедливыми. Все зависит от того, какую из причин (взаимодействий) исследователь выбрал в качестве основной, определяющей. Поэтому необходимо из имеющихся реальных оснований выделить то из них, которое включает основные стороны, отношения и, следовательно, позволит вывести и объяснить все остальные реальные основания из общей причины, из единого принципа. Такое основание называется **полным основанием**.

Дальнейшее изучение (исследование) объекта связано с переходом к парной категории «**отрицание отрицания**» и дополняется очередным принципом диалектической логики – *принципом диалектического отрицания*. Этот момент познания связан с выяснением механизма интеграции имеющихся и вновь добываемых знаний в рамках формирующейся теории объекта. Содержание этого этапа заключается в том, что существующее знание об объекте с появлением нового знания не устраняется как ложное, а включается в формирующуюся теорию как ее предельный либо частный случай. Реализация же принципа движения познания от *абстрактного к мысленно конкретному* сопровождается воспроизведением в системе понятий всех необходимых сторон и законов объекта в их естественной взаимосвязи и взаимозависимости, т. е. ее воспроизведением сущности как единства многообразного.

Принцип *единства анализа и синтеза* дополняет предыдущий принцип и является завершающим. Объективную основу единства этих противоположных подходов составляет единство элементов и структуры изучаемого объекта. Свойства каждого из его элементов зависят от структуры целого, а структура целого зависит от составляющих это целое элементов, их природы и количества. Поэтому выявление диалектики элементов и структуры с целью нахождения реального или приближения к полному основанию объекта и последующего воспроизведения его сущности как единства многообразного, помимо упоминавшегося системного подхода, предполагает применение в единстве аналитических и синтетических подходов. Наиболее значимыми здесь являются прямой, возвратный и структурно-генетический виды анализа и синтеза. Специфика перечисленных видов анализа и синтеза заключается в следующем.

Прямой анализ и синтез не отличается от соответствующих формально-логических операций. Он включает анализ фактуального материала об объекте, в ходе которого необходимо вычлениить наиболее характерные стороны последнего, те из них, которые отличают этот объект от ему подобных. Объединение выделенных сторон в целом позволит дать некоторую характеристику этому объекту. Рассматриваемая форма анализа

и синтеза не обеспечивает отделение существенного от несущественного, необходимого от случайного, поэтому такая характеристика называется формально обоснованной, т. е. носит предварительный характер. Возвратный анализ и синтез, в процессе вычленения наиболее характерных сторон и свойств объекта, направляет исследования на выявление определенной причинно-следственной связи, которая определяет и отбор явлений для анализа, и порядок расчленения их на части, и выявление наиболее важных для исследования сторон и, наконец, направленность синтеза. Эта форма анализа и синтеза обеспечивает возможность отделения существенного от несущественного, необходимого от случайного; по анализируемому следствию позволяет определить его причину и, следовательно, сформировать развернутую характеристику (сущность) объекта на уровне реального основания. Структурно-генетический анализ и синтез применяются на завершающем этапе исследования, когда более или менее полно изучены различные стороны объекта и когда имеется реальная возможность правильно выделить решающую его сторону, т. е. полную основу и, следовательно, вывести сущность исследуемого объекта как обоснованное. Таким образом, система категорий и принципов диалектического метода представляет собой тот теоретико-методологический базис, на основе которого представляется возможным выявить сущность объекта любой физической природы и отразить эту сущность в адекватной научной теории объекта<sup>65</sup>.

---

<sup>65</sup> Более подробно содержание диалектического метода изложено в кн.: Шептулин А.П. Категории диалектики. М. : Высшая школа, 1971. – 279 с.; Шептулин А.П. Диалектический метод познания. М. : Политическая литература, 1983. 320 с. Примеры применения диалектического метода к изучению сущности электрических явлений и некоторых явлений радиолокации изложены в кн.: Ботов М.И., Вяхирев В.А. Теоретические основы радиолокационных систем РТВ. Красноярск: Сиб. федер. ун-т; Политехн. ин-т, 2007. С. 318–325. Краткий анализ диалектического подхода к изложению учебного материала приведен в заключении к настоящему учебнику.

Учебное издание

**Ботов** Михаил Иванович  
**Вяхирев** Виктор Александрович

**ОСНОВЫ ТЕОРИИ  
РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ  
И КОМПЛЕКСОВ**

Редактор *Л. И. Вейсова*  
Компьютерная верстка *О. А. Кравченко*

Подписано в печать 11.12.2013. Печать плоская. Формат 60×84/16  
Бумага офсетная. Усл. печ. л. 33. Тираж 500 экз. Заказ № 3854

Издательский центр  
Библиотечно-издательского комплекса  
Сибирского федерального университета  
660041, Красноярск, пр. Свободный, 79  
Тел./факс (391)206-21-49, e-mail: [gio@lan.krasu.ru](mailto:gio@lan.krasu.ru)

Отпечатано Полиграфическим центром  
Библиотечно-издательского комплекса  
Сибирского федерального университета  
660041, Красноярск, пр. Свободный, 82а  
Тел./факс (391) 206-26-49; тел. (391) 206-26-67  
E-mail: [print\\_sfu@mail.ru](mailto:print_sfu@mail.ru); <http://lib.sfu-kras.ru>