

Министерство образования Республики Беларусь  
Учреждение образования  
«Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники»

Факультет радиотехники и электроники

Кафедра радиотехнических систем

**А. В. Гринкевич**

## ***РАДИОЛОКАЦИЯ***

*Допущено Министерством образования Республики Беларусь  
в качестве учебного пособия  
для студентов учреждений высшего образования по специальностям  
1-39 01 02 «Радиоэлектронные системы»,  
1-39 01 04 «Радиоэлектронная защита информации»*

Минск БГУИР 2015

УДК 621.396.96(075)  
ББК 32.95я7  
Г85

**Р е ц е н з е н т ы:**

кафедра радиолокации и приемопередающих устройств  
учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь»  
(протокол №6 от 17.11.2014);

главный научный сотрудник государственного учреждения  
«Научно-исследовательский институт  
Вооруженных Сил Республики Беларусь»,  
доктор технических наук, профессор С. Р. Гейстер

**Гринкевич, А. В.**

Г85 Радиолокация : учеб. пособие / А. В. Гринкевич. – Минск : БГУИР,  
2015. – 190 с. : ил.  
ISBN 978-985-543-056-9.

Рассмотрены вопросы радиолокационного наблюдения. Основное внимание уделено вопросам обнаружения целей, измерения их координат и параметров движения. Описаны вопросы синтеза обнаружителя сигналов и измерителей координат целей и параметров их движения. Подробно рассмотрены вопросы когерентной и некогерентной обработки и способы их реализации.

**УДК 621.396.96(075)  
ББК 32.95я7**

**ISBN 978-985-543-056-9**

© Гринкевич А. В., 2015  
© УО «Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники», 2015

# СОДЕРЖАНИЕ

Введение .....	7
1 Общие сведения о радиолокационных системах .....	9
1.1 Задачи, решаемые радиолокацией .....	9
1.2 Принципы получения радиолокационной информации .....	10
1.3 Виды радиолокации и классификация РЛС .....	11
1.4 Основные тактико-технические характеристики РЛС .....	12
1.5 Двухкоординатная РЛС кругового обзора .....	14
2 Зондирующие сигналы и их основные характеристики .....	21
2.1 Описание временной структуры зондирующего сигнала .....	21
2.2 Спектр зондирующего сигнала .....	23
2.3 Функция рассогласования (корреляционная функция) зондирующего сигнала .....	24
2.4 Энергетический спектр зондирующего сигнала .....	25
2.5 Функция неопределенности зондирующего сигнала .....	25
3 Одиночные зондирующие сигналы и их последовательности .....	29
3.1 Классификация зондирующих сигналов .....	29
3.2 Простой прямоугольный радиоимпульс .....	29
3.3 Линейно-частотно-модулированный радиоимпульс .....	33
3.4 Ограниченная когерентная последовательность одиночных радиоимпульсов .....	37
4 Вторичное излучение радиолокационных целей .....	42
4.1 Вторичное излучение радиолокационных целей и их классификация .....	42
4.2 Эффективная отражающая поверхность сосредоточенной цели .....	43
4.3 Зависимость ЭОП простых одиночных сосредоточенных целей от соотношения между их линейными размерами и длиной волны .....	44
4.4 ЭОП групповой сосредоточенной цели .....	47
4.5 ЭОП реальной сосредоточенной цели .....	48
4.6 Удельная ЭОП объемно и поверхностно распределенных отражателей .....	50
5 Отраженный сигнал .....	52
5.1 Модель временной структуры отраженного сигнала .....	52
5.2 Флуктуации отраженного сигнала .....	53
5.3 Мощность отраженного сигнала .....	54
5.4 Время наблюдения отраженного сигнала .....	55
5.5 Корреляционная функция и энергетический спектр ОС .....	56
5.6 Дискретное представление ОС. Многомерная плотность вероятности ОС .....	57
5.7 Пространственно-временная структура ОС .....	60
5.8 Совместные и одномерные распределения вероятности квадратурных составляющих ОС .....	61

6 Радиолокационный фон.....	63
6.1 Внутренние шумы радиоприемного устройства и активная шумовая помеха .....	63
6.2 Мешающие отражения от поверхностно и объемно распределенных отражателей .....	64
6.3 Общая характеристика шума .....	76
6.4 Многомерная плотность вероятности шума .....	79
7 Методика решения задачи синтеза обнаружителя целей .....	81
7.1 Показатели качества обнаружителя .....	81
7.2 Алгоритм работы и структура обнаружителя .....	83
7.3 Частные критерии оптимальности .....	87
8 Корреляционная обработка одиночных сигналов .....	89
8.1 Условия решения задачи внутрипериодной обработки .....	89
8.2 Алгоритм внутрипериодной обработки.....	89
8.3 Устройство внутрипериодной корреляционной обработки на радиочастоте .....	90
8.4 Устройство внутрипериодной корреляционной обработки на видеочастоте .....	93
8.5 Выходной сигнал устройства внутрипериодной корреляционной обработки.....	95
8.6 Частотная характеристика корреляционного устройства когерентной внутрипериодной обработки принятого сигнала .....	96
9 Фильтровая обработка одиночных сигналов.....	97
9.1 Устройство внутрипериодной фильтровой обработки и фильтровой обнаружитель .....	97
9.2 Импульсная характеристика оптимального фильтра внутрипериодной обработки.....	97
9.3 Частотная характеристика оптимального фильтра внутрипериодной обработки.....	99
9.4 Выходной сигнал оптимального фильтра внутрипериодной обработки .....	101
10 Способы и устройства когерентной компенсации мешающих отражений.....	104
10.1 Введение в междупериодную обработку принятого сигнала .....	104
10.2 Амплитудно-частотная характеристика устройства когерентной компенсации мешающих отражений.....	105
10.3 Корреляционное устройство когерентной компенсации мешающих отражений.....	108
10.4 Фильтровое устройство когерентной компенсации мешающих отражений .....	111
10.5 Эффективность когерентной компенсации мешающих отражений .....	114
11 Способы реализации когерентной межпериодной обработки принятого сигнала .....	116
11.1 Амплитудно-частотная характеристика устройства когерентного накопления отраженного сигнала.....	116

11.2	Фильтровой способ и устройства когерентной обработки.....	119
11.3	Корреляционный способ и устройства когерентной обработки.....	121
11.4	Узкополосный фильтровой со стробированием способ и устройства когерентной обработки .....	125
11.5	Отношение сигнал/помеха на выходе тракта когерентной межпериодной обработки.....	126
12	Обзор по дальности .....	128
12.1	Закономерности радиолокационного обзора .....	128
12.2	Обзор по дальности при фильтровой обработке принятого сигнала ....	129
12.3	Обзор по дальности при корреляционной обработке принятого сигнала .....	133
13	Обзор по угловым координатам.....	137
13.1	Одновременный обзор по угловым координатам .....	137
13.2	Линейный секторный обзор.....	137
13.3	Круговой обзор. Функциональная схема РЛС кругового обзора .....	140
13.4	Растровый обзор.....	140
13.5	Оптимизация обзора.....	142
14	Обзор по радиальной скорости.....	143
14.1	Одновременный обзор по радиальной скорости .....	144
14.2	Последовательный обзор по радиальной скорости.....	146
14.3	Совместный обзор по дальности и радиальной скорости .....	146
15	Характеристики обнаружения РЛС .....	150
15.1	Плотность вероятности выходного сигнала некогерентного накопителя.....	150
15.2	Число степеней свободы $\chi^2$ -распределения выходного сигнала некогерентного накопителя.....	152
15.3	Характеристики обнаружения РЛС.....	153
16	Дальность обнаружения РЛС.....	156
16.1	Устройство принятия решения обнаружителя .....	156
16.2	Дальность обнаружения в свободном пространстве.....	158
16.3	Дальность обнаружения в различных помеховых ситуациях.....	159
17	Методика решения задачи синтеза измерителя (устройства оценки) координат целей .....	163
17.1	Задача измерения (оценки) координат целей.....	163
17.2	Алгоритм работы и структура радиолокационного измерителя.....	164
17.3	Дискриминаторы радиолокационного измерителя.....	168
18	Характеристики дискриминаторов следящих радиолокационных измерителей .....	170
18.1	Шум протяженной цели .....	170
18.2	Взаимная корреляционная функция колебаний на выходах расстроенных по измеряемому параметру каналов обнаружения с учетом «шумов» цели.....	171
18.3	Дискриминационная характеристика.....	173
18.4	Флуктуационная характеристика.....	174

19 Эквивалентная спектральная плотность возмущающего воздействия радиолокационных измерителей. Ошибки оценок координат целей.....	175
19.1 Эквивалентная спектральная плотность возмущающего воздействия радиолокационных измерителей. ....	175
19.2 Эквивалентная спектральная плотность возмущающего воздействия в частных случаях. ....	176
19.3 Ошибки оценки координат целей.....	177
19.4 Классификация измерителей .....	178
Заключение .....	180
Перечень сокращений .....	181
Перечень обозначений.....	183
Список литературы.....	188

Библиотека БГУИР

## ВВЕДЕНИЕ

Учебное пособие составлено в соответствии с программой по курсу «Радиолокация и радионавигация» для специальностей «Радиоэлектронные системы» и «Радиоэлектронная защита информации» учреждения образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».

Особенностью учебного пособия является классическое изложение всех вопросов радиолокационного наблюдения, где основное внимание уделялось вопросам обнаружения целей, измерения их координат и параметров движения. Подробно рассмотрены характеристики зондирующего, отраженного сигнала и радиолокационного фона. Представлена методика решения задачи синтеза обнаружителя целей и вопросы их построения для корреляционной и фильтровой обработки.

Изложение вопросов обработки радиолокационных сигналов начинается с рассмотрения обработки одиночных сигналов известной формы, т. е. внутрипериодной обработки импульсных, квазинепрерывных или непрерывных сигналов. После изложения вопросов корреляционной и фильтровой обработки простых или сложных одиночных сигналов известной формы рассматриваются закономерности и способы технической реализации межпериодной обработки последовательности флуктуирующих сигналов как на этапе компенсации мешающих отражений, так и на этапе накопления сигналов. Отличительной особенностью изложения является тщательный учет времени радиолокационного наблюдения и интервала когерентности отраженного сигнала, соотношения времени когерентного и некогерентного накопления, а также соотношения между элементарными вероятностями правильного обнаружения и ложной тревоги, отнесенными к одному элементу разрешения за один цикл обзора, и интегральными вероятностями правильного и ошибочного решений о наличии цели по всему пространству радиолокационного наблюдения за все время решения.

Общие представления о радиолокационном обзоре конкретизируются рассмотрением структур РЛС, реализующих обзор по дальности, радиальной скорости, угловым координатам.

Вопросы изменения координат и параметров движения целей излагаются с уклоном в сторону РЛС сопровождения. При этом главное внимание сосредоточивается на синтезе и анализе дискриминаторов следящих радиолокационных измерителей, характеристики которых определяют флуктуационные ошибки измерения. Считается, что проблема воспроизведения изменяющегося параметра, т. е. проблема динамической ошибки измерения, является самостоятельной и рассматривается теорией автоматического управления.

И наконец, важной особенностью учебного пособия является его количественная определенность. Все, что в нем излагается, доводится до такого состояния, которое позволяет вести простой инженерный анализ и расчет.

Автор выражает благодарность доктору технических наук, профессору С. Р. Гейстеру за ценные советы и помощь в подготовке учебного пособия, студентам М. Музыченко, И. Холстинникову, В. Брендикову за помощь в подготовке работы к изданию.

Библиотека БГУИР



# 1 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

## 1.1 Задачи, решаемые радиолокацией

Радиолокацией называется область радиоэлектроники, обеспечивающая получение информации о цели (объекте) путем приема и анализа радиоволн.

Цели могут быть:

- аэродинамические (самолеты, вертолеты, крылатые ракеты и т. д.);
- баллистические (баллистические ракеты, мины, снаряды);
- космические (ИСЗ);
- наземные или надводные (машины, танки, корабли).

Радиолокационная информация – совокупность сведений, получаемых средствами радиолокации. К таким сведениям относятся:

- отсутствие или наличие цели в данной области пространства;
- координаты и параметры движения цели;
- тип или класс цели.

Технические средства получения информации о цели называют радиолокационными станциями (РЛС) или системами.

### *Замечание*

*РЛС – это очень чувствительное устройство, способное обнаруживать сигналы мощностью  $10^{-16} \div 10^{-19}$  Вт. Если РЛС сравнивать с термометром, то она эквивалентно способна обнаружить повышение температуры мирового океана, когда в него выливается стакан кипятка.*

Как правило, работа РЛС происходит в условиях помех, которые могут быть:

- активными (активными шумовыми, имитирующими);
- пассивными (отражения от подстилающей поверхности, дипольных отражателей);
- естественными (космические излучения, например солнечный свет, и др.);
- индустриальными (например излучения теле- и радиоустройств).

Радиолокация посредством РЛС решает три задачи:

1. Обнаружение цели – процесс установления факта наличия или отсутствия цели в анализируемой РЛС области пространства.

2. Измерение координат и параметров движения цели. Обычно в радиолокации используется сферическая система координат (рисунок 1.1).

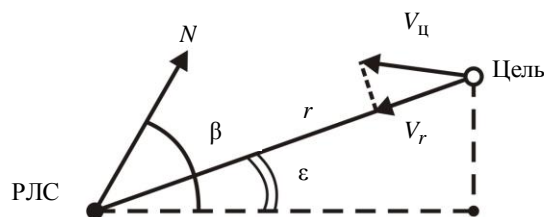


Рисунок 1.1 – Пояснения к измерению координат и параметров движения цели

В такой системе координат измеряются:

- дальность ( $r_t$ );
- азимут ( $\beta_t$ );
- угол места ( $\varepsilon_t$ );
- радиальная скорость ( $V_r$ ).

Измерение сводится к формированию оценок координат и скорости  $V_r$  с ошибками, не превышающими допустимые.

Кроме того, часто используется декартова система координат, в которой измеряются координаты  $x_t, y_t, z_t$ . Также могут формироваться скорости изменения декартовых координат  $\dot{x}_t, \dot{y}_t, \dot{z}_t$  и полный вектор скорости  $\vec{V}_t$ .

3. Распознавание цели – установление класса или типа цели, путем анализа радиолокационных характеристик цели и координатной информации.

Процесс решения этих задач называется радиолокационным наблюдением.

## 1.2 Принципы получения радиолокационной информации

Радиолокационное наблюдение осуществляется в соответствии со следующими принципами.

**Принцип 1.** Обнаружение наличия цели в зоне действия РЛС устанавливается по факту приема радиолокационной станцией сигнала от этой цели. Способ получения такого сигнала определяет вид радиолокации.

**Принцип 2.** В основе определения координат и параметров движения цели лежат закономерности распространения радиоволн:

- 1) постоянство скорости распространения  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с;
- 2) прямолинейность распространения;
- 3) направленность излучения и приема, в основе которой лежит явление интерференции;
- 4) эффект Доплера – Белопольского.

В основе определения радиальной дальности лежат два первых свойства. При этом измеряется время запаздывания отраженного от цели сигнала относительно зондирующего сигнала (т. е. излучаемого РЛС):

$$t_r = \frac{2r_t}{c}, \quad (1.1)$$

из которого следует значение дальности до цели

$$r_t = \frac{t_r \cdot c}{2}. \quad (1.2)$$

В основе определения угловых координат лежат второе и третье свойства. Направление прихода сигнала от цели отождествляется с направлением на цель, которое характеризуется угловыми координатами.

В основе определения радиальной скорости лежит эффект Доплера – Белопольского. Этот эффект заключается в смещении частоты отраженного сигнала, по сравнению с частотой зондирующего сигнала, на величину  $F_{ds} = \frac{2V_r}{\lambda}$ , где  $\lambda$  – длина волны зондирующего сигнала.

**Принцип 3.** В основе определения класса или типа цели лежит анализ характеристик отраженного или излученного целью сигнала с учетом координат и параметров движения цели. В характеристиках отраженного от цели сигнала содержится информация о размерах цели, ее ориентации в пространстве, о типе или классе двигательной установки, о распределении отражательной способности по поверхности цели.

**Принцип 4.** Для решения задач радиолокации необходимо выделять слабые сигналы от цели на фоне помех, а также различать сигналы разных целей. Это осуществляется путем использования различий в характеристиках сигналов и помех:

- временных (по времени задержки отраженного сигнала);
- спектральных (частотных);
- пространственных;
- поляризационных;
- статистических.

### 1.3 Виды радиолокации и классификация РЛС

По способу получения сигналов от целей различают следующие виды радиолокации:

- активная с пассивным ответом;
- активная с активным ответом;
- пассивная.

Поясним каждый из этих видов радиолокации с помощью рисунков.

Схема активной РЛС с пассивным ответом имеет вид, представленный на рисунке 1.2.

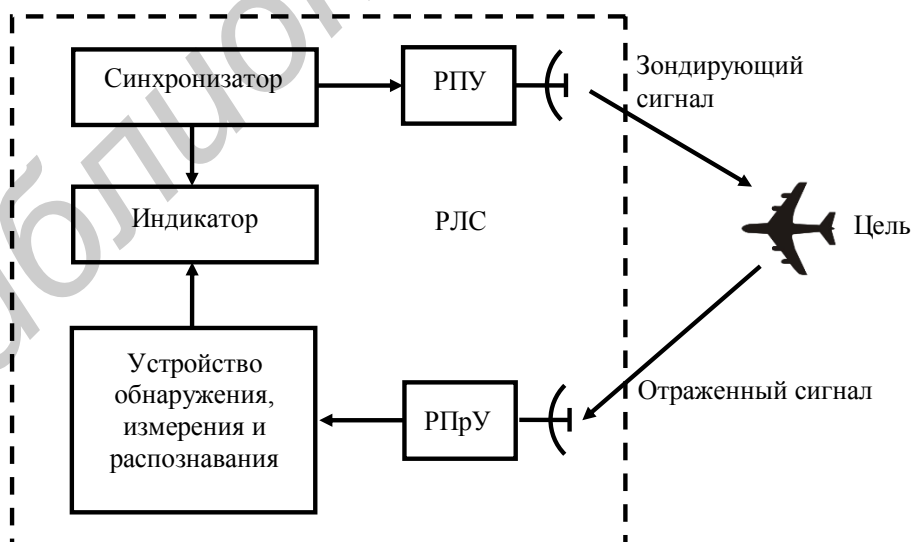


Рисунок 1.2 – Схема активной РЛС с пассивным ответом

Схема активной РЛС с активным ответом, представленная на рисунке 1.3, имеет такой же вид, только сигнал от цели генерируется ответчиком, установленным на цели.

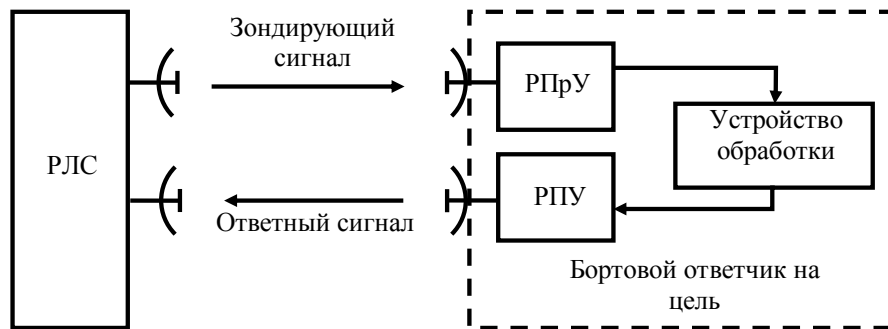


Рисунок 1.3 – Схема активной РЛС с активным ответом

Пассивная радиолокация осуществляется путем использования собственного излучения цели. Схема пассивной РЛС имеет вид, представленный на рисунке 1.4.

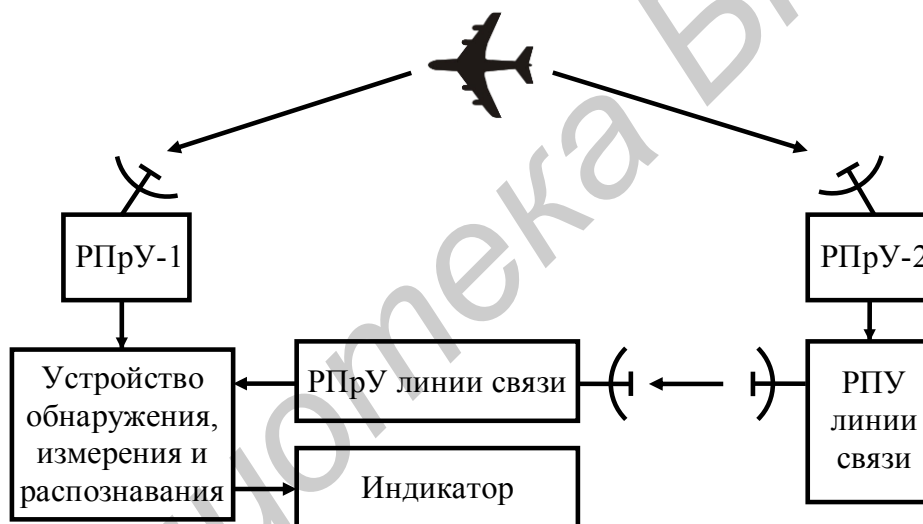


Рисунок 1.4 – Схема многопозиционной пассивной РЛС

## 1.4 Основные тактико-технические характеристики РЛС

Основными тактическими характеристиками РЛС являются:

1. Зона действия РЛС – область пространства, в пределах которой РЛС выполняет свои задачи. Различают, например, зоны обнаружения, сопровождения, распознавания.

2. Определяемые координаты и параметры движения цели и точность их измерения.

3. Разрешающая способность РЛС, под которой понимается способность РЛС осуществлять раздельное наблюдение нескольких целей. На практике широко используются понятия разрешающей способности по  $r$ ,  $\beta$ ,  $\varepsilon$ ,  $V_r$ .

Разрешающая способность по дальности – это минимальное расстояние между целями по дальности, при котором цели наблюдаются отдельно (если остальные координаты и параметры движения целей совпадают). Разрешающая способность по  $r$  дальности может быть рассчитана по формуле

$$\Delta r = \frac{c}{2\Delta f_0}, \quad (1.3)$$

где  $\Delta f_0$  – ширина спектра закона модуляции зондирующего сигнала.

Аналогичный смысл имеют и понятия разрешающей способности:

- по углу места  $\Delta\varepsilon = \Delta\theta_\varepsilon$ ;

- азимуту  $\Delta\beta = \Delta\theta_\beta$ ;

- радиальной скорости  $\Delta V_r = \frac{\lambda}{2T_{KN}}$  (где  $\Delta\theta_\varepsilon, \Delta\theta_\beta$  – ширина диаграммы направленности антенны по углу места и азимуту;  $T_{KN}$  – время когерентного накопления (обработки) сигнала).

Разрешающие способности по координатам ограничивают разрешаемый объем, под которым понимается объем пространства  $\Delta V$ , в котором цели не разделяются (рисунок 1.5).

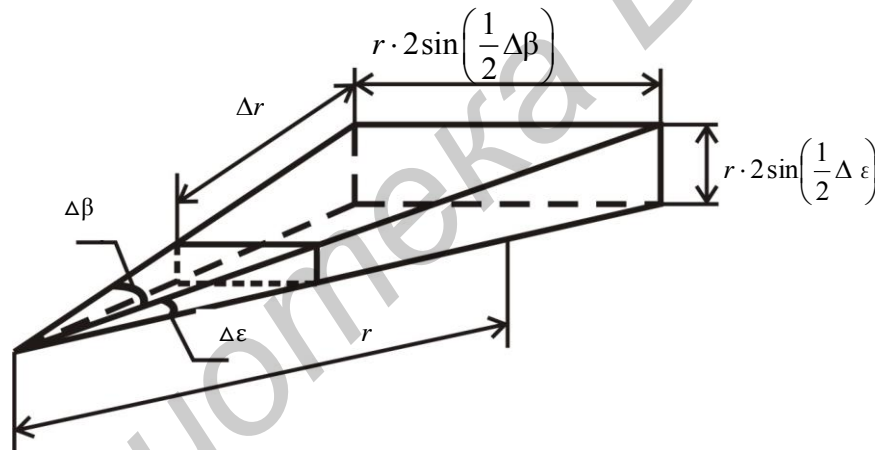


Рисунок 1.5 – Пояснения к разрешаемому объему РЛС

Величина разрешаемого объема равна

$$\Delta V = \Delta r \cdot 4 \sin\left(\frac{1}{2} \Delta\varepsilon\right) \sin\left(\frac{1}{2} \Delta\beta\right) \cdot r^2, \quad (1.4)$$

а если  $\Delta\varepsilon$  и  $\Delta\beta$  малы (единицы градусов), то выражение для разрешаемого объема преобразуется к виду

$$\Delta V \cong \Delta r \cdot \Delta\varepsilon \cdot \Delta\beta \cdot r^2, \quad (1.5)$$

где  $\Delta\varepsilon$  и  $\Delta\beta$  измеряются в радианах.

4. Помехозащищенность – это способность РЛС поддерживать на заданном уровне показатели качества решения задач РЛ наблюдения в условиях радиоэлектронной борьбы (РЭБ) с противником. Она складывается из скрытности и помехоустойчивости РЛС.

Способность РЛС противостоять радиоэлектронной разведке противника называют скрытностью РЛС.

Способность РЛС противостоять электронному воздействию со стороны противника называют помехоустойчивостью РЛС.

5. Надежность – это способность РЛС выполнять свои задачи при сохранении необходимых показателей качества в определенных условиях. Обычно надежность оценивается средним временем безотказной работы.

Технические характеристики РЛС выбираются из условия обеспечения заданных тактических характеристик. К техническим характеристикам относятся:

- длина волны зондирующего сигнала ( $\lambda$ );
- импульсная мощность зондирующего сигнала ( $P_0$ );
- вид модуляции зондирующего сигнала;
- ширина ДНА ( $\Delta\theta_\varepsilon, \Delta\theta_\beta$ );
- уровень боковых лепестков ДНА ( $\eta_\varepsilon, \eta_\beta$ );
- способы обзора пространства;
- способы выделения сигнала;
- методы измерения ( $r, \beta, \varepsilon, V_r$ );
- потребляемая мощность, габариты, вес.

## 1.5 Двухкоординатная РЛС кругового обзора

### 1.5.1 Структурная схема двухкоординатной РЛС кругового обзора

На примере импульсной РЛС кругового обзора достаточно просто могут быть сформированы представления об облике и принципе работы РЛС, необходимые в дальнейшем для изучения основ радиолокации. Функциональная схема импульсной РЛС кругового обзора представлена на рисунке 1.6.

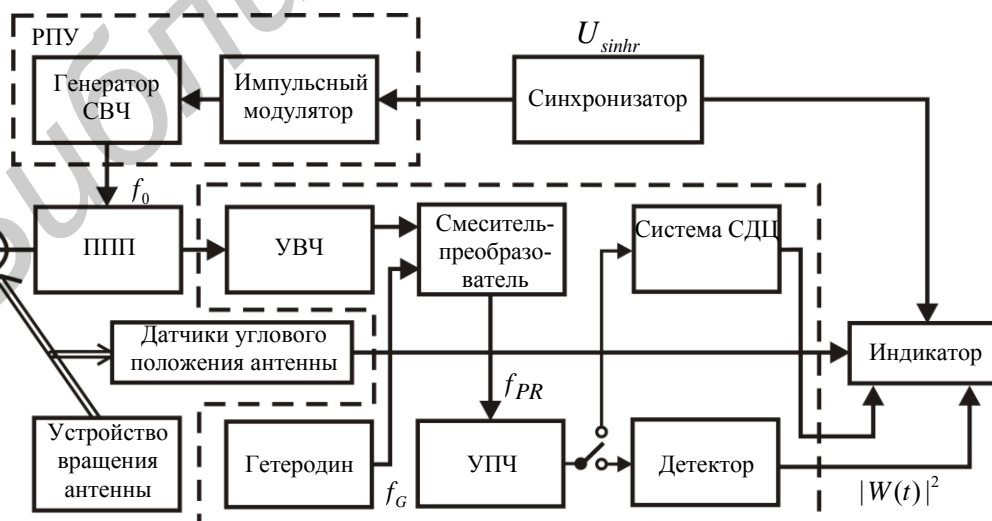


Рисунок 1.6 – Функциональная схема РЛС кругового обзора

Зондирующий сигнал в РЛС кругового обзора часто представляет собой последовательность простых прямоугольных радиоимпульсов, длительность  $T_0$  которых много меньше периода повторения  $T_r$ . Зондирующий сигнал формируется в генераторе СВЧ, который работает лишь во время действия модулирующего видеоимпульса  $U_a(t)$ . Частота зондирующего сигнала сотни или тысячи МГц (сантиметровый или дециметровый диапазон).

Так как зондирующий сигнал является импульсным, то на прием и передачу может быть использована одна антенна.

Период повторения зондирующих сигналов выбирается из условия обеспечения однозначного измерения дальности в пределах максимальной дальности обнаружения  $r_{\max}$ :

$$T_r > \frac{2r_{\max}}{c}. \quad (1.6)$$

Импульсы синхронизации, модулирующие видеоимпульсы РПУ, и квадратурная составляющая зондирующего сигнала имеют вид, представленный на рисунке 1.7.

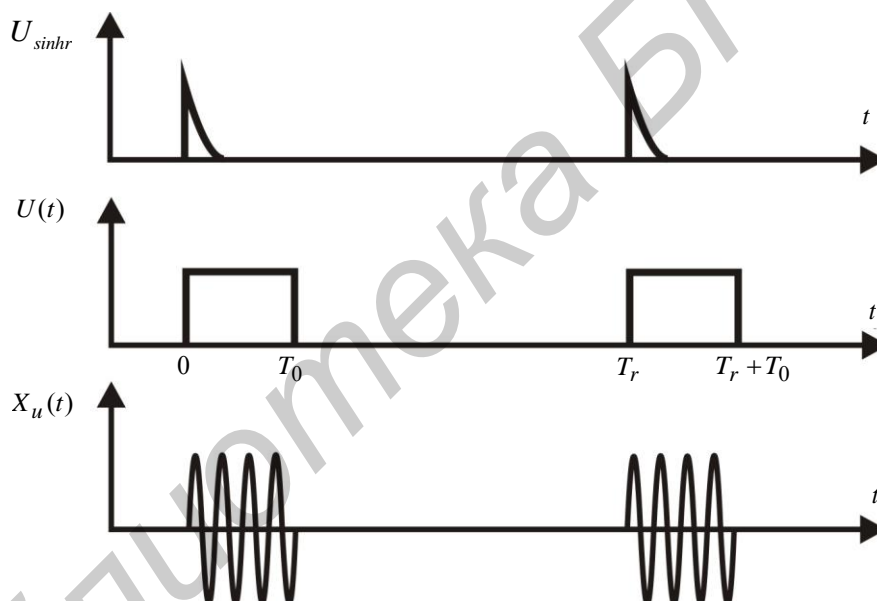


Рисунок 1.7 – Импульсы синхронизации, модулирующие видеоимпульсы РПУ, и квадратурная составляющая зондирующего сигнала

В момент формирования зондирующего импульса переключатель приема/передачи (ППП) коммутирует выход РПУ к антенне и радиоимпульс излучается в пространство. Затем ППП коммутирует антенну на вход РПрУ.

Поступивший с антенны отраженный сигнал усиливается на высокой частоте (в УВЧ), преобразуется на промежуточную частоту ( $f_{pr} = f_G - f_0$ , обычно составляет десятки мегагерц), усиливается и обрабатывается в УПЧ. Детектор выделяет квадрат огибающей отраженного сигнала  $|W(t)|^2$ .

Отраженный сигнал поступает в приемник в смеси с помехами. Обработка сигнала в УПЧ заключается в спектральной селекции отраженного сигнала, для чего частотная характеристика УПЧ согласуется со спектром

отраженного сигнала. В частности ширина полосы пропускания УПЧ выбирается примерно равной ширине спектра отраженного сигнала.

В результате этого осуществляется выделение сигнала из активной шумовой помехи (АШП). Для выделения сигнала из пассивных помех служит система селекции движущихся целей (СДЦ), в которой осуществляется когерентная компенсация пассивных помех.

### 1.5.2 Измерение дальности в РЛС кругового обзора. Индикатор дальности

Измерение дальности сводится к измерению в каждом периоде повторения времени запаздывания  $t_r$  отраженных радиоимпульсов относительно зондирующих. При этом

$$r_t = \frac{c \cdot t_r}{2}. \quad (1.7)$$

Изобразим это на временных диаграммах, представленных на рисунке 1.8.

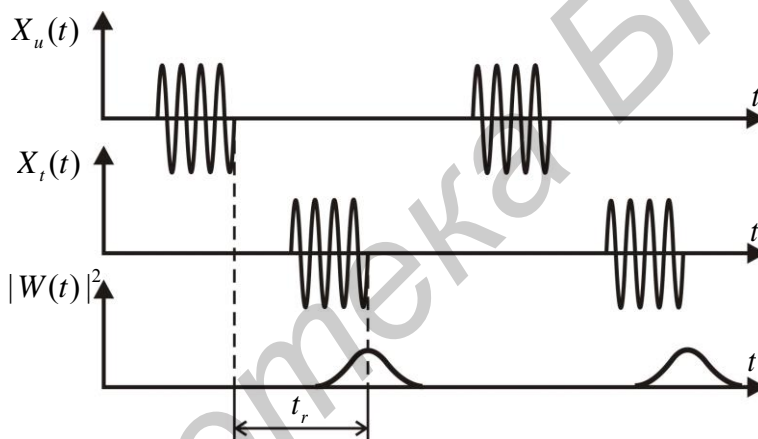


Рисунок 1.8 – Временные диаграммы, поясняющие измерение дальности до цели

Обнаружение целей и измерение  $t_r$  осуществляется оператором с помощью индикатора, например, с линейной разверткой. Схема такого индикатора, называемого индикатором дальности, представлена на рисунке 1.9, а временные диаграммы, поясняющие принцип его работы – на рисунке 1.10.



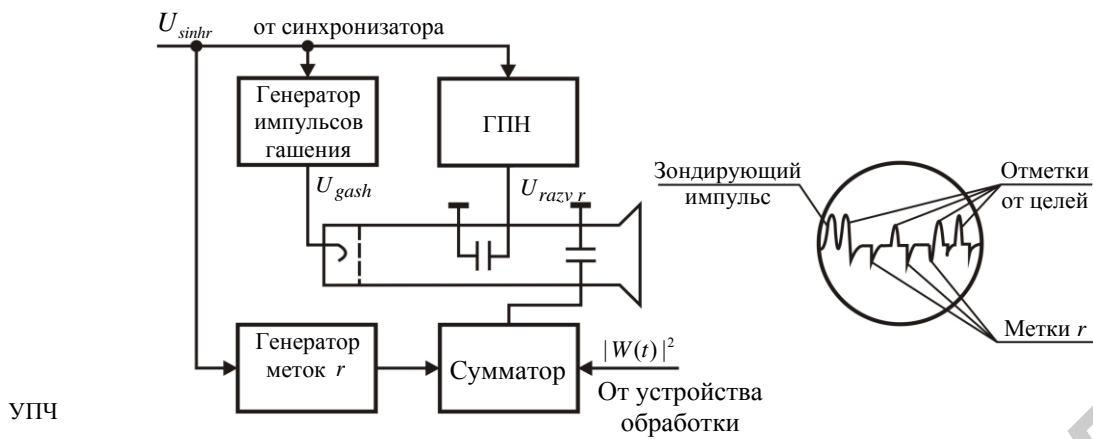


Рисунок 1.9 – Схема индикатора дальности с линейной разверткой

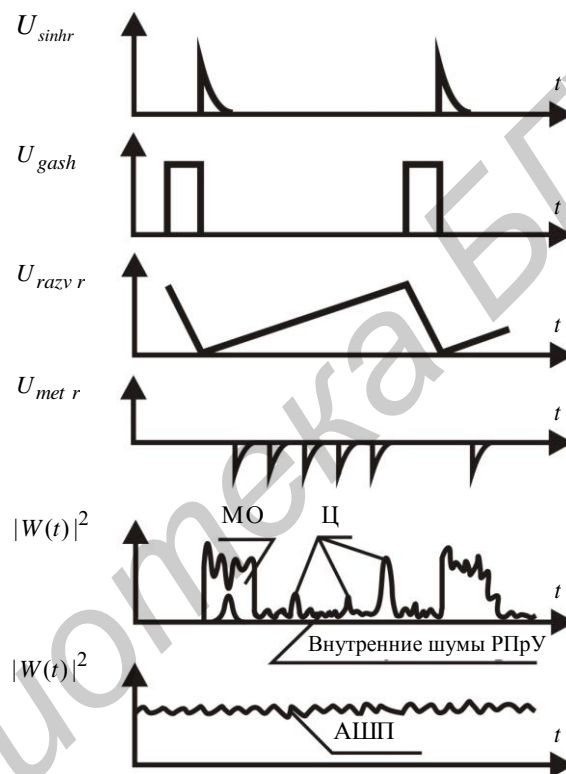


Рисунок 1.10 – Временные диаграммы, поясняющие принцип работы индикатора дальности с линейной разверткой

Начало развертки луча индикатора дальности (ИД) соответствует концу излучения зондирующего радиоимпульса. Удаление отметки цели относительно начала развертки пропорционально времени запаздывания отраженного сигнала, а следовательно, и дальности до цели. Для градуировки развертки могут быть использованы электронные метки дальности или графическая шкала. Отметка от цели характеризуется амплитудой отклонения луча от нулевой оси, связанной с мощностью отраженного сигнала.

### 1.5.3 Измерение азимута в РЛС кругового обзора. Индикатор кругового обзора

В РЛС кругового обзора используется антенна с узкой диаграммой направленности в азимутальной плоскости ( $\Delta\theta_\beta \equiv$  единицы градусов) и широкой в угломестной. Диаграмма направленности вместе с антенной совершает круговое вращение с постоянной скоростью  $\Omega_a$ , соответствующей нескольким оборотам в минуту. Попавшая в диаграмму направленности цель облучается зондирующими сигналами и создает на выходе антенны последовательность (пачку) отраженных радиопульсов, имеющую огибающую, которая по форме совпадает с квадратом диаграммы направленности антенны (рисунок 1.11).

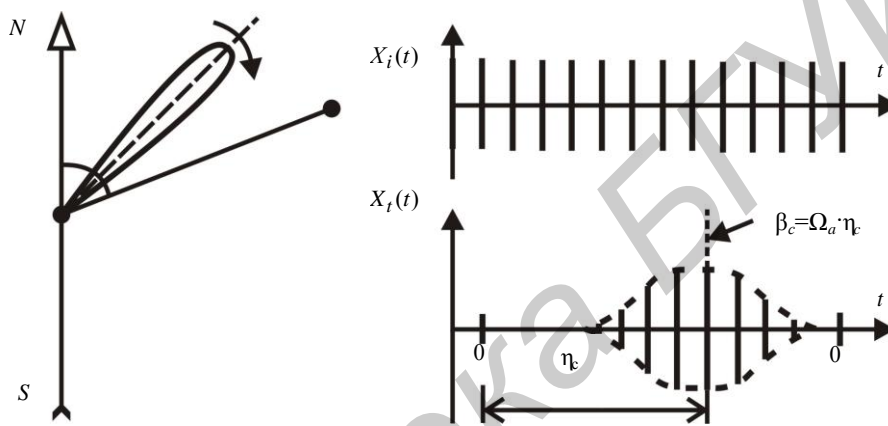


Рисунок 1.11 – Формирование отраженного сигнала при линейном сканировании ДН

Пачка имеет эффективную длительность

$$\tau_{a0} = \frac{\Delta\beta}{\Omega_a} \quad (1.8)$$

и содержит

$$L = \frac{\tau_{a0}}{T_r} \quad (1.9)$$

отраженных импульсов.

Азимут цели отождествляется с азимутом электрической оси антенны (перпендикуляр к раскрыву антенны) в момент приема отраженного радиопульса максимальной амплитуды. Его отсчет может быть осуществлен с помощью индикатора кругового обзора, функциональная схема которого изображена на рисунке 1.12.

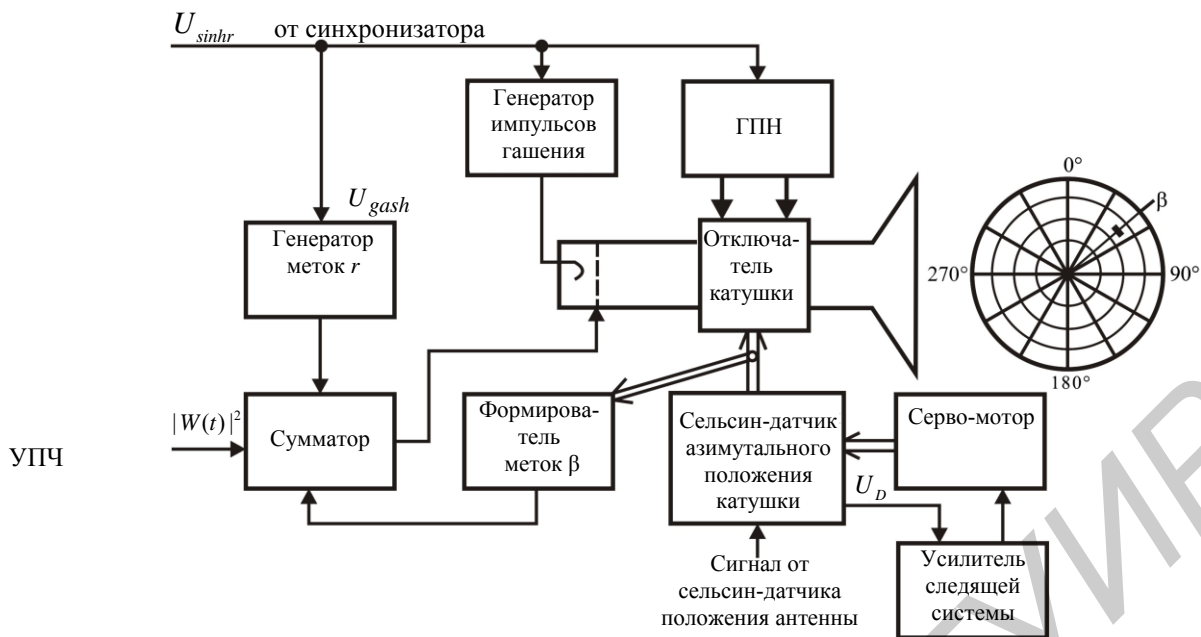


Рисунок 1.12 – Функциональная схема индикатора кругового обзора

Вращение отклоняющих катушек осуществляется синхронно с антенной.

Азимутальные метки – это более ярко подсвеченные в определенные моменты времени развертки дальности. Метки дальности представляют собой подсвеченные окружности.

Присутствующие вместе с отраженными сигналами помехи создают на экранах индикаторов специфические отметки, вид которых показан на рисунке 1.13.

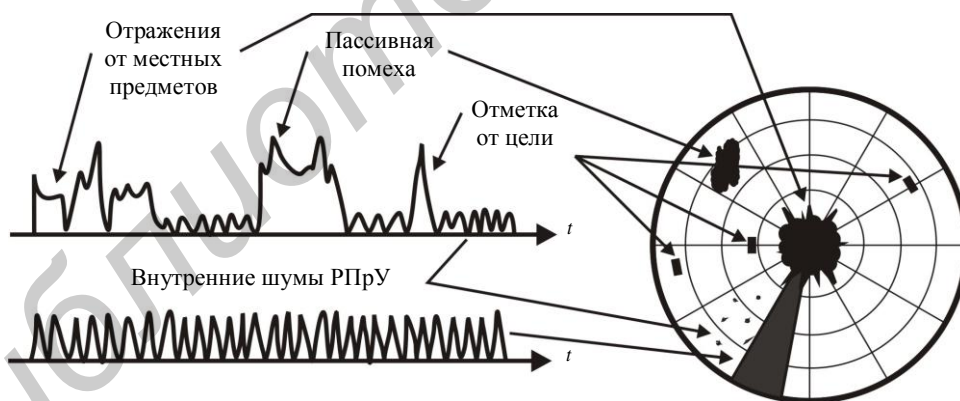


Рисунок 1.13 – Пример отображения сигналов и помех на индикаторе кругового обзора

Временные диаграммы, поясняющие принцип работы индикатора кругового обзора, показаны на рисунке 1.14, где

$$\tau_t = \frac{\beta_t}{\Omega_a}, \quad (1.10)$$

$$t_r = \frac{2r_t}{c}, \quad (1.11)$$

$$\tau_{a_0} = \frac{\Delta Q_\beta}{\Omega_a}, \quad (1.12)$$

$$L = \frac{\tau_{a0}}{T_r}. \quad (1.13)$$

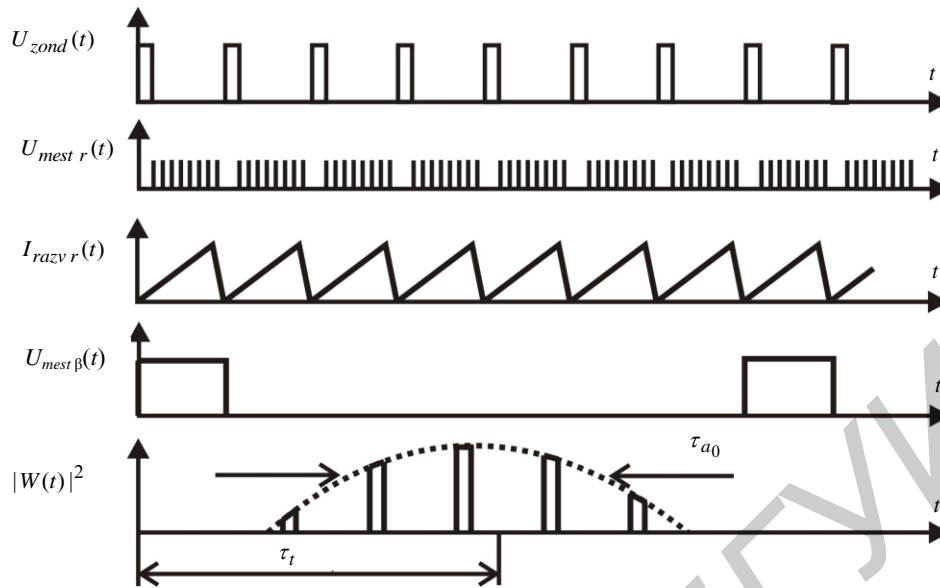


Рисунок 1.14 – Временные диаграммы, поясняющие принцип работы индикатора кругового обзора

#### 1.5.4 Тактико-технические характеристики РЛС кругового обзора

Тактико-технические характеристики РЛС кругового обзора включают в себя:

##### 1. Зону действия.

Минимальная дальность действия определяется длительностью зондирующего импульса  $T_0$  и временем восстановления  $t_V$ :

$$r_{\min} = \frac{c}{2}(T_0 + t_V). \quad (1.14)$$

Максимальная дальность действия составляет от десятков до сотен километров.

По азимуту зона действия имеет размер  $360^\circ$  (вращение вкруговую), а по углу места ограничивается соответствующей шириной ДНА.

##### 2. Определяемые координаты и точность их измерения.

Непосредственно в РЛС кругового обзора определяется дальность и азимут. Ошибки измерения азимута составляют несколько десятых долей от ширины ДНА. Ошибки измерения дальности определяются длительностью зондирующего импульса  $T_0$  и толщиной пятна  $\delta$  луча развертки индикатора.

##### 3. Разрешающую способность.

Разрешающая способность по азимуту определяется шириной ДНА. Разрешающая способность по дальности зависит от длительности зондирующего импульса  $T_0$  и толщиной  $\delta$  пятна луча развертки:

$$\Delta r = \frac{cT_0}{2} + \frac{r_p}{L_p} \delta, \quad (1.15)$$

где  $r_p$  – максимальная дальность, отображаемая на индикаторе;

$L_p$  – длина развертки дальности.

## 2 ЗОНДИРУЮЩИЕ СИГНАЛЫ И ИХ ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

### 2.1 Описание временной структуры зондирующего сигнала

Временная структура зондирующего сигнала (ЗС) может быть представлена в виде комплексной переменной, которая в свою очередь может быть разложена на реальную и мнимую квадратурные составляющие:

$$u(t) = E_0 U(t) e^{i(\omega_0 t + \varphi_0)} = x_u(t) + iy_u(t), \quad (2.1)$$

где  $\omega_0$  – несущая частота ЗС ( $\omega_0 = 2\pi f_0$ );

$E_0$  – амплитуда;

$\varphi_0$  – начальная фаза;

$x_u(t)$ ,  $y_u(t)$  – реальная и мнимая квадратурные составляющие ЗС;

$U(t)$  – комплексный закон модуляции ЗС, который может быть представлен в виде

$$U(t) = U_a(t) e^{i\psi(t)} = x_U(t) + iy_U(t), \quad (2.2)$$

где  $U_a(t) = |U(t)|$  – закон амплитудной модуляции;

$\psi(t) = \arg U(t)$  – закон фазовой модуляции.

Зная закон фазовой модуляции, можно найти закон частотной модуляции:

$$v(t) = \frac{\partial \psi(t)}{\partial t}. \quad (2.3)$$

И наоборот

$$\psi(t) = \int_0^t v(x) dx. \quad (2.4)$$

Геометрически ЗС можно интерпретировать в виде вращающегося вектора (рисунок 2.1)

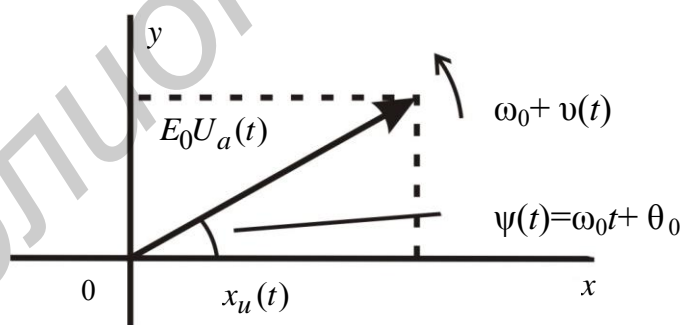


Рисунок 2.1 – Геометрическая интерпретация ЗС

Во время лабораторных работ и практической работы на РЛС можно наблюдать только квадратурные составляющие сигнала, например, для простого прямоугольного радиоимпульса (ППРИ) (рисунок 2.2):

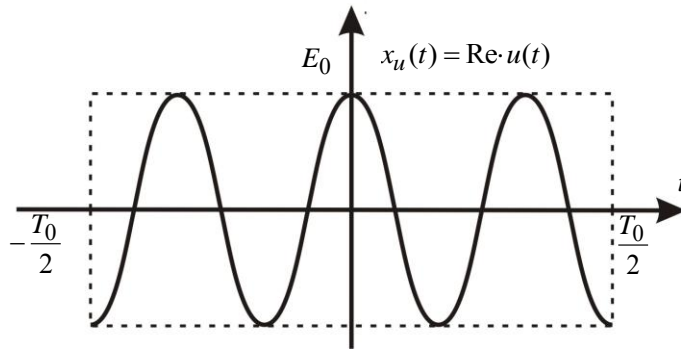


Рисунок 2.2 – Квадратурная составляющая ПП РИ

Важным параметром зондирующего сигнала является его **эффективная длительность**, под которой понимается длительность прямоугольного радиоимпульса, имеющего одинаковые с анализируемым сигналом амплитуду и энергию:

$$T_0 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |u(t)|^2 dt}{|u(t)|_{\max}^2} = \int_{-\infty}^{\infty} |U(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} U_a^2(t) dt. \quad (2.5)$$

При этом полагаем, что  $|U(t)|_{\max} = U_{a\max} = 1$ . Если изобразить квадрат амплитудного закона модуляции, то  $T_0$  – есть основания прямоугольника, площадь которого равна площади под кривой, а высота равна единице (рисунок 2.3).

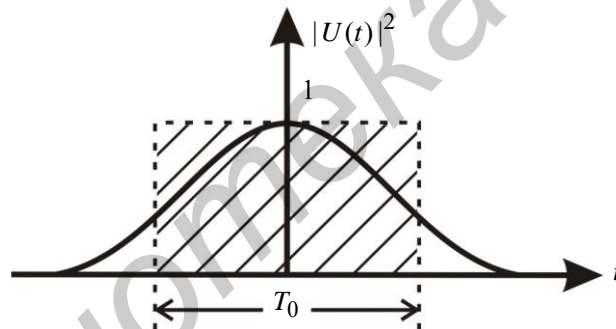


Рисунок 2.3 – Геометрическая интерпретация эффективной длительности импульса

Мгновенная мощность ЗС в нагрузке 1 Ом вычисляется по формуле

$$P(t) = \frac{1}{2} |u(t)|^2 = \frac{1}{2} E_0^2 |U(t)|^2. \quad (2.6)$$

Средняя мощность одиночного ЗС в нагрузке 1 Ом равна

$$P_0 = \frac{1}{T_0} \int_{-\infty}^{\infty} P(t) dt = \frac{1}{T_0} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} E_0^2 |U(t)|^2 dt = \frac{E_0^2}{2T_0} \int_{-\infty}^{\infty} |U(t)|^2 dt = \frac{E_0^2}{2}. \quad (2.7)$$

Энергия одиночного ЗС, выделяемая в нагрузке 1 Ом, находится по формуле

$$E_0 = \int_{-\infty}^{\infty} P(t) dt = P_0 T_0. \quad (2.8)$$

## 2.2 Спектр зондирующего сигнала

Амплитудно-фазочастотный спектр (АФЧС) сигнала представляет собой распределение по частоте комплексных амплитуд гармонических колебаний, на которые может быть разложен сигнал.

Временная структура сигнала и его спектр связаны друг с другом парой преобразований Фурье:

- прямым:

$$g(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{-i\omega t} dt = E_0 e^{i\varphi_0} G(\omega - \omega_0), \quad (2.9)$$

где  $G(\omega)$  – АФЧС закона модуляции ( $G(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U(t)e^{-i\omega t} dt$ );

- обратным:

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} g(\omega)e^{i\omega t} d\omega. \quad (2.10)$$

Соответственно,

$$U(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega)e^{i\omega t} d\omega. \quad (2.11)$$

**Примечание** – Обратим внимание на запись прямого и обратного преобразований Фурье. Во-первых, если вычисляется спектр (функция частоты), то интегрирование ведется по времени. И наоборот. Во-вторых, в прямом преобразовании перед мнимой единицей гармонического множителя присутствует знак «-», а в обратном – «+». В-третьих, в обратном преобразовании Фурье есть множитель  $\frac{1}{2\pi}$ . Запись прямого и обратного преобразований Фурье необходимо делать безошибочно, т. к. эти преобразования часто используются.

Графически АФЧС в комплексном виде трудно представим. Поэтому говорят об амплитудно-частотном (АЧС) и фазочастотном (ФЧС) спектрах, причем:

- АЧС является модулем спектра:

$$|g(\omega)| = E_0 |G(\omega - \omega_0)|; \quad (2.12)$$

- ФЧС является аргументом спектра:

$$\arg g(\omega) = \varphi_0 + \arg G(\omega - \omega_0). \quad (2.13)$$

Графически АЧС ЗС и закон его модуляции представлен на рисунке 2.4.

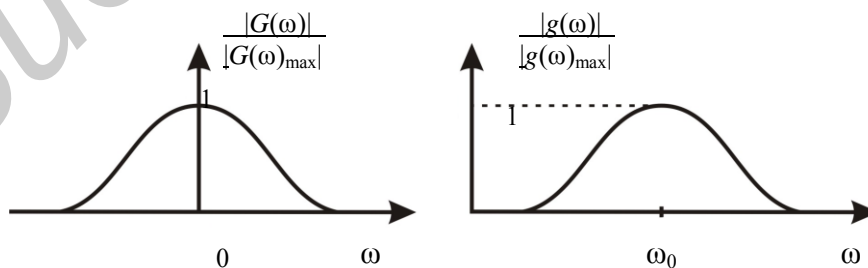


Рисунок 2.4 – АЧС ЗС и закон его модуляции



### 2.3 Функция рассогласования (корреляционная функция) зондирующего сигнала

Функция рассогласования (ФР) устанавливает усредненную взаимосвязь между двумя различными по временному положению зондирующими сигналами.

**Примечание** – Взаимосвязь можно установить, если один процесс накладывается на второй, что означает операцию перемножения. Для усреднения результатов перемножения необходимо провести усреднение, что математически может быть представлено как интегрирование с делением на эффективную длительность сигнала (для одиночного ЗС – на эффективную длительность  $T_0$ ).

Таким образом, ФР одиночного ЗС определяется по формуле

$$c(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u^*(t - \tau)dt = 2P_0C(\tau)e^{i\omega_0\tau}, \quad (2.14)$$

где «\*» – знак комплексного сопряжения.

ФР закона модуляции ЗС имеет вид

$$C(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_{-\infty}^{\infty} U(t)U^*(t - \tau)dt. \quad (2.15)$$

Очевидно, что

$$C(0) = \frac{1}{T_0} \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} U(t)U^*(t - \tau)dt}_{T_0} = 1. \quad (2.16)$$

Пример ФР закона модуляции ЗС представлен на рисунке 2.5.

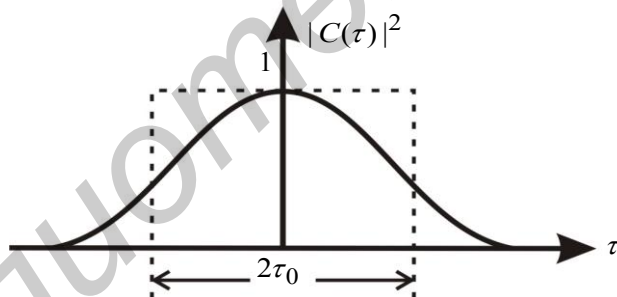


Рисунок 2.5 – Пример ФР закона модуляции ЗС

Ширина главного лепестка ФР обозначается как  $2\tau_0$  и описывается выражением

$$2\tau_0 = \int_{-\infty}^{\infty} C(\tau)d\tau. \quad (2.17)$$

Заметим, что ФР является энергетической характеристикой, т. к. она пропорциональна мощности сигнала. Другой энергетической характеристикой является распределение мощности сигнала по частоте, т. е. энергетический спектр.



## 2.4 Энергетический спектр зондирующего сигнала

Энергетический спектр (ЭС) и функция рассогласования связаны друг с другом парой преобразований Фурье:

- прямым:

$$s(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau = 2P_0 S(\omega - \omega_0), \quad (2.18)$$

где  $S(\omega)$  – ЭС закона модуляции зондирующего сигнала ( $S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} C(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau$ );

- обратным:

$$c(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s(\omega) e^{i\omega\tau} d\omega \quad (2.19)$$

и

$$C(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{i\omega\tau} d\omega. \quad (2.20)$$

**Примечание** – Спектр называется энергетическим и показывает распределение мощности гармонических составляющих, на которые может быть разложен сигнал.

Можно показать, что энергетический спектр связан с АЧС:

$$s(\omega) = \frac{1}{T_0} |g(\omega)|^2, \quad S(\omega) = \frac{1}{T_0} |G(\omega)|^2. \quad (2.21)$$

Ширина спектра ЗС оценивается как отношение

$$\Delta f_0 = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |g(\omega)|^2 d\omega}{|g(\omega_0)|^2} = \frac{1}{2\tau_0}. \quad (2.22)$$

Следовательно, ширина спектра обратно пропорциональна ширине главного лепестка функции рассогласования.

Графически (рисунок 2.6) ширина спектра может интерпретироваться как ширина некоторого прямоугольного АЧС, имеющего такую же, как и у рассматриваемого АЧС, максимальную спектральную плотность  $|g(\omega_0)|_{\max}^2$  и мощность, равную

$$2P_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi T_0} \int_{-\infty}^{\infty} |g(\omega)|^2 d\omega. \quad (2.23)$$

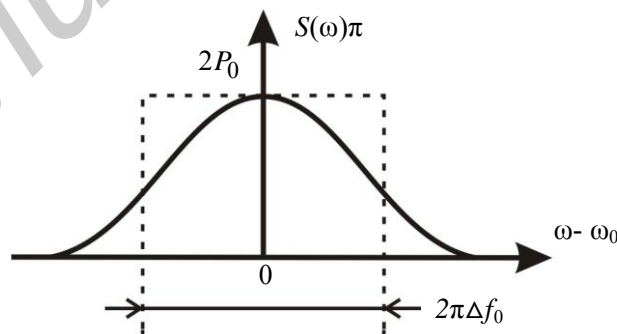


Рисунок 2.6 – Геометрическая интерпретация ширины ЭС ЗС

## 2.5 Функция неопределенности зондирующего сигнала

Функция неопределенности характеризует усредненную взаимосвязь между двумя зондирующими сигналами, рассовмещенными по времени на  $\tau$  и по частоте на  $F$ . Она описывается выражением

$$\rho(\tau, F) = \left| \frac{1}{T_0} \int_{-\infty}^{\infty} U(t)U^*(t - \tau)e^{-i2\pi Ft} dt \right|^2. \quad (2.24)$$

Очевидно, что  $\rho(0,0) = 1$ .

Выражение для функции неопределенности может быть представлено и в следующем виде:

$$\rho(\tau, F) = \left| \frac{1}{2\pi T_0} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega)G^*(\omega - 2\pi F)e^{i\omega\tau} d\omega \right|^2. \quad (2.25)$$

Для этого необходимо:

1) заменить в (2.10) закон модуляции обратным преобразованием Фурье от АФЧС этого закона модуляции:

$$\rho(\tau, F) = \left| \frac{1}{2\pi T_0} \int_{-\infty}^{\infty} \int G(\omega)G^*(\omega_1)e^{i\omega_1\tau} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega_1 - \omega + 2\pi F)t} dt d\omega_1 d\omega \right|^2; \quad (2.26)$$

2) воспользоваться интегральным представлением дельта-функции:

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega_1 - \omega + 2\pi F)t} dt = \delta(\omega_1 - \omega + 2\pi F); \quad (2.27)$$

3) воспользоваться фильтрующим свойством дельта-функции:

$$\begin{aligned} \rho(\tau, F) &= \left| \frac{1}{2\pi T_0} \int_{-\infty}^{\infty} \int G(\omega)G^*(\omega_1)e^{i\omega_1\tau} \delta(\omega_1 - \omega + 2\pi F) d\omega_1 d\omega \right|^2 = \\ &= \left| \frac{1}{2\pi T_0} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega)G^*(\omega - 2\pi F)e^{i\omega\tau} d\omega \right|^2. \end{aligned} \quad (2.28)$$

В геометрическом представлении, функция неопределенности – это поверхность, ограничивающая над плоскостью  $(\tau, F)$  пространственную фигуру, именуемую в дальнейшем телом неопределенности.

Сечение функции неопределенности вдоль оси  $\eta$  описывается квадратом модуля  $\rho(\tau, 0) = |C(\tau)|^2$  функции рассогласования закона модуляции ЗС и имеет ширину

$$\Delta\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \rho(\tau, 0) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} C(\tau) d\tau = 2\tau_0 = \frac{1}{\Delta f_0}. \quad (2.29)$$

Вид сечения изображен на рисунке 2.7.

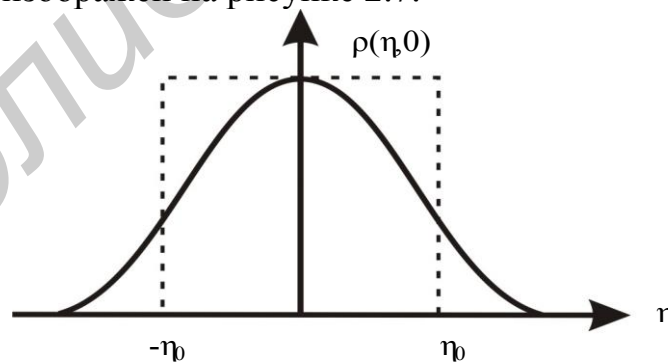


Рисунок 2.7 – Сечение функции рассогласования по оси  $\tau$

Сечение функции неопределенности вдоль оси  $F$  представляет собой нормированный энергетический спектр квадрата огибающей закона модуляции ЗС:

$$\begin{aligned}\rho(0, F) &= \left| \frac{1}{T_0} \int_{-\infty}^{\infty} |U(t)|^2 e^{-i2\pi Ft} dt \right|^2 = \\ &= \left| \frac{G_{|U|^2}(2\pi F)}{T_0} \right|^2 = \left| \frac{G_{|U|^2}(2\pi F)}{G_{|U|^2}(0)} \right|^2 = \frac{S_{|U|^2}(2\pi F)}{S_{|U|^2}(0)},\end{aligned}\quad (2.30)$$

с учетом того что

$$T_0 = \int_{-\infty}^{\infty} |U(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |U(t)|^2 e^{-i0t} dt = G_{|U|^2}(0) \quad (2.31)$$

и имеет ширину

$$\begin{aligned}\Delta F &= \int_{-\infty}^{\infty} \rho(0, F) dF = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} S_{|U|^2}(2\pi F) d(2\pi F)}{2\pi S_{|U|^2}(0)} = \frac{G_{|U|^2}(0)}{\frac{1}{T_0} |G_{|U|^2}(0)|^2} = \\ &= \frac{1}{\frac{1}{T_0} \left| \int_{-\infty}^{\infty} |U(t)|^2 e^{-i0t} dt \right|^2} = \frac{1}{\frac{1}{T_0} T_0^2} = \frac{1}{T_0}.\end{aligned}\quad (2.32)$$

Заметим, что ширина сечений функции неопределенности вдоль осей  $\tau$  и  $F$  характеризует потенциальные разрешающие способности РЛС:

- по дальности:

$$\Delta r = \frac{c\Delta\tau}{2} = \frac{1}{2\Delta f_0}; \quad (2.33)$$

- по радиальной скорости:

$$\Delta V = \frac{\lambda}{2} \Delta F. \quad (2.34)$$

Сечение функции неопределенности (ФН) плоскостью  $\rho(\tau, F) = \text{const}$  называют диаграммой неопределенности (рисунок 2.8). В основном диаграмму неопределенности ограничивают зоной высокой корреляции, представляющей сечение основного лепестка тела неопределенности на достаточно высоком уровне и имеющей форму, близкую к форме эллипса. Уровень сечения выбирают таким образом, чтобы размеры зоны высокой корреляции соответствовали ширине сечений основного лепестка функции неопределенности.

Основные свойства функции неопределенности:

1) свойство центральной симметрии, в соответствии с которым  $\rho(-\tau, -F) = \rho(\tau, F)$ ;

2) объем тела неопределенности не зависит от закона модуляции ЗС и равен единице, т. е.

$$V_\rho = \int_{-\infty}^{\infty} \int \rho(\tau, F) d\tau dF = 1. \quad (2.35)$$

Это наиболее важное свойство ФН, а последнее соотношение является математическим представлением так называемого принципа неопределенности в радиолокации. Из принципа неопределенности в радиолокации следует: никакие способы временной или частотной модуляции ЗС не могут изменить объема его тела неопределенности, они способны лишь перераспределить этот объем над плоскостью  $(\tau, F)$ .

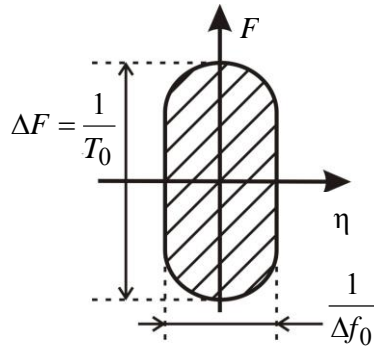


Рисунок 2.8 – Сечение функции неопределенности плоскостью  $\rho(\tau, F) = \text{const}$

**Примечание** – Доказательство соотношения  $V_\rho = \int_{-\infty}^{\infty} \int \rho(\tau, F) d\tau dF = 1$  основано на использовании интегрального представления  $\delta$ -функции:

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-i2\pi F(t_1 - t_2)} dF = \delta(t_1 - t_2), \quad (2.36)$$

фильтрующего свойства  $\delta$ -функции:

$$\int_{-\infty}^{\infty} U(t_1 - t_2) U^*(t_1 - t_2) \delta(t_1 - t_2) dt_1 = U(t_2) U^*(t_2 - \tau) \quad (2.37)$$

и выглядит следующим образом:

$$\begin{aligned} V_\rho &= \frac{1}{T_0^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} \int \int U(t_1) U^*(t_1 - \tau) U(t_2) U^*(t_2 - \tau) e^{-i2\pi F(t_1 - t_2)} dF d\tau dt_1 dt_2 = (2.38) \\ &= \frac{1}{T_0^2} \int_{-\infty}^{\infty} |U(t_2)|^2 |U(t_2 - \tau)|^2 dt_2 d\tau = \frac{1}{T_0^2} \int_{-\infty}^{\infty} |U(t)|^2 dt = 1. \end{aligned}$$

## 3 ОДИНОЧНЫЕ ЗОНДИРУЮЩИЕ СИГНАЛЫ И ИХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

### 3.1 Классификация зондирующих сигналов

Зондирующие сигналы РЛС представляют собой последовательности радиоимпульсов. Зондирующие сигналы могут классифицироваться следующим образом:

- 1) *импульсные сигналы*, у которых длительность одиночных радиоимпульсов значительно меньше периода повторения ( $T_0 \ll T_r$ );
- 2) *квазинепрерывные сигналы*, состоящие из одиночных радиоимпульсов, длительность которых соизмерима с периодом повторения ( $T_0 < T_r, \frac{T_r}{T_0} \cong 5 \dots 20$ );
- 3) *непрерывные сигналы*, составленные из примыкающих друг к другу радиоимпульсов и, следовательно, имеющих длительность, равную периоду повторения ( $T_0 = T_r$ ).

Такие последовательности могут быть *когерентными* и *некогерентными*.

Когерентными являются последовательности, у радиоимпульсов которых начальные фазы либо одинаковы, либо изменяются по известному закону.

У некогерентных последовательностей начальные фазы одиночных радиоимпульсов изменяются случайно от периода к периоду.

По продолжительности зондирующие сигналы делятся на *ограниченные по времени* и *бесконечные последовательности радиоимпульсов*.

Последовательности зондирующих сигналов состоят из одиночных радиоимпульсов, которыми могут быть:

- *простой прямоугольный радиоимпульс*, представляющий собой радиоимпульс с немодулированным несущим колебанием;
- *линейно-частотно-модулированный (ЛЧМ) радиоимпульс*, представляющий собой радиоимпульс с линейной частотной модуляцией несущего колебания;
- *кодофазоманипулированный (КФМ) радиоимпульс*, представляющий собой радиоимпульс с фазовой манипуляцией несущего колебания.

Кроме того, могут быть использованы и другие виды модуляции, например, дискретная частотная модуляция внутриимпульсная или от импульса к импульсу.

### 3.2 Простой прямоугольный радиоимпульс

Простой прямоугольный радиоимпульс (ППРИ) и его законы модуляции описываются следующими выражениями:

$$u_0(t) = \begin{cases} E_0 e^{i(\omega_0 t + \varphi_0)}, & |t| \leq \frac{1}{2} T_0, \\ 0, & |t| > \frac{1}{2} T_0; \end{cases} \quad (3.1)$$

$$U_0(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq \frac{1}{2}T_0, \\ 0, & |t| > \frac{1}{2}T_0. \end{cases} \quad (3.2)$$

Квадратурная составляющая ППРИ и его закон модуляции имеет вид, представленный на рисунке 3.1.

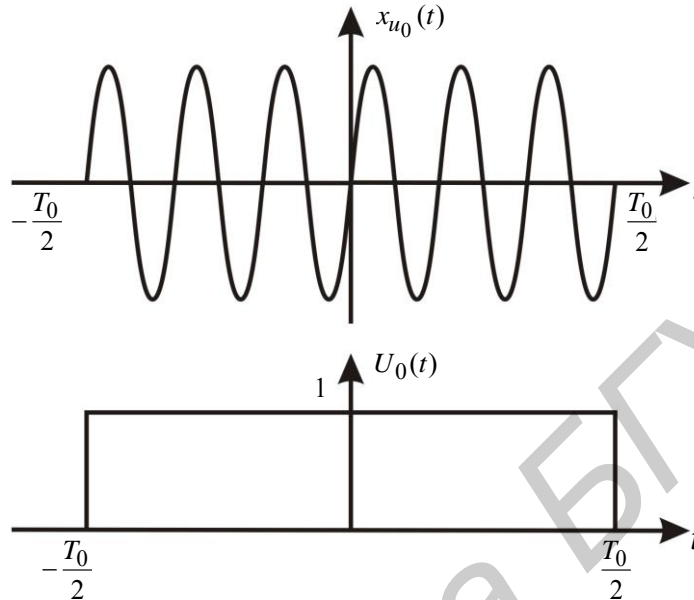


Рисунок 3.1 – Квадратурная составляющая ППРИ и его закон модуляции

АФЧ-спектр и энергетический спектр закона модуляции простого прямоугольного РИ определяются выражениями

$$\begin{aligned}
 G_0(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} U_0(t)e^{-i\omega t} dt = \int_{-\frac{1}{2}T_0}^{\frac{1}{2}T_0} e^{-i\omega t} dt = \left[ \begin{array}{l} \text{Переходим к} \\ \text{новой переменной} \\ x = -i\omega t, dx = -i\omega \end{array} \right] = (3.3) \\
 &= -\frac{1}{i\omega} \int_{+\frac{1}{2}T_0 i\omega}^{-\frac{1}{2}T_0 i\omega} e^{-i\omega t} d(-i\omega t) = -\frac{1}{i\omega} \int_{+\frac{1}{2}T_0 i\omega}^{-\frac{1}{2}T_0 i\omega} e^x dx = \left| \int e^x dx = e^x \right| = \\
 &= -\frac{1}{i\omega} e^x \Big|_{+\frac{1}{2}T_0 i\omega}^{-\frac{1}{2}T_0 i\omega} = -\frac{1}{i\omega} \left[ e^{-\frac{T_0}{2}i\omega} - e^{\frac{T_0}{2}i\omega} \right] = \frac{1}{i\omega} \left[ e^{\frac{T_0}{2}i\omega} - e^{-\frac{T_0}{2}i\omega} \right] = \\
 &= |e^x = \cos x + i\sin x| = \\
 &= \frac{1}{i\omega} \left[ \cos\left(\omega \frac{T_0}{2}\right) + i\sin\left(\omega \frac{T_0}{2}\right) - \cos\left(-\omega \frac{T_0}{2}\right) - i\sin\left(-\omega \frac{T_0}{2}\right) \right] = \\
 &= \left| \begin{array}{l} \cos(-x) = \cos x \\ \sin(-x) = -\sin x \end{array} \right| = \frac{1}{i\omega} 2i\sin\left(\frac{\omega T_0}{2}\right) = \frac{2}{\omega} \sin\left(\frac{\omega T_0}{2}\right) = \\
 &= \left[ \begin{array}{l} \text{Домножим и разделим} \\ \text{выражение на } T_0 \end{array} \right] = \frac{2T_0}{\omega T_0} \sin\left(\frac{\omega T_0}{2}\right) = T_0 \frac{\sin\left(\frac{\omega T_0}{2}\right)}{\frac{\omega T_0}{2}}, \\
 S_0(\omega) &= \frac{1}{T_0} |G_0(\omega)|^2 = T_0 \left| \frac{\sin\left(\frac{\omega T_0}{2}\right)}{\frac{\omega T_0}{2}} \right|^2.
 \end{aligned}$$

Следовательно, АФЧС имеет вид  $\frac{\sin x}{x}$ . Вид АФЧС и энергетического спектра закона модуляции ППРИ представлен на рисунке 3.2.

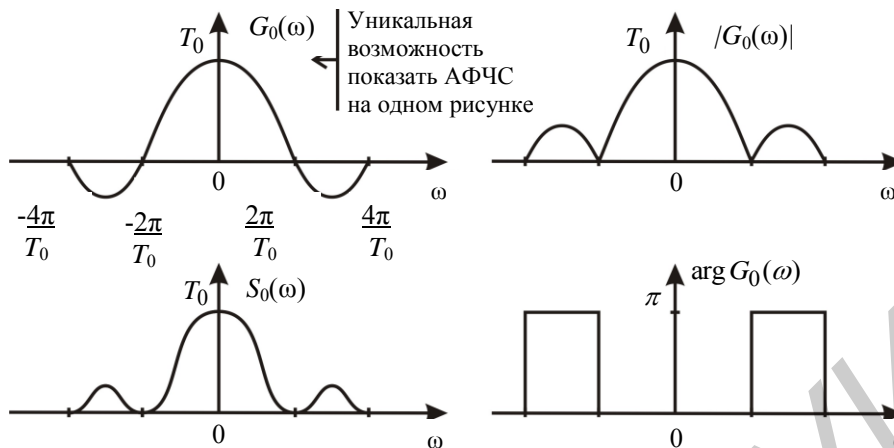


Рисунок 3.2 – АФЧС, энергетический спектр закона модуляции ППРИ

Ширина спектра простого прямоугольного РИ обратно пропорциональна его длительности:

$$\Delta f_0 = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_0(\omega) d\omega}{S_0(\omega)} = \frac{1}{S_0(\omega)} = \frac{1}{T_0}. \quad (3.4)$$

Функцию рассогласования или КФ закона модуляции ППРИ легко определить графически, зная по определению, что

$$C_0(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_{-\infty}^{\infty} U_0(t) U_0^*(t - \tau) dt. \quad (3.5)$$

Построим зависимость  $C_0(\tau)$  с различными значениями рассогласования ( $\tau = 0$ ;  $\tau = \frac{T_0}{2}$ ;  $\tau = T_0$ ) (рисунок 3.3).

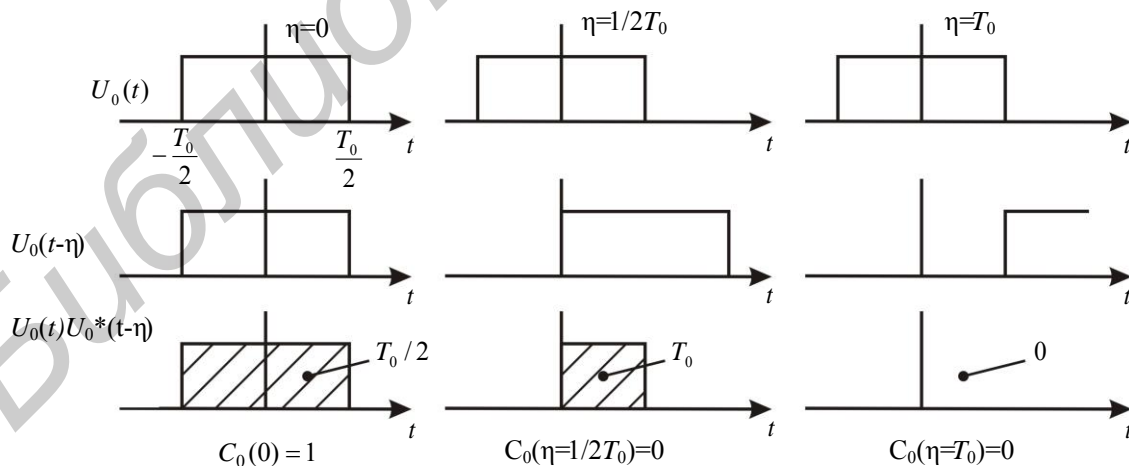


Рисунок 3.3 – Графическое пояснение функции рассогласования

Функцию рассогласования можно определить и математически. Воспользовавшись рисунком с видом закона модуляции  $U_0(t)$  найдем пределы интегрирования по  $t$ :

- 1) при  $\tau > 0$       нижний предел  $\left(-\frac{T_0}{2} + \tau\right)$ ,  $\tau \leq T_0$ ,  
                               верхний предел  $\frac{T_0}{2}$ ;
- 2) при  $\tau < 0$       нижний предел  $\left(-\frac{T_0}{2}\right)$ ,  
                               верхний предел  $\left(\frac{T_0}{2} - |\tau|\right)$ ,  $|\tau| \leq T_0$ .

Тогда при  $\tau > 0$

$$C_0(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2} + \tau}^{\frac{T_0}{2}} dt = \frac{1}{T_0} \left(\frac{T_0}{2} + \frac{T_0}{2} - \tau\right) = \left(1 - \frac{\tau}{T_0}\right), \quad (3.6)$$

а при  $\tau < 0$

$$C_0(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2} - |\tau|} dt = \frac{1}{T_0} \left(\frac{T_0}{2} - |\tau| + \frac{T_0}{2}\right) = \left(1 - \frac{|\tau|}{T_0}\right). \quad (3.7)$$

Таким образом,

$$C_0(\tau) = 1 - \frac{|\tau|}{T_0}, \quad |\tau| \leq T_0. \quad (3.8)$$

Очевидно, что функция рассогласования закона модуляции ППРИ будет иметь треугольную форму (рисунок 3.4) и определяться выражением

$$C_0(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_0}, & |\tau| \leq T_0, \\ 0, & |\tau| > T_0. \end{cases} \quad (3.9)$$

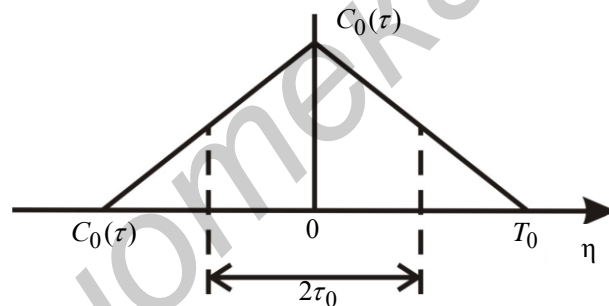


Рисунок 3.4 – Функция рассогласования закона модуляции ППРИ

Ширина лепестка функции рассогласования ППРИ  $2\tau_0 = T_0$ . Следовательно,  $\Delta f_0 = \frac{1}{2\tau_0} = \frac{1}{T_0}$ . Мы получим совпадающий результат с полученным ранее.

Функция неопределенности закона модуляции ППРИ с учетом рисунка 3.3 приводится к виду

$$\rho_0(\tau, F) = \left| \frac{1}{T_0} \int_{-\infty}^{\infty} U_0(t) U_0^*(t - \tau) e^{-i2\pi Ft} dt \right|^2 = \left| \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{1}{2}(T_0 - |\tau|)}^{\frac{1}{2}(T_0 - |\tau|)} e^{-i2\pi Ft} dt \right|^2 =$$



$$\begin{aligned}
&= \left| \frac{1}{T_0} \left( -\frac{1}{2\pi Fi} \right) \int_{\frac{1}{2}(T_0-|\tau|)i2\pi F}^{-\frac{1}{2}(T_0-|\tau|)i2\pi F} e^{-i2\pi Ft} d(-i2\pi Ft) \right|^2 = \\
&= \left| \frac{1}{i2\pi FT_0} \left( e^{\frac{1}{2}(T_0-|\tau|)i2\pi F} - e^{-\frac{1}{2}(T_0-|\tau|)i2\pi F} \right) \right|^2 = \left| \frac{1}{\pi FT_0} \sin[(T_0 - |\tau|)\pi F] \right|^2 = \\
&= \left| \frac{\sin \left[ \pi FT_0 \left( 1 - \frac{|\tau|}{T_0} \right) \right]}{\pi FT_0} \right|^2, \quad |\tau| \leq T_0.
\end{aligned}$$

Диаграмма неопределенности закона модуляции ППРИ представлена на рисунке 3.5.

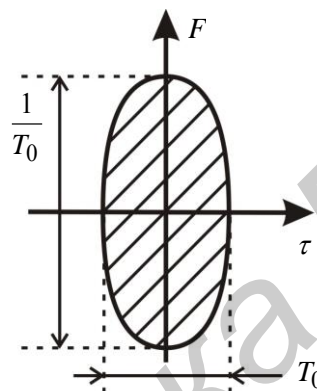


Рисунок 3.5 – Диаграмма неопределенности закона модуляции ППРИ

Проявление принципа неопределенности для ППРИ заключается в следующем: не возможно сужение основного лепестка диаграммы неопределенности одновременно по времени и частоте. Действительно, уменьшение ширины диаграммы по времени за счет уменьшения длительности импульса  $T_0$  приводит к расширению диаграммы по частоте.

### 3.3 Линейно-частотно-модулированный радиоимпульс

Прямоугольный ЛЧМ-радиоимпульс представляется как ограниченное по времени  $T_0$  частотно-модулированное по линейному закону несущее колебание. Его можно описать следующим образом:

$$u_0(t) = E_0 e^{i(\omega_0 t + \varphi_0)} e^{i\pi \frac{\Delta f_m}{T_0} t^2}, \quad 0 \leq t \leq T_0, \quad (3.10)$$

где  $\Delta f_m$  – девиация частоты ( $\Delta f_m = f_{\max} - f_{\min}$ ).

Закон частотной модуляции определяется формулой

$$v_0(t) = \frac{d\psi_0(t)}{dt} = \frac{2\pi\Delta f_m}{T_0} t, \quad 0 \leq t \leq T_0. \quad (3.11)$$

Закон фазовой модуляции является параболическим:

$$\psi_0(t) = \int_0^t v_0(x) dx = \int_0^t \frac{2\pi\Delta f_m}{T_0} x dx = \pi \frac{\Delta f_m}{T_0} x^2 \Big|_0^t = \pi \frac{\Delta f_m}{T_0} t^2, \quad 0 \leq t \leq T_0. \quad (3.12)$$

Квадратурная составляющая и законы частотной и фазовой модуляции ЛЧМ РИ представлены на рисунке 3.6.

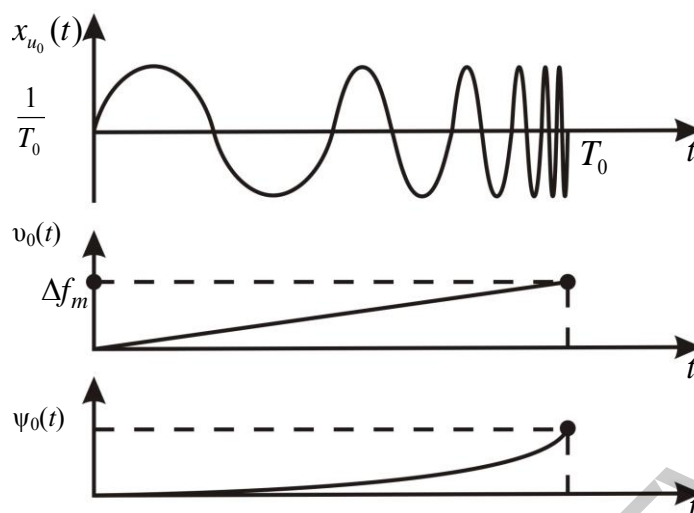


Рисунок 3.6 – Квадратурная составляющая и законы частотной и фазовой модуляции ЛЧМ РИ

ЛЧМ-радиоимпульс относится к сигналам сложной формы, в качестве параметра которых часто рассматривают *базу сигнала* – произведение ширины спектра на длительность:

$$B_{LCHM} = \Delta f_m T_0. \quad (3.13)$$

Закон модуляции ЛЧМ РИ имеет вид

$$U_0(t) = \begin{cases} e^{i\frac{\pi\Delta f_m t^2}{T_0}}, & |t| \leq \frac{T_0}{2}, \\ 0, & |t| > \frac{T_0}{2}. \end{cases} \quad (3.14)$$

АФЧ-спектр закона модуляции можно найти с помощью прямого преобразования Фурье и представить в виде модуля (АЧС) и аргумента (ФЧС):

$$G_0(\omega) = \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} e^{i\frac{\Delta\omega_m t^2}{2T_0}} e^{-i\omega t} dt = |G_0(\omega)| e^{i\arg G_0(\omega)}. \quad (3.15)$$

Если выполнить несложные математические преобразования, которые подробно изложены в [1], то окажется, что при больших значениях базы  $[(\Delta f_m T_0) > 100]$  АЧС закона модуляции ЛЧМ РИ близок к прямоугольному, а ФЧС близок к параболическому виду:

$$|G_0(\omega)| = \begin{cases} \sqrt{\frac{T_0}{\Delta f_m}}, & |\omega| \leq \frac{1}{2} \Delta\omega_m, \\ 0, & |\omega| > \frac{1}{2} \Delta\omega_m, \end{cases} \quad (3.16)$$

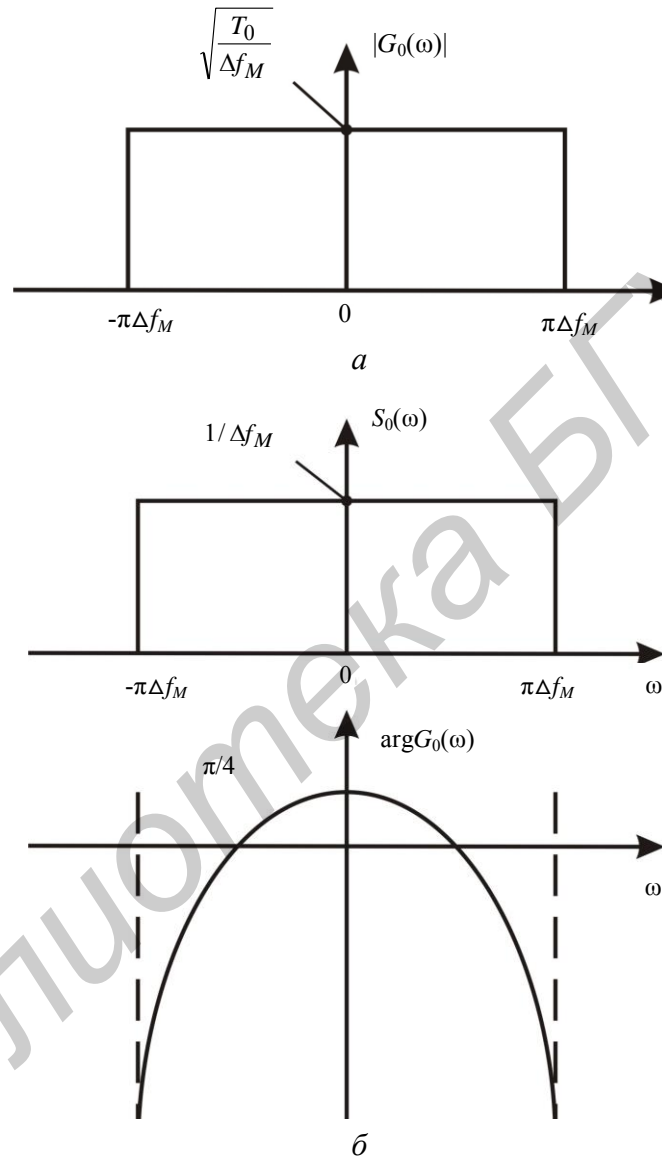
$$\arg G_0(\omega) = -\frac{T_0}{\Delta\omega_m} \omega^2 + \frac{\pi}{4}, \quad |\omega| \leq \frac{1}{2} \Delta\omega_m. \quad (3.17)$$

При этом энергетический спектр также близок к прямоугольному виду:

$$S_0(\omega) = \frac{1}{T_0} |G_0(\omega)|^2 = \begin{cases} \frac{1}{\Delta f_m}, & |\omega| \leq \frac{\Delta \omega_m}{2}, \\ 0, & |\omega| > \frac{\Delta \omega_m}{2}, \end{cases} \quad (3.18)$$

а ширина спектра  $\Delta f_0 = \Delta f_m$ .

Вид АЧС, ФЧС и энергетического спектра ЛЧМ-радиоимпульса представлен на рисунке 3.7.



*a* – АЧС ЗС; *б* – ФЧС и ЭС ЛЧМ РИ

Рисунок 3.7 – Виды АЧС, ФЧС и энергетического спектра ЛЧМ-радиоимпульса

Функция рассогласования закона модуляции может быть получена путем обратного преобразования Фурье от энергетического спектра и при больших значениях базы ( $\Delta f_m T_0 \gg 1$ ), описывается выражением

$$C_0(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_0(\omega) e^{i\omega\tau} d\omega = \frac{1}{2\pi\Delta f_m} \int_{-\frac{\Delta\omega_m}{2}}^{\frac{\Delta\omega_m}{2}} e^{i\omega\tau} d\omega = \frac{\sin \frac{\Delta\omega_m \tau}{2}}{\frac{\Delta\omega_m \tau}{2}}. \quad (3.19)$$

Это выражение является приближенным. Точное выражение в пределах интервала  $|\tau| \ll T_0$  может быть получено из интегрального представления  $C_0(\tau)$ :

$$C_0(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_{-\infty}^{\infty} U_0\left(t + \frac{\tau}{2}\right) U_0^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) dt = \frac{\sin\left[\pi\Delta f_m \tau \left(1 - \frac{|\tau|}{T_0}\right)\right]}{\pi\Delta f_m \tau}, \quad |\tau| \ll T_0. \quad (3.20)$$

Функция рассогласования закона модуляции имеет вид, представленный на рисунке 3.8.

Ширина главного лепестка функции рассогласования равна  $2\tau_0 = \frac{1}{\Delta f_m}$ .

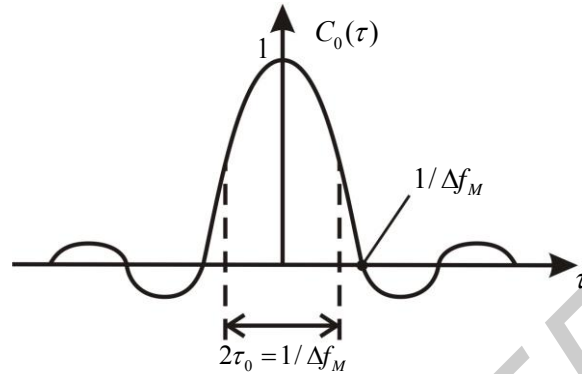


Рисунок 3.8 – Функция рассогласования закона модуляции ЛЧМ РИ

Функция неопределенности ЛЧМ РИ в пределах зоны высокой корреляции (при условии  $|\tau| \ll T_0$ ) описывается выражением

$$\begin{aligned} \rho_0(\tau, F) &= \left| \frac{1}{T_0} \int_{-\infty}^{\infty} U_0(t) U_0^*(t - \tau) e^{-i2\pi Ft} dt \right|^2 = \left| \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{1}{2}(T_0 - |\tau|)}^{\frac{1}{2}(T_0 - |\tau|)} e^{-i2\pi Ft} dt \right|^2 = \\ &= \left| \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{1}{2}(T_0 - |\tau|)}^{\frac{1}{2}(T_0 - |\tau|)} e^{i\frac{\Delta\omega_m}{2T_0} t^2} e^{-i\frac{\Delta\omega_m}{2T_0} (t - \tau)^2} e^{-i2\pi Ft} dt \right|^2 = \\ &= \left| \frac{\sin\left[\pi(\Delta f_m \tau - FT_0) \left(1 - \frac{|\tau|}{T_0}\right)\right]}{\pi(\Delta f_m \tau - FT_0)} \right|^2, \quad |\tau| \ll T_0. \end{aligned}$$

Диаграмма неопределенности закона модуляции (в зоне высокой корреляции) имеет вид, представленный на рисунке 3.9.

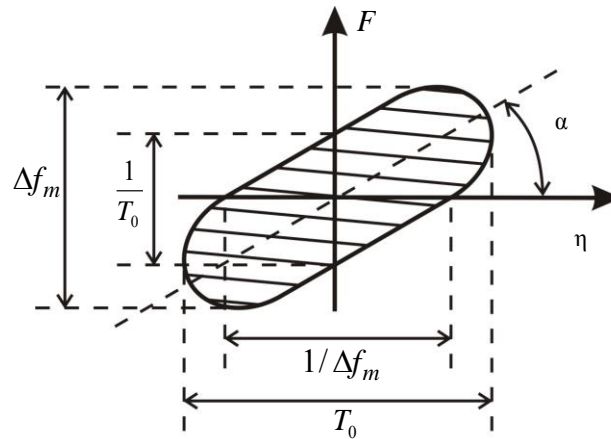


Рисунок 3.9 – Диаграмма неопределенности закона модуляции ЛЧМ РИ

Из рисунка видно, что в случае ЛЧМ-радиоимпульса существует возможность одновременного сужения основного лепестка функции неопределенности и вдоль оси времени, и вдоль оси частоты за счет увеличения соответственно девиации частоты  $\Delta f_m$  и уменьшения длительности импульса  $T_0$ . При этом функция неопределенности вытягивается вдоль линии, наклон которой к оси  $\tau$  и  $F$  определяется исключительно величиной крутизны закона линейной частотной модуляции, т. е.  $\text{tg}\alpha = \frac{\Delta f_m}{T_0}$ .

### 3.4 Ограниченная когерентная последовательность одиночных радиоимпульсов

#### 3.4.1 Временная структура

Временная структура ограниченной когерентной последовательности описывается выражением

$$u(t) = \begin{cases} E_0 e^{-(\omega_0 t + \varphi_0)} A_0(t) \sum_{-\infty}^{\infty} U_0(t - kT_r), & 0 \leq t \leq kT_r, \\ 0, & t < 0, t > NT_r, \end{cases} \quad (3.21)$$

где  $N$  – число одиночных зондирующих сигналов последовательности;

$T_r$  – период повторения одиночных ЗС;

$A_0(t)$  – закон модуляции огибающей последовательности.

На практике, как правило,  $A_0(t)$  имеет прямоугольный вид (ЗС, излучаемый ФАР при фиксированном положении луча) или гауссов вид (ЗС излучается антенной, осуществляющей линейное сканирование). Как правило,  $A_0(t)$  несущественно изменяется за период повторения. С учетом этого

$$u(t) = \begin{cases} E_0 e^{-(\omega_0 t + \varphi_0)} \sum_{-\infty}^{\infty} A_0(kT_r) U_0(t - kT_r), & 0 \leq t \leq kT_r, \\ 0, & t < 0, t > NT_r. \end{cases} \quad (3.22)$$

#### 3.4.2 Энергетический спектр

Энергетический спектр описывается выражением

$$S(\omega) = \frac{1}{NT_0} |g(\omega)|^2 = \frac{2P_0}{NT_0} \left| \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_0(kT_r) U_0(t - kT_r) e^{-i(\omega - \omega_0)t} dt \right|^2 = (3.23)$$

$$= \frac{2P_0}{NT_r} \left| \int_{-\infty}^{\infty} U_0(t_1) e^{-i(\omega - \omega_0)t_1} dt_1 \right|^2 \left| \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_0(kT_r) e^{-i(\omega - \omega_0)kT_r} \right|^2 =$$

$$= P_0 S_0(\omega - \omega_0) S_N[(\omega - \omega_0)T_r],$$

где  $S_0(\omega)$  – энергетический спектр закона модуляции одиночного зондирующего импульса ( $S_0(\omega) = \frac{1}{T_0} \left| \int_{-\infty}^{\infty} U_0(t) e^{-i\omega t} dt \right|^2$ );

$S_N(\omega T_r)$  – энергетический спектр закона модуляции ограниченной когерентной последовательности  $\delta$ -модулированных радиоимпульсов ( $S_N(\omega T_r) = \frac{1}{N} \left| \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_0(kT_r) \exp(-i\omega kT_r) \right|^2$ ), которые определяются по формуле

$$U_\delta(t) = A_0(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_r) e^{i\omega_0 t}. \quad (3.24)$$

**Примечание** – Действительно, воспользовавшись фильтрующим свойством  $\delta$ -функции можно показать, что

$$S_{U_\delta}(\omega) = \frac{1}{N} \left| \int_{-\infty}^{\infty} U_\delta(t) e^{-i\omega t} dt \right|^2 = \frac{1}{N} \left| \int_{-\infty}^{\infty} A_0(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_r) e^{i\omega_0 t} e^{-i\omega t} dt \right|^2, \quad (3.25)$$

$$S_{U_\delta}(\omega) = \frac{1}{N} \left| \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_0(kT_r) e^{-i\omega kT_r} \right|^2 = S_N(\omega T_r). \quad (3.26)$$

Энергетический спектр  $S_N(\omega T_r)$  является гребенчатым и представляет собой бесконечную последовательность энергетических спектров огибающей  $A_0(t)$ , расположенных на оси частот с интервалом  $2\pi F_r$ :

$$S_N(\omega T_r) = F_r \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_N(\omega - 2\pi k F_r). \quad (3.27)$$

Энергетический спектр, в частности, прямоугольной огибающей  $A_0(t)$  имеет вид функции  $\left[ \frac{\sin x}{x} \right]^2$ :

$$S_N(\omega) = \frac{1}{T_N} \left| \int_{-\infty}^{\infty} A_0(t) e^{-i\omega t} dt \right|^2 = \frac{1}{T_N} \left| \int_{-\frac{T_N}{2}}^{\frac{T_N}{2}} e^{-i\omega t} dt \right|^2 = T_N \left[ \frac{\sin \frac{\omega T_N}{2}}{\frac{\omega T_N}{2}} \right]^2, \quad (3.28)$$

где  $T_N$  – длительность последовательности.

Этот спектр с достаточной точностью (по крайней мере в пределах основного лепестка) может быть аппроксимирован более удобной при математических преобразованиях резонансной функцией:

$$S_N(\omega) = \frac{T_N}{1 + \left( \frac{\omega T_N}{2} \right)^2}, \quad (3.29)$$

имеющей вид, представленный на рисунке 3.10.

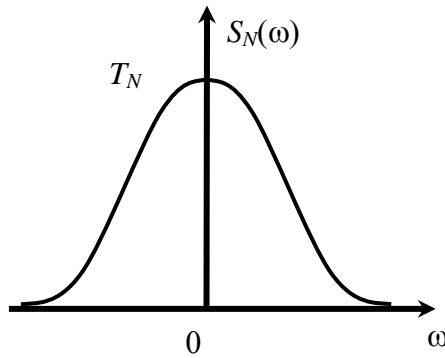


Рисунок 3.10 – ЭС прямоугольной огибающей ограниченной последовательности РИ

Ширина спектра огибающей  $\Delta f_N$  с достаточной точностью определяет ширину зубца гребенчатого энергетического спектра  $\Delta F_N$ :

$$\Delta F_N = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi F_r}^{\pi F_r} S_N(\omega T_N) d\omega}{S_N(\omega T_N)|_{\omega=0}} \cong \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_N(\omega) d\omega}{S_N(0)} = \Delta f_N = \frac{1}{T_N}. \quad (3.30)$$

В целом энергетический спектр ограниченной когерентной последовательности одиночных зондирующих сигналов является гребенчатым:

$$\begin{aligned} S(\omega) &= 2P_0 S_0(\omega - \omega_0) S_N[(\omega - \omega_0) T_r] = \\ &= 2P_0 F_r S_0(\omega - \omega_0) \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_N(\omega - \omega_0 - 2\pi k F_r). \end{aligned} \quad (3.31)$$

В качестве примера изобразим (рисунок 3.11) энергетический спектр ограниченной когерентной последовательности ППРИ с прямоугольной огибающей.

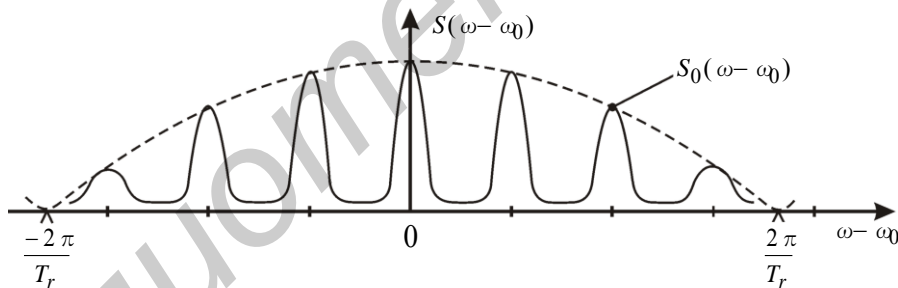


Рисунок 3.11 – Квадратурная составляющая и энергетический спектр ограниченной когерентной последовательности ППРИ с прямоугольной огибающей

### 3.4.3 Функция неопределенности

Функция неопределенности описывается выражением

$$\rho(\tau, F) = \left| \frac{1}{NT_0} \int_{-\infty}^{\infty} U(t) U^*(t - \tau) e^{-i2\pi Ft} dt \right|^2 \quad (3.32)$$

или

$$\rho(\tau, F) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \sum_{(k-l)=-\infty}^{\infty} \rho_N[(k-l) T_r, F - F_r h] \rho_0[\eta - (k-l) T_r, F], \quad (3.33)$$

где  $\rho_0(\tau, F)$  – функция неопределенности одиночного зондирующего сигнала;  
 $\rho_N(\tau, F)$  – функция неопределенности огибающей  $A_0(t)$ , имеющая протяженности по  $\tau$  и  $F$  соответственно равные и обратно пропорциональные длительности огибающей  $T_N$  (если  $A_0(t)$  имеет прямоугольную форму, то ФН

$A_0(t)$  имеет форму, аналогичную ФН ППРИ, только  $T_0$  в последней заменяется на  $T_N$  ( $\rho_N(\tau, F) = \left| \frac{1}{NT_0} \int_{-\infty}^{\infty} A_0(t)A_0(t - \tau)e^{-i2\pi Ft} dt \right|^2$ )).

В большинстве случаев изменением ФН огибающей по  $\tau$  за период повторения можно пренебречь и выражение для  $\rho(\tau, F)$  можно записать в виде

$$\rho_0(\tau, F) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \rho_N(\tau, F - kF_r) \sum_{(k-l)=-\infty}^{\infty} \rho_0[\tau - (k-l)T_r, F]. \quad (3.34)$$

Вид диаграммы неопределенности ограниченной когерентной последовательности одиночных зондирующих сигналов (рисунок 3.12) является многолепестковым и вдоль оси  $\tau$ , и вдоль оси  $F$ .

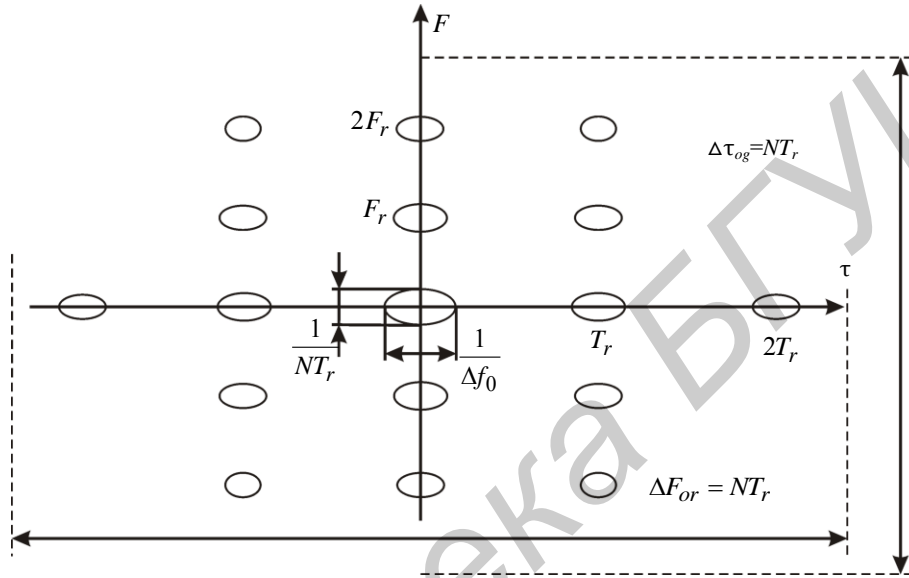


Рисунок 3.12 – Диаграмма неопределенности ограниченной когерентной последовательности ППРИ с прямоугольной огибающей

Протяженность основного лепестка по осям  $\tau$  и  $F$  определяется по формулам

$$\Delta\tau = 2\tau_0 = \frac{1}{\Delta f_0}, \quad (3.35)$$

$$\Delta F = \frac{1}{T_N}. \quad (3.36)$$

Потенциальная разрешающая способность по радиальной дальности и радиальной скорости имеет вид

$$\Delta r = \frac{c\Delta\tau}{2} = \frac{c}{2\Delta f_0}, \quad (3.37)$$

$$\Delta V = \frac{\lambda}{2}\Delta F = \frac{\lambda}{2T_r}. \quad (3.38)$$

Интегралы между лепестками ФН по осям  $\tau$  и  $F$  определяют соответственно интервалы однозначного (определения) измерения дальности и радиальной скорости:

$$r_{odn} = \frac{cT_r}{2}; \quad (3.39)$$

$$V_{r\ odn} = \pm \frac{\lambda}{4}F_r. \quad (3.40)$$



**Примечание** – Значение интервала однозначного измерения радиальной скорости получено с учетом того, что в отличие от дальности, которая всегда имеет один и тот же знак «+», скорость в интервале обзора  $\Delta V_{obz} = \frac{\lambda}{2} F_r$  может быть как положительной, так и отрицательной. Это приводит к уменьшению интервала однозначности в два раза по сравнению с интервалом обзора.

Между  $r_{odn}$  и  $V_{r\ odn}$  существует противоречие: увеличение  $r_{odn}$  за счет увеличения периода повторения  $T_r$  приводит к уменьшению интервала однозначного измерения скорости  $V_{r\ odn}$  за счет уменьшения  $F_r$ .

Запишем, что ширина огибающей ФН в сочетаниях вдоль оси  $\tau$  и  $F$  соответственно равна

$$\Delta\tau_{og} = T_N, \quad (3.41)$$

$$\Delta F_{og} = \frac{1}{T_0}. \quad (3.42)$$

## 4 ВТОРИЧНОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ

### 4.1 Вторичное излучение радиолокационных целей и их классификация

Вторичное излучение возникает в случае, когда ЗС на пути своего распространения встречает неоднородность среды по электрическим параметрам: диэлектрической проницаемости или электрической проводимости. Такую неоднородность представляет любая радиолокационная цель. Под действием ЗС на поверхности цели возникают колебания свободных электронов и связанных электрических зарядов. Возбужденные при этом токи проводимости и токи смещения делают цель источником вторичного излучения. Принимаемая антенной РЛС часть вторичного излучения образует отраженный сигнал.

Классификация целей как источников отражений представлена на рисунке 4.1.

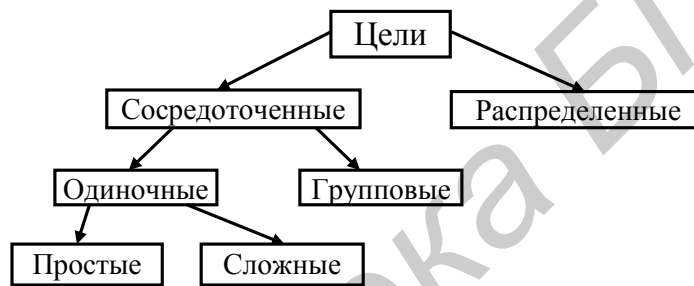


Рисунок 4.1 – Классификация целей как источников отражений

По характеру влияния на структуру отраженного сигнала радиолокационные цели делятся на следующие виды:

- *сосредоточенные* (или *точечные*), размеры которых намного меньше соответствующих размеров разрешаемого объема;
- *распределенные*, размеры которых соответствуют нескольким разрешаемым объемам.

Сосредоточенные цели, в свою очередь, подразделяются на *одиночные* и *групповые*, состоящие из нескольких одиночных целей.

Одиночные сосредоточенные цели *по конфигурации* могут быть *простыми* и *сложными*.

На поверхности сложной сосредоточенной цели, размеры которой намного превышают длину волны, образуется несколько областей локального отражения. Например, блестящие области на поверхности полированной модели в оптическом диапазоне. По закономерностям вторичного излучения такая цель похожа на групповую.

Анализ большинства характеристик РЛС требует определения интенсивности отраженного сигнала (ОС). Эта интенсивность зависит от многих факторов и в первую очередь от отражающих свойств цели. Такие

свойства характеризуются эффективной отражающей поверхностью (ЭОП) цели.

## 4.2 Эффективная отражающая поверхность сосредоточенной цели

Эффективная отражающая поверхность (ЭОП) цели интерпретируется как площадь  $\sigma_t$  некоторого фиксированного изотропного (рассеивающего равномерно во всех направлениях сферы) вторичного излучателя, который, будучи помещенным на место цели, равномерно рассеивает всю падающую на него мощность и создает у раскрытия приемной антенны такую же плотность потока мощности, что и сама цель.

Изотропный вторичный излучатель при плотности потока мощности  $P_t$  равномерно рассеивает мощность  $P_t \sigma_t$  и создает у раскрытия приемной антенны плотность потока мощности  $P_{rs}$ , одинаковую на всей поверхности сферы радиусом  $r$ , равным радиальной дальности до цели  $r_t$ :

$$P_{rs} = \frac{P_t \sigma_t}{4\pi r_t^2}. \quad (4.1)$$

С учетом последнего соотношения, а также того, что плотность потока мощности пропорциональна квадрату амплитуды электрического поля, для ЭОП можно записать следующее выражение:

$$\sigma_t = 4\pi r_t^2 \frac{P_{rs}}{P_t} = 4\pi r_t^2 \left| \frac{E_{rs}}{E_t} \right|^2, \quad (4.2)$$

где  $E_t$ ,  $E_{rs}$  – комплексные амплитуды электрических полей у цели и ОС у раскрытия приемной антенны.

ЭОП зависит от электрических свойств цели (металл, композиционные материалы, сочетания), соотношения между ее линейными размерами и длиной волны, конфигурации цели, ориентации цели относительно приемной позиции РЛС, от угла между направлениями со стороны цели на передающую и приемную позиции РЛС.

Зависимость ЭОП цели от ориентации относительно приемной позиции РЛС носит название диаграммы вторичного излучения и описывается функцией  $\sigma_t(\gamma, \eta)$ , где  $\gamma$  и  $\eta$  – углы между направлением на цель и нормальными к ее осям (рисунок 4.2).

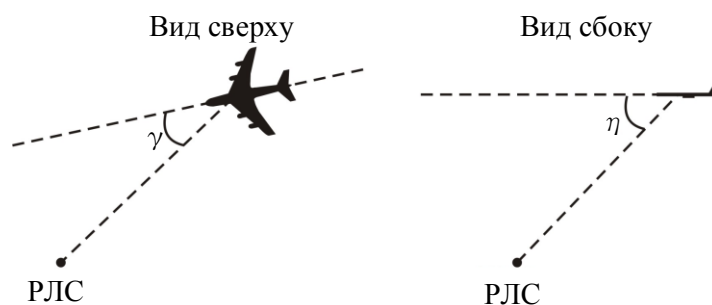


Рисунок 4.2 – Графическое представление углов между направлением на цель и нормальными к ее осям

Угол между направлением со стороны цели на приемную и передающую позиции РЛС со стороны цели  $\varphi$  (рисунок 4.3) называется *бистатическим углом*. В общем случае при произвольных бистатических углах  $0 \leq \varphi \leq 180^\circ$  имеет место *бистатическая ЭОП*.

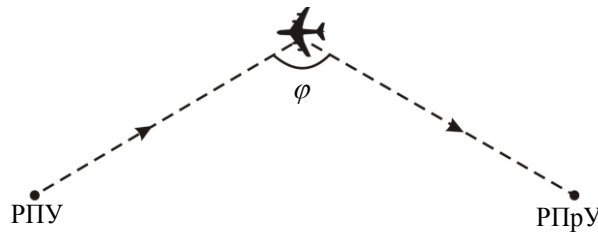


Рисунок 4.3 – Графическое представление бистатического угла

Бистатическим углам  $0^\circ$  и  $180^\circ$  соответствует ЭОП *обратного вторичного излучения*  $\sigma_t(0)$  (или просто ЭОП  $\sigma_t$ ) и ЭОП *прямого вторичного излучения*  $\sigma_t(180^\circ)$ .

#### 4.3 Зависимость ЭОП простых одиночных сосредоточенных целей от соотношения между их линейными размерами и длиной волны

Характер зависимости ЭОП простых одиночных сосредоточенных целей от соотношения между их размерами  $l_t$  и длиной волны  $\lambda$  рассмотрим для следующих случаев:

$$l_t \ll \lambda; \quad l_t \cong \lambda; \quad l_t \gg \lambda.$$

Первому случаю ( $l_t \ll \lambda$ ) соответствует *рэлеевский закон рассеяния*. При этом ЭОП цели любой геометрической формы пропорциональна четвертой степени отношения линейного размера цели к длине волны. Примером такой зависимости может служить выражение для ЭОП диэлектрического шара диаметром  $d_{sh} \ll \lambda$ :

$$\sigma_{sh} = 4\pi r^4 \left| \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 2} \right| \left( \frac{d_{sh}}{\lambda} \right)^4 \frac{\pi d_{sh}^2}{4}, \quad (4.3)$$

где  $\epsilon_r$  – относительная диэлектрическая проницаемость материала, из которого сделан шар.

Из выражения следует, что при таком соотношении между размерами цели и длиной волны *сложно получить* достаточно интенсивный ОС. Поэтому при активной радиолокации воздушных и наземных целей практически не применяют радиоволны длиной более нескольких метров.

**Примечание** – Исключение составляет резонансный случай ( $l_t \cong \lambda$ ), который используется в резонансных РЛС декаметрового диапазона для загоризонтного обнаружения аэродинамических целей и кораблей.

Второй случай. Особенностью вторичного излучения целей, размеры которых соизмеримы с длиной волны ( $l_t \cong \lambda$ ), является зависимость их ЭОП от отношения их линейных размеров  $l_t$  к длине волны  $\lambda$ , которая имеет *многолепестковый резонансный характер*. При этом *максимальное значение*

ЭОП значительно превышает площадь поперечного сечения цели. Эта особенность иллюстрируется зависимостью  $\sigma_t(d_{sh}/\lambda)$  для металлического шара (рисунок 4.4)

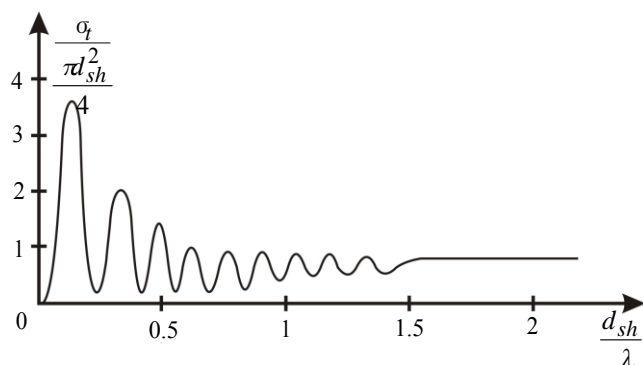


Рисунок 4.4 – Зависимость ЭОП металлического шара от отношения его размера к длине волны

Третий случай. Характер вторичного излучения целей, размеры которых намного больше длины волны ( $l_t \gg \lambda$ ), можно рассмотреть на примере тел с выпуклой и плоской проводящими поверхностями (например, металлические шар и прямоугольная пластина). ЭОП металлического шара диаметром  $d_{sh} \gg \lambda$  равна площади его поперечного сечения и не зависит от длины волны:

$$\sigma_t(d_{sh})|_{d_{sh} \gg \lambda} = \frac{\pi d_{sh}^2}{4}. \quad (4.4)$$

Кроме того, вторичное излучение шара носит локальный характер и определяется первой зоной Френеля. Под зонами Френеля в рассматриваемом случае понимают последовательность круговых колец, на которые разделяется поверхность шара плоскостями, нормальными к направлению на РЛС и отстоящими друг от друга на расстоянии  $S_{LC}(\omega T_r) = \frac{1}{L} \sum_{k,l=-\infty}^{\infty} r_c [(k - l)T_r] A_c(kT_r - \tau_c) A_c(lT_r - \tau_c) e^{-i\omega(k-l)T_r}$  (рисунок 4.5).

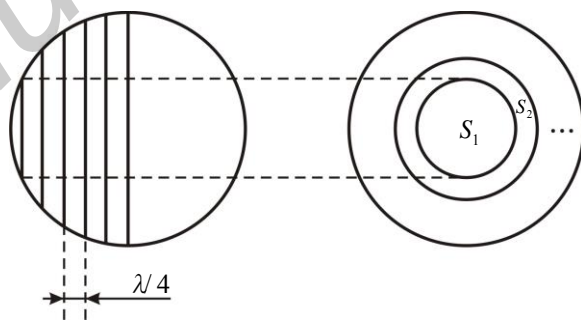


Рисунок 4.5 – Графическое представление зон Френеля для металлического шара

Каждая такая зона по отношению к соседней является источником *противофазного* вторичного излучения. Амплитуда излучаемой ею вторичной радиоволны  $E_k$  пропорциональна площади фронтальной проекции и тем меньше, чем выше номер  $k$  зоны Френеля. Сумма вторичных радиоволн от всех

$N = \frac{2d_{sh}}{\lambda}$  зон Френеля при  $d_{sh} \gg \lambda$  имеет амплитуду, приблизительно равную половине амплитуды (точно  $\frac{N}{2N-1}$ ) амплитуды вторичной радиоволны от первой зоны. Заметим, что чем больше отношение  $\frac{d_{sh}}{\lambda}$ , тем точнее выполняется это соотношение. Таким образом, вторичное излучение шара определяется первой зоной Френеля, т. е. имеет локальный характер, а вторичные радиоволны от остальных зон, будучи противофазами, взаимно компенсируются.

Область локализации вторичного излучения на поверхности цели («светящийся» элемент на поверхности цели), которая в рассматриваемом случае является первой зоной Френеля, называется областью, покрытой «блестящими» точками или областью локального вторичного излучения.

Независимость ЭОП от длины волны и наличия области локального вторичного излучения характерно не только для металлического шара, но и для любых тел с обращенной к РЛС выпуклой поверхностью, радиусы кривизны которой намного больше длины волны ( $r_{kr} \gg \lambda$ ).

**Примечание** – Для снижения ЭОП летательных аппаратов их поверхность (например истребитель-бомбардировщик F-117) составляют из прямоугольных пластин, отражающих сигналы (в соответствии с принципами геометрической оптики) в направлениях, не соответствующих направлению облучения, а стыки пластин (там находятся максимальные искривления с минимальными значениями радиусов искривления, которые должны максимально отражать ЗС) покрывают поглощающим материалом.

Вторичное излучение прямоугольной металлической пластины (рисунок 4.6) является направленным, а максимальное значение ее ЭОП при условии  $a, b \gg \lambda$  описывается выражением

$$\sigma_{pl \max} = \frac{4\pi}{\lambda^2} a^2 b^2 = \frac{4\pi ab}{\lambda^2} S_{pl} \quad (4.5)$$

и значительно превышает геометрическую площадь  $S_{pl}$  обращенной к РЛС поверхности пластины.

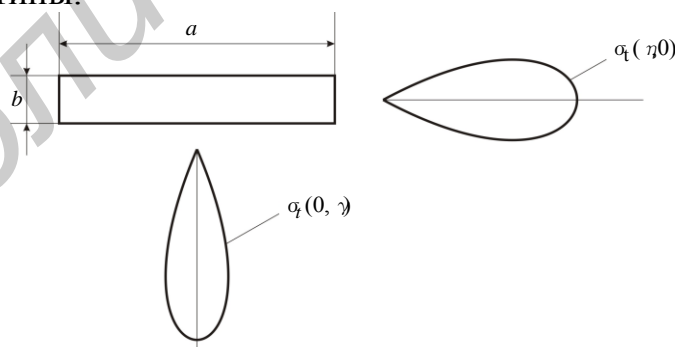


Рисунок 4.6 – Графическое представление ДН по соответствующим углам

Ее вторичное излучение также имеет локальный характер, а области локального отражения (их четыре) расположены у краев пластины. Объясняется это тем, что вторичное излучение свойственно лишь неоднородностям, которыми в данном случае являются грани пластины.

Направленное вторичное излучение, локализованное у краев, характерно для плоских металлических пластин любой конфигурации.

#### 4.4 ЭОП групповой сосредоточенной цели

Основные закономерности вторичного излучения групповой сосредоточенной цели можно выяснить путем исследования вторичного излучения совокупности  $N$  изотропных вторичных излучателей. ЭОП такой совокупности равна

$$\sigma_g = 4\pi r^2 \left| \frac{E_{rs}}{E_t} \right|^2 = 4\pi r^2 \left| \frac{\sum_{k=1}^N E_k}{E_t} \right|^2 = \left| \sum_{k=1}^N \left( 4\pi r^2 \left| \frac{E_k}{E_t} \right|^2 \right)^{\frac{1}{2}} e^{i\varphi_k} \right|^2 = (4.6)$$

$$= \left| \sum_{k=1}^N \sqrt{\sigma_k} e^{i\varphi_k} \right|^2 = \sum_{k,l=1}^N \sqrt{\sigma_k \sigma_l} e^{i(\varphi_k - \varphi_l)},$$

где  $|E_k|$ ,  $\varphi_k$ ,  $\sigma_k$  – амплитуда и фаза электрического поля ОС у раскрыва приемной антенны, создаваемого  $k$ -м вторичным излучателем, и ЭОП последнего.

При  $N = 2$  очевидно, что  $\sigma_g = \sigma_1 + \sigma_2 + 2\sqrt{\sigma_1 \sigma_2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2)$ . При разности фаз  $(\varphi_1 - \varphi_2)$ , кратной нечетному и четному числам  $\pi$  радиан, имеет место соответственно взаимная когерентная компенсация  $\sigma_g = \sigma_{g \min} = (\sqrt{\sigma_1} - \sqrt{\sigma_2})^2$  и когерентное сложение  $\sigma_g = \sigma_{g \max} = (\sqrt{\sigma_1} + \sqrt{\sigma_2})^2$  отраженных сигналов, создаваемых одиночными вторичными излучателями парной цели.

Разность фаз  $(\varphi_1 - \varphi_2)$  в случае парной цели равна  $(\varphi_1 - \varphi_2) = \omega_0 \frac{2R}{c} = \frac{4\pi d}{\lambda} \sin\theta$ , где  $d$  – диаметр парной цели. При такой разности фаз описываемая зависимостью  $\sigma_g(\theta) = \sigma_1 + \sigma_2 + 2\sqrt{\sigma_1 \sigma_2} \cos\left(\frac{4\pi d}{\lambda} \sin\theta\right)$  диаграмма вторичного излучения парной цели является многолепестковой, а изрезанность ее тем больше, чем больше отношение  $\frac{d}{\lambda}$  (рисунок 4.7).

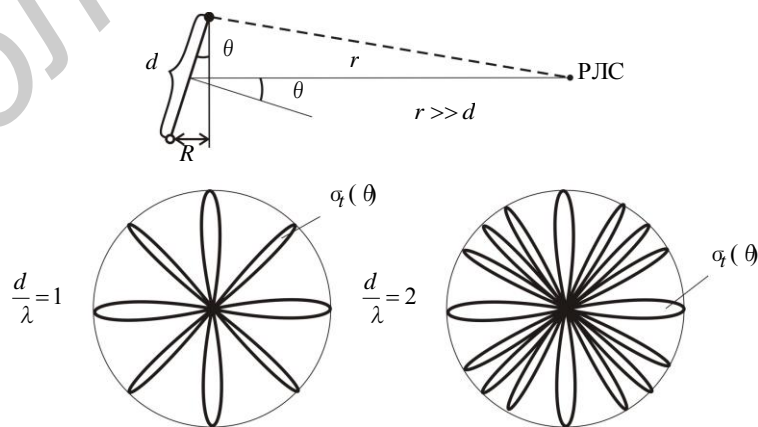


Рисунок 4.7 – Изменение изрезанности ДН в зависимости от отношения диаметра к длине волны

В соответствии с рисунком 4.7

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \omega_0 \frac{2R}{c}, \quad (4.7)$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi \frac{c}{\lambda}, \quad (4.8)$$

$$R = d \sin\theta, \quad (4.9)$$

$$\Delta\varphi = 4\pi \frac{d}{\lambda} \sin\theta. \quad (4.10)$$

Среднее значение ЭОП парной цели при равномерно распределенной случайной разности фаз  $p(\varphi_1 - \varphi_2) = \frac{1}{2\pi}$ ,  $|\varphi_1 - \varphi_2| \leq \pi$  равно сумме ЭОП одиночных вторичных излучателей:

$$\begin{aligned} \sigma_g &= \int_{-\infty}^{\infty} \sigma_t (\varphi_1 - \varphi_2) p(\varphi_1 - \varphi_2) d(\varphi_1 - \varphi_2) = \sigma_1 + \sigma_2 + \\ &+ 2\sqrt{\sigma_1 \sigma_2} \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos(\varphi_1 - \varphi_2) d(\varphi_1 - \varphi_2) = \sigma_1 + \sigma_2. \end{aligned} \quad (4.11)$$

Этот результат соответствует случаю некогерентного суммирования ОС от одиночных вторичных излучателей парной цели.

Среднее значение ЭОП групповой цели, состоящей из произвольного числа изотропных вторичных излучателей, определяется выражением  $\sigma_g(\theta) = \sum_{k=1}^N \sigma_k$ . Диаграмма обратного вторичного излучения такой цели имеет еще более сложную, чем у парной цели многолепестковую структуру. Причем изрезанность этой диаграммы увеличивается с ростом отношения линейных размеров цели к длине волны. Рассмотренные закономерности вторичного излучения групповой сосредоточенной цели справедливы и для сложной сосредоточенной цели, состоящей из совокупности независимых областей локального вторичного излучения.

#### 4.5 ЭОП реальной сосредоточенной цели

Реальные сосредоточенные цели, например самолеты, ракеты, искусственные спутники земли (ИСЗ), вертолеты и др., имеют сложную форму. Выпуклые и плоские участки их во многих случаях проводящей поверхности, размеры которых значительно превышают длину волны, создают большое число областей локального вторичного излучения. Кроме того, на поверхностях таких целей существуют также элементы с резонансным вторичным излучением. Все это позволяет по закономерностям вторичного излучения отождествлять большинство реальных сосредоточенных целей с групповыми сосредоточенными целями.

Последнее допущение вполне объясняет многолепестковый характер экспериментально полученных диаграмм вторичного излучения реальных сосредоточенных целей. Такие диаграммы для самолета, снятые при  $\lambda = 10$  см и  $\lambda = 3$  см, приведены на рисунке 4.8. Ширина их лепестков пропорциональна отношению длины волны к наблюдаемым размерам цели, т. е.  $\Delta\theta \cong \frac{\lambda}{l_t}$  радиан.

Видно, что уменьшение длины волны приводит к сужению лепестков диаграммы обратного вторичного излучения вторичной сосредоточенной цели и увеличению изрезанности этой диаграммы.



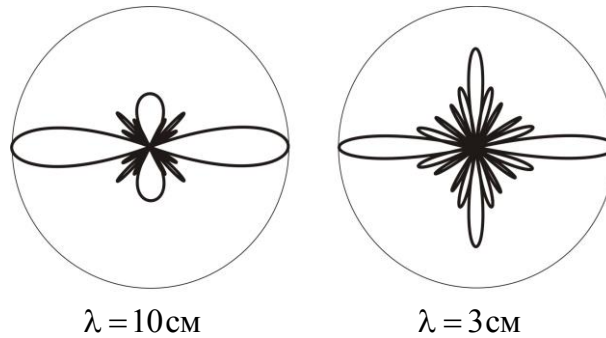


Рисунок 4.8 – Диаграммы вторичного излучения для самолета при  $\lambda = 10$  см и  $\lambda = 3$  см

Расчет ЭОП сосредоточенной цели основан на использовании выражения  $\sigma_t = 4\pi r^2 \left| \frac{E_{rs}}{E_t} \right|^2$  и сводится к отысканию амплитуды электрического поля ОС у раскрыва приемной антенны РЛС. Однако практически такой расчет удается осуществить лишь для целей, имеющих сравнительно простые геометрические формы. Поэтому ЭОП реальных целей, как правило, определяется экспериментально и предполагает измерение амплитуд ОС от расположенных на одинаковых расстояниях от РЛС исследуемой и эталонной целей и расчет ЭОП по формуле

$$\frac{\sigma_t}{\sigma_{at}} = \left| \frac{E_{rs}}{E_{at}} \right|^2 \quad (4.12)$$

Определяя таким образом ЭОП цели для различных углов ориентации  $\gamma$  и  $\eta$ , можно снять ее диаграмму обратного вторичного излучения.

Экспериментальное определение ЭОП может производиться как по самой цели, так и по ее физической модели. При этом длина волны ЗС уменьшается пропорционально масштабу модели.

В качестве эталонной цели обычно используется металлический или металлизированный шар диаметром, намного большим длины волны. ЭОП такого шара равно  $\sigma_t = \frac{\pi d_{sh}^2}{4}$ .

Для характеристики отражательных способностей реальных сосредоточенных целей, расчета дальности действия РЛС и в целом ряда других случаев используются усредненные по углам ориентации значения их ЭОП. При усреднении углы  $\gamma$  и  $\eta$  обычно полагаются статистически независимыми (их совместная плотность распределения представляется произведением соответствующих плотностей, т. е.  $p(\gamma, \eta) = p(\gamma)p(\eta)$ ), а также равномерно распределенными:

$$p(\gamma) = \frac{1}{2\pi}, \quad |\gamma| \leq \pi, \quad p(\eta) = \frac{1}{2\pi}, \quad |\eta| \leq \pi. \quad (4.13)$$

С учетом этого среднее значение ЭОП определяется как

$$\bar{\sigma}_t = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int \sigma_t(\gamma, \eta) d\gamma d\eta. \quad (4.14)$$

Характерно, что среднее значение ЭОП реальных целей сложной конфигурации практически не зависит от длины волны в довольно широком

диапазоне длин волн. Примеры средних ЭОП реальных сосредоточенных целей приведены в таблице 4.1 (при  $\lambda = 0,03...0,1$  м).

Таблица 4.1 – ЭОП различных целей

Цель	ЭОП, м <sup>2</sup>
Военно-транспортный самолет (Боинг-747)	100...200
Стратегический бомбардировщик Б-52	50...100
Стратегический бомбардировщик В-1А	20...30
Стратегический бомбардировщик В-1В	1...3
Тяжелый истребитель F-14, F-15, F-4	5...10
Легкий истребитель F-16, F-5E	2...5
Крылатая ракета ALCM	0,3...1

## 4.6 Удельная ЭОП объемно и поверхностно распределенных отражателей

### 4.6.1 Удельная ЭОП объемно распределенных отражателей

При работе РЛС могут иметь место мешающие отражения от облаков, состоящих из следующих отражателей:

- естественного происхождения (гидрометеоры – дождевые, снеговые, градовые облака, идущий снег, дождь, град);
- искусственного происхождения (облака дипольных отражателей).

Эти отражения называются *пассивными помехами*.

Количественно отражающая способность таких объемных образований характеризуется удельной ЭОП  $\alpha_V$ , равной среднему значению ЭОП одного кубического метра облака.

Удельная ЭОП гидрометеоров достаточно хорошо изучена, а ее значения для различных ситуаций представлены в справочниках по радиолокации. Поэтому обратим внимание на образования из дипольных отражателей.

Дипольный отражатель представляет собой полуволновой вибратор, выполненный из металлизированной бумаги, металлизированного стекловолокна, алюминиевой фольги, нейлонового волокна, покрытого серебром или другим металлом. Его максимальная ЭОП составляет величину  $\sigma_{d \max} = 0,86\lambda^2$ . С учетом случайной ориентации вибратора его средняя ЭОП равна

$$\overline{\sigma_d} = 0,17\lambda^2. \quad (4.15)$$

Удельная ЭОП облака диполей (полуволновых вибраторов) описывается выражением

$$\alpha_V = 0,17\lambda^2 \frac{MN_p K_{sl}}{V}, \quad (4.16)$$

где  $M$  – число пачек диполей в облаке;

$N_p$  – число диполей в одной пачке;  
 $K_{sl}$  – коэффициент сцепания диполей ( $K_{sl} = 0,3 \dots 0,5$ );  
 $V$  – объем облака.

#### 4.6.2 Удельная ЭОП поверхностно распределенных отражателей

К поверхностно распределенным отражателям относятся участки земной и водной поверхности. Их *вторичное отражение может быть зеркальным и диффузным*.

Для *зеркального отражения* угол падения равен углу отражения (рисунок 4.9).

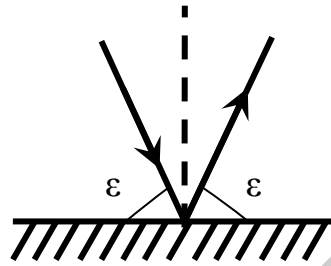


Рисунок 4.9 – Пояснение зеркального отражения

Критерий гладкой поверхности (при этом отражение является зеркальным), сформулированный Рэлеем, имеет вид

$$h \leq \frac{\lambda}{16 \sin^2 \epsilon} \quad (4.17)$$

где  $h$  – высота неровностей;  
 $\epsilon$  – угол скольжения.

Видно, что при малых углах скольжения  $\epsilon$  даже весьма неровные поверхности могут считаться гладкими.

*Диффузное отражение* имеет место для шероховатых (негладких) поверхностей. В таком случае диаграмма обратного вторичного излучения имеет вид, представленный на рисунке 4.10.

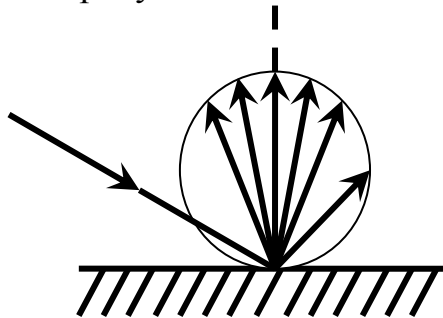


Рисунок 4.10 – Пояснение диффузного отражения

Количественно отражательная способность совокупностей поверхностно распределенных отражателей характеризуется удельной ЭОП этих отражателей на  $1 \text{ м}^2$  площади.

## 5 ОТРАЖЕННЫЙ СИГНАЛ

### 5.1 Модель временной структуры отраженного сигнала

В качестве модели временной структуры ОС от сосредоточенной цели в большинстве случаев рассматривают временную структуру суммы отражающих сигналов от областей локального отражения цели:

$$m(t) = \sum_{\chi} m_{\chi}(t). \quad (5.1)$$

Отраженный сигнал от  $\chi$ -й области локального отражения, расположенной на расстоянии  $r_{\chi}$  от РЛС и движущейся с радиальной скоростью цели  $v_r$ , имеет следующие особенности:

- 1) сохраняет внутрипериодную структуру ЗС;
- 2) запаздывает во времени на  $t_{r\chi} = \frac{2r_{\chi}}{c}$ ;
- 3) смещен по частоте на  $\Omega_{DS} = \frac{4\pi}{\lambda} v_r$ ;
- 4) имеет изменяющиеся во времени амплитуду  $E_{\chi}(t)$  и фазу  $\varphi_{\chi}(t)$ .

Этот отраженный сигнал имеет вид

$$m_{\chi}(t) = E_{\chi}(t) e^{i\varphi_{\chi}(t)} A_s(t - \tau_{t\chi}) \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_0(t - t_r - kT_r) e^{i(\omega_0 + \Omega_{DS})t}, \quad (5.2)$$

где  $A_s(t - \tau_{t\chi})$ ,  $\tau_{t\chi}$  – огибающая последовательности одиночных ОС от  $\chi$ -й области локального отражения и время ее запаздывания относительно начала периода просмотра зоны действия РЛС.

Огибающая  $A_s(t)$  в общем случае отличается от огибающей ЗС  $A_0(t)$  как по форме, так и по длительности, т. к. определяется характером обзора по угловым координатам.

Радиальный ( $l_t$ ) и угловые ( $\delta\theta_t, \delta\theta_{t\perp}$ ) размеры реальной сосредоточенной цели намного меньше размеров разрешающей способности по дальности и угловым координатам ( $l_t \ll \Delta r, \delta\theta_t \ll \Delta\theta, \delta\theta_{t\perp} \ll \Delta\theta_{\perp}$ ). Это означает, что максимальная разность времен запаздывания ОС от областей локального отражения  $(t_{r\max} - t_{r\min}) \ll \Delta\tau = \frac{1}{\Delta f_0}$  намного меньше ширины основного лепестка функции рассогласования ЗС по времени, определяющего разрешающую способность по дальности  $\Delta r = \frac{c}{2} \Delta\tau$ , а максимальная разность времен запаздывания огибающих ОС от областей локального отражения  $(\tau_{t\max} - \tau_{t\min}) \ll T_L = \int_{-\infty}^{\infty} |A_s(t)|^2 dt$  относительно начала просмотра сектора обзора намного меньше ее длительности.

В таких случаях можно пренебречь «размытием» закона модуляции ЗС в одиночном ОС от реальной сосредоточенной цели и «размытием» огибающей последовательности одиночных ОС от областей локального отражения в процессе их «объединения» в результирующей ОС.

При этом полагается, что  $t_{r\chi} \cong t_r, \tau_{t\chi} \cong \tau_t, \chi = 1, 2, \dots, N$ , а временная структура описывается выражением

$$m(t) = \sum_{\chi} m_{\chi}(t) = E_s(t) e^{i\varphi_s(t)} A_s(t - \tau_t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_0(t - t_r - kT_r) \times \quad (5.3)$$

$$\times e^{i(\omega_0 + \Omega_{DS})t} = M_s(t) U_L(t - t_r) e^{i(\omega_0 + \Omega_{DS})t} = x_m(t) + iy_m(t),$$

где  $U_L(t - t_r)$  – закон модуляции ОС ( $U_L(t - t_r) = A_s(t - \tau_t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_0(t - t_r - kT_r)$ );

$x_m(t)$ ,  $y_m(t)$  – квадратурные составляющие ОС ( $x_m(t) = \text{Re}m(t)$ ,  $y_m(t) = \text{Im}m(t)$ );

$E_c(t)$ ,  $\varphi_s(t)$ ,  $M_s(t)$  – комплексные, амплитудные и фазовые флуктуации ОС ( $M_s(t) = E_s(t) e^{i\varphi_s(t)} = \sum_{\chi} E_{\chi}(t) e^{i\varphi_{\chi}(t)}$ ).

В геометрической интерпретации ОС – это вектор длиной  $|m(t)|$  с текущим угловым положением  $\psi(t) = (\omega_0 + \Omega_{ds})t + \varphi_s$ , а квадратурные составляющие ОС – это проекции вектора ОС на оси прямоугольной системы координат.

## 5.2 Флуктуации отраженного сигнала

При движении цели за счет изменения ее ориентации относительно РЛС и вибрации ее поверхности происходит:

- случайное перемещение и отчасти изменение параметров областей локального отражения;
- затенение некоторых из них элементами конструкции цели;
- появление новых элементов в поле облучения.

Это приводит к случайному во времени изменению числа областей локального отражения, амплитуд и фаз сигналов, отраженных от них. Это, в свою очередь, приводит к случайному изменению амплитуды и фазы результирующего ОС цели или к его *амплитудным и фазовым флуктуациям*.

Происхождение таких флуктуаций можно объяснить, воспользовавшись геометрической интерпретацией ОС от реальной сосредоточенной цели как суммы векторов, представляющих ОС от ее областей локального отражения (ОЛО). Очевидно, что случайное изменение длин и угловых положений векторов-слагаемых должно приводить к случайному изменению длины и углового положения результирующего вектора.

В большинстве случаев флуктуации ОС можно рассматривать как стационарный случайный процесс с нулевым математическим ожиданием

$$\overline{M_s(t)} = 0. \quad (5.4)$$

Будучи суммой большого числа случайных комплексных огибающих сигналов, отраженных от областей локального отражения, комплексная огибающая суммарного ОС в силу центральной предельной теоремы теории вероятностей (теорема Ляпунова) представляет собой *нормальный случайный процесс*:

$$M_s(t) = \sum_{\chi} E_{\chi}(t) e^{i\varphi_{\chi}(t)}. \quad (5.5)$$

Для комплексной огибающей суммарного ОС, характеризующейся как нормальный стационарный процесс, корреляционная функция имеет вид

$$R_s(\tau) = \overline{M_s(t)M_s^*(t-\tau)} = \overline{E_s(t)E_s^*(t-\tau)e^{i[\varphi_s(t)-\varphi_s(t-\tau)]}} = 2\sigma_s^2 r_s(\tau), \quad (5.6)$$

где  $\sigma_s^2$  – мощность ОС ( $\sigma_s^2 = \frac{1}{2}R_s(0) = \frac{1}{2}\overline{E_s^2(t)}$ );

$r_s(\tau)$  – нормированная корреляционная функция флуктуаций комплексной огибающей ОС ( $r_s(\tau) = \frac{R_s(\tau)}{R_s(0)}$ ).

Как показывают многочисленные экспериментальные исследования нормированная корреляционная функция (КФ) флуктуаций  $r_s(\tau)$  практически не отличается от экспоненциальной, т. е. имеет вид

$$r_s(\tau) = e^{-\frac{|\tau|}{\tau_s}}, \quad (5.7)$$

где  $\tau_s$  – время корреляции флуктуаций, составляющее для реальных сосредоточенных целей в сантиметровом диапазоне длин волн от единицы до сотни миллисекунд (например  $\tau_s = 5 \dots 300$  мс).

Энергетический спектр флуктуаций ОС с экспоненциальной КФ является резонансным:

$$S_s(\omega) = 2\sigma_s^2 S_s(\omega) = 2\sigma_s^2 \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{|\tau|}{\tau_s}} e^{-i\omega\tau} d\tau = \frac{2\sigma_s^2}{\Delta f_s} \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{2\Delta f_s}\right)^2}, \quad (5.8)$$

где  $S_s(\omega)$  – ЭС нормированной комплексной огибающей ОС ( $S_s(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} r_s(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau$ ), ширина которого  $\Delta f_s = \frac{1}{2\tau_s}$  в сантиметровом диапазоне длин волн составляет единицы и десятки герцев.

### 5.3 Мощность отраженного сигнала

Мощность ОС от реальной сосредоточенной цели равна сумме мощностей составляющих сигналов, отраженных от областей локального отражения, т. к. эти сигналы, как правило, некоррелированы между собой:

$$\sigma_s^2 = \frac{1}{2}\overline{E_s^2(t)} = \frac{1}{2}\sum_{\chi,\lambda} \overline{E_\chi(t)E_\lambda(t)} = \frac{1}{2}\sum_{\chi} \overline{E_\chi^2(t)} = \sum_{\chi} \sigma_{s\chi}^2. \quad (5.9)$$

Мощность ОС от  $\chi$ -й области локального отражения равна произведению плотности потока мощности вторичного излучения этой области  $P_{RS\chi}$  возле антенны РЛС на эффективную площадь раскрытия приемной антенны  $S_{a\ RS} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{RS}$ , т. е.  $\sigma_s^2 = P_{RS\chi} S_{a\ RS}$ , где  $G_{RS}$  – коэффициент усиления антенны РЛС.

Для конкретизации этого выражения достаточно воспользоваться следующими соотношениями:

- для плотности потока мощности изотропного вторичного излучения  $\chi$ -й области локального отражения у антенны РЛС:

$$P_{RS\chi} = \frac{P_{t\chi}}{4\pi r_\chi^2}, \quad (5.10)$$

- для мощности вторичного излучения:

$$P_{t\chi} = P_{t\chi} \sigma_\chi, \quad (5.11)$$

где  $\sigma_\chi$  – ЭОП  $\chi$ -й области локального отражения;

- для плотности потока мощности ЗС у цели:

$$P_{t\chi} = \frac{P_0}{4\pi r_\chi^2} G_{Tr}, \quad (5.12)$$

где  $G_{Tr}$  – коэффициент усиления антенны РЛС на передачу ЗС.

При этом выражения для мощности ОС от  $\chi$ -й области локального отражения и мощности ОС (результатирующего) от реальной сосредоточенной цели имеют вид

$$\sigma_{s\chi}^2 = \frac{P_0 G_{Tr} G_{Rs} \lambda^2 \sigma_\chi}{(4\pi)^3 r_\chi^4}, \quad (5.13)$$

$$\sigma_s^2 = \frac{P_0 G_{Tr} G_{Rs} \lambda^2}{(4\pi)^3} \sum_\chi \frac{\sigma_\chi}{r_\chi^4} = \frac{P_0 G_{Tr} G_{Rs} \lambda^2 \sigma_t}{(4\pi)^3 r^4}, \quad (5.14)$$

где  $G_{Tr}$ ,  $G_{Rs}$  – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн (или одной антенны – на передачу и прием);

$\sigma_s = \sum_\chi \sigma_\chi$  – ЭОП цели, равная сумме ЭОП областей локального отражения.

Кроме того, полагается, что  $r_\chi \cong r$ .

В приведенных выше выражениях используется значение максимального коэффициента усиления антенны  $G_{Tr_{\max}}$  и  $G_{Rs_{\max}}$ , значение которых можно определить как произведение максимального значения коэффициента направленного действия (КНД)  $D_{Tr_{\max}}$  ( $D_{Rs_{\max}}$ ) и коэффициента полезного действия антенны (КПД)  $\eta_a$ . С учетом этого в общем случае

$$G_{\max} = D_{\max} \eta_a. \quad (5.15)$$

Максимальное значение коэффициента направленного действия (КНД) антенны рассчитывается в соответствии с выражением

$$D_{\max} \cong \frac{(32 \dots 36) \times 10^3}{\Delta\theta \times \Delta\theta_\perp}, \quad (5.16)$$

где  $\Delta\theta$  и  $\Delta\theta_\perp$  – ширина ДНА в двух плоскостях, представляемая в градусах.

Коэффициент полезного действия антенны определяется по формуле

$$\eta_a = \frac{P_{\Sigma tr}}{P_A} = \frac{P_{\Sigma tr}}{P_{\Sigma tr} + P_{pot}}. \quad (5.17)$$

где  $P_{pot}$  – мощность потерь (например на разогрев проводящих элементов);

$P_{\Sigma tr}$  – суммарная излучаемая в пространство мощность (включая боковые лепестки).

#### 5.4 Время наблюдения отраженного сигнала

Время наблюдения ОС от сосредоточенной цели определяется эффективным значением длительности огибающей  $A_s(t)$  этого сигнала, т. е.  $T_n = T_L$ . Оно зависит от длительности огибающей ЗС и времени пребывания цели в просматриваемом РЛС разрешаемом объеме. Огибающую ОС при определении времени  $T_n$  необходимо рассматривать на выходе устройства обработки принятого сигнала, поскольку оно ограничивается пределами разрешаемого объема «областью видимости» РЛС.

Минимальное значение  $T_n$  имеет место в том случае, когда разрешаемый объем при просмотре зоны действия РЛС перемещается по всем ее измерениям навстречу цели и скорости их складываются:

$$T_{n\min} = \left[ \left( \frac{v_{obz.r} + v_r}{\Delta r} \right)^2 + \left( \frac{\Omega_a + \dot{\theta}_t}{\Delta \theta} \right)^2 + \left( \frac{\Omega_{a\perp} + \dot{\theta}_{t\perp}}{\Delta \theta_{\perp}} \right)^2 + \left( \frac{v_{obz} v_r + a_t}{\Delta v_r} \right)^2 + \frac{1}{T_N^2} \right]^{-1/2}, \quad (5.18)$$

где  $v_{obz.r}$  – скорость обзора по дальности;

$\Omega_a, \Omega_{a\perp}$  – скорость обзора по угловым координатам;

$v_{obz} v_r$  – скорость обзора по радиальной скорости.

Видно, что оно определяется длительностью огибающей ЗС и временами пребывания цели в разрешаемых интервалах:

- по дальности:

$$t_{\Delta r} = \frac{\Delta r}{v_{obz.r} + v_r}; \quad (5.19)$$

- по угловым координатам:

$$t_{\Delta \theta} = \frac{\Delta \theta}{\Omega_a + \dot{\theta}_t} \text{ и } t_{\Delta \theta_{\perp}} = \frac{\Delta \theta_{\perp}}{\Omega_{a\perp} + \dot{\theta}_{t\perp}}; \quad (5.20)$$

- по радиальной скорости:

$$t_{\Delta v} = \frac{\Delta v_r}{v_{obz.r} + a_r}. \quad (5.21)$$

При гауссовской аппроксимации огибающей на выходе устройства обработки принятого сигнала  $A_{s\text{obr}}(t)$  квадрат времени наблюдения меньше наименьшего из квадратов, составляющих

$$T_n^{-1} = T_N^{-1} + t_{\Delta r}^{-1} + t_{\Delta \theta}^{-1} + t_{\Delta \theta_{\perp}}^{-1} + t_{\Delta v}^{-1}. \quad (5.22)$$

При экспоненциальной аппроксимации огибающей  $A_{s\text{obr}}(t)$ , т. е. при

$$A_s(t) = \exp \left\{ -\frac{2|t - \tau_s|}{T_N} \right\} \exp \left\{ - \left[ \left( \frac{v_{obz.r} - v_{rs}}{\Delta r} \right) + \left( \frac{\Omega_a - \dot{\theta}_s}{\Delta \theta} \right) + \left( \frac{\Omega_{a\perp} - \dot{\theta}_{s\perp}}{\Delta \theta_{\perp}} \right) + \right. \right. \\ \left. \left. + \left( \frac{v_{obz} v_r - a_s}{\Delta v_r} \right) \right] \times |t - \tau_s| \right\} \quad (5.23)$$

выражение для времени наблюдения ОС имеет вид

$$T_n^{-1} = T_N^{-1} + t_{\Delta r}^{-1} + t_{\Delta \theta}^{-1} + t_{\Delta \theta_{\perp}}^{-1} + t_{\Delta v}^{-1}. \quad (5.24)$$

## 5.5 Корреляционная функция и энергетический спектр ОС

ОС представляет собой нестационарный случайный процесс. Его корреляционная функция

$$R_m(t_1, t_2) = \overline{m(t_1)m^*(t_2)} = \overline{M_s(t_1)M_s^*(t_2)U_L(t_1 - t_2)U_L^*(t_1 - t_2)} \times \\ \times e^{i(\omega_0 + \Omega_{DS})(t_1 - t_2)} = 2\sigma_s^2 r_s(t_1 - t_2)U_L(t_1 - t_2)U_L^*(t_1 - t_2)e^{i(\omega_0 + \Omega_{DS})(t_1 - t_2)} \quad (5.25)$$

зависит от начала отсчета реализации ОС, т. е. от  $t$ .

Напомним, что  $U_L(t - t_r) = A_s(t - \tau_s) \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_0(t - t_r - kT_r)$ . Энергетический спектр огибающей ОС, определенный как прямое преобразование Фурье от КФ, также зависит от  $t$ :

$$S_t(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_t(t_1, t_2) e^{-i\omega(t_1 - t_2)} d(t_1 - t_2) = \quad (5.26)$$



$$= 2\sigma_s^2 \int_{-\infty}^{\infty} r_s(t_1 - t_2) U_L(t_1 - t_2) U_L^*(t_1 - t_2) e^{-i(\omega - \omega_0 - \Omega_{DS})(t_1 - t_2)} d(t_1 - t_2).$$

Результат усреднения выражения (5.26) по  $t$ , с учетом того что в большинстве случаев справедливо допущение о несущественном изменении за  $T_r$  огибающей  $A_s(t - \tau_s)$  и нормированной КФ  $r_s(t_1 - t_2)$ , имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} S_m(\omega) &= \frac{1}{LT_0} \int_{-\infty}^{\infty} S_m(\omega, t) dt = \frac{2\sigma_s^2}{LT_0} \int_{-\infty}^{\infty} r_s(t_1 - t_2) A_s(t_1 - \tau_s) \times \\ &\times A_s(t_2 - \tau_s) \sum_{k,l=-\infty}^{\infty} U_0(t_1 - t_r - kT_r) U_0^*(t_1 - t_r - kT_r) \times \\ &\times e^{-i(\omega - \omega_0 - \Omega_{DS})(t_1 - t_2)} dt_1 d(t_1 - t_2) = \frac{2\sigma_s^2}{L} \sum_{k,l=-\infty}^{\infty} r_s[(k-l)T_r] \times \\ &\times A_s(kT_r - \tau_s) A_s(lT_r - \tau_s) e^{-i(\omega - \omega_0 - \Omega_{DS})(k-l)T_r} \cdot \frac{1}{T_0} \left| \int_{-\infty}^{\infty} U_0(t) e^{-i(\omega - \omega_0 - \Omega_{DS})t} dt \right|^2 = \\ &= 2\sigma_s^2 S_0(\omega - \omega_0 - \Omega_{DS}) S_{LS}[(\omega - \omega_0 - \Omega_{DS})T_r], \end{aligned} \quad (5.27)$$

где  $S_0(\omega)$  – энергетический спектр закона модуляции ЗС;

$L$  – эффективное число одиночных ОС в пределах длительности огибающей  $A_s(t)$ , равной  $T_L = \int_{-\infty}^{\infty} A_s^2(t) dt = LT_r$ ;

$S_{LS}(\omega T_r)$  – ЭС закона модуляции ограниченной флуктуирующей когерентной последовательности  $\delta$ -модулированных радиоимпульсов, определяющий межпериодную структуру ОС, который имеет вид

$$S_{LS}(\omega T_r) = \frac{1}{L} \sum_{k,l=-\infty}^{\infty} r_s[(k-l)T_r] A_s(kT_r - \tau_s) A_s(lT_r - \tau_s) e^{-i\omega(k-l)T_r}. \quad (5.28)$$

$\delta$ -модулированные радиоимпульсы, определяются по формуле

$$m_\delta(t) = E_s(t) e^{i\varphi_s} A_s(t - \tau_s) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_r) e^{i(\omega_0 - \Omega_{DS})t}. \quad (5.29)$$

ЭС  $S_{LS}(\omega T_r)$  является гребенчатым и представляет собой бесконечную последовательность расположенных вдоль оси  $2\pi f$  с интервалом, равным  $2\pi F_r$ , энергетических спектров флуктуирующей огибающей ОС  $M(t) = E_s(t) e^{i\varphi_s} A_s(t - \tau_s)$ :

$$S_{LS}(\omega T_r) = F_r \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_{LS}(\omega - 2\pi F_r k), \quad (5.30)$$

где  $S_{LS}(\omega)$  – ЭС комплексной огибающей ограниченной флуктуирующей последовательности ОС ( $S_{LS}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_S(\omega_1) S_L(\omega_1 - \omega) d\omega_1$ );

$S_S(\omega)$  – ЭС флуктуаций ОС (при отсутствии ограничений на длительность времени наблюдения);

$S_L(\omega)$  – ЭС регулярной огибающей ОС, возникающей за счет сканирования антенны ( $S_L(\omega) = \frac{1}{T_L} |G_L(\omega)|^2 = \frac{1}{T_L} \left| \int_{-\infty}^{\infty} A_s(t) e^{-i\omega t} dt \right|^2$ ).

## 5.6 Дискретное представление ОС. Многомерная плотность вероятности ОС

Статистические характеристики ОС определяются его комплексной огибающей  $M_s(t)$ . Наиболее полной характеристикой  $M_s(t)$ , которая необходима для решения задач синтеза и анализа устройств обработки РЛС, является многомерная плотность вероятности значений комплексной огибающей  $M_s(t)$ , взятых в дискретные моменты времени.

Рассмотрим физический смысл многомерной плотности вероятности (ПВ) на примере произвольного случайного процесса  $x(t)$  (рисунок 5.1).

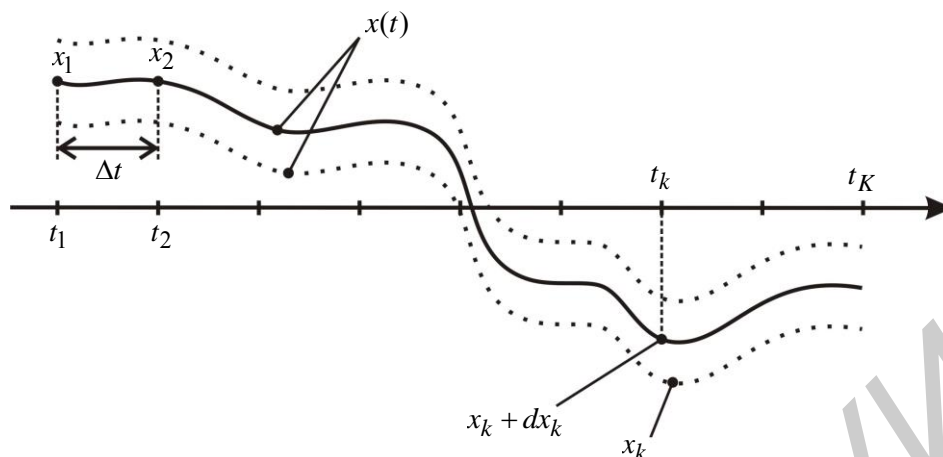


Рисунок 5.1 – Геометрическая интерпретация многомерной ПВ на примере произвольного случайного процесса  $x(t)$

Реализация  $x(t)$  может быть представлена совокупностью отсчетов  $x_1, x_2, \dots, x_k, k = \overline{1, k}$ , взятых в дискретные моменты времени  $(k \cdot \Delta t)$ ,  $k = \overline{1, k}$  с интервалом дискретизации процесса  $\Delta t$ .

Такая совокупность  $\{x_k, k = \overline{1, k}\}$  характеризуется многомерной плотностью вероятности  $p(x_1, x_2, \dots, x_k)$ .

Произведение  $p(x_1, x_2, \dots, x_k) dx_1 dx_2 \dots dx_k$  ( $x_k$  – для конкретного значения  $x_1, x_2, \dots, x_k$ ) характеризует совместную вероятность того, что значения отсчетов случайного процесса будут лежать в интервалах

$$x_1 \rightarrow [x_1; x_1 + dx_1],$$

$$x_2 \rightarrow [x_2; x_2 + dx_2],$$

...

$$x_k \rightarrow [x_k; x_k + dx_k],$$

т. е.

$$x_1 < x(t_1) < x_1 + dx_1,$$

$$x_2 < x(t_2) < x_2 + dx_2,$$

...

$$x_k < x(t_k) < x_k + dx_k.$$

Следовательно, произведение  $p(x_1, x_2, \dots, x_k) dx_1 dx_2 \dots dx_k$  является вероятностью попадания случайного процесса на «дорожку», определенную дискретными значениями  $x_1, x_2, \dots, x_k$ .

В каждом зондировании цели ОС является продуктом случайного сочетания сигналов, отраженных от областей локального отражения цели. Кроме того, на ОС влияют и многие другие случайные факторы (турбулентность атмосферы, интерференция сигналов, ракурс цели, параметры РЛС).

Поэтому можно полагать, что ОС является нормальным случайным процессом, который характеризуется многомерной плотностью вероятности комплексной огибающей  $M_s(t)$ :

$$p(M_1, M_1^*, \dots, M_k, M_k^*) = \frac{1}{(2\pi)^k \det \|R_{kl}^M\|} \exp(-\sum_{k,l=1}^k Q_{kl}^M M_k M_l^*), \quad (5.31)$$

где  $\|R_{kl}^M\|$  – ковариационная матрица дискретных значений  $M_s(k\Delta t)$ ,  $k = \overline{1, k}$ , элементы которой  $R_{kl}^M = \overline{M_k M_l^*} = R_M[(k-l)\Delta t] = 2\tau_s^2 r_s[(k-l)\Delta t]$ , причем  $M_k = M_s(k \cdot \Delta t)$ ,  $M_l = M_s(l \cdot \Delta t)$ ;

$r_s[(k-l)\Delta t]$  – дискретные значения нормированной корреляционной функции флуктуации ОС при  $\tau = (k-l)\Delta t$ ;

$Q_{kl}^M$  –  $k$ -й и  $l$ -й элементы матрицы  $\|Q_{kl}^M\| = \|R_{kl}^M\|^{-1}$ , обратные ковариационной матрице;

$\det \|R_{kl}^M\|$  – определитель матрицы  $\|R_{kl}^M\|$ .

### Пример

Пусть  $r_s(\tau) = \exp(-\frac{|\tau|}{\tau_s})$  и  $\Delta t = T_r$ .

Определение совместного распределения вероятности амплитуды  $E_s$  и фазы  $\varphi_s$  связано с функциональным преобразованием:  $(M_1, M_1^*) \rightarrow (E_s, \varphi_s)$ .

С учетом того что  $M_1 = E_s \cdot e^{i\varphi_s}$ , якобиан преобразования имеет вид

$$\left| \frac{\partial(M_1, M_1^*)}{\partial(E_s, \varphi_s)} \right| = \begin{vmatrix} \frac{\partial M_1}{\partial E_s} & \frac{\partial M_1^*}{\partial E_s} \\ \frac{\partial M_1}{\partial \varphi_s} & \frac{\partial M_1^*}{\partial \varphi_s} \end{vmatrix} = 2E_s. \quad (5.32)$$

Поэтому совместная плотность вероятности  $E_s$  и  $\varphi_s$  равна

$$p(E_s, \varphi_s) = p(M_1, M_1^*) \left| \frac{\partial(M_1, M_1^*)}{\partial(E_s, \varphi_s)} \right| = \frac{E_s}{2\pi\sigma_s^2} \exp\left(-\frac{E_s^2}{2\sigma_s^2}\right). \quad (5.33)$$

С учетом того что  $E_s$  является положительной величиной в диапазоне  $[0; +\infty]$ , находим одномерное распределение фазы ОС:

$$p(\varphi_s) = \int_0^\infty p(E_s, \varphi_s) dE_s = \int_0^\infty \frac{1}{2\pi} \exp\left(-\frac{E_s^2}{2\sigma_s^2}\right) d\left(\frac{E_s^2}{2\sigma_s^2}\right) = \frac{1}{2\pi}. \quad (5.34)$$

Распределение  $p(\varphi_s)$  является равномерным (рисунок 5.2).

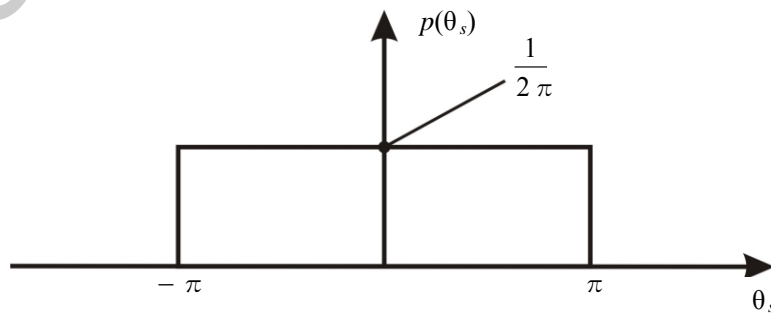


Рисунок 5.2 – Пример равномерного распределения фазы ОС

С учетом того что  $\varphi_s$  лежит в пределах  $[-\pi; \pi]$ , находим одномерную плотность вероятности (распределение) амплитуды ОС:

$$p(E_s) = \int_{-\pi}^{\pi} p(E_s, \varphi_s) d\varphi_s = \frac{E_s}{\sigma_s^2} \exp\left(-\frac{E_s^2}{2\sigma_s^2}\right), E_s \geq 0. \quad (5.35)$$

Распределение  $p(E_s)$  является рэлеевским (рисунок 5.3).

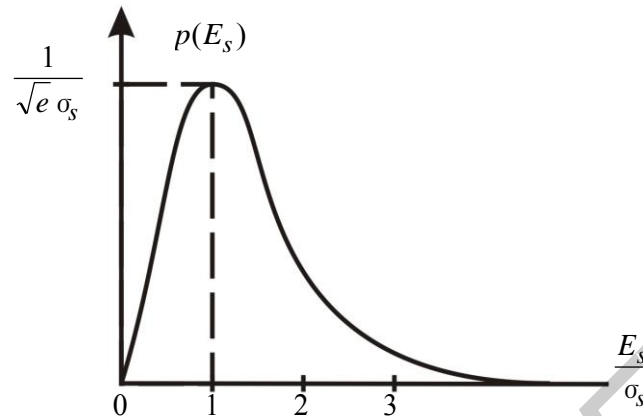


Рисунок 5.3 – Рэлеевское распределение амплитуды ОС

### 5.7 Пространственно-временная структура ОС

ОС образуется в результате вторичного излучения цели, источником которого она становится под действием ЗС. ОС определяется как часть вторичного излучения цели, ограниченная размерами раскрыва приемной антенны РЛС. ЗС в дальней зоне у цели имеет пространственную структуру, практически не отличающуюся от пространственной структуры плоской монохроматической волны.

Далее описание ОС и анализ его характеристик в основном дается для задач обнаружения целей, измерения их координат и параметров движения. В этих задачах в качестве объектов радиолокационного наблюдения рассматриваются сосредоточенные цели, размеры которых намного меньше соответствующих размеров разрешаемого объема. Реальная сосредоточенная цель по закономерностям вторичного излучения представляет собой совокупность элементарных вторичных излучателей, в роли которых выступают «блестящие» точки (области локального отражения) на ее поверхности.

Сигнал, отраженный от такой цели, формируется как сумма отраженных сигналов от областей локального отражения. Будучи волновым процессом, он имеет пространственно-временную структуру  $m(t, x, y, z)$ .

В большинстве случаев ОС, как и ЗС, РЛС является сравнительно узкополосным с шириной спектра, существенно меньшей частоты несущего колебания, а протяженности раскрыва антенны  $L_{RP\Gamma U}$  сравнительно невелики. В этих случаях удастся разделить пространственно-временную структуру ОС на независимые пространственную  $m(t, x, y, z)$  и временную  $m(t)$  структуры, полагая, что

$$m(t, x, y, z) = m(x, y, z)m(t). \quad (5.36)$$

Условие такого разделения имеет вид

$$\frac{\Delta f_0}{f_{0m}} \leq \frac{\lambda}{L_{RPrU}} \frac{\Delta \varphi_{dop}}{2\pi}. \quad (5.37)$$

Доказательство аналогично доказательству условия разделения для ЗС.

## 5.8 Совместные и одномерные распределения вероятности квадратурных составляющих ОС

Рассмотрим плотность вероятности одного отсчета  $M_1$ , который характеризуется собственно отсчетом  $M_1$  и его комплексно-сопряженным значением  $M_1^*$ :

$$p(M_1, M_1^*) = \frac{1}{2\pi \cdot 2\sigma_s^2} \exp\left(-\frac{M_1 M_1^*}{2\sigma_s^2}\right), \quad (5.38)$$

причем

$$R_{kl}^M = R_{11}^M = \overline{M_1 M_1^*} = 2\sigma_s^2, \quad (5.39)$$

$$\det\|R_{11}^M\| = 2\sigma_s^2, \quad (5.40)$$

$$Q_{kl}^M = Q_{11}^M = \frac{1}{2\sigma_s^2}. \quad (5.41)$$

Рассмотрим совместное распределение вероятности квадратурных составляющих  $x_m$  и  $y_m$  комплексной огибающей  $M_s(t)$  отраженного сигнала. Поиск  $p(x_m, y_m)$  связан с функциональным преобразованием  $(M_1, M_1^*) \rightarrow (x_m, y_m)$ .

С учетом того что  $M_1 = x_m + iy_m$ ,  $M_1^* = x_m - iy_m$ , якобиан такого преобразования равен

$$\left| \frac{\partial(M_1, M_1^*)}{\partial(x_m, y_m)} \right| = \begin{vmatrix} \frac{\partial M_1}{\partial x_m} & \frac{\partial M_1^*}{\partial x_m} \\ \frac{\partial M_1}{\partial y_m} & \frac{\partial M_1^*}{\partial y_m} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ i & -i \end{vmatrix} = |-i - i| = |-2i| = 2. \quad (5.42)$$

С учетом этого получаем

$$p(x_m, y_m) = p(M_1, M_1^*) \left| \frac{\partial(M_1, M_1^*)}{\partial(x_m, y_m)} \right| = \frac{E_s}{2\pi\sigma_s^2} \exp\left(-\frac{x_m^2 + y_m^2}{2\sigma_s^2}\right). \quad (5.43)$$

Распределение  $p(x_m, y_m)$  имеет колоколообразный вид. Так как  $\overline{x_m, y_m} = 0$ , то  $x_m$  и  $y_m$  являются некоррелированными  $(\vec{x}_m \cdot \vec{y}_m = |\vec{x}_m| \cdot |\vec{y}_m| \cdot \cos 90^\circ = 0)$ .

Поэтому плотность  $p(x_m, y_m)$  можно представить произведением одномерных плотностей  $p(x_m)$  и  $p(y_m)$ :

$$p(x_m, y_m) = p(x_m) \cdot p(y_m), \quad (5.44)$$

где 
$$p(x_m) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_s} \exp\left(-\frac{x_m^2}{2\sigma_s^2}\right), \quad (5.45)$$

$$p(y_m) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_s} \exp\left(-\frac{y_m^2}{2\sigma_s^2}\right). \quad (5.46)$$

Сопоставляя выражения  $p(E_s, \varphi_s)$ ,  $p(E_s)$ ,  $p(\varphi_s)$ , находим что  $p(E_s, \varphi_s) = p(E_s) \cdot p(\varphi_s)$ .

Это свидетельствует о независимости мгновенных значений амплитуды  $E_s$  и фазы  $\varphi_s$  для одного и того же момента времени.

Мгновенная мощность ОС определяется по формуле

$$P_s = \frac{1}{2} E_s^2 \quad (5.47)$$

и имеет экспоненциальное распределение

$$p(P_s) = \frac{1}{\sigma_s^2} \exp\left(-\frac{P_s}{\sigma_s^2}\right), P_s \geq 0. \quad (5.48)$$

Среднее значение (математическое описание) мгновенной мощности и имеет вид

$$\bar{P}_s = \int_0^{\infty} P_s \cdot p(p_s) dP_s = \int_0^{\infty} \frac{P_s}{\sigma_s^2} \exp\left(-\frac{P_s}{\sigma_s^2}\right) dP_s = \sigma_s^2. \quad (5.49)$$

Библиотека БГУИР

## 6 РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ФОН

### 6.1 Внутренние шумы радиоприемного устройства и активная шумовая помеха

Спектральная плотность шумов складывается из спектральных плотностей внутренних  $N_0$  и внешних  $N_a$  шумов:

$$N_{0\Sigma} = N_0 + N_a. \quad (6.1)$$

Спектральная плотность внутренних шумов радиоприемного устройства определяется его коэффициентом шума  $k_{sh}$ :

$$N_0 = kTk_{sh}, \quad (6.2)$$

где  $k$  – постоянная Больцмана ( $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Вт · с/град);

$T$  – температура РПрУ в градусах по шкале Кельвина (нуль (абсолютный нуль) по шкале Кельвина составляет 273 градуса по шкале Цельсия).

Внешними шумами в основном являются активные шумовые помехи, создаваемые внешним постановщиком помех по главному или боковым лепесткам ДНА РЛС (рисунок 6.1).

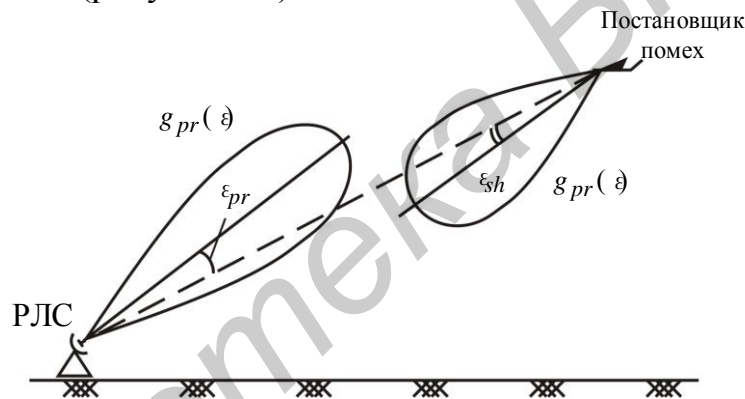


Рисунок 6.1 – Пояснение мощности внешних шумов на входе приемника РЛС (угломестная плоскость)

Мощность АШП на входе приемника (на выходе приемной антенны РЛС) определяется произведением плотности потока мощности шума у РЛС ( $P_{shpr}$ ) и эффективной площади раскрытия приемной антенны ( $S_a$ ) РЛС с учетом отклонения диаграмм направленности антенн постановщика помехи  $g_{sh}(\beta, \epsilon)$  и РЛС  $g_{pr}(\beta, \epsilon)$  от линии «РЛС – постановщик» по азимуту ( $\beta_{sh}, \beta_{pr}$ ) и углу места ( $\epsilon_{sh}, \epsilon_{pr}$ ) (см. рисунок 6.1):

$$P_{shpr} = P_{sh} S_a, \quad (6.3)$$

где 
$$P_{shpr} = \frac{P_{sh} G_{sh}}{4\pi r_{sh}^2} g_{sh}^2(\beta_{sh}, \epsilon_{sh}), \quad (6.4)$$

$$S_a = \frac{\lambda^2 G_{RPrU}}{4\pi} g_{pr}^2(\beta_{pr}, \epsilon_{pr}), \quad (6.5)$$

где  $P_{sh}$  – мощность активной шумовой помехи постановщика;

$G_{sh}$  – коэффициент усиления антенны постановщика;

$r_{sh}$  – расстояние от РЛС до постановщика.

В итоге спектральная плотность АШП на входе приемника РЛС определяется выражением

$$N_a = \frac{P_{shpr}}{\Delta f_{sh}} = \frac{N_{sh}G_{sh}}{4\pi r_{sh}^2} \cdot \frac{\lambda^2 G_{RPrU}}{4\pi} \cdot g_{sh}^2(\beta_{sh}, \varepsilon_{sh}) \cdot g_{pr}^2(\beta_{pr}, \varepsilon_{pr}), \quad (6.6)$$

где  $N_{sh}$  – спектральная плотность мощности шумовой помехи постановщика ( $N_{sh} = P_{sh}/\Delta f_{sh}$ ).

Рассмотрим два частных случая:

1. АШП ставится по главному лепестку ДНА РЛС (постановщик АШП в главном лепестке ДНА РЛС). При этом (без учета интерференционного влияния земли)

$$N_a = \frac{N_{sh}G_{sh}G_{RPrU}\lambda^2}{(4\pi)^2 r_{sh}^2}. \quad (6.7)$$

2. АШП ставится по боковым лепесткам ДНА РЛС (постановщик АШП вне главного лепестка ДНА РЛС). При этом

$$N_a = N_{a\text{бок}} = \frac{N_{sh}G_{sh}G_{RPrU}\lambda^2}{(4\pi)^2 r_{sh}^2} \eta_{RC}, \quad (6.8)$$

где  $\eta_{RC}$  – уровень боковых лепестков ДНА РЛС на прием по мощности.

## 6.2 Мешающие отражения от поверхностно и объемно распределенных отражателей

Мешающие отражения создаются объемно и поверхностно распределенными отражателями. К объемно распределенным отражателям относятся гидрометеоры, облака дипольных отражателей. Поверхностно распределенными отражателями являются отражатели, расположенные на поверхности суши и воды. Распределенные отражатели характеризуются хаотическим расположением и ориентацией относительно друг друга и РЛС. Совокупности распределенных отражателей обычно занимают много разрешаемых объемов.

### 6.2.1 Временная структура мешающих отражений

В качестве модели временной структуры мешающих отражений (МО) рассматривают временную структуру суммы отраженных сигналов от  $K$  мешающих отражателей, попадающих на вход приемной антенны РЛС по основному или боковым лепесткам ДНА:

$$n(t) = \sum_k n_k(t). \quad (6.9)$$



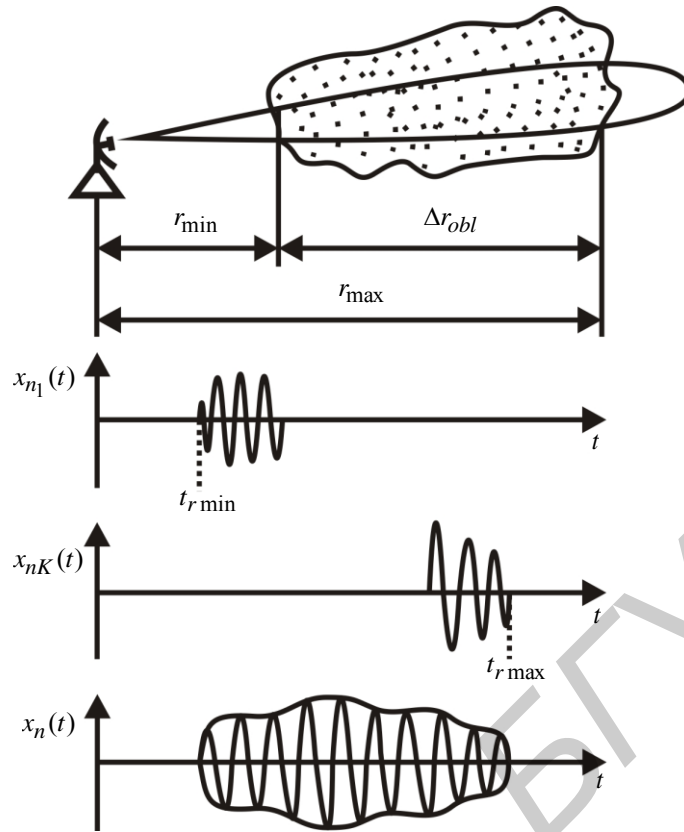


Рисунок 6.2 – Пояснение к формированию сигналов МО

Отраженный сигнал  $n_k(t)$  от  $k$ -го отражателя, расположенного на расстоянии  $r_k$  от РЛС, сохраняет внутрипериодную структуру зондирующего сигнала – ППРИ (т. к. отражатель является точечным), запаздывает на  $t_{rk} = \frac{2r_k}{c}$ , смещается по частоте относительно зондирующего сигнала на  $\Omega_{Dk} = 2\pi \frac{2V_{rk}}{\lambda} = \frac{4\pi}{\lambda} V_{rk}$ , имеет изменяющуюся во времени амплитуду  $E_k(t)$  и  $\varphi_k(t)$ :

$$n_k(t) = E_k(t) e^{i\varphi_k(t)} A_p(t - \tau_k) \sum_{-\infty}^{\infty} U_0(t - t_{rk} - kT_r) \cdot e^{i(\omega_0 + \Omega_{Dk})t}, \quad (6.10)$$

где  $A_p(t - \tau_k)$ ,  $\tau_k$  – огибающая последовательности одиночных отраженных сигналов от  $k$ -го отражателя и время ее запаздывания от момента начала просмотра зоны действия РЛС.

Радиальный и угловые размеры облака мешающих отражателей намного больше размеров разрешаемого объема по дальности ( $\Delta r_{obl} \gg \Delta r$ ) и по меньшей мере по одной из угловых координат ( $\Delta Q_{obl} \gg \Delta Q$ ). Вследствие этого суммарные мешающие отражения имеют «размытую» случайной формы внутрипериодную структуру, случайным образом изменяющуюся от периода к периоду повторения:

$$\begin{aligned} n(t) = \sum_k n_k(t) &= \sum_k E_k(t) e^{i[\varphi_k(t) + \delta\Omega_{Dk}t]} \cdot A_p(t - \tau_k) \times & (6.11) \\ &\times \sum_{-\infty}^{\infty} U_0(t - t_{rk} - kT_r) \times e^{i[\omega_0 + \Omega_{Dk} + \Delta\Omega_{DP}(t)]t} = \sum_k N_k(t) \cdot U_L(t - t_{rk}) \times \\ &\times e^{i(\omega_0 + \Omega_{DP})t} = N(t) \cdot e^{i(\omega_0 + \Omega_{DP})t} = E_P(t) \cdot e^{i\varphi_P(t)} \cdot e^{i(\omega_0 + \Omega_{DP})t}, \end{aligned}$$

где  $N(t)$ ,  $E_P(t)$ ,  $\varphi_P(t)$  – комплексные, амплитудные и фазовые флуктуации мешающих отражений;

$\Omega_{DP}$  – средняя частота Доплера для мешающих отражателей, движущихся в облаке со средней скоростью ветра  $\overline{V_V}$  ( $\Omega_{DP} = 2\pi \frac{2\overline{V_V}}{\lambda}$ );

$\delta\Omega_{Dk}$  – отклонение частоты Доплера отраженного сигнала от  $k$ -го отражателя от средней частоты Доплера  $\Omega_{DP}$ , обусловленное хаотическим перемещением отражателей в облаке ( $\delta\Omega_{Dk} = 2\pi \frac{2\delta V_{rk}}{\lambda}$ );

$\Delta\Omega_{DP}(t)$  – флуктуации частоты Доплера мешающих отражений относительно средней частоты Доплера  $\Omega_{DP}$ , обусловленные порывами ветра  $\Delta V_V(t)$  ( $\Delta\Omega_{DP}(t) = 2\pi \frac{2\Delta V_V(t)}{\lambda}$ ).

В отличие от полезного сигнала, отраженного от сосредоточенной цели, модель мешающих отражений не может быть представлена произведением комплексной огибающей и комплексного закона модуляции ЗС, т. к. мешающие отражатели являются распределенными.

### 6.2.2 Корреляционная функция мешающих отражений

В соответствии с определением корреляционная функция МО описывается выражением

$$R_p(\tau) = \frac{1}{LT_0} \int_{-\infty}^{+\infty} \overline{n(t)n^*(t-\tau)} dt = \quad (6.12)$$

$$= \frac{1}{LT_0} \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{k,\lambda} \overline{N_k(t)N_\lambda^*(t-\tau)} \cdot U_L(t-t_{rk}) \cdot U_N^*(t-t_{r\lambda}-\tau) dt \cdot e^{i(\omega_0+\Omega_{DP})\tau},$$

где  $L$  – число одиночных отраженных сигналов от мешающих отражателей, укладываемых в эффективной длительности огибающей  $A_p(t)$ ;

$U_L(t)$  – закон модуляции отраженной последовательности  $L$  одиночных сигналов ( $U_L(t) = A_p(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_0(t-kT_r)$ ).

Так как сигналы, отраженные от мешающих отражателей, находящихся в разных участках, статистически независимы, то

$$\overline{N_k(t)N_\lambda^*(t-\tau)} = \begin{cases} \overline{N_k(t)N_\lambda^*(t-\tau)} = \overline{E_k^2(t)} \cdot r_p(\tau), & k = \lambda; \\ 0, & k \neq \lambda. \end{cases} \quad (6.13)$$

С учетом этого получим

$$R_p(\tau) = \frac{1}{LT_0} \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_k \overline{E_k^2(t)} \cdot U_L(t-t_{rk}) \times \quad (6.14)$$

$$\times U_L^*(t-t_{rk}-\tau) dt \cdot r_p(\tau) \cdot e^{i(\omega_0+\Omega_{DP})\tau},$$

где  $r_p(\tau)$  – нормированная корреляционная функция флуктуационной помехи от совокупности элементарных отражателей, находящихся в пределах любого  $k$ -го участка пространства отражателей.

Умножим и разделим правую часть последнего выражения на величину  $\delta t_r$ , соответствующую радиальной протяженности  $\delta_r$  одного участка равноудаленных отражателей:

$$R_p(\tau) = \frac{1}{LT_0} \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_k \overline{\frac{E_k^2(t)}{\delta t_r}} \cdot U_L(t - t_{rk}) \times \quad (6.15)$$

$$\times U_L^*(t - t_{rk} - \tau) \cdot \delta t_r dt \cdot r_p(\tau) \cdot e^{i(\omega_0 + \Omega_{DP})\tau}.$$

Отношение  $\frac{E_k^2(t)}{\delta t_r}$  можно интерпретировать как удвоенную радиально-временную плотность мощности  $k$ -го участка мешающих отражений  $\rho_k$ :

$$\frac{E_k^2(t)}{\delta t_r} = 2\rho_k. \quad (6.16)$$

В пределе при  $\delta t_r \rightarrow 0$  сумму по индексу  $k$  можно представить интегралом

$$\lim_{\delta t_r \rightarrow 0} \sum_k 2\rho_k U_L(t - t_{rk}) U_L^*(t - t_{rk} - \tau) dt_r = \quad (6.17)$$

$$= 2 \int_{t_{rmin}}^{t_{rmax}} \rho(t_r) U_L(t - t_r) U_L^*(t - t_r - \tau) dt_r,$$

где  $t_{rmin}$ ,  $t_{rmax}$  – минимальное и максимальное время запаздывания, соответствующее ближней и дальней границе области рассеивающих отражателей в пределах главного лепестка диаграммы направленности антенны;

$\rho(t_r)$  – радиально-временная плотность мощности мешающих отражений.

В итоге корреляционная функция мешающих отражений описывается выражением

$$R_p(\tau) = \frac{2}{LT_0} \int_{t_{rmin}}^{t_{rmax}} \rho(t_r) U_L(t - t_r) U_L^*(t - t_r - \tau) \delta t_r dt \cdot r_p(\tau) \cdot e^{i(\omega_0 + \Omega_{DP})\tau} = \quad (6.18)$$

$$= 2\sigma_p^2 r_p(\tau) \cdot C_L(\tau) \cdot e^{i(\omega_0 + \Omega_{DP})\tau},$$

где  $C_L(\tau)$  – нормированная корреляционная функция закона модуляции ограниченной последовательности (пачки) одиночных сигналов

$$(C_L(\tau) = \frac{1}{LT_0} \int_{-\infty}^{+\infty} U_L(t - t_r) \cdot U_N^*(t - t_r - \tau) dt);$$

$\sigma_p^2$  – мощность мешающих отражений ( $\sigma_p^2 = \frac{1}{LT_0} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{t_{rmin}}^{t_{rmax}} \rho(t_r) \times |U_L(t - t_r)|^2 dt_r dt$ ).

Заметим, что в общем случае в пределах области мешающих отражений может укладываться несколько интервалов однозначного измерения дальности (рисунок 6.3), соответствующих периоду повторения  $T_r$  ЗС, и мощности МО от этих областей будут складываться в одном и том же элементе разрешения по дальности, соответствующем дальности  $r_0$ , для которого получаем корреляционную функцию.

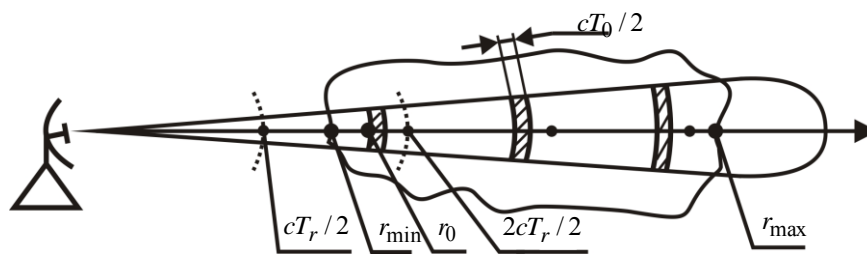


Рисунок 6.3 – Пояснение сбора сигналов МО различных периодов повторения

Соответствующая интерпретация во временной области имеет вид, представленный на рисунке 6.4.

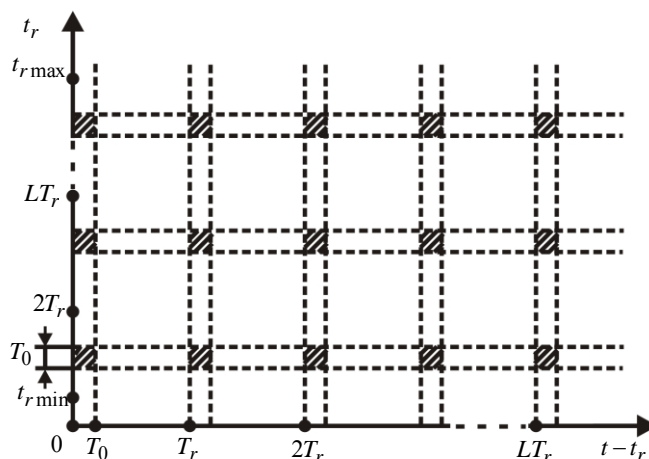


Рисунок 6.4 – Интерпретация временной области сбора сигналов МО различных периодов повторения

Заштрихованными участками показана область интегрирования при определении мощности мешающих отражений, при этом огибающую последовательности одиночных сигналов полагаем прямоугольной (это выполняется в случае, если  $(t_{r_{\max}} - t_{r_{\min}}) \ll NT_r$ ,  $\Delta r_{obl} \ll \frac{cNT_r}{2}$ , т. к. происходит накопление МО).

Из рисунка 6.3 следует, что выражение для мощности МО может быть преобразовано к виду

$$\sigma_P^2 = \int_{t_{r_{\min}}}^{t_{r_{\max}}} \rho(t_r) \sum_{k=1}^M |U_0(t_r - t_{r_0} - (k-1)T_r)|^2 dt_r, \quad (6.19)$$

где  $M$  – число интервалов однозначного измерения дальности в пределах радиальной протяженности области отражений

$$M = \frac{\Delta r_{obr}}{\frac{cT_r}{2}} = \frac{t_{r_{\max}} - t_{r_{\min}}}{T_r}, \quad (6.20)$$

$t_{r_0}$  – время запаздывания отражений для анализируемого элемента разрешения по дальности внутри интервала однозначного определения дальности.

Следовательно, мощность МО является в общем случае результатом суммирования отдельных сигналов от элементарных отражателей вдоль всей протяженности области отражателей. Причем в пределах каждого интервала однозначного измерения дальности протяженность интервала «сбора» определяется длительностью одиночного сигнала  $T_0$ .

Пример корреляционной функции для случая ЗС в виде ограниченной когерентной последовательности ППРИ и  $r_p(\tau)$  экспоненциальной формы имеет вид, представленный на рисунке 6.5.

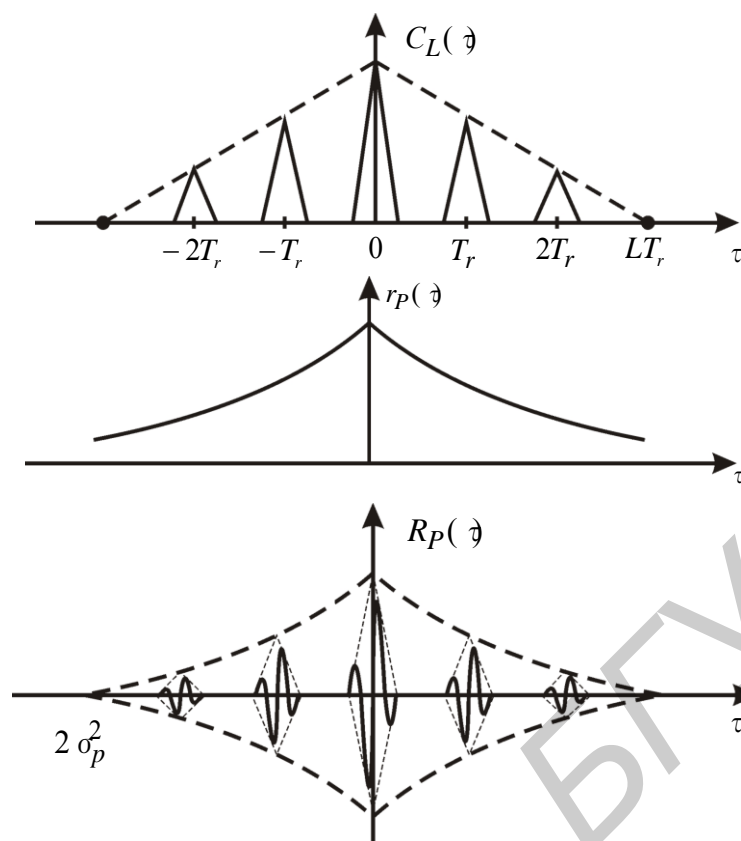


Рисунок 6.5 – Корреляционная функция ограниченной последовательности ППРИ, корреляционная функция флуктуаций МО и корреляционная функция МО

### 6.2.3 Флуктуации мешающих отражений

У мешающих отражений флуктуации можно разделить на внутрипериодные и междупериодные.

Внутрипериодные флуктуации представлены случайной внутрипериодной структурой МО, обусловленной тем, что МО являются распределенными. Ширина спектра таких флуктуаций равна ширине спектра одиночного зондирующего сигнала  $\Delta f_0$ , а время корреляции  $\tau_0 = \frac{1}{2\Delta f_0}$ .

Междупериодные флуктуации МО обусловлены:

- хаотическим перемещением отражателей относительно РЛС;
- обновлением состава отражателей в просматриваемом РЛС разрешаемого объема за счет относительного перемещения анализируемого объема и облака отражателей;
- флуктуациями скорости ветра, обусловленными его порывами.

*Хаотическое перемещение мешающих отражателей относительно РЛС, например, под действием турбулентности атмосферы, приводит к случайным изменениям амплитуд и фаз отраженных от них сигналов и, следовательно, к междупериодным флуктуациям МО с практически стационарными параметрами. Нормированная корреляционная функция таких флуктуаций  $r_p(\tau)$  может иметь форму от экспоненциальной*

$$r_p(\tau) = \exp\left(-\frac{|\tau|}{\tau_p}\right) \quad (6.21)$$

до гауссовой

$$r_p(\tau) = \exp\left(-\frac{\pi \tau^2}{4 \tau_p^2}\right), \quad (6.22)$$

где  $\tau_p$  – время корреляции флуктуаций, составляющее на практике единицы (десятки) миллисекунд ( $\tau_p = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} r_p(\tau) d\tau$ ).

Соответствующий нормированной корреляционной функции  $r_p(\tau)$  энергетический спектр флуктуаций

$$S_p(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} r_p(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau \quad (6.23)$$

имеет форму от резонансной кривой

$$S_p(\omega) = \frac{1}{\Delta f_p} \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{2\Delta f_p}\right)^2} \quad (6.24)$$

до гауссовой

$$S_p(\omega) = \frac{1}{\Delta f_p} \exp\left(-\frac{\omega^2}{4\pi\Delta f_p^2}\right). \quad (6.25)$$

Ширина спектра флуктуаций составит  $\Delta f_p = \frac{1}{2\tau_p}$  (обычно от единиц до сотен герцев).

В просматриваемом РЛС разрешаемом объеме, перемещающемся относительно облака отражателей, происходит непрерывное обновление отражателей. Это приводит к случайным изменениям от периода к периоду повторения внутрипериодной структуры мешающих отражений и, соответственно, нестационарным междупериодным флуктуациям. Соответствующая усредненная во времени нормированная корреляционная функция чаще всего имеет форму, близкую к гауссовой:

$$r_L(\tau) = \exp\left(-\frac{\pi \tau^2}{4 \tau_L^2}\right). \quad (6.26)$$

Удвоенное время корреляции флуктуаций  $2\tau_L = \int_{-\infty}^{\infty} r_L(\tau) d\tau$  совпадает с временем полного обновления состава наблюдаемых РЛС мешающих отражений и определяется аналогично времени наблюдения отраженного сигнала от сосредоточенной цели. При гауссовой и экспоненциальной аппроксимации огибающей МО на выходе устройства обработки удвоенное время корреляции ( $2\tau_L$ ) определяется соответственно выражениями

$$(2\tau_L)^{-2} = T_N^{-2} + t_{\Delta r_p}^{-2} + t_{\Delta V_p}^{-2} + t_{\Delta \theta_p}^{-2} + t_{\Delta \theta_{\perp p}}^{-2}, \quad (6.27)$$

$$(2\tau_L)^{-1} = T_N^{-1} + t_{\Delta r_p}^{-1} + t_{\Delta V_p}^{-1} + t_{\Delta \theta_p}^{-1} + t_{\Delta \theta_{\perp p}}^{-1}, \quad (6.28)$$

где  $t_{\Delta r_p}$ ,  $t_{\Delta \theta_p}$ ,  $t_{\Delta \theta_{\perp p}}$ ,  $t_{\Delta V_p}$  – времена пребывания мешающих отражений в интервалах разрешения по дальности, угловым координатам и скорости

$$(t_{\Delta r_p} = \frac{r_p}{V_{obz.r} + \bar{V}_V}, t_{\Delta \theta_p} = \frac{r_p}{\Omega_a + \bar{\dot{\theta}}_p}, t_{\Delta \theta_{\perp p}} = \frac{\Delta \theta_{\perp}}{\Omega_{a\perp} + \bar{\dot{\theta}}_{p\perp}}, t_{\Delta V_p} = \frac{\Delta V}{V_{obz.V_r} + \bar{a}_V});$$

$\bar{V}_V$ ,  $\bar{\dot{\theta}}_p$ ,  $\bar{\dot{\theta}}_{p\perp}$ ,  $\bar{a}_V$  – средние скорости и радиальное ускорение облака мешающих отражателей, перемещающегося под действием ветра.

Гауссовой нормированной корреляционной функции  $r_L(\tau)$  соответствует гауссов энергетический спектр:

$$S_L(\omega) = \frac{1}{\Delta f_L} \exp\left(-\frac{\omega^2}{4\pi\Delta f_L^2}\right) \quad (6.29)$$

с шириной

$$\Delta f_p = \frac{1}{2\tau_p}. \quad (6.30)$$

**Флуктуации, обусловленные порывами ветра  $\Delta V_V(t)$** , являются нормированным стационарным случайным процессом. Порождаемые флуктуации мешающих отражений

$$N_V(t) = e^{i\Delta\Omega_{DP}(t)\cdot t} = \exp\left(i\frac{4\pi}{\lambda}\Delta V_V(t)\cdot t\right) \quad (6.31)$$

характеризуются гауссовой нормированной корреляционной функцией

$$r_V(\tau) = \overline{N_V(t)N_V^*(t-\tau)} = \int_{-\infty}^{\infty} p(\Delta V_V) \exp\left(i\frac{4\pi}{\lambda}\Delta V_V\tau\right) d(\Delta V_V) = \exp\left(-\frac{\pi}{4}\frac{\tau^2}{\tau_V^2}\right) \quad (6.32)$$

и гауссовым энергетическим спектром

$$S_V(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} r_V(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau = \frac{1}{\Delta f_V} \exp\left\{-\frac{\omega^2}{4\pi\Delta f_V^2}\right\}, \quad (6.33)$$

где  $p(\Delta V_V)$  – нормальная одномерная плотность вероятности флуктуаций скорости ветра ( $p(\Delta V_V) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_V} \exp\left\{-\frac{\Delta V_V^2}{2\sigma_V^2}\right\}$ );

$\sigma_V$  – среднеквадратичное отклонение скорости ветра;

$\tau_V, \Delta f_V$  – время корреляции и ширина спектра флуктуаций МО за счет порывов ветра ( $\tau_V = \frac{\lambda}{\sigma_V}, \Delta f_V = \frac{1}{\tau_V} = \frac{5\sigma_V}{\lambda}$ ).

При определении нормированной корреляционной функции  $r_V(\tau)$  медленно флуктуирующая скорость ветра за сравнительно малое время наблюдения отраженного сигнала и, следовательно, мешающих отражений принята постоянной случайной величиной:

$$\Delta V_V(t) = \Delta V_V = \text{const}. \quad (6.34)$$

Междупериодные флуктуации мешающих отражений, обусловленные тремя рассмотренными причинами, которые статически независимы и объединяются мультипликативно, описываются нормированной корреляционной функцией суммарных флуктуаций  $r_{LP}(\tau)$ , которая равна произведению нормированных корреляционных функций:

$$r_{LP}(\tau) = r_P(\tau)r_L(\tau)r_V(\tau). \quad (6.35)$$

Соответствующий энергетический спектр

$$S_{LP}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} r_{LP}(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau,$$

как показывают экспериментальные исследования, допускает аппроксимацию вида

$$S_{LP}(\omega) = \frac{1}{\Delta f_{LP}} \frac{1}{\left\{1 + \left(\frac{\omega}{2\Delta f_{LP}(2m-3)!!}\right)^2\right\}^m}, \quad (6.36)$$

где  $(2m-2)!! = 2 \cdot 4 \cdot 6 \cdot 8 \dots (2m-2)$ ,  $(2m-3)!! = 1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 7 \dots (2m-3)$ .

При параметрах этой аппроксимации  $m = 1$ ,  $m = 2$  и  $m \gg 1$  имеет место, соответственно резонансный энергетический спектр

$$S_{LP}(\omega) = \frac{1}{\Delta f_{LP}} \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{2\pi\Delta f_{LP}}\right)^2}, \quad (6.37)$$

двойной резонансный спектр

$$S_{LP}(\omega) = \frac{1}{\Delta f_{LP}} \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{\omega}{2\pi\Delta f_{LP}}\right)^2\right]^2} \quad (6.38)$$

и гауссов спектр

$$S_{LP}(\omega) = \frac{1}{\Delta f_{LP}} \exp\left\{-\frac{\omega^2}{4\pi\Delta f_{LP}^2}\right\}. \quad (6.39)$$

Этим спектрам соответствуют следующие коррелированные корреляционные функции флуктуаций:

- экспоненциальная:

$$r_{LP}^E(\tau) = \exp\left(-\frac{|\tau|}{\tau_{LP}}\right); \quad (6.40)$$

- экспоненциально-параболическая:

$$r_{LP}^{EP}(\tau) = \left(1 + 2\frac{|\tau|}{\tau_{LP}}\right) \exp\left(-2\frac{|\tau|}{\tau_{LP}}\right); \quad (6.41)$$

- гауссова:

$$r_{LP}^G(\tau) = \exp\left(-\frac{\pi}{4}\frac{\tau^2}{\tau_{LP}^2}\right). \quad (6.42)$$

Время корреляции реальных результирующих флуктуаций наиболее точно определяется как меньшее наименьшего:

$$\tau_{LP}^{-2} = \tau_P^{-2} + \tau_L^{-2} + \tau_V^{-2}. \quad (6.43)$$

Соответствующая ширина спектра результирующих флуктуаций равна

$$\Delta f_{LP} = \frac{1}{2\tau_{LP}} = (\Delta f_P^2 + \Delta f_L^2 + \Delta f_V^2)^{\frac{1}{2}}. \quad (6.44)$$

Для справки: при  $m$ -краткой аппроксимации энергетического спектра междупериодных флуктуаций МО и их корреляционная функция имеет вид

$$r_{LP}(\tau) = \sum_{k=0}^{m-1} 2 \frac{C_{m-1}^k}{C_{2(m-1)}^k} \frac{(2\Delta f_{LP} \frac{(2m-2)!!}{(2m-3)!!} |\tau|)^k}{k!} \exp\left[-2\Delta f_{LP} \frac{(2m-2)!!}{(2m-3)!!} |\tau|\right]. \quad (6.45)$$

#### 6.2.4 Мощность мешающих отражений

Мощность МО равна сумме мощностей некоррелированных друг с другом сигналов от мешающих отражений:

$$\sigma_P^2 = \frac{1}{2LT_0} \int_{-\infty}^{\infty} \overline{|n(t)|^2} dt = \frac{1}{2LT_0} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{k,\lambda} \overline{n_k(t)n_\lambda^*(t)} dt = \sum_k \sigma_{pk}^2. \quad (6.46)$$

Мощность ОС от сосредоточенного мешающего отражения имеет вид

$$\begin{aligned} \sigma_{pk}^2 &= \frac{1}{2LT_0} \int_{-\infty}^{\infty} \overline{|n_k(t)|^2} dt = \\ &= \frac{1}{2} E_k^2(t) \frac{1}{LT_0} \int_{-\infty}^{\infty} A_p^2(t - \tau_k) \sum_{k=-\infty}^{\infty} |u_0(t - t_{rk} - -kT_r)|^2 dt = \frac{1}{2} \overline{E_k^2(t)}. \end{aligned} \quad (6.47)$$



Она определяется точно так же, как мощность ОС от области локального отражения на поверхности сосредоточенной цели:

$$\sigma_{Pk}^2 = \frac{P_0 G_{RPU} G_{RP} r U \lambda^2 \sigma_k}{(4\pi)^3 r_k^4}. \quad (6.48)$$

Следовательно, мощность МО равна

$$\sigma_P^2 = \frac{P_0 G_{RPU} G_{RP} r U \lambda^2}{(4\pi)^3} \sum_k \frac{\sigma_k}{r_k^4}. \quad (6.49)$$

Отражающая мощность  $\sigma_k$  распределенных мешающих отражений характеризуется удельной эффективной отражающей поверхностью  $\alpha_V$  или  $\alpha_S$ , которая в общем случае не постоянна в пределах области мешающих отражателей (облака или поверхности). Это предполагает замену в последнем выражении суммы  $\sum_k \frac{\sigma_k}{r_k^4}$  интегралом от функций  $\frac{\alpha_V(x,y,r)}{r^4}$  по  $x, y, r$  (в случае объемно распределенных отражателей) или  $\frac{\alpha_S(x,r)}{r^4}$  по  $x, r$  (в случае поверхностно распределенных отражателей).

Представим рисунок, поясняющий выбор пределов интегрирования (рисунок 6.6).

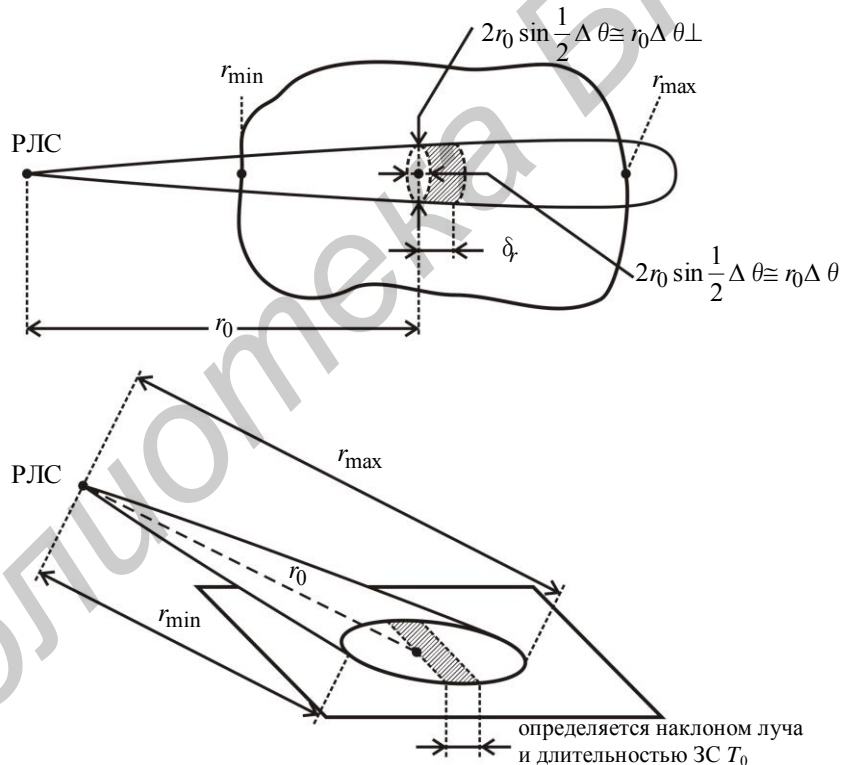


Рисунок 6.6 – Пояснение к выбору пределов интегрирования по дальности для случая объемно и поверхностно распределенных отражателей

С учетом этого

$$\sigma_{PV}^2 = \frac{P_0 G_{RPU} G_{RP} r U \lambda^2}{(4\pi)^3} \int_{-\frac{1}{2}\Delta\theta r}^{\frac{1}{2}\Delta\theta r} \int_{-\frac{1}{2}\Delta\theta_{\perp} r}^{\frac{1}{2}\Delta\theta_{\perp} r} \int_{r_{\min}}^{r_{\max}} \frac{\alpha_V(x,y,r)}{r^4} \times \sum_{k=-M_1}^{M_2} \left| U_0 \left( \frac{2(r-r_0)}{c} - kT_r \right) \right|^2 dx dy dr; \quad (6.50)$$

$$\sigma_{PS}^2 = \frac{P_0 G_{RPU} G_{RPr} U \lambda^2}{(4\pi)^3} \int_{-\frac{1}{2}\Delta\theta_r}^{\frac{1}{2}\Delta\theta_r} \int_{r_{\min}}^{r_{\max}} \frac{\alpha_S(x,r)}{r^4} \sum_{k=-M_1}^{M_2} \left| U_0 \left( \frac{2(r-r_0)}{c} - kT_r \right) \right|^2 dx dr, \quad (6.51)$$

где  $M_1 = \frac{r_0 - r_{\min}}{\frac{cT_r}{2}}$ ,  $M_2 = \frac{r_{\max} - r_0}{\frac{cT_r}{2}}$ ;

$r_0$  – дальность точки привязки в области отражателей (она совпадает с дальностью до цели).

Очевидно, что  $(M_1 + M_2) = \frac{\Delta r_{obl}}{\frac{cT_r}{2}}$  – число интервалов однозначного определения дальности ( $r_{odn} = \frac{cT_r}{2}$ ) в пределах радиальной протяженности области мешающих отражений.

Присутствие под интегралами весового множителя  $\sum_{k=-M_1}^{M_2} \left| U_0 \left( \frac{2(r-r_0)}{c} - kT_r \right) \right|^2$  объясняется тем, что мощность мешающих отражений не всегда собирается со всей радиальной протяженности облака отражателей или облучаемой подстилающей поверхности, а в ряде случаев лишь с участков протяженностью  $\frac{cT_0}{2}$ , расставленных с интервалом однозначного измерения дальности  $r_{odn} = \frac{cT_r}{2}$ .

При постоянной величине удельной ЭОП в пределах просматриваемых РЛС частей облака мешающих отражателей или частей подстилающей поверхности ( $\alpha_V(x, y, r) = \text{const} = \alpha_V$ ,  $\alpha_S(x, r) = \text{const} = \alpha_S$ ) выражения для мощности МО имеют вид

$$\sigma_{PV}^2 = A_V \sum_{k=-M_1}^{M_2} \int_{r_{\min}}^{r_{\max}} \frac{\left| U_0 \left( \frac{2(r-r_0)}{c} - kT_r \right) \right|^2}{r^2} dr, \quad (6.52)$$

$$\sigma_{PS}^2 = A_S \sum_{k=-M_1}^{M_2} \int_{r_{\min}}^{r_{\max}} \frac{\left| U_0 \left( \frac{2(r-r_0)}{c} - kT_r \right) \right|^2}{r^3} dr, \quad (6.53)$$

где  $A_V = \frac{P_0 G_{RPU} G_{RPr} U \lambda^2 \alpha_V \Delta\theta \Delta\theta_{\perp}}{(4\pi)^3}$ ,  $A_S = \frac{P_0 G_{RPU} G_{RPr} U \lambda^2 \alpha_S \Delta\theta}{(4\pi)^3}$  ( $\Delta\theta$  и  $\Delta\theta_{\perp}$  подставляются в радианах).

Рассмотрим несколько типовых ситуаций. Для импульсных РЛС ( $T_r \gg T_0$ ) обычно выполняется условие  $\frac{cT_r}{2} > \Delta r_{obl}$ , при котором  $M_1 = M_2 = 1$ . При этом условия в случае короткоимпульсного зондирующего сигнала ( $\frac{cT_r}{2} < \Delta r_{obl}$ ) мощность МО собирается с единственного участка области отражателей, имеющего протяженность  $\frac{cT_0}{2}$  и находящегося на дальности  $r_0$ :

$$\sigma_{PV}^2 = A_V \frac{\frac{cT_0}{2}}{r^2}, \quad \sigma_{PS}^2 = A_S \frac{\frac{cT_0}{2}}{r^3}. \quad (6.54)$$

В случае длинноимпульсного зондирующего сигнала ( $\frac{cT_r}{2} > \Delta r_{obl}$ ) мощность МО собирается со всей радиальной протяженности области отражателей:

$$\sigma_{PV}^2 = A_V \left( \frac{1}{r_{\min}} - \frac{1}{r_{\max}} \right) \cong A_V \frac{\Delta r_{obl}}{r_0^2}, \quad (6.55)$$

$$\sigma_{PS}^2 = A_S \frac{1}{2} \left( \frac{1}{r_{\min}^2} - \frac{1}{r_{\max}^2} \right) \cong A_S \frac{\Delta r_{obl}}{r_0^2}. \quad (6.56)$$

Для непрерывных и квазинепрерывных РЛС характерно условие  $\left(\frac{cT_r}{2} \ll \Delta r_{obl}\right)$ , которое позволяет получить мощность МО в виде

$$\begin{aligned} \sigma_{PV}^2 &= A_V \sum_{k=M_1}^{M_2} \frac{1}{(r_0 - k\frac{cT_r}{2})^2} \int_{r_{\min}}^{r_{\max}} \left| U_0 \left( \frac{2(r-r_0)}{c} - kT_r \right) \right|^2 dr = \quad (6.57) \\ &= A_V \frac{cT_0}{2} \frac{2}{cT_r} \sum_{k=M_1}^{M_2} \frac{\frac{cT_0}{2}}{(r_0 - k\frac{cT_r}{2})^2} = A_V \frac{T_0}{T_r} \int_{r_0 - r_{\min}}^{r_{\max} - r_0} \frac{dr}{(r_0 - r)^2} = A_V \frac{T_0}{T_r} \left( \frac{1}{r_{\min}} - \frac{1}{r_{\max}} \right) \cong A_V \frac{T_0}{T_r} \frac{\Delta r_{obl}}{r_0^2}, \\ \sigma_{PS}^2 &= A_S \frac{T_0}{T_r} \frac{1}{2} \left( \frac{1}{r_{\min}^2} - \frac{1}{r_{\max}^2} \right). \quad (6.58) \end{aligned}$$

В квазинепрерывной РЛС мощность МО  $\sigma_{PV}^2$  и  $\sigma_{PS}^2$  «собирается» с участков отражателей протяженностью  $\frac{cT_0}{2}$ , расставленных с интервалом однозначного измерения дальности  $r_{odn} = \frac{cT_r}{2}$ .

В непрерывной РЛС ( $T_0 = T_r$ ) такой сбор происходит по всей радиальной протяженности распределенных отражателей.

Мощность мешающих отражений, принимаемых непрерывными РЛС от поверхностно распределенных отражателей боковыми лепестками приемной диаграммой направленности, определяется выражением

$$\sigma_{PS\ bok}^2 = A_{S\ bok} \frac{1}{2(h_a - h_{rast})^2}, \quad (6.59)$$

где  $A_{S\ bok}$  – величина, которая вычисляется по формуле

$$A_{S\ bok} = \frac{P_0 G_{RPU} G_{RPru} \lambda^2 \alpha_S 2\pi}{(4\pi)^3} \eta_{RPU} \eta_{RPru}, \quad (6.60)$$

где  $\eta_{RPU}$ ,  $\eta_{RPru}$  – уровень боковых лепестков ДН передающей и приемной антенн;

$h_a$  – высота антенны;

$h_{rast}$  – высота растительности.

Это выводится из предыдущего выражения для  $\sigma_{PS}^2$  с учетом того, что  $r_{\min} = (h_a - h_{rast})$ ,  $r_{\max} = r_{pr} \gg r_{\min}$ , где  $r_{pr}$  – дальность прямой видимости.

### 6.2.5 Энергетический спектр мешающих отражений

Энергетический спектр, характеризующий распределение мощности по частоте, является прямым преобразованием Фурье корреляционной функции мешающих отражений:

$$S_p(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_p(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau. \quad (6.61)$$

Учитывая аналогию корреляционной функций отраженного сигнала и мешающих отражений, энергетический спектр мешающих отражений в общем случае периодической последовательности одиночных сигналов по аналогии с энергетическим спектром отраженного сигнала является гребенчатым и определяется выражением

$$S_p(\omega) = 2\sigma_P^2 S_0(\omega - \omega_0 - \Omega_{DP}) S_{LP}[(\omega - \omega_0 - \Omega_{DP})T_r], \quad (6.62)$$

где  $S_0(\omega)$  – энергетический спектр закона модуляции одиночного зондирующего сигнала;

$S_{LP}(\omega T_r)$  – энергетический спектр ограниченной флуктуирующей  $\delta$ -модулированной последовательности мешающих отражений ( $S_{LP}(\omega T_r) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} r_{LP}(nT_r)e^{-i\omega nT_r} = F_r \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_{LP}(\omega - 2\pi k F_r)$ );

$S_{LP}(\omega)$  – энергетический спектр флуктуирующей огибающей последовательности мешающих отражений ( $S_{LP}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} r_{LP}(\tau)e^{-i\omega\tau}d\tau$ ).

### 6.3 Общая характеристика шума

#### 6.3.1 Математическая модель шума

Шумовая помеха включает в себя:

- внутренние шумы приемника;
- активную шумовую помеху, формируемую противником с помощью специальных передатчиков активной шумовой помехи (АШП), установленных на борту летательных аппаратов.

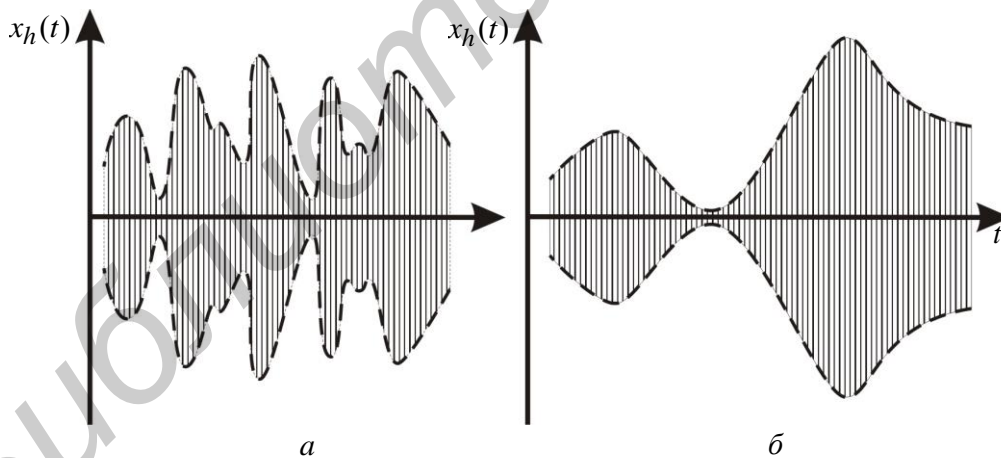
Шум представляет собой нормальный случайный процесс с флуктуирующей амплитудной и фазой:

$$h(t) = H(t)e^{i\omega_0 t} = x_h(t) + iy_h(t), \quad (6.63)$$

где  $H(t)$  – комплексная огибающая шума ( $H(t) = E_{sh}(t)e^{i\varphi_{sh}(t)}$ );

$x_h(t)$ ,  $y_h(t)$  – квадратурные составляющие шума.

Одна из квадратурных составляющих шума показана на рисунке 6.7.



$a$  – меньшее время корреляции;  $b$  – большее время корреляции

Рисунок 6.7 – Одна из квадратурных составляющих шума

#### 6.3.2 Корреляционная функция шума

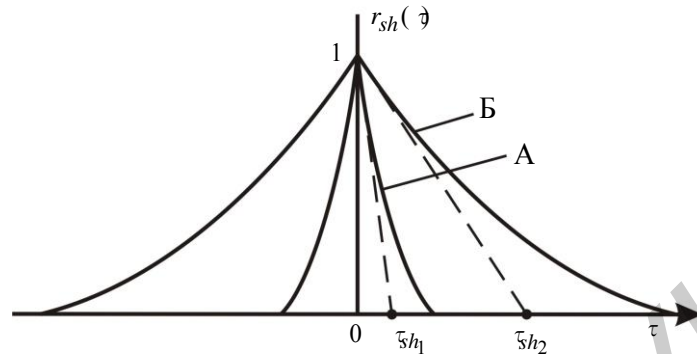
Согласно общему определению, корреляционная функция шума определяется выражением

$$R_h(\tau) = \overline{h(t)h^*(t - \tau)} = \overline{H(t)H^*(t - \tau)}e^{i\omega_0\tau} = 2\sigma_{sh}^2 r_{sh}(\tau)e^{i\omega_0\tau}, \quad (6.64)$$

где  $r_{sh}(\tau)$  – нормированная корреляционная функция шума;

$\sigma_{sh}^2$  – средняя мощность шума.

На рисунке 6.8 показаны нормированные корреляционные функции шума с меньшим (А) и большим (Б) временем корреляции, соответствующие шумовым процессам, квадратурные составляющие которых представлены на рисунке 6.7.



А – меньшее время корреляции; Б – большее время корреляции  
Рисунок 6.8 – Нормированная корреляционная функция шума

Заметим, что средние значения шума его комплексной огибающей и квадратурных составляющих равны нулю:

$$\overline{h(t)} = \overline{H(t)} = \overline{x_h(t)} = \overline{y_h(t)} = 0. \quad (6.65)$$

Нормированная корреляционная функция шума является неслучайной функцией аргумента  $\tau$  и характеризует внутреннюю структуру шума (временную структуру его амплитудных и фазовых флуктуаций), т. е. характеризует степень зависимости между двумя значениями его комплексной огибающей, взятыми в момент времени  $t$  и  $(t - \tau)$ . Как правило, нормированная корреляционная функция шума аппроксимируется экспонентой

$$r_{sh}(\tau) = e^{-\frac{|\tau|}{\tau_{sh}}}, \quad (6.66)$$

где  $\tau_{sh}$  – время корреляции шума.

### 6.3.3 Энергетический спектр шума

Энергетический спектр, являясь прямым преобразованием Фурье корреляционной функции, определяется выражением

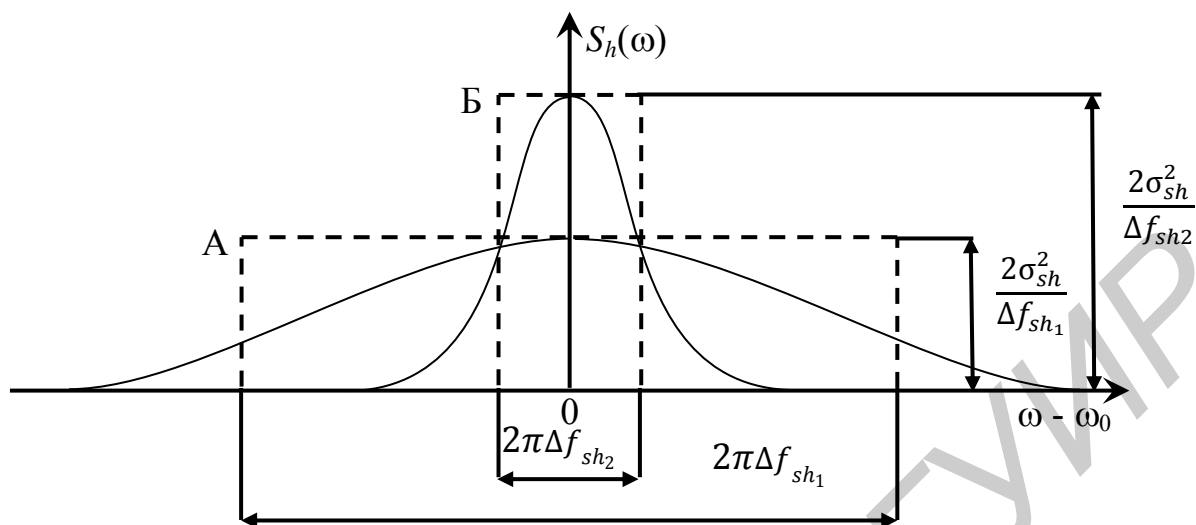
$$\begin{aligned} S_h(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau = 2\sigma_{sh}^2 \int_{-\infty}^{\infty} r_{sh}(\tau) e^{-i(\omega-\omega_0)\tau} d\tau = \\ &= 2\sigma_{sh}^2 S_{sh}(\omega - \omega_0), \end{aligned} \quad (6.67)$$

где  $S_{sh}(\omega)$  – энергетический спектр флуктуаций шума ( $S_{sh}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} r_{sh}(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau$ ).

При экспоненциальной корреляционной функции шума энергетический спектр флуктуаций шума имеет форму резонансной кривой одиночного колебательного контура:

$$S_{sh}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{|\tau|}{\tau_{sh}}} e^{-i\omega\tau} d\tau = \frac{2\tau_{sh}}{1+\omega^2\tau_{sh}^2}. \quad (6.68)$$

Энергетические спектры шума с большей (А) и меньшей (Б) шириной спектра показаны на рисунке 6.9.



А – меньшее время корреляции; Б – большее время корреляции

Рисунок 6.9 – Энергетический спектр шума

Энергетический спектр шума описывает его спектральный (частотный) состав, т. е. распределение мощности по частотам непрерывного спектра. Ширина спектра шума, согласно общему определению, обратно пропорциональна удвоенному времени корреляции шума:

$$\Delta f_{sh} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S_h(\omega)}{S_h(\omega_0)} d\omega = \frac{1}{2\tau_{sh}}. \quad (6.69)$$

Отношение средней мощности шума к ширине спектра называется спектральной плотностью шума и определяется формулой

$$N_0 = \frac{\sigma_{sh}^2}{\Delta f_{sh}}. \quad (6.70)$$

### 6.3.4 Белый шум

Практически ширина спектра шума всегда превосходит ширину спектра модуляции полезного сигнала и полосу пропускания устройств обработки сигнала  $\Delta f_{sh} \gg \Delta f_0$ .

Это означает, что в интересующем нас диапазоне частот можно пренебречь некоторым изменением энергетического спектра шума, считая его равномерным:

$$S_h(\omega) \approx S_h(\omega_0) = \frac{2\sigma_{sh}^2}{\Delta f_{sh}} = 2N_0. \quad (6.71)$$

Энергетический спектр, равномерный на всех частотах, является полезной математической идеализацией спектров. Случайный процесс, имеющий равномерный на всех частотах спектр, называют белым шумом по

аналогии с белым светом, имеющим сплошной и приблизительно однородный спектр в пределах видимой его части (рисунок 6.10).

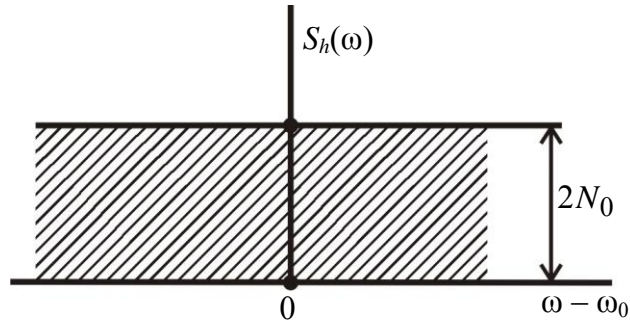


Рисунок 6.10 – Энергетический спектр белого шума

Корреляционная функция белого шума, являясь обратным преобразованием Фурье энергетического спектра, равна

$$R_h(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_h(\omega) e^{i\omega \tau} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} 2N_0(\tau) e^{i\omega \tau} d\omega = 2N_0 \delta(\tau), \quad (6.72)$$

т. е. представляет собой дельта-функцию в начале координат, а нормированная корреляционная функция для белого шума имеет вид

$$r_{sh}(\tau) = \frac{R_h(\tau)}{R_h(0)} = \begin{cases} 1, & \tau = 0; \\ 0, & \tau \neq 0. \end{cases} \quad (6.73)$$

Графическое изображение нормированной корреляционной функции белого шума представлено на рисунке 6.11.

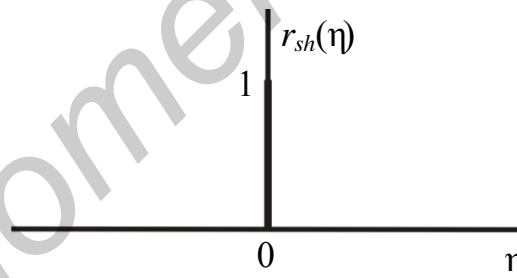


Рисунок 6.11 – Нормированная корреляционная функция белого шума

Таким образом, белый шум характеризуется тем, что его значения в любые два сколь угодно близких момента времени некоррелированы.

#### 6.4 Многомерная плотность вероятности шума

Перейдем к дискретному представлению шума. Если шум достаточно широкополосный, т. е. если время его корреляции значительно меньше интервала дискретизации  $\tau_{sh} \ll \Delta t$ , то корреляционные свойства его дискретных значений описываются символом Кронекера  $\delta_{kl}$ :

$$R_{kl}^H = \overline{H_k H_l^*} = 2\sigma_{sh}^2 r_{sh}[(k-l)\Delta t] = r_{kl}^{sh} = 2\sigma_{sh}^2 \delta_{kl}, \quad (6.74)$$

где  $\delta_{kl} = \begin{cases} 1, & k = l; \\ 0, & k \neq l. \end{cases}$

Это выражение отражает отсутствие корреляционных связей дискретных значений шума в разные моменты времени. Элементы нормированной корреляционной матрицы дискретных значений шума определяются символом Кронекера:

$$r_{kl}^{sh} = \delta_{kl}, \quad (6.75)$$

а сама матрица является единичной

$$\|r_{kl}^{sh}\| = E. \quad (6.76)$$

При этом определитель корреляционной матрицы шума и элементы обратной корреляционной матрицы шума описываются следующими выражениями:

$$\text{Det}\|R_{kl}^H\| = (2\sigma_{sh}^2)^L, \quad (6.77)$$

$$Q_{kl}^{sh} = \frac{1}{2\sigma_{sh}^2} \delta_{kl}. \quad (6.78)$$

Многомерная плотность вероятности шума является произведением соответствующих плотностей вероятности для различных дискретных значений шума:

$$\begin{aligned} p(H_1, H_1^*, \dots, H_L, H_L^*) &= \frac{1}{(2\pi)^L \text{Det}\|R_{kl}^H\|} \exp(-\sum_{k,l=1}^L Q_{kl}^H H_k^* H_l) = \quad (6.79) \\ &= \frac{1}{(4\pi\sigma_{sh}^2)^L} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_{sh}^2} \sum_{k=1}^L H_k^* H_k\right) = \prod_{k=1}^L \frac{1}{4\pi\sigma_{sh}^2} \exp\left(-\frac{H_k H_k^*}{2\sigma_{sh}^2}\right). \end{aligned}$$

Это оказывается следствием независимости дискретных значений шума.

Одномерные распределения квадратурных составляющих, амплитуды, фазы и мгновенной мощности шума аналогичны соответствующим распределениям для отраженного сигнала.



## 7 МЕТОДИКА РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ СИНТЕЗА ОБНАРУЖИТЕЛЯ ЦЕЛЕЙ

Сущность радиолокационного обнаружения состоит в установлении факта наличия или отсутствия цели в зоне действия РЛС по факту наличия или отсутствия сигнала, отраженного от этой цели.

Вследствие флуктуаций отраженного сигнала, случайного характера радиолокационного фона и ограниченного времени наблюдения, задачи синтеза и анализа обнаружителей являются статистическими, а сами решения не могут быть достоверными и принимаются с вероятностью, меньшей единицы.

Все радиолокационные обнаружители включают в себя две основные составляющие:

- 1) устройство обработки принятого сигнала;
- 2) устройство принятия решения об обнаружении.

Эти устройства в составе РЛС представлены на рисунке 7.1.

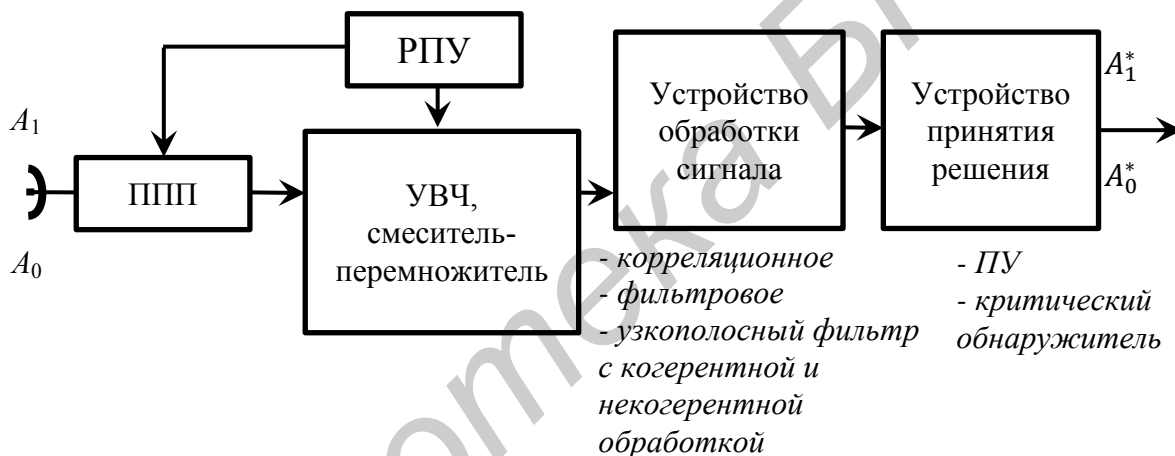


Рисунок 7.1 – Обобщенная структурная схема РЛС

### 7.1 Показатели качества обнаружителя

Обнаружение осуществляется при двух взаимодействующих условиях:

- наличие цели в зоне действия РЛС ( $A_1$ );
- отсутствие цели ( $A_0$ ).

Эти условия характеризуются априорными (известными до обнаружения) вероятностями  $P(A_1)$  и  $P(A_0)$ , причем  $P(A_1) + P(A_0) = 1$ .

Каждому из этих условий соответствует одно из двух взаимоисключающих решений, принимаемых в обнаружителе:

- $A_1^*$  – есть цель;
- $A_0^*$  – цели нет.

Следовательно, возможны следующие сочетания событий «условие – решение»:

- 1) правильное обнаружение  $A_1^*A_1$ ;

- 2) пропуск цели  $A_0^*A_1$ ;
- 3) ложная тревога  $A_1^*A_0$ ;
- 4) правильное необнаружение  $A_0^*A_0$ .

Эти события характеризуются вероятностями совместных событий:  $P(A_1^*A_1)$ ,  $P(A_0^*A_1)$ ,  $P(A_1^*A_0)$ ,  $P(A_0^*A_0)$ .

За каждое из четырех событий можно назначить цену оплаты работы обнаружителя –  $C_{11}, C_{01}, C_{10}, C_{00}$ . Причем за правильные решения обнаружителю необходимо выдавать вознаграждение ( $C_{11}, C_{00} < 0$ ), а за ошибочные решения – штрафовать ( $C_{01}, C_{10} > 0$ ). В этом случае по предложению Байеса качество решения или качество работы обнаружителя можно охарактеризовать *средней ценой* или *средним риском принятия решений*:

$$R = C_{11}P(A_1^*A_1) + C_{01}P(A_0^*A_1) + C_{10}P(A_1^*A_0) + C_{00}P(A_0^*A_0).$$

*Средний риск рассматривается как наиболее общий показатель качества обнаружения. Обнаружитель, осуществляющий обнаружение целей с наименьшим средним риском, считается оптимальным.*

Из теории вероятностей известно, что вероятность  $P(AB)$  совместного наступления событий  $A$  и  $B$  можно записать в следующем виде:

$$P(AB) = P(A)P(B|A) = P(B)P(A|B),$$

где  $P(A), P(B)$  – вероятности наступления событий  $A$  или  $B$ ;

$P(A|B), P(B|A)$  – условные вероятности наступления событий ( $A$  при условии  $B$ ,  $B$  при условии  $A$ ).

Следовательно, выражение для среднего риска можно записать в виде

$$R = C_{11}P(A_1)P(A_1^*|A_1) + C_{01}P(A_1)P(A_0^*|A_1) + \\ + C_{10}P(A_0)P(A_1^*|A_0) + C_{00}P(A_0)P(A_0^*|A_0).$$

Отмеченные условные вероятности носят в статистической теории обнаружения специальные названия:

1)  $D = P(A_1^*|A_1)$  – условная вероятность правильного обнаружения, т. е. вероятность принятия решения  $A_1^*$  при наличии цели;

2)  $\hat{D} = P(A_0^*|A_1) = 1 - P(A_1^*|A_1)$  – условная вероятность пропуска цели, т. е. вероятность принятия решения  $A_0^*$  при наличии цели;

3)  $F = P(A_1^*|A_0)$  – условная вероятность ложной тревоги, т. е. вероятность принятия решения  $A_1^*$  при отсутствии цели;

4)  $\hat{F} = P(A_0^*|A_0) = 1 - P(A_1^*|A_0)$  – условная вероятность правильного необнаружения, т. е. вероятность принятия решения  $A_0^*$  при отсутствии цели.

С учетом введенных обозначений выражение для среднего риска принимает вид

$$R = P(A_0)F(C_{10} - C_{00}) - P(A_1)D(C_{01} - C_{11}) + P(A_0)C_{00} + P(A_1)C_{01}.$$

Итак, задача оптимального обнаружителя состоит в обнаружении целей при условии обеспечения минимума среднего риска.

## 7.2 Алгоритм работы и структура обнаружителя

### 7.2.1 Алгоритм работы обнаружителя для дискретного представления входного сигнала

Дискретное представление входного сигнала характерно для цифровой обработки, когда аналого-цифровой преобразователь формирует дискретные отсчеты принятого сигнала с некоторым интервалом дискретизации, соответствующим частоте дискретизации по времени.

На вход обнаружителя поступает принятый сигнал  $f(t)$ , который представляет собой при наличии цели аддитивную смесь отраженного сигнала  $m(t)$  и радиационного фона  $n(t)$ , т. е.  $f(t) = m(t) + n(t)$ , при отсутствии цели – только радиолокационный фон  $f(t) = n(t)$ .

Принятый сигнал является случайным процессом, и его дискретная реализация  $\mathbf{f} = \{f_1 f_2 \dots f_k\}$  характеризуется многомерной плотностью вероятности:

- 1)  $p_1(f_1, f_1^*, \dots, f_k, f_k^*)$  при условии  $A_1$ ;
- 2)  $p_0(f_1, f_1^*, \dots, f_k, f_k^*)$  при условии  $A_0$ .

Саму дискретную реализацию можно рассматривать как точку в  $2K$ -мерном пространстве. Это позволяет представить задачу синтеза оптимального обнаружителя как задачу разбиения  $2K$ -мерного пространства на две области  $G_1$  и  $G_0$ . При этом процедура обнаружения будет заключаться в выяснении факта – в какую область  $2K$ -мерного пространства попадает точка реализации  $\mathbf{f}$ :

- 1) при попадании в область  $G_1$  принимается решение  $A_1^*$ ;
- 2) при попадании в область  $G_0$  принимается решение  $A_0^*$ .

Заметим, что разбиение  $2K$ -мерного пространства на области  $G_0$  и  $G_1$  необходимо осуществить таким образом, чтобы минимизировать средний риск  $R$ .

В соответствии с такой интерпретацией, выражения для условных вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги имеют следующий вид:

$$D = \int_{G_1} p_1(f_1, f_1^*, \dots, f_k, f_k^*) df_1 df_1^* \dots df_k df_k^* = \int_{G_1} p_1(\mathbf{f}) d\mathbf{f},$$

$$F = \int_{G_1} p_0(f_1, f_1^*, \dots, f_k, f_k^*) df_1 df_1^* \dots df_k df_k^* = \int_{G_1} p_0(\mathbf{f}) d\mathbf{f}.$$

С учетом этого средний риск описывается выражением

$$R = C_{01}P(A_1) - C_{00}P(A_0) + \int_{(G_1)} [(C_{10} - C_{00})P(A_0)p_0(\mathbf{f}) - (C_{01} - C_{11})P(A_1)p_1(\mathbf{f})] d\mathbf{f}.$$

Видим, что слагаемые вне интеграла от выбора областей  $G_1$  и  $G_0$  не зависят, а значит, и в минимизации среднего риска не участвуют. Следовательно, для того чтобы  $R$  был минимальным, подынтегральное выражение в каждой точке  $\mathbf{f}$  и  $G_1$  должно быть меньше либо равно нулю:

$$(C_{10} - C_{00})P(A_0)p_0(\mathbf{f}) - (C_{01} - C_{11})P(A_1)p_1(\mathbf{f}) \leq 0.$$

Геометрически это можно представить в виде графиков (рисунок 7.2).

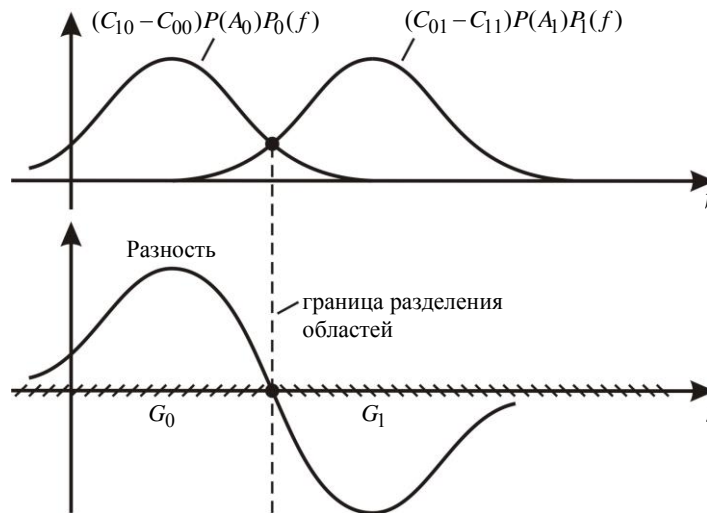


Рисунок 7.2 – Геометрическая интерпретация минимизации среднего риска

Таким образом, граница проведена исходя из условия минимума  $R$ . Следовательно, обнаружитель должен провести анализ – в какую область попадает выборка принятого сигнала  $\mathbf{f}$ :

- 1) если  $\mathbf{f}$  попала в область  $G_1$ , то принимается решение  $A_1^*$ ;
- 2) если  $\mathbf{f}$  попала в область  $G_0$ , то –  $A_0^*$ .

Для проведения анализа обнаружитель должен для полученной выборки  $\mathbf{f}$  установить следующее:

- 1) если  $(C_{10} - C_{00})P(A_0)p_1(\mathbf{f}) - (C_{01} - C_{11})P(A_1)p_1(\mathbf{f}) \leq 0$ , то  $A_1^*$ ;
- 2) если  $(C_{10} - C_{00})P(A_0)p_1(\mathbf{f}) - (C_{01} - C_{11})P(A_1)p_1(\mathbf{f}) > 0$ , то –  $A_0^*$ .

Исходя из этого можно записать **правило обнаружения, по которому должен работать обнаружитель**:

«если  $\Lambda \geq \Lambda_*$ , то  $A_1^*$ , а если  $\Lambda < \Lambda_*$ , то  $A_0^*$ »,

где  $\Lambda$  – отношение правдоподобия, формируемое обнаружителем по принятому сигналу  $f = \{f_1, \dots, f_K\}$  ( $\Lambda = \frac{P_1(f_1, f_2^*, \dots, f_K, f_K^*)}{P_0(f_1, f_2^*, \dots, f_K, f_K^*)}$ );

$\Lambda_*$  – порог обнаружения ( $\Lambda_* = \frac{P(A_0)(C_{10} - C_{00})}{P(A_1)(C_{01} - C_{11})}$ ).

Следовательно, обнаружитель должен формировать отношение правдоподобия  $\Lambda$  и сравнивать его с порогом  $\Lambda_*$ . Структура обнаружителя представлена на рисунке 7.3.

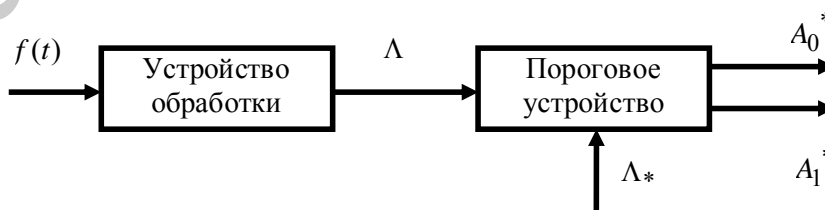


Рисунок 7.3 – Структура обнаружителя

В случае типичного *нормального распределения комплексных амплитуд*  $f_1, \dots, f_K$  дискретных значений принятого сигнала отношение правдоподобия принимает вид

$$\Lambda = \frac{\det \|R_{kl}^F\|}{\det \|R_{kl}^{S+F}\|} \exp[\sum_{k,l=1}^K (Q_{kl}^F - Q_{kl}^{S+F}) f_k f_l^*],$$

где  $\|R_{kl}^F\|$  и  $\|R_{kl}^{S+F}\|$  – ковариационные матрицы фона и смеси сигнала с фоном;  
 $Q_{kl}^F, Q_{kl}^{S+F}$  –  $(k, l)$ -е элементы матриц  $\|Q_{kl}^F\| = \|R_{kl}^F\|^{-1}$  и  $\|Q_{kl}^{S+F}\| = \|R_{kl}^{S+F}\|^{-1}$ , обратных соответствующим ковариационным матрицам.

Вычисление экспоненты является операцией, сложной в реализации. Поэтому желательно найти некоторую однозначную монотонную функцию от отношения правдоподобия, имеющую более удобную форму. Такой функцией является

$$\ln \Lambda = \ln \frac{\det \|R_{kl}^F\|}{\det \|R_{kl}^{S+F}\|} + \sum_{k,l=1}^K (Q_{kl}^F - Q_{kl}^{S+F}) f_k f_l^*.$$

Слагаемое  $\ln \frac{\det \|R_{kl}^F\|}{\det \|R_{kl}^{S+F}\|}$  не зависит от обрабатываемой реализации принятого сигнала, а определяется лишь статистическими параметрами сигнала и фона, содержащимися в ковариационных матрицах  $\|R_{kl}^F\|$  и  $\|R_{kl}^{S+F}\|$ . Поэтому это слагаемое может быть отнесено к порогу обнаружителя.

В итоге отношение правдоподобия  $\Lambda$  представляется монотонной функцией квадратичной формы:

$$Z = \sum_{k,l=1}^K R_{kl}^o f_k f_l^*,$$

где  $R_{kl}^o = (Q_{kl}^F - Q_{kl}^{S+F})$  –  $k$ -й и  $l$ -й элементы матрицы обработки  $\|R_{kl}^o\| = \|Q_{kl}^F\| - \|Q_{kl}^{S+F}\|$ .

Соответственно, решающее правило обнаружения принимает окончательный вид:

$$\begin{aligned} &\text{«если } Z \geq Z_*, \text{ то принимается решение } A_1^*, \\ &\text{а если } Z < Z_*, \text{ то принимается решение } A_0^* \text{»}, \end{aligned}$$

где  $Z_*$  – порог обнаружения, соответствующий байесовскому критерию качества – «минимум среднего риска»  $\left( Z_* = \left[ \ln \Lambda_* - \ln \frac{\det \|R_{kl}^F\|}{\det \|R_{kl}^{S+F}\|} \right] \right)$ .

Следовательно, алгоритм обработки принятого сигнала  $\mathbf{f}$  заключается во взвешенном накоплении этого сигнала, причем весовые коэффициенты определяются корреляционными свойствами отраженного сигнала и фона ( $\|R_{kl}^o\| = \|Q_{kl}^F\| - \|Q_{kl}^{S+F}\|$ ).

### 7.2.2 Алгоритм работы обнаружителя для непрерывного (аналогового) представления входного сигнала

Мы рассмотрели алгоритм обработки в дискретном представлении. Теперь рассмотрим алгоритм обработки в непрерывном времени, при этом

весовой функцией устройства является его импульсная характеристика  $v(t)$ . Рассмотрим методику поиска этой характеристики.

Для этого матрицу обработки, составленную из весовых коэффициентов квадратичной формы  $Z$ , несложно представить как решение системы матричных уравнений (характеризуют корреляционные свойства слагаемых в квадратичной форме):

$$\left. \begin{aligned} \|R_{kl}^o\| \cdot \|R_{kl}^{S+F}\| &= \|Q_{kl}^F\| \cdot \|R_{kl}^S\| \\ \|Q_{kl}^F\| \cdot \|R_{kl}^F\| &= E \end{aligned} \right\} \quad (7.1)$$

**Примечание**

$$\begin{aligned} \|R_{kl}^o\| &= \|Q_{kl}^F\| - \|Q_{kl}^{S+F}\| = \|Q_{kl}^F\| \cdot \|R_{kl}^{S+F}\| \cdot \|Q_{kl}^{S+F}\| - \\ &- \|Q_{kl}^F\| \cdot \|R_{kl}^F\| \cdot \|Q_{kl}^{S+F}\| = \|Q_{kl}^F\| (\|R_{kl}^{S+F}\| - \|R_{kl}^F\| \cdot \|Q_{kl}^{S+F}\|) = \\ &= \|Q_{kl}^F\| \cdot \|R_{kl}^S\| \cdot \|Q_{kl}^{S+F}\| \Rightarrow \|R_{kl}^o\| \cdot \|R_{kl}^{S+F}\| = \|Q_{kl}^F\| \cdot \|R_{kl}^S\|. \end{aligned}$$

Системе матричных уравнений соответствует система из  $2K^2$  алгебраических уравнений для весовых коэффициентов матрицы обработки (характеризующуюся элементами результата произведения  $\|R_{kl}^o\| \cdot \|R_{kl}^{S+F}\|$ ):

$$\left. \begin{aligned} \sum_{j=1}^K R_{kj}^o [R_{jl}^S + R_{jl}^p + R_{jl}^{sh}] &= \sum_{j=1}^K Q_{kj}^F R_{jl}^S; k, l = \overline{1, K} \\ \sum_{j=1}^K Q_{kj}^F [R_{jl}^p + R_{jl}^{sh}] &= \delta_{kl}; k, l = \overline{1, K} \end{aligned} \right\} \quad (7.2)$$

где  $\delta_{kl} = \begin{cases} 1, k = l \\ 0, k \neq l \end{cases}$  – символы Кронекера;

$R_{kl}^S = \overline{m_k m_l^*}$ ,  $R_{kl}^p = \overline{n_k n_l^*}$ ,  $R_{kl}^{sh} = \overline{h_k h_l^*}$  – междискретные ковариации отраженного сигнала, мешающих отражений и шумовой помехи, которые определяются соответствующими значениями их некоррелированных корреляционных функций  $R_{kl}^S = R_m(k\Delta t, k\Delta l)$ ,  $R_{kl}^p = R_n(k\Delta t, k\Delta l)$ ,  $R_{kl}^{sh} = R_h(k\Delta t, k\Delta l)$ .

С учетом этого весовые коэффициенты  $R_{kl}^o$  следует рассматривать как дискретные значения корреляционной характеристики линейной (когерентной) части устройства обработки  $R(t_1, t_2)$ , т. е.  $R_{kl}^o = R(k\Delta t, k\Delta l) \cdot \Delta t^2$ .

Корреляционная характеристика линейного устройства представляет собой свертку копий его импульсной характеристики:

$$R(t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} v^*(t_1, t_2) v(t_1, t_2) dt.$$

Она связана парой преобразований Фурье с квадратом амплитудно-частотной характеристики устройства:

$$\begin{aligned} |K(\omega, t_1)|^2 &= \left| \int_{-\infty}^{\infty} v(t) e^{-i\omega t} dt \right|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} v^*(t_1) v(t_2) e^{-i\omega(t_1-t_2)} dt_1 dt_2 = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} R(t_1, t_2) e^{-i\omega(t_1-t_2)} d(t_1 - t_2), \\ R(t_1, t_2) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |K(\omega, t_1)|^2 e^{i\omega(t_1-t_2)} d\omega. \end{aligned}$$

Весовые коэффициенты  $R_{kl}^0$  можно представить дискретной сверткой

$$R_{kl}^0 = \sum_{j=1}^K U^*[(j-K)\Delta t]U[(j-l)\Delta t].$$

В этом случае алгоритм обработки  $z = \sum_{k,l=1}^K R_{kl}^0 f_k f_l$  представляется выражением

$$z = \sum_{j=1}^K \left| \sum_{k=1}^K U[(j-K)\Delta t] f_k \right|^2,$$

в котором отражается необходимость осуществления в общем случае когерентной и некогерентной обработки принятого сигнала.

При этом когерентная обработка сводится к образованию сумм взвешенных дискретных значений принятого сигнала:

$$S_j = \sum_{k=1}^K U[(j-K)\Delta t] f_k,$$

а некогерентная – к равновесному суммированию квадратов модулей результатов когерентной обработки:

$$z = \sum_{j=1}^K |S_j|^2.$$

Предельный переход при устремлении интервала дискретизации  $\Delta t$  к нулю позволяет преобразовать систему алгебраических уравнений (7.2) для весовых коэффициентов в систему интегральных уравнений:

$$\begin{cases} \int_0^{T_n} R(t_1, t) [R_m(t, t_2) + R_n(t, t_2) + R_h(t, t_2)] dt = \int_0^{T_n} Q_F(t_1, t) R_m(t, t_2) dt; \\ \int_0^{T_n} Q_f(t_1, t) [R_n(t, t_2) + R_h(t, t_2)] dt = \delta(t_1 - t_2). \end{cases} \quad (7.3)$$

Предельный переход при устремлении интервала дискретизации  $\Delta t$  к нулю позволяет преобразовать дискретный алгоритм обработки принятого сигнала в аналоговый:

$$z = \int_{-\infty}^{T_n} \int_{-\infty}^{T_n} R(t_1, t_2) f(t_1) f^*(t_2) dt_1 dt_2 = \int_{-\infty}^{T_n} |S(t)|^2 dt,$$

где  $S(t)$  – результат когерентного накопления в течение времени когерентного накопления  $T_{KN}$ , которое не превышает время наблюдения  $T_n$  ( $S(t) = \int_{-\infty}^{T_{KN}} U(t - \tau) f(\tau) d\tau$ ).

При этом необходимо помнить, что импульсная характеристика устройства обработки существует в интервале времени от  $t = 0$  до  $t = T_n$ .

Эти выражения получены в предположении, что

$$\begin{aligned} R(t_1, t_2) &= \lim_{\substack{k\Delta t \rightarrow t_1 \\ l\Delta t \rightarrow t_2 \\ \Delta t \rightarrow 0}} \frac{R_{kl}^0}{\Delta t^2}, & U(t) &= \lim_{\substack{k\Delta t \rightarrow t \\ \Delta t \rightarrow 0}} \frac{U(k\Delta t)}{\Delta t}, \\ Q_f(t_1, t_2) &= \lim_{\substack{k\Delta t \rightarrow t_1 \\ l\Delta t \rightarrow t_2 \\ \Delta t \rightarrow 0}} \frac{Q_{kl}^f}{\Delta t^2}, & Q_{s+f}(t_1, t_2) &= \lim_{\substack{k\Delta t \rightarrow t_1 \\ l\Delta t \rightarrow t_2 \\ \Delta t \rightarrow 0}} \frac{Q_{kl}^{s+f}}{\Delta t^2}. \end{aligned}$$

### 7.3 Частные критерии оптимальности

Как правило, на практике существуют трудности в определении априорной информации, входящей в порог  $z_*$  при использовании критерия минимума среднего риска. Поэтому используют другие критерии. Одним из

них является *критерий идеального наблюдателя*. Идеальный наблюдатель одинаково нетерпим к ошибочным решениям ( $C_{01} = C_{10}$ ) и бескорыстен в принятии правильных решений ( $C_{00} = C_{11} = 0$  – не требует платы). При этом минимизируется вероятность ошибочных решений:

$$R = (C_{10} - C_{00})P(A_0)F - (C_{01} - C_{11})P(A_1)D + C_{01}P(A_1) + C_{00}P(A_0) = \\ = C_{10}[P(A_0)F + P(A_1)\hat{D}].$$

Порог в этом случае равен

$$z_* = \ln \frac{P(A_0)}{P(A_1)} - \ln \frac{\det \|R_{kl}^f\|}{\det \|R_{kl}^{s+f}\|}.$$

Другим критерием, который наиболее широко используется в практике радиолокации, является *критерий Неймана – Пирсона*. Критерий качества в этом случае имеет следующий вид: обнаружитель должен обеспечить заданный уровень ложных тревог  $F = \text{const}$ . Это обеспечивается выбором порога  $z_* = z_*(F_{tr})$  по заданному требуемому значению  $F_{tr}$ . При этом минимизируется вероятность пропуска цели  $P(A_1)\hat{D} = P(A_1)(1 - D)$  и максимизируется вероятность правильного обнаружения  $P(A_1)D$ .



## 8 КОРРЕЛЯЦИОННАЯ ОБРАБОТКА ОДИНОЧНЫХ СИГНАЛОВ

### 8.1 Условия решения задачи внутрипериодной обработки

Внутрипериодная обработка принятого сигнала предполагает обработку отдельно его реализаций в каждом периоде повторения. Сравнивая независимо каждый отдельный результат такой обработки с порогом, обнаружитель принимает решение о наличии или отсутствии цели.

Одиночный отраженный сигнал от сосредоточенной цели сохраняет известную наблюдателю форму зондирующего сигнала. Такой ОС имеет практически постоянную в пределах длительности амплитуду  $E_s$  и начальную фазу  $\theta_s$ :

$$m_0(t) = E_s e^{i\varphi_s} U_0(t - t_r) e^{i(\omega_0 + \Omega_{ds})t}. \quad (8.1)$$

Обнаружение целей с неизвестным местоположением и радиальной скоростью предполагает одновременное или последовательное установление факта наличия или отсутствия ее во всех возможных местоположениях при всех возможных значениях радиальной скорости в пределах зоны действия РЛС. Поэтому вполне оправданным является рассматриваемое в дальнейшем решение задачи обнаружения в предположении об известности последних параметров ( $t_r$ ,  $\Omega_{ds}$ , направление на цель), соответствующих известному местоположению просматриваемого элемента разрешения.

Различия между характеристиками одиночного отраженного сигнала известной формы и мешающих отражений в одном периоде повторения недостаточны для выделения отраженного сигнала из смеси со сложным радиолокационным фоном. Практический интерес представляет лишь решение задачи обнаружения цели по результату внутрипериодной обработки в случае, когда радиолокационный фон в принятом сигнале ограничен шумовой помехой в виде «белого шума».

### 8.2 Алгоритм внутрипериодной обработки

Внутрипериодная обработка принятого сигнала, содержащего отраженный сигнал известной формы, сводится к образованию квадратичной формы:

$$z = \iint_0^{T_n} R(t_1, t_2) f^*(t_1) f(t_2) dt_1 dt_2. \quad (8.2)$$

При этом система уравнений для корреляционной характеристики  $R(t_1, t_2)$  может быть преобразована в интегральное уравнение вида

$$\begin{aligned} R(t_1, t_2) + \frac{\sigma_s^2}{N_0} \int_0^{T_n} R(t_1, t_2) U_0(t_1 - t_r) U_0^*(t_2 - t_r) e^{i(\omega_0 + \Omega_{ds})(t_1 - t_2)} dt &= \\ &= \frac{\sigma_s^2}{2N_0} U_0(t_1 - t_r) U_0^*(t_2 - t_r) e^{i(\omega_0 + \Omega_{ds})(t_1 - t_2)}. \end{aligned} \quad (8.3)$$

Для этого преобразования достаточно учесть, что в рассматриваемом случае радиолокационный фон ограничен шумовой помехой с дельта-образными прямой и обратной корреляционными функциями  $R_h(t_1, t_2) = 2N_0\delta(t_1 - t_2)$ ,  $Q_h(t_1, t_2) = \frac{1}{2N_0}\delta(t_1 - t_2)$ , а корреляционная функция одиночного отраженного сигнала –  $R_m(t_1, t_2) = 2\sigma_s^2 U_0(t_1 - t_r)U_0^*(t_2 - t_r)e^{i(\omega_0 + \Omega_{ds})(t_1 - t_2)}$ .

Решением интегрального уравнения (8.1) является корреляционная характеристика

$$R_0(t_1, t_2) = K_0^2 U_0(t_1 - t_r)U_0^*(t_2 - t_r)e^{i(\omega_0 + \Omega_{ds})(t_1 - t_2)}, \quad (8.4)$$

превращающая его при  $K_0 = \frac{1}{2N_0 T_0} \cdot \frac{\gamma}{1 + \gamma}$ ,  $\gamma = (\sigma_s^2 T_0)/N_0$  ( $\gamma$  – отношение с/ш) в тождество. Такая корреляционная характеристика позволяет свернуть квадратичную форму  $z$  в квадрат модуля так называемого корреляционного интеграла

$$W(t_r, \Omega_{ds}) = K_0 \int_{-\infty}^{\infty} U_0^*(\tau - t_r)e^{-i(\omega_0 + \Omega_{ds})\tau} f(\tau) d\tau, \quad (8.5)$$

т. е. в выражение

$$z(t_r, \Omega_{ds}) = |W(t_r, \Omega_{ds})|^2 = \left| K_0 \int_{-\infty}^{\infty} U_0^*(\tau - t_r)e^{-i(\omega_0 + \Omega_{ds})\tau} f(\tau) d\tau \right|^2. \quad (8.6)$$

Таким образом, в соответствии с алгоритмом (8.6) устройство внутрипериодной обработки должно формировать квадрат модуля корреляционного интеграла для каждого периода повторения реализаций принятого сигнала. Образование корреляционного интеграла составляет содержание когерентной внутрипериодной обработки, которая может быть реализована корреляционным или фильтровым способами.

### 8.3 Устройство внутрипериодной корреляционной обработки на радиочастоте

Схема устройства изображена на рисунке 8.1.

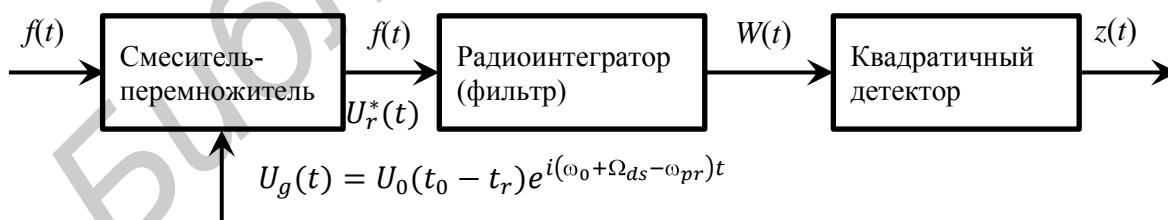


Рисунок 8.1 – Устройство внутрипериодной корреляционной обработки на радиочастоте

Устройство в соответствии с (8.3) содержит смеситель-перемножитель принятого  $f(t)$  и опорного  $U_g(t)$  сигналов, радиointегратор и квадратичный детектор.

Опорный сигнал имеет известную форму и задержку ожидаемого одиночного отраженного сигнала ( $t_z \rightarrow t_r$ ) от сосредоточенной цели, а также

смещен относительно отраженного на промежуточную частоту ( $\Omega_K \rightarrow \Omega_{ds}$ ), т. е. в идеальном случае

$$u_g(t) = U_0(t - t_r)e^{i(\omega_0 + \Omega_{ds} - \omega_{pr})t}. \quad (8.7)$$

Перемножитель образует векторное произведение принятого и опорного сигналов  $U_g^*(t)f(t)$ , которое представляет собой радиоимпульс на промежуточной частоте. Функции перемножителя чаще всего выполняет смеситель, алгоритм работы которого описывается выражением

$$U_{outs}(t) = u_{in1}^*(t)u_{in2}(t) = U_{in1}^*(t)U_{in2}(t)e^{i(\omega_2 - \omega_1)t}. \quad (8.8)$$

Радиоинтегратор имеет импульсную характеристику:

$$v_{pu}(t) = K_u e^{i\omega_{pr}t}, t \geq 0, \quad (8.9)$$

где  $K_u$  – коэффициент преобразования радиоинтегратора.

Его отклик на произведение принятого и опорного сигналов

$$W(t) = \int_{-\infty}^{\infty} v_{pu}(t - \tau)u_g^*(\tau)f(\tau)d\tau = K_u \int_{-\infty}^t U_0^*(\tau - t_r)e^{-i(\omega_0 + \Omega_{ds})\tau}f(\tau)d\tau e^{i\omega_{pr}t}$$

является радиосигналом на промежуточной частоте с комплексной амплитудой в установившемся состоянии (при  $K_u = K_0$ ), совпадающей с корреляционным интегралом:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} W(t) = W(t_r, \Omega_{ds})e^{i\omega_{pr}t}. \quad (8.10)$$

Выделение квадрата огибающей этого отклика происходит в квадратичном детекторе, выходной сигнал которого имеет вид

$$u_{out kv det}(t) = |u_{in}(t)|^2 = |U_{in}(t)|^2. \quad (8.11)$$

Таким образом, в установившемся состоянии выходной сигнал устройства внутрипериодной обработки равен квадрату модуля корреляционного интеграла:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} z(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} |W(t)|^2 = |w(t_r, \Omega_{ds})|^2. \quad (8.12)$$

Функции радиоинтегратора с достаточной степенью приближения выполняет полосовой фильтр. Так, например, простейший полосовой фильтр – одиночный колебательный контур (рисунок 8.2) – имеет импульсную характеристику (рисунок 8.3):

$$v_f(t) = \frac{1}{T_f} e^{-\frac{t}{T_f}} e^{i\omega_{pr}t}, t \geq 0, \quad (8.13)$$

где  $T_f$  – постоянная времени фильтра ( $T_f = \frac{2L}{R+r}$ ).

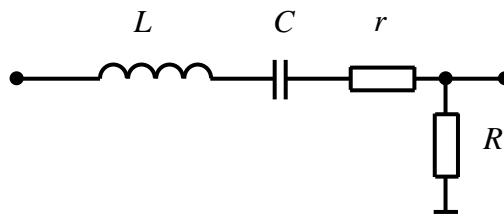


Рисунок 8.2 – Схема простейшего полосового фильтра

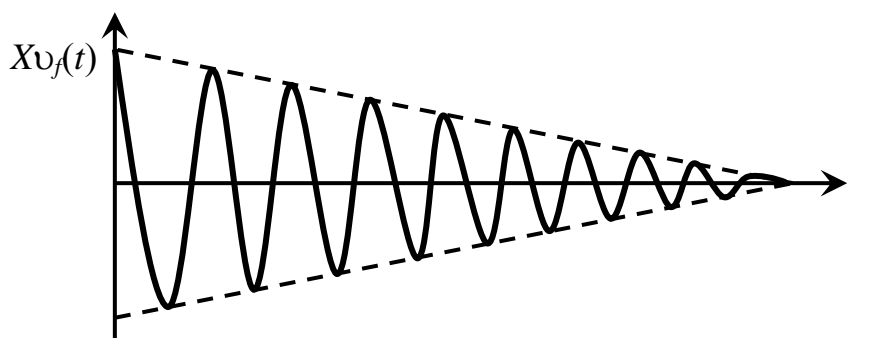


Рисунок 8.3 – Импульсная характеристика полосового фильтра

Очевидно, чем больше постоянная времени фильтра, тем ближе его импульсная характеристика к импульсной характеристике радиointегратора. В случае использования в устройстве внутрипериодной корреляционной обработки вместо радиointегратора полосового радиофильтра следует рассматривать работу устройства обработки не в установившемся состоянии, а в момент достижения выходного сигнала максимального значения, т. е. при  $t = t_r + t_0$ , где  $t_0$  – время задержки сигнала в фильтре.

Для обеспечения независимости последовательной обработки каждого периода повторения реализации принятого сигнала перед подачей очередного одиночного опорного сигнала на смеситель, радиointегратор или полосовой фильтр должны «обнуляться».

Временные диаграммы, поясняющие работу корреляционного устройства внутрипериодной обработки принятого сигнала на радиочастоте, для случая, когда одиночный отраженный сигнал представляет собой ЛЧМ-радиоимпульс, показаны на рисунке 8.4.

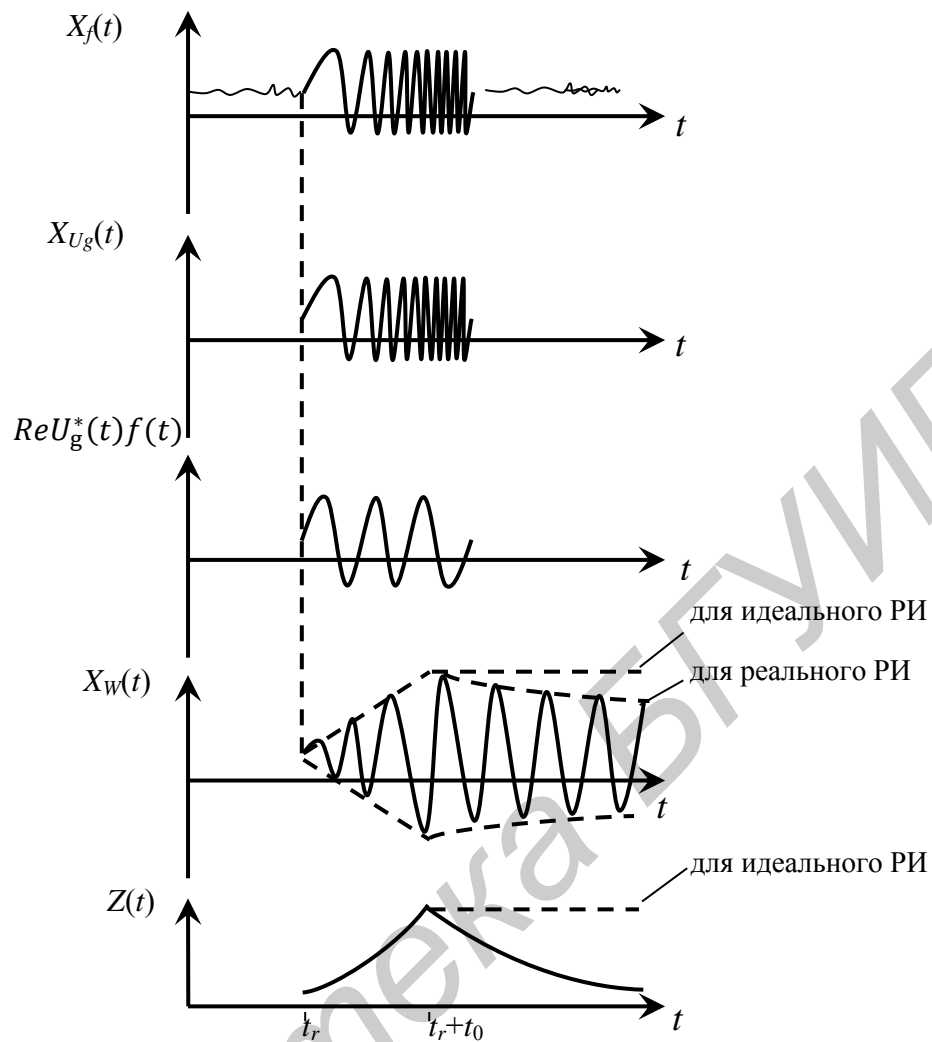


Рисунок 8.4 – Временные диаграммы, поясняющие работу корреляционного устройства внутрипериодной обработки

### 8.4 Устройство внутрипериодной корреляционной обработки на видеочастоте

Схема устройства изображена на рисунке 8.5.

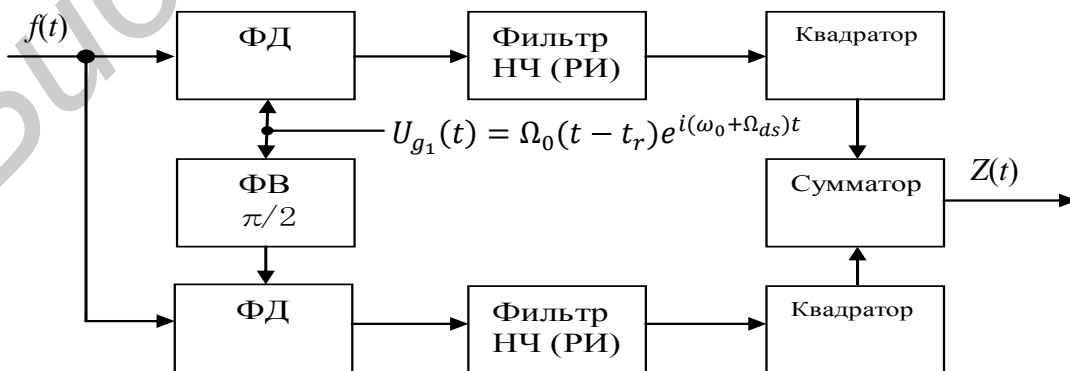


Рисунок 8.5 – Устройство внутрипериодной корреляционной обработки на видеочастоте

Фазовые детекторы образуют скалярные произведения принятого сигнала  $f(t)$  с опорным  $U_{g_1}(t)$  и  $U_{g_2}(t)$ . Эти скалярные произведения представляют собой видеоимпульсы.

Алгоритм работы фазового детектора описывается выражением

$$\begin{aligned} u_{outfazdet}(t) &= \operatorname{Re} u_{in_1}^*(t) u_{in_2}(t) = \\ &= |U_{in_1}(t)| |U_{in_2}(t)| \cos[\varphi_{in_2}(t) - \varphi_{in_1}(t)]. \end{aligned} \quad (8.14)$$

Опорные сигналы имеют известную форму, задержку и частоту ожидаемого одиночного отраженного сигнала от сосредоточенной цели и сдвинуты относительно друг друга по фазе на  $\pi/2$ :

$$u_{g_1}(t) = U_0(t - t_r) e^{i(\omega_0 + \Omega_{ds})t}, \quad u_{g_2}(t) = u_g(t) e^{i\pi/2}. \quad (8.15)$$

Установленные после фазовых детекторов интеграторы имеют импульсные характеристики

$$v_{u_1}(t) = v_{u_2}(t) = K_u, \quad t \geq 0. \quad (8.16)$$

Их отклики на скалярные произведения принятого и опорных сигналов

$$W_1(t) = \int_{-\infty}^t v_u(t - \tau) \operatorname{Re} u_{g_1}^*(\tau) f(\tau) d\tau = \quad (8.17)$$

$$= \operatorname{Re} K_u \int_{-\infty}^t U_0^*(\tau - t_r) e^{-i(\omega_0 + \Omega_{ds})\tau} f(\tau) d\tau,$$

$$W_2(t) = \operatorname{Re} K_u \int_{-\infty}^t U_0^*(\tau - t_r) e^{-i(\omega_0 + \Omega_{ds})\tau} e^{-i\pi/2} f(\tau) d\tau$$

являются видеосигналами и в установившемся состоянии (при  $K_u = K_0$ ) совпадают с квадратурными составляющими корреляционного интеграла:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} W_1(t) = \operatorname{Re} W(t_r, \Omega_{ds}), \quad (8.18)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} W_2(t) = \operatorname{Re} W(t_r, \Omega_{ds}) e^{-i\pi/2} = \operatorname{Im} W(t_r, \Omega_{ds}). \quad (8.19)$$

Функции радиоинтегратора может приближенно выполнять фильтр низких частот, например апериодический  $RC$ -фильтр (рисунок 8.6) с импульсной характеристикой (рисунок 8.7):

$$v_{f_0}(t) = \frac{1}{T_f} e^{-\frac{t}{T_f}}, \quad (8.20)$$

где  $T_f$  – постоянная времени ( $T_f = R \cdot C$ ).

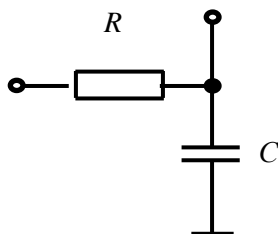


Рисунок 8.6 – Апериодический  $RC$ -фильтр

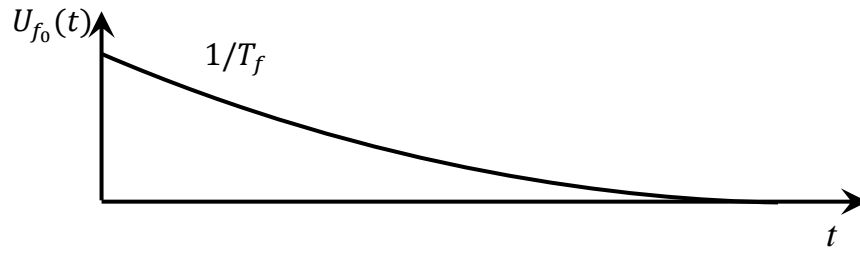


Рисунок 8.7 – Импульсная характеристика RC-фильтра

Выходные сигналы интеграторов с помощью квадраторов и сумматора объединяются в сигнал с квадратом модуля корреляционного интеграла

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \{ [W_1(t)]^2 + [W_2(t)]^2 \} = [ReW(t_r, \Omega_{ds})]^2 + [ImW(t_r, \Omega_{ds})]^2 = z(t_r, \Omega_{ds}). \quad (8.21)$$

В каждом периоде повторения перед подачей очередных одиночных опорных сигналов на фазовые детекторы интеграторы или фильтры низких частот должны обнуляться.

### 8.5 Выходной сигнал устройства внутрипериодной корреляционной обработки

Сигнальная составляющая выходного сигнала когерентной части корреляционного устройства внутрипериодной обработки на радиочастоте в установившемся состоянии представляет собой радиосигнал в виде

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} W_s(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} v_{pu}(t - \tau) Reu^*(\tau) m_0(\tau) d\tau = \\ &= K_u E_s e^{i\varphi_s} \int_{-\infty}^{+\infty} U_0^*(\tau - t_z) U_0(\tau - t_r) e^{-i(\Omega_K - \Omega_{ds})\tau} d\tau \cdot e^{i\omega_{pr}t}, \end{aligned} \quad (8.22)$$

где  $e^{i\varphi_s} = \varphi_s - (\Omega_K - \Omega_{ds})t_r$ ;

$m_0(\tau)$  – одиночный отраженный от сосредоточенной цели сигнал.

Эта сигнальная составляющая представляет собой гармоническое колебание на промежуточной частоте, амплитуда которого равна

$$\lim_{t \rightarrow \infty} W_s(t)_{\max} = K_u E_s T_0 \rho_0^{1/2} (t_z - t_r, F_K - F_{ds}). \quad (8.23)$$

Следовательно, при когерентной корреляционной обработке происходит сжатие обрабатываемого сигнала по спектру за счет фазовой демодуляции его опорным сигналом в перемножителе. Полная демодуляция происходит при  $t_z = t_r$ . При этом одиночный ОС преобразуется на выходе смесителя в ППРИ длительностью  $T_0$ .

Степень сжатия по спектру характеризуется коэффициентом сжатия, который представляет собой отношение ширины спектра обрабатываемого сигнала к ширине спектра выходного сигнала перемножителя коррелятора  $t_z = t_r$ :

$$K_{sg} = \frac{\Delta f_{vh}}{\Delta f_{vih}} = \frac{\Delta f_0}{1/T_0} = T_0 \Delta f_0. \quad (8.24)$$

Явление сжатия по спектру когерентного отраженного сигнала позволяет осуществить узкополосную фильтрацию отраженного сигнала на фоне широкополосной шумовой помехи.

### 8.6 Частотная характеристика корреляционного устройства когерентной внутрипериодной обработки принятого сигнала

Частотная характеристика корреляционного устройства когерентной внутрипериодной обработки принятого сигнала на радиочастоте, определенная как зависимость комплексной амплитуды его отклика на монохроматический сигнал от частоты этого сигнала, равна

$$K_0(\omega) = \int_{-\infty}^t v_{pu}(t - \tau) u_g^*(\tau) e^{i\omega\tau} d\tau = K_u \int_{-\infty}^{+\infty} U_0^*(\tau - t_r) e^{i(\omega - \omega_0 - \Omega_{ds})(\tau - t_r)} d\tau \times \\ \times e^{i\omega t_r} = K_u G_0^*(\omega - \omega_0 - \Omega_{ds}) e^{i\omega t_r},$$

где  $v_{pu}(t)$  – комплексная огибающая импульсной характеристики радиоинтегратора ( $v_{pu}(t) = K_u, t \geq 0$ ).

Соответствующая ей АЧХ по форме совпадает с амплитудно-частотным спектром:

$$|K_0(\omega)| = K_u |G_0(\omega - \omega_0 - \Omega_{ds})|, \quad (8.25)$$

а квадрат АЧХ – с энергетическим спектром ожидаемого одиночного отраженного сигнала:

$$|K_0(\omega)|^2 = K_u^2 S_0(\omega - \omega_0 - \Omega_{ds}). \quad (8.26)$$



## 9 ФИЛЬТРОВАЯ ОБРАБОТКА ОДИНОЧНЫХ СИГНАЛОВ

### 9.1 Устройство внутрипериодной фильтровой обработки и фильтровой обнаружитель

Оптимальный обнаружитель одиночного сигнала известной формы должен образовывать квадрат модуля корреляционного интеграла и испытывать его на порог.

Корреляционный интеграл может быть образован с помощью коррелятора или с помощью фильтра одиночных сигналов известной формы. Причем на выходе фильтра корреляционный интеграл образуется в единственный момент времени  $t = t_r + t_0$ , где  $t_0$  – время запаздывания обрабатываемого сигнала в фильтре. В связи с этим фильтровой обнаружитель ОС известной формы включает в себя фильтр одиночного сигнала (ФОС), селектор, «подчеркивающий» выходной сигнал в момент времени  $t = t_r + t_0$ , квадратичный детектор и пороговое устройство (рисунок 9.1).

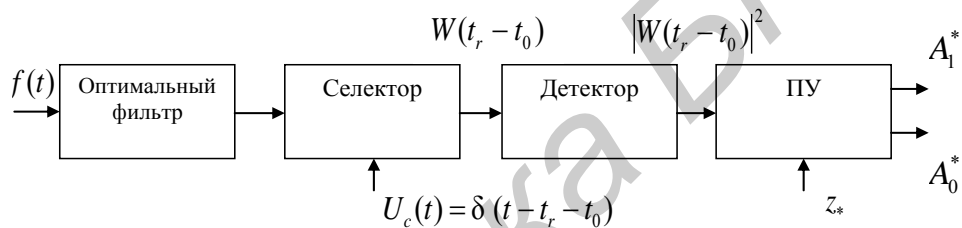


Рисунок 9.1 – Фильтровой обнаружитель ОС известной формы

Фильтр, реализующий алгоритм оптимальной когерентной внутрипериодной обработки, называется оптимальным. Как линейное устройство он вполне определяется импульсной и частотной характеристиками.

### 9.2 Импульсная характеристика оптимального фильтра внутрипериодной обработки

Импульсная характеристика оптимального фильтра внутрипериодной обработки  $u_0(t)$  определяется из условия равенства его выходного сигнала в момент времени  $t = t_r + t_0$  корреляционному интегралу с точностью до постоянного множителя  $K_0$ , т. е. определяется интегральным уравнением

$$\int_{-\infty}^{t_r+t_0} u_0(t_r + t_0 - \tau) f(\tau) d\tau = K_0 \int_{-\infty}^{+\infty} U_0^*(\tau - t_r) e^{-i(\omega_0 + \Omega_{ds})(\tau - t_r)} f(\tau) d\tau. \quad (9.1)$$

Это уравнение непосредственно следует из условия пропорциональности с коэффициентом  $K_0$  отклика оптимального фильтра на принятый сигнал (интеграл Дюамеля):

$$W(t) = \int_{-\infty}^t U_0(t - \tau) f(\tau) d\tau, \quad (9.2)$$

в момент времени  $t = t_r + t_0$  – корреляционному интегралу:

$$W(t_r, \Omega_{ds}) = \int_{-\infty}^{+\infty} U_0^*(\tau - t_r) e^{-i(\omega_0 + \Omega_{ds})(\tau - t_r)} d\tau. \quad (9.3)$$

Для простоты дальнейших рассуждений под знаком экспоненты содержится аргумент  $(\tau - t_r)$  такой же, как и аргумент закона модуляции  $U_0^*(\tau - t_r)$ . Введение  $t_r$  под знаком экспоненты означает умножение ранее полученного интеграла на постоянный комплексный множитель  $e^{-i(\omega_0 + \Omega_{ds})t_r}$ . С учетом условия равенства с коэффициентом  $K_0$ , а тем более с учетом последующего вычисления модуля корреляционного интеграла (на детекторе), умножение на этот множитель не повлияет на результат.

Решением уравнения является импульсная характеристика

$$v_0(t) = K_0 U_0^*(\tau - t_r) e^{-i(\omega_0 + \Omega_{ds})(t_0 - t)}, \quad (9.4)$$

где  $t \geq 0$ , которая представляет собой зеркальное отображение комплексно-сопряженного значения ожидаемого одиночного отраженного сигнала:

$$m_0(t) = E_s e^{i\varphi_s} U_0(t - t_r) e^{i(\omega_0 + \Omega_{ds})(t - t_r)}. \quad (9.5)$$

О зеркальном отображении говорит расположение членов в аргументе  $(t_0 - t)$ .

У физически реализуемого оптимального фильтра внутрипериодной обработки, удовлетворяющего условию  $U_0(t) = 0, t < 0$ , время запаздывания в нем  $t_0$  одиночного отраженного сигнала больше длительности этого сигнала  $t_0 \geq T_0$ .

В качестве примера на рисунке 9.2 изображены квадратурные составляющие ЛЧМ-радиоимпульса и импульсной характеристики оптимального для него фильтра.

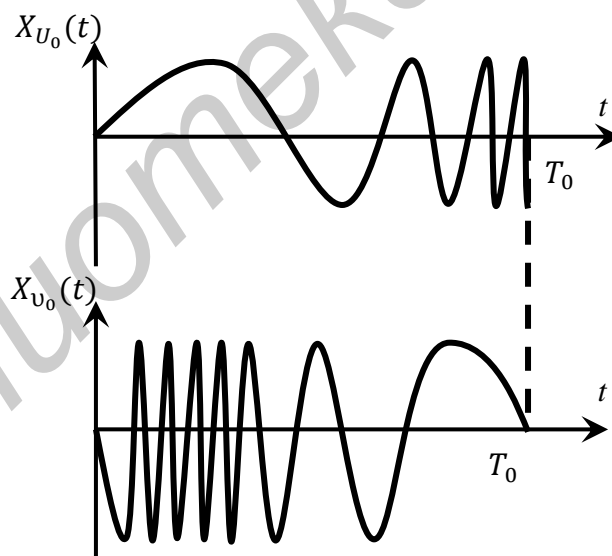


Рисунок 9.2 – Квадратурные составляющие ЛЧМ-радиоимпульса и импульсной характеристики оптимального для него фильтра

В общем случае импульсная характеристика должна быть сдвинута по времени на  $t_0$  (рисунок 9.3)

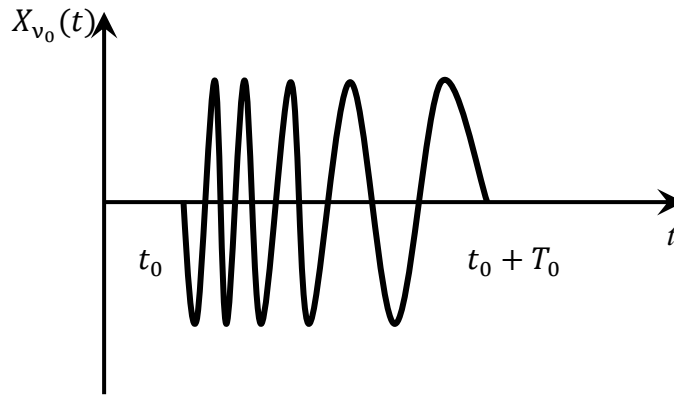


Рисунок 9.3 – Импульсная характеристика ЛЧМ-радиоимпульса, сдвинутого по времени на  $t_0$

### 9.3 Частотная характеристика оптимального фильтра внутрипериодной обработки

Амплитудно-фазочастотная характеристика (АФЧХ) оптимального фильтра внутрипериодной обработки определяется как преобразование Фурье от его импульсной характеристики и имеет вид

$$\begin{aligned} K_0(\omega) &= \int_{-\infty}^{+\infty} U_0^*(t) e^{-i\omega t} dt = K_0 \int_{-\infty}^{+\infty} v_0^*(t_0 - t) e^{-i(\omega_0 + \Omega_{ds})(t_0 - t)} dt = \quad (9.6) \\ &= K_0 e^{-i\omega t} \int_{-\infty}^{+\infty} v_0^*(t_0 - t) e^{-i(\omega_0 + \Omega_{ds})(t_0 - t)} e^{-i\omega(t_0 - t)} dt = |t_1 = t_0 - t| = \\ &= K_0 e^{-i\omega T_0} \int_{-\infty}^{+\infty} v_0^*(t_1) e^{-i(\omega_0 + \Omega_{ds} - \omega)(t_1)} dt_1 = K_0 e^{-i\omega_0 t_0} G_0^*(\omega - \omega_0 - \Omega_{ds}). \end{aligned}$$

Соответствующая амплитудно-частотная характеристика

$$|K_0(\omega)| = K_0 |G_0(\omega - \omega_0 - \Omega_{ds})| \quad (9.7)$$

совпадает с амплитудно-частотным спектром ожидаемого одиночного отраженного сигнала.

Квадрат АЧХ описывается выражением

$$|K_0(\omega)|^2 = K_0^2 T_0 S_0(\omega - \omega_0 - \Omega_{ds}). \quad (9.8)$$

АЧХ оптимального фильтра для отраженного сигнала ЛЧМ РИ представлена на рисунке 9.4.

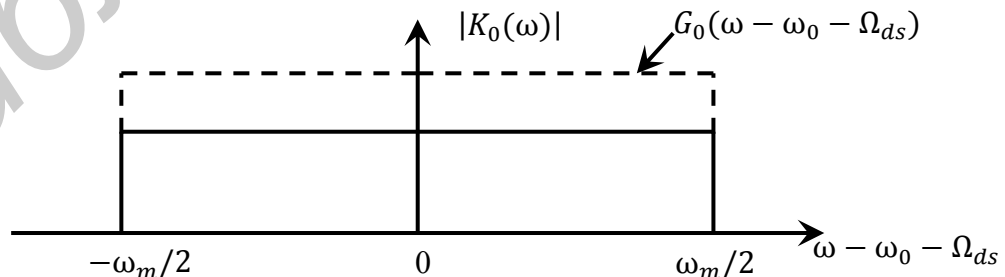


Рисунок 9.4 – АЧХ оптимального фильтра ЛЧМ РИ

Следовательно, оптимальный фильтр внутрипериодной обработки осуществляет согласованную частотную селекцию отраженного АЧС сигнала на выходе фильтра:

$$|g_{W_s}(\omega)| = |g_{m_0}(\omega)| |K_0(\omega)| = K_0 E_s |G_0(\omega - \omega_0 - \Omega_{ds})|^2. \quad (9.9)$$

Фазочастотная характеристика (ФЧХ) оптимального фильтра внутрипериодной обработки равна сумме взятого с обратным знаком фазочастотного спектра ожидаемого сигнала и слагаемого запаздывания:

$$\arg K_0(\omega) = -\arg G_0(\omega - \omega_0 - \Omega_{ds}) - \omega t_0. \quad (9.10)$$

ФЧХ ФОС рассмотрим на примере отраженного сигнала – ЛЧМ РИ (рисунок 9.5).

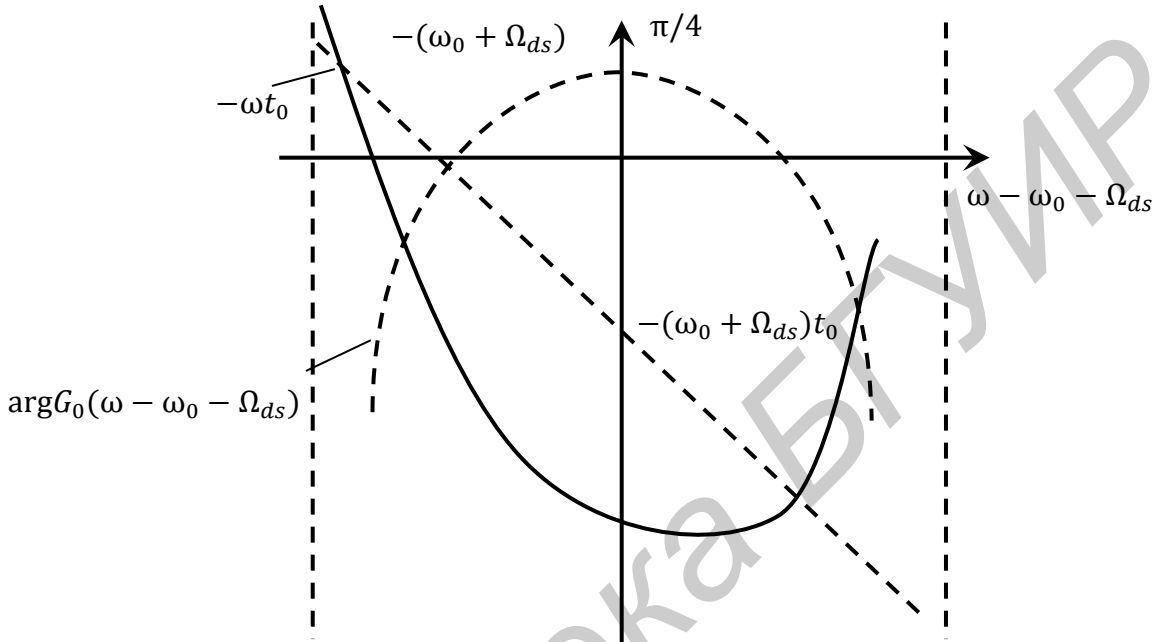


Рисунок 9.5 – Фазочастотная характеристика ФОС для ЛЧМ РИ

ФЧХ при обработке компенсирует фазочастотный спектр отраженного сигнала

$$\begin{aligned} g_{m_0}(\omega)K_0(\omega) &= K_0 E_s e^{i\varphi_s} |G_0(\omega - \omega_0 - \Omega_{ds})| e^{i \arg G_0(\omega - \omega_0 - \Omega_{ds})} \times (9.11) \\ &\times |G_0(\omega - \omega_0 - \Omega_{ds})| e^{-i \arg G_0(\omega - \omega_0 - \Omega_{ds})} e^{-i\omega(t_r + t_0)} = \\ &= K_0 E_s e^{i\varphi_s} |G_0(\omega - \omega_0 - \Omega_{ds})|^2 e^{-i\omega(t_r + t_0)}, \end{aligned}$$

а также обеспечивает синфазное сложение спектральных составляющих ОС в момент времени  $t = t_r + t_0$ . Это можно пояснить, если рассмотреть отклик оптимального фильтра:

$$\begin{aligned} W_s(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} g_{m_0}(\omega)K_0(\omega) e^{-i\omega t} d\omega = (9.12) \\ &= K_0 E_s e^{i\varphi_s} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |G_0(\omega - \omega_0 - \Omega_{ds})|^2 e^{i\omega(t - t_r - t_0)} d\omega. \end{aligned}$$

Максимальное значение сигнала на выходе ФОС в момент  $t = t_r + t_0$  ( $e^{i\omega(t - t_r - t_0)}|_{t=t_r+t_0} = 1$ ) равно

$$W_s(t_r + t_0) = K_0 E_s e^{i\varphi_s} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |G_0(\omega - \omega_0 - \Omega_{ds})|^2 d\omega. \quad (9.13)$$

Наряду с фазочастотной характеристикой линейного устройства иногда рассматривают так называемую *дисперсионную характеристику*, описывающую зависимость времени задержки гармонического колебания в

линейном устройстве от частоты. Она равна взятой с обратным знаком производной фазочастотной характеристики:

$$t_z(\omega) = -\frac{d \arg K(\omega)}{d\omega}. \quad (9.14)$$

У оптимального фильтра внутрипериодной обработки она имеет вид

$$t_{z_0}(\omega) = -\frac{d \arg K_0(\omega)}{d\omega} = \frac{d \arg G_0(\omega - \omega_0 - \Omega_{ds})}{d\omega} + t_0. \quad (9.15)$$

Дисперсионная характеристика ФОС выравнивает при обработке отраженного сигнала запаздывание спектральных составляющих на выходе ФОС до момента  $t_r + t_0$ . Действительно,

$$\begin{aligned} t_{r_0}(\omega) + t_{z_0}(\omega) &= -\frac{d \arg g_{m_0}(\omega)}{d\omega} - \frac{d \arg K_0(\omega)}{d\omega} = \\ &= -\frac{d \arg G_0(\omega - \omega_0 - \Omega_{ds})}{d\omega} + t_r + \frac{d \arg G_0(\omega - \omega_0 - \Omega_{ds})}{d\omega} + t_0 = t_r + t_0, \end{aligned} \quad (9.16)$$

где  $t_{r_0}(\omega)$  – распределение по частоте времен запаздывания спектральных составляющих одиночного отраженного сигнала, которое условно можно назвать дисперсионным спектром

$$t_{r_0}(\omega) = -\frac{d \arg g_{m_0}(\omega)}{d\omega}. \quad (9.17)$$

#### 9.4 Выходной сигнал оптимального фильтра внутрипериодной обработки

Сигнальная составляющая выходного сигнала оптимального фильтра внутрипериодной обработки представляет собой радиоимпульс на частоте несущего колебания отраженного сигнала:

$$W_s(t) = \int_{-\infty}^t v_0(t - \tau) m_0(\tau) d\tau, \quad (9.18)$$

$$v_0(t) = K_0 U_0^*(t_0 - t) e^{-i(\omega_0 + \Omega_{ds})(t_0 - t)}, \quad (9.19)$$

$$U_0(t - \tau) = K_0 U_0^*(t_0 - t + \tau) e^{-i(\omega_0 + \Omega_{ds})(t_0 - t + \tau)}, \quad (9.20)$$

$$m_0(\tau) = E_s e^{i\varphi_s} U_0(\tau - t_r) e^{i(\omega_0 + \Omega_{ds})(\tau - t_r)} = \quad (9.21)$$

$$\begin{aligned} W_s(t) &= K_0 E_s e^{i\varphi_s} \int_{-\infty}^{+\infty} v_0(\tau - t_r) U_0^*(t_0 - t + \tau) e^{-i(t_0 - t + \tau)} d\tau = \\ &= |t_1 = \tau - t_r, \tau = t_r + t_1| = \\ &= K_0 E_s e^{i\varphi_s} e^{i(\omega_0 + \Omega_{ds})(t - t_r - t_0)} \int_{-\infty}^{+\infty} U_0(t_1) U_0^*(t_0 - t + t_r + t_1) dt_1 = \\ &= K_0 E_s e^{i\varphi_s} e^{i(\omega_0 + \Omega_{ds})(t - t_r - t_0)} \int_{-\infty}^{+\infty} U_0(t_1) U_0^*[t_1 - (t - t_r - t_0)] dt_1 = \\ &= K_0 E_s T_0 e^{i\varphi_s} C_0(t - t_r - t_0) e^{i(\omega_0 + \Omega_{ds})(t - t_r - t_0)}. \end{aligned}$$

Следовательно, огибающая выходного сигнала имеет форму модуля функции рассогласования одиночного зондирующего сигнала по времени  $C_0(\tau)$ :

$$\begin{aligned} |W_s(t)| &= K_0 E_s T_0 |C_0(t - t_r - t_0)| = \\ &= K_0 E_s T_0 \left| \frac{1}{T_0} \int_{-\infty}^t U_0^*(\tau - t + t_0) U_0(\tau - t_r) d\tau \right| = \\ &= K_0 E_s \left| \int_{-\infty}^{t - t_r} U_0(\tau) U_0^*(\tau - t + t_r + t_0) d\tau \right| \end{aligned} \quad (9.22)$$

и запаздывает по времени относительно зондирующего сигнала на  $t_r + t_0$ . Видно, что оптимальный фильтр инвариантен ко времени прихода обрабатываемого сигнала ( $t_r$  присутствует в выражении для огибающей) и

производит сжатие сигнала по времени (в выражении для огибающей присутствует функция рассогласования) с коэффициентом

$$K_{sz} = \frac{T_{0vh}}{T_{0vih}} = \frac{T_0}{1/\Delta f_0} = T_0 \Delta f_0. \quad (9.23)$$

В качестве примера приведены зондирующий сигнал линейно-частотно-модулированного радиоимпульса (ЗС ЛЧМ РИ), отраженный сигнал и отклик ФОС (рисунок 9.6).

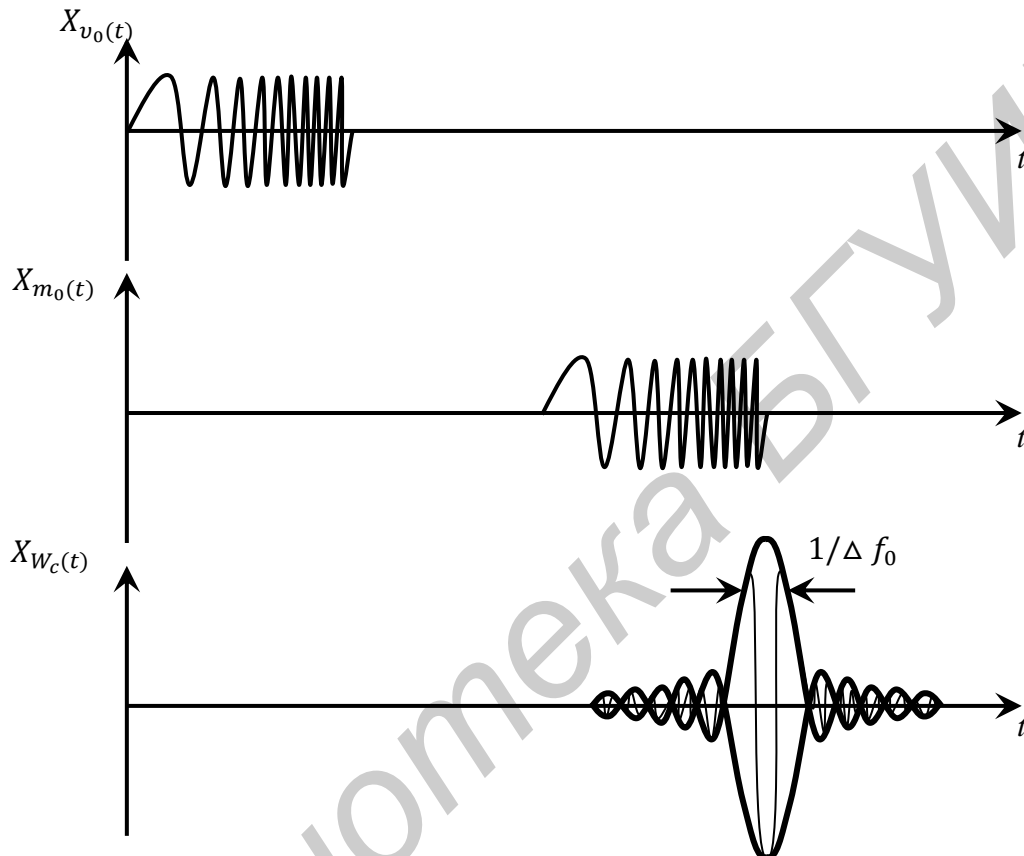


Рисунок 9.6 – ЗС ЛЧМ РИ, отраженный сигнал и отклик ФОС

На выход селектора устройства обработки проходит только фрагмент отклика фильтра, который совпадает по времени с действием селектирующего импульса  $\delta(t - t_r - t_0)$ .

Квадрат модуля сигнальной составляющей огибающей выходного сигнала ФОС, настроенного на частоту  $(\omega_0 + \Omega_K)$ , в момент времени  $t = t_z + t_0$  пропорционален значению функции неопределенности обрабатываемого одиночного сигнала:

$$\begin{aligned} |W_s(t_z + t_0)|^2 &= \left| \int_{-\infty}^{t_z} U_0(t_z + t_0 - \tau) m_0(\tau) d\tau \right|^2 = & (9.24) \\ &= K_0^2 E_s^2 T_0^2 \left| \frac{1}{T_0} \int_{-\infty}^{t_z} U_0^*(\tau - t_z) U_0(\tau - t_r) e^{-i(\Omega_K - \Omega_{ds})\tau} d\tau \right|^2 = \\ &= K_0^2 E_s^2 T_0^2 \left| \frac{1}{T_0} \int_{-\infty}^{t_z - t_r} U_0^*(\tau) U_0(\tau - t_z + t_r) e^{-i2\pi(F_K - F_{ds})\tau} d\tau \right|^2 = \end{aligned}$$

$$= K_0^2 E_s^2 T_0^2 \rho_0 (t_z - t_r, F_K - F_{ds}),$$

где  $F_K$  – частота настройки ФОС;

$t_z + t_0$  – задержка селектирующего импульса.

Библиотека БГУИР

## 10 СПОСОБЫ И УСТРОЙСТВА КОГЕРЕНТНОЙ КОМПЕНСАЦИИ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ

### 10.1 Введение в междупериодную обработку принятого сигнала

В общем случае обработка принятых сигналов в РЛС представляет собой сочетание внутривысказанной (ВПО) и межвысказанной (МПО) обработки. Одиночные отраженные сигналы имеют известную форму внутри периода и обрабатываются корреляционным или фильтровым способом. К сожалению, внутривысказанная обработка не изменяет (не уменьшает) мощности мешающих отражений (МО), т. к. они имеют шумоподобную внутривысказанную структуру. МО маскируют отраженный сигнал. Поэтому нецелесообразно ограничиваться построением оптимального обнаружителя для одиночных сигналов. Необходимо провести межвысказанную обработку одиночных сигналов, прошедших внутривысказанную обработку, и извлечь пользу из факта коррелированности отраженных сигналов (когерентно накапливать их) и мешающих отражений (когерентно компенсировать их).

Существенным отличием задачи синтеза и анализа обнаружителя последовательности отраженных сигналов от задачи обнаружения одиночного сигнала известной формы является статистический (межвысказанный) характер помех и сигнала, флуктуации которых (амплитудные и фазовые) проявляются в течение длительности последовательности.

Итак, на устройство межвысказанной обработки поступают  $L$  принятых одиночных сигналов, прошедших внутривысказанную обработку и характеризующихся комплексной амплитудой  $F_l$  ( $l = \overline{1, L}$ ), в момент формирования корреляционного интеграла ( $t = t_r + t_0 + (k - 1)T_r$ ).

Можно показать, что квадрат амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) устройства, осуществляющего когерентную ВПО и МПО, представляется в виде произведения квадратов АЧХ устройств ВПО  $|K_0(\omega)|^2$  и МПО  $|K_L(\omega T_r)|^2$ :

$$|K(\omega)|^2 = |K_0(\omega)|^2 \cdot |K_L(\omega T_r)|^2. \quad (10.1)$$

Кроме того, квадрат АЧХ устройства МПО можно представить в виде произведения квадратов АЧХ последовательно соединенных устройств когерентной компенсации мешающих отражений (ККМО)  $|K_I(\omega T_r)|^2$  и когерентного накопления отраженного сигнала (КНОС)  $|K_{II}(\omega T_r)|^2$ :

$$|K_L(\omega T_r)|^2 = |K_I(\omega T_r)|^2 \cdot |K_{II}(\omega T_r)|^2. \quad (10.2)$$

Причем квадрат АЧХ устройства ККМО обратно пропорционален энергетическому спектру фона  $S_f(\omega) = S_p(\omega) + S_h(\omega)$  с учетом ВПО

$$|K_I(\omega T_r)|^2 = \frac{1}{|K_0(\omega)|^2 [S_p(\omega) + S_h(\omega)]} = \frac{1}{|K_0(\omega)|^2 S_f(\omega)}, \quad (10.3)$$

а квадрат АЧХ устройства КНОС согласован с энергетическим спектром ОС, прошедшего устройство ККМО:



$$|K_{II}(\omega T_r)|^2 = \frac{|K_0(\omega)|^2 |K_I(\omega T_r)|^2 \Delta f_0 T_0 S_m(\omega)}{1 + |K_0(\omega)|^2 |K_I(\omega T_r)|^2 \Delta f_0 T_0 S_m(\omega)}, \quad (10.4)$$

где  $S_m(\omega)$  – энергетический спектр ОС на входе устройства обработки.

Таким образом, квадрат АЧХ устройства когерентной обработки принятого сигнала имеет вид

$$|K(\omega)|^2 = |K_0(\omega)|^2 \cdot |K_I(\omega T_r)|^2 |K_{II}(\omega T_r)|^2. \quad (10.5)$$

Если основываться на допущении о возможности разделения обработки на внутрипериодную и межпериодную, а также руководствоваться принципами МПО, можно изобразить структурную схему обработки принятого сигнала, представленную на рисунке 10.1.

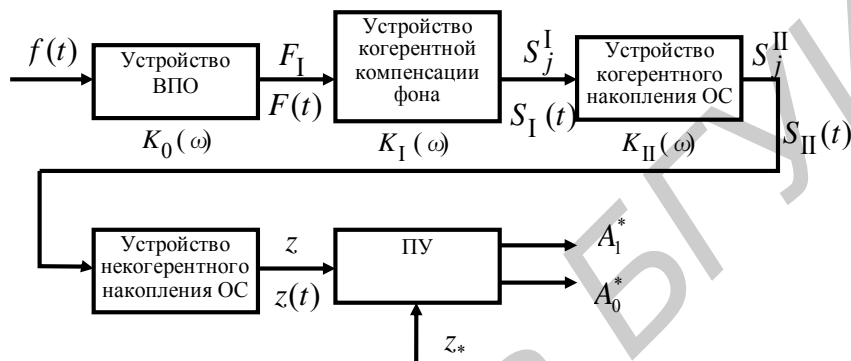


Рисунок 10.1 – Структурная схема обработки принятого сигнала

Рассматриваемое устройство имеет в своем составе устройство внутрипериодной обработки (УВПО), устройство когерентной компенсации мешающих отражений (УККМО) (декорреляции и подавления фона), когерентный и некогерентный накопители.

Когерентная компенсация (КК) мешающих отражений (МО) осуществляется на первом этапе межпериодной обработки (МПО). Матрица обработки этого этапа определяется обратной корреляционной матрицей фона:

$$\|R_{kl}^I\| = \|Q_{kl}^f\|. \quad (10.6)$$

Физической основой ККМО являются различия в доплеровских смещениях по частоте МО  $\Omega_{dp}$  и ОС  $\Omega_{ds}$  и сравнительное время корреляции флуктуаций МО, позволяющее получить дискретную гребенчатую структуру энергетического спектра МО. Причем различия в частотах Доплера больше ширины зубцов спектра МО и ОС:

$$|\Omega_{ds} - \Omega_{dp}| \geq 2\pi\Delta F_{LC}, \quad |\Omega_{ds} - \Omega_{dp}| \geq 2\pi\Delta F_{LP}. \quad (10.7)$$

## 10.2 Амплитудно-частотная характеристика устройства когерентной компенсации мешающих отражений

Квадрат АЧХ устройства ККМО определяется дискретным преобразованием Фурье от элементов матрицы обработки:

$$|K_I(\omega T_r)|^2 = \sum_{k-j} R_{kj}^I e^{-i\omega(k-j)T_r} = \sum_{k-j} Q_{kj}^f e^{-i\omega(k-j)T_r}. \quad (10.8)$$

Умножим и разделим правую часть выражения (10.8) на межпериодный энергетический спектр фона, представляющий собой спектр дискретного преобразования Фурье от ковариационной функции фона:

$$S_f(\omega T_r) = \sum_{k-j} R_{jl}^f e^{-i\omega(j-l)T_r}. \quad (10.9)$$

С учетом того что элемент матрицы, полученной в результате произведения прямой и обратной матрицы, равен

$$\sum_j R_{kj} \cdot Q_{jl} = \delta_{kl} = \begin{cases} 0, & k \neq l, \\ 1, & k = l, \end{cases} \quad (10.10)$$

выражение (10.1) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} |K_I(\omega T_r)|^2 &= \frac{\sum_{k-j} R_{kj}^f e^{-i\omega(k-j)T_r} \sum_{j-l} R_{jl}^f e^{-i\omega(j-l)T_r}}{S_f(\omega T_r)} = \\ &= \frac{\sum_{k-l} \delta_{kl} e^{-i\omega(k-l)T_r}}{S_f(\omega T_r)} = \frac{1}{S_f(\omega T_r)}. \end{aligned} \quad (10.11)$$

В силу независимости МО и шумов, ковариационная матрица фона представляется суммой ковариационных матриц шума и МО. Поэтому

$$R_{kl}^f = R_{kl}^p + R_{kl}^{sh} = 2\sigma_p^2 r_{kl}^p e^{-i(k-l)\Omega_{dp}T_r} + 2(N_0 + N_a) \Delta f_0 \delta_{kl}, \quad (10.12)$$

$$\begin{aligned} S_f(\omega T_r) &= \sum_{k-l} R_{kl}^f e^{-i\omega(k-l)T_r} = \sum_{k-l} 2(N_0 + N_a) \Delta f_0 \delta_{kl} e^{-i(k-l)\omega T_r} + \\ &+ \sum_{k-l} 2\sigma_p^2 r_{kl}^p e^{-i(k-l)(\omega - \Omega_{dp})T_r} = 2(N_0 + N_a) \Delta f_0 + 2\sigma_p^2 S_{LP}[(\omega - \Omega_{dp})T_r] = \\ &= (2(N_0 + N_a) \Delta f_0 + 2\sigma_p^2 F_r \sum_{k-l} S_{LP}(\omega - \Omega_{dp} - 2\pi F_r \cdot k)) = \\ &= S_{sh}(\omega T_r) + S_p(\omega T_r). \end{aligned} \quad (10.13)$$

Следовательно, энергетический спектр межпериодной структуры радиолокационного фона в общем случае состоит из равномерной по спектру помехи

$$S_{sh}(\omega T_r) = \sum_{k-l} R_{kl}^{sh} e^{-i\omega(k-l)T_r} = 2(N_0 + N_a) \Delta f_0 \quad (10.14)$$

и гребенчатого межпериодного энергетического спектра мешающих отражений

$$\begin{aligned} S_p(\omega T_r) &= \sum_{k-l} R_{kl}^p e^{-i\omega(k-l)T_r} = 2\sigma_p^2 S_{LP}[(\omega - \Omega_{dp})T_r] = \\ &= 2\sigma_p^2 F_r \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_{LP}(\omega - \Omega_{dp} - 2\pi F_r \cdot k). \end{aligned} \quad (10.15)$$

В этом случае квадрат АЧХ устройства ККМО оказывается гребенчатым и имеет вид режекторной функции

$$|K_I(\omega T_r)|^2 = \frac{1}{2(N_0 + N_a) \Delta f_0 [1 + \gamma_P F_r \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_{LP}(\omega - \Omega_{dp} - 2\pi F_r \cdot k)]^2} \quad (10.16)$$

где  $\gamma_P$  – отношение МО/шум по мощности ( $\gamma_P = \frac{\sigma_p^2}{2(N_0 + N_a) \Delta f_0}$ ).

Из последнего выражения видно, что максимальным значениям ЭС МО соответствуют минимальные значения квадрата АЧХ устройства ККМО и, наоборот, на тех частотах, где значения ЭС МО минимальны, квадрат АЧХ имеет максимальные значения. Это соответствует компенсации МО. Следовательно, устройство компенсации МО должно иметь квадрат АЧХ, у которого зоны режекции совмещены по положению на оси частот с зубцами ЭС МО.

Одновременно в оптимальном устройстве ККМО осуществляется декорреляция МО. При этом энергетический спектр фона (с учетом некоррелированности шумов) на выходе устройства ККМО является равномерным:

$$S_f^1(\omega T_r) = S_f(\omega T_r) \cdot |K_1(\omega T_r)|^2 = 1. \quad (10.17)$$

Это означает, что форма зон режекции должна быть согласованна с формой зубцов энергетического спектра МО.

Спектральная интерпретация ККМО поясняется на рисунке 10.2.

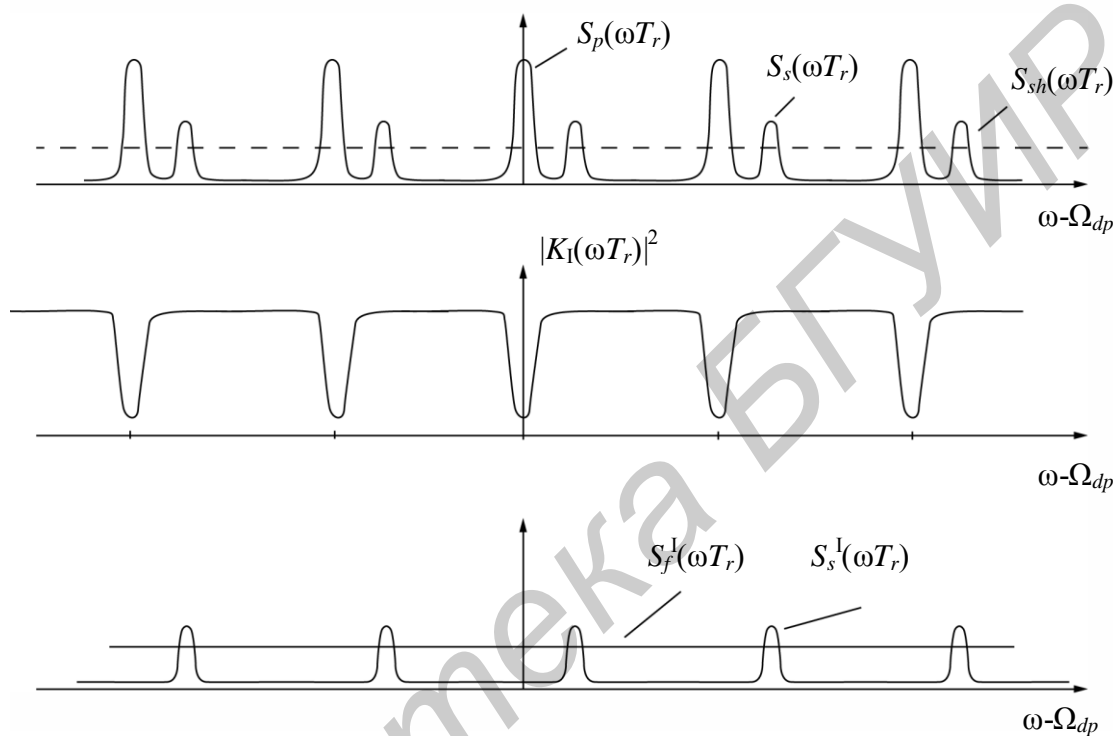


Рисунок 10.2 – Спектральная интерпретация ККМО

**Примечание** – В общем случае целесообразно рассматривать квадрат АЧХ устройства ККМО не отдельно, а совместно с квадратом АЧХ устройства внутрипериодной обработки:

$$|K_0(\omega)|^2 \cdot |K_1(\omega T_r)|^2. \quad (10.18)$$

Его вид представлен на рисунке 10.3.

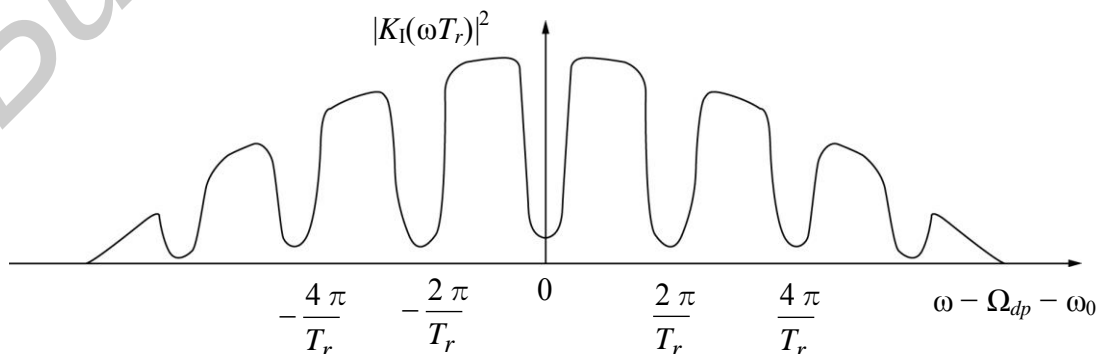


Рисунок 10.3 – Квадрат АЧХ устройств в ККМО и ВПО

### 10.3 Корреляционное устройство когерентной компенсации мешающих отражений

При корреляционной обработке на радиочастоте устройство внутрипериодной обработки принятого сигнала и когерентной компенсации МО (рисунок 10.4) имеет:

- смеситель, осуществляющий перемножение принятого сигнала с опорным;

- фильтр грубой селекции (ФГС), представляющий собой полосовой фильтр с прямоугольной АЧХ  $|K_{FGS}(\omega)|^2 = 1, |\omega - \omega_f| \leq \pi F_r$  шириной  $\Delta f_{FGS} = F_r$ .

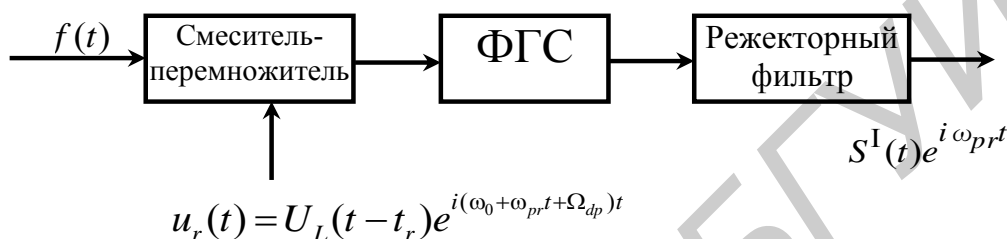


Рисунок 10.4 – Корреляционное устройство когерентной компенсации мешающих отражений

Квадрат АЧХ режекторного фильтра зависит от вида ЭС флуктуаций МО и при достаточно больших значениях МО/шумы  $\gamma_P$  определяется зависимостью, обратной энергетическому спектру флуктуаций МО:

$$|K_R(\omega)|^2 \cong \frac{1}{S_{LP}(\omega)} = \quad (10.19)$$

=|При описании ЭС флуктуаций МО  $m$  – кратной резонансной кривой|=

$$= \frac{1}{\frac{1}{\Delta f_{LP}} \cdot \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{\omega}{2\Delta f_{LP}m}\right)^2\right]^m}} = \Delta f_{LP} \left[1 + \left(\frac{\omega}{2\Delta f_{LP}m}\right)^2\right]^m.$$

Поясним с помощью рисунков процесс ККМО в корреляционном устройстве при спектральной интерпретации (рисунок 10.5). Спектры ОС и МО являются гребенчатыми и рассовмещены по частоте, т. к. сигнал на выходе смесителя представляет ограниченную по времени (до  $T_n$ ) последовательность простых радиоимпульсов на частоте, близкой к промежуточной. Спектр такой последовательности является гребенчатым. В смесителе-перемножителе произошла свертка сигнала по спектру и «продукт» этой свертки для МО находится на частоте  $(\omega_{pr} + \Omega_{dp})$ , а для ОС – на  $(\omega_{pr} + \Omega_{ds})$  (при этом полагалось, что  $\Omega_k = 0$ ). Для выделения продукта свертки служит ФГС. Так как  $\Delta f_{FGS} = F_r$ , то удвоенное значение постоянной времени ФГС  $2T_{FGS} \cong \frac{1}{\Delta f_{FGS}} = T_r$ . Следовательно, каждый радиоимпульс в последовательности «заполняется» (растягивается) в ФГС на период ЗС, а принятый сигнал на выходе ФГС преобразуется в радиоимпульс длительностью  $T_r$  и

энергетическим спектром в виде одного зубца МО и одного зубца ОС. Таким образом, с помощью смесителя-перемножителя и ФГС производится свертка МО и ОС по спектру, а режекторный фильтр вырезает зубец свернутого спектра МО, пропуская на выход свернутый по спектру отраженный сигнал.

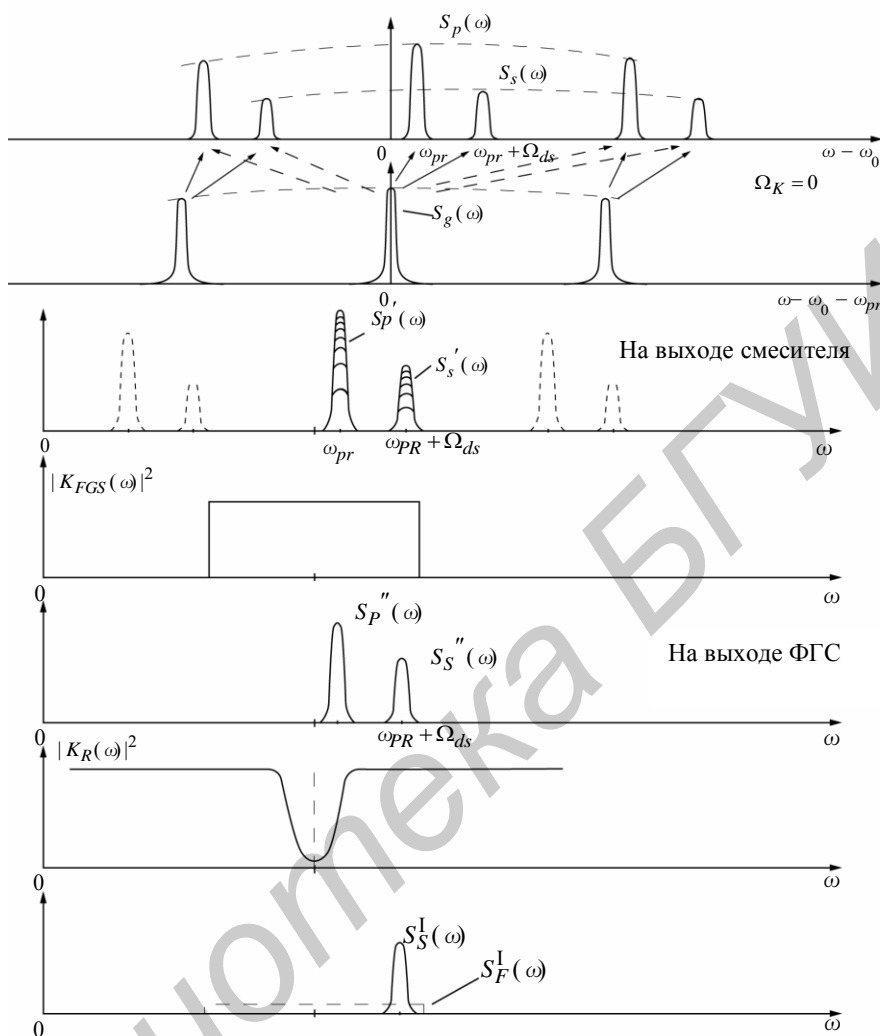


Рисунок 10.5 – Спектральная интерпретация ККМО

Благодаря свертке гребенчатого фильтра на входе смесителя-перемножителя спектра МО в одну спектральную составляющую, режекторный фильтр, имея только одну зону режекции, обеспечивает подавление всех (спектральных составляющих) зубцов энергетического спектра МО. Следовательно, устройство имеет гребенчатую АЧХ (рисунок 10.6).

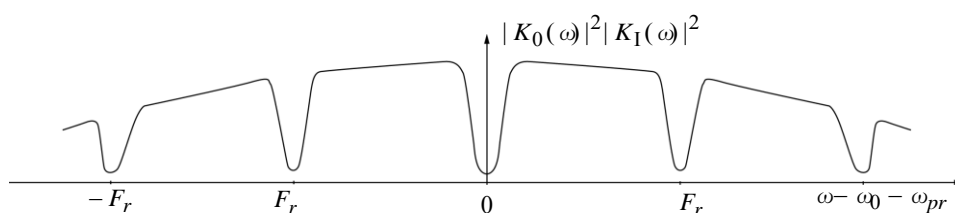


Рисунок 10.6 – Квадрат АЧХ устройств ВПО и ККМО

Здесь  $|K_0(\omega)|^2$  – квадрат АЧХ устройства внутривидеочастотной обработки.

В корреляционном устройстве ККМО на радиочастоте в качестве режекторного фильтра может использоваться цепочка из  $m$  последовательно соединенных простейших режекторных фильтров с квадратом АЧХ:

$$|K_{r1}(\omega)|^2 \cong \left[ 1 + \left( \frac{\omega - \omega_{pr}}{2\Delta f_{LP}} \right)^2 \right]. \quad (10.20)$$

Схема такого фильтра изображена на рисунке 10.7.

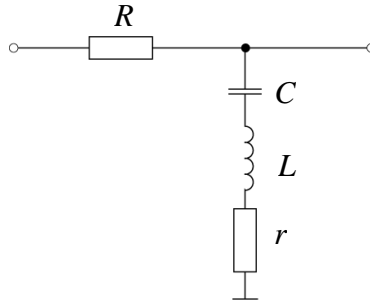


Рисунок 10.7 – Схема простейшего режекторного фильтра

Его частота настройки  $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ , а частотная характеристика имеет вид

$$K_r(\omega) = \frac{r + i(\omega L - \frac{1}{\omega C})}{R + r + i(\omega L - \frac{1}{\omega C})} = \frac{1 + i(\omega - \omega_{pr}) \frac{1}{2\Delta f_r}}{(\frac{R}{r} + 1) + i(\omega - \omega_{pr}) \frac{1}{2\Delta f_r}}, \quad (10.21)$$

где  $\Delta f_r = \frac{r}{2L}$  – ширина зоны режкции.

Квадрат АЧХ определяется по формуле

$$|K_r(\omega)|^2 = \frac{1 + \left( \frac{\omega - \omega_{pr}}{2\Delta f_r} \right)^2}{\left( \frac{R}{r} + 1 \right)^2 + \left( \frac{\omega - \omega_{pr}}{2\Delta f_r} \right)^2} \cong \left( \frac{r}{R} \right)^2 \left[ 1 + \left( \frac{\omega - \omega_{pr}}{2\Delta f_r} \right)^2 \right]. \quad (10.22)$$

Так как в области резонанса  $\omega \cong \omega_r$ , то знаменатель в выражении (10.22) в основном определяется величиной  $\left( \frac{R}{r} \right)^2$ .

Видно, что квадрат АЧХ этого фильтра при  $f_r = f_{pr}$  и  $\Delta f_r = \Delta F_{LP}$  совпадает с требуемой АЧХ для наилучшего подавления непрерывных ограниченных временем наблюдения мешающих отражений на выходе ФГС при  $m = 1$ .

Более детальные исследования, проведенные с учетом влияния шумов, показывают, что условие оптимальности можно обеспечить достаточно строго при произвольном отношении помеха/шум. Для этого глубина зоны режкции каждого из цепочки режекторных фильтров должна устанавливаться из условия

$$|K_r(\omega = \omega_r)|^2 = \left( \frac{r}{R+r} \right)^2 = \frac{1}{1 + \frac{\sigma_p^2}{\Delta F_{LP} N_0}}. \quad (10.23)$$

В корреляционном устройстве ККМО на видеочастоте роль простейшего режекторного низкочастотного фильтра может выполнять дифференцирующая цепь (рисунок 10.8), для которой

$$|K_r(\omega)|^2 = \frac{\left(\frac{\omega}{2\Delta f_r}\right)^2}{1 + \left(\frac{\omega}{2\Delta f_r}\right)^2}, \quad (10.24)$$

где  $\Delta f_r = \frac{1}{2T_f} = \frac{1}{2RC}$ .

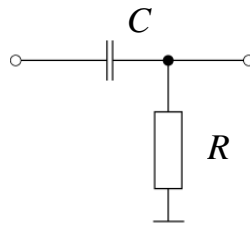


Рисунок 10.8 – Схема простейшего режекторного НЧ-фильтра

Схема устройства ККМО на видеочастоте показана на рисунке 10.9.

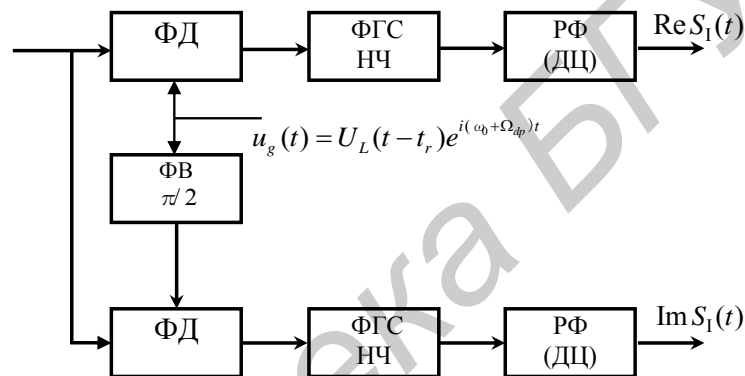


Рисунок 10.9 – Схема устройства ККМО на видеочастоте

Учет частоты Доплера МО при их корреляционной когерентной компенсации может быть осуществлен путем изменения частоты настройки режекторного фильтра на  $\Omega_{DP}$  или частоты коррекции  $\Omega_k = \Omega_{DP}$  гетеродинного сигнала. Однако чаще всего от учета  $\Omega_{DP}$  отказываются и лишь увеличивают ширину зоны режкции до величины  $\Delta f_r \geq (2F_{DPmax} + \Delta F_{LP})$ .

#### 10.4 Фильтровое устройство когерентной компенсации мешающих отражений

Когерентная компенсация МО при фильтровой обработке сигналов может осуществляться либо с помощью набора из  $M = \frac{\Delta f_0}{F_r}$  режекторных фильтров, расстроенных по частоте с интервалом  $\Delta f = F_r$  в диапазоне  $\Delta f_0$ , либо с помощью устройства  $m$ -кратного ЧПВ. Схема фильтрового устройства ККМО в виде набора РФ представлена на рисунке 10.10.

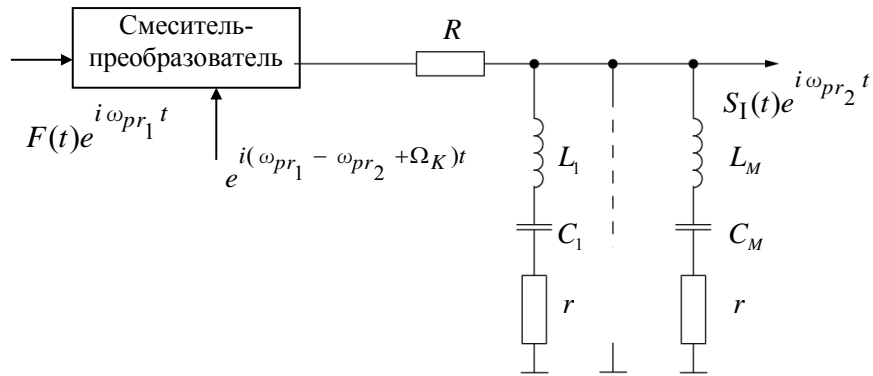


Рисунок 10.10 – Схема фильтрового устройства ККМО в виде набора РФ

В импульсных РЛС с низкой частотой повторения ЗС реализация этого устройства затруднена из-за чрезвычайно большого требуемого количества режекторных фильтров  $M = \frac{\Delta f_0}{F_r}$ . Поэтому в таких РЛС предпочтение отдается ЧПВ.

Как уже отмечалось, ЭС флуктуаций МО в общем случае аппроксимируется зависимостью

$$S_{LP} = \frac{1}{\Delta f_{LP}} \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{\omega}{2m} \Delta f_{LP}\right)^2\right]^m}. \quad (10.25)$$

В этом случае ЭС междупериодной структуры МО имеет вид

$$S_{LP}(\omega T_r) = F_r \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_{LP}(\omega - 2\pi k F_r) = \frac{A_m(\alpha)}{(1 - 2\alpha \cos \omega T_r + \alpha^2)^m}, \quad (10.26)$$

где  $A_m(\alpha)$  – некоторая несущественная для дальнейших рассуждений постоянная величина ( $A_m(\alpha) = \frac{(1-\alpha^2)^{2m-1}}{\sum_{x=0}^m (C_m^x)^2 \alpha^{2x}}$ ).

Как уже отмечалось, квадрат АЧХ устройства ККМО при  $\gamma_P \gg 1$  равен

$$|K_I(\omega T_r)|^2 \cong \frac{1}{\gamma_P S_{LP}[(\omega - \Omega_{dp}) T_r]} = K_I^2 |1 - \alpha e^{-i(\omega - \Omega_{dp}) T_r}|^{2m}, \quad (10.27)$$

где  $K_I$  – несущественный при выявлении формы квадрата АЧХ коэффициент ( $K_I = \left\{ \frac{\sum_{x=0}^m (C_m^x)^2 \alpha^{2x}}{\gamma_P (1-\alpha^2)^{2m}} \right\}^{1/2}$ );

$\alpha$  – коэффициент междупериодной корреляции флуктуаций МО ( $\alpha = r_{LP}^E$ ,  $\alpha = \exp\left(-\frac{T_r}{\tau_{LP}}\right)$ ).

Такой квадрат АЧХ имеет устройство  $m$ -кратного ЧПВ. При обработке на радиочастоте схема устройства  $m$ -кратного ЧПВ имеет вид, показанный на рисунке 10.11.



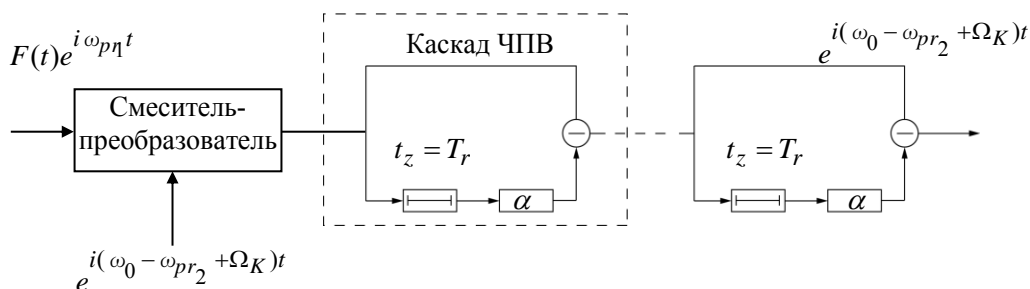


Рисунок 10.11 – Схема устройства  $m$ -кратного ЧПВ на радиочастоте

Каждый каскад этого устройства содержит два канала: «прямой» с единичным коэффициентом передачи и «задержанный». «Задержанный» канал состоит из линии задержки на  $T_r$ , в качестве которой обычно используется ультразвуковая линия задержки (УЛЗ), и усилителя с коэффициентом передачи  $\alpha$ . Компенсация частоты Доплера МО осуществляется в смесителе.

Квадрат АЧХ устройства однократного ЧПВ на радиочастоте имеет вид

$$|K_{ChPV}(\omega T_r)|^2 = \left| \frac{U_{vih}(\omega)}{U_{vh}(\omega)} \right|^2 = \left| \frac{e^{i(\omega - \omega_0 - \Omega_K + \omega_{pr2})t} - \alpha e^{i(\omega - \omega_0 - \Omega_K + \omega_{pr2})(t - T_r)}}{e^{i\omega t}} \right|^2 = (10.28)$$

$$= |1 - \alpha e^{-i(\omega - \omega_0 - \Omega_K + \omega_{pr2})T_r}|^2.$$

Устройство ККМО в виде  $m$ -кратного ЧПВ на видеочастоте имеет два квадратурных канала, каждый из которых включает  $m$  каскадов устройств однократного ЧПВ на видеочастоте (рисунок 10.12).

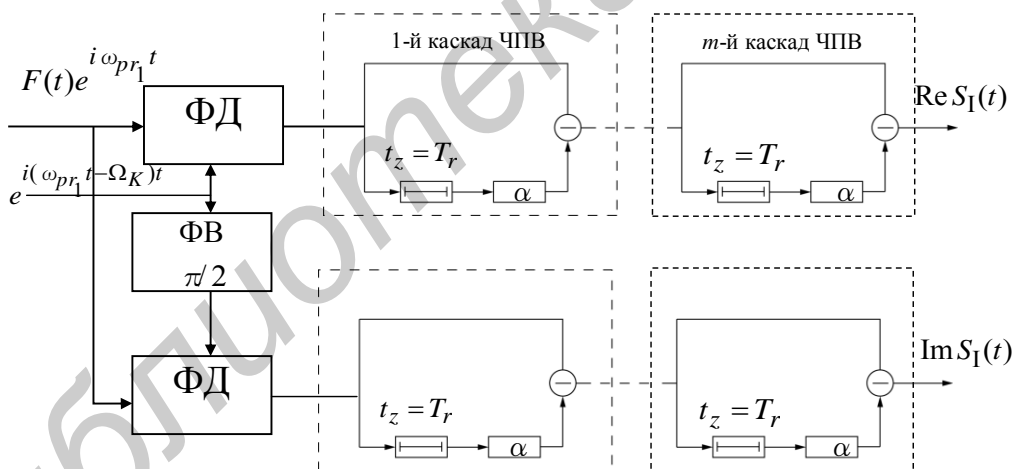


Рисунок 10.12 – Схема устройства  $m$ -кратного ЧПВ на видеочастоте

Однократное вычитание (ЧПВ) на видеочастоте, как правило, осуществляется в вычитающих потенциалоскопах, а при цифровой обработке сигналов – с помощью быстродействующего ОЗУ и сумматора.

Компенсация частоты Доплера МО в рассматриваемом случае производится в фазовых детекторах, обеспечивающих выделение квадратурных составляющих выходного сигнала фильтра ВПО. Можно показать, что квадрат АЧХ устройства однократного ЧПВ на видеочастоте описывается выражением

$$|K_{ChPV}(\omega T_r)|^2 = |1 - \alpha e^{-i(\omega - \omega_{pr1} - \Omega_K)T_r}|^2. \quad (10.29)$$

## 10.5 Эффективность когерентной компенсации мешающих отражений

Под потенциальной эффективностью когерентной компенсации мешающих отражений понимается максимальный коэффициент их подавления  $\nu_1$  при условии сохранения неизменной мощности сигнала (спектральные составляющие находятся вне зон режекции).

Сохранение мощности сигнала неизменной возможно при нормированной АЧХ устройства когерентной компенсации мешающих отражений, когда

$$|K_{I_n}(\omega T_r)|^2 = \frac{|K_I(\omega T_r)|^2}{|K_I(\pi)|^2} = \frac{S_f(\pi)}{S_f(\omega T_r)}. \quad (10.30)$$

Максимальный коэффициент подавления мешающих отражений определяется отношением мощности мешающих отражений на входе устройства ККО к мощности на выходе и при использовании прямоугольной аппроксимации зубца энергетического спектра фона равен

$$\nu_{1\max} = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi F_r}^{\pi F_r} S_f(\omega T_r) d\omega}{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi F_r}^{\pi F_r} S_f(\omega T_r) |K_{I_n}(\omega T_r)|^2 d\omega} = \frac{F_r}{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi F_r}^{\pi F_r} S_f(\pi) d\omega} = \frac{1}{S_f(\pi)}, \quad (10.31)$$

где  $S_f(\pi)$  – значения энергетического спектра мешающих отражений в промежутках между зубцами ( $\omega = \pi F_r$ ).

Энергетический спектр флуктуаций мешающих отражений в общем виде описывается выражением

$$S_{LP}(\omega) = \frac{2\tau_{LP}}{\left[1 + \left(\frac{\omega\tau_{LP}}{m}\right)^2\right]^m}, \quad (10.32)$$

где  $\tau_{LP}$  – время межпериодной корреляции флуктуаций мешающих отражений;

$m$  – коэффициент формы корреляционной функции  $r_{LP}(\tau)$ .

При  $m = 1$  – КФ  $r_{LP}(\tau)$  – экспоненциальная,  $m = 2$  – КФ  $r_{LP}(\tau)$  – экспоненциально-параболическая,  $m \rightarrow \infty$  – КФ  $r_{LP}(\tau)$  – гауссова.

Уровни  $S_{LP}(\pi)$  при различных  $r_{LP}(\tau)$  будут разные и, следовательно, будут разные коэффициенты подавления:

$$1) \nu_1^E \approx \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{F_r}{\Delta F_E} - \text{для } m = 1 - \text{КФ } r_{LP}(\tau) \text{ экспоненциального вида;}$$

$$2) \nu_1^{EP} \approx \frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{4}\right)^4 \left(\frac{F_r}{\Delta F_{EP}}\right)^3 - \text{для } m = 2 - \text{КФ } r_{LP}(\tau) \text{ экспоненциально-параболического вида;}$$

$$3) \nu_1^G \approx \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta F_G}{F_P}\right) \exp\left[\frac{\pi}{4} \left(\frac{F_r}{\Delta F_G}\right)^2\right] - \text{для } m \rightarrow \infty - \text{КФ } r_{LP}(\tau) \text{ гауссового вида, где } \Delta F_E, \Delta F_{EP}, \Delta F_G - \text{ширина зубца } \Delta F_{LP} = (\Delta f_P + \Delta F_L + \Delta f_V) \text{ с учетом турбулентности атмосферы } \Delta f_P = \frac{1}{2\tau_P}, \text{ ограниченности времени наблюдения } \Delta F_L = \frac{1}{T_r}, \text{ порывов ветра } \Delta f_V = \frac{5\sigma_V}{\lambda} \text{ при различных аппроксимациях КФ } r_{LP}(\tau).$$

Таким образом, потенциальные возможности когерентной компенсации мешающих отражений определяются:

1) корреляционными свойствами мешающих отражений и не зависят от технической реализации устройства.

2) кривизной зубца  $\Delta F_{LP}$ , частотой повторения  $F_r$  и формой КФ  $r_{LP}(\tau)$ .

В результате подавления мешающих отражений в устройстве ККМО их интенсивность на выходе при оптимальных скоростях цели (зубцы энергетического спектра сигнала находятся между зубцами энергетического спектра мешающих отражений) уменьшается в  $\nu_1$  раз и отношение сигнал/помеха в общем виде оказывается равным

$$\mu = \frac{\sigma_s^2 T_0}{N_0 + N_A + \frac{\sigma_p^2}{\Delta f_0 \nu_1}}. \quad (10.33)$$

Библиотека БГУИР

## 11 СПОСОБЫ РЕАЛИЗАЦИИ КОГЕРЕНТНОЙ МЕЖПЕРИОДНОЙ ОБРАБОТКИ ПРИНЯТОГО СИГНАЛА

### 11.1 Амплитудно-частотная характеристика устройства когерентного накопления отраженного сигнала

#### 11.1.1 Амплитудно-частотная характеристика устройства когерентного накопления отраженного сигнала в общем виде

В общем случае на этапе выделения (обнаружения) отраженного сигнала на декоррелированном фоне (II этап МПО) осуществляется когерентное и некогерентное накопление принятого сигнала. Структура устройства когерентного накопления определяется интенсивностью и корреляционными свойствами сигнала, прошедшего через устройство когерентной компенсации мешающих отражений. Корреляционная характеристика устройства когерентного накопления (в дискретном представлении матрица) при «неслепых» скоростях цели описывается выражением

$$\|R_{kl}^{II}\| = [E + \|A_{kl}\|^{-1}]^{-1} = [E + \|\mu r_{kl}^s e^{i(k-l)\Delta v}\|^{-1}]^{-1}, \quad (11.1)$$

где  $\mu$  – отношение сигнал/помеха на выходе устройства ККМО (интенсивность сигнала);

$r_{kl}^s$  – элементы нормированной корреляционной матрицы флуктуирующих сигналов.

С физической точки зрения устройство когерентного накопления должно иметь квадрат амплитудно-частотной характеристики гребенчатого вида, а его зубцы шириной  $\Delta F_{II}$  должны совпадать с зубцами энергетического спектра отраженного сигнала  $S_{LS}(\omega T_r)$  с шириной  $\Delta F_{LS}$ , т. е.  $\Delta F_{II} = \Delta F_{LS}$ . Математически квадрат АЧХ когерентного накопителя описывается выражением

$$|K_{II}(\omega T_r)|^2 = \sum_{k-l} R_{kl}^{II} e^{-i(k-l)\omega T_r}, \quad (11.2)$$

где  $R_{kl}^{II}$  – элементы матрицы обработки второго этапа  $\|R_{kl}^{II}\|$ .

Помножив и разделив выражение (11.2) на  $\sum_{k-l} Q_{kl}^{II} e^{-i(k-l)\omega T_r}$ , можно получить конечное выражение для квадрата АЧХ когерентного накопителя в виде

$$|K_{II}(\omega T_r)|^2 = \frac{\mu S_{LS}[(\omega - \Omega_{ds}) T_r]}{1 + \mu S_{LS}[(\omega - \Omega_{ds}) T_r]}, \quad (11.3)$$

где  $S_{LS}(\omega T_r)$  – межпериодный энергетический спектр отраженного сигнала ( $S_{LS}(\omega T_r) = \sum_{k-l} r_{kl}^s e^{-i(k-l)\omega T_r}$ ).

При экспоненциальном виде нормированной КФ  $r_{LS}(\tau) = r_s(\tau) \cdot r_L(\tau)$  спектр  $S_{LS}(\omega T_r)$  можно представить гребенчатой функцией и записать в виде

$$S_{LS}(\omega T_r) = \sum_{k-l} r_{kl}^s e^{-i(k-l)\omega T_r} \approx \frac{1-(r_s r_L)^2}{1-2r_s r_L \cos \omega T_r + (r_s r_L)^2}, \quad (11.4)$$

где  $r_s, r_L$  – коэффициенты межпериодной корреляции отраженного сигнала, обусловленные флуктуациями отраженного сигнала  $r_s$  и ограниченностью времени наблюдения  $r_L$  ( $r_s = e^{-\frac{T_r}{\tau_s}}, r_L = e^{-\frac{2}{L}}$ ).

Анализируя выражения (11.3) и (11.4), можно отметить, что квадрат АЧХ когерентного накопителя зависит от интенсивности отраженного сигнала  $\mu$ , времени наблюдения  $T_n$  (через коэффициент корреляции  $r_L = e^{-\frac{2}{L}}$ ) и времени корреляции флуктуаций отраженного сигнала  $\tau_s$  (в соответствии с коэффициентом  $r_s = e^{-\frac{T_r}{\tau_s}}$ ).

### 11.1.2 Закономерности межпериодного накопления флуктуирующих сигналов

Рассмотрим основные закономерности накопления флуктуирующих сигналов с учетом их интенсивности  $\mu$  и корреляционных свойств  $\tau_s$ .

С точки зрения мощности сигнал может быть слабым  $\mu \rightarrow 0$  (точнее  $\mu < \frac{\Delta F_{LS}}{F_r}$ ) и сильным  $\mu \rightarrow \infty$  (точнее  $\mu > \frac{F_r}{\Delta F_{LS}}$ ). С точки зрения корреляционных свойств сигнал может быть сильно коррелированным (медленно флуктуирующим), когда  $2\tau_s \gg T_r, r_s \rightarrow 1$ , слабо коррелированным (быстро флуктуирующим), когда  $2\tau_s < T_r, r_s \rightarrow 0$ .

Рассмотрим частные случаи накопления и как в этих случаях изменяются характеристики устройства накопления и алгоритм межпериодной обработки принятого сигнала.

#### Слабый сигнал ( $\mu \rightarrow 0$ )

А. Медленно флуктуирующий сигнал, когда  $2\tau_s \gg T_r, r_s \rightarrow 1$ .

1. Квадрат АЧХ устройства накопления сигнала

$$|K_{\Pi}(\omega T_r)|^2 \approx \mu S_{LS}[(\omega - \Omega_{ds}) T_r]. \quad (11.5)$$

2. Корреляционная матрица устройства накопления

$$\|R_{kl}^{\Pi}\| = \|e^{-i(k-l)\Delta\nu}\| \quad r_s \rightarrow 1. \quad (11.6)$$

3. Алгоритм обработки

$$z = \sum_{k,l=1}^L e^{i(k-l)\Delta\nu} F_k^* F_l = \left| \sum_{k=1}^L e^{ik\Delta\nu} F_k \right|^2. \quad (11.7)$$

Квадрат АЧХ устройства накопления имеет гребенчатый вид и по форме совпадает с энергетическим спектром  $S_{LS}(\omega T_r)$ .

Алгоритм обработки предполагает коррекцию доплеровского набега фазы отраженного сигнала за период повторения  $\Delta\nu = \Omega_{ds} T_r$  и равновесное суммирование результатов внутрипериодной обработки.

Следовательно, оптимальной операцией накопления является когерентное накопление отраженного сигнала на всем интервале наблюдения  $T_{kn} = T_n$ .

Б. Быстро флуктуирующий сигнал, когда  $2\tau_s < T_r, r_s \rightarrow 0$ .

1. Квадрат АЧХ устройства накопления сигнала с учетом  $r_s \rightarrow 0$  описывается выражением

$$|K_{II}(\omega T_r)|^2 = \mu(\text{const}). \quad (11.8)$$

2. Корреляционная матрица устройства накопления описывается единичной матрицей  $\|R_{kl}^{II}\| = E$ , элементами которой являются символы Кронекера  $\delta_{kl}$ .

3. Алгоритм обработки с учетом корреляционной матрицы обработки второго этапа описывается выражением

$$z = \sum_{k,l=1}^L \delta_{kl} F_k^* F_l = \sum_{k=1}^L |F_k|^2. \quad (11.9)$$

Квадрат АЧХ устройства накопления равномерный. Алгоритм обработки предполагает выделение квадрата модуля результатов внутрипериодной обработки  $|F_k|^2$  и равновесное их суммирование  $\sum_{k=1}^L |F_k|^2$ .

Оптимальной операцией обработки является некогерентное накопление сигнала на всем интервале наблюдения  $T_{nn} = T_n$ .

### Сильный сигнал ( $\mu \rightarrow \infty$ )

1. Квадрат АЧХ устройства накопления сигнала описывается выражением

$$|K_{II}(\omega T_r)|^2 = 1(\text{const}). \quad (11.10)$$

2. Корреляционная матрица устройства выделения сигнала на втором этапе МПО при  $\mu \rightarrow \infty$  описывается выражением  $\|R_{kl}^{II}\| = E$ .

Элементы матрицы представляют собой  $\delta$ -символы Кронекера:

$$\delta_{kl} = \begin{cases} 1, & k = l \\ 0, & k \neq l. \end{cases} \quad (11.11)$$

3. Алгоритм обработки приобретает вид

$$z = \sum_{k,l=1}^L \delta_{kl} F_k^* F_l = \sum_{k=1}^L |F_k|^2. \quad (11.12)$$

Оптимальная операция обработки для медленно флуктуирующего или быстро флуктуирующего сигналов – некогерентное накопление на всем интервале наблюдения. При обработке сильного медленно флуктуирующего сигнала некогерентное накопление более предпочтительно, т. к. качество обнаружения оказывается выше, если использовать отличия в законах распределения некогерентно накопленных сигналов и шумов, чем использовать спектральные отличия сигнала и шума при когерентном накоплении.

Исходя из вышеизложенного, можно сделать следующие выводы:

1) оптимальная обработка медленно флуктуирующего ( $2\tau_s \gg T_r, r_s \rightarrow 1$ ) слабого ( $\mu \rightarrow 0$ ) сигнала – когерентное накопление на всем интервале наблюдения  $T_{kn} = T_n$ ;

2) оптимальная обработка быстро флуктуирующего сигнала при произвольной его интенсивности сводится к некогерентному накоплению на всем интервале наблюдения  $T_{nn} = T_n$ , т. к. отсутствует физическая основа частотной селекции;

3) в случае произвольной интенсивности сигнала ( $0 < \mu < \infty$ ), а точнее ( $\frac{\Delta F_{Ls}}{F_r} < \mu < \frac{F_r}{\Delta F_{Ls}}$ ) и его произвольных корреляционных свойств ( $T_r \ll 2\tau_s < T_n$ ), оптимальная обработка принятого сигнала сводится к когерентному накоплению на интервале  $T_{kn} = \frac{1}{\Delta F_{II}}$  и некогерентному накоплению на оставшемся временном интервале  $T_{nn} = T_n - T_{kn}$ .

Заметим, что оба этапа МПО могут быть реализованы с помощью корреляционного, фильтрового или узкополосного фильтрового со стробированием способов когерентной МПО.

## 11.2 Фильтровой способ и устройства когерентной обработки

При фильтровом способе реализации на радиочастоте тракт фильтровой обработки принятого сигнала состоит из последовательно соединенных фильтра внутрипериодной обработки, фильтрового устройства когерентной компенсации мешающих отражений, фильтрового устройства когерентного накопления.

Последние два устройства представляют собой фильтры межпериодной обработки. Обобщенная структурная схема устройства, осуществляющего фильтровую внутрипериодную и межпериодную обработку, изображена на рисунке 11.1.

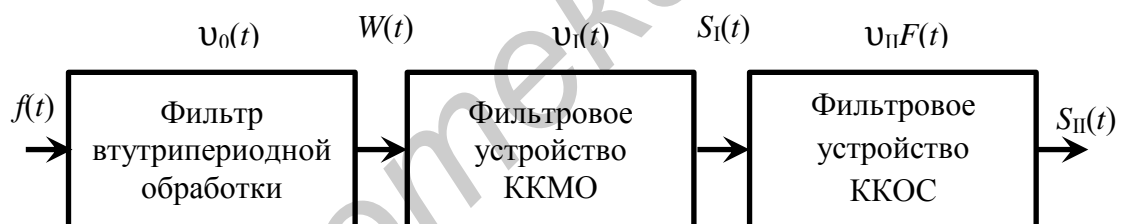


Рисунок 11.1 – Обобщенная структурная схема обработки принятого сигнала

### 11.2.1 Фильтровое устройство на радиочастоте

Алгоритм фильтровой когерентной обработки принятого сигнала на радиочастоте имеет вид

$$S_{II}(t) = \int_{-\infty}^t v(t - \tau) f(\tau) d\tau, \quad (11.13)$$

где  $v(t)$  – свертка импульсных характеристик фильтра внутрипериодной обработки  $v_0(t)$ , фильтрового устройства когерентной компенсации мешающих отражений  $v_1(t)$  и фильтрового устройства когерентного накопления  $v_{II}(t)$  ( $v(t) = \int_{-\infty}^t v_{II}(t - \tau_1) \int_{-\infty}^{\tau_1} v_1(\tau_1 - \tau_2) v_0(\tau_2) d\tau_1 d\tau_2$ ).

Длительность одиночных зондирующих сигналов РЛС, как правило, удовлетворяет условию  $T_0 \leq \frac{1}{2F_{dsmax}}$ . Поэтому коррекция частоты настройки фильтра внутрипериодной обработки не производится. Однако для фильтров когерентной межпериодной обработки такая коррекция необходима и

осуществляется обычно путем компенсации частот Доплера для мешающих отражений и для отраженного сигнала в смесителях – преобразователях частоты принятого сигнала. Схема устройства фильтровой обработки на радиочастоте приведена на рисунке 11.2.

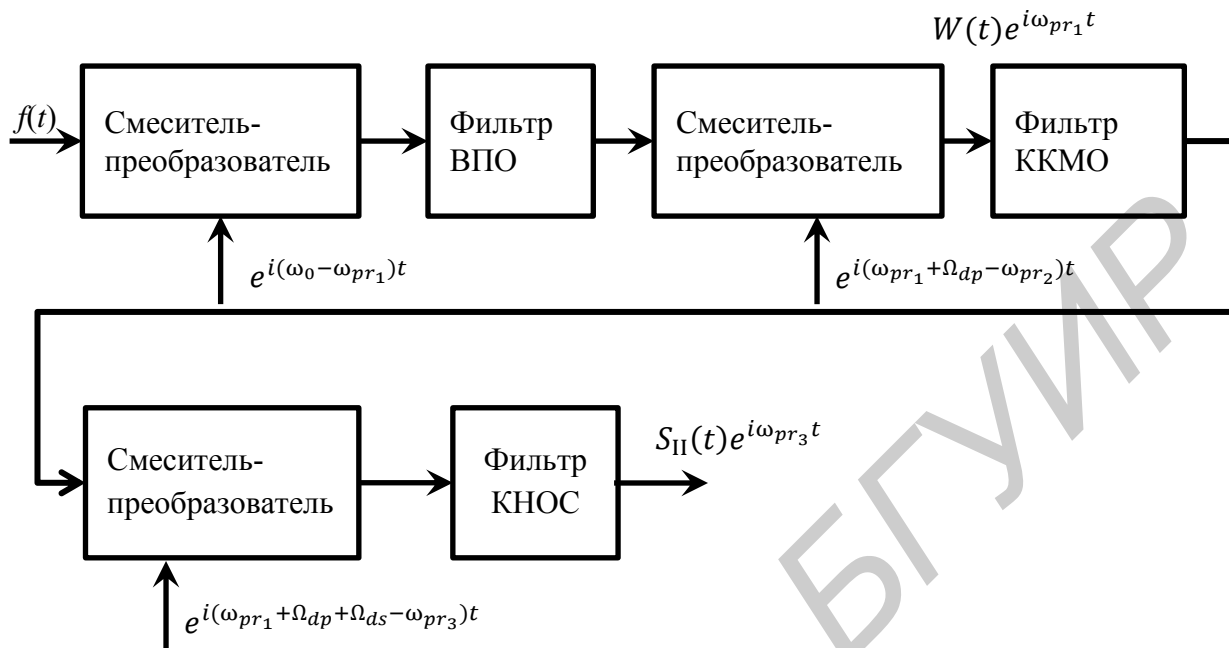


Рисунок 11.2 – Схема устройства фильтровой обработки на радиочастоте

### 11.2.2 Фильтровое устройство когерентной обработки на видеочастоте

Рассмотрим случай, когда фильтр ВПО реализуется на радиочастоте, а последующей фильтровой МПО на видеочастоте подвергаются квадратурные составляющие принятого сигнала, на которые он расщепляется с помощью фазовых детекторов. Кроме того, в фазовых детекторах происходит компенсация соответствующей частоты Доплера.

Объединение реализованных на видеочастоте фильтрового устройства когерентной компенсации МО и фильтрового устройства когерентного накопления связано с техническими трудностями, заключающимися в осуществлении одновременной компенсации как частоты Доплера МО, так и частоты Доплера ОС. На рисунке 11.3 приведена схема фильтрового устройства когерентной обработки принятого сигнала на видеочастоте, в котором фильтровой когерентный накопитель не предусмотрен.



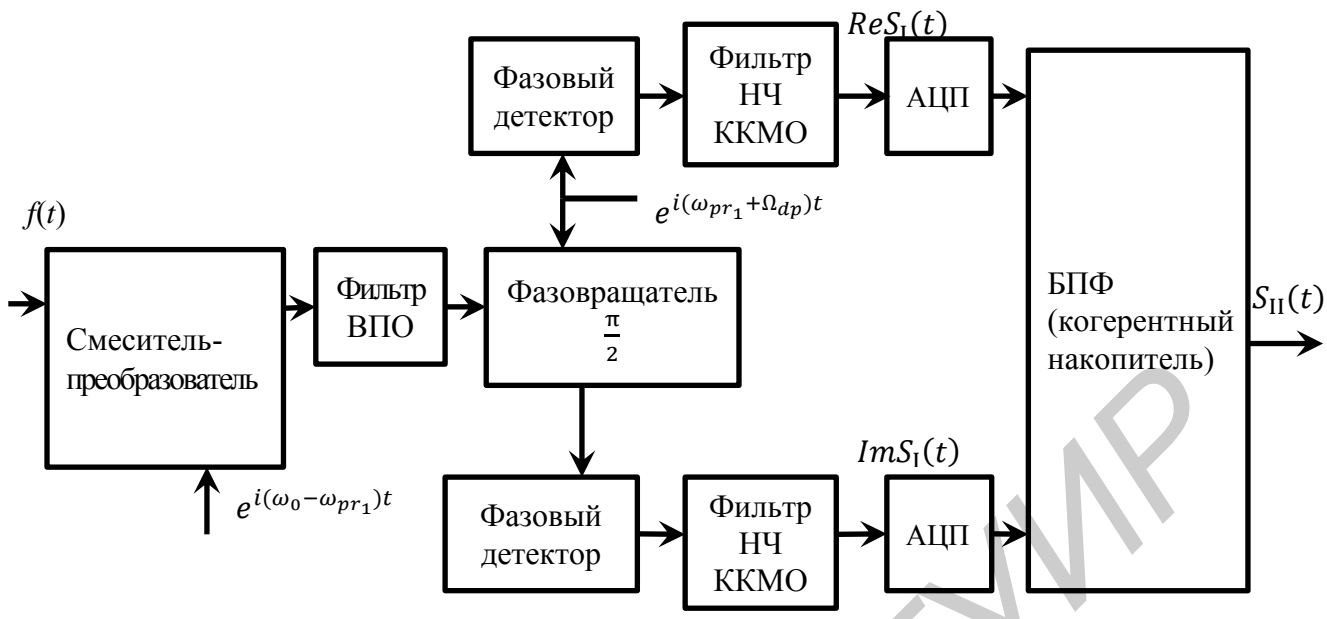


Рисунок 11.3 – Схема фильтрового устройства когерентной обработки принятого сигнала на видеочастоте

Алгоритм работы этого устройства описывается следующими выражениями:

$$\text{Re}S_I(t) = \int_{-\infty}^t v_I(t - \tau) \left[ \text{Re} \int_{-\infty}^{\tau} v_0(\tau - \tau_1) f(\tau_1) d\tau_1 e^{-i(\omega_0 + \Omega_{dp})\tau} \right] d\tau, \quad (11.14)$$

$$\text{Im}S_I(t) = \int_{-\infty}^t v_I(t - \tau) \left[ \text{Re} \int_{-\infty}^{\tau} v_0(\tau - \tau_1) f(\tau_1) d\tau_1 e^{-i(\omega_0 + \Omega_{dp})\tau} e^{-i\frac{\pi}{2}} \right] d\tau, \quad (11.15)$$

где  $v_I(t)$  – импульсная характеристика фильтрового устройства когерентной компенсации мешающих отражений на видеочастоте.

### 11.3 Корреляционный способ и устройства когерентной обработки

#### 11.3.1 Корреляционное устройство когерентной обработки на радиочастоте

Обобщенная структурная схема корреляционного устройства когерентной обработки приведена на рисунке 11.4.

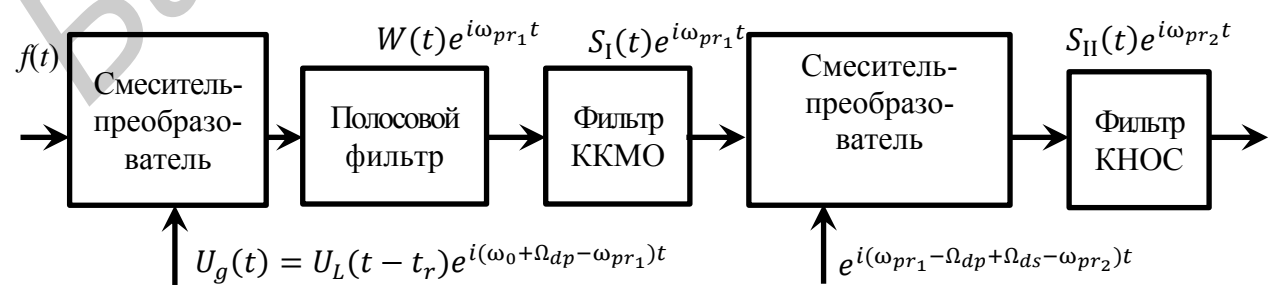


Рисунок 11.4 – Обобщенная структурная схема корреляционного устройства когерентной обработки

Необходимо отметить, что часто на практике при использовании высоких частот повторения ЗС в корреляционных устройствах когерентной обработки принятого сигнала компенсации частоты Доплера МО не осуществляется. Вместо этого фильтр когерентной компенсации МО делают нечувствительным к ней (расширяют по частоте полосу когерентной компенсации МО до величины  $\frac{4\overline{V_{\max}}}{\lambda}$ ).

Компенсация частоты Доплера ОС часто производится в смесителе, установленном перед фильтром когерентного накопления. Кроме того, возможно использование перестраиваемого по частоте фильтра когерентного накопления или установка набора фильтров когерентного накопления, настроенных на предполагаемую частоту Доплера ОС.

Алгоритм корреляционной когерентной обработки принятого сигнала на радиочастоте имеет вид

$$S_{\Pi}(t) = \int_{-\infty}^t v_f(t - \tau) U_g^*(\tau) f(\tau) d\tau, \quad (11.16)$$

где  $v_f(t)$  – свертка импульсных характеристик полосового фильтра внутрипериодной обработки  $v_f(t)$ , радиофильтров когерентной компенсации МО  $v_F(t)$  и когерентного накопления ОС  $v_f(t)$  ( $v_f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} v_f(t - \tau_1) \int_{-\infty}^{\infty} v_f(\tau_1 - \tau_2) v_{f_0}(\tau_2) d\tau_1 d\tau_2$ ).

Опорный сигнал имеет форму и время задержки нефлуктуирующего отраженного сигнала с усредненной огибающей  $A_{SS}(t - \tau_t)$ , но смещенного относительно него на частоту  $(\omega_{pr} - \Omega_{ds})$ :

$$\begin{aligned} U_g(t) &= U_L(t - t_r) e^{i(\omega_0 - \omega_{pr_1})t} = \\ &= A_{SS}(t - \tau_t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_0(t - t_r - kT_r) e^{i(\omega_0 + \Omega_{pr_1})t}. \end{aligned} \quad (11.17)$$

При это с учетом введения огибающей  $A_{SS}(t - \tau_t)$  в отдельном модуляторе опорный сигнал смесителя-перемножителя представляет собой бесконечную последовательность одиночных сигналов, закон модуляции которых соответствует закону модуляции одиночного ЗС.

«Взвешивание» принятого сигнала с огибающей опорного сигнала  $A_{SS}(t - \tau_t)$  производится в модуляторе, устанавливаемом непосредственно перед фильтром когерентного накопления, а опорный сигнал смесителя представляет собой бесконечную последовательность одиночных сигналов.

С учетом всех предыдущих замечаний схему корреляционного устройства когерентной обработки можно представить следующим образом (рисунок 11.5).

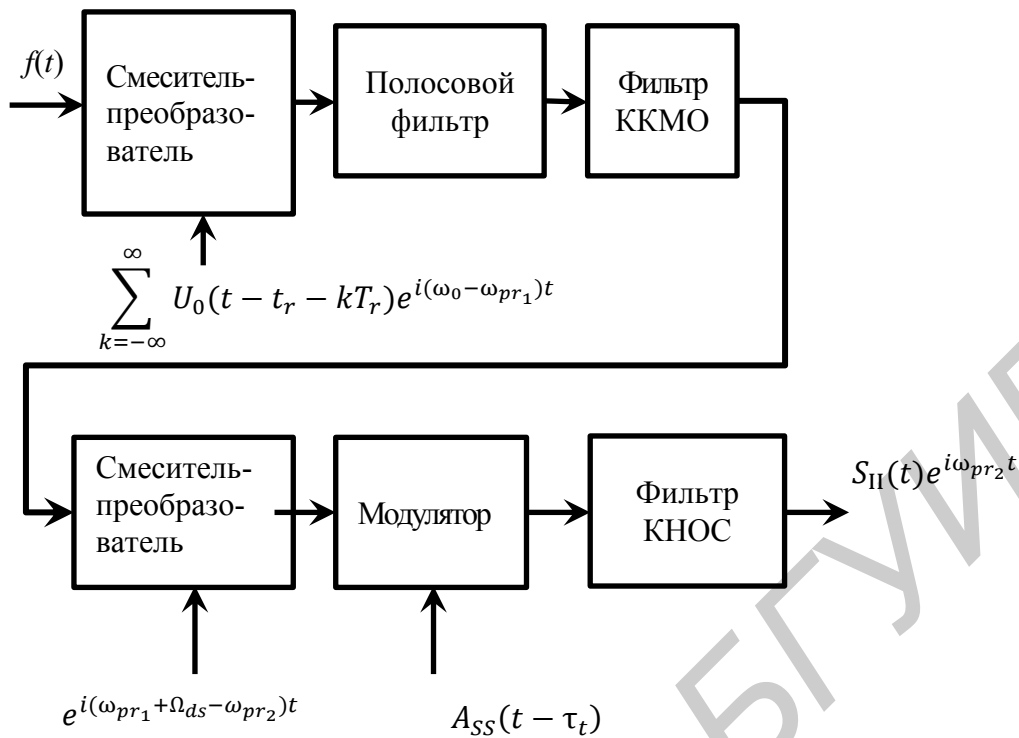


Рисунок 11.5 – Схема корреляционного устройства когерентной обработки при «взвешивании» принятого сигнала с огибающей  $A_{SS}(t - \tau_t)$

Часто «взвешивание» принятого сигнала с огибающей  $A_{SS}(t - \tau_t)$  вообще не производится, а опорный сигнал формируется неограниченным во времени. Взамен соответствующим образом расширяется полоса фильтра когерентного накопления.

### 11.3.2 Корреляционное устройство когерентной обработки на видеочастоте

Схема корреляционного устройства когерентной обработки на видеочастоте имеет вид, представленный на рисунке 11.6.

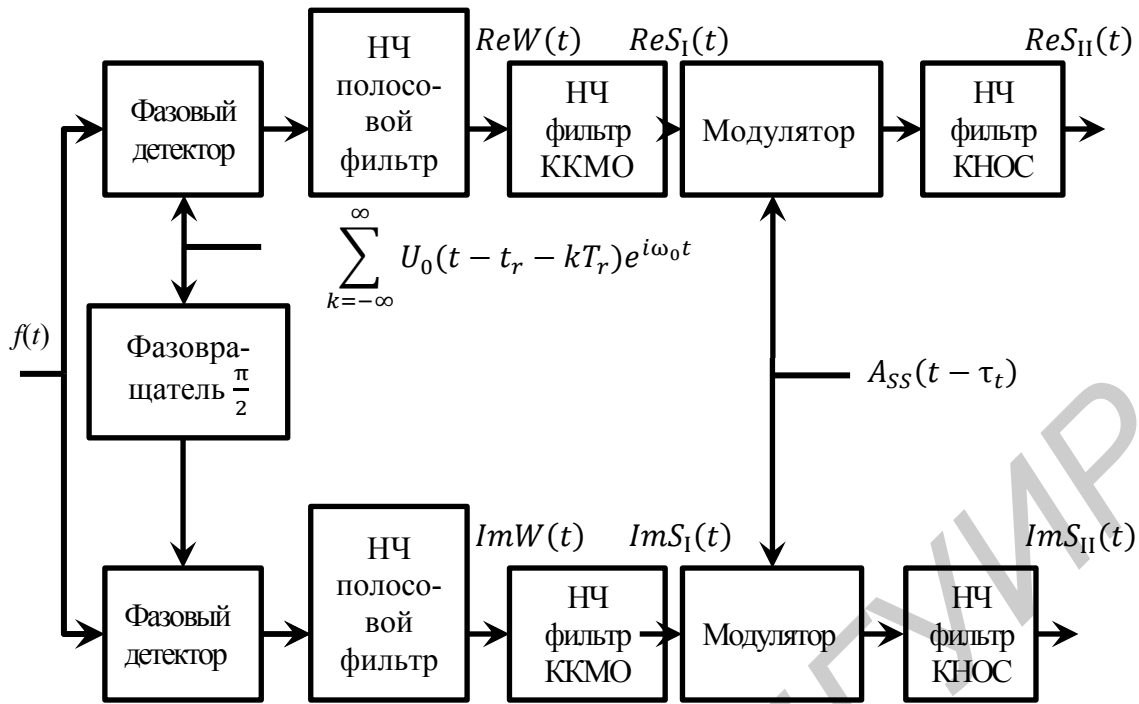


Рисунок 11.6 – Схема корреляционного устройства когерентной обработки при «взвешивании» принятого сигнала с огибающей  $A_{SS}(t - \tau_t)$  на видеочастоте

В корреляционном устройстве когерентной обработки принятого сигнала на видеочастоте объединение результатов внутрипериодной обработки осуществляется с помощью нечувствительного (в данном случае) к частоте Доплера МО низкочастотного фильтра когерентной компенсации МО и перестраиваемого по частоте низкочастотного фильтра когерентного накопления.

Как и в корреляционном устройстве на радиочастоте, принятый сигнал «взвешивается» с огибающей  $A_{SS}(t - \tau_t)$  в модуляторах, установленных перед перестраиваемыми НЧ-фильтрами когерентного накопления, а при отсутствии такого «взвешивания» соответствующим образом расширяется полоса пропускания этого фильтра. Согласование НЧ-фильтра когерентного накопления по частоте с отраженным сигналом происходит путем частотной перестройки этого фильтра.

Алгоритм работы корреляционного устройства когерентной обработки на видеочастоте описывается выражениями

$$\text{Re}S_{II}(t) = \int_{-\infty}^t v_{fl}(t - \tau) \int_{-\infty}^{\tau} v_0(\tau - \tau_1) \text{Re}U_g^*(\tau_1) f(\tau_1) d\tau_1 d\tau, \quad (11.18)$$

$$\text{Im}S_{II}(t) = \int_{-\infty}^t v_{fl}(t - \tau) \int_{-\infty}^{\tau} v_0(\tau - \tau_1) \text{Re}U_g^*(\tau_1) d\tau_1 e^{-i\frac{\pi}{2}} f(\tau_1) d\tau, \quad (11.19)$$

где  $v_{fl}(t)$  – комплексная огибающая импульсной характеристики последовательно соединенных фильтров, осуществляющих когерентную компенсацию МО и когерентное накопление ОС ( $v_{fl}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} v_{fI}(t - \tau) \int_{-\infty}^{\tau} v_{fII}^*(\tau) d\tau$ );

$U_{g1}(t)$  и  $U_{g2}(t)$  – опорные сигналы фазовых детекторов ( $U_{g1}(t) = A_{SS}(t-\tau_t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_0(t-t_r-kT_r)e^{i\omega_0 t} = U_g(t)$ ,  $U_{g2}(t) = U_g(t)e^{i\frac{\pi}{2}}$ ).

Квадраты АЧХ корреляционных устройств на радио- и видеочастоте, как и устройства когерентной обработки принятого сигнала, являются гребенчатыми. Их зубцы на интервале протяженностью в  $F_r$  описывают квадраты АЧХ последовательно соединенных радиопередатчиков или НЧ-фильтров когерентной компенсации и когерентного накопления в отсутствие «взвешивания» принятого сигнала с огибающей  $A_{SS}(t-\tau_t)$  формулой

$$|K_{FL}(\omega)|^2 = |K(\omega)|^2; \quad |\omega| \leq \pi F_r, \quad (11.20)$$

а при наличии такого «взвешивания» выражением

$$|K_{FL}(\omega)|^2 = \lim_{T_r \rightarrow \infty} |K(\omega)|_{T_r}^2; \quad |\omega| \leq \pi F_r. \quad (11.21)$$

#### 11.4 Узкополосный фильтровой со стробированием способ и устройства когерентной обработки

Узкополосный фильтровой со стробированием (УФС) способ когерентной обработки предполагает осуществление фильтровой ВПО, стробирование ее результатов в моменты формирования корреляционного интеграла ( $t = t_r + t_0 + kT_r$ ) и МПО в последовательно соединенных фильтрах коррелятора для компенсации МО и когерентного накопления отраженного сигнала. Примеры таких устройств обработки на радио- и видеочастоте изображены на рисунках 11.7 и 11.8.

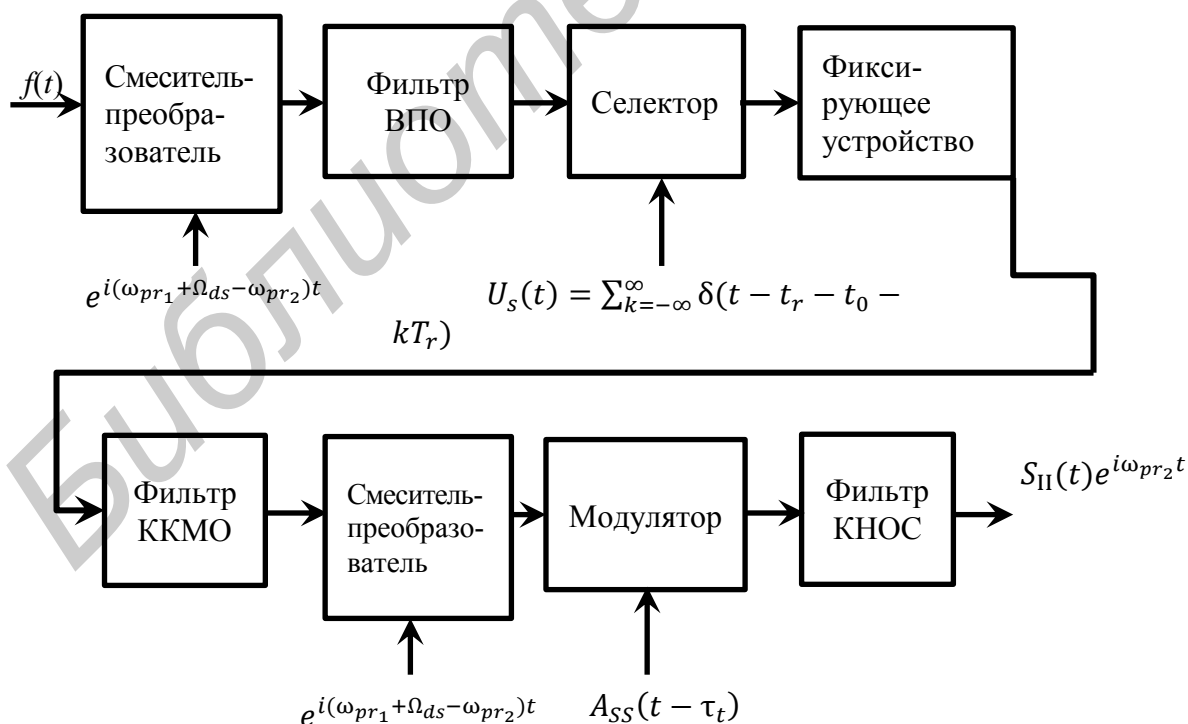


Рисунок 11.7 – Схема реализации узкополосного фильтрового со стробированием способа на радиочастоте

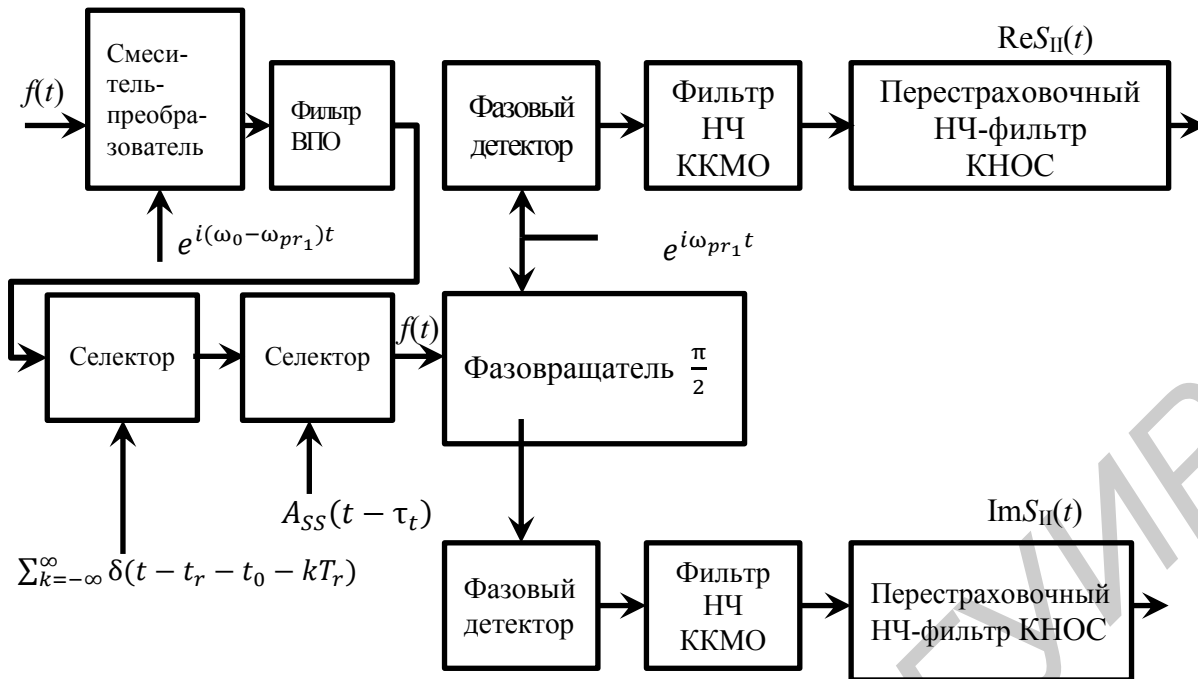


Рисунок 11.8 – Схема реализации узкополосного фильтрового со стробированием способа на видеочастоте

Выходной сигнал рассматриваемого устройства обработки определяется по формуле

$$S_{II}(t) = \int_{-\infty}^t v_F(t - \tau) F(\tau) \sum_{l=1}^L \delta[\tau - t_r - t_0 - (l - 1)T_r] A_{SS}(\tau - \tau_t) d\tau, \quad (11.22)$$

где  $F(t)$  – сигнал на выходе фильтра ВПО.

**Замечание**

*Из всех рассмотренных устройств когерентной обработки только фильтровые устройства обладают инвариантностью ко времени прихода отраженного сигнала.*

**11.5 Отношение сигнал/помеха на выходе тракта когерентной межпериодной обработки**

Тракт когерентной обработки принятого сигнала включает:

- 1) устройство внутрипериодной обработки;
- 2) устройство когерентной компенсации мешающих отражений;
- 3) устройство когерентного накопления отраженного сигнала.

Выход тракта когерентной обработки соответствует выходу устройства когерентного межпериодного накопления.

Отношение сигнал/помеха на выходе устройства внутрипериодной обработки описывается выражением

$$\gamma = \frac{\sigma_s^2 T_0 \Delta f_0}{(N_0 + N_a) \Delta f_0 + \sigma_p^2}. \quad (11.23)$$

Отношение сигнал/помеха на выходе устройства когерентной компенсации мешающих отражений описывается выражением

$$\mu = \frac{\sigma_s^2 T_0 \Delta f_0}{(N_0 + N_a) \Delta f_0 + \frac{\sigma_p^2}{v_I}} \quad (11.24)$$

Отношение сигнал/помеха на выходе устройства когерентного накопления описывается выражением

$$\rho = \mu v_{II} = \frac{\sigma_s^2 T_0 \Delta f_0}{(N_0 + N_a) \Delta f_0 + \frac{\sigma_p^2}{v_I}} v_{II}, \quad (11.25)$$

где  $v_{II}$  – эффективность когерентного накопления.

Различают следующие виды эффективности когерентного накопления:

- *реальная*:

$$v_{IIr} = \frac{F_r}{\Delta F_{II}}, \quad (11.26)$$

когда  $\Delta F_{II} > \Delta F_{Ls}$  ( $\Delta F_{II} = \frac{1}{T_{kn}}$ ), причем  $T_{kn}$  – время когерентного накопления;

- *оптимальная*:

$$v_{IIo} = \frac{F_r}{\Delta F_{Ls}}, \quad (11.27)$$

когда  $\Delta F_{II} = \Delta F_{Ls}$ ;

- *потенциальная*:

$$v_{IIp} = \frac{F_r}{\Delta f_s}, \quad (11.28)$$

когда  $\Delta F_{II} = \Delta F_{Ls} = \Delta f_s + \frac{1}{T_n} = \Delta f_s$ ,  $T_n \rightarrow \infty$ .

## 12 ОБЗОР ПО ДАЛЬНОСТИ

В процессе радиолокационного наблюдения решается три задачи:

- 1) обнаружение целей;
- 2) измерение координат и параметров движения;
- 3) распознавание.

Для просмотра всей зоны действия РЛС производится радиолокационный обзор, задачей которого является обнаружение, грубая оценка координат и параметров движения всех целей и распознавание класса целей в зоне действия РЛС. Грубая оценка координат и параметров движения производится с ошибками, укладывающимися в размеры соответствующих элементов разрешения.

### 12.1 Закономерности радиолокационного обзора

Содержание радиолокационного обзора в общем случае составляет:

- получение отраженных сигналов от всех целей, находящихся в зоне действия РЛС;
- обнаружение этих сигналов в смеси с радиолокационным фоном, а следовательно, обнаружение целей;
- оценка закодированных в их параметрах координат и радиальных скоростей целей с ошибками, укладывающимися в соответствующие элементы разрешения.

Зона действия РЛС ограничивается следующими интервалами обзора:

- по дальности  $r_{obz} = r_{\max} - r_{\min}$ ;
- азимуту  $\beta_{obz} = \beta_{\max} - \beta_{\min}$ ;
- углу места  $\varepsilon_{obz} = \varepsilon_{\max} - \varepsilon_{\min}$ ;
- радиальной скорости  $V_{obz} = V_{r_{\max}} - V_{r_{\min}}$ .

Интервалы обзора содержат соответствующее количество элементов разрешения:

$$m_r = \frac{r_{obz}}{\Delta r}; m_\beta = \frac{\beta_{obz}}{\Delta \beta}; m_\varepsilon = \frac{\varepsilon_{obz}}{\Delta \varepsilon}; m_V = \frac{V_{obz}}{\Delta V}. \quad (12.1)$$

Для получения на выходе антенной системы сигналов, отраженных от целей, находящихся в различных угловых направлениях, необходима либо многоканальная антенная система, формирующая одновременно  $(m_\varepsilon \times m_\beta)$  каналов (диаграмм направленности с шириной  $\Delta \beta$  и  $\Delta \varepsilon$ ), либо одноканальная антенная система, осуществляющая последовательное перемещение одной диаграммы направленности по  $(m_\varepsilon \times m_\beta)$  элементам разрешения по угловым координатам.

Время последовательного обзора по угловым координатам  $T_{obz \theta}^{post}$  оказывается в  $(m_\varepsilon \times m_\beta)$  раз больше, чем одновременного  $T_{obz \theta}^{post}$ :

$$T_{obz \theta}^{post} = m_\varepsilon \cdot m_\beta \cdot T_{obz \theta}^{odn}. \quad (12.2)$$



Как в первом, так и во втором случае каждый угловой канал обслуживается обнаружителем, в котором производится временная обработка принятого сигнала с учетом времени запаздывания  $t_r$  и частоты Доплера (скорости цели  $V_r$ ) отраженного сигнала.

Такой обнаружитель может быть либо многоканальным, имеющим  $(m_r \times m_V)$  каналов обнаружения и осуществляющим одновременный (параллельный) обзор по  $r$  и  $V$ , либо одноканальным, осуществляющим последовательный просмотр каждого из  $(m_r \times m_V)$  элементов разрешения по  $V$  и  $r$ .

Время просмотра одного элемента разрешения по  $(V, r)$  при последовательном обзоре равно  $T_{obz V, r}^{post} = \frac{T_{obz \Delta\theta}}{m_r \times m_V}$ , а при одновременном обзоре в  $(m_r \times m_V)$  раз больше  $T_{obz V, r}^{odn} = T_{obz \Delta\theta}$ , где  $T_{obz \Delta\theta}$  – время обзора одного углового направления:

$$T_{obz V, r}^{post} = m_r \cdot m_V \cdot T_{obz}^1, \quad (12.3)$$

$$T_{obz V, r}^{odn} = T_{obz}^1 < T_{obz V, r}^{post}$$

Кроме того, на практике встречаются комбинации обзора по  $r$  и  $V$ .

Например:

а) последовательный по  $r$  и одновременный по  $V$ ;

б) одновременный по  $r$  и последовательный по  $V$ .

Качество радиолокационного обзора определяется:

- качеством обнаружения целей – вероятностями  $D$  и  $F$ ;
- качеством оценки координат и радиальной скорости целей – ошибками оценки;
- качеством распознавания целей – вероятностями правильного и ложного распознавания;
- временем обзора.

Рассмотрим отдельно обзоры по  $r$ ,  $V$  и угловым координатам и способы совмещения этих обзоров.

## 12.2 Обзор по дальности при фильтровой обработке принятого сигнала

Структура обнаружителя целей, осуществляющего обзор по дальности, во многом зависит от способа обработки принятого сигнала.

Устройство ФО инвариантно ко времени задержки  $t_r$  отраженного сигнала и имеет вид, представленный на рисунке 12.1.

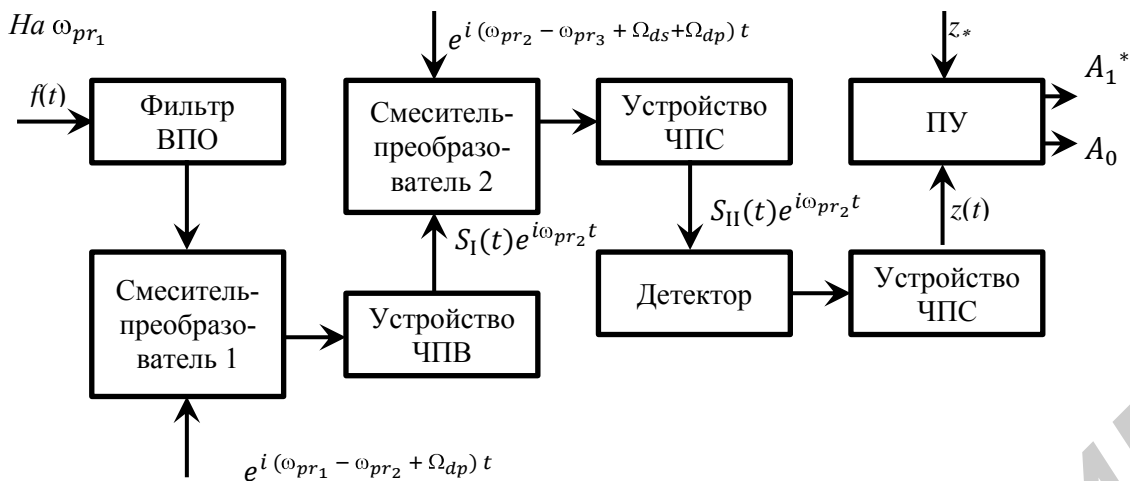


Рисунок 12.1 – Структура обнаружителя целей при фильтровой обработке принятого сигнала

Устройство осуществляет совместную обработку отраженных сигналов от всех целей, расположенных вдоль радиальной протяженности зоны действия РЛС, а выходной сигнал  $z(t)$  в каждом периоде повторения отражает распределение целей по дальности (рисунок 12.2).

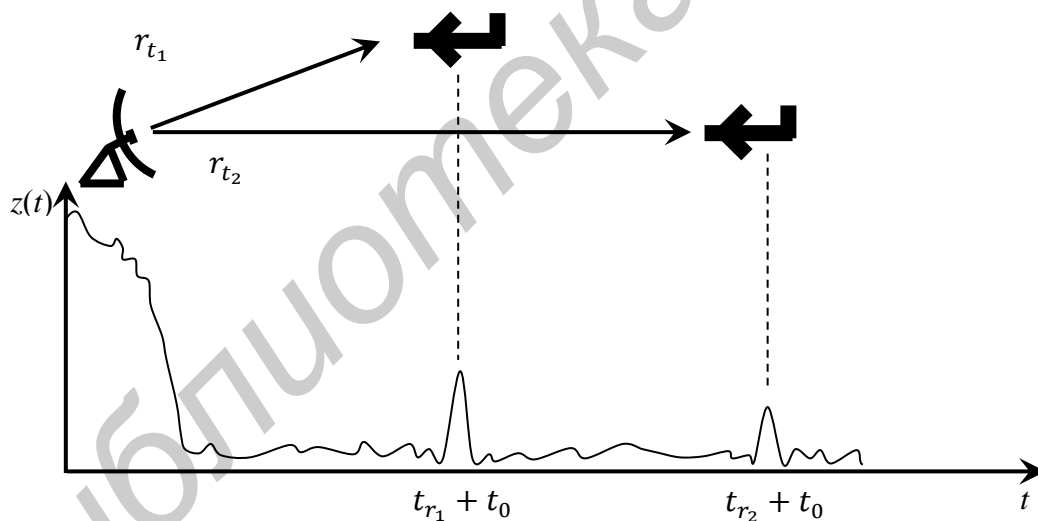


Рисунок 12.2 – Пояснение ко времени запаздывания ОС

Огибающая отклика оптимального фильтра ВПО описывается модулем функции рассогласования закона модуляции одиночного зондирующего сигнала. Длительность отклика  $\Delta\tau = \frac{1}{\Delta f_0}$  определяет разрешающую способность по дальности  $\Delta r = \frac{c\Delta\tau}{2} = \frac{c}{2\Delta f_0}$ .

В последнем периоде повторения ЗС на интервале наблюдения обнаружитель должен принимать решение о наличии или отсутствии цели в

каждом из  $m_r$  элементов разрешения по  $r$ . Это осуществляется в устройстве принятия решения, которое может быть автоматическим (рисунок 12.3) или системой «оператор – индикатор».

Устройство автоматического принятия решения имеет в своем составе:

- набор  $m_r$  селекторов, работающих по коротким селектирующим импульсам с рассовмещением по времени задержки  $\Delta t_r$ ;
- набор  $m_r$  пороговых устройств;
- набор  $m_r$  смеси принятия решения по критерию « $k$  из  $n$ »;
- устройство оценки дальности, соответствующей номеру канала, в котором обнаружена цель.

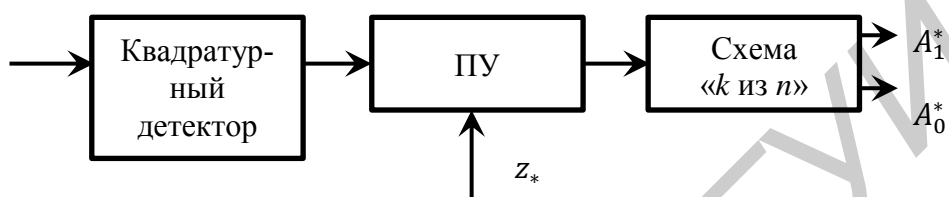


Рисунок 12.3 – Устройство автоматического принятия решения по критерию « $k$  из  $n$ »

Устройство автоматического принятия решения имеет вид, представленный на рисунке 12.4 (здесь нет череспериодного суммирования (ЧПС) после детектирования, а реализован способ « $k$  из  $n$ »).

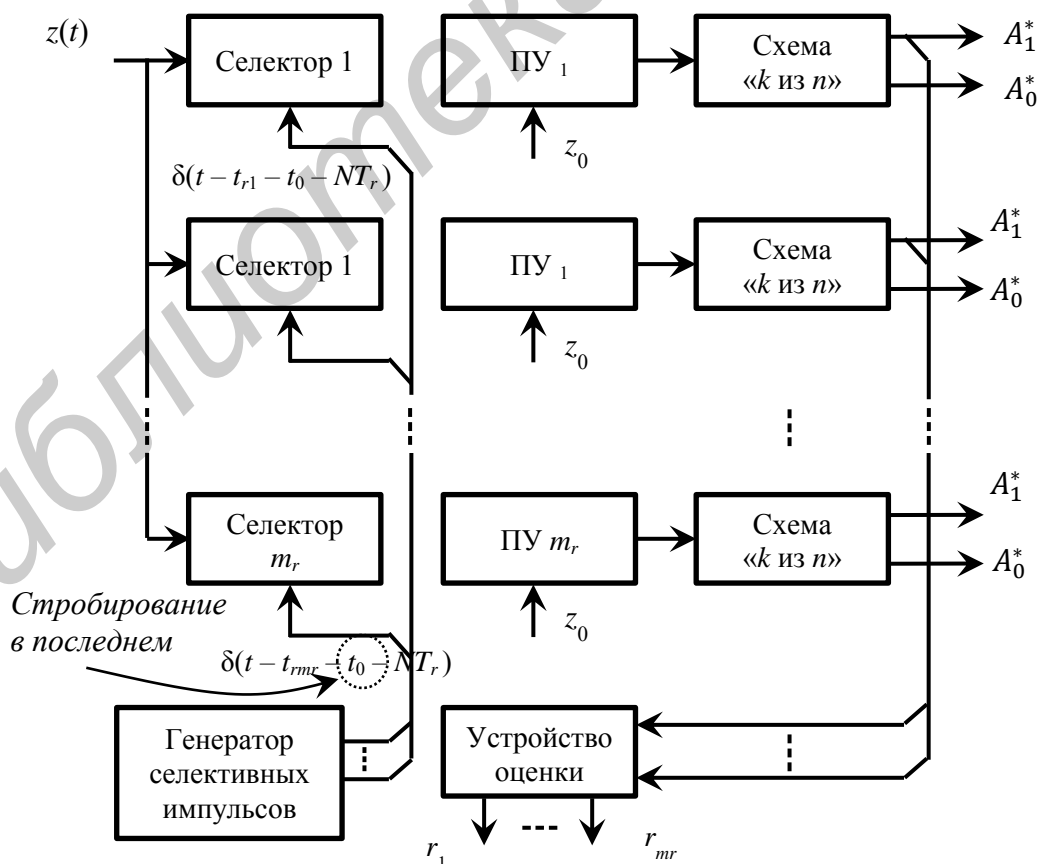


Рисунок 12.4 – Устройство автоматического принятия решения по критерию « $k$  из  $n$ » для  $m_r$  каналов дальности

Максимальное число просматриваемых элементов разрешения по дальности  $m_{r_{\max}}$  соответствует интервалу однозначного измерения дальности  $r_{odn} = \frac{cT_r}{2}$  и равно

$$m_{r_{\max}} = \frac{r_{odn}}{\Delta r} = \frac{cT_r}{2\Delta r} \quad (12.4)$$

Принятие решения в системе «оператор – индикатор» осуществляется оператором, который анализирует распределение отметок на линейной развертке (например, индикатора дальности или индикатора кругового обзора (ИКО)), осуществляет обнаружение целей и производит оценку их дальностей. Вид индикатора дальности представлен на рисунке 12.5.

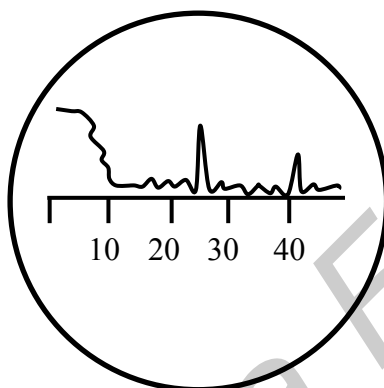


Рисунок 12.5 – Вид индикатора дальности на линейной развертке

Обычно фильтровая обработка осуществляется в импульсных РЛС с большим периодом повторения. Структурная схема такой РЛС представлена на рисунке 12.6.

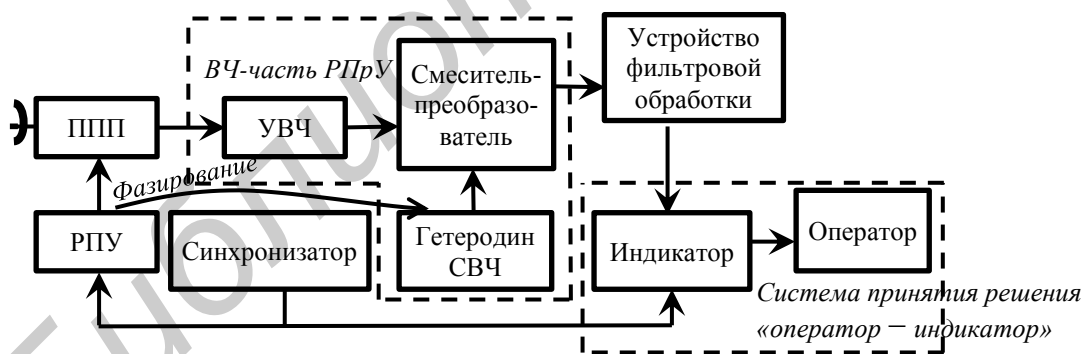


Рисунок 12.6 – Структурная схема импульсной РЛС при фильтровой обработке сигнала

В импульсной РЛС на передачу и прием используется, как правило, одна и та же антенна. В качестве индикаторов в ней используются индикатор дальности и индикатор кругового обзора.

### 12.3 Обзор по дальности при корреляционной обработке принятого сигнала

Корреляционная обработка не инвариантна к дальности. Одноканальное устройство корреляционной обработки имеет вид, представленный на рисунке 12.7.

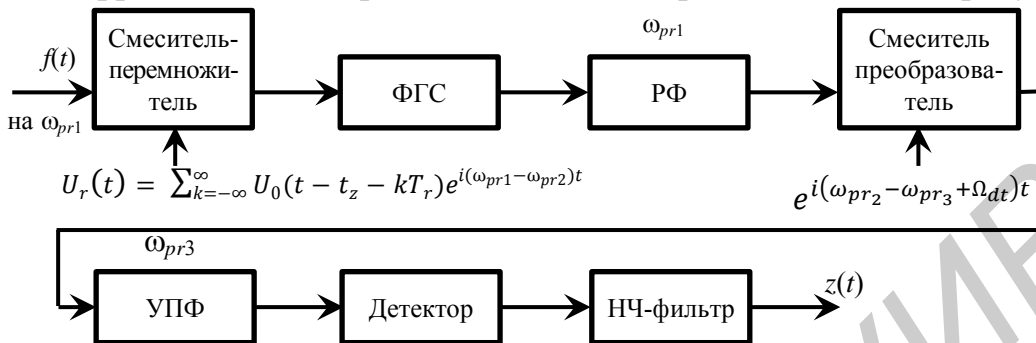


Рисунок 12.7 – Одноканальное устройство корреляционной обработки принятого сигнала

Устройство обеспечивает выделение отраженного сигнала с временем задержки  $t_r$ , равным времени задержки опорного сигнала  $t_z$ , т. е. цели на дальности  $r_t = \frac{ct_r}{2}$ .

Для реализации одновременного обзора по  $r$  в пределах интервала однозначного измерения дальности  $r_{одн} = \frac{ct_r}{2}$  необходимо иметь  $m_r$  таких устройств обработки, отличающихся временем задержки опорного сигнала  $t_z$ .

Корреляционная обработка обычно осуществляется в РЛС с непрерывным или квазинепрерывным зондирующим сигналом. Схема обнаружителя РЛС с непрерывным ЗС, реализующего одновременный корреляционный обзор по  $r$ , имеет вид, представленный на рисунке 12.8.

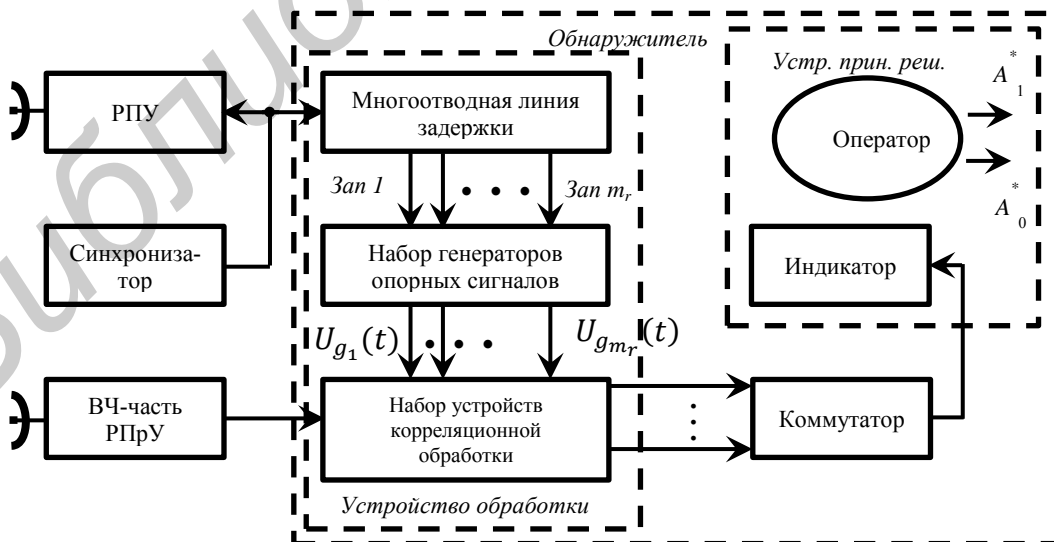


Рисунок 12.8 – Схема обнаружителя РЛС с непрерывным ЗС

Набор устройств корреляционной обработки в обнаружителе обслуживается  $m_r$ -канальным генератором опорных сигналов, которые рассовмещены по времени на интервале  $\Delta t_z$ . Максимальная величина  $\Delta t_z = \Delta \tau = \frac{1}{\Delta f_0}$ . Синхронизация каналов генератора осуществляется с помощью многоотводной линии задержки.

Выходные сигналы каналов обработки поочередно коммутируются коммутатором к сигнальному входу индикатора. В результате за каждым каналом устройства обработки «закрепляется» определенный участок развертки дальности индикатора, соответствующий времени задержки опорного сигнала  $t_z$ . Выходной сигнал канала устройства обработки создает яркостную отметку на экране индикатора, по которой оператор принимает решение.

Аналогичную структуру будет иметь и корреляционный обнаружитель для квазинепрерывной РЛС.

Если решение о наличии цели должно приниматься автоматически, то выходные сигналы каналов обработки с выхода коммутатора подаются на пороговое устройство. Скорость опроса каналов высока, поэтому временем опроса можно пренебречь.

Обзор по дальности может осуществляться последовательно с помощью одноканального устройства корреляционной обработки, в котором время задержки опорного сигнала последовательно меняется в пределах от  $t_{z_{\min}} = \frac{2r_{\min}}{c}$  до  $t_{z_{\max}} = \frac{2r_{\max}}{c}$  (как правило,  $r_{\min} = \frac{ct_0}{2}$  (РПрУ закрыто на время зондирования), а  $r_{\max} = r_{odn}$ ).

Схема непрерывной РЛС с последовательным обзором по дальности имеет вид, представленный на рисунке 12.9.

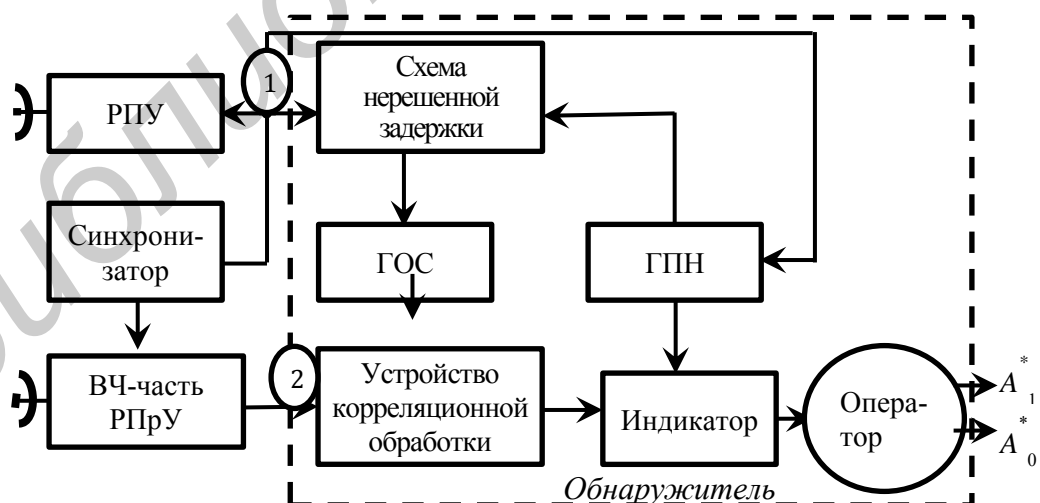


Рисунок 12.9 – Схема непрерывной РЛС с последовательным обзором по дальности

Отличие структурной схемы квазинепрерывной РЛС от непрерывной РЛС представлено на рисунке 12.10.

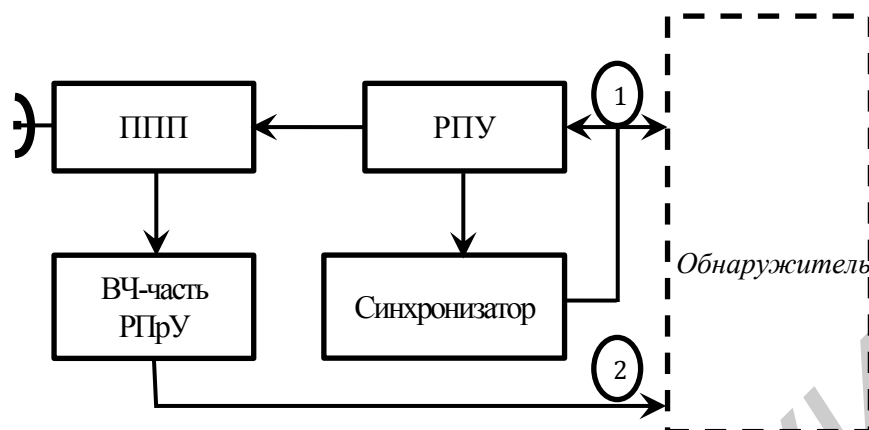


Рисунок 12.10 – Схема квазинепрерывной РЛС с последовательным обзором по дальности

Рассмотрим пример линейного изменения напряжения ГПН при формировании развертки индикатора (рисунок 12.11).

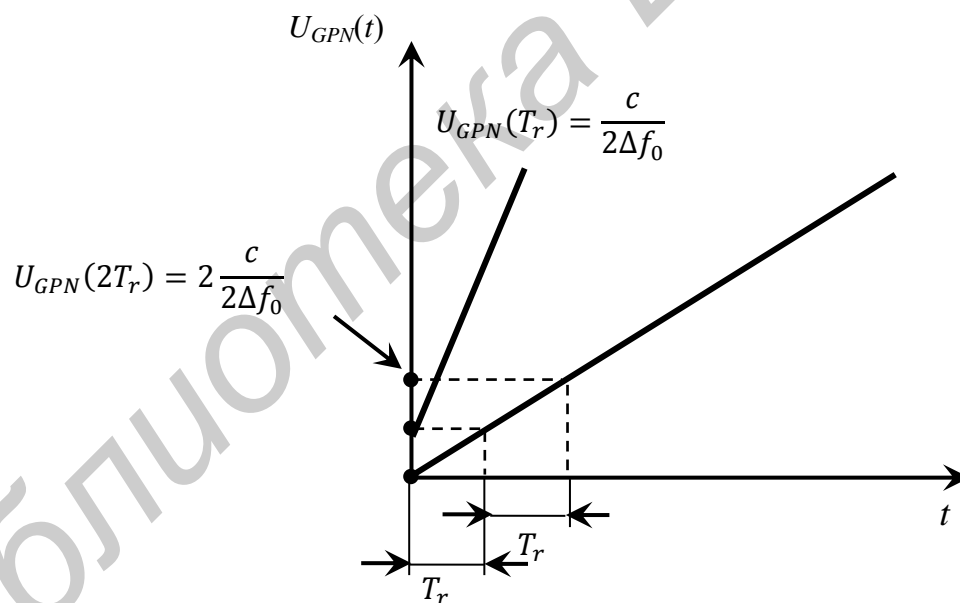


Рисунок 12.11 – Закон изменения напряжения ГПН для формирования развертки индикатора

Если в каждом периоде просматривается элемент разрешения по  $r$ , то  $\Delta U_{GPN}(T_r) = \Delta t_r = \frac{c}{2\Delta f_0}$ , а если перед  $T_N$ , то  $\Delta U_{GPN}(T_N) = \Delta t_r = \frac{c}{2\Delta f_0}$ .

Тогда  $T_{obz r} = m_r T_N$ , а при одновременном обзоре по  $r$  время обзора  $r_{obz}$  равно  $T_{obz r} = T_N$ .

Задержка опорного сигнала коррелятора изменяется по линейному закону под действием напряжения, вырабатываемого ГПН. Это же напряжение используется для формирования линейной развертки на экране индикатора, соответствующей развертке дальности.

Для одновременного обзора по дальности требуется время просмотра одного элемента разрешения по  $r$  (т.е.  $T_N$ ), а для последовательного корреляционного обзора –  $T_N \cdot m_r$ .

Библиотека БГУИР



## 13 ОБЗОР ПО УГЛОВЫМ КООРДИНАТАМ

Пространственная структура отраженного от сосредоточенной цели сигнала в дальней зоне определяется диаграммами направленности передающей  $G_{RPU}(\beta, \varepsilon)$  и приемной  $G_{RpRU}(\beta, \varepsilon)$  антенн:

$$m(t) = G_{RPU}(\beta - \beta_0, \varepsilon - \varepsilon_0) G_{RpRU}(\beta - \beta_0, \varepsilon - \varepsilon_0) E_s(t) e^{i\varphi_s(t)} \times \quad (13.1) \\ \times U_L(t - t_r) e^{i(\omega_0 + \Omega_{ds})t} = g(\beta - \beta_0, \varepsilon - \varepsilon_0) E_s(t) e^{i\varphi_s(t)} \times \\ \times U_L(t - t_r) e^{i(\omega_0 + \Omega_{ds})t},$$

где  $g(\beta, \varepsilon)$  – результирующая диаграмма направленности ( $g(\beta, \varepsilon) = G_{RPU}(\beta, \varepsilon) G_{RpRU}(\beta, \varepsilon)$ ).

Таким образом, амплитуда ОС на входе приемника зависит от угловых координат электрической оси антенны и углового положения цели  $(\beta_t, \varepsilon_t)$ . Сигнал от цели будет максимален, если  $\beta_0 = \beta_t, \varepsilon_0 = \varepsilon_t$ .

При обзоре по угловым координатам предусматривается преобразование распределения целей по азимуту и углу места в распределении выходных сигналов приемника по угловым координатам положения электрической оси антенной системы  $\beta, \varepsilon$ . При этом разрешающая способность РЛС по угловым координатам определяется шириной диаграммы направленности в соответствующих плоскостях.

Обзор по угловым координатам может быть одновременным и последовательным.

### 13.1 Одновременный обзор по угловым координатам

Применение одновременного обзора по угловым координатам требует использования многоканальной антенной системы, у которой диаграмма направленности угловых каналов перекрывает всю зону наблюдения с шагом расстройки не более ширины диаграммы направленности. Число угломестных каналов  $m_\beta \cdot m_\varepsilon = \frac{\varepsilon_{obz} \beta_{obz}}{\Delta\varepsilon \Delta\beta}$ , и каждый из них имеет отдельное приемное устройство.

Многоканальная антенная система является сравнительно сложной. Примером использования таких систем являются РЛС обзора с внутриимпульсным частотным сканированием (19Ж6, 35Д6), которые осуществляют одновременный обзор по углу места.

Наиболее широкое применение на практике получил последовательный обзор, заключающийся в последовательном перемещении результирующей ДНА вдоль одной или одновременно обеих угловых координат. Различают линейные (секторный и круговой) и растровые обзоры.

### 13.2 Линейный секторный обзор

Линейный секторный обзор производится по одной угловой координате. ДНА в плоскости обзора имеет узкую ширину (высокую разрешающую

способность), а в перпендикулярной плоскости – перекрывает всю зону наблюдения (рисунок 13.1).

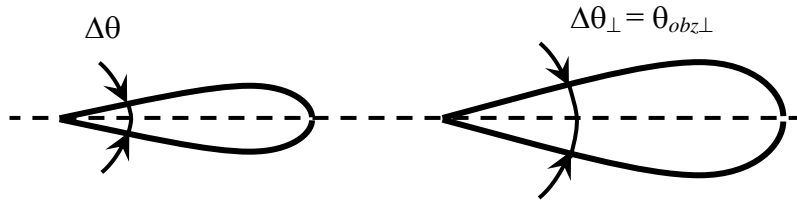


Рисунок 13.1 – Сечение ДНА в горизонтальной и вертикальной плоскостях

Угловое положение электрической оси антенной системы при линейном законе изменяется по пилообразному закону (рисунок 13.2).

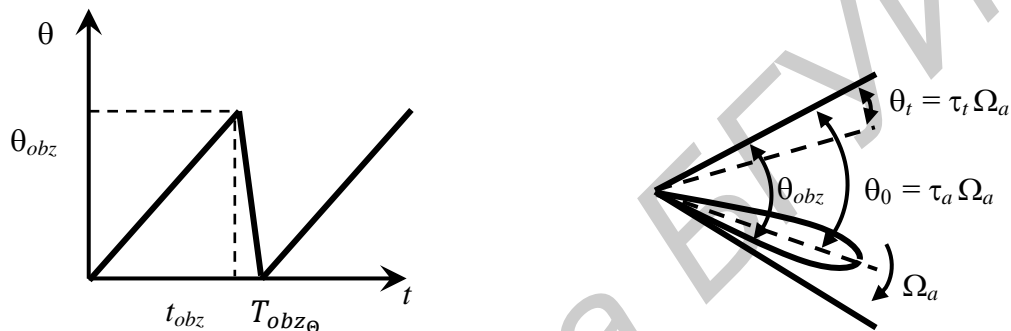


Рисунок 13.2 – Сканирование ДНА по угловой координате по пилообразному закону

Сектор шириной  $\theta_{obz}$  просматривается за время  $t_{obz\Theta} = \frac{\theta_{obz}}{\Omega_a} \cong T_{obz\Theta}$ .

В случае импульсного излучения отраженный сигнал на входе приемника представляет пачку радиоимпульсов, огибающая которой имеет форму результирующей диаграммы направленности (рисунок 13.3).

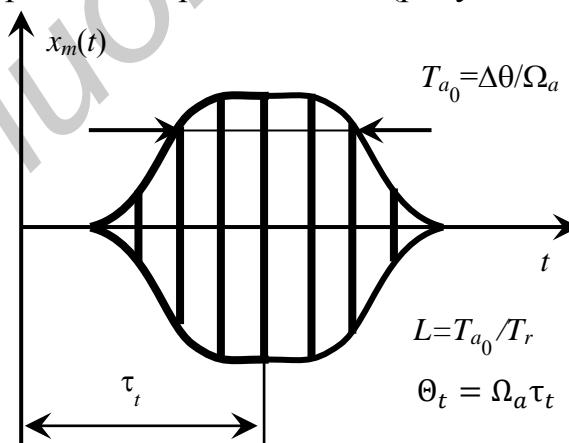


Рисунок 13.3 – Последовательность принятых сигналов с огибающей в форме результирующей ДНА

Упрощенная структурная схема РЛС, реализующая секторный обзор при фильтровой обработке принятого сигнала имеет вид, представленный на рисунке 13.4.

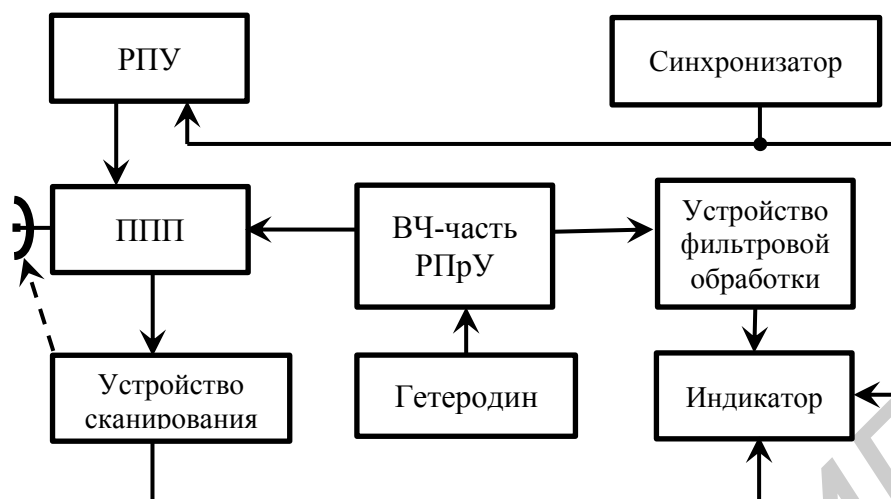


Рисунок 13.4 – Упрощенная структурная схема РЛС, реализующая секторный обзор при фильтровой обработке

Вид индикатора такой РЛС представлен на рисунке 13.5.

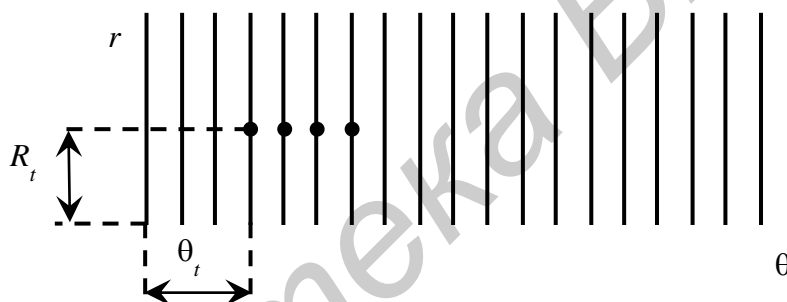


Рисунок 13.5 – Вид индикатора РЛС секторного обзора

Для изображения отметок от целей используется индикатор «дальность – угол» с прямоугольной растровой разверткой. Строчная развертка выполняет функции развертки дальности и начинается, благодаря синхронизации, одновременно с излучением зондирующего сигнала. Перемещение развертки дальности по «кадру» происходит синхронно с перемещением электрической оси антенны, а период кадровой развертки определяется периодом обзора  $T_{обз_\Theta}$  сектора.

Отметка от цели на экране индикатора состоит из отдельных ярких точек на нескольких соседних развертках дальностей. Ее удаление от начала строчных разверток в масштабе определяет дальность цели, а удаление середины отметки относительно начала кадровой развертки пропорционально угловой координате.

Число элементов разрешения, отображаемых на экране индикатора «дальность – угол» с прямоугольной растровой разверткой равно

$$m = m_r m_\Theta = \Delta f_0 T_r \frac{\Theta_{обз}}{\Delta \Theta}. \quad (13.2)$$

### 13.3 Круговой обзор. Функциональная схема РЛС кругового обзора

Антенная система РЛС, осуществляющей круговой обзор, имеет верную результирующую диаграмму направленности  $\text{cosec}^2 \varepsilon$ , узкую в азимутальной и широкую в угломестной. Вращаясь по кругу, диаграмма совершает однократный обзор зоны наблюдения за время  $T_{obz} = \frac{2\pi}{\Omega_a}$ . Вид отраженного сигнала и его параметры такие же, как и при линейном секторном обзоре.

Функциональная схема РЛС, осуществляющей круговой обзор и фильтровую обработку принятого сигнала, а также вид индикатора кругового обзора показан на рисунке 13.6.

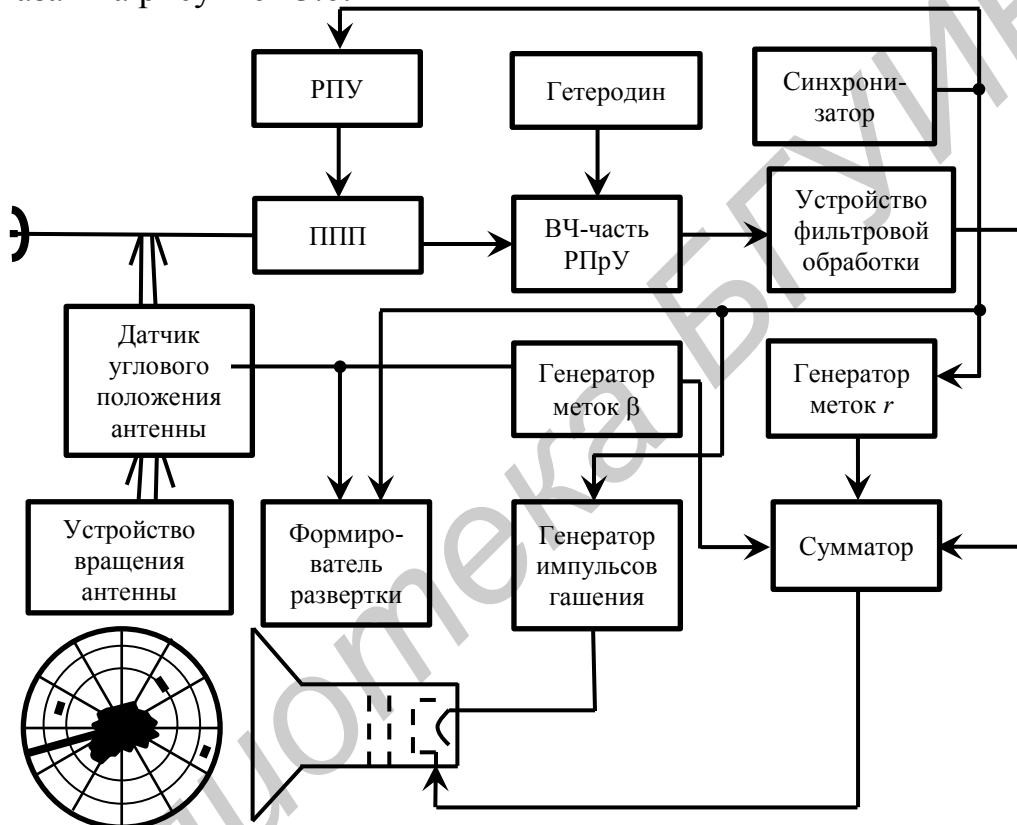


Рисунок 13.6 – Функциональная схема РЛС кругового обзора

### 13.4 Растровый обзор

Для осуществления растрового обзора используются антенные системы (обычно ФАР) с узкими по обеим координатам, обычно игольчатыми ( $\Delta\theta = \Delta\theta_{\perp}$ ), диаграммами направленности.

В процессе обзора эта диаграмма направленности перемещается одновременно в двух угловых координатах. Наиболее часто на практике встречается строчный растровый обзор, при котором производится перемещение диаграммы направленности по первой угловой координате, например по  $\theta$ , при фиксированном значении второй угловой координаты, например  $\theta_{\perp}$ . После

окончания обзора по  $\beta$  происходит дискретное смещение диаграммы по  $\Theta_{\perp}$  на величину  $\Delta\Theta_{\perp}$  и вновь происходит обзор по  $\Theta$  (рисунок 13.7).

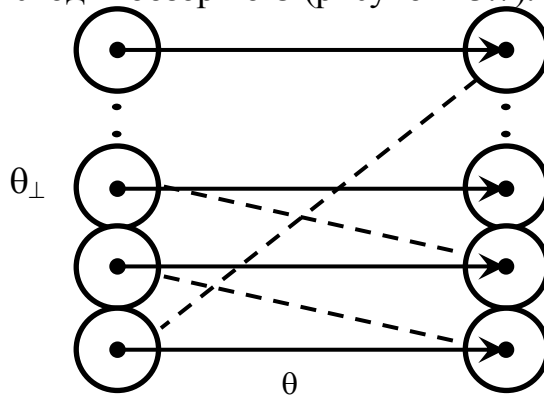


Рисунок 13.7 – Вариант реализации растрового обзора по угловым координатам

Число строк  $n = \frac{\Theta_{obz\perp}}{\Delta\Theta_{\perp}}$ , время обзора по угловым координатам  $T_{obz}$  определяется временем обзора по  $T_{obz\Theta_{\perp}}$ . Время обзора одной строки  $T_{obz\Theta} = \frac{T_{obz\Theta_{\perp}}}{n}$ , при этом скорость перемещения ДНА по  $\Theta$  должна быть равна

$$\Theta_a = \frac{\Theta_{obz}}{T_{obz\Theta}} \quad (13.3)$$

В таких РЛС предпочтительно использовать ФАР, т.к. при этом осуществляется электронное гибкое управление результирующей диаграммой направленности антенной системы. Функциональная схема такой РЛС представлена на рисунке 13.8.

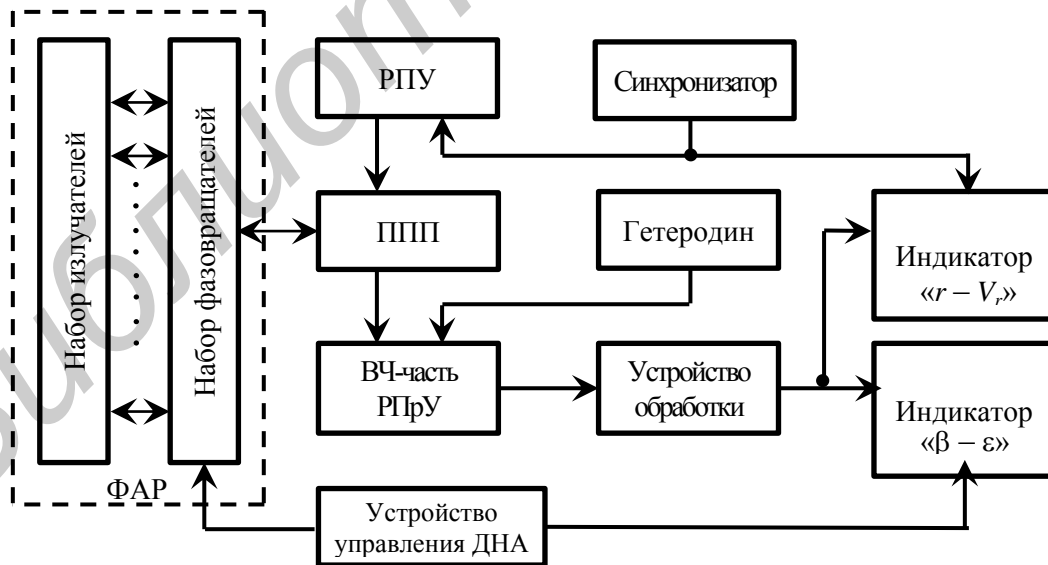


Рисунок 13.8 – Структурная схема РЛС растрового обзора с ФАР

Управление положением ДНА по  $\beta$  и  $\epsilon$  осуществляется с помощью набора перестраиваемых фазовращателей.

### 13.5 Оптимизация обзора

Оптимизация обзора сводится к минимизации среднего времени, необходимого на обзор при обеспечении заданных вероятностей правильного обнаружения и ложных тревог.

Оптимальный в этом смысле обнаружитель поочередно в каждом элементе разрешения сравнивает в  $j$ -е моменты времени выходной сигнал устройства обработки

$$z_j = \ln \lambda_j = \ln \frac{P_1(f_1, f_1^*, \dots, f_j, f_j^*)}{P_0(f_1, f_1^*, \dots, f_j, f_j^*)}, j = 1, 2, \dots, \quad (13.4)$$

с двумя порогами:

- верхним

$$z_*^V = \ln \frac{D}{F}; \quad (13.5)$$

- нижним

$$z_*^N = \ln \frac{1-D}{1-F}. \quad (13.6)$$

Решающее правило: если  $z_j \geq z_*^V$ , то  $A_1^*$ ; если  $z_j \leq z_*^N$ , то  $A_1^*$ ; если  $z_*^N < z_j < z_*^V$ , то обнаружение продолжается и формируется  $z_{j+1}$ .

Данный алгоритм может быть использован в РЛС с ФАР, реализующей адаптивный обзор по угловым координатам. В такой РЛС имеется обратная связь между обнаружителем и устройством управления положением ДНА и, следовательно, есть возможность регулирования времени, затрачиваемого на просмотр элемента разрешения по угловой координате.

## 14 ОБЗОР ПО РАДИАЛЬНОЙ СКОРОСТИ

Радиальная скорость цели  $V_r$  закодирована в частоте Доплера ОС, которая оценивается путем измерения смещения по частоте гребенчатого энергетического спектра ОС относительно гребенчатого или линейчатого спектра ЗС (рисунок 14.1).

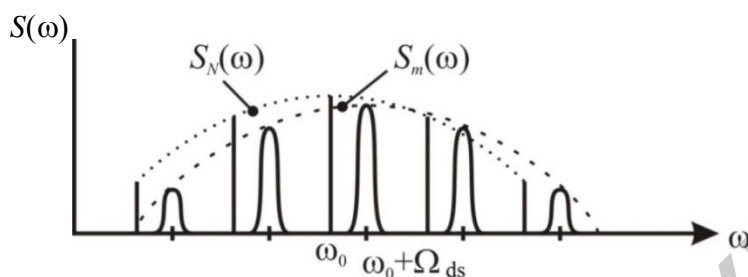


Рисунок 14.1 – ЭС отраженного и зондирующего сигналов

Оценка частоты Доплера ОС производится по величине частоты коррекции  $\Omega_k$  когерентного накопителя. Выходной сигнал когерентного накопителя будет наибольшим при совмещении его АЧХ с зубцами спектра ОС (рисунок 14.2). Это совмещение произойдет в случае равенства  $\Omega_k = \Omega_{ds}$ , и оценка скорости при этом будет равна

$$V_r = \frac{\omega_k \lambda}{4\pi} = \frac{f_k \lambda}{2}. \quad (14.1)$$

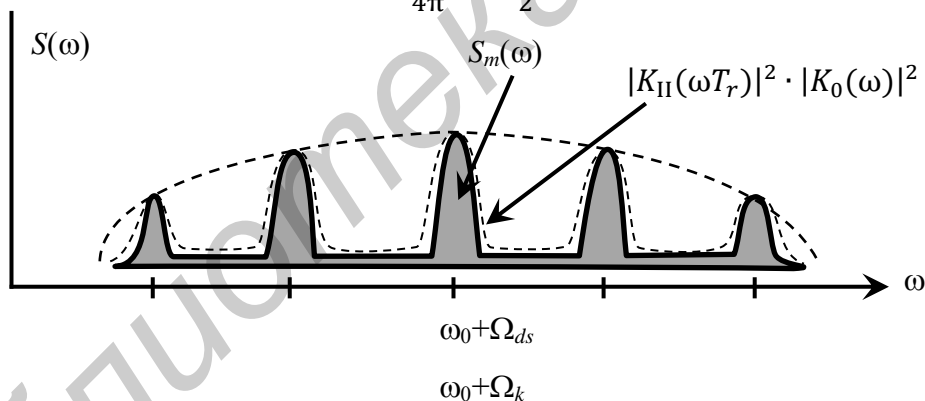


Рисунок 14.2 – ЭС ОС и квадрат АЧХ устройства КНОС

Из рисунка 14.1 очевидно, что интервал однозначной оценки  $V_r$  определяется частотой повторения и равен  $V_{r\text{одн}} = \pm \frac{\lambda}{4} F_r$ , а разрешающая способность по скорости – шириной зубца АЧХ когерентного накопителя  $\Delta V_r = \frac{\lambda}{2} \Delta F_r$ . При этом обзор по  $V_r$  может быть одновременным и последовательным.

## 14.1 Одновременный обзор по радиальной скорости

Одноканальное устройство корреляционной или фильтровой обработки принятого сигнала обеспечивает выделение из смеси с фоном ОС от цели, движущейся с такой  $V_r$ , которой с точностью до протяженности элемента разрешения соответствует частота настройки этого устройства. Изменение частоты настройки корреляционного устройства обработки осуществляется путем изменения частоты коррекции  $\Omega_k$  опорного канала смесителя-преобразователя, стоящего перед узкополосным фильтром (рисунок 14.3) или путем изменения частоты настройки узкополосного фильтра коррелятора (рисунок 14.4).

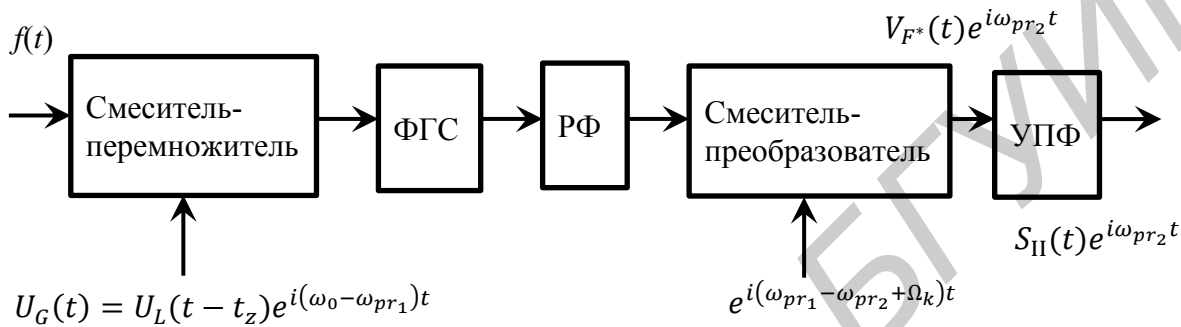


Рисунок 14.3 – Схема корреляционной обработки принятого сигнала путем изменения частоты коррекции  $\Omega_k$

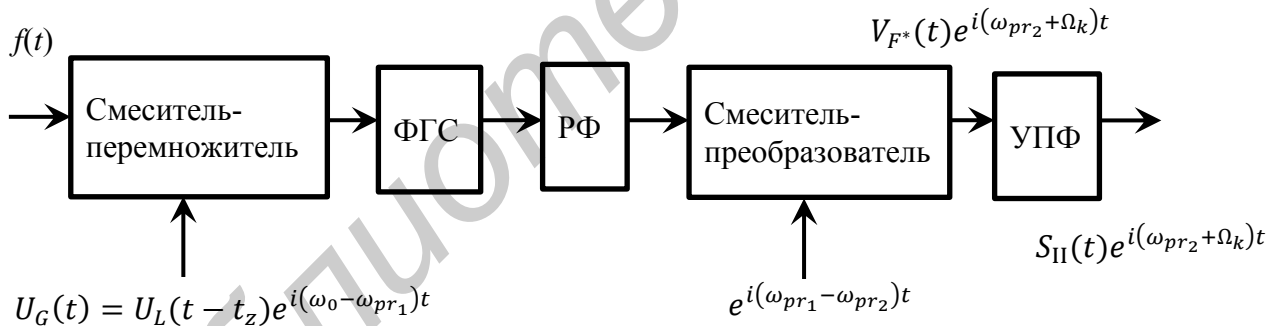


Рисунок 14.4 – Схема корреляционной обработки принятого сигнала путем настройки узкополосного фильтра

Перестройка по частоте фильтрового устройства обработки производится в основном за счет изменения  $\Omega_k$  опорного сигнала смесителя или фазовых детекторов (рисунок 14.5).



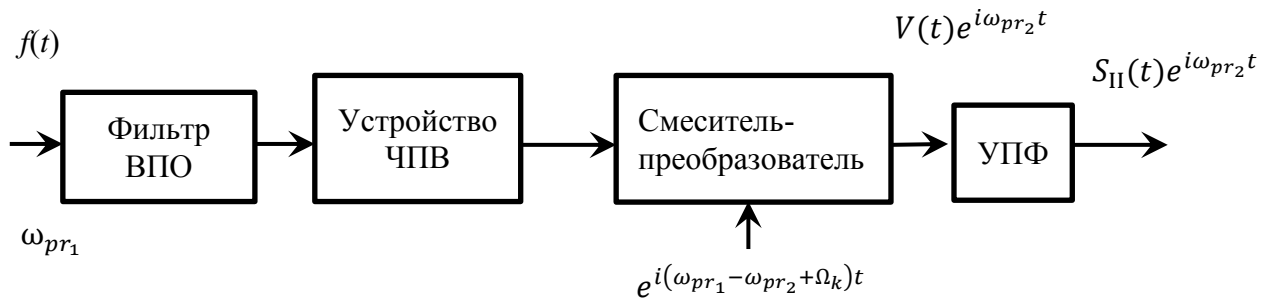


Рисунок 14.5 – Фильтровое устройство обработки принятого сигнала с учетом изменения частоты коррекции опорного сигнала

Для осуществления одновременного обзора по  $V_r$  в пределах зоны действия РЛС необходимо иметь  $m_{V_r}$  устройств обработки принятого сигнала, расстроенных по частоте на ширину зубца  $\Delta f = \Delta F_{II}$  АЧХ когерентного накопителя. Одновременный обзор обычно реализуется в РЛС с непрерывным или квазинепрерывным зондирующим сигналом, в которых, как правило, осуществляется корреляционная обработка принятого сигнала и  $V_r$  измеряется однозначно. Схема канала обнаружения, использующегося как в непрерывных, так и квазинепрерывных РЛС, реализующего одновременный обзор по  $V_r$  при корреляционной обработке принятого сигнала в одном элементе разрешения по дальности, представлена на рисунке 14.6.

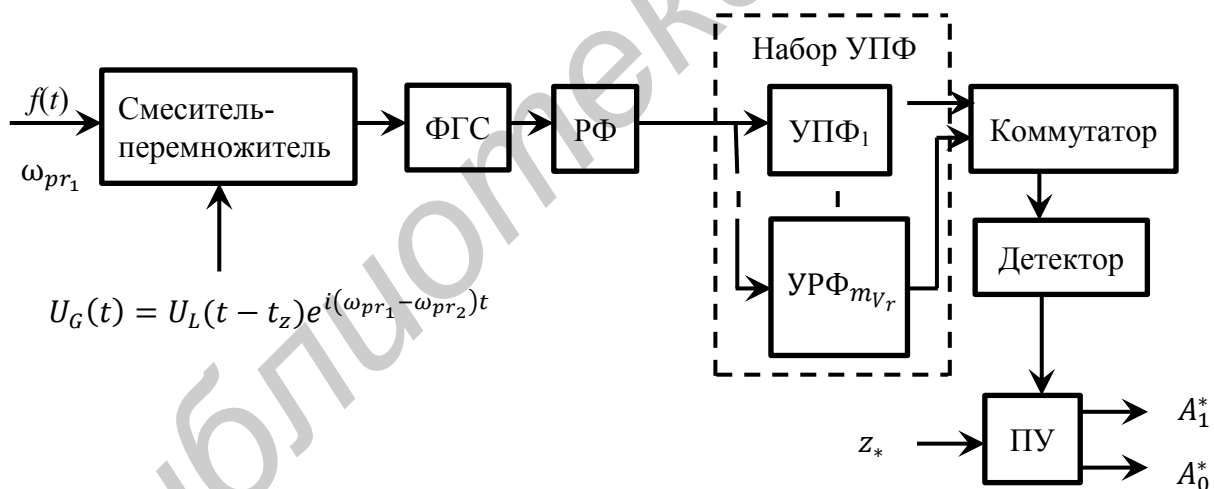


Рисунок 14.6 – Схема канала обнаружения РЛС, реализующего одновременный обзор по  $V_r$  при корреляционной обработке принятого сигнала в одном элементе разрешения по дальности

Узкополосные фильтры расстроены по частоте на интервал, равный ширине зубца АЧХ когерентного накопителя  $\Delta F_{II} = \Delta f_f + \frac{1}{T_n}$ .

## 14.2 Последовательный обзор по радиальной скорости

Последовательный обзор по  $V_r$  может осуществляться с использованием одноканального устройства обработки, частота настройки которого изменяется последовательно в интервале от  $\frac{2V_{r\min}}{\lambda}$  до  $\frac{2V_{r\max}}{\lambda}$  или с учетом ширины зоны режекции  $\Delta f_{rej}$  устройства когерентной компенсации МО и интервала однозначного измерения частоты Доплера ОС  $\frac{F_r}{2}$  (скорости) – от  $\Delta f_{rej}$  до  $\frac{F_r}{2}$ . Схема обнаружителя квазинепрерывной РЛС с последовательным обзором по скорости при корреляционной обработке принятого сигнала представлена на рисунке 14.7.

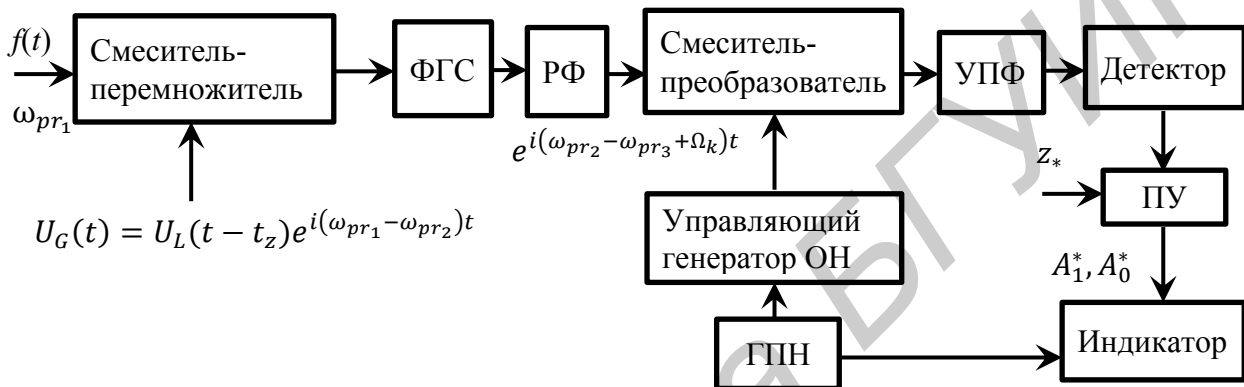


Рисунок 14.7 – Схема обнаружителя квазинепрерывной РЛС с последовательным обзором по скорости при корреляционной обработке принятого сигнала

Частота настройки когерентного накопителя меняется по пилообразному закону в оговоренных ранее пределах под действием напряжения, выработанного ГПН. При этом синхронно перемещается луч ЭЛТ, отображая отметки обнаруженных в пороговом устройстве целей.

Время последовательного обзора в  $m_{V_r}$  раз больше, чем время одновременного обзора по  $V_r$ .

## 14.3 Совместный обзор по дальности и радиальной скорости

Совместный обзор по радиальной дальности  $r$  и радиальной скорости  $V_r$  на интервалах однозначной оценки  $\left(r_{odn} = \frac{cT_r}{2}, V_{r_{odn}}^{(\mp)} = \pm \frac{\lambda F_r}{4}\right)$  может производиться одновременно, последовательно или путем комбинации одновременного и последовательного обзора по  $r$  и  $V_r$ .

При корреляционной обработке принятого сигнала совместный обзор по  $r$  и  $V_r$  может производиться одновременно в устройстве, имеющем  $(m_r \times m_{V_r})$  корреляторов, в каждом из которых имеется  $m_{V_r}$  УПФ, рассовмещенных по  $t_z$  и  $\Omega_k$ , или последовательно с помощью одноканального устройства путем

последовательного изменения параметров  $t_z$  и  $\Omega_k$  опорных сигналов коррелятора.

Схема обнаружителя квазинепрерывной РЛС с одновременным обзором по  $r$  и  $V_r$  имеет вид, представленный на рисунке 14.8.

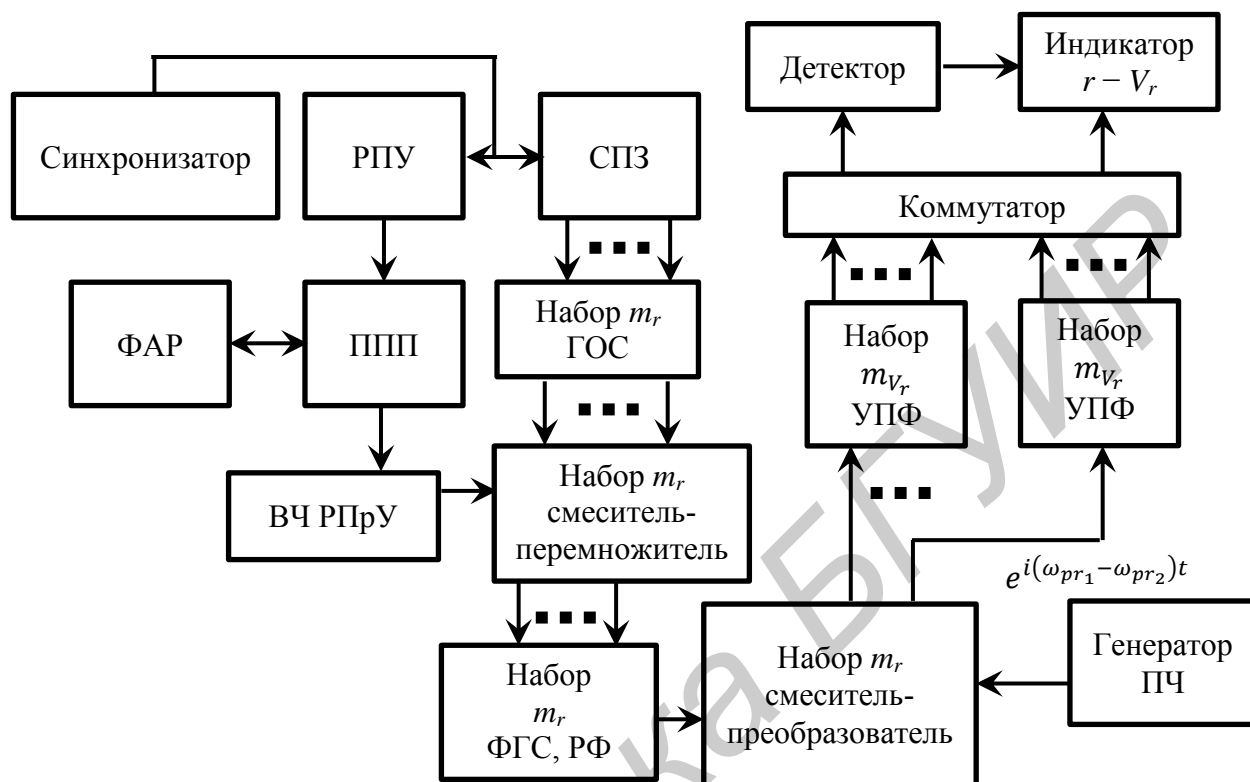


Рисунок 14.8 – Схема обнаружителя квазинепрерывной РЛС с одновременным обзором по дальности и скорости

Для отображения результатов обзора используется двумерный индикатор с прямоугольной растровой разверткой «дальность – скорость».

Для каждого элемента разрешения по  $r$  на экране этого индикатора предусмотрена отдельная развертка скорости  $V_r$ , которая условно разделена между элементами разрешения по  $V_r$ . С помощью коммутатора выходы наборов узкополосных фильтров подключаются последовательно через детектор к сигнальному входу индикатора. Причем вначале опрашивается набор УПФ первого коррелятора, соответствующего первому элементу разрешения по дальности, затем набор УПФ второго коррелятора, соответствующего второму элементу разрешения по дальности, и т. д.

#### *Переход к угловым координатам*

С меньшими аппаратными затратами реализуются совместные обзоры по  $r$  и  $V_r$ , сочетающие одновременный и последовательный обзоры. Схема обнаружителя непрерывной РЛС, в которой осуществляется последовательный обзор по  $r$  на интервале однозначной оценки и одновременный обзор по  $V_r$  при корреляционной обработке принятого сигнала, имеет вид, представленный на рисунке 14.9.

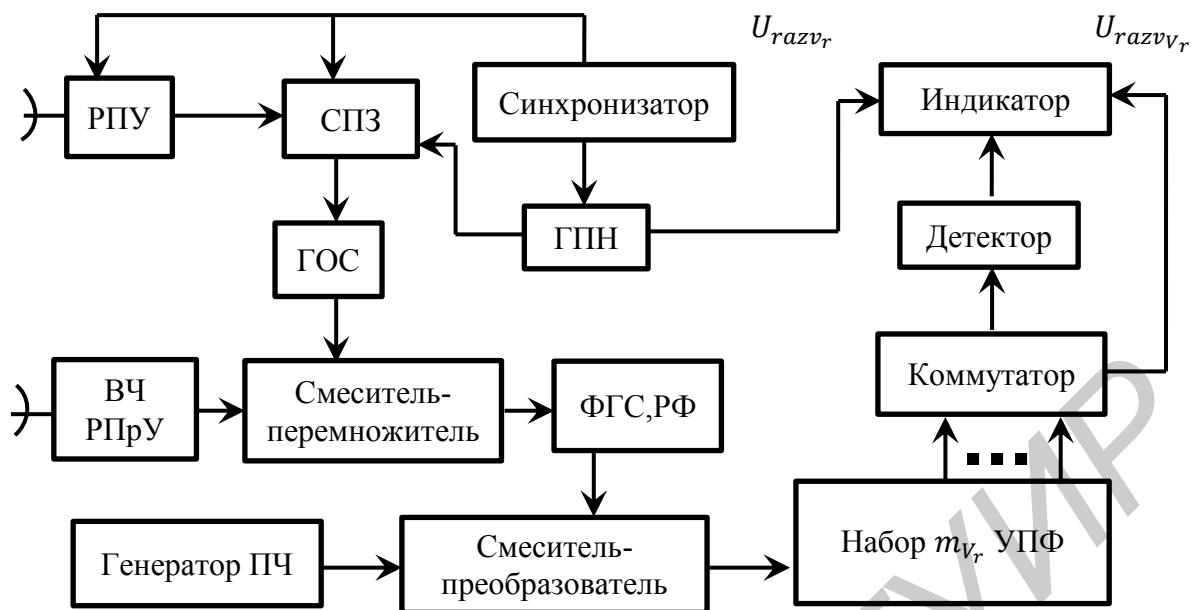


Рисунок 14.9 – Схема обнаружителя непрерывной РЛС с последовательным обзором по дальности и параллельным – по скорости

В этом обнаружителе ГПН формирует пилообразное напряжение длительностью  $T_{обзr} \cong m_r \cdot T_r$ . В соответствии с этим напряжением по сигналам синхронизатора на выходе схемы переменной задержки формируются запускающие импульсы для генератора ОС, следующие с интервалом  $T_z \cong \frac{T_{обзr}}{m_r}$ . По каждому из этих импульсов в ГОС формируется последовательность опорных сигналов  $v_L(t - t_z)e^{i(\omega_0 - \omega_{pr_1})t}$ , соответствующих просматриваемому элементу разрешения по дальности. Следующая последовательность опорных сигналов будет сдвинута на интервал  $\Delta t = \frac{2\Delta r}{c}$ , т. е.  $U_L(t - (t_z + \Delta t))e^{i(\omega_0 - \omega_{pr_1})t}$ .

Радиоканальным является многоэтапный совместный обзор по  $r$  и  $V_r$ , на первом этапе которого обнаружитель работает с низкими разрешающими способностями по  $r$  и  $V_r$  (это обеспечивает малое число элементов в разрешающей зоне обзора), а на втором этапе, используя более сложный зондирующий сигнал, в обнаружителе устанавливаются высокие разрешающие способности  $\Delta r^V$ ,  $\Delta V_r^V$  и производится уточнение местоположения, скорости и состава обнаруженных на первом этапе целей.

Совместный обзор по  $r$  и  $V_r$  на интервалах, превышающих интервалы однозначного измерения, требует устранения неоднозначности получаемых оценок. В импульсных РЛС, имеющих низкие частоты повторения, такая неоднозначность возникает при оценке радиальных скоростей целей. В непрерывных и квазинепрерывных РЛС с малым периодом повторения зондирующих сигналов возникает неоднозначность в оценке  $r$ . В основе способов устранения неоднозначности в оценке  $r$  лежит использование

зондирующих сигналов с переменным периодом повторения (так называемый нониусный метод, используемый в штангенциркуле).

Например, могут использоваться два периода повторения  $T_{r_{1,2}} = T_r \pm \frac{1}{2}\Delta T_r$ , где  $T_r = \frac{1}{2}(T_{r_1} + T_{r_2})$  – среднее значение периода повторения;  $\Delta T_r = T_{r_2} - T_{r_1}$  – девиация периода повторения. Очевидно, что всегда можно выделить интервалы времени  $T_{r_i}$ , на которых одновременно укладывается целое число периодов повторения  $T_{r_1}$  и  $T_{r_2}$ :

$$T_{r_i} = n_1 T_{r_1} = n_2 T_{r_2}. \quad (14.2)$$

Наименьший из таких интервалов является интервалом однозначного измерения дальности  $T_{nr} = nT_{r_1} = (n - 1)T_{r_2} = \frac{2r_{odn}}{c}$ .

Следовательно, если заданы период однозначного измерения дальности  $T_{nr}$  и среднее значение периода повторения  $T_r$ , то девиация периода повторения должна выбираться из условия

$$\Delta T_r \leq \frac{T_r^2}{T_{nr}}. \quad (14.3)$$

Аналогичные методы могут использоваться для устранения неоднозначности по скорости. При этом можно осуществлять как вобуляцию  $T_r$ , так и вобуляцию  $\lambda$ . Вобуляция периода повторения  $T_r$  более проста в технической реализации и используется чаще. Примером устранения последствий неоднозначного измерения скорости является борьба со «слепыми» скоростями.

При этом диапазон возможных значений частоты коррекции опорного колебания для компенсации скорости ветра определяется не частотой повторения ЗС (как это имеет место при  $T_r = \text{const}$ ), а реальным диапазоном измерения скорости ветра  $\Omega_{k_{\max}} = 2\pi F_{dr_{\max}} = 2\pi \frac{2V_{d \max}}{\lambda}$ .

## 15 ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ РЛС

В соответствии с алгоритмом работы обнаружителя ( $z \geq z_* \rightarrow A_1^*$ ;  $z < z_* \rightarrow A_0^*$ ), он должен осуществлять обработку принятого сигнала и, после сравнения результата обработки  $z$  с порогом  $z_*$  принимать решение о наличии цели:

- если порог превышен ( $z \geq z_*$ ), то принимается решение о наличии цели ( $A_1^*$ );

- если порог не превышен ( $z < z_*$ ), то принимается решение об отсутствии цели ( $A_0^*$ ).

Качество обнаружения характеризуется условными вероятностями правильного обнаружения  $D$  и ложных тревог  $F$ , которые напрямую связаны с законами распределения плотностей вероятности выходного сигнала устройства обработки  $p_1(z)$  и  $p_0(z)$  при наличии и отсутствии цели в элементе разрешения соответственно:

$$D = \int_{z_*}^{\infty} p_1(z) dz, F = \int_{z_*}^{\infty} p_0(z) dz. \quad (15.1)$$

Таким образом, для определения характеристик обнаружения необходимо найти закон распределения плотности вероятности выходного сигнала  $z$  устройства обработки.

### 15.1 Плотность вероятности выходного сигнала некогерентного накопителя

В соответствии с алгоритмом обработки  $z = \sum_{j=1}^{L_{NN}} |S_j|^2$  выходной сигнал некогерентного накопителя представляет собой сумму квадратов модулей центрированных нормально распределенных случайных величин, полученных в результате когерентного накопления принятого сигнала:

$$S_j = [\sum_{l=1}^{L_{KN}} V [(j-l)T_r] F_l]. \quad (15.2)$$

Закон распределения выходного сигнала  $z$  некогерентного накопителя определяется:

- 1) законом распределения слагаемых  $|S_j|^2$  (он экспоненциальный в данном случае при нормальном распределении  $S_j$ );
- 2) числом слагаемых  $L_{NN}$ ;
- 3) коэффициентом корреляции этих слагаемых, и в общем случае описывается  $\chi^2$ -распределением:

$$p(z) = \left(\frac{n}{\bar{z}} \cdot z\right)^{n-1} \frac{1}{\bar{z} \cdot G(n)} e^{-\frac{n}{\bar{z}} z}, z \geq 0, \quad (15.3)$$

где  $\bar{z}$  – среднее значение выходного сигнала некогерентного накопителя;

$G(n)$  – полная гамма-функция ( $G(n) = \int_0^{\infty} \xi^{n-1} e^{-\xi} d\xi$ );

$n$  – половина числа степеней свободы  $\chi^2$ -распределения, определяемая числом и корреляцией слагаемых  $|S_j|^2$ .

Графики этого распределения при различных значениях  $n$  приведены на рисунке 15.1.

Особенность  $\chi^2$ -распределения состоит в том, что статистические характеристики накапливаемого фона постоянны.

Если накапливаются экспоненциально распределенные сигналы с разными статистическими характеристиками (дисперсиями), то сумма характеризуется инерциальным законом распределения.

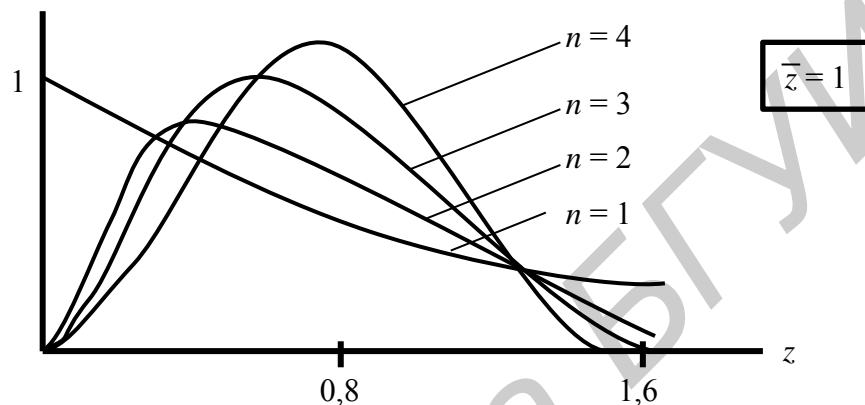


Рисунок 15.1 – Варианты распределения сигналов для различных значений « $n$ »

С ростом числа  $n$  происходит нормализация  $\chi^2$ -распределения и при достаточно больших  $n$  оно несущественно отличается от нормального распределения:

$$p(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_z^2}} \exp\left(-\frac{(z-\bar{z})}{2\sigma_z^2}\right). \quad (15.4)$$

В случае быстро флуктуирующего сигнала (сигналы  $|S_j|^2$  независимы) он некогерентно накапливается на всем интервале наблюдения и  $n = L = \frac{T_n}{T_r}$ . В случае медленно флуктуирующего сигнала когерентные суммы  $S_j$  сильно коррелированы и закон распределения  $z$  близок к экспоненциальному закону распределения  $|S_j|^2$ :

$$p(z) = \frac{1}{z} \exp\left(-\frac{z}{z}\right), z \geq 0. \quad (15.5)$$

При этом  $n = 1$ . В случае произвольных флуктуаций отраженного сигнала  $1 < n < L$ .

## 15.2 Число степеней свободы $\chi^2$ -распределения выходного сигнала некогерентного накопителя

Половина числа степеней свободы  $\chi^2$ -распределения определяется как отношение квадрата математического ожидания случайной величины к ее дисперсии:

$$n = \frac{\bar{z}^2}{\sigma_z^2}. \quad (15.6)$$

При одинаковых значениях дисперсий и экспоненциальном распределении  $|S_j|^2$  математическое ожидание и дисперсия выходного сигнала некогерентного накопителя равны

$$\bar{z} = \sum_{j=1}^{L_{NN}} |S_j|^2 = L_{NN} \cdot 2(\sigma_{sf}^2 + \sigma_{ss}^2) = 2\sigma_{sf}^2 L_{NN}(1 + \rho), \quad (15.7)$$

$$\begin{aligned} \sigma_z^2 = \bar{z}^2 - (\bar{z})^2 &= \sum_{j,i=1}^{L_{NN}} \left( |S_j|^2 |S_i|^2 - |S_j|^2 |S_i|^2 \right) = \left[ \sum_{j,i=1}^{L_{NN}} |R_{ji}^{sf} + R_{ji}^{ss}|^2 \right] = \\ &= 4\sigma_{sf}^4 \sum_{j,i=1}^{L_{NN}} |r_{ji}^{sf} + \rho r_{ji}^{ss}|^2, \end{aligned} \quad (15.8)$$

где  $\sigma_{sf,s}^2$ ,  $R_{ji}^{sf,s}$ ,  $r_{ji}^{sf,s}$  – дисперсии, ковариации и коэффициенты корреляции фоновой и сигнальной составляющих когерентно накопленного принятого сигнала  $S_j$  ( $\sigma_{sf,s}^2 = \frac{1}{2} |S_j^{f,s}|^2$ ;  $R_{ji}^{sf,s} = \overline{S_j^{f,s} S_i^{f,s*}} = 2\sigma_{sf,s}^2 r_{ji}^{sf,s}$ ).

Полагая межпериодную корреляционную функцию флуктуаций сигнала и фона на выходе когерентного накопителя экспоненциальной:

$$r_{sf,s}(\tau) = \exp\left(\frac{-\tau}{\tau_{sf,s}}\right), \quad (15.9)$$

получим

$$r_{ji}^{sf} = r_{sf}^{|j-i|}, \quad r_{ji}^{ss} = r_{ss}^{|j-i|}, \quad (15.10)$$

где  $r_{sf}$ ,  $r_{ss}$  – коэффициенты межпериодной корреляции сигнала и фона ( $\Delta F_{LC} \leq \Delta F_{II}$ ,  $r_{sf} = e^{-2\Delta F_{II} \tau_r}$ ,  $r_{ss} = e^{-2\Delta F_{LC} \tau_r}$ );

$\tau_{ss}$ ,  $\tau_{sf}$  – время корреляции флуктуаций сигнала и фона на выходе когерентного накопителя (причем  $\Delta F_{II} \geq \Delta F_{LC}$ ). Если  $\Delta F_{LC} > \Delta F_{II}$ , то  $r_{ss} = e^{-2\Delta F_{II} \tau_r}$  ( $\tau_{ss} = \frac{1}{\Delta F_{LC}}$ ,  $\tau_{sf} = \frac{1}{2\Delta F_{II}}$ ).

С учетом этого дисперсия  $\sigma_z^2$  описывается выражением

$$\begin{aligned} \sigma_z^2 &= 4\sigma_{sf}^4 L_{NN} \sum_{j,i=1}^{L_{NN}} r_{NN}^{|j-i|} \left| r_{sf}^{|j-i|} + \rho r_{ss}^{|j-i|} \right|^2 = 4\sigma_{sf}^4 L_{NN} \times \\ &\times \left[ \frac{1+r_{NN}r_{sf}^2}{1-r_{NN}r_{sf}^2} + 2\rho \frac{1+r_{NN}r_{sf}r_{ss}}{1-r_{NN}r_{sf}r_{ss}} + \rho^2 \frac{1+r_{NN}r_{ss}^2}{1-r_{NN}r_{ss}^2} \right]. \end{aligned} \quad (15.11)$$

где  $r_{NN}$  – коэффициент межпериодной корреляции огибающей некогерентно накопленного принятого сигнала ( $r_{NN} = e^{\frac{-2}{L_{NN}}}$ ).

Следовательно, половина числа степеней свободы  $\chi^2$ -распределения выходного сигнала некогерентного накопителя при наличии отраженного сигнала в принятом имеет вид



$$n_1 = \frac{\overline{z_1^2}}{\sigma_{z_1}^2} = \frac{L_{NN}(1+\rho)^2}{\frac{1+r_{NN}r_{sf}^2}{1-r_{NN}r_{sf}^2} + 2\rho \frac{1+r_{NN}r_{sf}r_{ss}}{1-r_{NN}r_{sf}r_{ss}} + \rho^2 \frac{1+r_{NN}r_{ss}^2}{1-r_{NN}r_{ss}^2}}, \quad (15.12)$$

а при отсутствии отраженного сигнала в принятом ( $\rho = 0$ ):

$$n_0 = \frac{(\overline{z_0})^2}{\sigma_{z_0}^2} = L_{NN} \frac{1-r_{NN}r_{sf}^2}{1+r_{NN}r_{sf}^2}. \quad (15.13)$$

Рассмотрим несколько частных случаев.

1. Некогерентное накопление на всем интервале наблюдения принятого сигнала, содержащего быстро флуктуирующий отраженный сигнал. При этом  $2\tau_{ss} < T_r$ ,  $2\tau_{sf} < T_r$  и  $r_{sf} \cong 0$ ,  $r_{ss} \cong 0$ , а  $L_{NN} = L$ . Следовательно,  $n_0 = n_1 = L$ .

2. Когерентное накопление на всем интервале наблюдения как быстро, так и медленно флуктуирующего сигнала. При этом закон распределения  $z$  совпадает с экспоненциальным законом распределения  $|S_j|^2$ , т. е.  $n_0 = n_1 = 1$ .

3. Некогерентное накопление на всем интервале наблюдения принятого сигнала, содержащего медленно флуктуирующий отраженный сигнал. При этом  $r_{sf} \cong 0$ ,  $r_{ss} \cong 1$ ,  $L_{NN} = L$ ,  $\rho = \mu$ . С учетом этого

$$n_1 = \frac{L_{NN}(1+\mu)^2}{1+2\mu+\mu^2 \frac{1+r_{NN}}{1-r_{NN}}} \cong \left| \frac{1+r_{NN}}{1-r_{NN}} \cong L \right| = \frac{L_{NN}(1+\mu)^2}{1+2\mu+\mu^2 L} = \frac{L}{1+\frac{\mu^2}{(1+\mu)^2(L-1)}}, \quad n_0 = L. \quad (15.14)$$

Если сигнал сильный ( $\mu \gg 1$ ), то  $n_1 = 1$ .

4. Если когерентное и некогерентное накопление осуществляется на достаточно большом интервале времени ( $\Delta F_{II}$  мало) и сигнал медленно флуктуирующий ( $\Delta F_{LC}$  мало),  $L_{NN} \gg 1$  (осуществляется и некогерентное накопление), то коэффициенты  $r_{ss}$ ,  $r_{sf}$ ,  $r_{NN}$  достаточно велики и их произведения можно разложить в степенной ряд, ограничившись двумя членами:

$$r_{NN}r_{sf}^2 \cong 1 - \frac{2}{L_{NN}} - 4\Delta F_{II}T_r, \quad (15.15)$$

$$r_{NN}r_{sf}r_{ss} \cong 1 - \frac{2}{L_{NN}} - 2\Delta F_{II}T_r - 2\Delta F_{LC}T_r, \quad (15.16)$$

$$r_{NN}r_{ss}^2 \cong 1 - \frac{2}{L_{NN}} - 4\Delta F_{LC}T_r. \quad (15.17)$$

В этом случае

$$n_0 = 2\Delta F_{II}T_n - 1, \quad (15.18)$$

$$n_1 = 1 + 2(\Delta F_{II}T_n - 1) \frac{1+\rho \frac{\Delta F_{LC}}{\Delta F_{II}}}{1+\rho}. \quad (15.19)$$

### 15.3 Характеристики обнаружения РЛС

С учетом найденного закона распределения плотности вероятности выходного сигнала некогерентного накопителя вероятности ложных тревог и правильного обнаружения можно представить в следующем виде:

$$F = \int_{z_*}^{\infty} p_0(z) dz = \int_{z_*}^{\infty} \left( \frac{n_0}{z_0} \cdot z \right)^{n_0-1} \frac{n_0}{z_0 \cdot G(n_0)} e^{-\frac{n_0}{z_0} z} dz = \frac{G(n_0, n_0 \lambda_*)}{G(n_0)}, \quad (15.20)$$

$$D = \int_{z_*}^{\infty} p_1(z) dz = \int_{z_*}^{\infty} \left(\frac{n_1}{z_1} \cdot z\right)^{n_1-1} \frac{n_1}{z_1 \cdot G(n_1)} e^{-\frac{n_1}{z_1} z} dz = \frac{G(n_1, n_1 \frac{\lambda_*}{1+\rho})}{G(n_1)}, \quad (15.21)$$

где  $G(n)$ ,  $G(n, x)$  – полная и неполная гамма-функции соответственно ( $G(n) = \int_0^{\infty} t^{n-1} e^{-t} dt$ ,  $G(n, x) = \int_x^{\infty} t^{n-1} e^{-t} dt$ );

$\lambda_* = \frac{z_*}{z_0}$  – нормированный порог обнаружения.

**Примечание** – Гамма-функции можно вычислить следующим образом:

$$G(n) = (n-1)!, \quad n = 1, 2, \dots, \quad (15.22)$$

$$G(n, x) = (n-1)! e^{-x} \sum_{m=0}^{n-1} \frac{x^m}{m!}, \quad n = 1, 2, \dots \quad (15.23)$$

Эти выражения определяют характеристики обнаружения как зависимости вероятности правильного обнаружения  $D$  от отношения сигнал/помеха  $\rho$  на выходе устройства когерентной обработки при фиксированной вероятности ложных тревог  $F$ .

В случае когерентного накопления принятого сигнала на всем интервале наблюдения, когда  $n_0 = n_1 = 1$ , а плотность вероятности выходного сигнала устройства обработки является экспоненциальной  $p_{0,1}(z) = \frac{1}{z_{0,1}} \exp\left(-\frac{z}{z_{0,1}}\right)$ ,  $z \geq 0$ , выражения для вероятностей правильного обнаружения и ложных тревог  $D = e^{-\frac{\lambda_*}{1+\rho}}$ ,  $F = e^{-\lambda_*}$  можно объединить в одно:

$$D = F^{-\frac{1}{1+\rho}}. \quad (15.24)$$

При достаточно большом числе степеней свободы  $\chi^2$ -распределение нормализуется:

$$p_{0,1}(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{z_{0,1}}^2}} \exp\left(-\frac{(z-\bar{z}_{0,1})}{2\sigma_{z_{0,1}}^2}\right), \quad (15.25)$$

а вероятности правильного обнаружения и ложных тревог описываются выражениями

$$D = \frac{1}{2} - F\left(\frac{(z_* - \bar{z}_1)}{\sigma_{z_1}^2}\right) = \frac{1}{2} - F * \left[\sqrt{n_1} \left(\frac{\lambda_*}{1+\rho} - 1\right)\right], \quad (15.26)$$

$$F = \frac{1}{2} - F\left(\frac{(z_* - \bar{z}_0)}{\sigma_{z_0}^2}\right) = \frac{1}{2} - F * \left[\sqrt{n_0} (\lambda_* - 1)\right], \quad (15.27)$$

где  $F^*(x)$  – табулированный интеграл вероятности ( $F^*(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ ).

Если принятый сигнал, содержащий сильный, длительный ( $L \gg 1$ ) и медленно флуктуирующий отраженный сигнал, накапливается на всем интервале наблюдения некогерентно, то  $n_0 = L \gg 1$ ,  $n_1 \cong 1$ , и можно считать, что на выходе устройства обработки фоновая составляющая распределена по нормальному закону:

$$p_f(z_f) = p_0(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{z_0}^2}} \exp\left(-\frac{(z-\bar{z}_0)}{2\sigma_{z_0}^2}\right), \quad z \geq 0, \quad (15.28)$$

а отраженный сигнал – по экспоненциальному:

$$p_s(z_s) = \frac{1}{z_s} \exp\left(-\frac{z}{z_s}\right), z \geq 0. \quad (15.29)$$

Поскольку отраженный сигнал и фон не коррелированы, то плотность вероятности их суммы равна свертке плотностей  $p_s(z_s)$  и  $p_f(z_f)$ :

$$p_s(z_s + z_f) = p_1(z) = \int_{-\infty}^{\infty} p_s(x) p_f(z - x) dx, \quad (15.30)$$

которая при сравнительно узкой ( $\sigma_{z_0}^2 \ll (\overline{z_0})^2$ ), обладающей фильтрующим свойством плотности вероятности фона, получается равной

$$p_1(z) \cong \frac{1}{z_s} \exp\left(-\frac{(z - \overline{z_0})}{z_s}\right), z \geq \overline{z_0}. \quad (15.31)$$

При этом

$$D = e^{-\frac{\lambda_* - 1}{\mu}}, F = \frac{1}{2} - F^*[\sqrt{L}(\lambda_* - 1)]. \quad (15.32)$$

Алгоритм обработки принятого сигнала, содержащего сильный медленно флуктуирующий сигнал, предполагает его некогерентное накопление на всем интервале наблюдения, игнорируя когерентность ОС, которая делает на первый взгляд заманчивым когерентное накопление, увеличивающее отношение сигнал/помеха. Это необычное явление объясняется следующим образом. Некогерентное накопление в рассматриваемом случае оставляет закон распределения смеси сильного медленно флуктуирующего отраженного сигнала со слабым фоном практически таким же, как и при когерентном накоплении – экспоненциальным, но при этом изменяет закон распределения фона, нормализуя его. Это приводит к уменьшению вероятности ложных тревог по сравнению со случаем когерентного накопления. Это явление легко пояснить графически (рисунок 15.2).

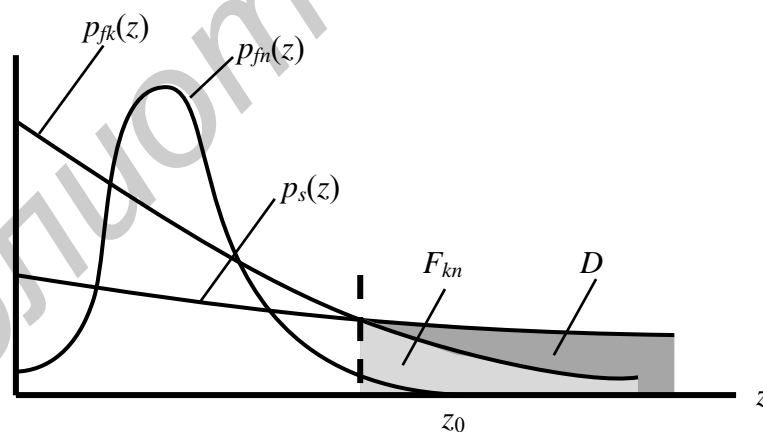


Рисунок 15.2 – Геометрическая интерпретация снижения условной вероятности ложной тревоги при некогерентном накоплении

Здесь  $p_{fk}(z)$  – плотность вероятности сигнала на выходе устройства когерентного накопления,  $p_{fm}(z)$  – плотность вероятности сигнала на выходе устройства некогерентного накопления.

## 16 ДАЛЬНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ РЛС

О дальности обнаружения РЛС можно говорить лишь связывая ее с вероятностями правильного обнаружения и ложных тревог, т. е. как о категории статистической. Так как вероятности правильного обнаружения и ложных тревог зависят от закона распределения сигнала на выходе устройства обработки, то и дальность обнаружения определяется структурой и параметрами обнаружителя.

Дальность обнаружения является важной тактической характеристикой РЛС и непосредственно определяет возможности боевого применения РЛС.

### 16.1 Устройство принятия решения обнаружителя

Устройство принятия решения может быть:

- 1) автоматическим, практически мгновенно реализующим пороговое правило обнаружения  $z \geq z_* \rightarrow A_*^1, z_* \rightarrow A_0^*$ ;
- 2) автоматическим, реализующим критерий « $k$  из  $n$ » путем анализа решений обнаружителя за  $n$  циклов обзора, если  $z \geq z_*, i = \overline{1, n}, j = \overline{k, n}$  раз, то  $A_*^1$ , а если  $z \geq z_*, i = \overline{1, n}, j = \overline{k - n}$  раз, то  $A_0^*$ ;
- 3) в виде системы «оператор – индикатор», где решение принимает оператор путем анализа отображаемой за  $n$  циклов обзора информации на экране индикатора.

Кратко охарактеризуем автоматическое устройство принятия решения по критерию « $k$  из  $n$ ». Решение о наличии и отсутствии цели принимается по результатам работы обнаружителя в  $n$  циклах обзора. Если порог обнаружения  $z_*$  превышен сигналом  $z$  в элементе разрешения  $k$  и более раз за  $n$  циклов, то принимается решение  $A_*^1$ , а если менее  $k$  раз, то  $A_0^*$ .

Следует различать  $D$  и  $F$ , относящиеся к одному элементу разрешения и одному периоду обзора с известной методикой определения, и условные вероятности правильного обнаружения и ложных тревог для  $m$  элементов разрешения зоны действия РЛС, просматриваемых в течение  $n$  периодов обзора  $D_n, F_{mn}$ .

Первичными являются вероятности  $D_n, F_{mn}$ , которые задаются как требуемые вероятности для РЛС, а уже исходя из них определяются требуемые для этого вероятности  $D$  и  $F$  для одного элемента разрешения в одном цикле обзора.

Между вероятностями  $D$  и  $D_n, F$  и  $F_{mn}$  могут быть установлены соотношения. Так, в случае, когда обнаружитель принимает решение по результатам  $n$  периодов обзора, вероятность ложных тревог  $F_{mn}$  при некоррелированности и одинаковой интенсивности фона в соседних элементах разрешения, а также некоррелированности фона в соседних циклах обзора определяется по формуле

$$F_{mn} = 1 - (1 - F_{1n})^m = 1 - \sum_{l=0}^{n-k} F^{k+l} (1 - F)^{n-k-l} m, \quad (16.1)$$

где  $F_{1n}$  – вероятность ложных тревог в одном элементе разрешения за  $n$  циклов обзора;

$F$  – вероятность ложных тревог в одном элементе разрешения за один цикл обзора.

Учитывая, что  $F \leq 1$ , можно записать

$$F_{mn} \cong 1 - (1 - F^k)^m; F_{1n} \cong F^k, \quad (16.2)$$

$$F \cong \sqrt[k]{1 - \sqrt[m]{1 - F_{mn}}}. \quad (16.3)$$

С учетом критерия « $k$  из  $n$ » выражение для условной вероятности ложной тревоги имеет вид

$$F^k = \sqrt[k]{\frac{F_{mn}}{m}}. \quad (16.4)$$

Пояснения к критерию « $k$  из  $n$ »:

- вероятность ложной тревоги в одном элементе разрешения за  $n$  циклов обзора имеет вид

$$F_{1n} = \sum_{l=0}^{n-k} F^{k+l} (1 - F)^{n-k-l}; \quad (16.5)$$

- вероятность правильного необнаружения цели в одном элементе разрешения за  $n$  циклов обзора определяется по формуле

$$\hat{F}_{1n} = 1 - F_{1n} = 1 - \sum_{l=0}^{n-k} F^{k+l} (1 - F)^{n-k-l}; \quad (16.6)$$

- вероятность правильного необнаружения цели в секторе из  $m$  элементов за  $n$  циклов обзора имеет вид

$$F_{mn} = 1 - \hat{F}_{mn} = 1 - \left(1 - \sum_{l=0}^{n-k} F^{k+l} (1 - F)^{n-k-l}\right)^m; \quad (16.7)$$

- вероятность ложной тревоги в секторе из  $m$  элементов за  $n$  циклов обзора определяется из выражения

$$F_{mn} = 1 - \hat{F}_{mn} = 1 - \left(1 - \sum_{l=0}^{n-k} F^{k+l} (1 - F)^{n-k-l}\right)^m. \quad (16.8)$$

Следовательно,

$$1 - \sum_{l=0}^{n-k} F^{k+l} (1 - F)^{n-k-l} = \sqrt[m]{1 - F_{mn}}, \quad (16.9)$$

$$\sum_{l=0}^{n-k} F^{k+l} (1 - F)^{n-k-l} = 1 - \sqrt[m]{1 - F_{mn}}, \quad (16.10)$$

$$F^k (1 - F)^{n-k} \cong 1 - \sqrt[m]{1 - F_{mn}}, \quad (16.11)$$

$$F^k \cong 1 - \sqrt[m]{1 - F_{mn}} \cong \sqrt[k]{1 - \sqrt[m]{1 - F_{mn}}}. \quad (16.12)$$

Если  $F^k \leq \frac{1}{m}$ , то  $F \cong \sqrt[k]{\frac{F_{mn}}{m}}$ .

Следовательно, принятие решения в соответствии с критерием « $k$  из  $n$ » снижает вероятности ложных тревог  $F_{1n}$  и  $F_{mn}$ .

Правильное обнаружение цели в отличие от ложного обнаружения характеризуется высокой коррелированностью решений от обзора к обзору, которая обусловлена фактическим наличием цели в элементе разрешения (и медленными флуктуациями сигнала в течение  $n$  циклов обзора). Поэтому вероятность правильного обнаружения сосредоточенной цели медленно флуктуирующего сигнала за  $n$  периодов обзора равна вероятности правильного обнаружения цели за один период обзора  $D_n = D$ .

Вероятности ложных тревог в системе принятия решения «оператор – индикатор» равны

$$F_{1n} \cong F^n, F_{mn} \cong mF^n,$$

где  $n$  – число периодов обзора, в течение которых оператор принимает решение ( $n = \frac{T_{resh}}{T_{obz}}$ );

$T_{resh}$ ,  $T_{obz}$  – соответственно время принятия решения (составляет величину от десятых долей до единиц секунд) и период обзора.

Вероятности  $D_n$  и  $F_{mn}$  определяют количество информации, выдаваемой обнаружителем. Их значения задаются в пределах  $D_n = 0,5...0,999$ ;  $F_{mn} = 10^{-1}...10^{-3}$ .

## 16.2 Дальность обнаружения в свободном пространстве

При обнаружении целей решение о наличии или отсутствии цели в зоне действия РЛС принимается в условиях неопределенности, когда кроме правильных решений возможны ошибочные решения, поэтому категория дальности обнаружения является статистической. Нельзя говорить о дальности обнаружения вообще, а можно говорить о дальности обнаружения при определенных показателях качества обнаружения  $P$  и  $F$ .

Дальность обнаружения определяется из выражения для мощности отраженного сигнала и описывается выражением (уравнение радиолокации)

$$r_{obn} = r(D, F) = \sqrt[4]{\frac{P_0 G_{RPU} G_{RPru} \lambda^2 \sigma_c}{(4\pi)^3 \sigma_s^2(D, F)}}, \quad (16.13)$$

где  $\sigma_s^2(D, F)$  – мощность отраженного сигнала необходимая для обнаружения цели с заданными показателями качества обнаружения  $D, F$ .

Рассмотрим методику расчета дальности обнаружения.

Определяют элементарные вероятности правильного обнаружения  $A_1^* A_1$  и ложной тревоги  $A_1^* A_0$  для одного элемента разрешения за один цикл обзора.

Исходя из тактических соображений задаются вероятности правильного и ложного обнаружений ( $D_m, F_{mn}$ ) в зоне действия РЛС. Затем определяются элементарные вероятности  $D$  и  $F$  в соответствии с ранее рассмотренными выражениями.

Для обзорных РЛС

$$\|Q_{kl}^M\| = \|R_{kl}^M\|^{-1}.$$

Учитывая, что

$$\rho(D, F) = \mu(D, F) \frac{F_r}{\Delta F_{II}} = \frac{\sigma_s^2(D, F) T_0}{N_0 \Sigma} \cdot \frac{F_r}{\Delta F_{II}}, \quad (16.14)$$

получаем мощность отраженного сигнала  $\sigma_s^2(D, F)$  в виде

$$\sigma_s^2(D, F) = \frac{\rho(D, F) N_0 \Sigma \Delta F_{II}}{T_0 F_r} = \frac{\rho(D, F) N_0 \Sigma}{\frac{T_0}{T_r} T_{KN}}. \quad (16.15)$$

Подставляя выражение (16.15) в выражение (16.13), можно записать основное уравнение радиолокации в виде

$$r_{obn} = r(D, F) = \sqrt[4]{\frac{P_0 \frac{T_0}{T_r} T_{KN} G_{RPU} G_{RP} r U \lambda^2 \sigma_s}{(4\pi)^3 N_{0\Sigma} \rho(D, F)}}, \quad (16.16)$$

где  $P_0 \frac{T_0}{T_r}$  – средняя мощность зондирующего сигнала.

Анализируя выражение (16.16), можно отметить, что дальность обнаружения определяется:

- 1) энергией зондирующего сигнала  $P_0 \frac{T_0}{T_r} T_{KN} = E_0 L$  при  $T_{KN} = T_n$ ;
- 2) направленностью передающей антенны  $G_{RPU}$ ;
- 3) эффективной площадью раскрыва приемной антенны  $S_A = \frac{G_{RP} r U \lambda^2}{4\pi}$ ;
- 4) эффективной отражающей поверхностью цели  $\sigma_t$ ;
- 5) суммарной спектральной плотностью помехи  $N_{0\Sigma}$ ;
- 6) пороговым отношением сигнал/помеха  $\rho(D, F)$ .

При отсутствии когерентного накопления  $T_{KN} = T_r$ ,  $\Delta F_{II} = F_r$ ,  $v_{KN} = 1$ ,  $\rho = \mu$  выражение для дальности обнаружения (16.16) принимает вид

$$r_{obn} = r(D, F) = \sqrt[4]{\frac{P_0 T_0 G_{RPU} G_{RP} r U \lambda^2 \sigma_t}{(4\pi)^3 N_{0\Sigma} \rho(D, F)}}. \quad (16.17)$$

### 16.3 Дальность обнаружения в различных помеховых ситуациях

Для упрощения вычислений при определении дальности обнаружения в различных помеховых ситуациях целесообразно ввести понятие опорной дальности обнаружения  $r_0$  при отсутствии внешних помех  $N_{0\Sigma} = N_0$ , где  $N_0$  – спектральная плотность внутренних шумов приемника и отношение сигнал/помеха  $\rho = 1$ , т. е.

$$r_{obn} = r(D, F) = \sqrt[4]{\frac{P_0 \frac{T_0}{T_r} T_{KN} G_{RPU} G_{RP} r U \lambda^2 \sigma_t}{(4\pi)^3 N_{0\Sigma}}}. \quad (16.18)$$

#### 16.3.1 Обнаружение на фоне внутренних шумов

Суммарная спектральная плотность радиолокационного фона равна  $N_{0\Sigma} = N_0$ ,  $N_A = 0$ ,  $N_p = 0$ .

Дальность обнаружения с учетом (16.18) может быть представлена в виде

$$r_{obn} = r(D, F) = \frac{r_0}{\sqrt[4]{\rho(D, F)}}. \quad (16.19)$$

#### 16.3.2 Обнаружение на фоне внутренних шумов и мешающих отражений

Суммарная спектральная плотность радиолокационного фона имеет вид

$$N_{0\Sigma} = N_0 + \frac{N_P}{v_1}. \quad (16.20)$$

Спектральная плотность мешающих отражений определяется формулой

$$N_P = \frac{\sigma_P^2}{\Delta f_0}. \quad (16.21)$$

Напомним выражения для определения мощности мешающих отражений. В случае, характерном для импульсных РЛС, когда радиальная протяженность области мешающих отражателей  $\Delta r_{obn}$  меньше интервала однозначного определения дальности  $R_{obn} \leq \frac{cT_r}{2}$ , т. е. выполняется условие  $\Delta r_{obn} \leq \frac{cT_r}{2}$ , а излучение короткоимпульсное  $T_0 \ll T_r$ , т. е.  $\frac{cT_0}{2} \ll \Delta r_{obl} < \frac{cT_r}{2}$  мощность мешающих отражений равна:

- для объемно распределенных отражателей

$$\sigma_P^2 = \frac{A_V \frac{cT_0}{2}}{r^2}; \quad (16.22)$$

- для поверхностно распределенных отражателей

$$\sigma_P^2 = \frac{A_S \frac{cT_0}{2}}{r^3}, \quad (6.23)$$

где  $A_V = \frac{P_0 G_{RPU} G_{RP} r U \lambda^2}{(4\pi)^3} \alpha_V \cdot \Delta\Theta \cdot \Delta\Theta_{\perp}$ ,  $A_S = \frac{P_0 G_{RPU} G_{RP} r U \lambda^2}{(4\pi)^3} \alpha_S \cdot \Delta\Theta$  ( $\Delta\Theta, \Delta\Theta_{\perp}$  – в радианах).

При длинноимпульсном излучении, когда  $\frac{cT_0}{2} > \Delta r_{obl}$ , мощность мешающих отражений равна

$$\sigma_P^2 = \frac{A_S}{r^3} \Delta r_{obl}, \quad (16.24)$$

$$\sigma_P^2 = \frac{A_V}{r^2} \Delta r_{obl}. \quad (16.25)$$

Дальность обнаружения в этом случае определяется в соответствии с выражением

$$r_{obn} = r_0 \sqrt{\frac{\eta_{0V}}{2} \left[ \sqrt{1 + \frac{4}{\eta_{0V} \rho(D,F)}} - 1 \right]}, \quad (16.26)$$

где  $\eta_{0V}$  – отношение спектральных плотностей декоррелированных мешающих отражений и внутренних шумов (мешающие отражатели на опорной дальности

$$r_0) (\eta_{0V} = \frac{A_V \frac{cT_0}{2}}{r_0^2 \Delta f_0 \nu_1 N_0}).$$

Если  $\eta_{0V} \ll 1$ , то выражение для  $r_{obn}$  соответствует выражению на фоне внутренних шумов

$$r_{obn} = \frac{r_0}{\sqrt[4]{\rho(D,F)}}.$$

Если  $\eta_{0V} \gg 1$ , то дальность резко сокращается, т. к.

$$r_{obn} = \frac{r_0}{\sqrt[4]{\eta_{0V} \rho(D,F)}}. \quad (16.27)$$

При наличии отражений от поверхностно распределенных отражателей дальность обнаружения оказывается равной

$$r_{obn} = \frac{r_0}{\sqrt[4]{\rho(D,F)}}, \eta_{0S} \ll 1, \quad (16.28)$$



$$r_{obn} = \frac{r_0}{\eta_{0s} \rho(D,F)}, \eta_{0s} \gg 1, \quad (16.29)$$

где  $\eta_{0s}$  – отношение спектральных плотностей декоррелированных мешающих отражений от подстилающей поверхности и внутренних шумов (мешающие отражатели на опорной дальности обнаружения  $r_0$ ) ( $\eta_{0s} = \frac{A_S \frac{cT_0}{2}}{r_0^3 \Delta f_0 v_1 N_0}$ ).

В случае непрерывного и квазинепрерывного излучения, когда  $\Delta r_{obl} \gg \frac{cT_r}{2}$ , мощность мешающих отражений от объемно или поверхностно-распределенных отражателей соответственно равны

$$\sigma_p^2 = \begin{cases} \frac{T_0 A_V}{T_r r^2} \cdot \Delta r_{obl}, \\ \frac{T_0 A_S}{T_r r^3} \cdot \Delta r_{obl}. \end{cases} \quad (16.30)$$

Дальность обнаружения при этом описывается выражением

$$r_{obn} = \frac{r_0}{\sqrt[4]{(1+\eta)\rho(D,F)}}, \quad (16.31)$$

где  $\eta$  – отношение спектральных плотностей декоррелированных мешающих отражений и внутренних шумов приемника ( $\eta = \frac{\sigma_p^2}{\Delta f_0 v_1 N_0}$ ).

Отсутствие временной селекции затрудняет обнаружение удаленных целей за счет наличия мешающих отражений даже от близко расположенных отражателей.

Для увеличения  $r_{obn}$  при непрерывном и квазинепрерывном излучении необходимо:

- 1) использовать пространственную селекцию;
- 2) расширять  $\Delta f_0$  (улучшать разрешающую способность по дальности  $\Delta r$ );
- 3) уменьшать ширину ДНА  $\Delta \Theta$  и  $\Delta \Theta_{\perp}$  (улучшать разрешающую способность по угловым координатам);
- 4) стремиться уменьшать влияние по углам близко расположенных отражателей. Для этого необходимо:
  - уменьшать уровень бокового излучения и приема антенн;
  - увеличивать высоту подъема антенны над землей;
  - увеличивать угол места диаграммы направленности антенны.

### 16.3.3 Обнаружение при наличии шумовой помехи прикрытия

Суммарная спектральная плотность шума при наличии активной шумовой помехи прикрытия равна

$$N_{0\Sigma} = N_0 + N'_A, \quad (16.32)$$

где  $N'_A = \frac{N_{sh} G_{sh} G_{RPr} U \lambda^2}{(4\pi)^3 r_{shp}^2} q_{sh}^2(\beta_{sh}, \varepsilon_{sh}) q_{pr}^2(\beta_{pr}, \varepsilon_{pr})$ .

Для расчета  $N'_A = \frac{N_{sh} G_{sh} G_{RPr} U \lambda^2}{(4\pi)^3 r_{shp}^2}$ ,  $q_{sh}^2(\beta_{sh}, \varepsilon_{sh}) = q_{pr}^2(\beta_{pr}, \varepsilon_{pr}) = 1$ .

В этом случае дальность обнаружения цели оказывается равной

$$r_{obn} = \frac{r_0}{\sqrt[4]{1 + \xi_{shp} \rho(D, F)}}, \quad (16.33)$$

где  $\xi_{shp}$  – отношение спектральной плотности шумовой помехи прикрытия цели ( $N'_A$ ) к спектральной плотности внутренних шумов приемника ( $N_0$ ) РЛС ( $\xi_{shp} = \frac{N'_A}{N_0}$ ).

### 16.3.4 Обнаружение при работе по постановщику активной шумовой помехи

Спектральная плотность шумовой помехи равна

$$N_{0\Sigma} = N_0 + N_A, \quad (16.34)$$

где  $N'_A$  – спектральная плотность активной шумовой помехи (внешний шум) ( $N'_A = \frac{N_{sh} G_{sh} G_{RPr} U \lambda^2}{(4\pi)^2 r_{shp}^2}$ ).

Дальность обнаружения цели постановщика активной шумовой помехи оказывается равной

$$r_{obn} = r_0 \sqrt{\frac{\xi_0}{2} \left[ 1 + \frac{4}{\xi_0^2 \rho(D, F)^{-1}} \right]}, \quad (16.35)$$

где  $\xi_0$  – отношение спектральных плотностей внешних и внутренних шумов при условии нахождения цели постановщика помехи на опорной дальности обнаружения ( $\xi_0 = \frac{N_{sh} G_{sh} G_{RPr} U \lambda^2}{(4\pi)^2 r_0^2 N_0}$ ).

Так как практически  $\xi_0 \gg 1$ , то дальность обнаружения отраженного сигнала от цели – постановщика помехи – резко сокращается и оказывается равной

$$r_{obn} \approx \frac{r_0}{\sqrt{\xi_0 \rho(D, F)}}. \quad (16.36)$$

## 17 МЕТОДИКА РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ СИНТЕЗА ИЗМЕРИТЕЛЯ (УСТРОЙСТВА ОЦЕНКИ) КООРДИНАТ ЦЕЛЕЙ

В процессе радиолокационного обзора производится обнаружение и грубая оценка координат и параметров движения целей, находящихся в зоне действия РЛС. После обзора начинается сопровождение целей с точным измерением координат и параметров движения.

Точное измерение может быть следящим и неследящим. Следящий радиолокационный измеритель имеет в своем составе дискриминатор, который формирует сигнал ошибки измерения при каждом контакте с целью в течение времени наблюдения  $T_n$ , и цепи сглаживания фильтрации и экстраполяции, в которых производится формирование измеренного значения параметра и его экстраполяция (предсказание значения параметра к следующему контакту с целью через интервал обращения  $T_{ob}$ ). Неследящий измеритель имеет в своем составе устройство оценки координаты (параметра) и цепи сглаживания, фильтрации и экстраполяции.

Оценка координат, а также формирование сигнала ошибки в дискриминаторе осуществляется в течение времени наблюдения  $T_n$ .

### 17.1 Задача измерения (оценки) координат целей

Полагаем наличие отраженного сигнала в принятом сигнале достоверным фактом (цель обнаружена).

Оценка координат и  $V_r$  цели сводится к оценке параметров отраженного сигнала, в которых закодированы эти координаты и  $V_r$ :

-  $r_t$  закодирована во времени запаздывания ОС:

$$t_r = \frac{2}{c} r_t \Rightarrow r_t = \frac{c}{2} t_r; \quad (17.1)$$

-  $V_r$  – в частоте Доплера ОС:

$$F_{ds} = \frac{2}{\lambda} V_r \Rightarrow V_r = \frac{\lambda}{2} F_{ds}; \quad (17.2)$$

- угловые координаты – в пространственной структуре отраженного сигнала (в ориентации фазового фронта отраженной волны).

Измерители параметров ОС взаимосвязаны друг с другом. Однако мы в целях упрощения ограничимся рассмотрением независимого измерения каждого параметра, полагая остальные параметры известными точно.

Измеряемые параметры сигнала от движущейся цели (рисунок 17.1) представляют собой случайные процессы  $\alpha_s(t)$ . При этом можно полагать, что за сравнительно короткий интервал времени наблюдения  $T_n$  измеряемый параметр практически не меняется.

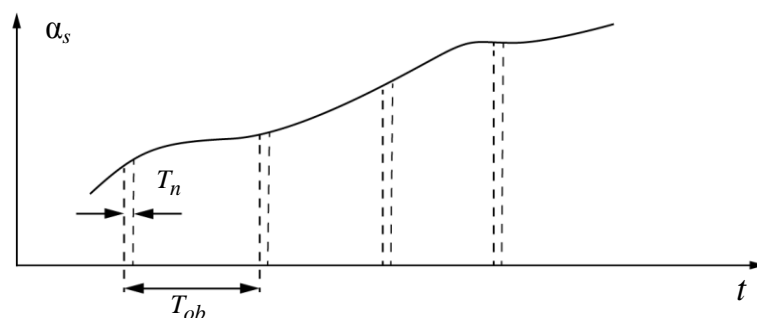


Рисунок 17.1 – Представление сигнала движущейся цели в виде случайного процесса

Поскольку измеряемый параметр является случайной величиной и закодирован в случайном сигнале, смешанном с радиолокационным фоном, то задача измерения является статистической и формулируется следующим образом. На вход радиолокационного измерителя (устройства оценки) поступает принятый сигнал  $f(t, \alpha_s)$ , содержащий отраженный сигнал  $m(t, \alpha_s)$ . Измеритель (устройство оценки) должен сформировать оценку  $\alpha$  измеряемого параметра  $\alpha_s$  отраженного сигнала, в котором закодирована координата цели и  $V_r$  цели. Причем ошибка оценки должна быть минимальной:  $[\alpha_s - \alpha]^2 \rightarrow \min$ . Все остальные параметры полагаем известными точно.

## 17.2 Алгоритм работы и структура радиолокационного измерителя

Минимум ошибки измерения и максимум отношения правдоподобия – взаимосвязанные критерии оптимальности. Известно, что оптимальный обнаружитель должен формировать отношение правдоподобия  $\Lambda[f(t), \alpha]$  или любую монотонно связанную с ним величину, например  $\ln \Lambda[f(t), \alpha]$ . Причем измеряемый параметр  $\alpha_s$  закодирован в принятом сигнале  $f(t, \alpha_s)$ , а настройка обнаружителя соответствует значению параметра  $\alpha$ . Таким образом, отношение правдоподобия зависит от разности  $(\alpha_s - \alpha)$ . Например, при корреляционной обработке дальность цели  $r_t$  закодирована в параметре  $t_r$ , а обнаружитель настроен положением опорного сигнала на значение параметра  $t_z$ . Отношение правдоподобия (выходной сигнал обнаружителя) будет максимальным, если  $[t_r - t_z] = \alpha_s - \alpha = 0$  (рисунок 17.2).

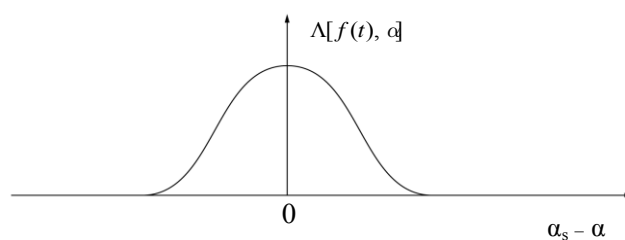


Рисунок 17.2 – Зависимость отношения правдоподобия от величины рассогласования

Поэтому в основу синтеза радиолокационных измерителей можно положить критерий максимума отношения правдоподобия по измеряемому параметру  $\Lambda[f(t), \alpha]|_{\alpha=\alpha_s} \rightarrow \max$ .

При этом производная отношения правдоподобия по измеряемому параметру равна нулю:

$$\left. \frac{\delta \Lambda[f(t), \alpha]}{\delta \alpha} \right|_{\alpha=\alpha_s} = 0 \quad (17.3)$$

и имеет вид, представленный на рисунке 17.3.

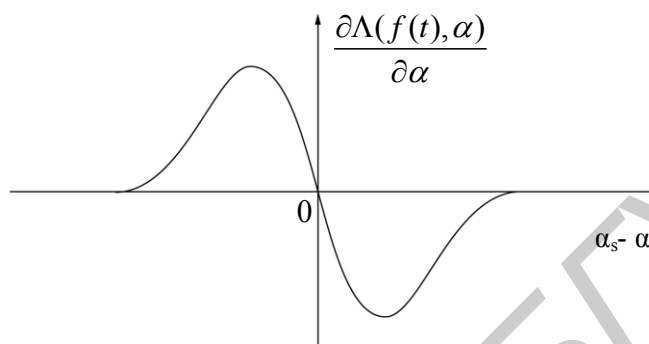


Рисунок 17.3 – Производная отношения правдоподобия по измеряемому параметру

Следовательно, оптимальной оценкой  $\alpha$  параметра  $\alpha_s$  является корень уравнения

$$D(t, \Delta\alpha) = \frac{\delta \Lambda[f(t), \alpha]}{\delta \alpha} = 0 \quad (17.4)$$

или

$$D(\Delta\alpha) = \frac{\delta \Lambda[\alpha_s, \alpha]}{\delta \alpha} = 0. \quad (17.5)$$

Это уравнение носит название уравнения оптимальной оценки параметра и является математическим эквивалентом оптимального измерителя, т. к. описывает операцию получения оптимальной оценки или алгоритм работы оптимального измерителя.

### Структура радиолокационного измерителя

В соответствии с алгоритмом оптимальный обнаружитель должен формировать производную логарифма отношения правдоподобия по измеряемому параметру  $\alpha$  и в качестве оценки фиксировать то значение  $\alpha$ , при котором производная равна нулю. Эта оценка формирования производной осуществляется оптимальным дискриминатором, а усреднение оценок  $\alpha$  по времени с целью получения  $\overline{[\alpha_s - \alpha]^2} \rightarrow \min$  производится цепями сглаживания, фильтрации и экстраполяции.

Экстраполяция предполагает формирование цепями сглаживания, фильтрации и экстраполяции оценки параметра  $\alpha_s(t + t_r)$  на момент времени  $\alpha(t + t_r)$  максимально близко к будущему в момент времени  $\alpha(t + t_r)$  значению параметра  $\alpha_s(t + t_r)$  в соответствии с критерием максимума ошибки экстраполяции:

$$\overline{[\alpha_s(t + t_r) - \alpha(t + t_r)]^2} \rightarrow \min. \quad (17.6)$$

Если интервал экстраполяции  $t_r = (T_{ob} - T_n)$  достаточно мал и ошибка экстраполяции  $\Delta_r = \alpha_s(t + t_r) - \alpha(t + t_r) < \frac{1}{2}\Delta\alpha$ , где  $\Delta\alpha$  – разрешающая способность РЛС по параметру, то реализуется следующий измеритель (рисунок 17.4).

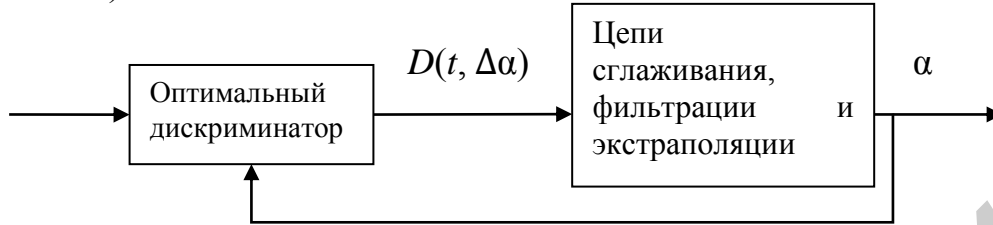


Рисунок 17.4 – Следящий радиолокационный измеритель

Если это условие не выполняется, то реализуется неследящий измеритель (рисунок 17.5).

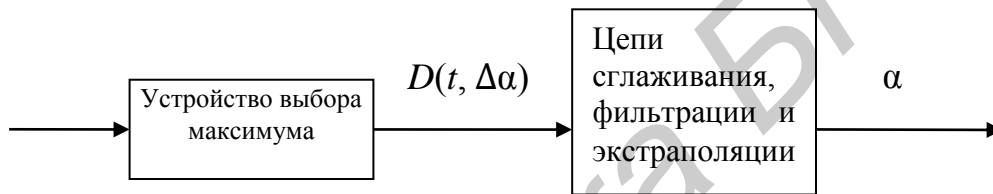


Рисунок 17.5 – Неследящий радиолокационный измеритель

Устройства обработки расстроены по измеряемому параметру  $\alpha$  в интервале возможных значений  $\{\alpha_{s_{\min}}, \alpha_{s_{\max}}\}$ . Число устройств обработки  $N$  равно

$$N = \frac{\alpha_{s_{\min}} - \alpha_{s_{\max}}}{\Delta\alpha}, \quad (17.7)$$

где  $\Delta\alpha$  – разрешающая способность по измеряемому параметру.

Часто на практике используется неследящий измеритель с адаптивным изменением положения в настройке по  $\alpha$  набора устройств обработки, число которых уменьшается по сравнению с предыдущим случаем до минимальной величины  $N = \frac{2|\alpha_s(t+t_r) - \alpha(t+t_r)|_{\max}}{\Delta\alpha}$  в соответствии с максимальным значением ошибки экстраполяции  $|\alpha_s(t + t_r) - \alpha(t + t_r)|_{\max}$ . При этом центральное устройство обработки  $N/2$  настроено в момент  $\alpha(t + t_r)$  на центральное значение расстройки  $\alpha_{N/2} = \alpha(t + t_r)$ , а измеритель имеет вид, представленный на рисунке 17.6.

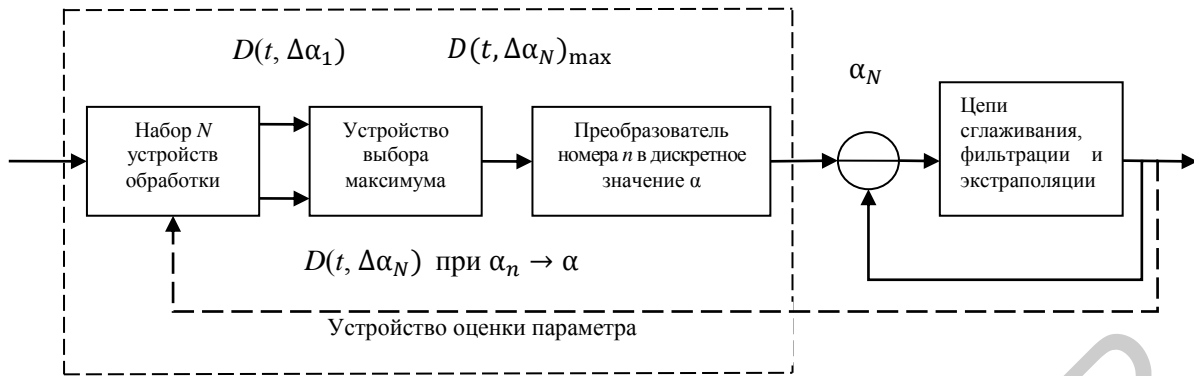


Рисунок 17.6 – Неследящий измеритель с адаптивным изменением положения в настройке по измеряемому параметру

Рассмотрим взаимосвязь критерия максимума отношения правдоподобия по измеряемому параметру с точностью измерения, показателем которого служит ошибка измерения  $\Delta\alpha = \alpha - \alpha_s$ .

Полагая ошибки измерения малыми, логарифм отношения правдоподобия в окрестности  $\alpha = \alpha_s$  можно разложить в степенной ряд и ограничиться квадратичным приближением

$$\ln\Lambda(\alpha) = \ln\Lambda(\alpha_s) + \left. \frac{\delta\ln\Lambda(\alpha)}{\delta\alpha} \right|_{\alpha=\alpha_s} (\alpha - \alpha_s) + \frac{1}{2} \left. \frac{\delta^2\ln\Lambda(\alpha)}{\delta^2\alpha} \right|_{\alpha=\alpha_s} (\alpha - \alpha_s)^2. \quad (17.8)$$

С учетом того что второе слагаемое равно нулю, введя обозначение

$$a^2 = - \left. \frac{\delta^2\ln\Lambda(\alpha)}{\delta^2\alpha} \right|_{\alpha=\alpha_s}, \quad (17.9)$$

можно записать

$$\ln\Lambda(\alpha) = \ln\Lambda(\alpha_s) - \frac{a^2}{2} (\alpha - \alpha_s)^2, \quad (17.10)$$

откуда

$$\Lambda(\alpha) = \Lambda(\alpha_s) \exp \left\{ -\frac{a^2}{2} (\alpha - \alpha_s)^2 \right\}. \quad (17.11)$$

Из выражения (17.11) наглядно видно, что максимуму отношения правдоподобия соответствует минимум ошибки измерения (рисунок 17.7).

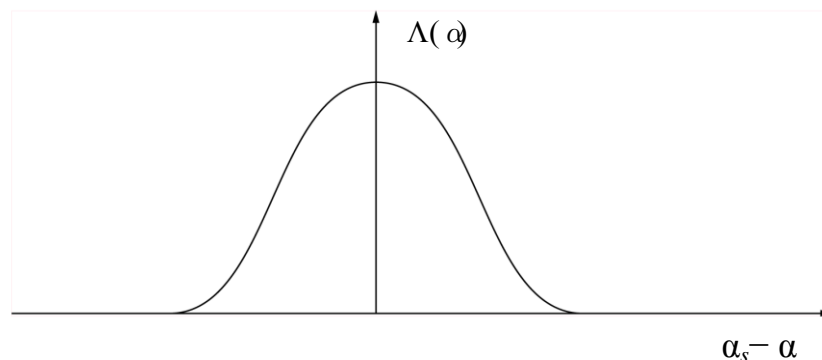


Рисунок 17.7 – Зависимость отношения правдоподобия от величины ошибки

### 17.3 Дискриминаторы радиолокационного измерителя

С точностью до некоторой постоянной величины  $c$ , зависимостью которой от параметра  $\alpha_s$  можно пренебречь, логарифм отношения правдоподобия описывает алгоритм обработки принятого сигнала в обнаружителе:

$$\ln \Lambda(\alpha) = z(\alpha) + c = \sum_j |S_j(\alpha)|^2 + c. \quad (17.12)$$

С учетом этого алгоритм работы оптимального дискриминатора имеет вид

$$D(\Delta\alpha_i) = \sum_j \frac{\partial |S_j(\alpha)|^2}{\partial \alpha} = \sum_j D_j(\Delta\alpha_i). \quad (17.13)$$

Формирование суммы по  $j$  означает некогерентное накопление на интервале  $T_{NN} = T_n - T_{KN}$  сигналов  $D_j(\Delta\alpha_i)$ , сформированных в дискриминаторе, в инерционных цепях сглаживания, фильтрации и экстраполяции. Переходя к непрерывному времени, получим алгоритм работы оптимального дискриминатора:

$$D(t, \Delta\alpha_i) = \sum_j \frac{\partial |S_j(t, \alpha)|^2}{\partial \alpha} = 2 \operatorname{Re} \left[ S^*(t, \alpha) \frac{\partial S(t, \alpha)}{\partial \alpha} \right], \quad (17.14)$$

где  $S(t, \alpha)$  – обобщенный корреляционный интеграл ( $S(t, \alpha) = \int_{-\infty}^{\infty} V(t - \tau) U_G^*(\tau, \alpha) f(\tau, \alpha_s) d\tau$ ).

Схема оптимального дискриминатора имеет вид, представленный на рисунке 17.8.

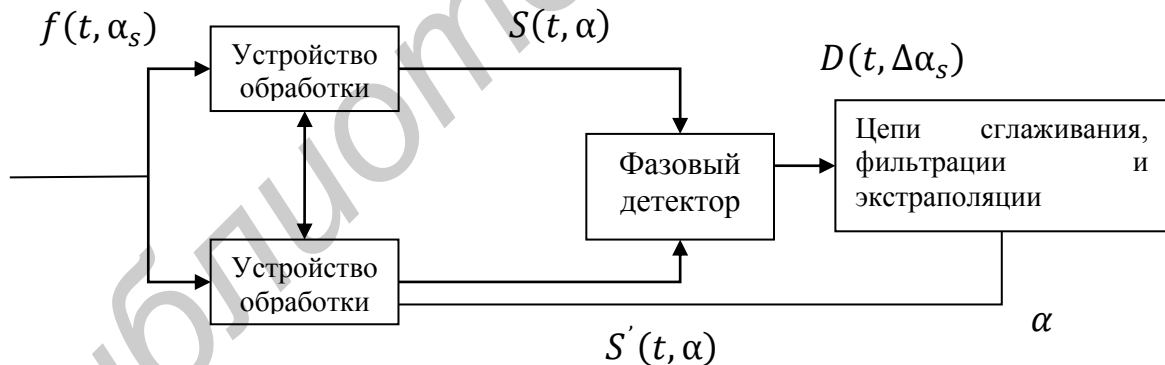


Рисунок 17.8 – Схема оптимального дискриминатора

В двух каналах дискриминатора осуществляется когерентная обработка принятого сигнала согласованно с ожидаемым отраженным сигналом (в первом канале) и с производной ожидаемого сигнала по параметру  $\alpha$  (во втором канале) в соответствии с алгоритмами

$$S(t, \alpha) = \int_{-\infty}^{\infty} V(t - \tau) U_G^*(\tau, \alpha) f(\tau, \alpha_s) d\tau, \quad (17.15)$$

$$S'(t, \alpha) = \int_{-\infty}^{\infty} V(t - \tau) U_G^{*'}(\tau, \alpha) f(\tau, \alpha_s) d\tau. \quad (17.16)$$

Фазовый детектор выполняет функцию скалярного множителя.



### Структуры квазиоптимальных дискриминаторов

$\partial\alpha$  – некоторая расстройка, является малой величиной.

Дифференцирование в оптимальном алгоритме (17.13) сложно выполнить приближенно в виде конечных разностей:

$$\frac{\partial |S(t, \alpha)|^2}{\partial \alpha} \cong \frac{1}{2 \partial \alpha} [ |S(t, \alpha + \partial \alpha)|^2 - |S(t, \alpha - \partial \alpha)|^2 ], \quad (17.17)$$

$$\frac{\partial S(t, \alpha)}{\partial \alpha} \cong \frac{1}{2 \partial \alpha} [ S(t, \alpha + \partial \alpha) - S(t, \alpha - \partial \alpha) ]. \quad (17.18)$$

В соответствии с этими представлениями возможны два квазиоптимальных алгоритма.

Квазиоптимальный алгоритм работы дискриминатора с двумя расстроенными каналами и вычитанием имеет вид

$$D(t, \Delta\alpha_i) = |S(t, \alpha + \partial\alpha)|^2 - |S(t, \alpha - \partial\alpha)|^2, \quad (17.19)$$

где  $S(t, \alpha \pm \partial\alpha)$  – результаты когерентной обработки принятого сигнала в устройствах обработки, расстроенных по измеряемому параметру на  $2\partial\alpha$  ( $S(t, \alpha \pm \partial\alpha) = \int_{-\infty}^{\infty} V(t - \tau) U_g^*(\tau, \alpha \pm \partial\alpha) f(\tau, \alpha_s) d\tau$ ).

Схема дискриминатора с расстроенными каналами и вычитанием имеет вид (рисунок 17.9).

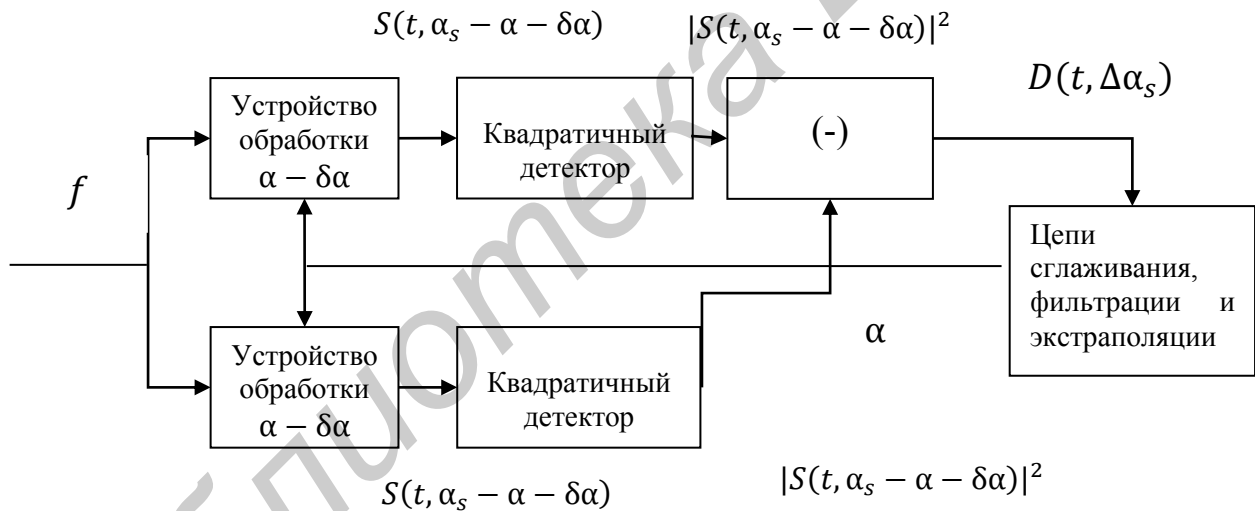


Рисунок 17.9 – Схема дискриминатора с расстроенными каналами и вычитанием

## 18 ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИСКРИМИНАТОРОВ СЛЕДЯЩИХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ

Выходной сигнал дискриминатора (сигнал ошибки  $D(t, \Delta\alpha_i)$ ) характеризуется средним значением  $\overline{D(t, \Delta\alpha_i)}$  и случайным отклонением от этого среднего  $\xi(t, \Delta\alpha_i)$ :

$$D(t, \Delta\alpha_i) = \frac{\vartheta |S(t, \alpha)|^2}{\vartheta \alpha} = \overline{D(t, \Delta\alpha_i)} + \xi(t, \Delta\alpha_i), \quad (18.1)$$

где  $\Delta\alpha_i$  – отклонение настройки  $\alpha$  устройства обработки от среднего значения параметра  $\alpha_{s_0}$  сигнала, в котором закодирована координата цели ( $\Delta\alpha_i = \alpha - \alpha_{s_0}$ ).

### 18.1 Шум протяженной цели

Как правило, радиолокационные цели имеют сложную форму. Поэтому, как рассматривалось в разделе 4 «Вторичное излучение радиолокационных целей», суммарный отраженный сигнал представляет собой векторную сумму группы отраженных сигналов от областей локального отражения цели. Движение цели относительно РЛС и ее частей относительно РЛС вызывает изменения суммарного отраженного сигнала во времени, что приводит к нежелательным флуктуациям отраженного сигнала. Эти флуктуации приводят к случайным перемещениям положения энергетического центра отраженного сигнала по параметру  $\alpha_s$  относительно некоторого среднего значения  $\alpha_{s_0}$ . Такие флуктуации называются «шумом» цели. Принципиально невозможно получить ошибку измерения координаты, закодированной в параметре  $\alpha_s$ , при наличии «шумов» цели равной нулю. Это обусловлено тем, что из-за «шумов» цели возникает флуктуационная ошибка кодирования координаты и даже при нулевых ошибках измерения текущего значения  $\alpha_s$  имеется ошибка в определении  $\alpha_{s_0}$ .

«Шумы» цели будем полагать нормально распределенными, а плотность вероятности блужданий энергетического центра  $\alpha_s$ , положение которого мы измеряем, будем описывать гауссовой кривой:

$$p(\alpha_s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\alpha} \exp\left\{-\frac{(\alpha_s - \alpha_{s_0})^2}{2\sigma_\alpha^2}\right\} = \frac{1}{\Delta\alpha_s} \exp\left\{-\frac{\pi(\alpha_s - \alpha_{s_0})^2}{(\Delta\alpha_s)^2}\right\}, \quad (18.2)$$

где  $\alpha_s$  – математическое ожидание положения энергетического центра сигнала по параметру  $\alpha_s$ ;

$\sigma_\alpha$  – среднеквадратичное значение блужданий параметра  $\alpha_s$ ;

$\Delta\alpha_s$  – основание прямоугольника с площадью  $S = 1$  и высотой в  $p(\alpha_s)_{\max}$

$$(\Delta\alpha_s = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} p(\alpha_s) d\alpha_s}{p(\alpha_s)_{\max}} = \frac{1}{p(\alpha_s)_{\max}} = \sqrt{2\pi}\sigma_\alpha).$$

Вид плотности вероятности  $p(\alpha_s)$  показан на рисунке 18.1.

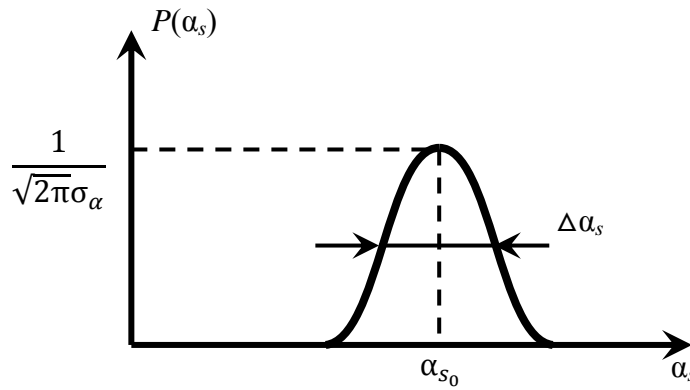


Рисунок 18.1 – Плотность вероятности измеряемого параметра

Блуждания параметра  $\alpha_s$  из-за «шума» цели приводят пропорционально к блужданиям измеренных значений координат с эффективным диапазоном блужданий (скольких – можно определить по графикам):

- по дальности  $\Delta r_t = (0,25 \dots 0,75) l_t$ ;
- угловой координате  $\Delta \theta_t = (0,25 \dots 0,75) \frac{l_{tk}}{r_t}$ , (рад);
- радиальной скорости  $\Delta V_r = \frac{\lambda}{2} \Delta F_{LC} = \frac{\lambda}{2} \left( \Delta f_s + \frac{1}{T_n} \right)$ , где  $l_s$ ,  $l_{sk}$  – максимальные радиальный размер и размер цели в картинной плоскости;  $\Delta F_{LS}$  – ширина зубца спектра отраженного сигнала, равная эффективному диапазону блужданий энергетического центра ОС по доплеровской частоте.

## 18.2 Взаимная корреляционная функция колебаний на выходах расстроенных по измеряемому параметру каналов обнаружения с учетом «шумов» цели

Для последующего анализа характеристик дискриминатора определим взаимную корреляционную функцию на выходах двух каналов, построенных по схеме оптимальных корреляционных обнаружителей, с расстройкой опорного сигнала по измеряемому параметру:

$$R_S(t_1, t_2, \alpha_1, \alpha_2) = \overline{S(t_1, \alpha_1) S^*(t_2, \alpha_2)} = \quad (18.3)$$

$$= \overline{|S_{sh}(t)|^2 [C(\alpha_1 - \alpha_2) R_{sh}(t_1 - t_2) + \rho \overline{C(\alpha_1 - \alpha_s) C(\alpha_2 - \alpha_s)} R_s(t_1 - t_2)]},$$

- где  $\overline{|S_{sh}(t)|^2}$  – удвоенная мощность накопленного шума ( $\overline{|S_{sh}(t)|^2} = 2\sigma_0^2$ );  
 $R_{sh}(t_1 - t_2)$  – нормированная корреляционная функция накопленного шума на выходе когерентного накопителя (узкополосного фильтра);  
 $R_s(t_1 - t_2)$  – нормированная корреляционная функция когерентно накопленного сигнала на выходе когерентного накопителя;  
 $\rho$  – отношение сигнал/шум на выходе когерентного накопителя;  
 $C(\alpha_1 - \alpha_2)$  – функция рассогласования, характеризующая критичность корреляционного обнаружителя к расстройке ( $C(\alpha_1 - \alpha_2) = \exp\left\{-\frac{\pi(\alpha_1 - \alpha_2)^2}{(\Delta\alpha)^2}\right\}$ );

$\Delta\alpha$  – разрешающая способность по измеряемому параметру  $\alpha$ , определяющая эффективную ширину функции рассогласования (рисунок 18.2).

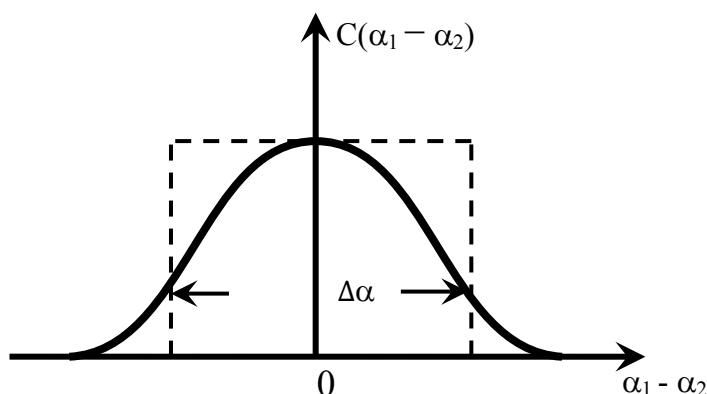


Рисунок 18.2 – Зависимость функции рассогласования от величины расстройки

Усредним по «шумам» цели произведение функций рассогласования:

$$\overline{C(\alpha_1 - \alpha_s)C(\alpha_s - \alpha_2)} = \int_{-\infty}^{\infty} C(\alpha_1 - \alpha_s)C(\alpha_s - \alpha_2) p(\alpha_s) d\alpha_s = \quad (18.4)$$

$$= \frac{1}{R} C\left(\frac{\Delta\alpha_s}{\Delta\alpha} \cdot \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{R}\right) C\left(\frac{\alpha_1 - \alpha_{s_0}}{R}\right) C\left(\frac{\alpha_{s_0} - \alpha_2}{R}\right),$$

где  $R$  – радикал  $\left(R = \sqrt{2\left(\frac{\Delta\alpha_{s_0}}{\alpha_s}\right)^2 + 1}\right)$ ;

$C(x)$  – каноническая форма функции рассогласования

$$(C(x) = \exp\left\{-\frac{\pi x^2}{(\Delta\alpha)^2}\right\}).$$

С учетом этого усреднения по «шумам» цели взаимная корреляционная функция имеет вид

$$R_S(t_1, t_2, \alpha_1, \alpha_2) = \overline{|S_{sh}(t)|^2} \left\{ C(\alpha_1 - \alpha_2) R_{sh}(t_1 - t_2) + \right. \quad (18.5)$$

$$\left. + \frac{\rho}{R} C\left(\frac{\Delta\alpha_s}{\Delta\alpha} \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{R}\right) C\left(\frac{\alpha_1 - \alpha_{s_0}}{R}\right) C\left(\frac{\alpha_{s_0} - \alpha_2}{R}\right) R_S(t_1 - t_2) \right\}.$$

Следовательно, среднее значение квадрата модуля корреляционного интеграла, получающееся из последнего выражения при  $t_1 = t_2$  и  $\alpha_1 = \alpha_2$ , описывается выражением

$$\overline{|S(t, \alpha)|^2} = \overline{|S_{sh}(t)|^2} \left[ 1 + \frac{\rho}{R} C^2\left(\frac{\alpha - \alpha_{s_0}}{R}\right) \right], \quad (18.6)$$

а его нормированное по шуму значение имеет вид, представленный на рисунке 18.3.

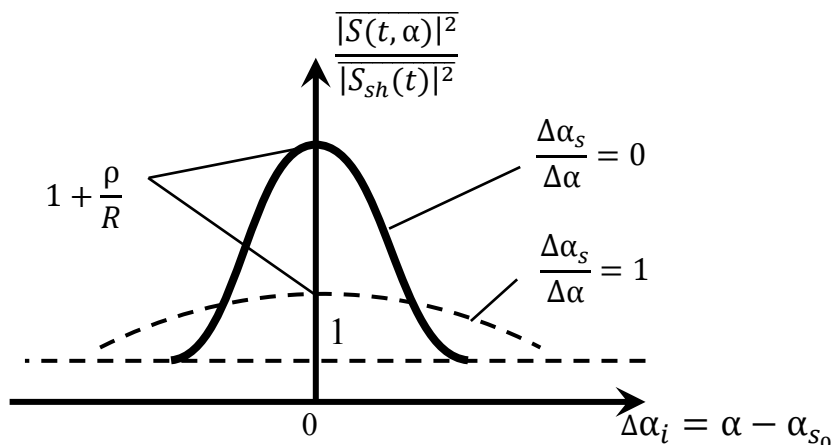


Рисунок 18.3 – Нормированное по «шуму» значение квадрата модуля корреляционного интеграла

### 18.3 Дискриминационная характеристика

С учетом выражения (18.6) может быть определена дискриминационная характеристика дискриминатора, представляющая собой зависимость среднего значения сигнала ошибки на выходе дискриминатора от рассогласования:

$$\overline{D(t, \Delta\alpha_i)} = \frac{\partial \overline{|S(t, \alpha)|^2}}{\partial \alpha} = 2 \overline{|S_{sh}(t)|^2} \frac{\rho}{R} C\left(\frac{\Delta\alpha_i}{R}\right) C'\left(\frac{\Delta\alpha_i}{R}\right). \quad (18.7)$$

Одним из наиболее важных параметров дискриминатора является крутизна дискриминационной характеристики, представляющая собой значение производной от дискриминационной характеристики при нулевом рассогласовании:

$$K_D = \left. \frac{\partial \overline{D(t, \Delta\alpha_i)}}{\partial (\Delta\alpha_i)} \right|_{\Delta\alpha_i=0} = \frac{2\rho \overline{|S_{sh}(t)|^2}}{R} C''\left(\frac{0}{R}\right) = \frac{4\pi\rho \overline{|S_{sh}(t)|^2}}{R^3 (\Delta\alpha)^2}. \quad (18.8)$$

Крутизна максимальна (по модулю) для «точечной» цели:

$$|K_{D \max}| = \frac{4\pi\rho \overline{|S_{sh}(t)|^2}}{(\Delta\alpha)^2}, \quad \Delta\alpha_s = 0. \quad (18.9)$$

Однако она уменьшается по мере увеличения относительной протяженности цели по измеряемому параметру  $\frac{\Delta\alpha_s}{\Delta\alpha}$ .

Дискриминационная характеристика имеет вид, представленный на рисунке 18.4.

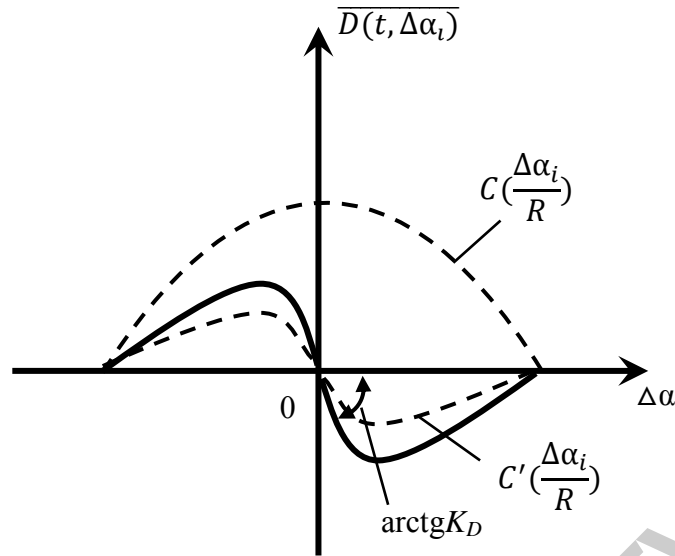


Рисунок 18.4 – Дискриминационная характеристика

### 18.4 Флуктуационная характеристика

Случайная составляющая сигнала ошибки  $\xi(t, \Delta\alpha_i)$  характеризуется дисперсией  $\overline{\xi^2(t, \Delta\alpha_i)}$ , шириной спектра  $\Delta f_\xi$ , корреляционной функцией  $R_\xi(\tau, \Delta\alpha_i)$  и энергетическим спектром:

$$S_\xi(\omega, \Delta\alpha_i) = \int_{-\infty}^{\infty} R_\xi(\tau, \Delta\alpha_i) e^{-i\omega\tau} d\tau. \quad (18.10)$$

Учитывая относительную узкополосность следящих измерителей, при их анализе можно ограничиться представлением случайного процесса  $\xi(t, \Delta\alpha_i)$  «белым» шумом, считая его спектральную плотность равной значению энергетического спектра на нулевой частоте:

$$S_\xi(0, \Delta\alpha_i) = \int_{-\infty}^{\infty} R_\xi(\tau, \Delta\alpha_i) e^{-i\omega\tau} d\tau = \frac{\overline{\xi^2(t, \Delta\alpha_i)}}{\Delta f_\xi}. \quad (18.11)$$

Зависимость спектральной плотности  $S_\xi(0, \Delta\alpha_i)$  сигнала ошибки от рассогласования  $\Delta\alpha_i$  называется флуктуационной характеристикой дискриминатора и в типовом случае имеет вид, представленный на рисунке 18.5.

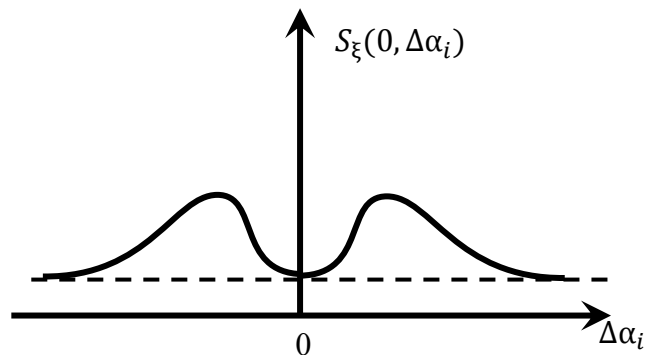


Рисунок 18.5 – Флуктуационная характеристика дискриминатора

## 19 ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СПЕКТРАЛЬНАЯ ПЛОТНОСТЬ ВОЗМУЩАЮЩЕГО ВОЗДЕЙСТВИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ. ОШИБКИ ОЦЕНОК КООРДИНАТ ЦЕЛЕЙ

### 19.1 Эквивалентная спектральная плотность возмущающего воздействия радиолокационных измерителей

Корреляционная функция сигнала ошибки, лежащая в основе определения флуктуационной характеристики дискриминатора, определяется в общем случае выражением

$$R_{\xi}(t_1 - t_2, \Delta\alpha_i) = \overline{D(t_1, \Delta\alpha_i)D(t_2, \Delta\alpha_i)} - \overline{D(t_1, \Delta\alpha_i)}\overline{D(t_2, \Delta\alpha_i)}. \quad (19.1)$$

Наибольший практический интерес представляет спектральная плотность сигнала ошибки при значениях рассогласования  $\Delta\alpha_i$ , близких к нулю ( $\Delta\alpha_i = \alpha - \alpha_s \rightarrow 0$ ). При этом дискриминатор работает на линейном участке дискриминационной характеристики.

В этом случае корреляционная функция сигнала ошибки имеет вид

$$R_{\xi}(t_1 - t_2, 0) = 2 \left[ \overline{|S_{sh}(t)|^2} \right]^2 \left[ R_{sh}(t_1 - t_2) + \frac{\rho}{R} R_s(t_1 - t_2) \right] \times \quad (19.2) \\ \times [-C''(0)] \left[ R_{sh}(t_1 - t_2) + \frac{\rho}{R^3} \left( \frac{\Delta\alpha_s}{\Delta\alpha} \right)^2 R_s(t_1 - t_2) \right],$$

где  $R_s(t_1 - t_2)$  – нормированная корреляционная функция когерентно накопленного сигнала, которая определяется по формуле

$$R = \sqrt{2 \left( \frac{\Delta\alpha_s}{\Delta\alpha} \right)^2 + 1}. \quad (19.3)$$

При вычислении спектральной плотности  $S_{\xi}(0,0)$  будем учитывать, что  $\Delta F_{II} \geq \Delta F_{LC}$ , а также будем полагать, что зубцы АЧХ когерентного накопителя (их ширина равна  $\Delta F_{II}$ ) и зубцы энергетического спектра ОС (их ширина равна  $\Delta F_{LC}$ ) являются прямоугольными.

Тогда по определению спектральная плотность сигнала ошибки определяется по формуле

$$S_{\xi}(0,0) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{\xi}(t_1 - t_2, 0) d(t_1 - t_2) = 2 \left[ \overline{|S_{sh}(t)|^2} \right]^2 [-C''(0)] \times \quad (19.4) \\ \times \left[ \frac{1}{\Delta F_{II}} + \frac{\rho}{R} \frac{1}{\Delta F_{II}} + \frac{\rho}{R^3} \left( \frac{\Delta\alpha_s}{\Delta\alpha} \right)^2 \frac{1}{\Delta F_{II}} + \frac{\rho^2}{R^4} \left( \frac{\Delta\alpha_s}{\Delta\alpha} \right)^2 \frac{1}{\Delta F_{LC}} \right].$$

На практике, как правило, при вычислении ошибок удобнее пользоваться не спектральной плотностью сигнала ошибки  $S_o(0,0)$ , а эквивалентной спектральной плотностью возмущающего воздействия  $\eta(t)$ , приведенного к входу дискриминатора. При этом исходную эквивалентную схему дискриминатора, представленную на рисунке 19.1, можно преобразовать к виду, представленному на рисунке 19.2 (с учетом работы на линейном участке).

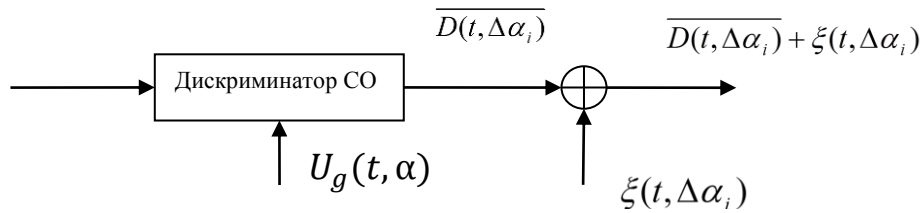


Рисунок 19.1 – Схема дискриминатора СО

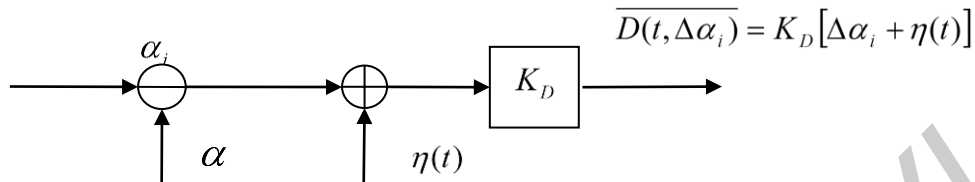


Рисунок 19.2 – Эквивалентная схема дискриминатора СО

При таком представлении эквивалентная спектральная плотность возмущающего воздействия определяется выражением

$$S_{ekv\alpha} = S_{\eta}(0,0) = \frac{S_{\xi}(0,0)}{K_D^2} = \frac{(\Delta\alpha)^2 R^6}{4\pi\rho^2 \Delta F_{II}} \times \left[ 1 + \frac{\rho}{R} + \frac{\rho}{R^3} \left( \frac{\Delta\alpha_s}{\Delta\alpha} \right)^2 + \frac{\rho^2}{R^4} \left( \frac{\Delta\alpha_s}{\Delta\alpha} \right)^2 \frac{\Delta F_{II}}{\Delta F_{LC}} \right], \frac{\text{ед.изм.}\alpha^2}{\text{Гц}} \quad (19.5)$$

**Примечание** – Делим на  $K_D^2$ , потому что вычисляется спектральная плотность мощности возмущающего воздействия:  $P/U^2 \rightarrow S_{vih}/(U_{vh}K_D)^2$ .

## 19.2 Эквивалентная спектральная плотность возмущающего воздействия в частных случаях

1. «Точечная» цель ( $\Delta\alpha_s \leq \Delta\alpha$ ).

В этом случае  $\frac{\Delta\alpha_s}{\Delta\alpha} \cong 0, R \cong 1$  и эквивалентная спектральная плотность возмущающего воздействия определяется выражением

$$S_{ekv\alpha} = \frac{(\Delta\alpha)^2(1+\rho)}{4\pi\rho^2 \Delta F_{II}}, \quad (19.6)$$

что справедливо как при малых, так и больших отношениях сигнал/помеха  $\rho$ :

а) для дальномера:

$$S_{ekv r} = \frac{(\Delta r)^2(1+\rho)}{4\pi\rho^2 \Delta F_{II}}, \frac{\text{м}^2}{\text{Гц}}, \quad (19.7)$$

где

$$\Delta r = \frac{c}{2\Delta f_0}; \quad (19.8)$$

б) для угломеров при линейном сканировании ДН антенны в случае медленно флуктуирующего ОС:

$$S_{ekv\theta} = \frac{(\Delta\theta)^2(1+\rho)}{4\pi\rho^2 \Delta F_{II}}, \frac{\text{град}^2}{\text{Гц}}, \quad (19.9)$$



где

$$\Delta\Theta = \frac{\alpha}{L_a} \frac{180}{\pi}, \text{ град}; \quad (19.10)$$

в) для измерителя скорости (доплеровской частоты) этот случай не применим, т. к. при реализации межпериодного когерентного накопления  $\Delta F_{II} \cong \Delta F_{LC}$ . По крайней мере, это соотношение целесообразно выдерживать.

2. «Умеренно протяженная» цель  $\Delta\alpha_s \geq \Delta\alpha$ .

В этом случае  $R = \sqrt{3}$  и эквивалентная спектральная плотность возмущающего воздействия определяется выражением

$$S_{ekv\alpha} = \frac{(\Delta\alpha)^2 R^3}{4\pi\rho^2 \Delta F_{II}} \left[ 1 + \frac{\rho}{\sqrt{3}} + \frac{\rho}{3\sqrt{3}} + \frac{\rho^2}{3^2} \frac{\Delta F_{II}}{\Delta F_{LC}} \right]. \quad (19.11)$$

Этот случай характерен для измерения скорости и дальности для крупноразмерных целей при высоком разрешении по  $\mathbf{r}$ .

Например, для измерителя скорости

$$\Delta\alpha_s = \frac{\lambda}{2} \Delta F_{LC} = \frac{\lambda}{2} \left[ \frac{1}{T_n} + \Delta f_s \right] \cong \frac{\lambda}{2T_n}, \quad (19.12)$$

$$\Delta\alpha = \frac{\lambda}{2} \Delta F_{II} = \frac{\lambda}{2} \left[ \frac{1}{T_n} + \Delta f_f \right] \cong \frac{\lambda}{2T_n} = \Delta V_r, \quad (19.13)$$

$$\Delta\alpha_s \cong \Delta\alpha.$$

$$S_{ekvV} = \frac{(\Delta V_r)^2 3^3}{4\pi\rho^2 \Delta F_{II}} \left[ 1 + \frac{\rho}{\sqrt{3}} + \frac{\rho}{3\sqrt{3}} + \frac{\rho^2}{3^2} \right], \frac{(\text{м/с})^2}{\text{Гц}}. \quad (19.14)$$

3. Сильный сигнал ( $c \rightarrow \infty$ ).

$$S_{ekv\alpha} = \frac{(\Delta\alpha_s)^2 R^2}{4\pi\Delta F_{LC}}. \quad (19.15)$$

### 19.3 Ошибки оценки координат целей

Ошибку оценки параметра  $\alpha$  можно характеризовать среднеквадратичным значением ошибки, которое в силу независимости флуктуационной и динамической ошибок определяется выражением

$$\Delta\alpha_\Sigma = \sqrt{\sigma_{fl\alpha}^2 + \Delta_d^2 \alpha}, \quad (19.16)$$

где  $\sigma_{fl\alpha}^2$  и  $\Delta_d^2 \alpha$  – соответственно дисперсии флуктуационной и динамической ошибок.

Наиболее правильно рассматривать динамическую ошибку как смещение или математическое ожидание ошибки изменения  $D$ , а флуктуационную ошибку как случайное состояние. Соответственно, закон распределения ошибки изменения (в установившемся состоянии, т. е. когда переходные процессы закончились) имеет вид, представленный на рисунке 19.3.

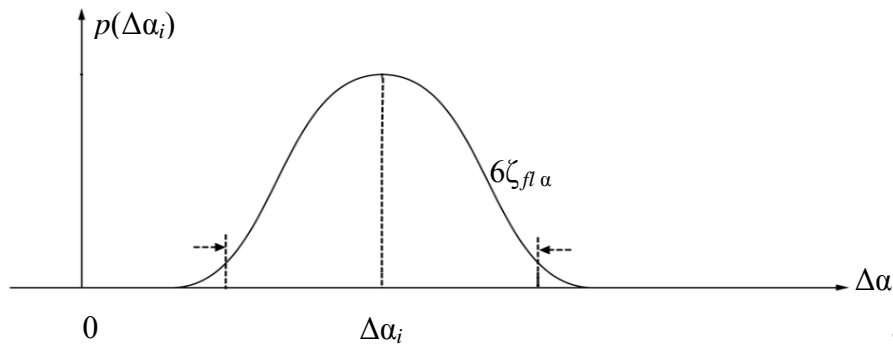


Рисунок 19.3 – Закон распределения ошибки изменения

Рассмотрим ошибки оценки параметра  $\alpha$  измерителем за время наблюдения  $T_n$ . В этом случае флуктуационная ошибка определяется как произведение эквивалентной спектральной плотности возмущающего воздействия на полосу пропускания устройства оценки (измерителя):

$$\sigma_{fl\alpha}^2 = S_{ekv\alpha} \Delta F_{izm} = S_{ekv\alpha} \frac{1}{T_n}, \quad (19.17)$$

где  $\Delta F_{izm}$  – полоса пропускания устройства оценки ( $\Delta F_{izm} = \frac{1}{T_n}$ ).

Динамическая ошибка устройства оценки обусловлена изменением среднего значения параметра  $\alpha_{s_0}$  за время наблюдения и равна

$$\Delta_{d\alpha} \cong \dot{\alpha}_{s_0} T_n + \frac{\ddot{\alpha}_{s_0} T_n^2}{2}, \quad (19.18)$$

где  $\dot{\alpha}_{s_0}$ ,  $\ddot{\alpha}_{s_0}$  – математические ожидания скорости и ускорения изменения параметра  $\alpha_{s_0}$ .

#### 19.4 Классификация измерителей

Сформировав отношение правдоподобия и подобрав в измерителе тем или иным способом такое значение измеряемого параметра, при котором формируемое в измерителе отношение правдоподобия максимально, можно измерить координату или параметр движения цели. В зависимости от способа такого подбора измеряемого параметра возможна следующая классификация радиолокационных измерителей:

- по степени участия человека они делятся на эргатические (с участием человека в системе «индикатор – оператор») и автоматические (без участия человека);

- по используемому времени для измерения они делятся на измерители с оценением параметра по одному обращению к цели (за время  $T_r$ ) и с оценением параметра по результатам нескольких обращений к цели, причем последние обладают более высокой точностью измерения;

- по наличию или отсутствию обратной связи они делятся на следящие (или замкнутые) и неследящие (или разомкнутые).

Дадим краткую характеристику эргатических измерителей. Оператор, наблюдая за экраном индикатора и используя либо неподвижные калибрационные метки (механические или электронные), либо подвижные (механические, например иглу механизма «склеивания» или электронные кноппельные механизмы), осуществляет максимально правдоподобную оценку координат или параметров движения цели. Причем оценивание измеряемого параметра по результатам одного обращения к цели характерно для РЛС кругового обзора с большим периодом обзора (единицы секунд и более), а оценивание измеряемого параметра по результатам нескольких обращений характерно для РЛС секторного обзора с высокой частотой обзора (десятки герцев и более).

Эргатические измерители могут находиться как в следящем, так и неследящем режиме. Неледящий режим характерен для систем «индикатор – оператор» с неподвижными калибрационными метками, когда оценка измеряемого параметра осуществляется операторами непосредственно по максимуму отношения правдоподобия, т. е. путем выбора такого значения измеряемого параметра, при котором сигнал на выходе многоканального обнаружителя, отображаемый на экране индикатора, максимален. Следящий режим измерения характерен для систем «индикатор – оператор» с неподвижными экстраполированными метками. Например, оператор, обнаружив цель в первом цикле обзора, устанавливает электронную метку маркера на отметке от цели и вводит координаты метки в ЭВМ. Эта операция повторяется во втором цикле обзора и ЭВМ по координатам двух положений цели через интервал обзора оценивает скорость и направление движения и перед третьим циклом обзора формирует на экране индикатора экстраполированную метку положения цели в третьем цикле обзора. После третьего цикла обзора оператор уточняет значение параметра путем установки маркера на цель и вводит координаты маркера в ЭВМ. Таким образом, оператором осуществляются разовые оценки параметра, а ЭВМ выполняет роль цепей сглаживания и формирования экстраполированной оценки параметра для исследующего обзора, «подсказывая» оператору, где искать цель.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Учебное пособие «Радиолокация» посвящено основам радиолокации, в частности обнаружению целей и измерению координат и параметров их движения. В учебном пособии излагаются научные понятия и методы, на основе которых развивается и совершенствуется теория и практика обнаружения и измерения. Отличительной особенностью является доступное изложение вопросов описания одиночных зондирующих сигналов и их последовательностей, а также подробное определение основных характеристик отраженных сигналов.

Классическое изложение подхода синтеза обнаружителя сигналов и измерителей координат и параметров позволяет использовать предложенные методики в инженерных расчетах при проектировании устройств обработки принятых сигналов. При этом подробно рассмотрены вопросы когерентной обработки и способов ее реализации (корреляционного, фильтрового и узкополосного, фильтрового со стробированием), так и некогерентной обработки.

Учебное пособие написано в соответствии с учебной программой дисциплины «Радиолокация и радионавигация». Безусловно, автор не ставит целью дать исчерпывающее изложение всех вопросов. Лица, желающие углубить свои знания в области теории и техники радиолокации, могут воспользоваться специальной литературой, список которой приведен в конце книги, а также отечественной и зарубежной периодической литературой по радиоэлектронике.

## Перечень сокращений

АФЧС – амплитудно-фазочастотный спектр  
АЧС – амплитудно-частотный спектр  
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика  
АШП – активная шумовая помеха  
ВПО – внутрипериодная обработка  
ДНА – диаграмма направленности антенны  
ДПЛА – дистанционно-пилотируемый летательный аппарат  
ЗС – зондирующий сигнал  
ИД – индикатор дальности  
ИКО – индикатор кругового обзора  
ИСЗ – искусственный спутник Земли  
КК – когерентная компенсация  
ККМО – когерентная компенсация мешающих отражений  
КНОС – когерентное накопление отраженного сигнала  
КО – круговой обзор  
КФ – корреляционная функция  
КФМ – кодофазоманипулированный  
ЛЧМ – линейно-частотно-модулированный  
МО – мешающее отражение  
МПО – межпериодная обработка  
ОЛО – область локального отражения  
ОС – отраженный сигнал  
ПВ – плотность вероятности  
ППП – переключатель приема/передачи  
ППРИ – простой прямоугольный радиоимпульс  
ПУ – пороговое устройство  
РИ – радиоимпульс  
РЛС – радиолокационная станция  
РПрУ – радиоприемное устройство  
РПУ – радиопередающее устройство  
РЭБ – радиоэлектронная борьба  
СВЧ – сверхвысокая частота  
СДЦ – селекция движущейся цели  
СПЗ – схема переменной задержки  
УВПО – устройство внутрипериодной обработки  
УВЧ – усилитель высокой частоты  
УККМО – устройство когерентной компенсации мешающих отражений  
УЛЗ – ультразвуковая линия задержки  
УПФ – узкополосный фильтр  
УПЧ – усилитель промежуточной частоты  
УФС – узкополосный фильтровой со стробированием  
ФАР – фазированная антенная решетка

ФГС – фильтр грубой селекции  
ФД – фазовый детектор  
ФОС – фильтр одиночного сигнала  
ФР – функция рассогласования  
ФЧС – фазочастотный спектр  
Ц – цель  
ЧПВ – череспериодное вычитание  
ЧПС – череспериодное суммирование  
ЭЛТ – электронно-лучевая трубка  
ЭОП – эффективная отражающая поверхность  
ЭС – энергетический спектр

Библиотека БГУИР

## Перечень обозначений

- $2\tau_0$  – дальность  
 $\beta_t$  – азимут цели  
 $\varepsilon_t$  – угол места  
 $V_r$  – радиальная скорость цели  
 $\vec{V}_t$  – полный вектор скорости цели  
 $x_t, y_t, z_t$  – координаты цели в декартовой системе координат  
 $c$  – скорость света, скорость распространения ЭМВ  
 $t_r$  – время запаздывания отраженного от цели сигнала  
 $F_{ds}$  – частота сигнала Доплера  
 $\lambda$  – длина волны зондирующего сигнала  
 $\Delta r$  – разрешающая способность по дальности  
 $y_h(t)$  – ширина спектра закона модуляции зондирующего сигнала  
 $\Delta\varepsilon$  – разрешающая способность по углу места  
 $\Delta\beta$  – разрешающая способность по азимуту  
 $\Delta V_r$  – разрешающая способность по радиальной скорости  
 $\Delta\theta_\varepsilon, \Delta\theta_\beta$  – ширина диаграммы направленности антенны по углу места и азимуту  
 $T_n$  – время наблюдения  
 $\Delta V$  – объем пространства (разрешаемый объем пространства)  
 $P_0$  – импульсная мощность зондирующего сигнала  
 $\eta_\varepsilon, \eta_\beta$  – уровень боковых ДНА по углу места и азимуту  
 $|W(t)|^2$  – квадрат модуля огибающей отраженного сигнала  
 $T_0$  – длительность ЗС  
 $T_r$  – период повторения ЗС  
 $r_{\max}$  – максимальная дальность обнаружения  
 $\Omega_a$  – скорость вращения антенны  
 $L$  – количество отраженных импульсов в пачке  
 $r_{\min}$  – минимальная дальность действия  
 $\omega_0$  – несущая частота ЗС  
 $E_0$  – амплитуда ЗС  
 $\varphi_0$  – начальная фаза ЗС  
 $x_u(t), y_u(t)$  – реальная и мнимая квадратурные составляющие ЗС  
 $U(t)$  – комплексный закон модуляции ЗС  
 $U_a(t)$  – амплитудный закон модуляции ЗС  
 $\psi(t)$  – закон фазовой модуляции ЗС  
 $P(t)$  – мгновенная мощность ЗС  
 $G(\omega)$  – АФЧС закона модуляции  
 $c(\tau)$  – функция рассогласования  
 $C(\tau)$  – функция рассогласования закона модуляции

$2\tau_0$  – ширина главного лепестка ФР  
 $S(\omega)$  – ЭС закона модуляции зондирующего сигнала  
 $\Delta f_0$  – ширина спектра ЗС  
 $|g(\omega_0)|_{\max}^2$  – максимальная спектральная плотность  
 $\rho(\tau, F)$  – функция неопределенности зондирующего сигнала  
 $\Delta f_m$  – девиация частоты  
 $r_{odn}$  – интервал однозначного определения дальности  
 $V_{r\ odn}$  – интервал однозначного определения радиальной скорости  
 $\Delta V_{obz}$  – интервал обзора  
 $P_t$  – плотность потока мощности  
 $P_{rs}$  – плотность потока мощности приемной антенны  
 $\sigma_t$  – эффективная отражающая поверхность цели  
 $E_t, E_{rs}$  – комплексные амплитуды электрических полей у цели и ОС у раскрыва приемной антенны  
 $\sigma_t(\gamma, \eta)$  – диаграмма вторичного излучения  
 $\gamma$  и  $\eta$  – углы между направлением на цель и нормалью к ее осям  
 $\varphi$  – угол между направлением со стороны цели на приемную и передающую позиции РЛС (бистатический угол)  
 $\sigma_{sh}$  – ЭОП шара  
 $\epsilon_r$  – относительная диэлектрическая проницаемость материала  
 $|E_k|, \varphi_k$  – амплитуда и фаза электрического поля ОС у раскрыва приемной антенны, создаваемого  $k$ -м вторичным излучателем, и его ЭОП  
 $\bar{\sigma}_t$  – среднее значение ЭОП  
 $\alpha_V$  – удельная ЭОП облака диполей  
 $\bar{\sigma}_d$  – ЭОП полуволнового вибратора  
 $M$  – число пачек диполей в облаке  
 $N_p$  – число диполей в одной пачке  
 $K_{sl}$  – коэффициент слипания диполей  
 $V$  – объем облака  
 $h$  – высота неровностей  
 $\epsilon$  – угол скольжения  
 $r_s(\tau)$  – нормированная корреляционная функция флуктуаций комплексной огибающей ОС  
 $G_{RC}$  – коэффициент усиления антенны РЛС  
 $G_{Tr}$  – коэффициент усиления антенны РЛС на передачу ЗС  
 $D_{Tr\ max} (D_{Rs\ max})$  – максимальное значения коэффициента направленного действия (КНД)  
 $\eta_a$  – коэффициент полезного действия антенны (КПД)  
 $v_{obz\ r}$  – скорость обзора по дальности  
 $\Omega_a, \Omega_{a\perp}$  – скорость обзора по угловым координатам  
 $v_{obz\ V_r}$  – скорость обзора по радиальной скорости  
 $A_{s\ obr}(t)$  – огибающая на выходе устройства обработки



$S_0(\omega)$  – энергетический спектр закона модуляции ЗС  
 $S_{LC}(\omega T_r)$  – ЭС закона модуляции ограниченной флуктуирующей когерентной последовательности  $\delta$ -модулированных радиоимпульсов, определяющий межпериодную структуру ОС  
 $S_{LC}(\omega)$  – ЭС комплексной огибающей ограниченной флуктуирующей последовательности ОС  
 $S_S(\omega)$  – ЭС флуктуаций ОС (при отсутствии ограничений на длительность времени наблюдения)  
 $S_L(\omega)$  – ЭС регулярной огибающей ОС, возникающей за счет сканирования антенны  
 $\|R_{kl}^M\|$  – ковариационная матрица дискретных значений  $M_s(k\Delta t)$ ,  $k = \overline{1, k}$   
 $N_{0\Sigma}$  – спектральная плотность шума  
 $N_0$  – спектральная плотность внутренних шумов  
 $N_a$  – спектральная плотность внешних шумов  
 $k_{sh}$  – коэффициент шума  
 $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Вт · с/град – постоянная Больцмана  
 $T$  – температура РПрУ в градусах по шкале Кельвина  
 $P_{shpr}$  – плотность потока мощности шума РЛС  
 $S_a$  – эффективная площадь раскрыва приемной антенны  
 $P'_{shpr}$  – мощность АШП на входе приемника (на выходе приемной антенны РЛС)  
 $P_{sh}$  – мощность активной шумовой помехи постановщика  
 $G_{sh}$  – коэффициент усиления антенны постановщика  
 $N_{a bok}$  – АШП по боковым лепесткам ДНА РЛС  
 $\eta_{RC}$  – уровень боковых лепестков ДНА РЛС на прием по мощности  
 $N(t), E_p(t), \varphi_p(t)$  – комплексные, амплитудные и фазовые флуктуации мешающих отражений  
 $\Omega_{dp}$  – средняя частота Доплера для мешающих отражателей, движущихся в облаке со средней скоростью ветра  $\overline{V_V}$   
 $\Omega_{dk}$  – отклонение частоты Доплера отраженного сигнала от  $k$ -го отражателя от средней частоты Доплера  $\Omega_{dp}$ , обусловленное хаотическим перемещением отражателей в облаке  
 $\Delta \Omega_{dp}(t)$  – флуктуации частоты Доплера мешающих отражений относительно средней частоты Доплера  $\Omega_{dp}$ , обусловленные порывами ветра  $\Delta V_V(t)$   
 $R_p(\tau)$  – корреляционная функция МО  
 $U_L(t)$  – закон модуляции отраженной последовательности  $L$  одиночных сигналов  
 $t_{r_{\min}}, t_{r_{\max}}$  – минимальное и максимальное время запаздывания, соответствующее ближней и дальней границе области рассеивающих отражателей в пределах главного лепестка диаграммы направленности антенны  
 $\rho(t_r)$  – радиально-временная плотность мощности мешающих отражений

$\sigma_P^2$  – мощность мешающих отражений  
 $\tau_P$  – время корреляции флуктуаций МО  
 $\sigma_V$  – среднеквадратичное отклонение скорости ветра  
 $r_{LP}(\tau)$  – нормированная корреляционная функция суммарных флуктуаций МО  
 $\Delta f_{LP}$  – ширина спектра флуктуаций МО  
 $\alpha_V$  или  $\alpha_S$  – удельная эффективная отражающая поверхность  
 $\eta_{RPU}, \eta_{RPrU}$  – уровень боковых лепестков ДН передающей и приемной антенн  
 $r_{pr}$  – дальность прямой видимости  
 $S_{LP}(\omega T_r)$  – энергетический спектр ограниченной флуктуирующей  $\delta$ -модулированной последовательности мешающих отражений  
 $S_{LP}(\omega)$  – энергетический спектр флуктуирующей огибающей последовательности мешающих отражений  
 $H(t)$  – комплексная огибающая шума  
 $x_h(t), y_h(t)$  – квадратурные составляющие шума  
 $r_{sh}(\tau)$  – нормированная корреляционная функция шума  
 $\sigma_{sh}^2$  – средняя мощность шума  
 $S_h(\omega)$  – энергетический спектр шума  
 $\Delta f_{sh}$  – ширина спектра шума  
 $r_{kl}^{sh}$  – элементы нормированной корреляционной матрицы дискретных значений шума  
 $\|r_{kl}^{sh}\|$  – нормированная корреляционная матрица дискретных значений шума  
 $p(H_1, H_1^*, \dots, H_L, H_L^*)$  – многомерная плотность вероятности шума  
 $A_1^*$  – решение «цель есть»  
 $A_0^*$  – решение «цели нет»  
 $A_1^* A_1$  – правильное обнаружение  
 $A_0^* A_1$  – пропуск цели  
 $A_1^* A_0$  – ложная тревога  
 $A_0^* A_0$  – правильное необнаружение  
 $R$  – средняя цена или средний риск принятия решения  
 $m(t)$  – отраженный сигнал  
 $n(t)$  – помеха  
 $D$  – условная вероятность правильного обнаружения  
 $F$  – условная вероятность ложной тревоги  
 $\Lambda$  – отношение правдоподобия  
 $\Lambda_*$  – порог обнаружителя  
 $\|R_{kl}^F\|$  и  $\|R_{kl}^{S+F}\|$  – ковариационные матрицы фона и смеси сигнала с фоном  
 $Q_{kl}^F, Q_{kl}^{S+F}$  –  $(k, l)$ -е элементы матриц  $\|Q_{kl}^F\| = \|R_{kl}^F\|^{-1}$  и  $\|Q_{kl}^{S+F}\| = \|R_{kl}^{S+F}\|^{-1}$ , обратных соответствующим ковариационным матрицам  
 $z$  – монотонная функция квадратичной формы

$z_*$  – порог обнаружения, соответствующий байесовскому критерию качества – «минимум среднего риска»

$$R_{kl}^o - k, l\text{-й элемент матрицы обработки } \|R_{kl}^o\| = \|Q_{kl}^F\| - \|Q_{kl}^{S+F}\|$$

$v(t)$  – импульсная характеристика устройства

$$\delta_{kl} = \begin{cases} 1, & k = l \\ 0, & k \neq l \end{cases} - \text{символы Кронекера}$$

$R_{kl}^s, R_{kl}^p, R_{kl}^{sh}$  – междискретные ковариации отраженного сигнала, мешающих отражений и шумовой помехи

$T_{KN}$  – время когерентного накопления

$v_f(t)$  – импульсная характеристика полосового фильтра

$T_f$  – постоянная времени фильтра

$K_{sg}$  – коэффициентом сжатия

$F_K$  – частота коррекции

$|K_{FGS}(\omega)|^2$  – квадрат АЧХ фильтра грубой селекции

$|K_R(\omega)|^2$  – квадрат АЧХ режекторного фильтра

$|K_0(\omega)|^2$  – квадрат АЧХ устройства внутривыборочной обработки

$\Delta f_r$  – ширина зоны режекции

$S_{LP}(\omega T_r)$  – ЭС межвыборочной структуры МО

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Охрименко, А. Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба / А. Е. Охрименко. – М. : Воениздат, 1983. – 456 с.
2. Куприянов, А. И. Теоретические основы радиоэлектронной разведки : учеб. пособие / А. И. Куприянов, П. Б. Петренко, М. П. Сычев. – М. : МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2010. – 381 с.
3. Рембовский, А. М. Радиомониторинг – задачи, методы, средства / А. М. Рембовский, А. В. Ашихмин, В. А. Козьмин ; под ред. А. М. Рембовского. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Горячая линия – Телеком, 2010. – 624 с.
4. Радиоэлектронная борьба. Цифровое запоминание и воспроизведение радиосигналов и электромагнитных волн / В. Д. Добыкин [и др.] ; под общ. ред. А. И. Куприянова. – М. : Вузовская книга, 2009. – 360 с.
5. Худяков, Г. И. Статистическая теория радиотехнических систем : учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / Г. И. Худяков – М. : Издательский центр «Академия», 2009. – 400 с.
6. Куприянов, А. И. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы : учеб. пособие / А. И. Куприянов, А. В. Сахаров. – М. : Вузовская книга, 2007. – 356 с.
7. Шахтарин, Б. И. Обнаружение сигналов : учеб. пособие / Б. И. Шахтарин. – М. : Гелиос АРВ, 2006. – 488 с.
8. Радзиевский, В. Г. Теоретические основы радиоэлектронной разведки / В. Г. Радзиевский, А. А. Сирота. – 2-е изд., испр. и доп. – М. : Радиотехника, 2004. – 432 с.
9. Бакулев, П. А. Радиолокационные системы : учебник / П. А. Бакулев. – М. : Радиотехника, 2004. – 320 с.
10. Информационные технологии в радиотехнических системах : учеб. пособие / В. А. Васин [и др.] ; под ред. И. Б. Федорова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. – 768 с.
11. Цветнов, В. В. Радиоэлектронная борьба: радиоразведка и радиопротиводействие / В. В. Цветнов, В. П. Демин, А. И. Куприянов. – М. : МАИ, 1998. – 248 с.
12. Лезин, Ю. С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем : учеб. пособие / Ю. С. Лезин. – М. : Радио и связь, 1986. – 280 с.
13. Сосулин, Ю. Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации : учеб. пособие / Ю. Г. Сосулин. – М. : Радио и связь, 1992. – 304 с.
14. Радиотехнические системы : учебник / Ю. П. Гришин [и др.] ; под ред. Ю. М. Казаринова. – М. : Высш. шк., 1990. – 496 с.
15. Обнаружение радиосигналов / П. С. Акимов [и др.] ; под ред. А. А. Колосова. – М. : Радио и связь, 1989. – 288 с.
16. Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. – 3-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1989. – 656 с.

17. Финкельштейн, М. И. Основы радиолокации : учебник / М. И. Финкельштейн. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1983. – 536 с.

18. 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.

19. Чердынцев, В. А. Статистическая теория совмещенных радиотехнических систем. – Минск : Выш. шк., 1980. – 208 с.

20. Теоретические основы радиолокации : учеб. пособие / А. А. Коростелев [и др.] ; под ред. В. Е. Дулевича. – М. : Сов. радио, 1978. – 96 с.

21. Тузов, Г. И. Статистическая теория приема сложных сигналов / Г. И. Тузов. – М. : Сов. радио, 1977. – 400 с.

22. Гурский, Е. И. Высшая математика. Основы теории вероятностей, случайных процессов и математической статистики / Е. И. Гурский. – М. : МВИЗРУ, 1983. – 502 с.

Библиотека БГУИР

*Учебное издание*

**Гринкевич Антон Витальевич**

## **РАДИОЛОКАЦИЯ**

**УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ**

Редактор *Е. С. Чайковская*

Корректор *Е. И. Герман*

Компьютерная правка, оригинал-макет *А. А. Луцикова*

Подписано в печать 01.10.2015. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».  
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 11,28. Уч.-изд. л. 11,9. Тираж 150 экз. Заказ 155.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования  
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».  
Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя,  
распространителя печатных изданий №1/238 от 24.03.2014,  
№2/113 от 07.04.2014, №3/615 от 07.04.2014.  
ЛП №02330/264 от 14.04.2014.  
220013, Минск, П. Бровки, 6