



**Фриз Сергей Петрович** (1969) – доктор технических наук, профессор, окончил Национальную академию обороны Украины по специальности «Организация военно-космических систем», участвовал в разработке и испытаниях космической техники, начальник кафедры телекоммуникаций и радиотехники Житомирского военного института им. С.П. Королева. Сфера научных интересов: разработка и совершенствование радиотехнических систем специального назначения наземного, воздушного и космического базирования.



**Андреев Александр Владимирович** (1961) - кандидат технических наук, доцент, окончил Новосибирский государственный университет по специальности “прикладная математика”, участвовал в испытаниях сложных технических систем на полигоне Сары-Шаган (Казахстан), доцент кафедры биомедицинской инженерии и телекоммуникаций Государственного университета “Житомирская политехника”. Сфера научных интересов: моделирование и обработка информации в радиотехнических системах.



**Рыхальский Александр Ростиславович** (1956) - кандидат технических наук, доцент, окончил военную инженерную радиотехническую академию им. Л. А. Говорова, участвовал в испытаниях и эксплуатации радиолокационных систем различного назначения, доцент кафедры телекоммуникаций и радиотехники Житомирского военного института им. С.П. Королева. Сфера научных интересов: информационно-измерительные радиосистемы.



**Дубина Александр Федорович** (1971) - кандидат технических наук, доцент, окончил Киевский военный институт управления и связи, доцент кафедры биомедицинской инженерии и телекоммуникаций Государственного университета “Житомирская политехника”. Сфера научных интересов: обработка радиолокационных снимков космических аппаратов дистанционного зондирования Земли, информационные радиосистемы.

**С.П. Фриз, А.В. Андреев, А.Р. Рыхальский, А.Ф. Дубина**

**ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОНАВИГАЦИИ**

**Государственный университет  
“Житомирская политехника”**

**С.П. Фриз, А.В. Андреев, А.Р. Рыхальский,  
А.Ф. Дубина**

**ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОЛОКАЦИИ И  
РАДИОНАВИГАЦИИ**

**Житомир  
2020**



**Министерство образования и науки Украины  
Государственный университет “Житомирская политехника”**

**С.П. Фриз, А.В. Андреев, А.Р. Рыхальский, А.Ф. Дубина**

**ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОЛОКАЦИИ И  
РАДИОНАВИГАЦИИ**

**Житомир  
2020**

УДК 621.37

Ф88

*Рекомендовано к печати ученым советом Государственного университета  
“Житомирская политехника” (протокол № 6 от 31 августа 2020 г.)*

Рецензенты:

**Ю.В. Журавский** – доктор технических наук, старший научный сотрудник;

**Ю.А. Колос** – кандидат технических наук, доцент;

**Т.Н. Никитчук** – кандидат технических наук, доцент.

**Фриз С.П., Андреев А.В., Рыхальский А.Р., Дубина А.Ф.**

Ф88 Теория и техника радиолокации и радионавигации: учебное пособие для иностранных студентов, обучающихся по программе подготовки магистра специальности 172 “Телекоммуникации и радиотехника”. Житомир: Издатель А.А. Евенок, 2020 – 180 с.

ISBN 978-966-995-135-9

В учебном пособии рассматриваются принципы построения радиолокационных и радионавигационных систем, а также теоретические аспекты обнаружения радиосигналов и оценки их параметров на этапе первичной обработки. Особенности применения на практике алгоритмов обнаружения и оценки параметров сигналов рассмотрены на примере технической реализации блока поиска и автоматического слежения за сигналом спутника радионавигационной системы GPS.

**УДК 621.37**

ISBN 978-966-995-135-9

© С.П. Фриз, 2020

© А.В. Андреев, 2020

© А.Р. Рыхальский, 2020

© А.Ф. Дубина, 2020

## Содержание

Введение .....	5
1. Принципы построения радиолокационных и радионавигационных систем.....	6
1.1. Общая характеристика радиолокационных и радионавигационных систем.....	6
1.2. Общая характеристика помех.....	11
1.3. Основные характеристики РТС .....	18
1.4. Дальность действия РТС.....	20
1.5. Методы определения местоположения объектов наблюдения.....	25
1.6. Позиционные методы определения местоположения объектов наблюдения.....	28
1.7 Точность определения координат объектов наблюдения позиционными методами.....	33
1.8 Рабочие зоны радионавигационных систем.....	39
2. Корреляционный обнаружитель полезного сигнала на фоне АБГШ.....	44
2.1. Алгоритм оптимального обнаружения полезного сигнала.....	44
2.2. Оптимальное обнаружение полезного сигнала с полностью известными параметрами на фоне АБГШ.....	51
2.3. Оптимальное обнаружение полезного сигнала с неизвестной начальной фазой и амплитудой на фоне АБГШ.....	58
2.4. Показатели качества оптимального обнаружения полезных сигналов на фоне АБГШ.....	61
2.5. Многоканальные обнаружители полезных сигналов.....	67
3. Фильтровое обнаружение сигналов на фоне АБГШ.....	70
3.1. Понятие про оптимальную фильтрацию сигналов.....	70
3.2. Фильтровая обработка сигналов пачечной структуры на фоне АБГШ.....	76
3.3. Квазиоптимальная фильтрация.....	83
3.4. Согласованный фильтр радиоимпульса с фазокодовой манипуляцией.....	86
3.5. Согласованный фильтр радиоимпульса с линейной частотной модуляцией.....	91

4. Разрешение сигналов в радиотехнических системах.....	97
4.1. Общие сведения о разрешении сигналов.....	97
4.2. Функция рассогласования сигналов.....	99
4.3. Тела неопределенности простых и сложных сигналов.....	106
5. Оценивание параметров сигналов в радиотехнических системах.....	112
5.1. Методика решения задачи оптимального измерения параметров сигналов.....	112
5.2. Потенциальные точности оценивания времени задержки и частоты сдвига сигналов.....	118
5.3. Измерение параметров сигналов при наличии доопытных данных об оцениваемом параметре.....	123
6. Принципы повышения помехозащищённости РЛС.....	131
6.1. Обработка сигналов на фоне пассивных помех.....	131
6.2. Методы защиты РЛС от активных шумовых помех.....	141
6.2.1. Влияние активных шумовых помех на обработку сигналов в РЛС.....	142
6.2.2. Общая характеристика методов защиты РЛС от активных помех.....	145
6.2.3. Когерентная компенсация активных помех.....	148
7. Принципы построения и функционирования глобальной навигационной спутниковой системы.....	153
7.1. Общая характеристика глобальной навигационной спутниковой системы.....	153
7.2. Формирование сигнала навигационного спутника GPS.....	157
7.3. Навигационная аппаратура потребителей СРНС.....	160
Перечень сокращений.....	175
Список литературы.....	178

## Введение

Создание систем контроля воздушно-космического пространства, дистанционного зондирования Земли, систем ближней навигации и космических систем глобального позиционирования, а также систем связи и телевидения стало возможным благодаря разработке радиотехнических систем различного назначения. *Радиотехнической системой* (РТС) называют организованную совокупность устройств, предназначенных для получения, обработки, накопления и передачи информации с использованием радиоволн. Радиоволны, отражаясь от неоднородностей окружающего пространства, например, самолетов, кораблей позволяют обнаруживать эти объекты и измерять их положение в пространстве. Такое свойство радиоволн как разный характер отражение от поверхностей различной структуры, например, моря, суши, гор лежит в основе дистанционного зондирования – научного направления, занимающегося сбором информации о поверхности Земли без фактического контакта с ней. Дистанционные методы делятся на активные и пассивные. При использовании активных методов спутник посылает на Землю сигнал собственного источника энергии, например, радиолокационного передатчика и регистрирует его отражение от поверхности.

В состав любой активной РТС входят устройства формирования и излучения радиоволн, а также приема и обработки радиосигналов. Параметры радиосигнала несут определенную информацию о свойствах объектов и изменении их состояния. Например, в радионавигационных системах на этапе первичной обработки радиосигналов осуществляется измерение параметров сигналов, а на этапе вторичной обработки вычисляются оценки вектора состояния потребителя с использованием полученных на первом этапе оценок параметров сигналов.

В учебном пособии рассматриваются принципы построения радиолокационных и радионавигационных систем, а также теоретические аспекты оценки параметров радиосигналов на этапе первичной обработки. Рассмотрение операций, осуществляемых на этапе вторичной обработки, не является предметом рассмотрения данного учебного пособия.

## 1. Принципы построения радиолокационных и радионавигационных систем

### 1.1. Общая характеристика радиолокационных и радионавигационных систем

Область науки и техники, объединяющая методы и средства обнаружения, измерения координат и параметров движения, определения свойств и характеристик различных объектов, основанных на использовании радиоволн, которые излучаются, ретранслируются или отражаются этими объектами называют *радиолокацией*. В свою очередь технические средства, с помощью которых проводится радиолокационное наблюдение, получили название *радиолокационных станций* (РЛС).

*Радионавигация* - область науки и техники, охватывающая радиотехнические методы и средства получения информации о положении и движении, а также управления подвижными объектами. *Радионавигационной системой* (РНС) называется совокупность взаимосвязанных бортовых и наземных радиотехнических средств, которая предназначена для осуществления самостоятельного измерения навигационных параметров при совместной с наземными средствами работе. РНС предназначены для информационного обеспечения перемещения подвижного объекта по определенной траектории и его вывода в заданную точку оптимальным для данных условий способом.

Структурная схема активной РЛС изображена на рис. 1.1. Радиопередающее устройство, состоящее из модулятора (М), преобразователя частоты и усилителя мощности (ПУМ), предназначено для формирования высокочастотного зондирующего сигнала (ЗС). Передающая антенна (ПА) обеспечивает излучение зондирующего сигнала. Приемная антенна (ПрА) принимает отраженные от объектов наблюдения (ОН) сигналы и подает их на вход радиоприемного устройства, состоящего из устройства селекции и усиления (УСУ) и демодулятора (ДМ). Устройство селекции и усиления выделяет радиосигнал в заданной полосе частот, а также осуществляет его усиление. Демодулятор осуществляет демодуляцию высокочастотного сигнала, превращая его в вид, удобный для извлечения информационной составляющей. Измерительно-индикаторное устройство (ИИУ)



производит измерение значений параметров радиосигнала, отраженного от объекта наблюдения и его выдачу на средства отображения. Полученные оценки значений параметров радиосигнала могут отличаться от истинных из-за искажений, вносимых в сигнал шумами (помехами)  $n(t)$  на трассе распространения радиоволн и в самой аппаратуре РЛС. Работа всех составляющих РЛС синхронизируется хронизатором (Хр).

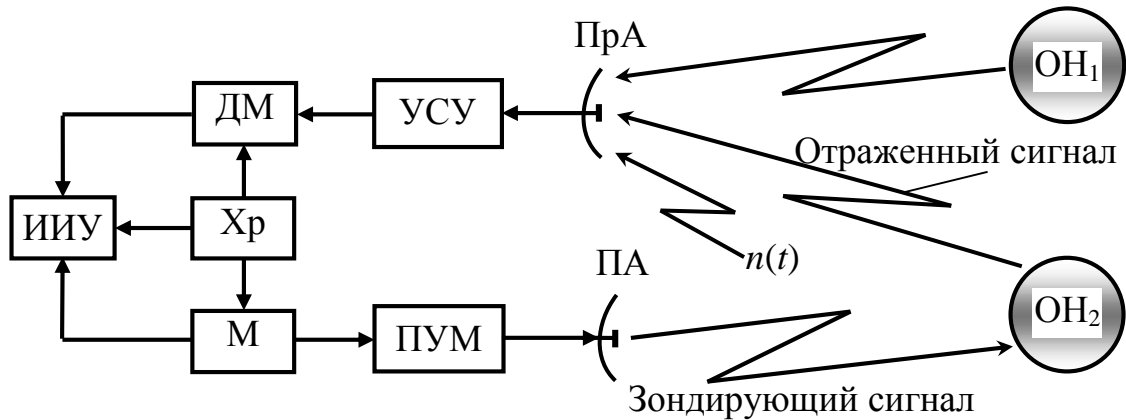


Рис. 1.1. Структурная схема активной РЛС

Хронизатор содержит задающий генератор, из колебаний которого в радиопередающем устройстве генерируется ЗС, излучаемый передающей антенной в заданном направлении. Если на пути распространения радиосигнала встречается объект наблюдения, то возникает отраженный радиосигнал, который через приемную антенну поступает на вход радиоприемного устройства. В результате обработки принятого отраженного сигнала принимается решение о наличии или отсутствии ОН в заданной области пространства и формируется информация об угловых координатах и дальности объекта наблюдения относительно РЛС. Данные об угловых координатах ОН содержатся в направлении, с которого был принят отраженный сигнал, а дальность определяется по времени распространения ( $t_3$ ) радиосигнала со скоростью света  $c$  до объекта и в обратном направлении по формуле:  $R_{oc} = \frac{c \cdot t_3}{2}$ .

Рассмотрим принципы построения основных типов РНС.

Аппаратура РНС может размещаться в одном пункте или в нескольких, называемых *радионавигационными точками* (РНТ). Расстояние между РНТ называют базой. На рис. 1.2 изображена угломерная беззапросная РНС, в которой РНТ

(радиомаяк) находится на поверхности Земли. Радиомаяк (PM) осуществляет постоянное излучение, с помощью которого осуществляется определение пеленга (угла  $\theta$  между направлением на север (N) и направлением на ОН) радионавигационной аппаратурой, которая находится на борту ОН. На рис. 1.2 показано определение пеленга в точке нахождения ОН. В этом случае пеленг считается обратным. На рис. 1.3 показано определение пеленга на ОН в точке нахождения PM. Такой пеленг называется истинным.

В угломерно-дальномерных РНС (рис. 1.3) происходит определение пеленга  $\theta$  и дальности R. Такая система чаще всего использует запросно-ответный принцип работы для определения дальности и беззапросный - угловой координаты. Наличие активного сигнала ответчика характерно для дальномерных РНС. В этом случае PM излучает ответный сигнал (СО) только при принятии сигнала запроса (СЗ) от объекта.

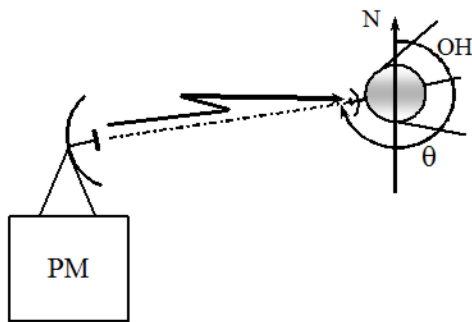


Рис. 1.2. Угломерная РНС

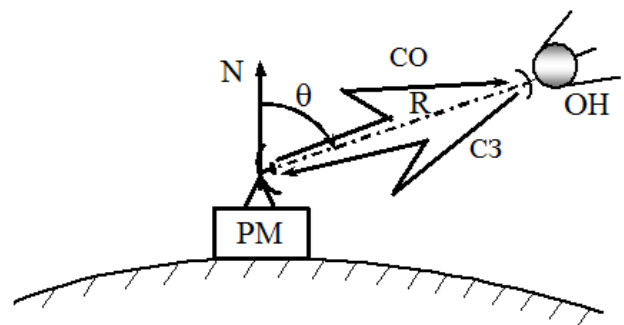


Рис. 1.3. Угломерно-дальномерная РНС

В таких РНС полезная информация находится во времени запаздывания ответного сигнала относительно запросного. Ответчик в этом случае ретранслирует (переизлучает) с определенной задержкой принятый сигнал запроса.

Целью обработки радиосигналов является получение информации, которая содержится в этих сигналах (полезная или целевая информация) и превращение её в форму, удобную для восприятия и дальнейшего использования.

Несмотря на разнообразие целевого назначения и принципов построения РТС, можно выделить целый ряд задач обработки сигналов на фоне помех, которые решаются при их функционировании [4]:

обнаружение полезного сигнала;

разрешение сигналов;  
 различение сигналов;  
 оценивание (измерение) параметров сигнала;  
 фильтрация параметров сигнала.

Методы, лежащие в основе обработки радиосигналов базируются на теории статистических решений. При этом обеспечивается возможность учета не только информации, которая содержится в принятой реализации, но и априорных сведений относительно сигнала и помех, параметры которых могут изменяться во времени случайным образом.

*Задача обнаружение сигналов.* На вход устройства обнаружения в течение интервала наблюдения  $[0, T]$  поступает реализация  $y(t)$ , которая является смесью полезного сигнала  $x(t, \vec{\alpha})$  и помехи  $n(t)$ . При этом заранее не известно содержится ли полезный сигнал в принятой реализации. Поэтому принятая реализация может быть представлена в виде:

$$y(t) = A \cdot x(t, \vec{\alpha}) + n(t), \quad t \in [0; T],$$

где  $A$  – случайная величина, которая принимает значение  $A = A_1 = 1$ , когда принятая реализация содержит полезный сигнал и  $A = A_0 = 0$  – в противном случае.

Полезный сигнал  $x(t, \vec{\alpha})$  содержит информативные параметры  $\vec{\alpha}$ , под которыми понимают параметры радиосигнала, в изменении которых заключена полезная информация. Например, в качестве информативных параметров полезного сигнала в РЛС и РНС может быть амплитуда, фаза, частота или время распространения радиосигнала.

Задача обнаружения требует принятия решения о наличии или отсутствии полезного сигнала  $x(t, \vec{\alpha})$  в принятой реализации  $y(t)$ , то есть оценке значения случайной величины  $A$ .

*Задача разрешения сигналов.* Принятая реализация  $y(t)$  представляет собой смесь помехи  $n(t)$  и нескольких (не менее двух) сигналов одинакового типа с примерно одинаковыми параметрами, которые накладываются друг на друга:

$$y(t) = x(t, \alpha_1) + x(t, \alpha_2) + n(t); \quad t \in [0; T]; \quad \alpha_1 \approx \alpha_2.$$

При этом задача разрешения сигналов сводится к задаче раздельного обнаружения двух сигналов. Другими словами, необходимо определить один или несколько сигналов, содержится в принятой реализации.

*Задача оценивания (измерения) параметров сигнала.* Считается, что обнаруженный сигнал имеет информативный параметр  $\alpha_i$ , который из-за наличия помехи  $n(t)$  является случайной величиной. Задача измерения заключается в нахождении *оценки параметра*  $\hat{\alpha}_i$  по принятой на интервале  $[0, T]$  реализации  $y(t)$ .

Оценка параметра  $\hat{\alpha}_i$  должна проводиться с наименьшей погрешностью, которая характеризует возможную величину отклонения полученной оценки информативного параметра от его действительного значения. При наличии в принятом сигнале нескольких случайных информативных параметров может возникнуть задача их общего оценивания.

*Задача фильтрации параметров сигнала* возникает в случае, когда реализация  $y(t)$  содержит полезный сигнал  $x(t, \bar{\alpha})$ , у которого информативный параметр  $\alpha_i(t)$ , является случайным процессом с известными статистическими характеристиками. Нужно по принятой реализации на интервале наблюдения получить функциональную зависимость  $\hat{\alpha}_i(t)$ , которая будет приближаться наилучшим образом к действительной функции  $\alpha_i(t)$ . Задача фильтрации в РЛС и РНС имеет место при оценке параметров сигнала, которые изменяются во времени на интервале наблюдения, например, дальности или частоты Доплера. Задача фильтрации переходит в задачу оценивания параметра сигнала, если оцениваемый параметр за время наблюдения  $T$  не успевает существенно измениться.

В самой простой *задаче различения сигналов* в принятой реализации  $y(t)$  может содержаться один из двух полезных сигналов  $x_1(t, \alpha_1)$  или  $x_2(t, \alpha_2)$  с информативными параметрами  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ . При этом принятая реализация может быть представлена в виде:

$$y(t) = A \cdot x_1(t, \alpha_1) + (1 - A) \cdot x_2(t, \alpha_2) + n(t), \quad t \in [0, T],$$

где  $A$  – случайная величина, которая принимает одно из двух значений:  $A = A_0 = 0$  или

$$A=A_1 = 1.$$

Необходимо принять оптимальное решение о том какой из сигналов  $x_1(t, \alpha_1)$  или  $x_2(t, \alpha_2)$  присутствует в принятой реализации.

## 1.2. Общая характеристика помех

В реализации  $y(t)$  одновременно с полезным сигналом  $x(t, \vec{\alpha})$  присутствуют и мешающие составляющие разной природы – активные и пассивные помехи  $n(t)$ . В зависимости от места возникновения по отношению к РТС помехи делят на *внешние* и *внутренние*.

К *внутренним* помехам могут быть отнесены тепловые шумы радиоэлектронных устройств и антенных систем, а также нежелательные излучения, возникающие в процессе формирования сигнала в передающих устройствах и преобразования принятого сигнала в приемных устройствах, шумы дискретизации, квантования и тому подобное.

*Внешние* источники помех по характеру образования бывают естественного и искусственного происхождения [14]. К основным *активным помехам естественного происхождения* можно отнести помехи, порождаемые электрическими разрядами в атмосфере Земли, излучениями Солнца и других звезд космоса, тепловые излучения атмосферы и поверхности Земли. К *естественным пассивным помехам* принадлежат отражения от земной и водной поверхности, местных предметов (растительный покров, горы), метеорологических образований (дождь, снег, град, туман), ионизированных областей (полярные сияния, следы метеоров, ионизированные образования в ионосфере) и других естественных отражателей.

*Искусственные помехи* могут создаваться как преднамеренно, так и непреднамеренно. К *непреднамеренным помехам* можно отнести промышленные помехи и помехи от других РТС. *Преднамеренные активные помехи* образуются специальными передающими устройствами – постановщиками активных помех. *Преднамеренные пассивные помехи* образуются благодаря отражению собственных сигналов РЛС от искусственных отражателей в виде диполей и ложных целей.

По характеру взаимодействия с полезным сигналом помехи делят на аддитивные и мультипликативные [14]. Пусть на конечном временном интервале  $[0, T]$  принимается реализация  $y(t)$ , которая является суммой полезного сигнала  $x(t, \vec{\alpha})$  и помехи  $y(t) = x(t, \vec{\alpha}) + n(t)$ ,  $0 \leq t \leq T$ . При этом, помеха  $n(t)$  складывается с полезным сигналом независимо и не изменяет значения параметров самого полезного сигнала. Такие помехи называют *аддитивными*.

*Мультипликативные* помехи изменяют значения параметров полезного сигнала. Например, при решении задачи обнаружения полезного сигнала, принятая реализация  $y(t)$  может, кроме аддитивной, содержать также и мультипликативную помеху:

$$y(t) = A \cdot B(t) \cdot x(t, \vec{\alpha}) + n(t), \quad t \in [0; T],$$

где  $x(t, \vec{\alpha})$  – полезный сигнал;

$n(t)$  – аддитивная помеха;

$A$  – случайная величина, которая принимает значение  $A = A_1 = 1$ , когда принятая реализация содержит полезный сигнал и  $A = A_0 = 0$  – в противном случае;

$B(t)$  – мультипликативная помеха.

В данном случае основной причиной возникновения мультипликативной помехи являются случайные изменения параметров отраженного от цели сигнала

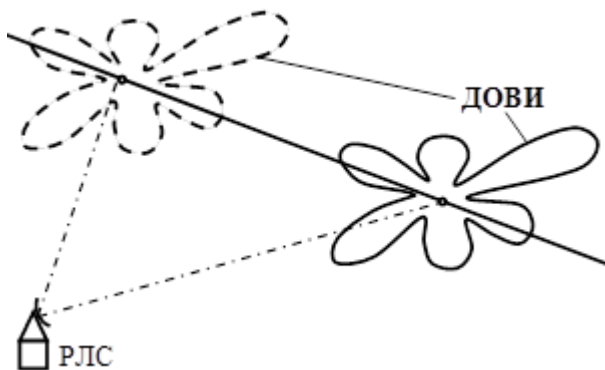


Рис. 1.4. Флуктуации принятого сигнала

(флуктуации вторичного излучения), которые связаны со взаимным перемещением цели относительно РЛС (рис. 1.4), что приводит к случайным изменениям его амплитуды и начальной фазы. Диаграмма обратного вторичного излучения зависит от направления облучения и приема радиоволн. Явление флуктуации можно объяснить, если

рассмотреть цель как совокупность элементарных отражателей («блестящих точек»). Комплексная амплитуда суммарного поля вторичной волны, которая излучается этой совокупностью на входе приемной антенны РЛС (рис.1.5), имеет вид [2]:

$$\dot{E}_{\text{пр}} = E_1 \exp(j\varphi_1) + E_2 \exp(j\varphi_2) + E_3 \exp(j\varphi_3) + \dots + E_n \exp(j\varphi_n),$$

где  $E_i$  и  $\varphi_i$  – амплитуда и фаза поля волны, которая излучается  $i$ -м элементарным отражателем, соответственно.

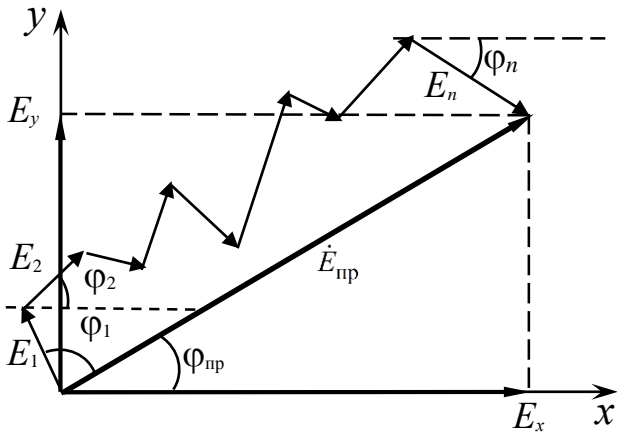


Рис. 1.5. К пояснению процесса образования комплексной амплитуды результирующего поля на входе приемной антенны

Во время перемещения цели расстояние между отдельными элементарными отражателями относительно РЛС изменяется случайно и с неодинаковыми скоростями. Из-за этого случайно изменяются амплитуда  $E_i$  и фаза  $\varphi_i$  и потому принимаемый сигнал оказывается модулированным по некоторому закону. Эти случайные изменения амплитуды и фазы принятого полезного сигнала на

частоте  $f_c$ , имеющего начальную фазу  $\varphi_c$ , могут быть описаны следующим образом:

$$\dot{x}(t) = \dot{X}(t)\dot{B}(t)\exp(j2\pi f_c t - \varphi_c),$$

где  $\dot{X}(t)$  – комплексная амплитуда сигнала.

Комплексная амплитуда сигнала представляется выражением:

$$\dot{X}(t) = |\dot{X}(t)| \exp[-j\varphi(t)],$$

где  $|\dot{X}(t)|$ ,  $\varphi(t) = \arg \dot{X}(t)$  – это функции, которые описывают законы амплитудной и фазовой модуляции полезного сигнала, соответственно.

Мультипликативная помеха, которую называют *модулирующим множителем*, описывает случайные изменения амплитуды и начальной фазы сигнала:

$$\dot{B}(t) = |\dot{B}(t)| \exp[j\varphi_b(t)],$$

где  $|\dot{B}(t)|$ ,  $\varphi_b(t) = \arg \dot{B}(t)$  – функции, которые описывают случайные изменения

амплитуды и фазы полезного сигнала под воздействием помехи, соответственно.

В связи с тем, что цель представляется совокупностью определенного количества равноценных элементарных отражателей, то принимаемый полезный сигнал будет определяться выражением [17]:

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^n \dot{X}(t) \dot{B}_i(t) \exp(j\omega_c t - \varphi_c) = \dot{X}(t) \exp(j\omega_c t - \varphi_c) \sum_{i=1}^n \dot{B}_i(t).$$

Значение модулирующего множителя можно представить в виде:

$$\sum_{i=1}^n \dot{B}_i(t) = \sum_{i=1}^n B_i \cos \varphi_{ei} + j \sum_{i=1}^n B_i \sin \varphi_{ei} = B_x + jB_y.$$

Слагаемые  $B_x$  и  $B_y$  являются независимыми случайными величинами с нулевым математическим ожиданием и известной дисперсией  $\sigma_B^2$ . Поэтому общая плотность вероятности независимых случайных величин  $B_x$  и  $B_y$  определяется двумерным нормальным законом [17]

$$p(B_x, B_y) = \frac{1}{2\pi\sigma_B^2} \exp\left(-\frac{B_x^2 + B_y^2}{2\sigma_B^2}\right).$$

Случайные величины  $B_y$  и  $B_x$  являются ортогональными составляющими флуктуации, поэтому:

$$|\dot{B}(t)| = \sqrt{B_x^2 + B_y^2} = B.$$

Поскольку  $B_x$  и  $B_y$  распределены по нормальному закону, то амплитуда модулирующего множителя  $B = \sqrt{B_x^2 + B_y^2}$  имеет закон распределения вероятностей Релея [2,17]:

$$p(B) = \frac{B}{\sigma_B^2} \exp\left(-\frac{B^2}{2\sigma_B^2}\right).$$

Случайная начальная фаза принятого сигнала имеет равномерное распределение

$$p(\varphi) = \begin{cases} 1/2\pi, & -\pi \leq \varphi_B \leq +\pi; \\ 0, & |\varphi_B| > \pi. \end{cases}$$



Законы распределения амплитуды и начальной фазы принятого сигнала при воздействии мультипликативной помехи приведены на рис.1.6. Следовательно, под действием мультипликативной помехи осуществляется случайная модуляция полезного сигнала как по амплитуде, так и по фазе. Это может приводить как к замираниям полезного сигнала, вследствие чего возможен пропуск цели, так и к существенному искажению формы полезного сигнала, что ухудшает условия его выделения на фоне помех и качество оценивания его параметров.

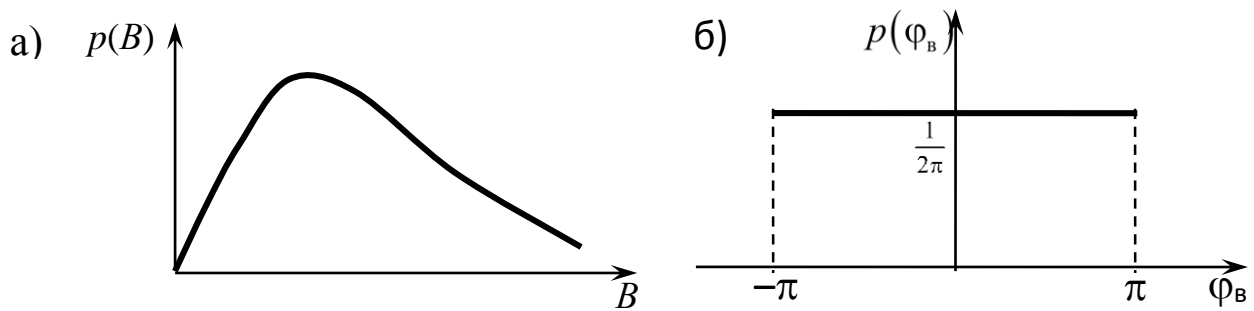


Рис. 1.6. Законы распределения амплитуды (а) и начальной фазы (б) принятого сигнала под действием мультипликативной помехи

*Аддитивная помеха*  $n(t)$ , значения которой во времени представляют собой реализацию случайного процесса, складывается линейно с полезным сигналом. Непрерывную аддитивную шумовую помеху принято считать стационарным процессом, плотность вероятности значений которого распределена по нормальному (гауссовскому) закону. Одномерная плотность вероятности стационарной помехи с нормальным законом распределения определяется выражением [13]:

$$p_{\Pi}(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\Pi}^2}} \exp\left[-\frac{(n - m_{\Pi})^2}{2\sigma_{\Pi}^2}\right],$$

где  $n$  – мгновенные значения случайной величины (шума);

$\bar{n} = m_{\Pi}$  – математическое ожидание случайной величины;

$\sigma_{\Pi}^2$  – дисперсия шума.

Для характеристики изменения случайного процесса во времени используют его автокорреляционную функцию (АКФ) - неслучайную функцию двух аргументов  $t$  и  $S$ ,

которая определяется выражением

$$R_n(t, S) = M[y(t) \cdot y(S)],$$

где  $M[\cdot]$  – оператор, вычисляющий математическое ожидание.

Для случайного стационарного процесса справедливо выражение [13]

$$R_n(t, S) = R_n(\tau) = M[y(t) \cdot y(t - \tau)], \quad \tau = t - S.$$

При  $\tau = 0$  АКФ представляет собой дисперсию случайного процесса (шума)

$R_n(0) = M[y(t) \cdot y(t)] = M[y^2(t)] = \sigma_n^2$ . Отношение  $\rho_n(\tau) = R_n(\tau) / R_n(0)$  называют коэффициентом корреляции. Заметим, что при  $\tau = 0$  коэффициент корреляции  $\rho_n(0) = 1$ .

Энергетический спектр помехи связан с ее АКФ прямым преобразованием

Фурье  $N(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} K_n(\tau) \cdot \exp(-j\omega\tau) d\tau$ . В зависимости от вида энергетического спектра

шум может быть белым или квазibelым.

*Белый шум* – это стационарный случайный процесс с постоянной на всех частотах спектральной плотностью мощности  $N(\omega) = N_0 = const$ .

АКФ белого шума определяется выражением [13]:

$$K_n(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau),$$

где  $\delta(\tau)$  – дельта-функция.

Это указывает на полное отсутствие взаимосвязи случайных значений шума, разнесенных во времени.

*Аддитивный белый гауссовский шум* (АБГШ) это вид мешающего воздействия, который характеризуется равномерной спектральной плотностью мощности, нормально распределёнными временными значениями и аддитивным способом воздействия на полезный сигнал.

*Квазibelый шум* характеризуется постоянной спектральной плотностью мощности  $N(\omega) = N_0$  на ограниченном частотном интервале  $0 < \omega < \omega_{\max}$ . АКФ такого

шума (рис. 1.7, а) определяется выражением  $K_n(\tau) = \frac{N_0 \omega_{\max}}{2\pi} \cdot \frac{\sin \omega_{\max} \tau}{\omega_{\max} \tau}$  [13]. Если же

постоянная спектральная плотность мощности  $N(\omega) = N_0$  рассматривается на частотном интервале  $\omega_{\min} < \omega < \omega_{\max}$ , то АКФ (рис. 1.7, б) определяется как [13]

$$K_n(\tau) = \frac{N_0 \cdot \Delta\omega_n}{2\pi} \cdot \frac{\sin(\omega_n \tau / 2)}{(\omega_n \tau / 2)} \cdot \cos(\omega_n \tau),$$

где  $\Delta\omega_n = \omega_{\max} - \omega_{\min}$ ;  $\omega_n = \frac{\omega_{\max} + \omega_{\min}}{2}$ .

Чем шире спектр помехи, тем более слабые корреляционные связи ее мгновенных значений.

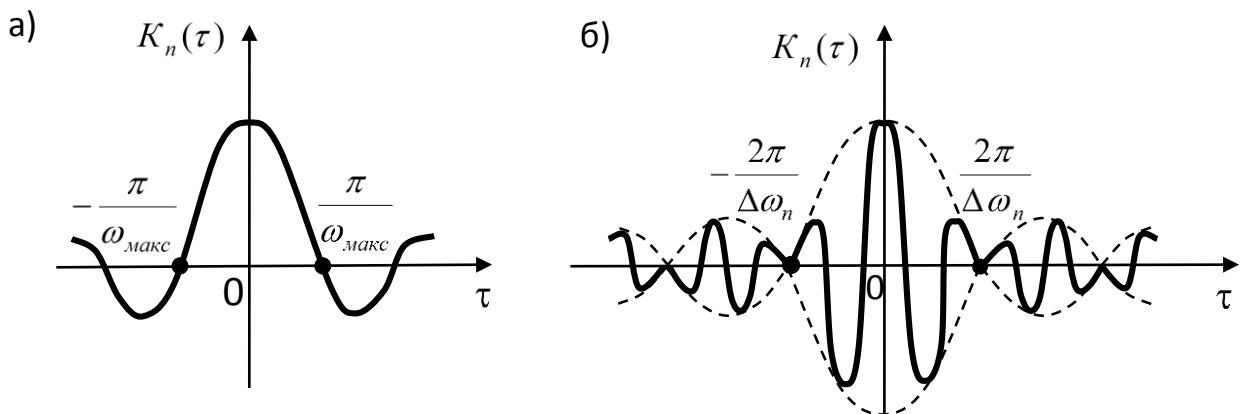


Рис. 1.7. АКФ квазизелого шума

К аддитивным помехам можно отнести тепловые шумы приемной антенны и радиоприемного устройства, поскольку они складываются линейно с полезным сигналом. Обычно спектральная плотность мощности таких шумов распределена равномерно в диапазоне частот, который соответствует полосе пропускания  $\Delta f_{\text{пр}}$  приемного устройства и определяется выражением [6,11]

$$N_0 = k \cdot T_{\text{ш}}, \quad (1.1)$$

где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К – постоянная Больцмана;

$T_{\text{ш}}$  – эквивалентная шумовая температура.

В свою очередь, эквивалентная шумовая температура определяется по формуле

$$T_{\text{ш}} = T_{\text{ш а}} + T_{\text{ш пр}}, \quad (1.2)$$

где  $T_{\text{ш а}}$  – шумовая температура антенны;

$T_{шпр}$  – шумовая температура приемного устройства.

Шумовая температура приемного устройства зависит от температуры окружающего пространства  $T_0 = 290\text{ K}$  и коэффициента шума приемного устройства  $K_{ш}$  [6,11]:

$$T_{шпр} = T_0(K_{ш} - 1). \quad (1.3)$$

Учитывая приведенные выражения, получим:

$$N_0 = kT_0(K_{ш} - 1 + T_{ша}/T_0).$$

Без учета потерь между антенной и приемным устройством мощность шума  $P_{шпр}$  в полосе пропускания  $\Delta f_{пр}$  определяется формулой:

$$P_{шпр} = N_0 \Delta f_{пр}. \quad (1.4)$$

Таким образом, помехи усложняют или вообще исключают возможность выделение полезной составляющей, которая содержится в принятой реализации  $y(t)$ , что приводит, например, в радиолокации к неточному измерению параметров сигналов либо к пропуску реальной или обнаружению несуществующей цели.

### 1.3. Основные характеристики РТС

Характеристики, которые определяют функциональные возможности системы по выполнению поставленных перед ней задач называют *тактическими*.

К основным тактическим характеристикам относят зону действия (рабочая зона), точность измерения координат и параметров движения объектов наблюдения, помехоустойчивость и помехозащищенность, пропускную способность, скрытность, надежность. Характеристики отдельных устройств РТС, которые обеспечивают выполнение требований тактических характеристик принято называть *техническими*. К основным техническими характеристикам антенных устройств РТС относят размер диаграммы направленности, сектор и способ сканирования пространства, коэффициент усиления, эффективную площадь поверхности, шумовую температуру и ширину полосы пропускания. Радиопередающее устройство характеризуют рабочей частотой и ее стабильностью, мощностью излучаемых сигналов и шириной

их спектра (видом модуляции), а приемное устройство - чувствительностью, коэффициентом шума, полосой пропускания, динамическим диапазоном по входу и тому подобное [4].

Область пространства, в которой система выполняет функции, в соответствии с ее назначением с заданными показателями качества, получила название *зоны действия* РТС. Почти всегда одним из параметров, который определяет зону действия, является дальность действия системы.

*Точность измерения* координат и параметров движения объектов наблюдения является важнейшей характеристикой радиолокационных и радионавигационных систем. Точность характеризуется погрешностью измерений параметров сигнала, несущих информацию о координатах или скорости объекта наблюдения, которая представляет собой случайную величину отклонения результата измерения от истинного значения параметра.

В зависимости от причин, порождающих ошибки измерения информативного параметра сигнала, погрешности могут быть методическими и инструментальными. Методические погрешности обусловлены несовершенством метода измерения, а инструментальные - несовершенством измерительной аппаратуры.

По характеру проявления погрешности подразделяются на систематические и случайные. Систематические погрешности являются постоянными или медленно изменяются по определенному закону. Такие погрешности, независимо от числа измерений, имеют одно и то же значение и поэтому их влияние на результат измерения может быть заранее учтено. Случайные погрешности обусловлены большим количеством причин, действующих при каждом отдельном измерении и полностью их устранить не удастся.

На практике считается, что погрешности измерений, согласно центральной предельной теореме, имеют гауссовский закон распределения. При этом основной мерой точности является среднеквадратическое отклонение (СКО) погрешности измерения параметра.

*Помехоустойчивость* определяется основными принципами построения РТС и характеризует её способность выполнять поставленные задачи на фоне внутренних и

внешних естественных помех. Помехоустойчивость определяется отношением сигнала к помехе на входе приемника, при котором погрешность измерения параметра сигнала не превышает допустимой с заданной вероятностью.

*Помехозащищенность* - это способность выполнения РТС заданных функций в условиях действия непреднамеренных и организованных помех. Она достигается применением специальных дополнительных конструктивных решений, которые не нарушают основного принципа построения системы. Ее числовой характеристикой является вероятность выполнения РТС поставленных перед ней задач.

*Пропускная способность* характеризуется количеством объектов, которые могут быть обслужены с заданной вероятностью в рабочей зоне системы.

*Скрытность* системы определяется сложностью выявления ее работы и измерения основных параметров сигнала, излучаемого передающим устройством.

*Надежность* характеризует свойство системы сохранять во времени в установленных пределах значения параметров, которые определяют возможность её функционирования в заданных режимах и условиях применения, хранения и транспортировки.

#### 1.4. Дальность действия РТС

Совокупность технических средств, предназначенных для формирования, излучения и приема радиосигналов называют *радиолинией*. В состав радиолинии, кроме технических средств, также входит среда распространения радиосигналов. В РТС могут использоваться радиолинии различных типов [6]. В РТС первого рода (рис.1.8) передатчик и приемник разнесены в пространстве на некоторое расстояние  $R$ . Передача информации осуществляется из пункта А в пункт В. К РТС первого рода относятся системы радиовещания, радиосвязи, телевидения, радиоразведки, пассивной радиолокации и беззапросные радионавигационные системы. Отметим, что в случае пассивной радиолокации источником излучения радиоволн есть цель.

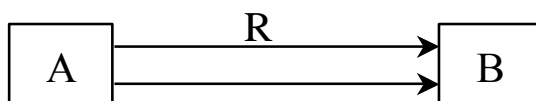


Рис. 1.8. РТС "первого рода"

Основной особенностью РТС второго рода (рис.1.9) является наличие обязательной циркуляции информации в обоих направлениях.

При этом, сообщение из пункта передачи А попадает в конечный пункт В через промежуточные станции ( $A_1, A_2,$ ), которые носят название ретрансляторов. Ретрансляторы принимают сигналы в определенном диапазоне частот, осуществляют их усиление и излучение в определенном направлении. РТС этого рода может и не иметь ретранслятора.

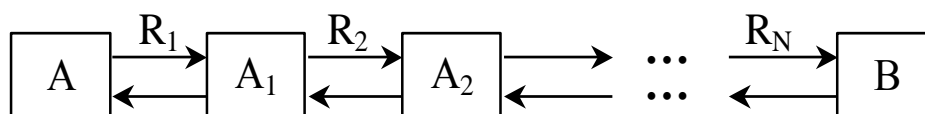


Рис. 1.9. РТС "второго рода"

К этому роду относятся системы радиорелейной связи, системы радиосвязи с активными ретрансляционными спутниками, запросно-ответные радионавигационные системы и РЛС с активным ответом.

В РТС третьего рода (рис. 1.10) излученный радиосигнал отражается от объекта О и поступает через антенну к приемному устройству. К РТС третьего рода прежде всего относятся активные РЛС, работающие по отраженному сигналу.

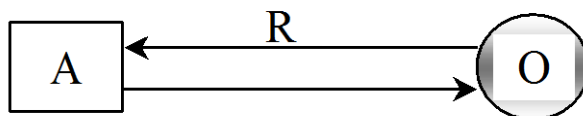


Рис. 1.10. РТС "третьего рода"

Определим дальность действия радиолинии *первого рода*. Будем считать, что передатчик излучает радиоволны длиной  $\lambda$ , мощностью  $P_{изл}$  через антенну с коэффициентом усиления  $G_A$ , а приемная антенна имеет коэффициент усиления  $G_{пр}$ . При этом максимумы диаграмм направленности приемной и передающей антенн совпадают. Тогда плотность потока мощности ( $\Pi$ ) в месте нахождения приемной антенны на расстоянии  $R$  от передающего устройства, определяется

выражением  $\Pi = \frac{P_{изл} G_A}{4\pi R^2}$  [6]. Если эффективная площадь приемной антенны

$A_{эф} = \frac{G_{пр} \lambda^2}{4\pi}$ , то мощность полезного сигнала на входе приемного устройства

определяется согласно выражения:

$$P_c = \Pi A_{эф} = \frac{P_{изл} G_A G_{пр}}{(4\pi R)^2}. \quad (1.5)$$

Из выражения (1.5) можно определить максимальную дальность действия радиолинии первого рода, при которой на входе приемного устройства будет создаваться мощность полезного сигнала равная пороговой чувствительности приемника  $P_c = P_{мин}$ :

$$R_{макс} = \sqrt{\frac{P_{изл} G_A G_{пр} \lambda^2}{(4\pi)^2 P_{мин}}}. \quad (1.6)$$

Выражение (1.6) называют *уравнением радиосвязи*. Это выражение не учитывает уменьшение дальности действия за счет затухания и рассеяния электромагнитных волн в среде распространения.

Радиолинию *второго рода* имеют РТС, которые функционируют в запросно-ответном режиме. При этом по-отдельности, как запросный (з), так и ответный (о) каналы представляют собой радиолинии первого рода. В связи с этим, максимальная дальность действия радиолинии второго рода может быть получена из выражения (1.6) с применением соответствующих индексов:

$$R_{максз(о)} = \sqrt{\frac{P_{излз(о)} G_{Az(о)} G_{прз(о)} \lambda_{з(о)}^2}{(4\pi)^2 P_{минз(о)}}}. \quad (1.7)$$

При этом результирующая дальность действия такой РТС определяется каналом с меньшей дальностью действия и поэтому целесообразно обеспечить одинаковую дальность действия каналов запроса и ответа. Это условие не требует, чтобы параметры каналов запроса и ответа были одинаковы. Так, для запросно-ответной РНС (рис. 1.3), когда запросчик находится на борту самолёта, а ответчик-радиомаяк



на поверхности Земли, где нет жестких ограничений на размеры антенных систем и энергопотребления, радиомаяк может иметь антенну большего размера, более мощный передатчик и более чувствительный приемник. При этом необходимая дальность действия канала запроса может быть достигнута за счет увеличения коэффициента усиления приемной антенны радиомаяка, а также высокой чувствительности приемника, а необходимая дальность действия канала ответа - за счет большого коэффициента усиления передающей антенны и увеличения мощности передающего устройства радиомаяка.

Определим дальность действия РТС *третьего рода*. Пусть передающее устройство РЛС формирует сигнал мощностью  $P_{изл}$  с длиной волны  $\lambda$ , который через антенну с коэффициентом усиления  $G_A$  излучается в пространство (рис. 1.1). Тогда у цели на расстоянии  $R_{ц}$  создается плотность потока мощности:

$$P_{ц} = \frac{P_{изл} G_A}{4\pi R_{ц}^2} F_{пер}^2(\theta_{ц}),$$

где  $F_{пер}^2(\theta_{ц})$  - значение диаграммы направленности передающей антенны РЛС в направлении на цель.

Поток мощности  $P_{ц}$  падает на поверхность цели, которая становится источником вторичного излучения с мощностью

$$P_1 = P_{ц} \sigma_{ц} = \frac{P_{изл} G_A \sigma_{ц}}{4\pi R_{ц}^2} F_{пер}^2(\theta_{ц}),$$

где  $\sigma_{ц}$  - эффективная поверхность рассеяния цели.

Как известно, *эффективной поверхностью рассеяния* (ЭПР) цели называют площадь поперечного сечения фиктивного тела, которое рассеивает всю падающую на него мощность изотропно, то есть равномерно во всех направлениях, и при этом создаёт в месте расположения антенны приемного устройства такую же плотность потока мощности, как и реальная цель [2]. Поэтому цель в точке расположения антенны приемного устройства создаёт плотность потока мощности  $P_2 = \frac{P_1 \sigma_{ц}}{4\pi R_{ц}^2}$ . Тогда

мощность сигнала на входе приемника РЛС определяется как

$$P_{np} = \Pi_2 A_{ef} \gamma_c F_{np}^2(\theta_{\psi}) = \frac{P_{изл} G_A \sigma_{\psi} A_{ef} \gamma_c}{(4\pi R_{\psi}^2)^2} F_{nep}^2(\theta_{\psi}) F_{np}^2(\theta_{\psi}),$$

где  $\gamma_c$  – коэффициент поляризационных потерь;

$F_{np}^2(\theta_{\psi})$  – значение диаграммы направленности приемной антенны РЛС в направлении на цель.

Если считать, что поляризационные потери отсутствуют, а цель находится в направлении максимума диаграммы направленности антенны РЛС, то максимальная дальность ( $R_{\psi} = R_{\max}$ ), при которой мощность сигнала на входе приемного устройства РЛС соответствует пороговой чувствительности приемника, находится из выражения:

$$R_{\max} = 4 \sqrt{\frac{P_{изл} G_A G_{np} \lambda^2 \sigma_{\psi}}{(4\pi)^3 P_{\min}}}. \quad (1.8)$$

Пороговое значение для простого радиосигнала находится по выражению [6]:

$$P_{\min} = \gamma P_{пред}, \quad (1.9)$$

где  $\gamma = \frac{1}{2} q_{\min}^2$  – коэффициент различимости, который определяется минимальным отношением сигнал/шум  $q_{\min}$ , при котором обеспечиваются требуемые показатели качества решаемых задач;

$P_{пред}$  – минимальная мощность принимаемых сигналов, при которой на выходе линейной части приемника отношение сигнал/шум равно единице (предельная чувствительность приемника).

Значение предельной чувствительности приемника может быть рассчитано согласно выражению (1.4). Выражение для максимальной дальности действия РЛС можно преобразовать, учитывая то, что полоса пропускания приемника простого радиосигнала длительностью  $\tau_c$  может быть определена как  $\Delta f_{np} \approx 1/\tau_c$ :

$$R_{\max} = 4 \sqrt{\frac{2E_c G_A G_{np} \sigma_{\alpha} \lambda^2}{(4\pi)^3 q_{\min}^2 \alpha_{\epsilon} N_o}}, \quad (1.10)$$

где  $E_c = P_{\text{изл}} \tau_c$  - энергия излучаемого радиосигнала;

$\alpha_{\epsilon}$  - коэффициент потерь, который учитывает возможное затухание сигнала в антенно-фидерном тракте, несогласованность амплитудно-частотной характеристики приемника со спектром полезного сигнала и др;

Выражение (1.10) называют *основным уравнением радиолокации* или уравнением дальности РЛС в свободном пространстве, поскольку в данном уравнении не учитывается влияние поверхности и атмосферы Земли на распространение радиоволн [17].

### 1.5. Методы определения местоположения объектов наблюдения

Для привязки РТС на местности и решении навигационных задач перемещения объекта по определенной траектории широко используется географическая система координат (СК), в которой Земля представлена сферой, радиус которой равен  $R_3 = 6371110$  м.

Примером географической СК является относительная геоцентрическая полярная СК (рис.1.11). Центр этой СК расположен в центре Земли, а положение объектов определяется долготой (L), широтой (B) и высотой ( $R_{\text{ОН}}$ ). Географической

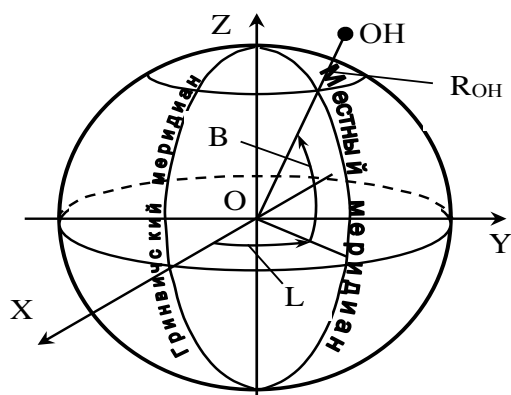


Рис. 1.11. Геоцентрическая СК

долготой называется двугранный угол между плоскостями Гринвичского и местного меридианов, который отсчитывается в плоскости экватора. Линии параллелей и меридианов образуют картографическую сетку координатной привязки. Высота определяется длиной радиус-вектора ОН. Для описания перемещения объекта

относительно точки на поверхности Земли используют топоцентрическую

прямоугольную и сферическую системы координат (рис. 1.12). Центр топоцентрической СК расположен на поверхности Земли. В прямоугольной СК ось  $O_T Y_T$  перпендикулярна к плоскости местного горизонта (ПМГ) и проходит через центр Земли. Оси  $O_T X_T$  и  $O_T Z_T$  расположены в ПМГ так, чтобы образовалась правая тройка векторов. Угол между направлениями на Северный полюс Земли  $N$  и осью  $O_T X_T$ , отсчитываемый по часовой стрелке, называют азимутом. Положение  $OH$  в данной СК характеризуется координатами  $X_{OH}$ ,  $Y_{OH}$ ,  $Z_{OH}$  [5,10].

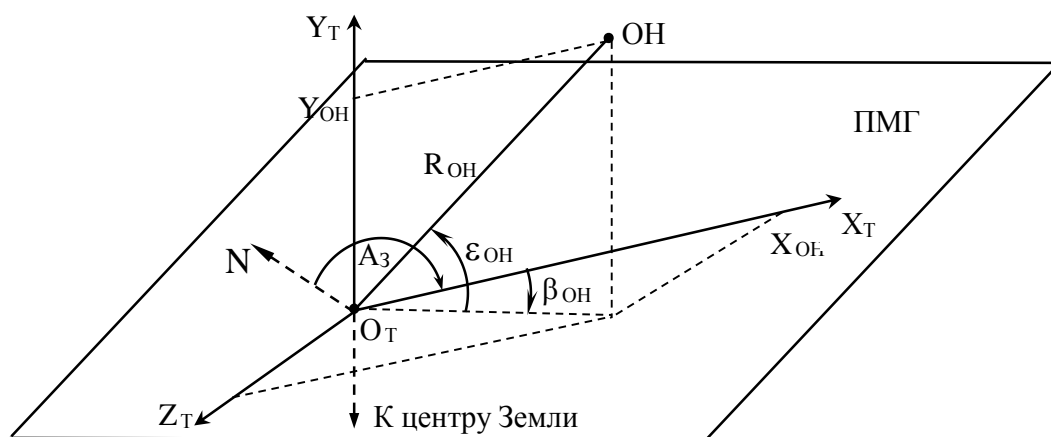


Рис. 1.12. Топоцентрическая система координат

Топоцентрическая сферическая СК привязывается к прямоугольной. В ней положение  $OH$  характеризуется сферическими координатами  $\beta_{OH}$ ,  $\epsilon_{OH}$ ,  $R_{OH}$ . Азимут  $\beta_{OH}$  - это угол, который отсчитывается от оси  $O_T X_T$  в направлении проекции радиуса - вектора  $OH$  на ПМГ по часовой стрелке. Угол места  $\epsilon_{OH}$  определяется как угол между проекцией радиуса - вектора  $OH$  на ПМГ и радиусом - вектором  $OH$ . Наклонная дальность  $R_{OH}$  определяется как модуль радиуса - вектора  $OH$ . Связь между координатами  $OH$  в прямоугольной и сферической системе координат можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} X_{OH} &= R_{OH} \cos \epsilon_{OH} \cos \beta_{OH} \\ Y_{OH} &= R_{OH} \sin \epsilon_{OH} \\ Z_{OH} &= R_{OH} \cos \epsilon_{OH} \sin \beta_{OH}. \end{aligned} \right\}$$

Проекцию траектории полета  $OH$  на земную поверхность называют *линией пути*. Траектория состоит из совокупности точек, в которых последовательно должен

находиться объект. Точку, в которой находится движущийся объект, называют его *местоположением* [9].

Геометрическую величину или ее производную по времени, которая используется для определения местоположения (МП) и скорости объектов, называют *радионавигационным параметром* (РНП). В качестве РНП используется расстояние, сумма или разница расстояний, угол или скорость. Геометрическое место точек, соответствующих одному и тому же значению РНП в пространстве, называется *поверхностью*, а на плоскости - *линией положения*. Совокупность радиоэлектронной аппаратуры, позволяющей определить РНП, называют *радионавигационным устройством*.

Методы определения местоположения объектов разделяют на обзорно-сравнительные, счисления пути и позиционные. Обзорно-сравнительные методы основаны на определении структуры любого физического поля, характерного для данной местности, и сравнении параметров этого поля с параметрами, которые были введены в запоминающее устройство на борту объекта. Основным преимуществом данных методов является их автономность, а недостатком - невозможность определения местоположения при плохих метеоусловиях в случае использования видеоизображений местности или отсутствии ориентиров на местности.

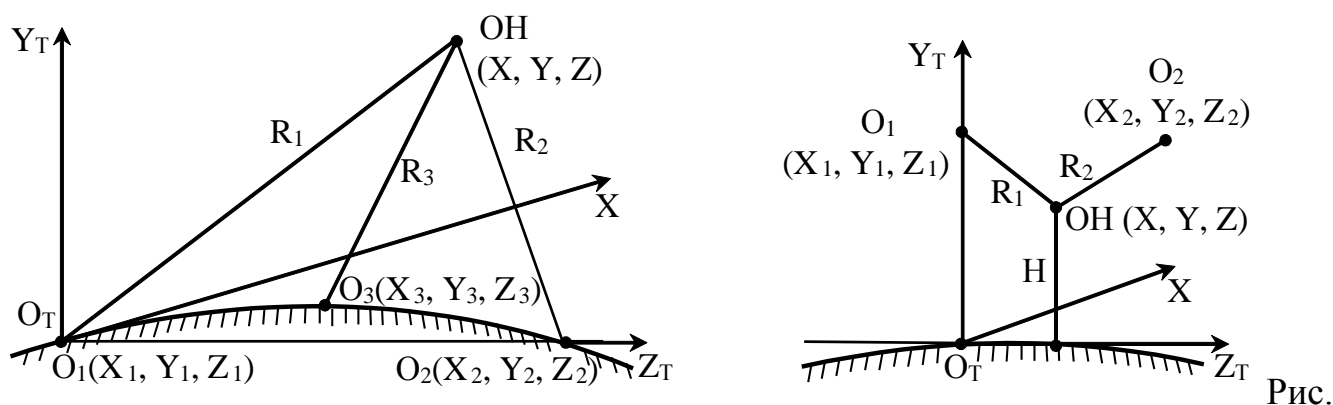
Метод счисления пути для определения местоположения определяет путь, который пройден ОН относительно известного начального положения. При этом пройденный путь исчисляется двукратным интегрированием по времени ускорения или однократным скорости объекта. Преимуществами метода являются автономность, независимость от метеоусловий и ориентиров. К недостаткам можно отнести накопление ошибок определения местоположения ОН во времени.

Позиционные методы определяют местоположение ОН в пространстве как точку пересечения трех поверхностей положения (на плоскости – двух линий положения), каждая из которых соответствует определенному значению РНП, измеренного относительно точки с известными координатами. К преимуществам позиционных методов можно отнести то, что для определения МП не нужно знать путь, который прошел ОН до этого, а к недостаткам - неавтономность, связанную с

возможностью определения координат только в пределах рабочей зоны. Рассмотрим более детально позиционные методы определения местоположения, которые нашли широкое применение в РЛС и РНС.

### 1.6. Позиционные методы определения местоположения объектов наблюдения

*Дальномерный метод* основан на измерении трёх дальностей  $R_i$  от ОН до трех точек с известными координатами  $X_i, Y_i, Z_i, i = \overline{1,3}$  в пространстве, или до двух - на плоскости (рис. 1.13). В радионавигации как третья дальность может быть использована высота полета  $H$ .



1.13. Дальномерный метод

Координаты ОН в прямоугольной системе координат определяются как результат решения системы из трех уравнений:

$$R_i = \sqrt{(X_i - X)^2 + (Y_i - Y)^2 + (Z_i - Z)^2}, \quad i = \overline{1,3}.$$

Поверхности положения представляют собой три сферы радиусом  $R_i$  с центрами в опорных точках  $O_i$ . Линии положения на плоскости - окружности (рис. 1.14). Как опорные точки используются РЛС или РМ, которые могут находиться как на поверхности Земли, так и на подвижных объектах. Расстояние между опорными точками называется базой  $d$ . Сущность радиотехнического метода измерения расстояния между точками заключается в измерении времени запаздывания сигналов между этими точками. По измеренному времени запаздывания и известной скорости распространения радиоволн определяется неизвестное расстояние.

Преимуществом данного метода является высокая точность определения местоположения, которая не зависит от расстояний до опорных точек. Беззапросный

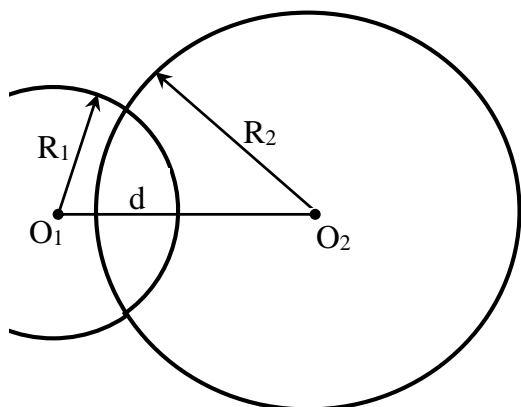


Рис. 1.14. Линии положения дальномерного метода

метод измерения дальности в радионавигации обеспечивает высокую скрытность, поскольку бортовое оборудование ОН работает только на прием сигнала от радиомаяка. При этом наблюдается неограниченная пропускная способность системы и достаточно большая дальность, определяемая мощностью передатчика РМ.

При беззапросном методе погрешность измерения дальности значительно зависит от синхронности работы и относительной нестабильности частот бортового и наземных опорных генераторов. С увеличением расхождения частот генераторов растет также и ошибка измерения дальности. Для уменьшения этой ошибки проводится их периодическая синхронизация, а относительная нестабильность частот опорных генераторов составляет  $10^{-9}$ - $10^{-10}$ . Неизвестное время рассинхронизации бортового и наземных опорных генераторов приводит к необходимости получения не менее четырех измерений дальности до РНТ для оценки неизвестных координат ОН. Получаемые в этом случае измерения дальности называют *квазидальностями*.

Запросный метод определения дальности имеет ограниченную пропускную способность, а дальность действия существенно зависит от мощности бортового передатчика. Ошибка измерения дальности запросным методом зависит от кратковременной нестабильности частоты лишь бортового опорного генератора, которая в данном случае может быть порядка  $10^{-5}$ . Кроме того, как видно из рис. 1.14, линии положения пересекаются в двух точках, каждая из которых может соответствовать местоположению ОН. Устранение неоднозначности местоположения возможно с использованием априорной информации о местоположении ОН либо получения измерений дальности относительно

дополнительных опорных точек. При использовании *разностно-дальномерного* метода проводится измерение РНП в виде разности дальностей от ОН до трёх опорных точек. Известно, что геометрическое место точек, разность расстояний которых до двух заданных точек (фокусов) является величиной постоянной, представляет собой гиперболу. Линии положения разностно-дальномерного метода представляют собой гиперболы с фокусами в точках расположения приемных пунктов, а поверхности положения - гиперболоид вращения. Поэтому разностно-дальномерный метод называют также *гиперболическим*. При этом местоположение ОН на плоскости определяется как точка пересечения гипербол (рис.1.15). Местоположение ОН в пространстве определяется как точка пересечения трёх гиперболоидов вращения. Для этого достаточно иметь три передающие радиостанции. На ОН находится специальное устройство, которое осуществляет прием этих сигналов и производит измерение разности времён запаздывания сигналов от опорных станций. Измеренные разности времен запаздывания пропорциональны разности расстояний. Если координаты передающих станций  $(X_i, Y_i, Z_i, i = \overline{1,3})$  известны, то координаты ОН  $(X, Y, Z)$  могут быть определены из системы трёх уравнений:

$$\Delta R_{ij} = \sqrt{(X_i - X)^2 + (Y_i - Y)^2 + (Z_i - Z)^2} - \sqrt{(X_j - X)^2 + (Y_j - Y)^2 + (Z_j - Z)^2}, j = \overline{1,3}.$$

Рассмотрим возможность определения координат  $\beta_{ОН}$  и  $R_{ОН}$  объекта на плоскости

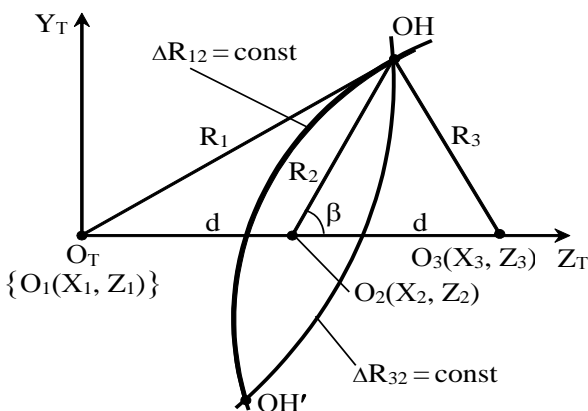


Рис. 1.15. Гиперболический метод

относительно опорной точки  $O_2$ , для плоскостного случая, когда РНТ расположены на одной прямой (рис. 1.15). Будем считать, что проводится измерение разниц дальностей:  $\Delta R_{12} = R_1 - R_2$ ,  $\Delta R_{32} = R_3 - R_2$ . Применив теорему косинусов, можно показать, что

$$R_1^2 = d^2 + R_2^2 + 2dR_2 \cos \beta,$$

$$R_3^2 = d^2 + R_2^2 - 2dR_2 \cos \beta.$$



Преобразуем эту систему к следующему виду:

$$\left. \begin{aligned} R_1^2 + R_3^2 &= 2(d^2 + R_2^2); \\ R_1^2 - R_3^2 &= 4dR_2 \cos \beta. \end{aligned} \right\}$$

Из полученной системы уравнений выразим искомые координаты  $\beta_{ОН} = \beta$  и  $R_{ОН} = R_2$ :

$$\left. \begin{aligned} R_{он} &= \frac{2d^2 - \Delta R_{12}^2 - \Delta R_{32}^2}{2(\Delta R_{12} + \Delta R_{32})}; \\ \beta_{он} &= \arccos \frac{\Delta R_{12}(d^2 - \Delta R_{32}^2) - \Delta R_{32}(d^2 - \Delta R_{12}^2)}{d(2d^2 - \Delta R_{12}^2 - \Delta R_{32}^2)}. \end{aligned} \right\}$$

Таким образом, для определения координат объекта на плоскости достаточно иметь три опорные точки, которые образуют две базы. Как видно из рис.1.15, при расположении РНТ на одной прямой, имеет место неоднозначность определения местоположения ОН. Поэтому при построении РНС базы размещают под некоторым углом, что дает возможность устранить неоднозначность, либо используют дополнительные опорные точки.

К преимуществам метода можно отнести возможность использования ненаправленных антенн. Отметим также, что определение разницы дальностей беззапросным методом не требует размещения на борту ОН передающего устройства. Это обеспечивает высокую скрытность определения РНП и позволяет наземным станциям обслуживать неограниченное количество ОН, которые находятся в пределах дальности их действия. Точность оценки местоположения ОН разностно-дальномерным методом несколько ниже чем у РНС, использующей дальномерный метод.

*Угломерный (триангуляционный) метод* основан на измерении угловых направлений на ОН относительно двух разнесенных между собой опорных точек для плоскости и трех - для пространства. Линией положения для углов на плоскости являются прямые, в пространстве: плоскости - для азимутов и конусы - для углов места. Для определения пространственных координат ОН достаточно измерять азимуты  $\beta_1$  и  $\beta_2$  в двух плоскостях и угол места  $\varepsilon$  - в одной (рис. 1.16). Определение местоположения ОН на плоскости в сферической системе координат, при измерении азимутов  $\beta_1 = \beta_{ОН}$  и  $\beta_2$  в двух плоскостях и угла места  $\varepsilon_1 = \varepsilon_{ОН}$  - в одной, будет возможно, если по данным измерениям будет найдено выражение для определения дальности

$R_1=R_{OH}$  относительно опорной точки  $O_1$ . В соответствии с рис.1.16, очевидно, что:

$$R_1 \cos \varepsilon_1 \cos \beta_1 + R_2 \cos \varepsilon_2 \cos(180^\circ - \beta_2) = d_1 + d_2 = d;$$

$$h = R_1 \cos \varepsilon_1 \sin \beta_1 = R_2 \cos \varepsilon_2 \sin(180^\circ - \beta_2).$$

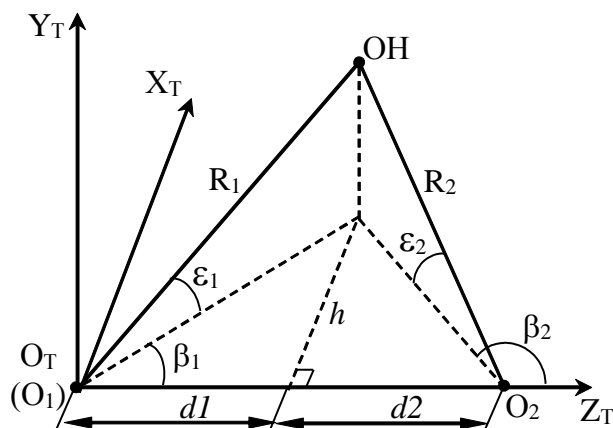


Рис. 1.16. Угломерный метод

Если выразить из второго уравнения  $R_2 \cos \varepsilon_2$  через  $R_1$ ,  $\varepsilon_1$ ,  $\beta_1$  и подставить в первое уравнение, то получим:

$$R_{oc} = \frac{d}{\cos \varepsilon_1 (\cos \beta_1 - \sin \beta_1 \operatorname{ctg} \beta_2)}.$$

Отметим, что местоположение  $OH$  может быть также определено по результатам измерений азимута  $\beta$  - в одной из РНТ и двух углов места  $\varepsilon_1$  и  $\varepsilon_2$ .

Преимуществами угломерного метода является возможность независимого измерения РНП в каждой из опорных точек. Однако неодновременность пеленгации может привести к ошибкам определения местоположения  $OH$ . Основным недостатком метода есть то, что угловые направления измеряются с точностью худшей чем дальность, а при увеличении дальности до  $OH$  линейные ошибки измерений угловой координаты увеличиваются. При удалении от опорной точки, увеличивается и область возможного местонахождения  $OH$ . Поэтому данный метод нашел применение, в основном, в системах ближней радионавигации, где небольшие дальности, а значит, и достаточно точные измерения координат.

В радионавигации существует два варианта построения угломерных систем: радиопеленгаторный и радиомаячный. В *радиопеленгаторной* системе направленную

антенну имеет радиопеленгатор, а у радиомаяка антенна ненаправленная. Радиопеленгатор представляет собой радиоприемное устройство, которое предназначено для измерения направления прихода радиоволн. В радиомаячной системе направленная антенна размещается на РМ, а ненаправленная - на радиопеленгаторе.

Другие методы определения местоположения ОН являются комбинацией рассмотренных выше. Так в радиолокации широкое распространение нашел угломерно - дальномерный метод, который для определения положения объекта в пространстве использует измерения дальности и двух угловых координат относительно РЛС.

### **1.7. Точность определения координат объектов наблюдения позиционными методами**

Местоположение ОН позиционными методами определяется как точка пересечения двух или более линий положения. Погрешности определения каждой линии положения, приводят к тому, что измеренное МП объекта отличается от настоящего.

Погрешность определения линии положения любого позиционного метода оценивается отрезком нормали  $\ell$  между линиями (поверхностями) положения, которые соответствуют истинному и измеренному значения РНП.

Уравнение РНП в прямоугольной СК будет иметь вид:  $p = p(x, y, z)$  - в пространстве и  $p = p(x, z)$  - на плоскости. Погрешность измерения РНП  $\Delta p$  связана с погрешностью фиксации поверхностей (линий) положения  $\Delta \ell$  и модулем градиента  $g = |\text{grad} p| = |\partial p / \partial \ell|$  выражением [8]

$$\Delta \ell = \frac{\Delta p}{g}. \quad (1.11)$$

Уравнение (1.11) показывает, что с повышением точности измерений и увеличением модуля градиента повышается точность определения МП. Для аналитически заданных функций  $p(x, y, z)$  и  $p(x, y)$ , которые в пределах рабочих зон непрерывны и дифференцируемы, модуль градиента определяется выражением

$$g = \sqrt{\left(\frac{\partial p}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial p}{\partial y}\right)^2 + \left(\frac{\partial p}{\partial z}\right)^2} \quad (1.12)$$

для поверхности положения и выражением

$$g = \sqrt{\left(\frac{\partial p}{\partial y}\right)^2 + \left(\frac{\partial p}{\partial z}\right)^2} \quad (1.13)$$

для линии положения.

В качестве РНП в *дальномерных системах* выступает дальность, а линии положения имеют форму окружностей радиусом  $R$  (рис. 1.17).

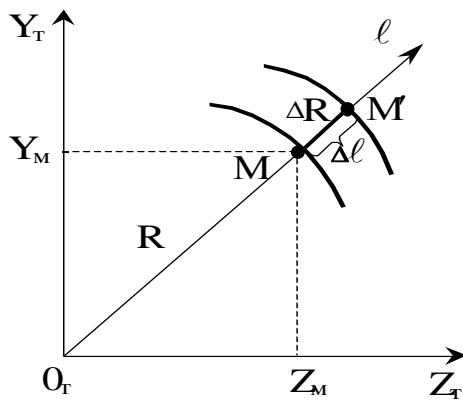


Рис. 1.17. Погрешность определения линии положения дальномерным методом

При этом РМ расположен в точке  $O_T$ , а ОН - в точке  $M$ . Найдем СКО погрешности определения линии положения  $\sigma_\ell$  при погрешности измерения дальности  $\Delta R$ . В сферической местной СК

$$R = \sqrt{Y_M^2 + Z_M^2}, p = R. \quad (1.14)$$

Согласно выражению (1.13) градиент будет определяться как  $g_R = \text{grad } R = 1$  и  $\Delta \ell = \Delta R$ .

Тогда СКО погрешности определения линии

положения  $\sigma_\ell$  будет связано с СКО погрешности измерения РНП  $\sigma_R$  следующим выражением:

$$\sigma_\ell = \sigma_R. \quad (1.15)$$

В *угломерных РНС* измеряемым РНП является угловое направление  $\theta$  (рис.1.18), а погрешность его измерения  $\Delta\theta$ . Линией положение будет прямая  $O_T M$ . Найдем СКО погрешности определения линии положения  $\sigma_\ell$ . При  $P = \theta = \arctg(Z_M/Y_M)$ , с учетом выражения (1.13), получаем

$$g_\theta = |\text{grad } \theta| = \frac{1}{\sqrt{Z_M^2 + Y_M^2}} = \frac{1}{R}. \quad (1.16)$$

Тогда, в соответствии с (1.11)

$$\Delta l = \frac{\Delta \theta}{\xi \theta} = R \Delta \theta \quad (1.17)$$

и, соответственно,

$$\sigma_l = R \sigma_\theta. \quad (1.18)$$

Из (1.18) следует, что в угломерной РНС СКО погрешности определения линии положения  $\sigma_l$ , при постоянном значении  $\sigma_\theta$ , пропорционально дальности  $R$  до ОН.

*Разностно-дальномерные* РНС измеряют разницу расстояний  $p=R_A-R_B=R_p$  (рис. 1.19) от ОН до двух опорных точек  $A$  и  $B$  с базой между ними  $d$ . Здесь линия положения - гипербола, а  $\Psi$  - угол, под которым из точки  $M$ , в которой расположен объект, видна база.

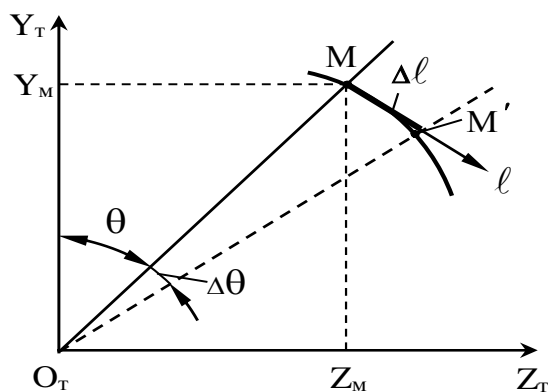


Рис. 1.18. Погрешность определения линии положения угломерным методом

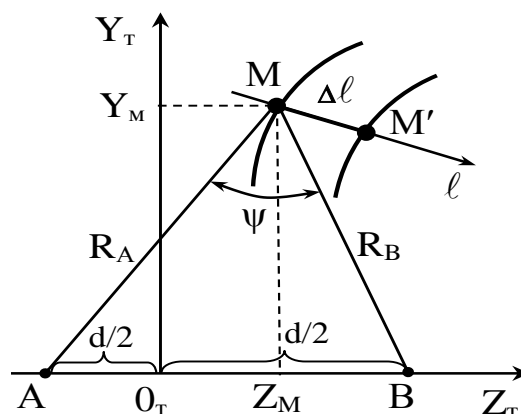


Рис.1.19. Линии положения разностно-дальномерного метода

Из геометрии рис. 1.19 получим выражение

$$R_p = \underbrace{\sqrt{(Z_M + d/2)^2 + Y_M^2}}_{R_A} - \underbrace{\sqrt{(d/2 - Z_M)^2 + Y_M^2}}_{R_B}. \quad (1.19)$$

Тогда, с учетом выражения (1.13), имеем

$$|\text{grad } R_p| = \sqrt{2 \left( 1 - \frac{Z_M^2 + Y_M^2 - d^2/4}{R_A R_B} \right)} = \sqrt{2 \left( 1 - \frac{R_A^2 + R_B^2 - d^2}{2R_A R_B} \right)}. \quad (1.20)$$

Согласно теоремы косинусов  $R_A^2 + R_B^2 - d^2 = 2R_A R_B \cos \psi$ , поэтому выражение (1.20) преобразуется к виду:

$$|\text{grad } R_p| = \sqrt{2(1 - \cos \psi)} = 2 \sin(0,5\psi). \quad (1.21)$$

Тогда линейное смещение линии положения, связанное с погрешностью измерения разности расстояний  $R_p$ , согласно (1.11):

$$\Delta \ell = \frac{\Delta R_p}{2 \sin(0,5\psi)}. \quad (1.22)$$

Из выражения (1.22) СКО погрешности определения линии положения определяется соотношением:

$$\sigma_l = \frac{\sigma_{R_p}}{2 \sin(0,5\psi)}, \quad (1.23)$$

а с учетом того, что  $\sigma_{R_p} = C\sigma_\tau$ , получим:

$$\sigma_l = \frac{C\sigma_\tau}{2 \sin(0,5\psi)}. \quad (1.24)$$

Из анализа выражения (1.24) следует, что в разностно-дальномерных РНС СКО погрешности определения линии положения  $\sigma_l$  зависит от ошибки измерения времени задержки  $\sigma_\tau$  и угла  $\psi$ . Максимальная точность определения линии положения  $\sigma_l = C\sigma_\tau/2$  достигается при  $\psi = \pi$ , то есть, когда объект находится непосредственно над базой системы. Для одного и того же удаления ОН от центра базы погрешность  $\sigma_l$  тем меньше, чем больше база системы. Поэтому радиомаяки необходимо размещать таким образом, чтобы в рабочей зоне системы угол  $\psi$  был по возможности больше.

Предположим, что ОН находится в точке М пересечения двух линий положения АВ и CD (рис. 1.20). Погрешности определения линий положения приводят к тому, что измеренное местоположение объекта М', которое определяется пересечением линий положения А'В' и С'D' отличается от настоящего. Линии положения АВ и CD пересекаются под углом  $\alpha_m$ . Точки М и М' смещены друг относительно друга на расстояние  $r$ , которая называется радиальной ошибкой. Это значит, что *радиальная ошибка* определяется кратчайшим расстоянием между настоящим положением объекта и тем, которое определено по результатам измерений. Величины  $\Delta \ell_1$  и  $\Delta \ell_2$  представляют собой погрешности определения линий положения АВ и CD. Как следует из рис. 1.20,

$$r_1 = \frac{\Delta l_1}{\sin \alpha_m} \text{ и } r_2 = \frac{\Delta l_2}{\sin \alpha_m}.$$

По теореме косинусов находим, что

$$r^2 = r_1^2 + r_2^2 + 2r_1r_2 \cos \alpha_m. \quad (1.25)$$

Тогда радиальная ошибка определения местоположения объекта будет определяться выражением:

$$r = \frac{\sqrt{\Delta l_1^2 + \Delta l_2^2 + 2\Delta l_1\Delta l_2 \cos \alpha_m}}{\sin \alpha_m}. \quad (1.26)$$

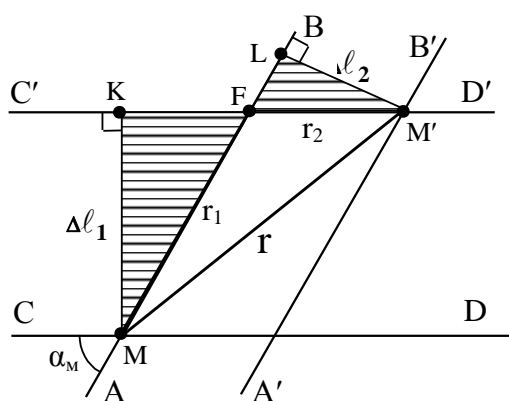


Рис. 1.20. Радиальная ошибка определения местоположения следующим образом:

$$\sigma_r = \frac{\sqrt{\sigma_{l_2}^2 + \sigma_{l_1}^2}}{\sin \alpha_m}. \quad (1.27)$$

Анализ выражения (1.27) показывает, что максимальная точность определения МП объекта наблюдается при угле пересечения линий положения  $\alpha_m = 90^\circ$ .

Предположим, что случайные погрешности определения линий положения  $\Delta l_1$  и  $\Delta l_2$  взаимно независимы, а их плотности распределения вероятностей подчиняются нормальному закону и имеют следующий вид [8,19]:

$$\omega(\Delta l_1) = \frac{1}{\sigma_{l_1} \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{\Delta l_1^2}{2\sigma_{l_1}^2}\right], \quad \omega(\Delta l_2) = \frac{1}{\sigma_{l_2} \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{\Delta l_2^2}{2\sigma_{l_2}^2}\right].$$

Совместная плотность распределения вероятностей ошибок  $\Delta l_1$  и  $\Delta l_2$  при

В связи со случайностью погрешностей  $\Delta l_1$  и  $\Delta l_2$  при переходе к СКО выражение для радиальной ошибки определения МП будет

$$\text{иметь вид: } \sigma_r = \frac{\sqrt{\sigma_{l_2}^2 + \sigma_{l_1}^2 + 2\sigma_{l_1}\sigma_{l_2}\rho \cos \alpha_m}}{\sin \alpha_m}.$$

При независимых измерениях линий АВ и CD коэффициент взаимной корреляции  $\rho=0$  и СКО радиальной ошибки определения МП объекта можно определить

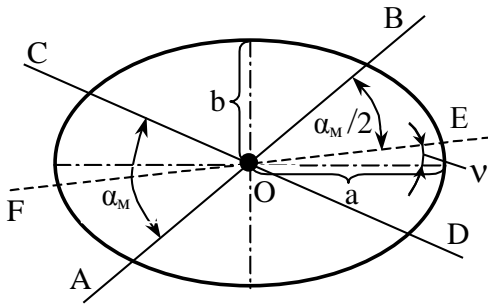
независимых измерениях выразится как

$$\omega(\Delta\ell_1, \Delta\ell_2) = \omega(\Delta\ell_1) \omega(\Delta\ell_2) = \frac{1}{2\pi\sigma_{\ell_1}\sigma_{\ell_2}} \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta\ell_1^2}{\sigma_{\ell_1}^2} + \frac{\Delta\ell_2^2}{\sigma_{\ell_2}^2}\right)\right\}.$$

Если показатель под экспонентой приравнять постоянному числу  $C_1$ , то получим

уравнение эллипса  $C_1^2 = \frac{\Delta\ell_1^2}{\sigma_{\ell_1}^2} + \frac{\Delta\ell_2^2}{\sigma_{\ell_2}^2}$ , в центре которого находится истинное положение

объекта. Этот эллипс, который называют *эллипсом ошибок*, представляет собой область, в пределах которой с заданной вероятностью может находиться рассчитанное значения МП (рис. 1.21). Линия FE представляет биссектрису угла  $\alpha_M$ .



Определим размер полуосей эллипса ошибок. Большая полуось эллипса отклонена от линии EF на угол  $\nu$ , который определяется соотношением [8]

$$\operatorname{tg} 2\nu = \frac{\sigma_{\ell_1}^2 - \sigma_{\ell_2}^2}{\sigma_{\ell_1}^2 + \sigma_{\ell_2}^2} \operatorname{tg} \alpha_M.$$

Рис. 1.21. Эллипс ошибок МП

Если  $\sigma_{\ell_1} = \sigma_{\ell_2} = \sigma_\ell$ , то большая полуось эллипса совпадает с линией EF, то есть  $\nu = 0$ , а размер полуосей определяется из выражений:

$$a = \sigma_\ell C_1 \sqrt{\frac{1}{1 - \cos \alpha_M}}; \quad b = \sigma_\ell C_1 \sqrt{\frac{1}{1 + \cos \alpha_M}}. \quad (1.29)$$

Постоянная  $C_1$  зависит от вероятности  $P_M$  попадания рассчитанного значения МП объекта в область, которая ограничена размерами эллипса:

$$C_1 = \sqrt{-2 \ln(1 - P_M)}. \quad (1.30)$$

Из анализа выражения (1.29) следует, что при  $\alpha_M = \pi/2$ , эллипс превращается в круг, так как,  $a=b=\sigma_\ell C_1$ .

Таким образом, используя выражения (1.29) и (1.30), можно определить размеры области, в пределах которой рассчитанное значение МП объекта не будет отклоняться от истинного с заданной вероятностью  $P_M$ .



### 1.8. Рабочие зоны радионавигационных систем

Предположим, что *дальномерная* РНС содержит два радиомаяка, которые расположены в т. А и В, а база РНС равна  $d$  (рис.1.22). Для измерения дальности до объекта, который находится в точке М, используется запросно- ответный метод. При одинаковой точности измерения дальности относительно каждого радиомаяка, СКО ошибки определения линии положения согласно (1.15),  $\sigma_{\ell_A} = \sigma_{\ell_B} = \sigma_R = \frac{C\sigma_\tau}{2}$ . Тогда, согласно (1.27), СКО радиальной ошибки определения МП, будет определяться выражением:

$$\sigma_{r_d} = \frac{\sigma_R \sqrt{2}}{\sin \alpha_M} = \frac{C\sigma_\tau \sqrt{2}}{2 \sin \alpha_M}. \quad (1.31)$$

Из выражения (1.31) следует, что рабочая зона дальномерной РНС определяется

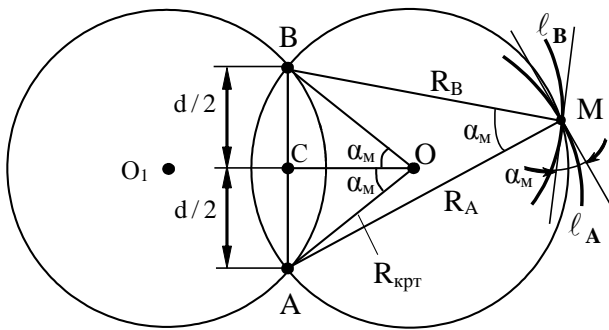


Рис. 1.22. Рабочая зона дальномерной РНС

областью, в пределах которой выполняется

условие  $\sin \alpha_M = \frac{\sqrt{2}\sigma_R}{\sigma_{r_d}} = const$ . Кривая равной

точности, в каждой точке которой угол между направлением на ответчики, является постоянной величиной, представляет собой

окружность радиусом  $R_{крт} = \frac{d}{2 \sin \alpha_M}$ . Через

точки А и В можно провести вторую окружность равной точности. База  $d$  является хордой этих окружностей, а центральный угол, опирающийся на базу, равен  $2\alpha_M$ . Рабочая зона расположена по обе стороны от базы. В пределах рабочей зоны, ограниченной этими окружностями, погрешность определения МП объекта не превышает допустимую. Из выражения (1.31) следует, что минимальное значения СКО радиальной ошибки  $\sigma_{r_{д min}} = \sqrt{2}\sigma_R$  достигается при  $\alpha_M = \pi/2$ . При приближении ( $\alpha_M > \pi/2$ ) или удалении ( $\alpha_M < \pi/2$ ) от базы СКО радиальной ошибки  $\sigma_{r_d}$  увеличивается. Для увеличения размера рабочей зоны дальномерной РНС необходимо увеличивать размер базы. При этом рабочая зона ограничивается только дальностью действия

радиодальномеров ОН. Повышение требований к точности определения МП, при неизменной точности измерений дальности, уменьшает размеры рабочей зоны.

Рассмотрим построение рабочей зоны для *угломерной* РНС с базой  $d$  и двумя наземными радиомаяками, которые расположены в т. А и В и удалены от ОН, находящегося в т. М, на расстояние  $R_1$  и  $R_2$  (рис. 1.23). Относительно каждого РМ измеряется истинный азимут  $\beta_1$ , и  $\beta_2$ , соответственно. При одинаковой точности измерения углового направления относительно каждого радиомаяка, СКО ошибки определения линии положения  $\sigma_{\beta_1} = \sigma_{\beta_2} = \sigma_{\theta}$ . Линии положения пересекаются под углом  $\alpha_M$ . Согласно выражению (1.27), при условии, что  $\sigma_{\ell_1} = R_1\sigma_{\beta_1}$  и  $\sigma_{\ell_2} = R_2\sigma_{\beta_2}$ ,

получим  $\sigma_{r_{\theta}} = \frac{\sigma_{\theta} \sqrt{R_1^2 + R_2^2}}{\sin \alpha_M} = kd\sigma_{\theta}^{\circ}$ . Здесь  $k = \frac{0,01745}{\sin \alpha_M} \sqrt{\left(\frac{R_1}{d}\right)^2 + \left(\frac{R_2}{d}\right)^2}$ , а  $\sigma_{\theta}^{\circ}$  - ошибка

измерения угловой координаты в градусах.

На рис. 1.24 изображена половина рабочей зоны угломерной РНС для различных  $k$ . Необходимо отметить, что кривые равной точности угломерной РНС отличаются от окружностей, которые опираются на базу как на хорду. Если угломерная система состоит из трех одинаковых РМ, которые образуют две базы, то точность системы зависит от угла между базами. Однако в целом площадь рабочей зоны такой угломерной системы, по сравнению с однобазовым вариантом, повышается примерно в два раза. Минимум ошибки определения местоположения соответствует углу между базами  $60^{\circ}$  [13].

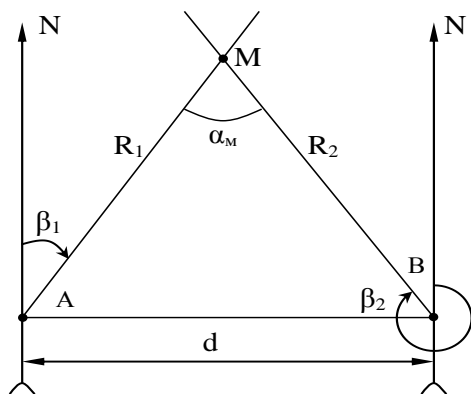


Рис. 1.23. Однобазовая угломерная РНС

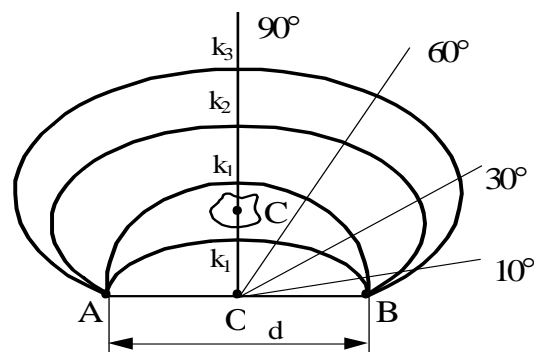


Рис. 1.24. РЗ угломерной РНС

Наземные станции угломерного и дальномерного каналов *угломерно-*

дальномерной РНС располагаются в одной точке, а линии положения всегда пересекаются под углом  $\alpha_m = 90^\circ$ . При этом  $\sigma_{\ell 1} = R\sigma_\theta$ , а  $\sigma_{\ell 2} = \sigma_R$ , тогда, согласно (1.27),

СКО радиальной ошибки определения МП, будет определяться выражением  $\sigma_{r_{\text{до}}} = \sqrt{(R\sigma_\theta)^2 + \sigma_R^2}$ . Если задаться допустимой ошибкой МП  $\sigma_{r_{\text{до}}} = \sigma_{r_{\text{доп}}}$ , то

можно определить кривую равной точности угломерно - дальномерной системы в

виде окружности радиусом  $R_\theta = \frac{\sqrt{\sigma_{r_{\text{доп}}}^2 - \sigma_R^2}}{\sigma_\theta} = \text{const}$ . Центр окружности совпадает с

местом расположения наземной станции, а площадь рабочей зоны определяется как

$$S = \frac{\pi(\sigma_{r_{\text{доп}}}^2 - \sigma_R^2)}{\sigma_\theta^2}.$$

Местоположение объекта в *разностно-дальномерных системах* определяется как точка пересечения линий положения, каждая из которых представляет собой гиперболу (рис. 1.25). Две базы образуются тремя наземными радиостанциями, одна из которых называется ведущей, а остальные – ведомыми. Таким образом, имеет место два разностно - дальномерных устройства с одинаковыми базами, имеющих общую опорную точку. При независимых погрешностях определения линий положения, согласно выражений (1.27) и (1.24), СКО радиальной ошибки определения МП разностно - дальномерной РНС будет иметь вид [6]:

$$\sigma_{r_{\text{до}}} = \frac{c\sqrt{\sigma_{\tau_1}^2 \sin^2(\psi_1/2) + \sigma_{\tau_2}^2 \sin^2(\psi_2/2)}}{2 \sin \alpha_m \sin(\psi_1/2) \sin(\psi_2/2)}.$$

При одинаковой точности измерителей  $\sigma_{\tau_1} = \sigma_{\tau_2} = \sigma_\tau$  получим:

$$\sigma_{r_{\text{до}}} = \frac{c\sigma_\tau \sqrt{\sin^2(\psi_1/2) + \sin^2(\psi_2/2)}}{2 \sin \alpha_m \sin(\psi_1/2) \sin(\psi_2/2)}.$$

С учетом использования трех станций, которые располагаются в точках А, В и С, угол  $\alpha_m = \frac{(\psi_1 + \psi_2)}{2}$  в пределах основных областей I и II разностно-дальномерной системы. С учетом этого

$$\sigma_{r_{\text{до}}} = \frac{c\sigma_\tau \sqrt{\sin^2(\psi_1/2) + \sin^2(\psi_2/2)}}{2 \sin((\psi_1 + \psi_2)/2) \sin(\psi_1/2) \sin(\psi_2/2)} = K_r c \sigma_\tau,$$

где 
$$K_r = \frac{\sqrt{\sin^2(\psi_1/2) + \sin^2(\psi_2/2)}}{2 \sin[(\psi_1 + \psi_2)/2] \sin(\psi_1/2) \sin(\psi_2/2)}.$$

Кривые равной точности строятся на основе значений геометрического фактора

$$K_r = \frac{\sigma_{r_{po}}}{C \sigma_r}$$

и определяют форму рабочей зоны разностно-дальномерной РНС (рис.1.26)

[6]. Как видно из рис. 1.26, для различных значений  $K_r$ , самая высокая точность наблюдается на базах РНС. При заданном  $\sigma_r$  точность определения МП ухудшается при удалении от станции из-за увеличения погрешностей расчета линий положения. Определение МП в направлениях, которые являются продолжением баз, не представляется возможным, так как при этом углы  $\psi_1$  и  $\psi_2$  равны  $0^\circ$ .

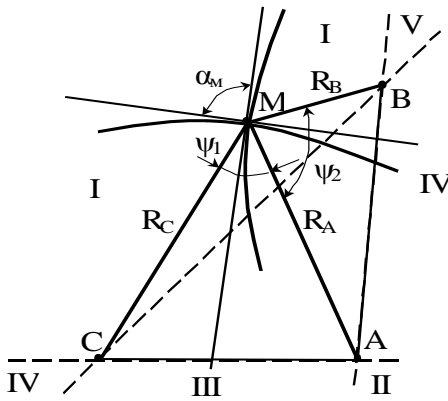


Рис. 1.25. Разностно-дальномерная РНС

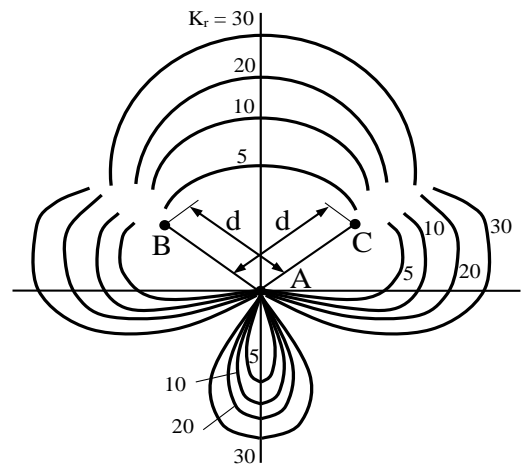


Рис. 1.25. РЗ разностно-дальномерной РНС

Угол между базами системы влияет на величину и конфигурацию РЗ. Если задана достаточно низкая точность определения МП, то для получения наибольшей РЗ выгодно располагать базы под углом  $180^\circ$ . Для получения максимально возможной точности определения МП угол между базами выбирают в пределах  $60^\circ, \dots, 90^\circ$ .

### Контрольные вопросы

1. Дайте определение радиотехнической системы.
2. Что общего у радиолокационных и радионавигационных систем?
3. Назовите основные принципы построения радиолокационных и радионавигационных систем.

4. Перечислите задачи обработки сигналов, которые решаются при функционировании радиотехнических систем.
5. Перечислите основные тактические и технические характеристики радиолокационных и радионавигационных систем.
6. Что такое радиальная ошибка определения местоположения объекта?
7. Запишите выражения для радиальной ошибки определения местоположения позиционными методами.
8. Дайте краткую характеристику рабочих зон различных РНС.

## 2. Корреляционный обнаружитель полезного сигнала на фоне АБГШ

### 2.1. Алгоритм оптимального обнаружения полезного сигнала

Во время радиолокационного обнаружения необходимо принять решение о наличии или отсутствии цели в каждом элементе разрешения пространства. В случае радиолокационного обнаружения, как сам факт наличия цели в элементе разрешения, так и ее параметры, являются случайными. Случайный характер имеют и параметры отраженного сигнала, которые несут информацию о цели. Кроме этого принятый полезный сигнал всегда наблюдается на фоне помех (рис.2.1). Следовательно, отраженный от цели сигнал имеет случайный характер и решение, которое принимается в случае обнаружения цели, также носит случайный характер, то есть принимается с той или иной степенью достоверности.

Таким образом, задача обнаружения полезного сигнала имеет четко выраженный статистический характер.

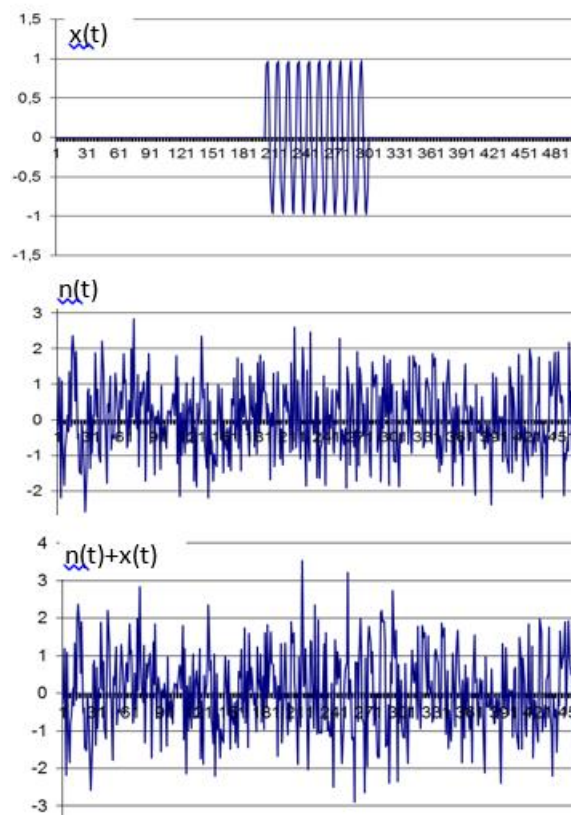


Рис.2.1. Реализация принятого полезного сигнала при аддитивном сложении с помехой

Пусть на вход устройства обнаружения в течение интервала наблюдения  $[0, T]$

поступает реализация  $y(t)$ , которая является смесью полезного сигнала  $x(t, \vec{\alpha})$  и помехи  $n(t)$ . При этом заранее не известно содержится ли полезный сигнал в принятой реализации. Поэтому принятая реализация может быть представлена в виде:

$$y(t) = A \cdot x(t, \vec{\alpha}) + n(t), \quad t \in [0; T],$$

где  $A$  – случайная величина, которая принимает значение  $A = A_1 = 1$ , когда принятая реализация содержит полезный сигнал и  $A = A_0 = 0$  – в противном случае.

Нужно найти такое оптимальное правило обнаружения полезного сигнала в принятой реализации, которое позволит максимизировать вероятность правильного и минимизировать вероятность ошибочного принятия решения. При этом, наличие помех и ограниченное время наблюдения, приводит к тому, что в отношении реализации  $y(t)$  могут быть приняты два взаимоисключающих решения:

$A_0^*$  – решение о том, что в принятом колебании полезного сигнала нет;

$A_1^*$  – решение о том, что в принятом колебании полезный сигнал есть.

Следовательно, при обнаружении сигналов возможны четыре ситуации совмещения случайных *условий* и *решений*:

$A_1 A_1^*$  – правильное обнаружение сигнала;  $A_1 A_0^*$  – пропуск сигнала;

$A_0 A_1^*$  – ошибочное обнаружение сигнала;  $A_0 A_0^*$  – правильное необнаружение сигнала. Вероятность каждого события можно представить в виде:

$$\left. \begin{aligned} P(A_1, A_1^*) &= P(A_1) \cdot P(A_1^*/A_1) = P(A_1) \cdot D; \\ P(A_0, A_1^*) &= P(A_0) \cdot P(A_1^*/A_0) = P(A_0) \cdot F; \\ P(A_1, A_0^*) &= P(A_1) \cdot P(A_0^*/A_1) = P(A_1) \cdot \bar{D}; \\ P(A_0, A_0^*) &= P(A_0) \cdot P(A_0^*/A_0) = P(A_0) \cdot \bar{F}, \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

где  $P(A_1)$  – априорная (безусловная) вероятность наличия полезного сигнала в принятой реализации;

$P(A_0)$  – априорная (безусловная) вероятность отсутствия полезного сигнала в принятой реализации;

$D = P(A_1^*/A_1)$  – условная вероятность принятия решения о наличии полезного сигнала в принятой реализации, если он действительно там присутствует (условная вероятность правильного обнаружения сигнала);

$\bar{D} = P(A_0^*/A_1)$  – условная вероятность принятия решения об отсутствии полезного сигнала в принятой реализации, при условии, что он там присутствует (условная вероятность пропуска сигнала);

$F = P(A_1^*/A_0)$  – условная вероятность принятия решения о наличии полезного сигнала в принятой реализации, при условии, что он там отсутствует (условная вероятность ошибочного обнаружения сигнала);

$\bar{F} = P(A_0^*/A_0)$  – условная вероятность принятия решения об отсутствии полезного сигнала в принятой реализации, при условии, что его там действительно нет (условная вероятность правильного необнаружения сигнала).

Заметим, что вероятности, входящие в (2.1), создают полную группу событий и потому их сумма равняется единице:

$$P(A_0, A_0^*) + P(A_0, A_1^*) + P(A_1, A_0^*) + P(A_1, A_1^*) = 1.$$

Поскольку, решения  $A_1^*$  и  $A_0^*$ , отвечающие условию  $A_0$  или  $A_1$ , взаимоисключающие, то  $D + \bar{D} = 1$ ,  $F + \bar{F} = 1$ . Как правило, априорные вероятности  $P(A_0)$  и  $P(A_1)$  неизвестны и поэтому *показателями качества обнаружения* полезного сигнала может служить любая из четырех пар условных вероятностей ( $D, F$ ), ( $\bar{D}, F$ ), ( $D, \bar{F}$ ), ( $\bar{D}, \bar{F}$ ). На практике чаще всего используют именно первую пару показателей  $D, F$ . Для получения оптимального правила обнаружения полезного сигнала введем в рассмотрение четыре величины, которые характеризуют риск (штраф) принятия решения при разных условиях:

$r_{00}$  – штраф за совмещение событий  $A_0, A_0^*$ ;



$r_{01}$  – штраф за совмещение событий  $A_0 A_1^*$ ;

$r_{10}$  – штраф за совмещение событий  $A_1 A_0^*$ ;

$r_{11}$  – штраф за совмещение событий  $A_1 A_1^*$ .

Во время решения задачи оптимального обнаружения сигнала считают, что для ситуаций, которые не наносят ущерба, штраф равен нулю ( $r_{00} = r_{11} = 0$ ), а для ситуаций, которые наносят ущерб – больше нуля ( $r_{10} > 0, r_{01} > 0$ ). Из всех возможных ситуаций обнаружения полезного сигнала только две связаны с принятием ошибочных решений - пропуск и ошибочное обнаружение сигнала. Эти ситуации имеют разную вероятность и неравноценны по своим последствиям, однако средняя стоимость принятия неправильных решений (средний риск) в этом случае определяется выражением [2,16,17]

$$M \{ \bar{r} \} = \bar{r} = r_{01} \cdot P(A_0, A_1^*) + r_{10} \cdot P(A_1, A_0^*) = r_{10} \cdot P(A_1) \cdot \bar{D} + r_{01} \cdot P(A_0) \cdot F = r_{10} \cdot P(A_1) \cdot (1 - D) + r_{01} \cdot P(A_0) \cdot F. \quad (2.2)$$

Нам нужно иметь такой обнаружитель, который за длительное время будет штрафоваться минимально. Поэтому оптимальным правилом обнаружения полезного сигнала по принятой реализации  $y(t)$  будет считаться такое, которое обеспечит минимумом среднего риска, то есть минимумом выражения (2.2). Обнаружитель полезного сигнала, оптимальный по критерию минимума среднего риска, будет наиболее экономичным из всех, поскольку сумма штрафов за ошибочные решения у него будет наименьшей при длительной эксплуатации.

*Критерий минимума среднего риска*, который еще имеет название *критерий Байеса*, является наиболее общим критерием оптимизации обнаружения. В соответствии с этим критерием оптимальным считается такой обнаружитель, который имеет минимальную вероятность ошибочных решений с учетом их веса или степени нежелательности. Основными показателями качества оптимального обнаружителя полезного сигнала являются условная вероятность правильного

обнаружения  $D$  и условная вероятность ошибочного обнаружения сигнала (ложной тревоги)  $F$ .

Для нахождения правила оптимального обнаружения полезного сигнала преобразуем выражение для среднего риска (2.2) к виду

$$\bar{r} = r_{10} P(A_1) \left\{ 1 - \left[ D - \frac{r_{01} P(A_0)}{r_{10} P(A_1)} F \right] \right\}. \quad (2.3)$$

Обозначим через  $l_{\text{пор}} = \frac{r_{01} P(A_0)}{r_{10} P(A_1)}$  отношение, которое входит в выражение (2.3)

тогда

$$\bar{r} = r_{10} P(A_1) \{ 1 - (D - l_{\text{пор}} F) \}. \quad (2.4)$$

Поскольку  $r_{10} > 0$  и  $P(A_1) \geq 0$ , то минимуму выражения (2.4) будет отвечать

$$D - l_{\text{пор}} F = \text{макс}. \quad (2.5)$$

Выражение (2.5) называют *весовым критерием*. Для нахождения его максимума необходимо определить от чего зависят условные вероятности  $D$  и  $F$ .

Рассмотрим статистические характеристики реализаций, которые попадают на вход приемного устройства. Каждая реализация случайной функции  $y(t)$  полностью характеризуется плотностью вероятности  $p_{\text{н}}(y) = p\left[\frac{y(t)}{A_0}\right]$  при отсутствии сигнала (то есть реализация содержит только *помеху*) и  $p_{\text{сн}}(y) = p\left[\frac{y(t)}{A_1}\right]$  – при наличии сигнала (*сигнал + помеха*).

Если решается задача обнаружения полезного сигнала на фоне АБГШ, то распределение плотности вероятности реализаций шума, подчиняется нормальному закону с нулевым математическим ожиданием (на рис. 2.2 кривая распределения  $p_{\text{н}}(y)$ ). При наличии в реализации суммы полезного сигнала и помехи кривая распределения  $p_{\text{сн}}(y)$  сдвигается вправо благодаря увеличению математического ожидания. Чем больше амплитуда сигнала, тем больше будет сдвиг вправо кривой

распределения  $p_{\text{сп}}(y)$ . Используя рис. 2.2, можно определить выражения для условных вероятностей  $D$  и  $F$ . Известно, что полная площадь под кривой распределения плотности вероятности равна единице, поэтому имеем:

$$\int_{-\infty}^{\infty} p_{\text{п}}(y) dy = S_1 + S_4 = 1 \quad \text{и} \quad \int_{-\infty}^{\infty} p_{\text{сп}}(y) dy = S_2 + S_3 = 1.$$

На рис. 2.2 пороговый уровень принятия решения обозначен  $l_{\text{пор}}$ . Если принятая реализация  $y(t)$  попадает в подобласть  $y > l_{\text{пор}}$ , то принимается решение о наличии полезного сигнала, а если в подобласть  $y < l_{\text{пор}}$  – об отсутствии полезного сигнала.

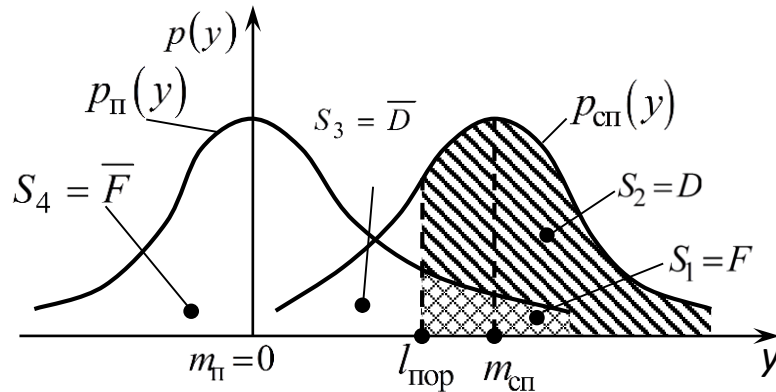


Рис. 2.2. Кривые условной плотности вероятности реализаций при отсутствии и наличии полезного сигнала

В этом случае условные вероятности  $D$  и  $F$  будут равны  $S_2 = D = \int_{l_{\text{пор}}}^{\infty} p_{\text{сп}}(y) dy$  и

$S_1 = F = \int_{l_{\text{пор}}}^{\infty} p_{\text{п}}(y) dy$ . С учетом этого выражение (2.5) приобретет вид

$D - l_{\text{пор}}F = \int_{l_{\text{пор}}}^{\infty} [p_{\text{сп}}(y) - l_{\text{пор}}p_{\text{п}}(y)] dy$ . Вынесем за скобки  $p_{\text{п}}(y)$  и преобразуем это

выражение к виду:

$$D - l_{\text{пор}}F = \int_{l_{\text{пор}}}^{\infty} p_{\text{п}}(y) [l(y) - l_{\text{пор}}] dy,$$

где  $l(y) = \frac{p_{\text{сп}}(y)}{p_{\text{п}}(y)}$  - отношение правдоподобия.

Чем больше отношение правдоподобия, тем более правдоподобна гипотеза о наличии в принятой реализации полезного сигнала. Согласно весового критерия (2.5), решение о наличии в принятой реализации полезного сигнала будет приниматься, если  $l(y) > l_{\text{пор}}$ . Такое решение является оптимальным также и по критерию минимума среднего риска. Следовательно, *оптимальное правило принятия решения* о наличии или отсутствии полезного сигнала в принятой реализации можно записать в виде [4,8]:

$$A_{\text{опт}}^* = \begin{cases} A_1^*, & l(y) - l_{\text{пор}} > 0; \\ A_0^*, & l(y) - l_{\text{пор}} \leq 0, \end{cases} \quad \text{или} \quad A_{\text{опт}}^* = \begin{cases} A_1^*, & l(y) > l_{\text{пор}}; \\ A_0^*, & l(y) \leq l_{\text{пор}}. \end{cases} \quad (2.6)$$

Таким образом, *алгоритм оптимального обнаружения* полезного сигнала в принятой реализации на фоне АБГШ можно представить следующим образом:

во-первых, необходимо вычислить пороговое значение  $l_{\text{пор}}$ ;

во-вторых, необходимо принять реализацию  $y(t)$  на интервале наблюдения  $[0, T]$  и вычислить отношение правдоподобия  $l(y)$ ;

в-третьих, принять решение о наличии или отсутствии полезного сигнала в принятой реализации в соответствии с правилом (2.6). Структурная схема

устройства оптимального обнаружения сигналов, реализующая данный алгоритм, представлена в общем виде на рис. 2.3. Устройство оптимальной обработки (УОО) производит вычисление отношения правдоподобия  $l(y)$  по принятой реализации.

Пороговое устройство (ПУ) принимает оптимальное решение  $A_{\text{опт}}^*$  в соответствии с

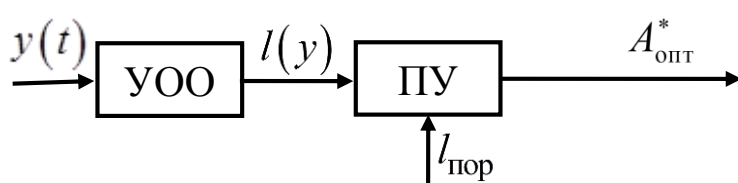


Рис. 2.3. Структурная схема оптимального обнаружителя сигналов

правилем (2.6) на основе сравнения рассчитанного значения отношения правдоподобия с порогом, который для критерия минимума среднего риска рассчитывается как

$l_{\text{пор}} = \frac{r_{01} P(A_0)}{r_{10} P(A_1)}$ . Для вычисления порога принятия решения  $l_{\text{пор}}$  требуется знание

рисков  $r_{10}$  и  $r_{01}$ , а также априорных вероятностей  $P(A_0)$  и  $P(A_1)$ , которые на практике могут быть неизвестны. Упрощение критерия минимума среднего риска может быть достигнуто в тех случаях, когда ошибочные решения одинаковы по своим негативным последствиям, то есть  $r_{01} = r_{10}$ . При этом получаем критерий *минимума полной вероятности ошибки (идеального наблюдателя)*:  $P_{\text{пом}} = FP(A_0) + (1-D)P(A_1) = \min$ . Порог для такого критерия определяется выражением:  $l_{\text{пор}} = P(A_0)/P(A_1)$ . Если априорная вероятность наличия или отсутствия в принятой реализации полезного сигнала одинакова ( $P(A_0) = P(A_1)$ ), то значение порога будет равно  $l_{\text{пор}} = 1$ , а оптимальный критерий обнаружения называют *критерием отношения правдоподобия* [4].

При радиолокационном обнаружении чаще всего используется критерий *Неймана-Пирсона*, который не требует знания значений  $r_{01}$  и  $r_{10}$ , а также априорных вероятностей  $P(A_0)$  и  $P(A_1)$ . Суть критерия заключается в том, что при фиксируемой условной вероятности ложной тревоги  $F$  максимизируется условная вероятность правильного обнаружения  $D$ . При этом значение порога принятия решения выбирается исходя из допустимой условной вероятности ложной тревоги, то есть  $l_{\text{пор}} = f(F_{\text{доп}} = \text{const}, D = \text{макс})$ . В этом случае оптимальный обнаружитель сигналов будет *обеспечивать условную вероятность ложной тревоги не хуже, чем допустимое значение  $F \leq F_{\text{доп}}$ , а условную вероятность правильного обнаружения  $D$  – наибольшую среди всех обнаружителей, которые имеют  $F$  не больше, чем оптимальный* [11].

## **2.2. Оптимальное обнаружение полезного сигнала с полностью известными параметрами на фоне АБГШ**

Будем считать, что осуществляется обнаружение сигнала с полностью известными параметрами, то есть сигнала с известной частотой, амплитудой,

начальной фазой и временем запаздывания. Неизвестным является лишь факт наличия или отсутствия полезного сигнала в принятой реализации на фоне аддитивной стационарной помехи с гауссовским законом распределения мгновенных значений, нулевым математическим ожиданием и соответствующей дисперсией:

$$\sigma_{\Pi}^2 = N_0 \cdot f_{\text{макс}} = \frac{N_0}{2 \cdot \Delta t}, \quad (2.7)$$

где  $f_{\text{макс}}$  – максимальная предельная частота спектра помехи;

$N_0$  – спектральная плотность мощности помехи, которая равномерно распределена в полосе частот;

$\Delta t$  – интервал дискретизации, который определяется по теореме Котельникова:

$$\Delta t \leq \frac{1}{2 \cdot f_{\text{макс}}}. \quad (2.8)$$

Пусть входная реализация (непрерывное колебание  $y(t)$  на интервале наблюдения  $T$ ) подается как совокупность его дискретных значений  $Y = \{y_1, y_2, \dots, y_i, \dots, y_L\}$ , которые измерены в дискретные моменты времени  $t_i = i \cdot \Delta t$ ,  $i = \overline{1, L}$ ,  $L = T/\Delta t$ . Подобное представление непрерывного процесса его дискретными отсчетами не приводит к потере информации, если период дискретизации выбирается в соответствии с правилом (2.8) с учетом максимальной частоты спектра принятого колебания  $f_{\text{макс}}$ . Если соседние отсчеты  $y_i$  и  $y_{i+1}$  являются независимыми, то общая плотность распределения всех выборочных значений  $Y = \{y_1, y_2, \dots, y_L\}$  может быть подана как произведение плотностей распределения отдельных выборочных значений  $y_i$

$$P\{y_1, y_2, y_3, \dots, y_L\} = P(y_1) \cdot P(y_2) \cdot P(y_3) \cdot \dots \cdot P(y_L).$$

Тогда, при нормальном законе распределения случайного дискретного отсчета  $y_i$ , плотность вероятности которой определяется как [4]

$$P(y_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_y} \exp\left(-\frac{(y_i - m_y)^2}{2\sigma_y^2}\right),$$

общую плотность вероятности можно подать в виде:

$$p(Y) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma_y)^L} \exp\left[-\frac{1}{2} \sum_{i=1}^L \frac{(y_i - m_y)^2}{\sigma_y^2}\right], \quad (2.9)$$

где  $\sigma_y^2$  – дисперсия выборочных значений  $y_i$ ;

$m_y$  – среднее значение выборочных значений  $y_i$ .

Используя выражение (2.9), запишем плотность распределения вероятностей  $p(Y)$  для случая отсутствия во входной реализации полезного сигнала  $p_n(Y)$  и его наличия  $p_{cn}(Y)$ . В первом случае имеем дискретный отсчет сигнала помехи  $y_i = n_i$ ,  $\sigma_y = \sigma_n$ ,  $m_y = 0$ . Тогда плотность распределения вероятностей принятой реализации  $Y$  при наличии в ней только одной гауссовской помехи может быть получена из (2.9):

$$p_n(Y) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma_n)^L} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{i=1}^L y_i^2\right]. \quad (2.10)$$

Наличие полезного сигнала  $x_i$  в принятом колебании  $y_i$  не изменяет закона распределения его мгновенных значений, поскольку  $x_i$  является детерминированным. Изменению подлежит лишь математическое ожидание  $m_y$  на величину, которая определяется значением амплитуды полезного сигнала.

Следовательно, плотность распределения вероятностей принятой реализации  $Y$  при наличии в ней сигнала и стационарной гауссовой помехи подается в виде:

$$p_{cn}(Y) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma_n)^L} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{i=1}^L (y_i - x_i)^2\right]. \quad (2.11)$$

Подставим в выражение для отношения правдоподобия полученные зависимости (2.10) и (2.11). С учетом (2.7) получим:

$$\begin{aligned}
l(Y) &= \frac{p_{\text{сн}}(y)}{p_{\text{н}}(y)} = \frac{\exp\left\{-\frac{1}{2} \cdot \frac{2\Delta t}{N_0} \left[ \sum_{i=1}^L (y_i - x_i)^2 \right]\right\}}{\exp\left\{-\frac{1}{2} \cdot \frac{2\Delta t}{N_0} \left[ \sum_{i=1}^L y_i^2 \right]\right\}} = \\
&= \frac{\exp\left\{-\frac{1}{N_0} \left[ \sum_{i=1}^L \Delta t (y_i^2 - 2y_i x_i + x_i^2) \right]\right\}}{\exp\left\{-\frac{1}{N_0} \left[ \sum_{i=1}^L \Delta t y_i^2 \right]\right\}} = \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^L x_i^2 \Delta t + \frac{2}{N_0} \sum_{i=1}^L y_i x_i \Delta t\right\}.
\end{aligned}$$

Для перехода от совокупности выборочных значений  $Y$  к непрерывному сигналу сделаем предельный переход:

$$\begin{aligned}
\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \left( -\frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^L x_i^2 \Delta t \right) &= -\frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt = -\frac{E_c}{N_0}, \\
\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \left( \frac{2}{N_0} \sum_{i=1}^L y_i x_i \Delta t \right) &= \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} y(t) \cdot x(t) dt = \frac{2}{N_0} Z(t).
\end{aligned}$$

Значение корреляционного интеграла

$$Z(t) = \int_0^T y(t)x(t) dt \quad (2.12)$$

характеризует степень корреляции между принятой реализацией  $y(t)$  и полезным сигналом  $x(t)$ . Тогда

$$l[y(t)] = \exp\left(\frac{2}{N_0} Z(t) - \frac{E_c}{N_0}\right), \quad (2.13)$$

где  $E_c = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt$  - энергия полезного сигнала, который содержится в принятой реализации.

Поскольку  $N_0$  и  $E_c$  известные и постоянные величины, а функционал правдоподобия  $l[y(t)]$  представляет собой монотонную функцию, то вычисление отношения правдоподобия (2.13) сводится к вычислению корреляционного интеграла  $Z(t)$ . Тогда **оптимальное правило принятия решения** о наличии или отсутствии



полезного детерминированного сигнала в принятой реализации на фоне аддитивной стационарной гауссовой помехи с нулевым математическим ожиданием можно представить в виде [17]

$$A_{\text{опт}}^* = \begin{cases} A_1^*, & Z > Z_{\text{пор}}; \\ A_0^*, & Z < Z_{\text{пор}}. \end{cases} \quad (2.14)$$

Пороговое значение  $Z_{\text{пор}}$  определяется по формуле

$$Z_{\text{пор}} = 0,5(N_0 \ln l_{\text{пор}} + E_c). \quad (2.15)$$

Структурная схема устройства оптимального обнаружения полезного детерминированного сигнала наведена на рис. 2.3 и отличается от общей структурной схемы оптимального обнаружителя, которая представлена на рис.2.2, лишь тем, что

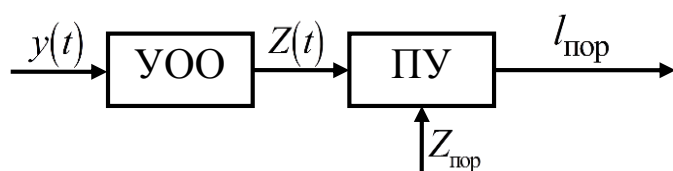


Рис. 2.3. Структурная схема оптимального обнаружителя полезного детерминированного сигнала

вместо отношения правдоподобия  $l(y)$  в УОО производится вычисление значения корреляционного интеграла  $Z(t)$ . Решение о наличии полезного сигнала в принятой реализации

производится в пороговом устройстве в соответствии с правилом (2.14), при условии превышения  $Z(t)$  порогового значения  $Z_{\text{пор}}$ , которое рассчитывается согласно (2.15).

В связи с тем, что вместо отношения правдоподобия  $l(y)$  в устройстве оптимального обнаружения производится вычисление корреляционного интеграла  $Z(t)$ , такой оптимальный обнаружитель получил название *корреляционного*. Структурная схема корреляционного обнаружителя представлена на рис.2.4. В состав структурной схемы входит коррелятор, ключевое и пороговое устройства. Принятая реализация поступает на вход коррелятора, состоящего из генератора опорного сигнала (ГОС), множителя и интегратора. Второй множитель выполняет роль ключа и обеспечивает взятие отсчета корреляционного интеграла в конце интервала наблюдения  $T$ . Для этого на один из его входов подается короткий импульс

единичной амплитуды с задержкой относительно начала входного сигнала на время  $T$ .

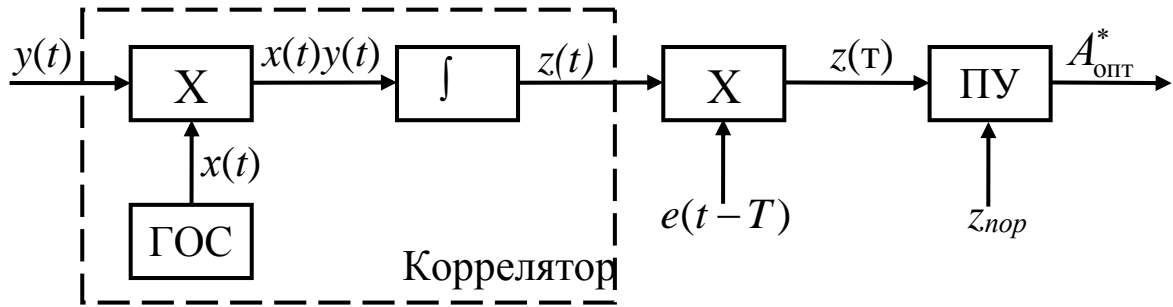


Рис. 2.4. Структурная схема корреляционного обнаружителя

Поясним физический смысл корреляционной обработки с помощью эпюр напряжений в характерных точках схемы для случаев, когда полезный сигнал в принятом колебании отсутствует (рис. 2.5, а) и присутствует (рис. 2.5, б).

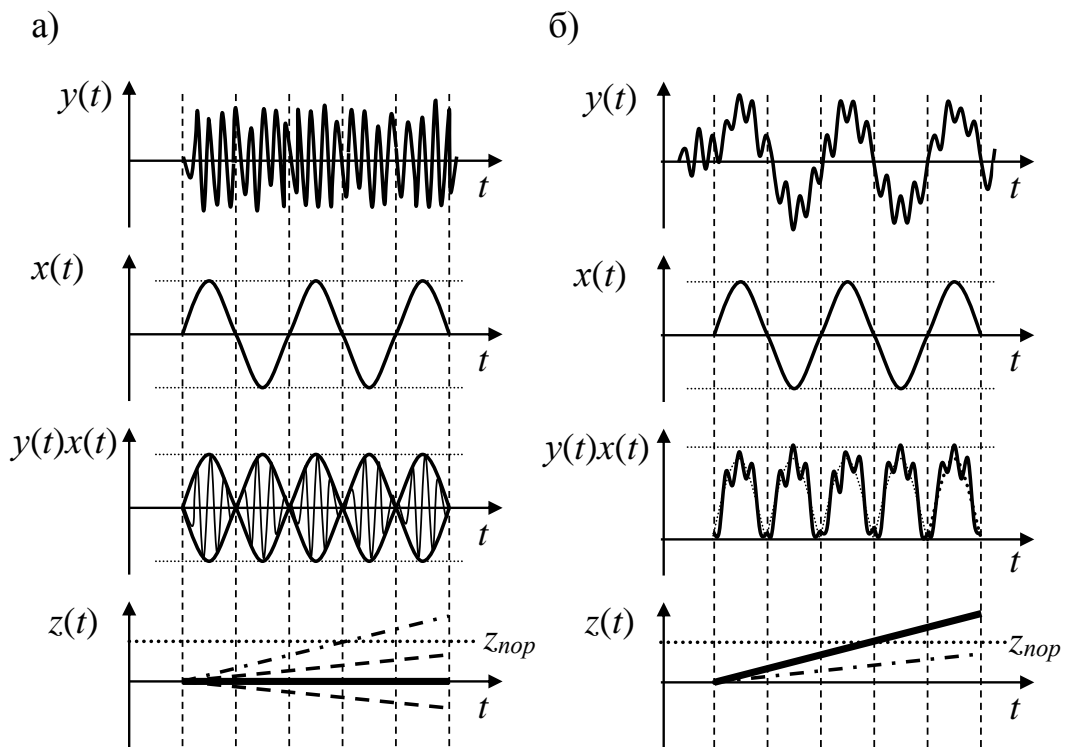


Рис. 2.5. Принцип работы корреляционного обнаружителя

Если в принятой реализации  $y(t)$  отсутствует ожидаемый полезный сигнал  $x(t)$ , то произведение  $y(t)x(t)$  соответствует знакопеременным колебаниям помехи, которые промодулированы опорным сигналом  $x(t)$ . При отсутствии полезного сигнала в принятом колебании значение корреляционного интеграла  $z(T)$  ниже порогового уровня  $z_{nop}$ . Это соответствует правильному необнаружению сигнала.

При наличии сигнала в принятой реализации произведение  $y(t)x(t)$  будет иметь регулярную составляющую, в результате чего центр распределения случайной величины  $z(t)$  смещается на значение энергии сигнала  $E_c$ . Значение корреляционного интеграла  $z(T)$  превышает порог  $z_{nop}$ , что соответствует правильному обнаружению полезного сигнала.

При приеме реализации  $y(t)$  также возможна ложная тревога, когда принимается решение о наличии сигнала в принятой реализации, хотя его там нет (пунктирная линия на рис. 2.5, а). Может иметь место также и пропуск цели, когда при наличии сигнала в принятой реализации его обнаружение не происходит (пунктирная линия на рис. 2.5, б).

При наличии в принятой реализации полезного сигнала и шума значение корреляционного интеграла на интервале  $[0, T]$  можно представить как сумму

$$Z = \int_0^T y(t)x(t)dt = \int_0^T x^2(t)dt + \int_0^T n(t)x(t)dt = Z_c + Z_n,$$

где  $Z_c$  – сигнальная составляющая корреляционного интеграла,

$Z_n$  – шумовая (случайная) составляющая корреляционного интеграла.

Значение сигнальной составляющей определяется выражением  $Z_c = \int_0^T x^2(t)dt = E_c$ ,

а случайная составляющая  $Z_n = \int_0^T n(t)x(t)dt$ .

Определим *отношение сигнал\шум* на выходе коррелятора как отношение максимального мгновенного значения сигнальной составляющей напряжения на выходе интегратора к среднеквадратическому значению случайной составляющей [2,6]

$$q = \frac{Z_c}{\sigma_{Z_n}}. \quad (2.16)$$

Можно показать, что дисперсия белого шума определяется по формуле  $\sigma_{Z_n}^2 = \frac{N_o E_c}{2}$  [2,17]. Тогда отношение сигнал\шум (2.16) на выходе коррелятора будет определяться как

$$q = \sqrt{\frac{2E_c}{N_o}}. \quad (2.17)$$

Из выражения (2.17) следует, что отношение сигнал/шум на выходе коррелятора не зависит от формы полезного сигнала, а определяется энергией полезного сигнала и спектральной плотностью мощности шума.

### 2.3. Оптимальное обнаружение полезного сигнала с неизвестной начальной фазой и амплитудой на фоне АБГШ

При обнаружении полезного сигнала зачастую значение таких неинформативных параметров, как начальная фаза и амплитуда, представляют собой случайную величину. Задачу обнаружения таких сигналов называют задачей обнаружения сигналов со случайной начальной фазой (СНФ) и сигналов со случайными амплитудой и начальной фазой (СА и СНФ). Рассмотрим отношение правдоподобия для этих видов случайных сигналов.

Полезный сигнал со случайной начальной фазой упрощенно можно представить следующим образом [13]:

$$x(t, \varphi) = A_c \cos[\omega_c t - \varphi] \quad (2.18)$$

где  $\varphi$  – случайная начальная фаза сигнала;

$A_c$  – амплитуда сигнала;

$\omega_c$  – частота сигнала.

Будем считать начальную фазу полезного сигнала равномерно распределенной на интервале от  $-\pi$  до  $+\pi$ . Преобразуем выражение (2.18) к следующему виду:

$$x(t, \varphi) = x_1(t) \cos \varphi + x_2(t) \sin \varphi,$$

$$x_1(t) = A_c \cos \omega_c t, \quad x_2(t) = A_c \sin \omega_c t.$$

На основе этих выражений запишем выражение для корреляционного интеграла:

$$\begin{aligned} Z(\varphi) &= \int_{-\infty}^{\infty} y(t) x_1(t) \cos \varphi dt + \int_{-\infty}^{\infty} y(t) x_2(t) \sin \varphi dt = \\ &= Z_1 \cos \varphi + Z_2 \sin \varphi = Z \cos(\varphi - \theta), \end{aligned}$$

где

$$Z = \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2}, \quad \theta = \arccos \frac{Z_1}{Z} = \arcsin \frac{Z_2}{Z}, \quad (2.19)$$

$$Z_1 = \int_{-\infty}^{\infty} y(t)x_1(t) \cdot dt, \quad Z_2 = \int_{-\infty}^{\infty} y(t)x_2(t) dt. \quad (2.20)$$

Из выражений (2.19) и (2.20) следует, что при оптимальном обнаружении полезного сигнала со случайной начальной фазой нельзя использовать отдельно результаты вычисления корреляционного интеграла в каждом из каналов, так как величина напряжения на выходе каждого из каналов будет зависеть от случайной фазы сигнала. В тоже время величина  $Z = \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2}$  от случайной фазы  $\phi$  не зависит и представляет собой модуль корреляционного интеграла, который может использоваться для сравнения с порогом обнаружения.

Для любого значения случайной начальной фазы полезного сигнала отношение правдоподобия будет равно [2,4,17]:

$$l[y(t)] = \exp \left\{ \frac{2}{N_o} Z \cos(\phi - \theta) - \frac{E_c}{N_o} \right\}. \quad (2.21)$$

Таким образом, для каждой реализации  $y(t)$  отношение правдоподобия также является случайной величиной, которая зависит от случайной начальной фазы  $\phi$ .

Поэтому для оптимального обнаружения необходимо провести усреднение выражения (2.21) по всеми возможным значениям  $\phi$ . После усреднения

получим [2,4,17]  $l[y(t)] = \exp\left(\frac{E_c}{N_o}\right) I_o\left(\frac{2}{N_o} Z\right)$ , где  $I_o(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp(x \cos(\phi - \theta)) d\phi -$

модифицированная функция Бесселя нулевого порядка первого рода.

Поскольку функция Бесселя линейно зависит от своего аргумента, то отношение правдоподобия для сигнала со случайной начальной фазой зависит от модульного значения корреляционного интеграла  $Z = \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2}$ .

При решении задачи оптимального обнаружения сигнала со случайными амплитудой и начальной фазой будем считать, что случайная амплитуда сигнала

подчиняется закону распределения Релея:  $p(B) = 2B \exp(-B^2)$ . Тогда сигнал со случайными амплитудой и начальной фазой может быть представлен следующим выражением  $x(t, B, \varphi) = B \cdot A_c \cos(\omega_c t - \varphi)$ . Для любого фиксированного значения случайной амплитуды сигнала отношение правдоподобия будет равно [2, 4, 17]:

$$l\left[\frac{y(t)}{B}\right] = \exp\left(\frac{-E_c(B)}{N_0}\right) \cdot I_0\left(\frac{2}{N_0} Z(B)\right).$$

После усреднения по всем возможным значениям случайной амплитуды получим [2,4,17]:

$$l[y(t)] = \int_0^{+\infty} l\left[\frac{y(t)}{B}\right] p(B) dB = \frac{N_0}{\bar{E}_c + N_0} \exp\left[\frac{Z^2}{N_0(\bar{E}_c + N_0)}\right], \quad (2.22)$$

где  $\bar{E}_c = \int_0^{\infty} E_c(B) dB$  – средняя энергия сигнала.

Анализ выражения (2.22) показывает, что отношение правдоподобия для сигнала со случайными амплитудой и начальной фазой является монотонной функцией от модульного значения корреляционного интеграла.

Таким образом, в обнаружителях сигналов со случайной начальной фазой и сигналов со случайными амплитудой и начальной фазой необходимо вычислять модульное значение корреляционного интеграла. В данном случае правило оптимального обнаружения можно представить в виде

$$A_{opt}^* = \begin{cases} A_1^*, & Z > Z_{пор}; \\ A_0^*, & Z \leq Z_{пор}. \end{cases}$$

Структурная схема *квадратурного корреляционного обнаружителя*, реализующего данное правило, приведена на рис. 2.6. С помощью фазовращателя (ФВ) в квадратурном корреляторе опорные сигналы в каналах отличаются между собой по фазе на  $\Delta\varphi = 90^\circ$ , что обеспечивает формирование модуля корреляционного интеграла  $Z = \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2}$ , отличного от нуля при произвольной фазе принятого сигнала.

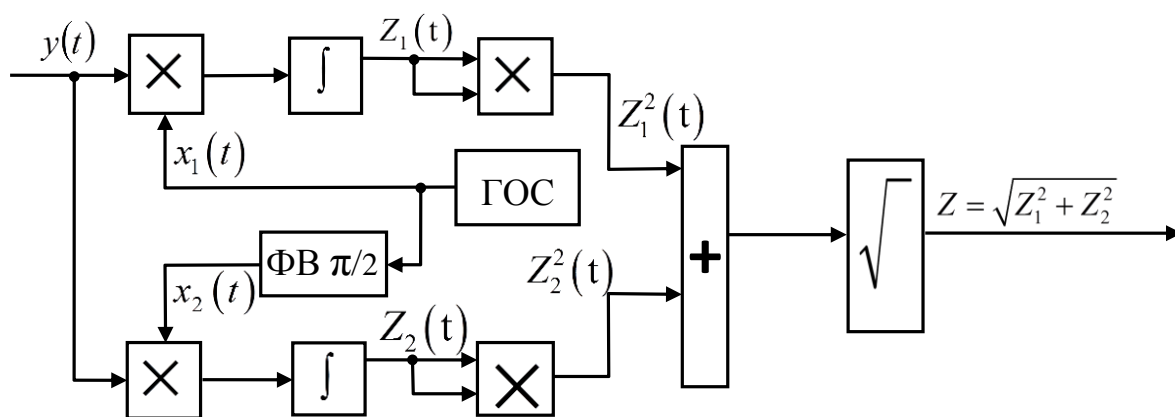


Рис. 2.6. Квадратурный корреляционный обнаружитель

Значение корреляционных интегралов на выходах верхнего и нижнего каналов зависят от случайной начальной фазы:  $Z_1(t) = E_c \cos \varphi$ ;  $Z_2(t) = E_c \sin \varphi$ , а модуль корреляционного интеграла на выходе квадратурного обнаружителя не зависит от начальной фазы входных сигналов:  $|Z| = \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2} = E_c \sqrt{\cos^2 \varphi + \sin^2 \varphi} = E_c$ . Безусловно, если начальная фаза равна  $\varphi = 0$ , тогда  $Z_1 = E_c$ , а  $Z_2 = 0$  и сигнал выделяется из смеси с шумом верхним коррелятором. В случае, когда начальная фаза сигнала равна  $\varphi = \pi/2$ , тогда  $Z_1 = 0$ ,  $Z_2 = E_c$  и сигнал выделяется нижним коррелятором. При промежуточных значениях начальной фазы вычисление корреляционного интеграла производится с участием обоих каналов обнаружителя. Конечное отношение сигнал/шум на выходе двухканального корреляционного обнаружителя по сравнению с одноканальным ухудшается. Это объясняется тем, что шумы в каналах независимы и складываются по мощности, что увеличивает их выходной уровень.

#### 2.4. Показатели качества оптимального обнаружения полезных сигналов на фоне АБГШ

Качественные показатели оптимальных обнаружителей характеризуют потенциальные возможности обнаружения сигналов, поэтому целесообразно найти математические выражения для определения показателей качества оптимального обнаружения сигналов: условной вероятности правильного обнаружения  $D$  и условной вероятности ложной тревоги  $F$  для разных моделей полезных сигналов.

Для модели сигнала с полностью известными параметрами достаточной статистикой является корреляционный интеграл  $Z = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) \cdot x(t) \cdot dt$ . При наличии шумов корреляционный интеграл является случайной величиной с нормальным законом распределения. При отсутствии полезного сигнала значение корреляционного интеграла  $Z = \int_{-\infty}^{\infty} n(t) \cdot x(t) \cdot dt = Z_{\text{п}}$  является пределом линейной комбинации случайных величин  $n(t)$  с гауссовой плотностью вероятности и нулевым математическим ожиданием. Поэтому корреляционный интеграл  $Z$  является нормально распределенной случайной величиной с плотностью распределения [2,4,17]

$$p(Z_{\text{п}}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_Z^2}} \exp\left(-\frac{Z^2}{2\sigma_Z^2}\right), \quad (2.23)$$

где  $\sigma_Z^2$  – дисперсия случайной величины  $Z$  с нулевым математическим ожиданием.

При наличии в принятой реализации полезного сигнала случайная величина  $Z$  имеет гауссовскую плотность вероятности  $p_{\text{сп}}(Z)$  с математическим ожиданием

$$M\{Z\} = E_c \text{ и дисперсией } \sigma_Z^2 = \frac{N_0 \cdot E_c}{2} :$$

$$p_{\text{сп}}(Z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \cdot \sigma_Z^2}} \cdot \exp\left\{-\frac{(Z - E_c)^2}{2\sigma_Z^2}\right\}. \quad (2.24)$$

Графики распределения условных плотностей вероятности  $p_{\text{п}}(Z)$  и  $p_{\text{сп}}(Z)$  показаны на рис. 2.7. Пороговое значение обозначено  $Z_0$ . Заштрихованные площади под графиками  $p_{\text{п}}(Z)$  и  $p_{\text{сп}}(Z)$  численно равны условным вероятностям  $F$  и  $D$ , соответственно. Поэтому показатели качества обнаружения  $D$  и  $F$  связаны с плотностями вероятности  $p_{\text{п}}(Z)$  и  $p_{\text{сп}}(Z)$  выражениями :

$$D = \int_{Z_0}^{\infty} p_{\text{сп}}(Z) \cdot dZ; \quad F = \int_{Z_0}^{\infty} p_{\text{п}}(Z) \cdot dZ. \quad (2.25)$$

Подставив в (2.25) выражения (2.23) и (2.24), получим выражения для условных



вероятностей ложной тревоги  $F$  и правильного обнаружения  $D$  в виде

$$F = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_Z} \cdot \int_{Z_0}^{\infty} e^{-\frac{Z^2}{2\sigma_Z^2}} \cdot dZ, \quad (2.26)$$

$$D = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_Z} \cdot \int_{Z_0}^{\infty} e^{-\frac{(Z-E_c)^2}{2\sigma_Z^2}} \cdot dZ. \quad (2.27)$$

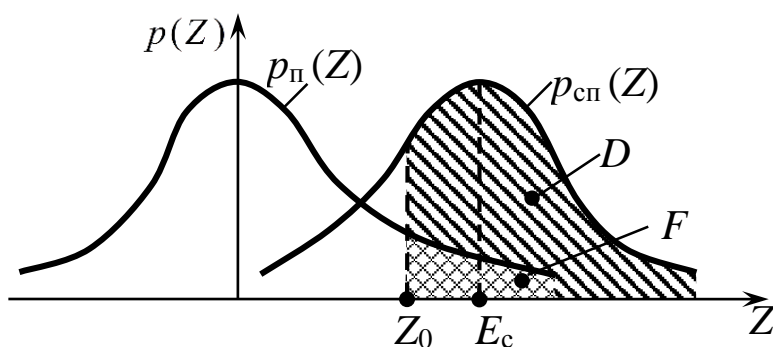


Рис. 2.7. Кривые условных плотностей вероятностей

Проведем замену переменных в выражениях (2.26) и (2.27)  $S_F = \frac{Z}{\sigma_Z}$ ;  $S_D = \frac{Z-E_c}{\sigma_Z}$ .

Тогда получим:

$$F = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{Z_0/\sigma_Z}^{\infty} e^{-\frac{S_F^2}{2}} \cdot dS; \quad D = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{(Z_0-E_c)/\sigma_Z}^{\infty} e^{-\frac{S_D^2}{2}} \cdot dS.$$

Используя форму записи интеграла вероятности  $\Phi(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{-\infty}^u e^{-t^2/2} \cdot dt$

и учитывая, что  $\Phi(-\infty) = \frac{1}{2}$ , для условной вероятности ложной тревоги получим [2,4,17]:

$$F = \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{-\infty}^{Z_0/\sigma_Z} e^{-\frac{S_F^2}{2}} \cdot dS - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{Z_0/\sigma_Z}^{\infty} e^{-\frac{S_F^2}{2}} \cdot dS \right] =$$

$$= \frac{1}{2} \left[ 1 - \Phi\left(\frac{Z_0}{\sigma_Z}\right) \right].$$

А для условной вероятности правильного обнаружения  $D = \frac{1}{2} \left[ 1 - \Phi \left( \frac{Z_0 - E_c}{\sigma_Z} \right) \right]$ .

Обозначив нормируемый (относительный) порог как  $\frac{Z_0}{\sigma_Z} = q_0$  и учитывая, что

$\frac{E_c}{\sigma_Z} = \sqrt{\frac{2E_c}{N_0}} = q$ , получим конечные выражения для качественных показателей

обнаружения в виде [2, 4, 17]:

$$F = 0,5 [1 - \Phi(q_0)]; \quad (2.28)$$

$$D = 0,5 [1 - \Phi(q_0 - q)]. \quad (2.29)$$

Величина относительного порога  $q_0$  влияет как на условную вероятность ложной тревоги (согласно (2.28) с увеличением  $q_0$  уменьшается  $F$ ), так и на условную вероятность правильного обнаружения сигналов. Однако в случае применения критерия Неймана-Пирсона условная вероятность ложной тревоги фиксируется и, поскольку она функционально связана с относительным порогом, то последний также оказывается заданным. Поэтому, согласно (2.29), увеличить условную вероятность правильного обнаружения можно только благодаря увеличению отношения сигнал/шум на входе порогового устройства. Поскольку уровень порога  $q_0$ , который обеспечивает заданное значение  $F$ , зависит от интенсивности шума, то добиться увеличения условной вероятности правильного обнаружения сигналов можно только благодаря увеличению их энергии  $E_c$ .

Величина отношения сигнал/шум на выходе оптимального обнаружителя полезного сигнала, получившая название *параметра обнаружения*, зависит только от энергии принятого полезного сигнала и спектральной плотности мощности шума на входе обнаружителя. Поэтому не важно, какую форму и какой вид модуляции имеет сигнал, возможность обнаружения его с заданными значениями  $D$  и  $F$  определяется только отношением его энергии  $E_c$  к спектральной плотности мощности шума  $N_0$ .

Выражения (2.28) и (2.29) используют для построения семейства зависимостей  $D = f(q, F = const)$ , которые называют *кривыми обнаружения*. На практике прием

детерминированных сигналов обычно не встречается, поэтому приведенные результаты следует рассматривать как потенциально достижимые при обнаружении сигналов на фоне АБГШ.

Достаточной статистикой при обнаружении полезного сигнала со случайной начальной фазой и со случайной начальной фазой и амплитудой является модуль корреляционного интеграла. Поскольку сам корреляционный интеграл имеет нормальное распределение, то его огибающая, при равновероятной начальной фазе, имеет распределение, которое подчиняется закону Релея-Райса, то есть условные плотности вероятностей  $p_n(Z)$  и  $p_{cn}(Z)$  можно подать выражениями [2,4,17]:

$$p_n(Z) = \frac{Z}{\sigma_Z^2} \cdot e^{-\frac{Z^2}{2\sigma_Z^2}};$$

$$p_{cn}(Z) = \frac{Z}{\sigma_Z^2} \cdot e^{-\frac{Z^2 + E_c^2}{2\sigma_Z^2}} \cdot I_0\left(\frac{2E_c Z}{\sigma_Z^2}\right),$$

где  $I_0(u)$  – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка первого рода;

Если подставить  $p_n(Z)$  и  $p_{cn}(Z)$  в выражение (2.25), то получим такие выражения для определения  $F$  и  $D$  [2, 4, 16]:

$$F = \exp\left(-\frac{q_0^2}{2}\right); \quad (2.31)$$

$$D = \exp\left\{-\frac{q_0^2}{2(1+1/2q^2)}\right\}. \quad (2.32)$$

С учетом выражений (2.31) и (2.32) получим зависимость для построения кривых обнаружения сигнала со случайной начальной фазой и амплитудой

$$D = F^{\frac{1}{1+1/2q^2}}.$$

На рис. 2.8 наведены кривые обнаружения для сигналов с полностью известными параметрами (штрих-пунктир), со случайной начальной фазой (пунктир) и со случайными амплитудой и начальной фазой (сплошные линии) [6,16]. Кривые

обнаружения для сигнала со случайной начальной фазой сдвигаются вправо по сравнению с кривыми с полностью известными параметрами, что свидетельствует о необходимости увеличения энергии полезного сигнала для обеспечения таких же качественных показателей обнаружения. Кривые обнаружения для сигнала со случайными амплитудой и начальной фазой смещаются еще более вправо, так как при случайных флуктуациях амплитуды возможны замирания сигнала и для обеспечения достаточно большой вероятности правильного обнаружения необходимо значительно увеличивать среднюю энергию сигнала.

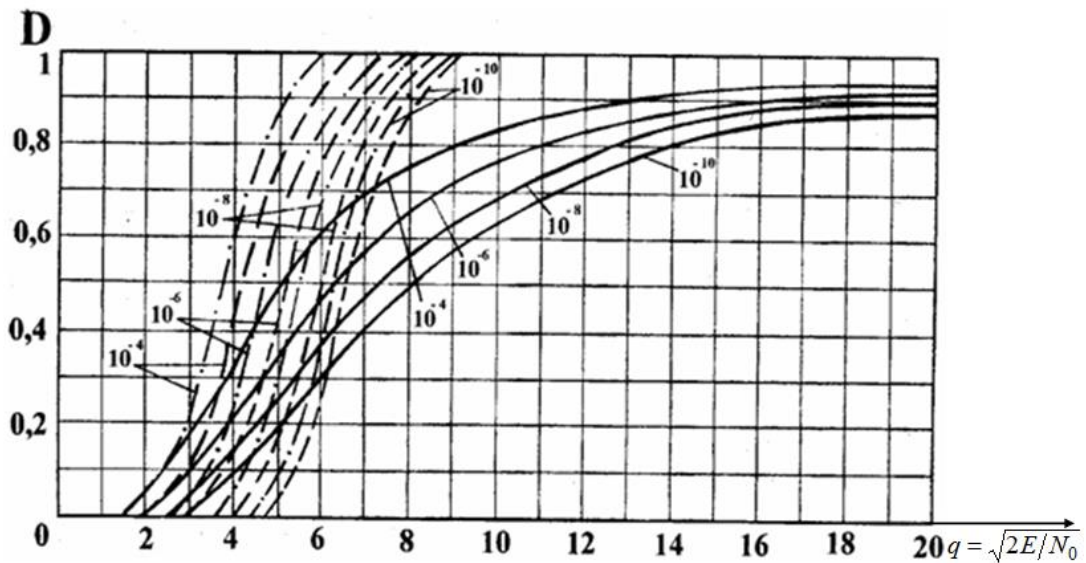


Рис. 2.8. Кривые обнаружения

Пользуясь кривыми обнаружения, можно найти параметры **порогового сигнала**, который при заданной вероятности ложной тревоги  $F$  может быть обнаружен с заданной вероятностью правильного обнаружения  $D$ . Энергетической характеристикой порогового сигнала является его энергия (или мощность), которую можно рассчитать, если известно значение параметра обнаружения  $q$ . Величина  $q$  определяется по кривым обнаружения.

Пусть, например, при оптимальном обнаружении прямоугольного радиоимпульса длительностью  $\tau_i$  со случайной начальной фазой следует обеспечить вероятность  $D = 0,9$ , при  $F = 10^{-6}$ . По кривыми обнаружения (рис. 2.8) находим, что  $q = 7$ . Этому значению параметра обнаружения соответствует энергия порогового сигнала  $E = 0,5N_0q^2 = 24,5N_0$ . При этом пороговый сигнал должен иметь мощность

$P_i = E / \tau_i = 24,5N_0 / \tau_i$ . Если мощность полезного сигнала будет больше порогового, то при  $F = 10^{-6}$  условная вероятность правильного обнаружения будет больше 0,9.

## 2.5. Многоканальные обнаружители полезных сигналов

На практике радиолокационные цели могут находиться на разных удалениях от РЛС и двигаться с определенными, заранее не известными скоростями. При этом априорно неизвестно ни время запаздывания сигнала  $t_3 = t_{3\text{мин}}, \dots, t_{3\text{макс}}$ , ни доплеровский сдвиг несущей частоты  $F_d = F_{d\text{мин}}, \dots, F_{d\text{макс}}$ . Поэтому наиболее распространенным является обнаружение сигналов с неизвестными информативными параметрами, которые могут изменяться в некоторых пределах. Рассогласование параметров принятого и опорного сигналов коррелятора приводит к ухудшению качественных показателей обнаружения. Для исключения этого негативного фактора необходимо осуществлять поиск полезного сигнала за временем запаздывания и доплеровским сдвигом несущей частоты сигнала [4].

В этом случае возможно применение одноканальной схемы корреляционного приема сигналов с последовательным обзором по времени запаздывания и частоте Доплера, структурная схема которой приведена на рис. 2.9. Она отличается от схемы корреляционного обнаружителя с полностью известными параметрами наличием перестраиваемого генератора опорного сигнала.

Структурная схема многоканального коррелятора, осуществляющего параллельный обзор по времени запаздывания, изображена на рис. 2.10. Обнаружитель содержит  $n$  корреляторов, генератор опорного сигнала каждого из которых настроен на определенное время запаздывания полезного сигнала  $t_3 = (t_1, t_2, t_3, \dots, t_n)$ . Многоканальные схемы корреляционного обнаружения сигналов с параллельным обзором по времени запаздывания и доплеровским сдвигом несущей частоты позволяют определить значения информативных параметров практически по одному зондирующему сигналу. Структурная схема многоканального коррелятора,

осуществляющего параллельный обзор по времени запаздывания  $t_3 = (t_1, t_2, t_3, \dots, t_n)$  и доплеровской частоте сигнала  $F_d = (F_{d0}, F_{d1}, \dots, F_{dn})$ , изображена на рис. 2.11.

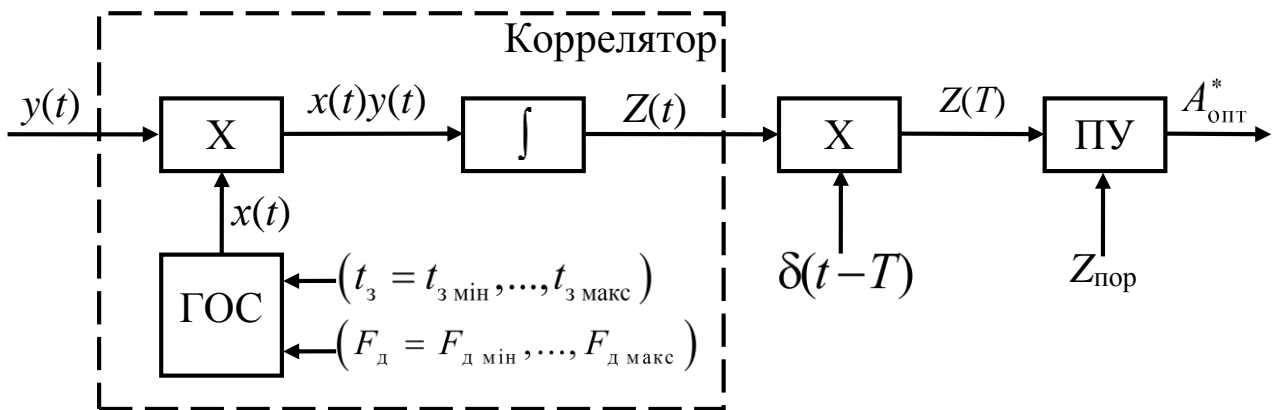


Рис. 2.9. Структурная схема корреляционного обнаружителя сигналов с последовательным обзором информативных параметров

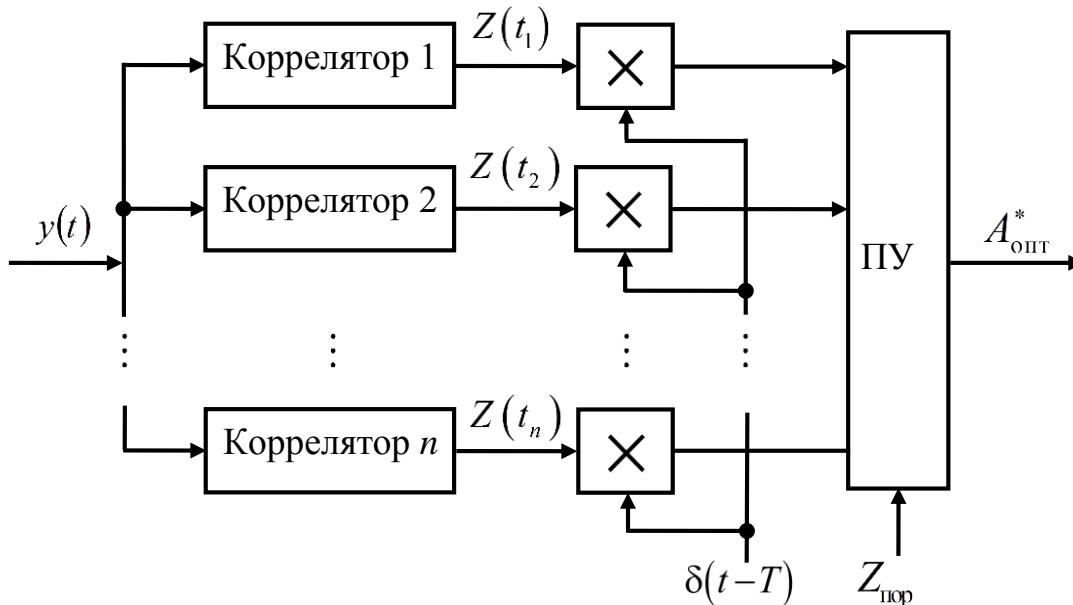


Рис. 2.10 Структурная схема корреляционного обнаружителя с параллельным обзором по времени запаздывания

Корреляционные обнаружители полезного сигнала, построенные по одноканальной схеме с последовательным обзором за временем запаздывания и частотой Доплера сигнала, требуют значительных временных затрат на обнаружение сигнала, а корреляционные обнаружители полезного сигнала, построенные по многоканальной схеме с параллельным обзором за временем запаздывания и частотой Доплера, уменьшают время на обнаружение сигнала, однако требуют увеличения каналов обработки, что приводит к усложнению схемы. Особенно это проявляется

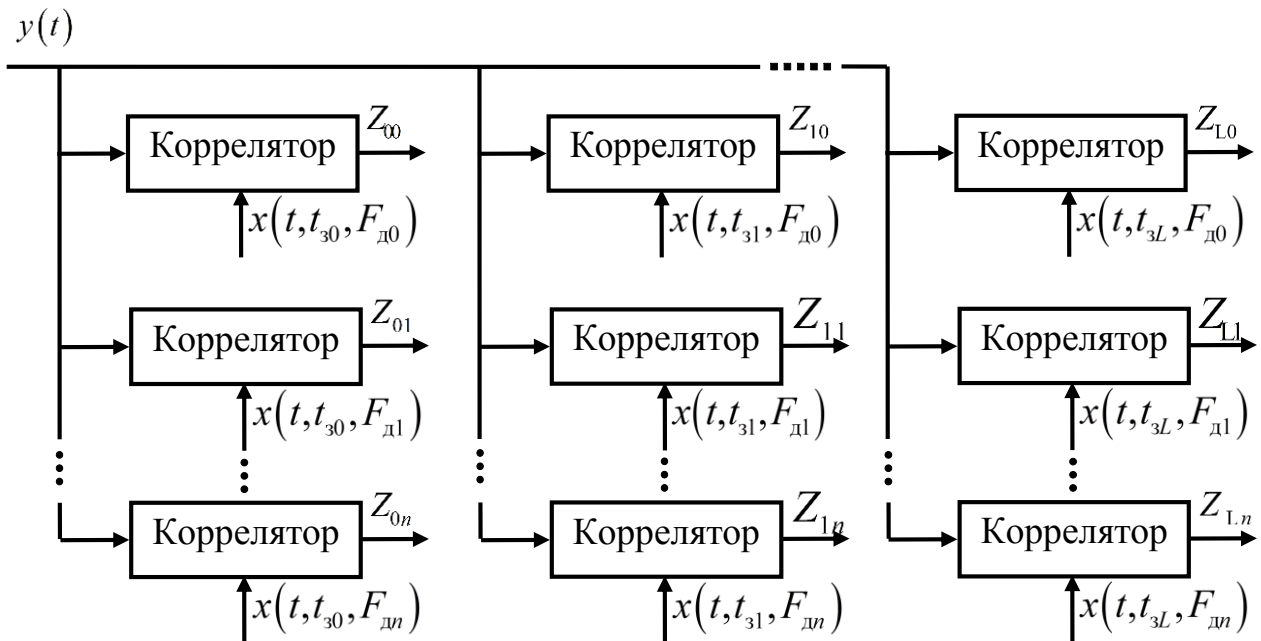


Рис. 2.11. Структурная схема многоканального коррелятора с параллельным обзором информативных параметров

при широких диапазонах возможного изменения времени запаздывания, что требует поиска другого возможного метода вычисления корреляционного интеграла для сигналов с неизвестным временем запаздывания, который не требует организации поиска априорно неизвестного параметра. Устройством, инвариантным ко времени запаздывания сигнала и позволяющим осуществлять вычисление корреляционного интеграла, является оптимальный фильтр.

### Контрольные вопросы

1. Сформулируйте задачу обнаружения полезного сигнала на фоне АБГШ.
2. В чем заключается сущность критерия минимума среднего риска, можно ли весовой критерий считать частным случаем критерия минимума среднего риска?
3. Дайте определение качественных показателей оптимального обнаружителя.
4. Сформулируйте оптимальное правило обнаружения полезного сигнала с полностью известными параметрами.
5. Нарисуйте структурную схему корреляционного обнаружителя сигнала с полностью известными параметрами и сигнала со случайной начальной фазой.
6. Запишите выражение для определения порогового значения корреляционного обнаружителя.
7. Чем определяется отношение сигнал/шум на выходе коррелятора?
8. Дайте краткую характеристику методов поиска сигнала по времени запаздывания и частоте Доплера.

### 3. Фильтровое обнаружение сигналов на фоне АБГШ

#### 3.1. Понятие про оптимальную фильтрацию сигналов

Выделить полезный сигнал, который искажен шумом, можно с помощью частотной фильтрации. Если коэффициент передачи линейного фильтра имеет большее значение в области частот, где сконцентрирована основная часть энергии полезного сигнала и малые в области, где сосредоточена спектральная плотность мощности шума, то можно ожидать, что на выходе фильтра будет наблюдаться относительное увеличение полезного сигнала.

Представим ожидаемый сигнал  $x(t, \alpha)$  с произвольным временем задержки  $\alpha = t_3$  в виде  $x(t, \alpha) = x(S, t_3) = u(S - t_3)$ .

Тогда корреляционный интеграл можно записать так:

$$Z(t_3) = \int_{-\infty}^{\infty} y(S) \cdot u(S - t_3) \cdot dS. \quad (3.1)$$

Это выражение представляет собой интеграл свертки, который определяет напряжение на выходе линейного фильтра [16]

$$W(t) = \int_{-\infty}^{\infty} y(S) \cdot V(t - S) \cdot dS, \quad (3.2)$$

где  $W(t)$ - напряжение на выходе линейного фильтра;

$V(t)$ - импульсная характеристика фильтра.

Сравнение выражений (3.1) и (3.2) позволяет сделать вывод, что вычисление корреляционного интеграла можно осуществить с помощью линейного фильтра, если определенным образом подобрать его импульсную характеристику.

Линейный фильтр, импульсная характеристика которого согласована с *полезным* сигналом, называется *согласованным фильтром*. Согласованный фильтр (СФ) выполняет основную операцию оптимальной обработки сигналов - вычисление значения корреляционного интеграла и поэтому его называют *оптимальным*. Синтез согласованного фильтра можно провести во временной области по его импульсной характеристике или в частотной области – по его частотной характеристике.

Импульсная характеристика (ИХ) описывает реакцию линейного фильтра на



входное воздействие в виде единичного дельта-импульса  $\delta(t)$ , подаваемого в момент времени  $t = 0$ . Требование оптимальности сводится к тому, чтобы на выходе согласованного фильтра последовательно во времени воспроизводились значения корреляционного интеграла с некоторой задержкой  $t_0$  с точностью до постоянного множителя  $C$ . Для определения ИХ согласованного фильтра приравняем напряжение на его выходе в момент времени  $t = t_3 + t_0$  значению корреляционного интеграла для ожидаемого сигнала с задержкой  $t_3$

$$W(t_3 + t_0) = C \cdot Z(t_3). \quad (3.3)$$

Тогда, согласно (3.1) - (3.3), получим выражение

$$\int_{-\infty}^{\infty} y(S) \cdot V(t_3 + t_0 - S) \cdot dS = C \int_{-\infty}^{\infty} y(S) \cdot u(S - t_3) dS. \quad (3.4)$$

Равенство (3.4) будет выполняться, если

$$V(t_3 + t_0 - S) = C \cdot u(S - t_3).$$

При введении новой независимой переменной  $t = t_3 + t_0 - S$  получим конечное выражение для ИХ согласованного фильтра

$$V(t) = V_{opt}(t) = C \cdot u(t_0 - t). \quad (3.5)$$

Следовательно ИХ СФ получается из функции  $u(t)$ , описывающей полезный сигнал с нулевым временем задержки, изменением аргумента  $t$  на  $t_0 - t$ . Такое преобразование соответствует зеркальному отражению функции  $u(t)$  относительно  $t_0/2$ . Действительно, при введении переменной  $t = t_0/2 + \nu$  получим

$$V_{opt}\left(\frac{t_0}{2} + \nu\right) = C \cdot u\left(\frac{t_0}{2} - \nu\right). \quad (3.6)$$

Анализ выражения (3.6) показывает, что *импульсная характеристика СФ с точностью до постоянного множителя  $C$  является зеркальным во времени отображением ожидаемого полезного сигнала относительно значения  $t = t_0/2$ .*

Коэффициент  $C$  учитывает возможность выбора произвольного коэффициент

передачи, согласно которому устанавливается уровень порога, обеспечивающий заданное значение условной вероятности ложной тревоги  $F$ . Постоянная  $t_o = t_{o\min} = \tau_c$  определяет время задержки фильтра и обуславливает его физическую реализуемость, поскольку отклик на выходе фильтра не может появиться раньше подачи входного сигнала длительностью  $\tau_c$ .

Построение ИХ СФ для прямоугольного радиоимпульса с линейной частотной модуляцией, при  $C = 1$ , показано на рис. 3.1. Зеркальность отражения во времени заключается в том, что радиоимпульс  $u(t)$  с частотой, которая увеличивается во времени, отображается в радиоимпульс  $V(t)$ , у которого частота уменьшается во времени.

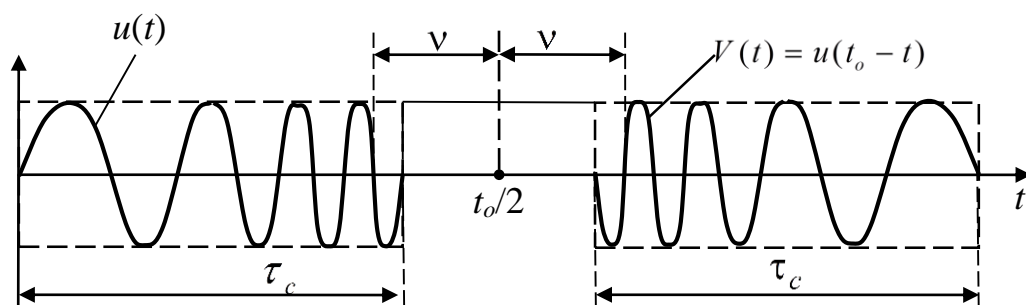


Рис. 3.1. Импульсная характеристика СФ

Структурная схема фильтрового обнаружителя сигналов со случайными амплитудой и начальной фазой показана на рис. 3.2. На выходе СФ применен линейный детектор, позволяющий получить огибающую напряжения, которая соответствует модульному значению корреляционного интеграла.

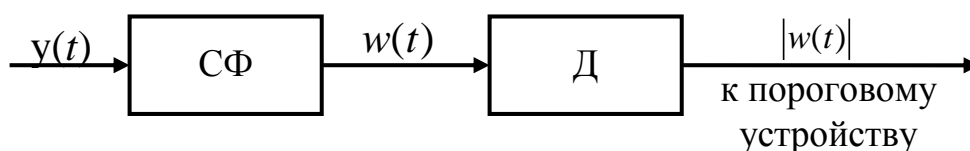


Рис. 3.2. Структурная схема фильтрового обнаружителя сигналов

Синтез СФ можно провести и на основе его частотной характеристики (ЧХ). ЧХ связана с ИХ преобразованием Фурье [16]

$$\dot{K}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} V(t) \exp(-j2\pi ft) dt .$$

Если подставить  $V(t) = V_{omn}(t)$ , то получим выражение для оптимальной ЧХ

$$\dot{K}_{omn}(f) = C \cdot \dot{g}^*(f) \exp(-j2\pi ft_o), \quad (3.7)$$

где  $\dot{g}^*(f) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \exp(j2\pi ft) dt$  – комплексно сопряженный спектр полезного сигнала.

Из выражения (3.7) следует, что ЧХ СФ с точностью до постоянного множителя  $C$  и множителя запаздывания  $\exp(-j2\pi ft_o)$  определяется комплексно сопряженным частотным спектром полезного сигнала. Преобразуем выражение (3.7) к виду

$$\dot{K}_{omn}(f) = C |\dot{g}^*(f)| \exp(-j \arg \dot{g}^*(f) - j2\pi ft_o),$$

где  $|\dot{g}^*(f)|$  – амплитудно-частотный спектр (АЧС) полезного сигнала;

$\arg \dot{g}^*(f)$  – фазочастотный спектр (ФЧС) полезного сигнала.

Тогда амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) СФ имеет вид

$$|\dot{K}_{omn}(f)| = K_{omn}(f) = C |\dot{g}^*(f)| = Cg(f), \quad (3.8)$$

а фазочастотная характеристика (ФЧХ) СФ

$$\arg \dot{K}_{omn}(f) = -\arg \dot{g}^*(f) - 2\pi ft_o. \quad (3.9)$$

Согласно (3.8), АЧХ СФ  $K_{omn}(f)$  с точностью до постоянного множителя  $C$  определяется АЧС полезного сигнала  $g(f)$ .

Для примера на рис. 3.3 приведен АЧС простого радиоимпульса прямоугольной формы на несущей частоте  $f_0$  (пунктирная линия) и АЧХ СФ (сплошная линия). Видно, что СФ лучше выделяет те спектральные составляющие, которые наиболее ярко выражены в спектре сигнала, а слабые спектральные составляющие подавляются. Задачей фильтра является не точное воспроизведение сигнала, а его лучшее выделение на фоне помех со спектральной плотностью  $N_0$ .

Прохождение полезного сигнала через СФ вызывает изменение его АЧС, которое можно описать следующим образом [16]:  $g_{вих}(f) = g(f) K_{omn}(f) = Cg^2(f)$ .

Спектральная плотность шумовой составляющей также изменится на выходе СФ:

$$N_{\text{вых}}(f) = N_0 K_{\text{опп}}^2(f) = N_0 C^2 g^2(f) = C N_0 g_{\text{вых}}(f).$$

Таким образом, АЧС полезного сигнала на выходе СФ отличается от энергетического спектра выходного шума только постоянным множителем  $C N_0$ . СФ в процессе оптимальной обработки полезного сигнала практически устраняет различие между полезным сигналом и шумом, что делает невозможным его повторное использование.

Согласно (3.9), ФЧХ СФ одинакова по величине и противоположна по знаку ФЧС сигнала с учетом набега фазы  $2\pi f t_0$  за счет задержки в фильтре. При этом все спектральные составляющие полезного сигнала на выходе СФ в момент времени  $t - t_3$  будут иметь фазу  $\varphi_{\text{вых}}(t - t_3) = 2\pi f(t - t_3) + \arg \dot{g}(f) + \arg \dot{K}_{\text{опп}}(f) =$   
 $= 2\pi f(t - t_3) + \arg \dot{g}(f) - \arg \dot{g}(f) - 2\pi f t_0 = 2\pi f(t - t_3 - t_0)$ , которая равна нулю в момент времени  $t = t_3 + t_0$ , который соответствует окончанию обработки сигнала в СФ (рис.3.4).

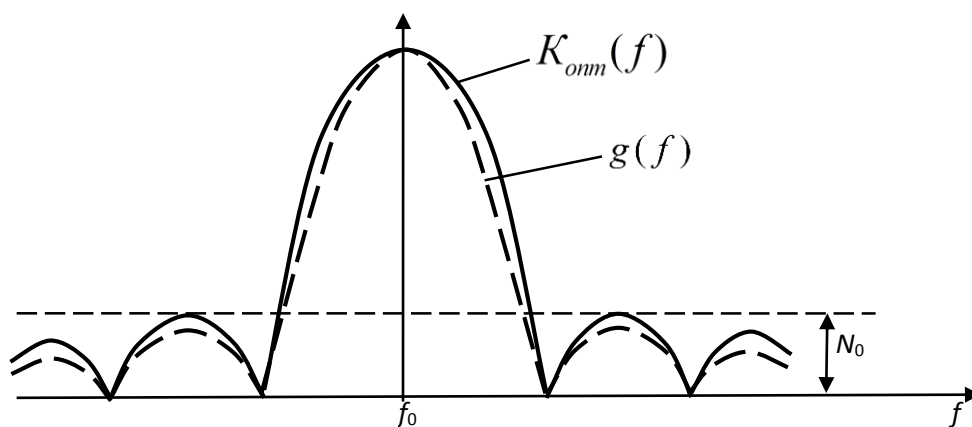


Рис. 3.3. АЧС полезного сигнала и АЧС СФ

Максимальное значение напряжения сигнальной составляющей на выходе СФ наблюдается в момент времени  $t = t_3 + t_0$ , тогда:

$$w_{\text{смакс}} = w_c(t_3 + t_0) = C \int_{-\infty}^{+\infty} g^2(f) \exp(-j2\pi f(t_3 + t_0)) \exp(j2\pi f(t_3 + t_0)) df =$$

$$= C \int_{-\infty}^{+\infty} g^2(f) df = C E_c.$$

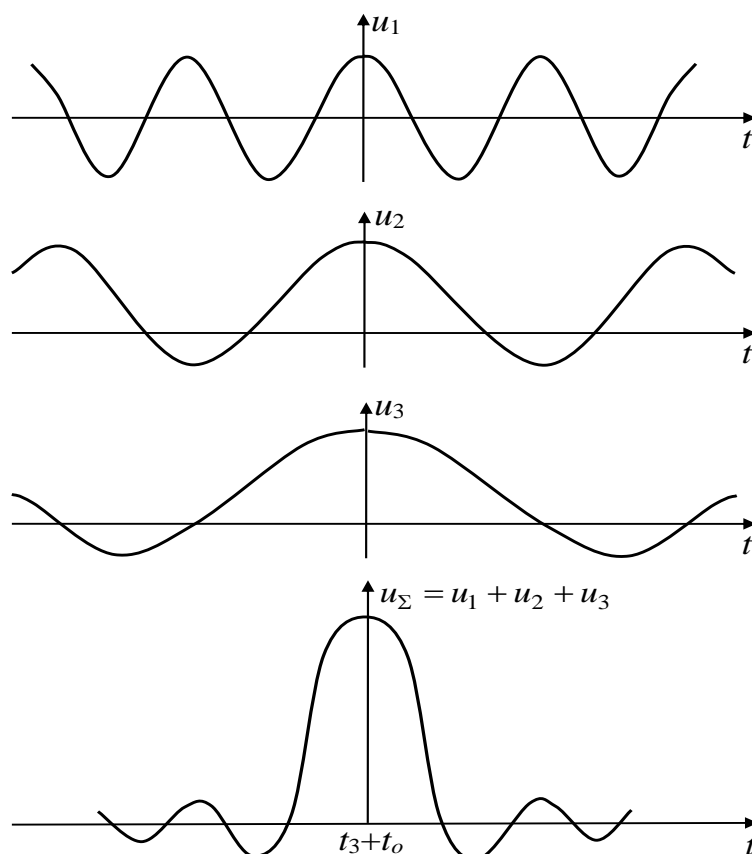


Рис. 3.4. Формирование сигнальной составляющей на выходе СФ

Дисперсию шумовой составляющей на выходе СФ можно определить как

$$\sigma_n^2 = \int_0^{+\infty} N_0 \cdot |\dot{K}_{y\phi}(f)|^2 \cdot df. \text{ Тогда с учетом (3.7), имеем}$$

$$\sigma_n^2 = \frac{C^2 \cdot N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} g^2(f) \cdot df = \frac{C^2 \cdot N_0 \cdot E_c}{2}.$$

Определим *отношение сигнал\шум* на выходе СФ как отношение максимального мгновенного значения сигнальной составляющей к среднеквадратическому значению шумовой составляющей [16]

$$q = \frac{w_{c, \max}}{\sigma_n} = \sqrt{\frac{2E_c}{N_0}}. \quad (3.10)$$

Сравнивая выражение (3.10) с выражением (2.17), которое было получено для корреляционного обнаружителя, можно прийти к выводу, что отношение сигнал\шум на выходе СФ такое же, как и на выходе устройства корреляционной обработки сигналов. Это еще раз подтверждает тот факт, что согласованный фильтр является

оптимальным устройством обнаружения полезного сигнала, с которым он согласован.

Таким образом, согласованный фильтр выполняет основную операцию оптимальной обработки сигналов - вычисление значения корреляционного интеграла и может использоваться вместо коррелятора, что значительно упрощает структуру устройства обработки сигналов. Фильтровой обнаружитель сигналов с неизвестными амплитудой и начальной фазой является одноканальным по времени запаздывания (дальности), так как СФ инвариантен ко времени прихода сигналов.

### 3.2. Фильтровая обработка сигналов пачечной структуры на фоне АБГШ

На практике обычно используют не одиночные радиоимпульсы, а их последовательности, называемые пачками. В зависимости от характера изменения начальных фаз радиоимпульсов в пределах пачки различают когерентные и некогерентные пачки радиоимпульсов. *Когерентной* называется пачка радиоимпульсов, в которой отсутствуют случайные изменения начальной фазы от импульса к импульсу. *Некогерентной* называется пачка радиоимпульсов, в которой присутствуют случайные изменения начальной фазы от импульса к импульсу.

Рассмотрим реализацию согласованных фильтров для когерентной и некогерентной пачек радиоимпульсов. Аналитически *когерентную пачку радиоимпульсов* можно представить в виде [16,17]

$$x_{II}(t) = \sum_{i=1}^M x(t + t_3 + (i-1)T_{II}),$$

где  $M$  – число радиоимпульсов в пачке,

$t_3$  – время запаздывания пачки радиоимпульсов,

$T_{II}$  – период следования радиоимпульсов в пачке.

При этом будем считать, что отдельный импульс пачки является простым радиоимпульсом длительностью  $\tau_c$ , имеет амплитуду  $A_c = 1$  и начальную фазу  $\varphi_o = 0$  вида  $x(t) = A_c \exp(j2\pi f_c t + \varphi_o)$ . Синтез *структурной схемы СФ когерентной пачки радиоимпульсов* проведем, воспользовавшись его импульсной характеристикой, которая, согласно (3.5), будет иметь вид:

$$V(t) = C \cdot x_{\Pi}(t_0 - t) = C \sum_{i=1}^M x(t_0 - t - t_3 - (i-1)T_{\Pi}).$$

Как известно, ЧХ связана с ИХ преобразованием Фурье:

$$\dot{K}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} V(t) \exp(-j2\pi ft) dt.$$

Тогда выражение для ЧХ СФ когерентной пачки радиоимпульсов запишем следующим образом:

$$\dot{K}_{\text{КП}}(f) = C \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^M x(t_0 - t - t_3 - (i-1)T_{\Pi}) \exp(-j2\pi ft) dt. \quad (3.11)$$

Так как СФ инвариантен ко времени прихода сигналов, то структура СФ не будет зависеть от времени запаздывания пачки радиоимпульсов и поэтому, без потери общности, можно считать, что  $t_3=0$ . Пусть  $s = t_0 - t - t_3 - (i-1)T_{\Pi}$ , тогда  $-t = s - t_0 + (i-1)T_{\Pi}$ . Преобразуем выражение (3.11) с учетом введенных

обозначений:  $\dot{K}_{\text{КП}}(f) = C \sum_{i=1}^M \exp(j2\pi f(i-1)T_{\Pi}) \exp(-j2\pi ft_0) \int_{-\infty}^{\infty} x(s) \exp(j2\pi fs) ds$ . С

учетом того, что  $\dot{g}^*(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(s) \exp(j2\pi fs) ds$  - комплексно сопряженный спектр

одиночного радиоимпульса, то частотная характеристика СФ когерентной пачки радиоимпульсов запишется следующим образом:

$$\dot{K}_{\text{КП}}(f) = C \dot{g}^*(f) \exp(-j2\pi ft_0) \sum_{i=1}^M \exp(j2\pi f(i-1)T_{\Pi}).$$

Для пачки радиоимпульсов  $t_0 = (M-1)T_{\Pi} + \tau_c$ , тогда выражение для частотной характеристика СФ когерентной пачки радиоимпульсов преобразуется к виду:

$$\dot{K}_{\text{КП}}(f) = C \dot{g}^*(f) \exp(-j2\pi f\tau_c) \sum_{i=1}^M \exp(-j2\pi f(M-i)T_{\Pi}). \quad (3.12)$$

Анализ выражения (3.12) показывает, что составляющая перед знаком суммы, согласно (3.7), представляет собой ЧХ СФ одиночного радиоимпульса пачки, а вторая часть (3.12) представляет собой ЧХ сумматора на линии задержки (ЛЗ) с отводами. Поэтому структурная схема СФ когерентной пачки радиоимпульсов, которая приведена на рис.3.5, состоит из СФ одиночного радиоимпульса пачки (СФОРИ) и

сумматора на линии задержки с отводами с общим временем задержки  $t_3 = (M - 1)T_{\Pi}$  и временной задержкой между отводами равной периоду следования импульсов в пачке. Процесс согласованной фильтрации во временной области на примере когерентной пачки, которая состоит из трех радиоимпульсов с прямоугольными огибающими, показан на рис. 3.6. Для упрощения высокочастотное заполнение радиоимпульсов не показано. Первый элемент согласованного фильтра когерентной пачки радиоимпульсов СФОРИ осуществляет оптимальную фильтрацию одиночного радиоимпульса в пачке, а второй элемент обеспечивает когерентное накопление радиоимпульсов, поэтому в радиотехнике такие устройства называют накопителями.

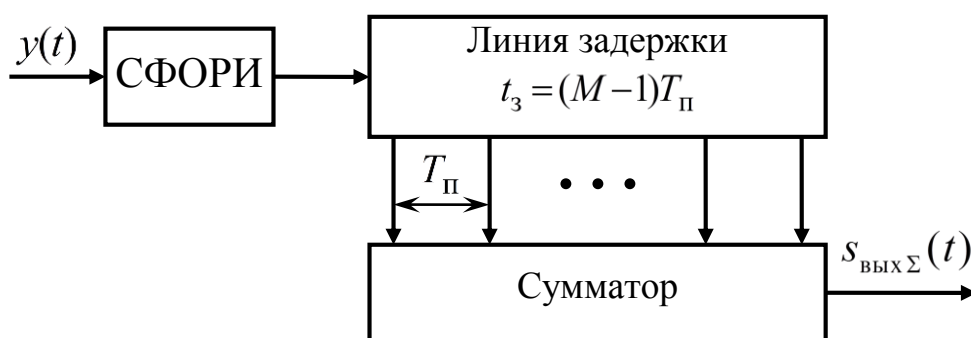


Рис. 3.5. СФ когерентной пачки радиоимпульсов

Анализ прохождения сигналов через согласованный фильтр когерентной пачки радиоимпульсов позволяет сделать следующие выводы:

при отсутствии ослабления в ЛЗ, максимальное значение амплитуды исходного сигнала в  $M$  раз больше, чем амплитуда входного сигнала;

огибающая пачки радиоимпульсов на выходе оптимального фильтра имеет ромбовидную форму длительностью  $2MT_{\Pi}$  по нулевому уровню и длительностью  $MT_{\Pi}$  на уровне 0,5 от максимального;

максимум выходного сигнала формируется в момент времени, который соответствует окончанию входной пачки и его величина пропорциональна энергии всей пачки  $E_{\text{СП}} = E_c M$ .

За счет когерентного накопления сигнальных составляющих максимальная амплитуда увеличивается в  $M^2$  раз по напряжению, а дисперсия помех всего лишь в  $M$  раз за счет сложения их со случайной начальной фазой. Поэтому отношение



сигнал/шум на выходе СФ для когерентной пачки радиоимпульсов увеличивается в  $\sqrt{M}$  раз и определяется энергией пачки и спектральной плотностью мощности шумов, то есть

$$q_k = \sqrt{\frac{2E_{\text{сн}}}{N_0}} = q_1 \sqrt{M}.$$

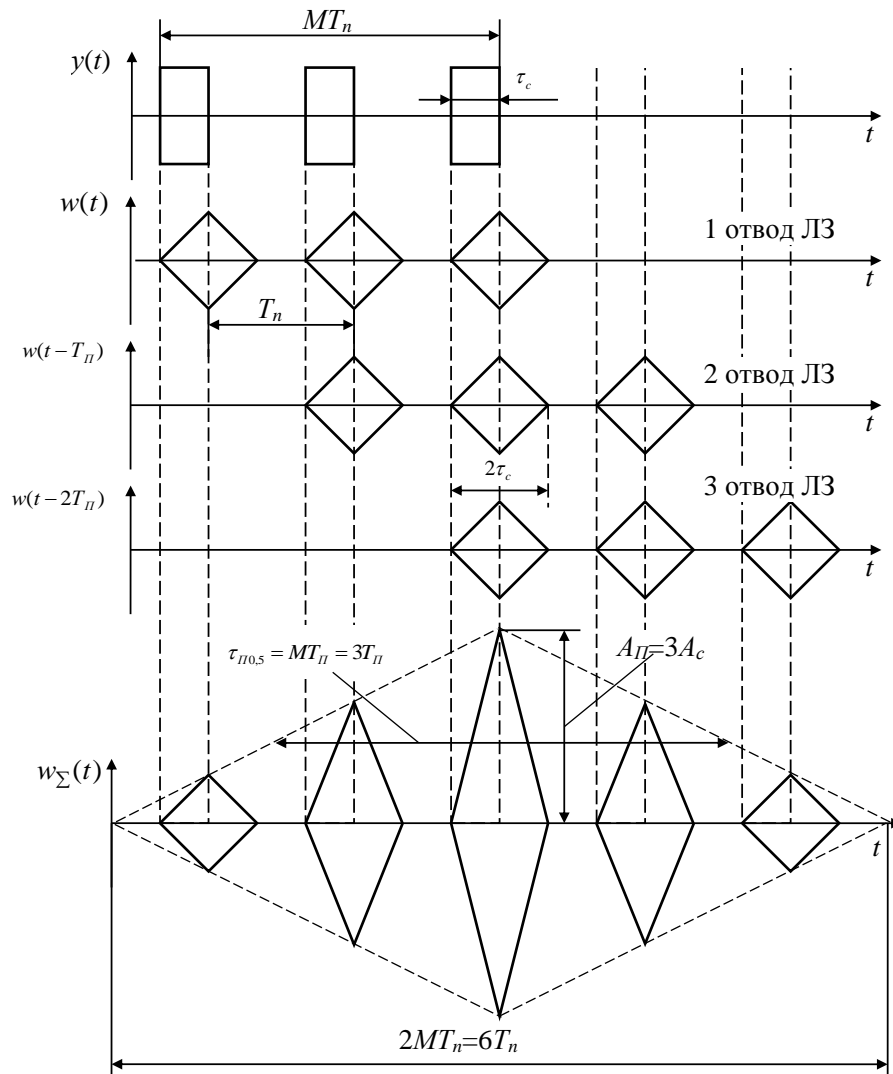


Рис. 3.6.Согласованная фильтрация когерентной пачки радиоимпульсов

Следовательно, оптимальная фильтрация когерентной пачки радиоимпульсов разделяется на два этапа:

- 1) внутриимпульсная обработка – это согласованная фильтрация одиночных радиоимпульсов когерентной пачки;
- 2) межпериодная обработка – это этап накопления энергии одиночных радиоимпульсов когерентной пачки.

Если амплитуды радиоимпульсов в пределах пачки разные, то в соответствующие ответвления ЛЗ СФ необходимо ввести дополнительно усилители, коэффициенты

усиления которых регулируются таким образом, чтобы их усиление было пропорционально амплитудам импульсов в пачке в зеркальном отражении (рис.3.7).

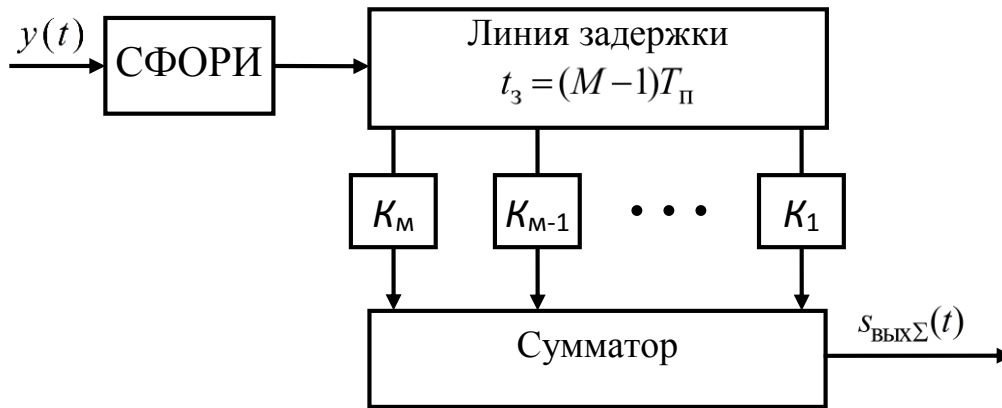


Рис. 3.7. СФ когерентной пачки радиоимпульсов с разными амплитудами

Для обработки *некогерентной пачки радиоимпульсов* необходимо вычислять модульное значение корреляционного интеграла. Каждый импульс пачки является радиоимпульсом со случайной начальной фазой. Из-за случайности начальной фазы сигналов на выходе СФОРИ невозможно обеспечить когерентное накопление энергии радиоимпульсов, поэтому при фильтровой обработке такой пачки на выходе СФОРИ необходимо ставить линейный детектор. Структурная схема СФ для некогерентной пачки радиоимпульсов с одинаковыми амплитудами приведена на рис. 3.8.

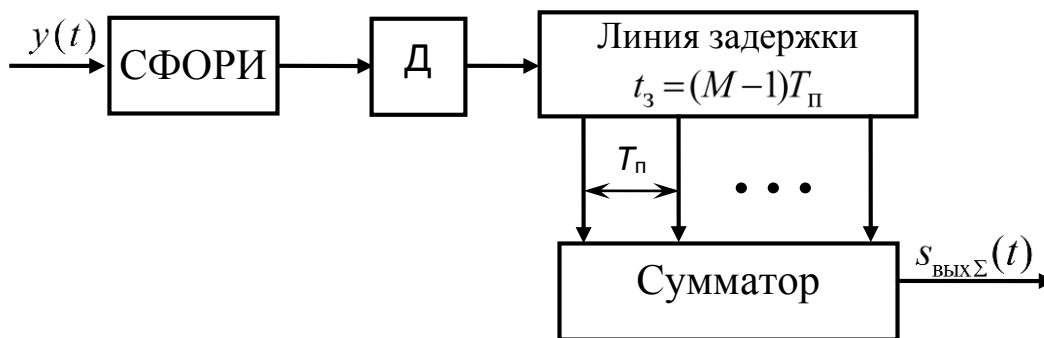


Рис. 3.8. СФ для некогерентной пачки радиоимпульсов с одинаковыми амплитудами

Эпюры напряжения, характеризующие работу СФ на примере некогерентной пачки, которая состоит из трех импульсов одинаковой амплитуды со случайными начальными фазами, приведены на рис. 3.9.

Во время обработки некогерентной пачки радиоимпульсов осуществляется накопление видеоимпульсов пачки с выхода детектора. Поскольку некогерентное накопление энергии радиоимпульсов проводится без учета начальных фаз радиоимпульсов, то оно сопровождается некоторым уменьшением отношения сигнал/шум на выходе СФ по сравнению с когерентным накоплением. Отношение сигнал/шум определяется выражением [2]

$$q_n = \sqrt{\frac{2E_c}{N_0\gamma_B}} = \sqrt{\frac{2ME_{cl}}{N_0\gamma_B}} = \frac{q_k}{\sqrt{\gamma_B}}.$$

Коэффициент  $\gamma_B$  характеризует потери при некогерентном накоплении и находится по графику (рис. 3.10).

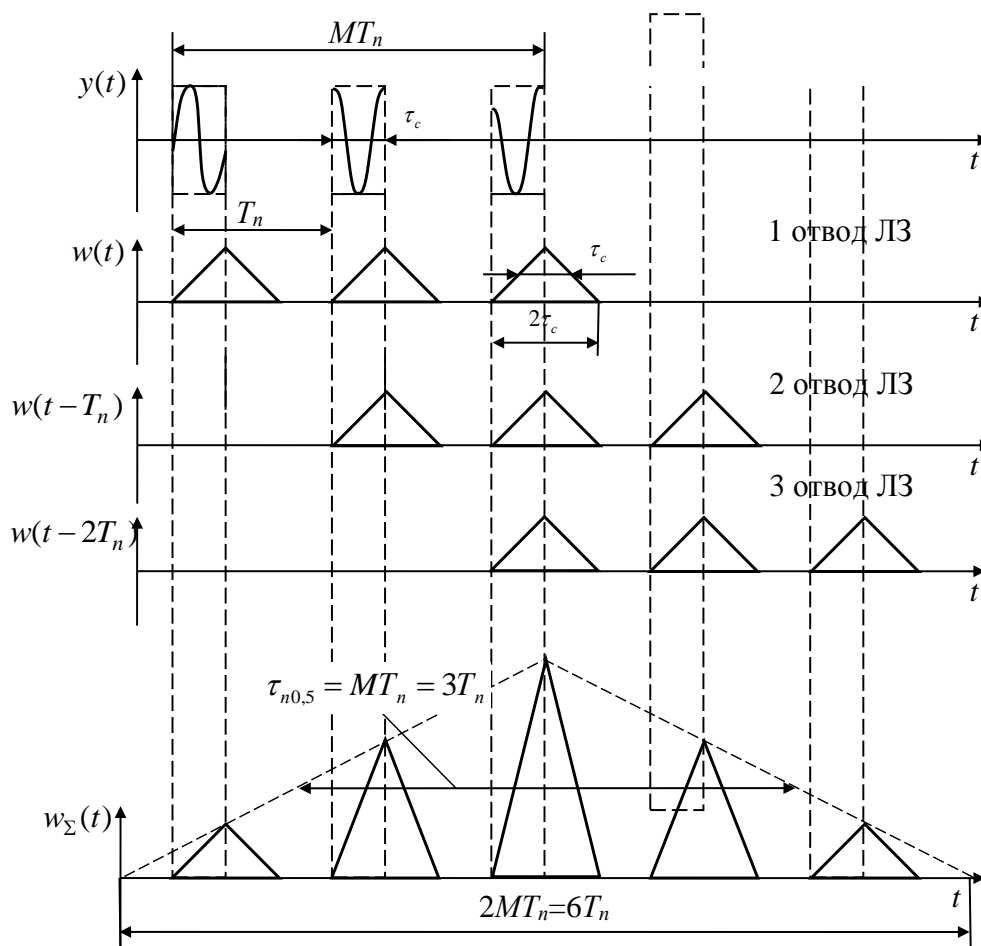


Рис. 3.9. Согласованная фильтрация некогерентной пачки

Если амплитуды радиоимпульсов некогерентной пачки неодинаковы, то в соответствующих отводах линии задержки СФ необходимо поставить усилители видеосигналов, коэффициенты передачи которых должны быть пропорциональны

амплитудам импульсов в пачке в зеркальном отражении. Структурная схема СФ для некогерентной пачки радиоимпульсов с разными амплитудами импульсов приведена на рис. 3.11.

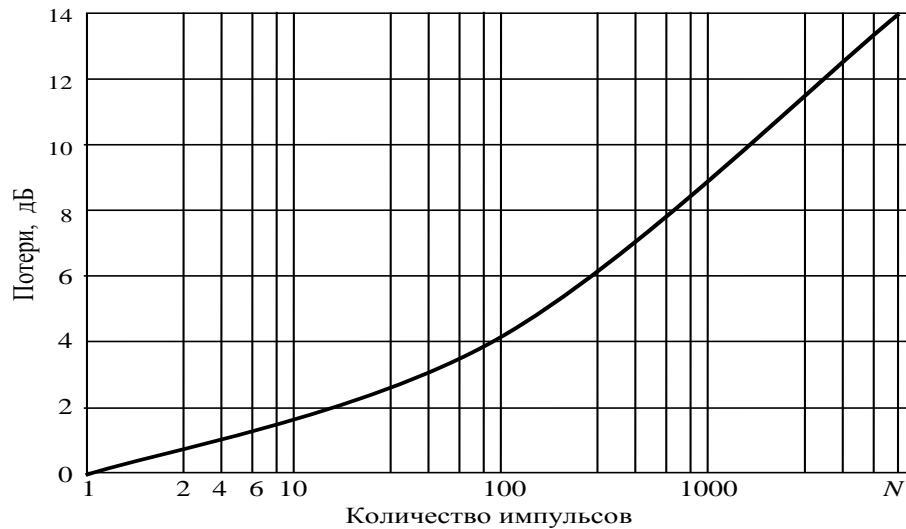


Рис. 3.10. Потери энергии при некогерентном накоплении ( $D = 0,9; F = 10^{-7}$ )

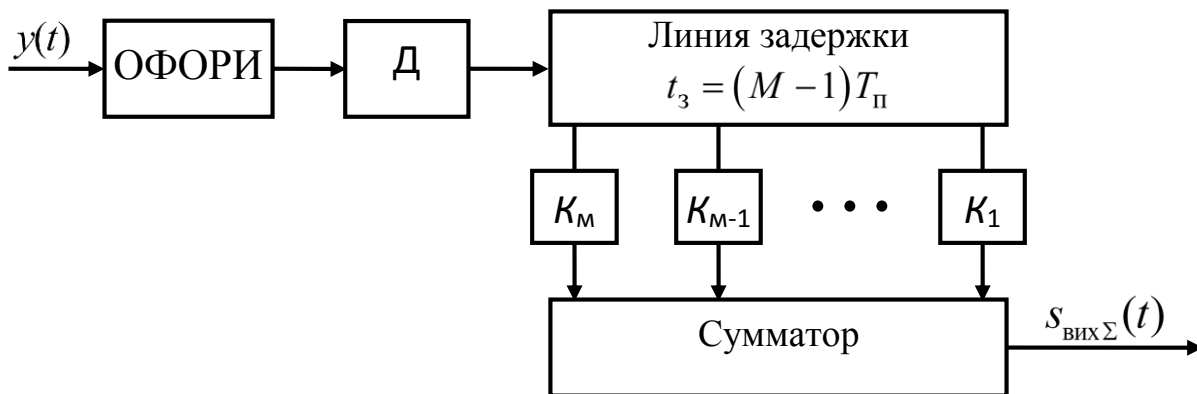


Рис. 3.11. СФ некогерентной пачки радиоимпульсов с разными амплитудами

Таким образом, согласованный фильтр для когерентной пачки радиоимпульсов в своем составе имеет СФОРИ и накопитель энергии в виде линии задержки с отводами и сумматора. Если амплитуда импульсов в пачке изменяется, то в отводах линии задержки необходимо включать усилители, которые имеют коэффициенты усиления, пропорциональные амплитудам сигналов пачки и расположены в зеркальном отражении по отношению к ним. Отношение сигнал/шум на выходе СФ для когерентной пачки радиоимпульсов увеличивается в  $\sqrt{M}$  раз по отношению со входом и определяется энергией пачки и спектральной плотностью мощности шумов.

Согласованный фильтр некогерентной пачки радиоимпульсов между СФОРИ и линией задержки имеет линейный детектор, который устраняет влияние случайности начальных фаз радиоимпульсов пачки на результат обработки. Некогерентное накопление энергии радиоимпульсов пачки сопровождается некоторым уменьшением отношения сигнал/шум на выходе СФ сравнительно с когерентным накоплением.

### 3.3. Квазиоптимальная фильтрация

Построение СФ радиоимпульса с прямоугольной огибающей усложняется из-за необходимости технической реализации фильтра, имеющего АЧХ вида  $\sin x/x$ . В ряде случаев можно достичь удовлетворительных результатов, применив фильтры более простой конструкции в сравнении с оптимальными согласованными фильтрами [16].

Фильтры, полоса пропускания которых определенным образом согласована с шириной спектра полезного сигнала  $\Delta f_c$ , называются *квазиоптимальными*. При этом, квазиоптимальный фильтр (КФ) должен обеспечить пропускание без ослабления колебаний из области частот, где сосредоточена основная часть энергии сигнала. Полоса пропускания квазиоптимального фильтра выбирается из условия [2]

$$\Pi_{\text{кф}} = k_{\text{ф}} \cdot \Delta f_c,$$

где  $k_{\text{ф}}$  – коэффициент, учитывающий форму АЧХ фильтра.

Для квазиоптимальной фильтрации прямоугольного радиоимпульса длительностью  $\tau_i$  можно применить полосовой фильтр с гауссовой АЧХ, который настроен на несущую частоту  $f_c$  (рис. 3.12). Полосу пропускания такого фильтра следует выбирать из соотношения  $\Pi_{\text{кф}} = 0,72\Delta f_c = 0,72/\tau_i$  [2]. При этом отношение сигнал/шум  $q_{\text{кф}}$ , которое достигается при квазиоптимальной фильтрации прямоугольного радиоимпульса, оказывается меньше, чем отношение сигнал/шум  $q_{\text{сф}}$  при согласованной фильтрации. Относительное изменение отношения

сигнал/шум  $q_{кф}/q_{оф}$  в зависимости от коэффициента, учитывающего форму АЧХ фильтра  $k_{ф} = \Pi_{кф} \cdot \tau_i$ , изображено на рис. 3.13.

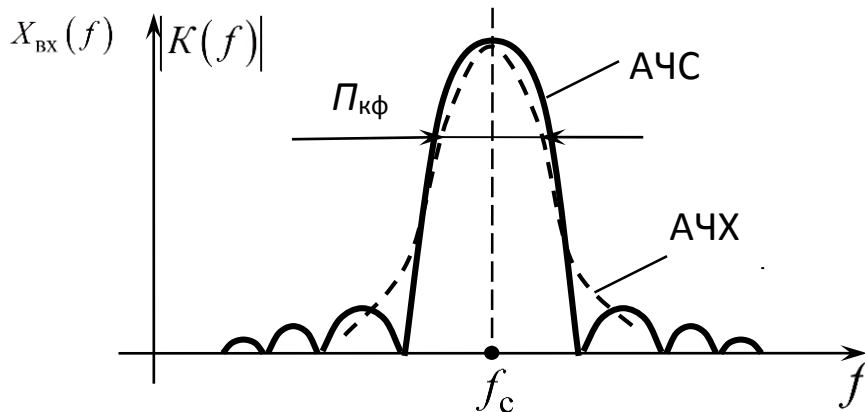


Рис. 3.12. АЧХ КФ прямоугольного радиоимпульса

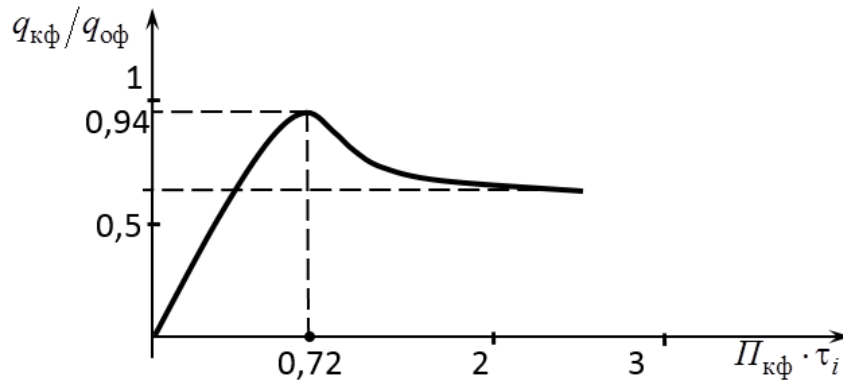


Рис. 3.13. Относительное изменение отношения сигнал/шум для гауссовой АЧХ КФ

Если форма АЧХ КФ прямоугольная (рис. 3.14), то для радиоимпульса с прямоугольной огибающей целесообразно выбрать коэффициент  $k_{ф} = 1,37$  и при этом полоса пропускания  $\Pi_{кф} = 1,37/\tau_i$  [16].

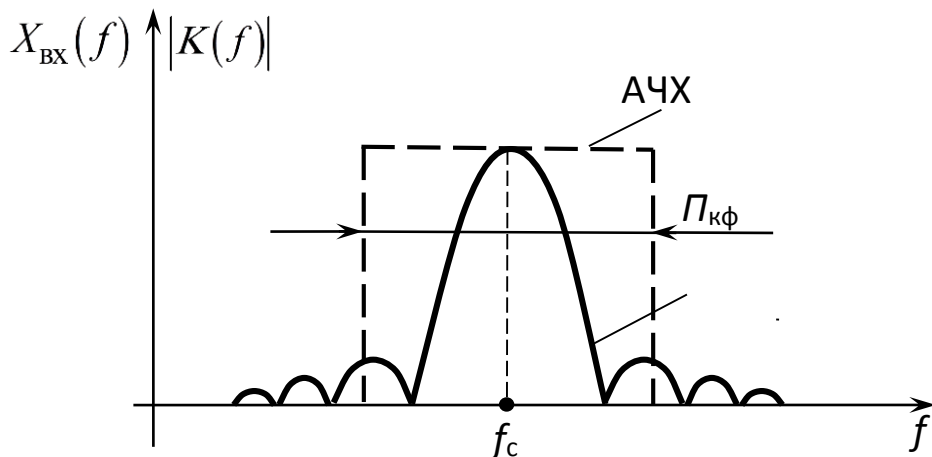


Рис. 3.14. АЧХ КФ и АЧС прямоугольного радиоимпульса

Относительное изменение значения сигнал/шум для случая квазиоптимального фильтра с прямоугольной формой АЧХ по сравнению с согласованной фильтрацией изображено на рис. 3.15.

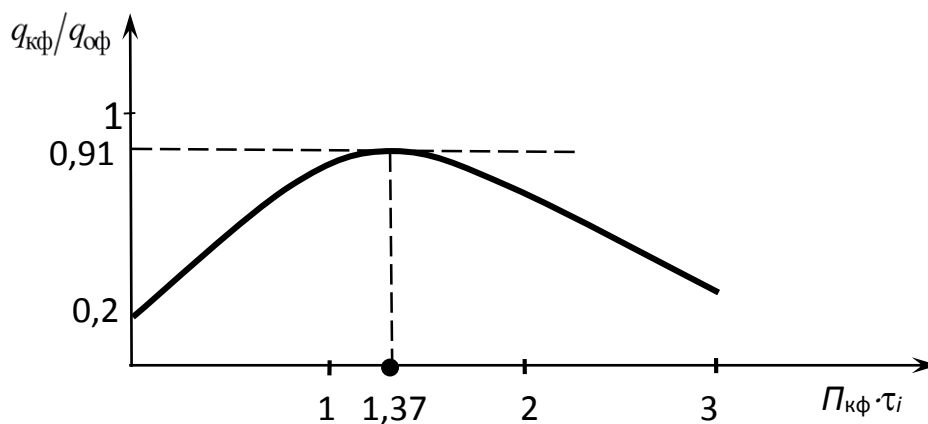


Рис. 3.15. Относительное изменение отношения сигнал/шум для прямоугольной АЧХ КФ

Оптимальные значения коэффициента  $k_{\phi} = \Pi_{\text{кф}} \cdot \tau_i$  и соответствующие потери в отношении сигнал/шум для различной формы радиоимпульсов и АЧХ КФ приведены в табл. 3.1 [16].

Таблица 3.1. Полоса пропускания КФ и потери отношения сигнал/шум

Форма импульсов	Форма АЧХ КФ	$k_{\phi}$	$\left( \frac{q_{\text{кф}}}{q_{\text{оф}}} \right)_{\text{макс}}$
Прямоугольная	Прямоугольная	1,37	0,91
Прямоугольная	Гауссова	0,72	0,94
Гауссова	Прямоугольная	0,72	0,94
Гауссова	Гауссова	0,63	1

Анализ относительного изменения отношения сигнал/шум для разных форм АЧХ КФ показал, что отношение сигнал/шум на выходе квазиоптимального фильтра уменьшается не более чем на 10 % по сравнению с согласованной фильтрацией. Поэтому для обработки простых сигналов можно применять вместо СФ практически легко реализуемые квазиоптимальные фильтры без существенного ухудшения характеристик системы обработки.

### 3.4. Согласованный фильтр радиоимпульса с фазокодовой манипуляцией

Одиночный прямоугольный радиоимпульс с фазокодовой манипуляцией (ФКМ) – это последовательность сомкнутых прямоугольных парциальных радиоимпульсов (дискрет) амплитуда, длительность и частота которых одинаковы, а начальные фазы дискрет  $\varphi_k$  изменяются скачком на определенную величину, чаще всего на  $\pi$ . Графическое изображение пятиэлементного ФКМ-радиоимпульса  $u_{\text{фкм}}(t)$  с изменением начальной фазы на  $\pi$  приведено на рис. 3.16 (для простоты дискрет изображен одним периодом высокочастотных колебаний), где  $\tau_d$  – длительность одного дискрета,  $\tau_i$  – длительность радиоимпульса,  $A_c$  – амплитуда радиоимпульса.

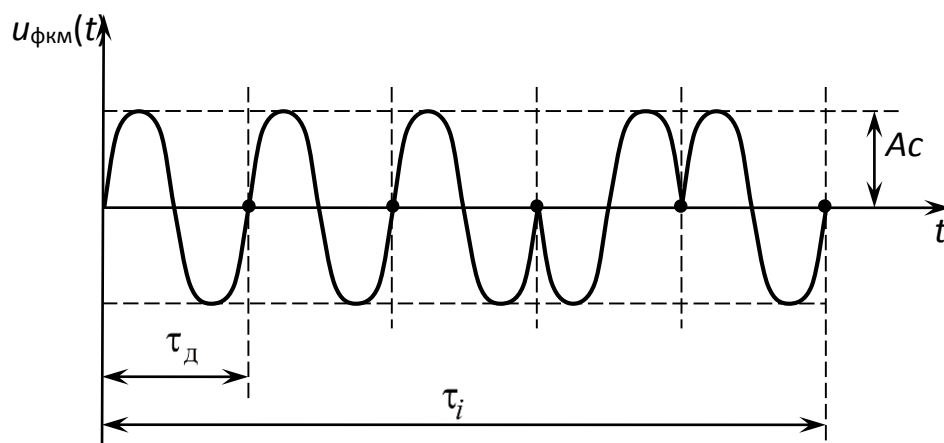


Рис. 3.16. Пятиэлементный радиоимпульс с ФКМ

При графическом изображении закона изменения начальной фазы каждого дискрета радиоимпульса с ФКМ обычно нулевым начальным фазам ставят в соответствие знак «+», а для дискрет с начальной фазой  $\pi$  – знак «-». Отличие радиоимпульса с ФКМ от классической пачки радиоимпульсов заключается в том, период следования импульсов  $T_{\Pi}$  равен длительности дискрета  $\tau_d$ , что соответствует скважности  $T_{\Pi}/\tau_d = 1$ , а для пачки  $T_{\Pi}/\tau_i > 1$ . Математическая модель радиоимпульса с ФКМ, имеющим количество дискрет  $N_d$ , описывается выражением [4]



$$\dot{i}_{\text{ФКМ}}(t) = \sum_{k=1}^{N_d} A_c \exp(j2\pi f(t - t_k)) \exp(j\varphi_k),$$

где  $t_k = (k - 1)\tau_d$  – время появления  $k$ -го дискрета относительно первого;

$f$  – линейная частота сигнала.

Анализ математической модели структуры радиоимпульса с ФКМ показывает, что его можно рассматривать как когерентную пачку сомкнутых импульсов длительностью  $\tau_d$ , периодом повторения  $T_{\Pi} = \tau_d$  и количеством импульсов  $N_d = \tau_i / \tau_d$ . Такое представление сигнала с ФКМ наводит на мысль о том, что структура СФ радиоимпульса с ФКМ будет подобна СФ для когерентной пачки радиоимпульсов. Выражение для частотной характеристика СФ ФКМ можно получить посредством его импульсной характеристики аналогично синтезу СФ когерентной пачки радиоимпульсов. Напомним, что частотная характеристика СФ когерентной пачки радиоимпульсов описывается выражением (3.12):

$$\dot{K}_{\text{КП}}(f) = C\dot{g}^*(f) \exp(-j2\pi f\tau_c) \sum_{i=1}^M \exp(-j2\pi f(M - i)T_{\Pi}).$$

Составляющая перед знаком суммы представляет собой ЧХ СФ одиночного радиоимпульса пачки, а для случая сигнала с ФКМ - ЧХ СФ отдельного дискрета ( $\tau_c = \tau_d$ ). Вторая часть представляет собой ЧХ накопителя в виде сумматора и линии задержки с отводами. При этом для ФКМ - радиоимпульса  $M = N_d$ , а  $i = k$ . Если учесть, что каждый дискрет имеет свою начальную фазу  $\varphi_k$ , то окончательно выражение для частотной характеристики СФ ФКМ будет иметь вид:

$$\dot{K}_{\text{ФКМ}}(f) = C\dot{g}^*(f) \exp(-j2\pi f\tau_d) \sum_{k=1}^{N_d} \exp(-j2\pi f(N_d - k)\tau_d) \exp(j\varphi_{N_d+1-k}).$$

Синтез СФ ФКМ рассмотрим на примере пятиэлементного прямоугольного ФКМ – радиоимпульса, который изображен на рис. 3.16. Поскольку ИХ представляет собой зеркальное отражение входного сигнала, то изменение начальной фазы дискрет ИХ СФ ФКМ будет соответствовать табл.3.2.

Согласно полученному выражение для Таблица 3.2. Начальная фаза дискрет ИХ СФ частотной характеристики, СФ ФКМ ФКМ радиоимпульса

будет содержать СФОРИ длительностью  $\tau_d$ , накопитель на ЛЗ с отводами и общим сумматором. Следует заметить, что СФОРИ может

Условные обозначения	+	-	+	+	+
$\Phi_k$	0	$\pi$	0	0	0

размещаться также и после сумматора. В отводах ЛЗ, для которых ИХ имеет знак минус, включают инверсные каскады (фазовращатели).

Структурная схема СФ пятиэлементного радиоимпульса с ФКМ приведена на рис. 3.17. Принцип работы СФ ФКМ поясним также на примере радиоимпульса, который изображен на рис. 3.16.

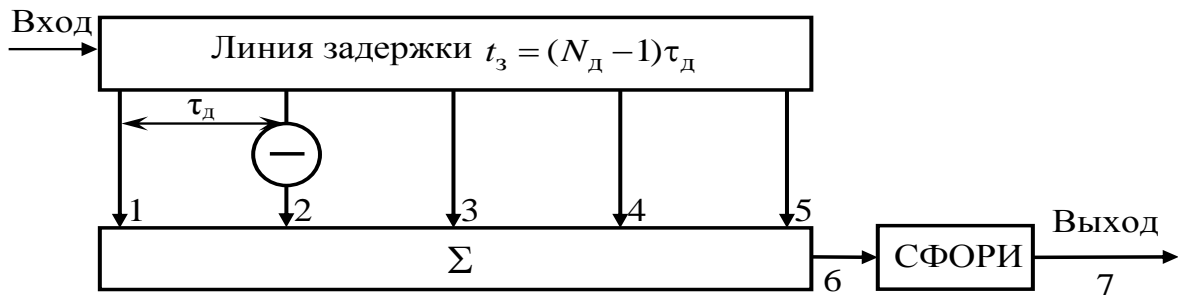


Рис. 3.17. Структурная схема СФ ФКМ

Процесс согласованной фильтрации объясняется с помощью эпюр напряжений в основных точках структурной схемы СФ пятиэлементного радиоимпульса с ФКМ, которые приведены на рис. 3.18 [15]. При этом учтено, что в случае прохождения сигнала через инверсный каскад его фаза изменяется на противоположную. Эпюры напряжений, приведенные на рис.3.18, позволяют утверждать, что выходным сигналом СФ ФКМ есть радиоимпульс, который имеет огибающую ромбовидной формы. Выходной сигнал имеет центральный пик и боковые остатки. Длительность центрального пика соответствует длительности дискреты  $\tau_d$ , а его амплитуда  $A_{\text{макс.вых}} = N_d \cdot A_c$ . Общая длительность выходного отклика по нулевому уровню соответствует  $2\tau_i$ . Максимальное значение выходного напряжения формируется в момент окончания входного сигнала. Сигнал на выходе СФ ФКМ меньше

длительности входного сигнала в  $K_{сж} = \tau_i / \tau_d = N_d$  раз. Этот эффект получил название *сжатия* сигнала в согласованном фильтре. Поскольку ширина спектра радиоимпульса с ФКМ  $\Delta f_c = 1/\tau_d$ , то коэффициент сжатия фактически определяется базой сигнала  $B = \tau_i \Delta f_c = \tau_i / \tau_d = N_d$ , а база радиоимпульса с ФКМ равна количеству дискрет  $N_d$ . Эффектом *сжатия* владеют лишь сигналы с базой  $B > 1$ .

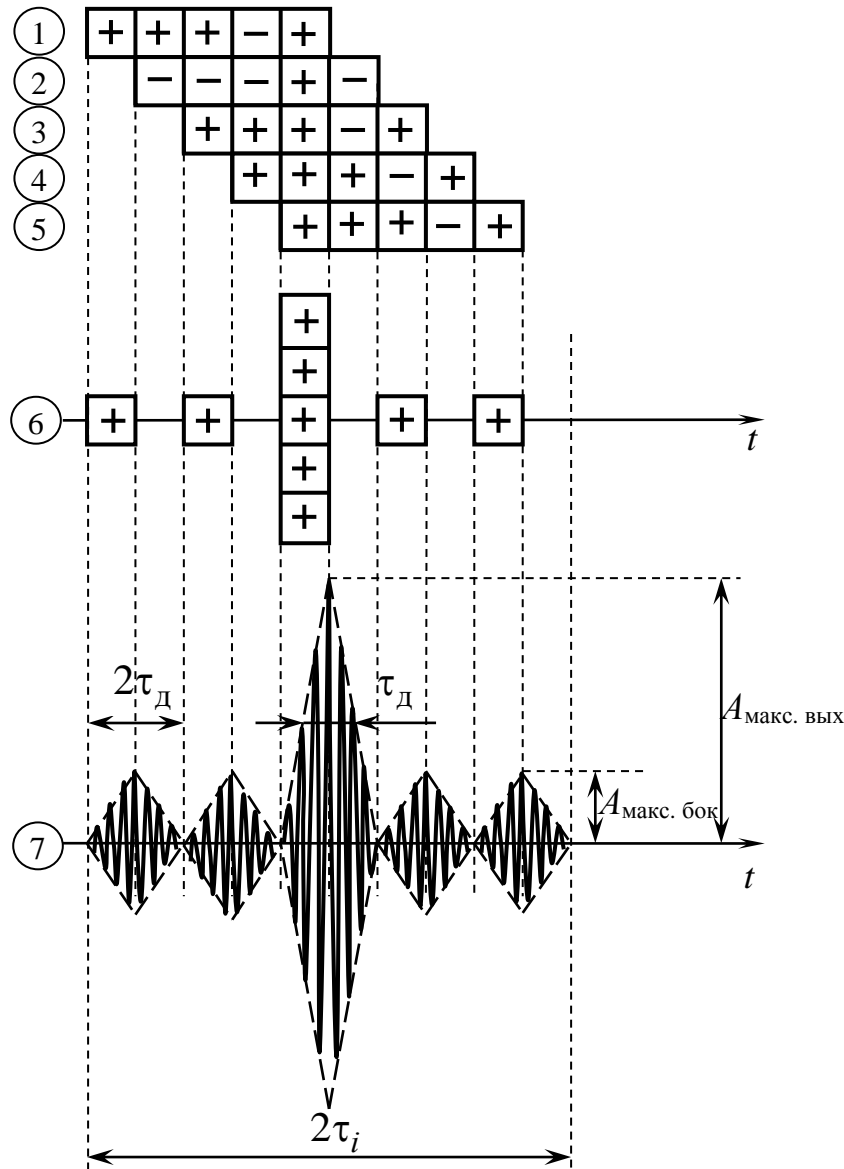


Рис. 3.18. Процесс согласованной фильтрации пятиэлементного радиоимпульса с ФКМ

В тоже время сжатие по времени не приводит к изменению ширины спектра сигнала, но увеличивает мощность полезного сигнала на выходе СФ ФКМ. Докажем это утверждение. Пусть энергия сигнала на входе СФ ФКМ равна  $E_{свх} = P_{свх} \tau_i$ . Тогда

$$\frac{q_{\text{вых}}^2}{2} = \frac{E_{\text{свых}}}{N_o} = \frac{E_{\text{свх}}}{N_o} = \frac{P_{\text{свх}} \tau_i}{P_{\text{ш}} / \Delta f_c} = \frac{P_{\text{свх}} \tau_i \Delta f_c}{P_{\text{ш}}} = \frac{P_{\text{свх}} B}{P_{\text{ш}}} = \frac{P_{\text{свых}}}{P_{\text{ш}}}. \quad \text{Отсюда следует, что}$$

$P_{\text{свых}} = P_{\text{свх}} B$ , что и требовалось доказать.

Таким образом, отношение сигнал/шум по мощности на выходе СФ ФКМ в базу раз больше, чем отношение сигнал/шум по мощности на его входе. Амплитуда боковых остатков в общем случае неодинакова и зависит от кода фазовой манипуляции и количества дискрет  $N_d$ . Обычно амплитуду боковых остатков оценивают отношением  $\rho_{\text{ост}} = A_{\text{макс.бок}} / A_{\text{макс.вых}}$ . Наименьший уровень боковых остатков  $\rho_{\text{ост}} = 1/N_d$  имеют коды Баркера. Кодировка начальных фаз известных кодов Баркера приведена в табл. 3.3 [2,4,15]. Для  $N_d > 13$  коды Баркера не определены. В радиолокационных и радионавигационных системах для формирования широкополосных сигналов с большими базами используют последовательности максимальной длины -  $M$ -последовательности, которые имеют несколько больший уровень боковых остатков чем коды Баркера.

Таблица 3.3. Коды Баркера

Количество дискрет	Кодировка начальных фаз
3	++-
4	+++-(++-+)
5	+++ - +
7	+++ - - + -
11	+++ - - - + - - + -
13	+++++ - - + + - + - +

Таким образом, сигнал в СФ ФКМ сжимается по длительности на величину, которая определяется базой сигнала, за счет чего в такое же количество раз увеличивается мощность полезного сигнала на выходе фильтра. Увеличение мощности полезного сигнала на выходе СФ радиоимпульса с ФКМ происходит за счет когерентного накопления в накопителе, состоящем из сумматора и

многоотводной ЛЗ, количество отводов в которой определяется количеством дискрет в импульсе. Для согласования ИХ СФ ФКМ с полезным сигналом в определенных отводах ЛЗ включаются инверторы. Согласованная фильтрация отдельного дискрета осуществляется оптимальным фильтром, который включается на входе ЛЗ или на выходе сумматора.

### 3.5. Согласованный фильтр радиоимпульса с линейной частотной модуляцией

Аналитически одиночный прямоугольный радиоимпульс с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) длительностью  $\tau_i = \tau_c$  описывается выражением [2,15]

$$u_{\text{ЛЧМ}}(t) = U_m \cos\left(2\pi\left(f_c t + \frac{\Delta f t^2}{2\tau_c}\right)\right), -\tau_c/2 \leq t \leq \tau_c/2. \quad (3.13)$$

где  $f_c$  – средняя частота сигнала;

$\Delta f$  – девиация частоты сигнала.

Закон изменения частоты ЛЧМ сигнала можно получить путем дифференцирования фазы сигнала (3.13):

$$f_{\text{ЛЧМ}}(t) = f_c + \frac{\Delta f}{\tau_c} t, -\tau_c/2 \leq t \leq \tau_c/2.$$

Импульсная характеристика согласованного фильтра сигнала с ЛЧМ (СФ ЛЧМ), согласно (3.5), при  $-\tau_c/2 \leq t_0 - t \leq \tau_c/2$ :

$$V_{\text{ЛЧМ}}(t) = C \cdot u_{\text{ЛЧМ}}(t_0 - t) = C U_m \cos\left(2\pi\left(f_c(t_0 - t) + \frac{\Delta f}{2\tau_c}(t_0 - t)^2\right)\right).$$

Закон изменения частоты ИХ СФ ЛЧМ сигнала  $f_{\text{ИХ}}(t) = f_c + \frac{\Delta f}{\tau_c}(t_0 - t)$ , которая при

$t_0 = \tau_c/2$  будет иметь вид  $f(t) = f_c + \frac{\Delta f}{2} - \frac{\Delta f}{\tau_c} t$  и в пределах длительности сигнала

$0 \leq t \leq \tau_c$  будет линейно убывать во времени, в отличие от частоты сигнала с ЛЧМ,

которая со временем линейно возрастает. Изменение сигнала  $u_{\text{ЛЧМ}}(t)$  и ИХ фильтра

$V_{\text{ЛЧМ}}(t)$ , согласованного с этим сигналом, приведены на рис. 3.1, а законы изменения

во времени частоты сигнала с ЛЧМ и ИХ СФ ЛЧМ – на рис.3.19. Как видно с рис.3.19, а, ЛЧМ- радиоимпульс длительностью  $\tau_i$  относительно средней частоты сигнала  $f_c$  занимает область частот  $\Delta f = f_{\max} - f_{\min}$ . Следовательно ширина спектра, которую занимает ЛЧМ сигнал, определяется девиацией частоты  $\Delta f$  и не зависит от длительности сигнала  $\tau_i$ . В тоже время, база ЛЧМ сигнала  $B = \tau_i \cdot \Delta f$  зависит как от девиации частоты  $\Delta f$ , так и от длительности сигнала  $\tau_i$ . Для сигналов, которые применяются на практике,  $B = \tau_i \cdot \Delta f \gg 1$ , т.е. следует ожидать, что СФ ЛЧМ также будет обеспечивать сжатие сигнала по времени. ИХ согласованного фильтра ЛЧМ сигнала зеркальна входному сигналу относительно  $t_0 = \tau_c/2$ , о чем свидетельствует характер изменения её частоты (рис. 3.19,б).

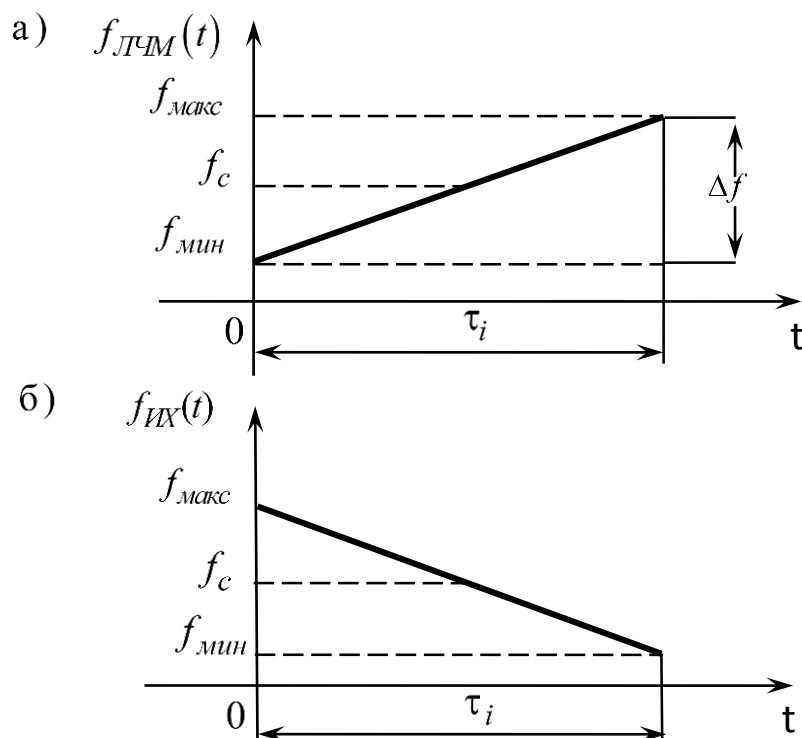


Рис. 3.19. Изменение частоты радиоимпульса с ЛЧМ (а) и ИХ (б)

Как известно синтез оптимального фильтра можно провести как по его частотной, так и по импульсной характеристике. Согласно (3.7), частотная характеристика оптимального фильтра определяется

выражением  $\dot{K}_{\text{opt}}(f) = C \cdot \dot{g}^*(f) \exp(-j2\pi f t_0)$ . Известно, что при  $B \gg 1$ , частотный спектр ЛЧМ - радиоимпульса описывается выражением [16]:

$$\dot{g}^*(f) = \frac{U_m \sqrt{B}}{2\Delta f} \exp \left\{ -j2\pi \left[ \frac{(f - f_c)^2}{2\Delta f} \tau_c \right] \right\}, |f - f_c| \leq \frac{\Delta f}{2}.$$

Тогда частотная характеристика фильтра, согласованного с ЛЧМ сигналом (3.13), будет представляться выражением:

$$\dot{K}_{\text{ЛЧМ}}(f) = \frac{CU_m \sqrt{B}}{2\Delta f} \exp \left\{ j2\pi \left[ \frac{(f - f_c)^2}{2\Delta f} \tau_c - ft_o \right] \right\}, |f - f_c| \leq \frac{\Delta f}{2}. \quad (3.14)$$

Анализ выражения (3.14) показывает, что АЧХ СФ ЛЧМ будет прямоугольной, поскольку  $|\dot{K}_{\text{ЛЧМ}}(f)| = \frac{CU_m \sqrt{B}}{2\Delta f}$ ,  $|f - f_c| \leq \frac{\Delta f}{2}$ , а ФЧХ СФ ЛЧМ является квадратичной и имеет вид параболы

$$\arg(\dot{K}_{\text{ЛЧМ}}(f)) = -2\pi \left[ ft_o - \frac{(f - f_c)^2}{2\Delta f} \tau_c \right], |f - f_c| \leq \frac{\Delta f}{2}. \quad (3.15)$$

Таким образом, в состав СФ ЛЧМ сигнала будет входить полосовой фильтр с прямоугольной АЧХ и полосой пропускания  $\Delta f$  на частоте  $f_c$ , а также фильтр с квадратичной ФЧХ.

Из выражения (3.15) следует, что фильтр с квадратичной ФЧХ осуществляет задержку спектральных составляющих (гармоник) входного сигнала (3.13) на время, которое можно определить следующим образом [16]:

$$t_{\text{ГР}} = -\frac{1}{2\pi} \frac{d}{df} \arg \dot{K}_{\text{ЛЧМ}}(f) = t_o - \frac{(f - f_c)}{\Delta f} \tau_c, |f - f_c| \leq \frac{\Delta f}{2}.$$

Временная задержка гармоники входного сигнала для нижней частоты спектра

$f_{\text{мин}} = f_c - \frac{\Delta f}{2}$  составит  $t_{\text{ГР}} = t_o + \frac{\tau_c}{2}$ . Временная задержка гармоники входного сигнала

для верхней частоты спектра  $f_{\text{макс}} = f_c + \frac{\Delta f}{2}$  составит  $t_{\text{ГР}} = t_o - \frac{\tau_c}{2}$ . Следовательно, время

задержки в зависимости от частоты также изменяется по непрерывному линейному закону, но в зеркальном отражении относительно закона изменения частоты.

Зависимость времени задержки от частоты получила название *дисперсионной характеристики*, а устройства, в которых наблюдается такая зависимость, называют

дисперсионными. Зависимость временной задержки от частоты в дисперсионных устройствах еще иногда называют *групповым временем задержки*.

В качестве фильтра с квадратичной ФЧХ можно, например, использовать дисперсионную ультразвуковую линию задержки (ДУЛЗ) с дисперсионной характеристикой, которая согласована с законом изменения частоты входного сигнала. Функцию полосового фильтра с прямоугольной АЧХ и полосой пропускания  $\Delta f$  на частоте  $f_c$ , может выполнять широкополосный усилитель (ШПУ), который настроен на среднюю частоту ЛЧМ сигнала и имеет полосу пропускания, которая отвечает девиации частоты. Таким образом, СФ ЛЧМ (рис. 3.20) содержит в своём составе широкополосный усилитель и дисперсионную линию задержки.

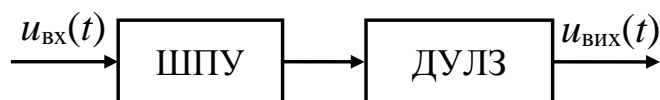


Рис. 3.20. Согласованный фильтр сигнала с ЛЧМ

Напряжение  $w_c(t)$  сигнальной составляющей на выходе СФ в момент времени  $t$  можно получить, используя обратное преобразование

Фурье от частотного спектра сигнала на выходе фильтра

$$w_c(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{g}_{\text{вых}}(f) \exp(j2\pi ft) df .$$

Как и ранее, частотный спектр сигнала на выходе

фильтра определим по выражению  $\dot{g}_{\text{вых}}(f) = \dot{g}_{\text{вх}}(f) \dot{K}_{\text{омн}}(f)$ . Тогда, с учетом (3.7), получим [16]:

$$w_c(t) = C \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{g}_{\text{вх}}(f) \dot{g}_{\text{вх}}^*(f) \exp(j2\pi f(t-t_0)) df = C \frac{\sin(\pi \Delta f (t-t_0))}{\pi \Delta f (t-t_0)} \cos(2\pi f_c (t-t_0)).$$

Эпюры напряжения сигнальной составляющей на входе и выходе СФ ЛЧМ приведены на рис. 3.21. На вход фильтра (рис. 3.21, а) поступает сигнал с ЛЧМ, а выходной сигнал СФ (рис.3.21, б) представляет собой гармоническое колебание  $\cos(2\pi f_c t)$  с огибающей вида  $\sin x/x$ . Максимальное значение выходного сигнала достигается в момент окончания входного сигнала. Длительность сжатого импульса, при полной компенсации фазовых сдвигов, обратно пропорциональна ширине спектра сигнала  $\tau_{\text{вых}} = 1/\Delta f$ . Поскольку  $B = \tau_c \cdot \Delta f \ll 1$ , то  $\tau_{\text{вых}} = 1/\Delta f = \tau_c / B$ , то чем шире спектр сигнала, тем уже отклик по времени на выходе СФ.



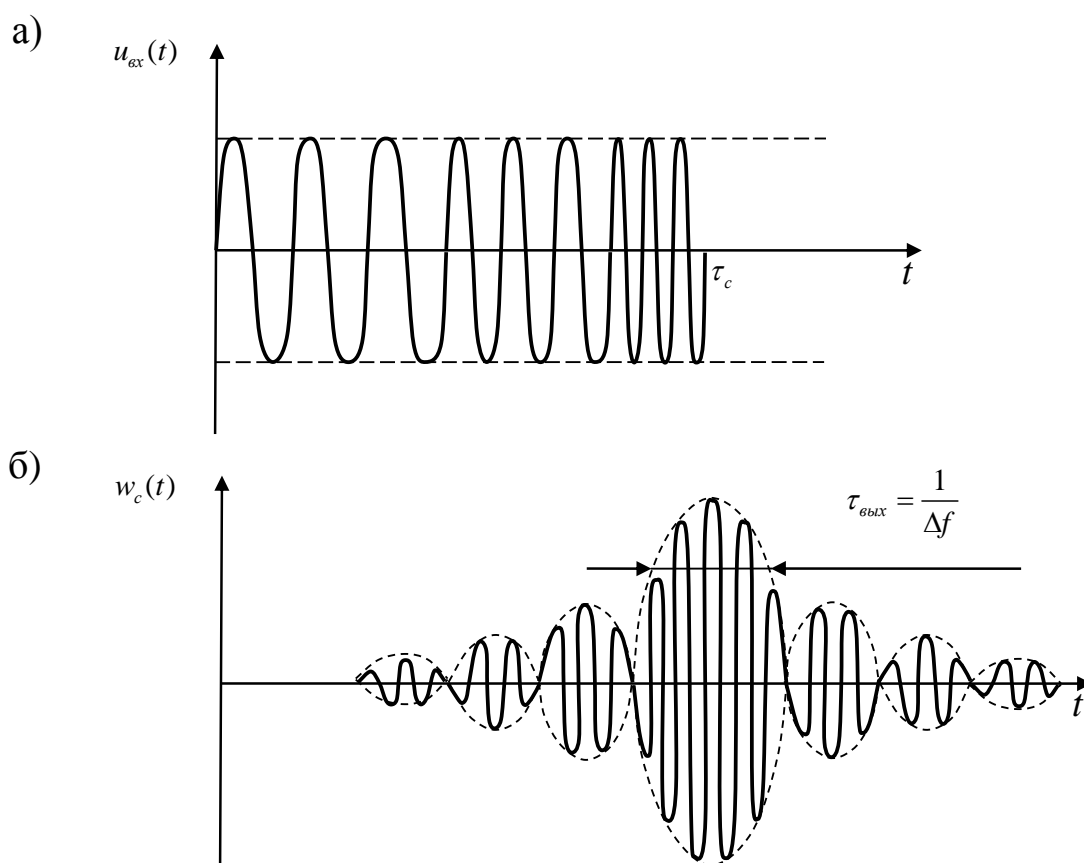


Рис. 3.21. Входной ЛЧМ сигнал (а) и сигнал на выходе СФЛЧМ (б)

Таким образом, длительность сигнала на выходе СФ оказывается в  $B$  раз меньше, чем на его входе, т.е. СФ ЛЧМ обеспечивает сжатие сигнала во времени. При этом, как и для случая сигнала с ФКМ, отношение сигнал/шум по мощности на выходе СФ будет в базу раз больше, чем отношение сигнал/шум по мощности на его входе. Кроме сжатия входного сигнала во времени, СФ ЛЧМ дополнительно осуществляет демодуляцию входного сигнала и поэтому повторное использование СФ не имеет никакого смысла.

*Механизм сжатия сигнала с ЛЧМ* также объясняется тем, что время задержки низкочастотных составляющих сигнала в ДУЛЗ больше, чем высокочастотных. Если подать на вход ДУЛЗ импульс, мгновенная частота которого изменяется от более низкой в начале к более высокой в конце импульса, то более низкочастотные составляющие сигнала поступят на вход линии раньше, но задержатся на большее время, а более высокочастотные составляющие поступят на вход линии позже, но задержатся на меньшее время. Вследствие этого происходит совмещение всех групп частот и образуется сжатый импульс. Благодаря дисперсионным свойствам линии

задержки сложение всех частотных составляющих ЛЧМ-сигнала происходит автоматически, что исключает необходимость использования в составе накопителя сумматора.

При смещении входного сигнала на значение доплеровской частоты  $F_d$ , возникает рассогласование по частоте между частотной характеристикой СФ ЛЧМ и спектром входного сигнала. Это приводит к тому, что выходной сигнал СФ смещается во времени, уменьшается его амплитуда и увеличивается длительность. Смещение центрального пика выходного сигнала приводит к ошибке определения времени запаздывания сигнала  $\Delta t_3 = \frac{F_d}{\Delta f} \tau_c$ , которая непосредственно связана со *скоростной ошибкой* измерения дальности [16]. Для активной РЛС скоростная ошибка измерения дальности определяется выражением  $\Delta R = \frac{c \cdot \tau_c}{2 \cdot \Delta f} F_d$ . Для исключения скоростной ошибки измерения дальности необходимо осуществлять слежение за частотой  $F_d$  и компенсировать её во время дальнейшей обработки сигнала.

### Контрольные вопросы

1. Какой линейный фильтр называется согласованным?
2. Почему согласованный фильтр называют оптимальным?
3. Что представляет собой импульсная и частотная характеристики согласованного фильтра?
4. Какие фильтры называют квазиоптимальными?
5. Нарисуйте структурную схему СФ сигнала с ФКМ.
6. Из каких элементов состоит СФ ЛЧМ сигнала?
7. Поясните эффект сжатия сигнала на выходе оптимальных фильтров сложных сигналов.

## 4. Разрешение сигналов в радиотехнических системах

### 4.1. Общие сведения о разрешении сигналов

Во время рассмотрения задач обнаружения сигналов надлежащее внимание структуре и форме сигналов не уделялось. Это связано с тем, что на выходе схем оптимальной обработки сигналов отношение сигнал/шум определяется только энергией сигнала и спектральной плотностью мощности шума и не зависит от формы сигнала. Реально форма и структура сигналов, которые применяются в РТС, влияет на разрешающую способность и точность измерения параметров.

При рассмотрении задачи разрешения сигналов принятая реализация  $y(t)$  представляет собой смесь помехи  $n(t)$  и не менее двух сигналов одинакового типа с примерно одинаковыми информативными параметрами  $\alpha_1 \approx \alpha_2$ , которые накладываются друг на друга:

$$y(t) = x(t, \alpha_1) + x(t, \alpha_2) + n(t); \quad t \in [0; T].$$

При этом задача разрешения сигналов сводится к задаче отдельного обнаружения двух сигналов. Другими словами, необходимо определить один или несколько сигналов, содержится в принятой реализации.

Принятый полезный сигнал имеет определенную пространственно-временную и поляризационную структуру, поэтому рассматривают *разрешающую способность по пространственным, временным и поляризационным параметрам* [17].

Пространственная структура сигнала зависит от направления его прихода, поэтому в данном случае рассматривают *разрешающую способность по азимуту и углу места*.

Временная структура сигнала зависит от времени запаздывания и частоты сдвига (доплеровской частоты) сигнала. Поэтому рассматривают *разрешающие способности по времени запаздывания и частоте сдвига сигналов*.

*Разрешающая способность* количественно характеризуется минимальной разницей по разрешаемому параметру между двумя сигналами, при которых они еще фиксируются РТС отдельно [17].

*Разрешающая способность по времени запаздывания сигналов* – это минимальная разница времен запаздывания двух сигналов, имеющих одинаковую частоту сдвига и

направление прихода, при которых они еще наблюдаются РТС отдельно.

*Разрешающая способность по частоте сдвига сигналов* – это минимальная разница частот сдвига двух сигналов, имеющих одинаковые время запаздывания и направление прихода, при которых они еще наблюдаются РТС отдельно.

*Разрешающая способность по направлению прихода сигналов* – это минимальный угол между направлениями на два источника сигналов, имеющих одинаковые время запаздывания и частоту сдвига, при которых они еще наблюдаются

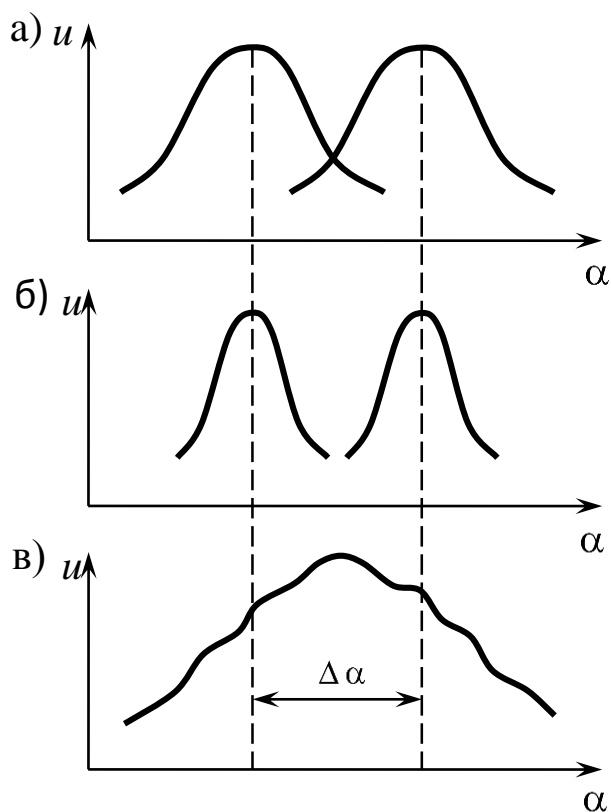


Рис. 4.1. Возможные формы реализаций выходных напряжений СФ

РТС отдельно.

Разделение сигналов осуществляется по форме напряжения на выходе устройства их оптимальной обработки.

На рис. 4.1 приведены отклики двух сигналов, которые наблюдаются на выходе устройства оптимальной обработки. На оси абсцисс отложены значения параметра  $\alpha$ , по которым сигналы разрешаются. Из анализа эпюр (рис. 4.1, а, б) видно, что при одинаковой разнице  $\Delta\alpha$  лучше разрешаются сигналы, у которых ширина отклика на выходе устройств их оптимальной обработки более узкая. На рис. 4.1, в) сигналы по параметру  $\alpha$  вообще не разрешаются.

Следовательно, *отношение сигнал/шум* на выходе устройства оптимальной обработки и *форма сигналов* наиболее существенно влияют на *разрешающую способность РТС*. Предельно достижимую разрешающую способность, называют *потенциальной*.

Практически потенциальную разрешающую способность оценивают по ширине отклика на выходе устройства оптимальной обработки сигнала без учета влияния шумов. Для примера на рис. 4.2 показана огибающая отклика на выходе устройства

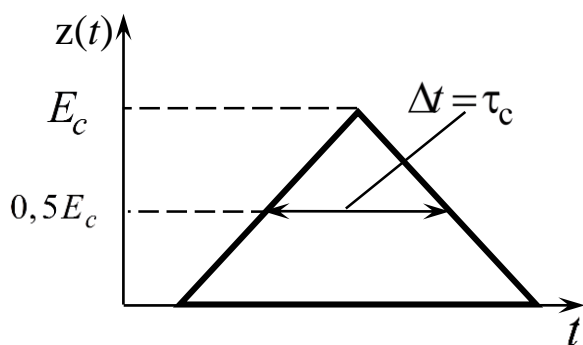


Рис. 4.2. К пояснению выбора допустимого смещения разрешаемого параметра

оптимальной обработки простого радиоимпульса длительностью  $\tau_c$ . При этом, максимальное значение корреляционного интеграла соответствует  $E_c$ , а пороговое значение определяется по формуле (2.15) и, для критерия отношения правдоподобия,  $Z_{пор} = 0,5E_c$ . При этом допустимое смещение

по разрешаемому параметру  $\alpha = t_3$  выбирается по уровню 0,5 от максимального значения и соответствует длительности сигнала  $\Delta t = \tau_c$ . Следовательно, для количественной оценки разрешающих способностей сигналов необходимо получить выражение, которое бы описывало отклик на выходе устройства оптимальной обработки вдоль оси разрешаемого параметра и оценить его ширину по уровню 0,5 от максимального значения.

#### 4.2. Функция рассогласования сигналов

Поскольку разделение сигналов осуществляется по форме напряжения на выходе устройства их оптимальной обработки, без учета влияния шумов, то принятая реализация  $y(t)$  может быть подана в комплексной форме  $\dot{y}(t) = \dot{X}(t)\exp(-j2\pi f_c t)$ . Чаще всего время запаздывания  $t_3$  и частота Доплера  $F_D$  принятого сигнала неизвестны, поэтому принятую реализацию и опорный сигнал коррелятора можно представить в виде:

$$\dot{y}(t) = \dot{X}(t - t_3)\exp(-j2\pi(f_c + F_D)t),$$

$$\dot{x}(t) = \dot{X}(t - t_{30})\exp(-j2\pi(f_c + F_{D0})t).$$

Тогда напряжение на выходе коррелятора можно рассматривать как функцию разницы времен запаздывания  $\tau = t_3 - t_{30}$  и частот сдвига  $F = F_D - F_{D0}$  принятого и опорного сигналов [2,3,4,17]

$$Z(\tau, F) = c \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}(t - t_3) \dot{X}^*(t - t_{30}) \exp(-j2\pi(F_D - F_{D0})t) dt \right|. \quad (4.1)$$

Выражение (4.1) получило название *время-частотной функции рассогласования*.

При введении новой переменной  $s = t - t_3$ , получим:

$$Z(\tau, F) = c \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}(s) \dot{X}^*(s - \tau) \exp(-j2\pi Fs) ds \right|. \quad (4.2)$$

Из выражения (4.2) следует, что

$$Z(0, 0) = c \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}(s) \dot{X}^*(s) ds = E_c.$$

Поэтому на практике удобно пользоваться *нормированной время-частотной функцией рассогласования (НВЧФР)*, которая не зависит от амплитуды сигнала на выходе устройства оптимальной обработки

$$\rho(\tau, F) = \frac{Z(\tau, F)}{Z(0, 0)}. \quad (4.3)$$

Нормированную время-частотную функцию рассогласования (4.3) называют также *двумерной автокорреляционной функцией сигналов*, или *функцией неопределенности*.

Можно показать, что для комплексной огибающей частотного спектра сигнала  $\dot{G}(f)$  справедливо выражение [2,3,4,17]

$$\rho(\tau, F) = c \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}(f) \dot{G}^*(f - F) \exp(j2\pi f \tau) df \right|. \quad (4.4)$$

Значение НВЧФР изменяется в пределах  $0 \leq \rho(\tau, F) \leq 1$ . Для сигнала с гауссовой огибающей графическое изображение НВЧФР приведено на рис. 4.3.

Основные свойства НВЧФР:

1. Максимальное значение функция рассогласования имеет в начале координат  $\rho(0, 0) = 1$ .
2. Свойство центральной симметрии :  $\rho(\tau, F) = \rho(-\tau, -F)$ .

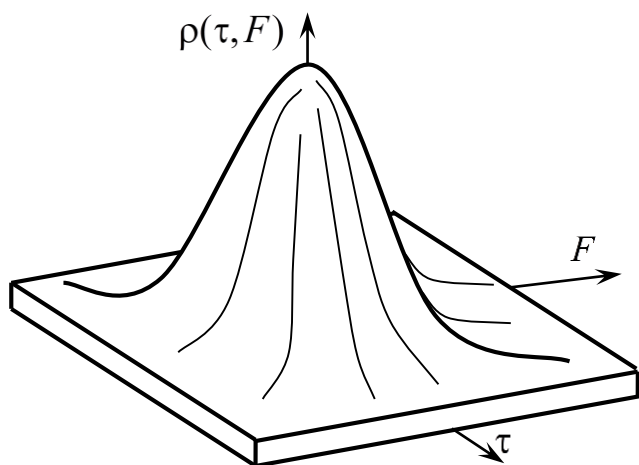


Рис. 4.3. Графическое изображение НВЧФР

3. Тело, которое находится под кривой  $\rho(\tau, F)$  и ограничено координатной плоскостью получило название *тела неопределенности*. Объем тела неопределенности не зависит от формы сигнала и всегда равен единице

$$V_p = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \rho^2(\tau, F) d\tau \cdot dF = 1$$

Это свойство представляет собой *принцип*

*неопределенности* в радиолокации, который заключается в том, что любое изменение формы сигнала деформирует тело неопределенности, но не изменяет его объем. Форму тела неопределенности можно сравнить с кучей песка, которая может деформироваться, но не позволяет отнимать или добавлять ни одной песчинки.

4. Три сечения тела неопределенности плоскостями  $F=0$ ,  $\tau=0$  и  $\rho(\tau, F) = const$  дают полное представление о потенциальных разрешающих способностях сигналов по времени запаздывания и частоте сдвига.

Сечение тела неопределенности  $\rho(\tau, F)$  плоскостью  $\tau=0$ , согласно (4.2), представляет собой преобразование Фурье от квадрата модуля огибающей сигнала:

$$\rho(0, F) = c \left| \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{X}(s)|^2 \exp(-j2\pi \cdot F \cdot s) ds \right| \quad (4.5)$$

Выражение (4.5) определяет энергетический спектр сигнала.

На рис. 4.4 показано сечение тела неопределенности  $\rho(0, F)$  прямоугольного радиоимпульса. Ширина этого сечения на уровне 0,5 от максимального значения определяется длительностью сигнала на входе устройства оптимальной обработки  $\tau_{с\text{вх}}$  и равна:  $\Delta F = \frac{1}{\tau_{с\text{вх}}}$ . Следовательно, *потенциальная разрешающая способность*

*сигналов по частоте Доплера* зависит от их длительности

$$\delta F_D = \frac{1}{\tau_{свх}}. \quad (4.6)$$

Чем больше длительность сигнала, тем лучше его разрешающая способность по частоте Доплера.

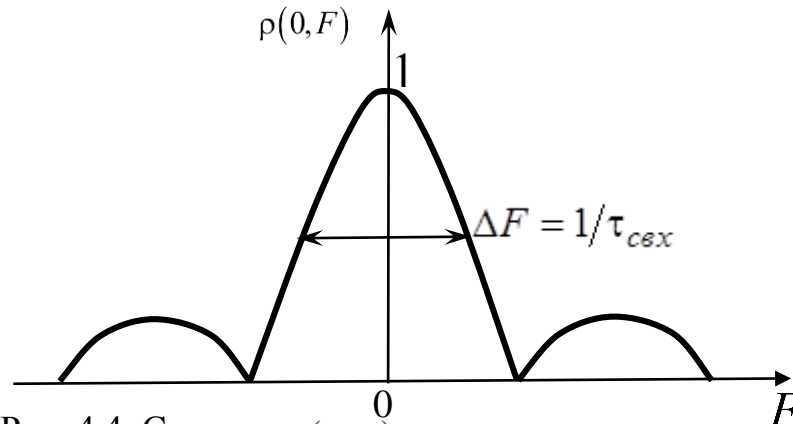


Рис. 4.4. Сечение  $\rho(0, F)$  тела неопределенности прямоугольного радиоимпульса

Для сигнала, который имеет длину волны  $\lambda$ , потенциальная разрешающая способность по частоте Доплера, связана с потенциальной *разрешающей способностью по радиальной скорости* активной РЛС выражением [17]

$$\delta V_r = \frac{\lambda \cdot \delta F_D}{2} = \frac{\lambda}{2\tau_{свх}}. \quad (4.7)$$

Сечение тела неопределенности  $\rho(\tau, F)$  плоскостью  $F = 0$ , согласно (4.4),

$$\rho(\tau, 0) = c \left| \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f)|^2 \exp(j2\pi \cdot f \cdot \tau) df \right|. \quad \text{Следовательно, сечение } \rho(\tau, 0) \text{ представляет}$$

огibaющую сигнала на выходе коррелятора, вид которой для простого радиоимпульса приведен на рис.4.5. Его размер вдоль оси  $\tau$  на уровне 0,5 от максимального значения равен  $\Delta\tau = 1/\Delta f_c$ , где  $\Delta f_c$  – ширина спектра сигнала.

Таким образом, *потенциальная разрешающая способность сигналов по времени запаздывания* определяется только *шириной их спектра*, то есть

$$\delta t_3 = 1/\Delta f_c. \quad (4.8)$$

Чем шире спектр сигнала, тем выше его разрешающая способность по времени



запаздывания. С другой стороны, ширина спектра сигнала определяется длительностью сигнала на выходе устройства оптимальной обработки  $\Delta f_c = \frac{1}{\tau_{\text{с вих}}}$ .

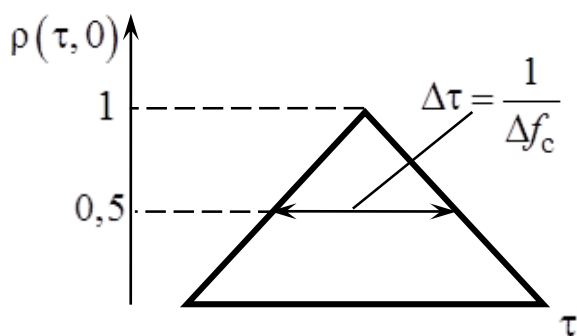


Рис. 4.5. Сечение  $\rho(\tau, 0)$  прямоугольного радиоимпульса

Поэтому потенциальная разрешающая способность сигналов по времени запаздывания определяется длительностью сигнала на выходе устройства их оптимальной обработки. Для наилучшего решения задачи разрешения сигналов по времени

запаздывания необходимо использовать сигналы, длительности которых на выходе устройств оптимальной обработки небольшие, поскольку  $\delta t_3 = \tau_{\text{с вих}}$ . Имея значение потенциальной разрешающей способности сигнала по времени запаздывания, можно определить потенциальную разрешающую способность по наклонной дальности  $R$  для активной РЛС по формуле

$$\delta R = \frac{c \cdot \delta t_3}{2} = \frac{c}{2\Delta f_c}. \quad (4.9)$$

Сечения тела неопределенности простого радиоимпульса плоскостями  $F = const$  и  $\tau = const$ , при наличии рассогласования между параметрами принимаемого и опорного сигналов ( $\tau \neq 0, F \neq 0$ ), приведены на рис.4.6. Анализ формы сечения тела неопределенности  $\rho(\tau, F)$  простого радиоимпульса плоскостями  $\tau \neq 0$  и  $F \neq 0$  показывает, что рассогласование между параметрами принимаемого и опорного сигналов, приводит к тому, что отклик на выходе устройства оптимальной обработки уменьшается по амплитуде и деформируется. По полученным сечениям можно построить трехмерное изображение тела неопределенности сигнала. Например, на рис. 4.7. наведено трехмерное изображение тела неопределенности простого прямоугольного радиоимпульса. Сечение  $\rho(\tau, F) = const$  называют *диаграммой неопределенности* сигнала. При определении разрешающих способностей сигналов

наибольший интерес представляет диаграмма неопределенности сигнала  $\rho(\tau, F) = 0,5$

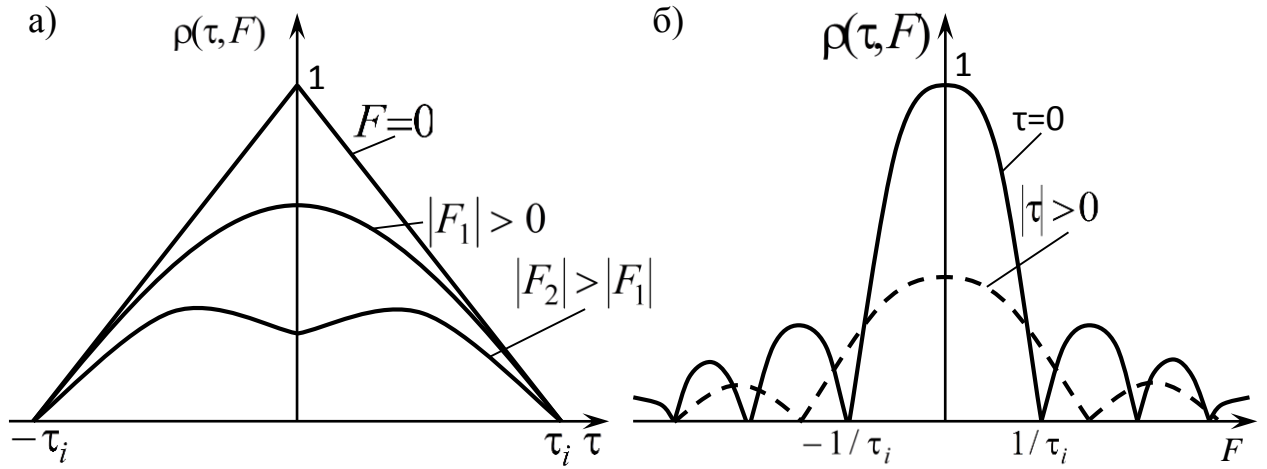


Рис. 4.6. Сечения тела неопределённости прямоугольного радиоимпульса плоскостями  $F = \text{const}$  (а) и  $\tau = \text{const}$  (б)

Графическое изображение диаграммы неопределенности прямоугольного радиоимпульса приведено на рис. 4.8, согласно которому потенциальная разрешающая способность сигнала длительностью  $\tau_c$  по времени запаздывания определяется вдоль оси  $\tau$  и составляет  $\delta t_3 = 1/\Delta f_c$ , а по частоте Доплера  $\delta F_D = 1/\tau_c$ .

На этом же рисунке изображена диаграмма неопределенности  $\rho(\tau, F) > 0,5$ .

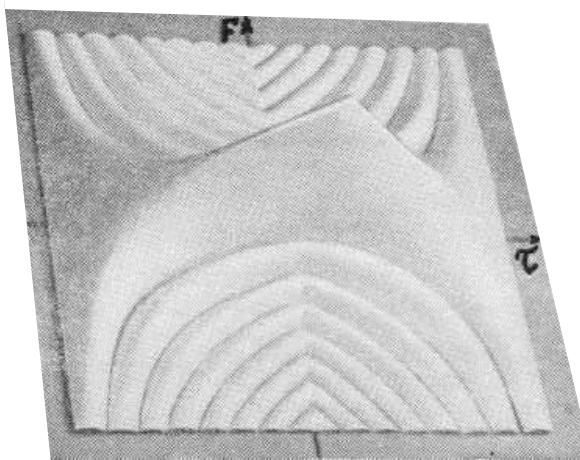


Рис. 4.7. Тело неопределённости прямоугольного радиоимпульса

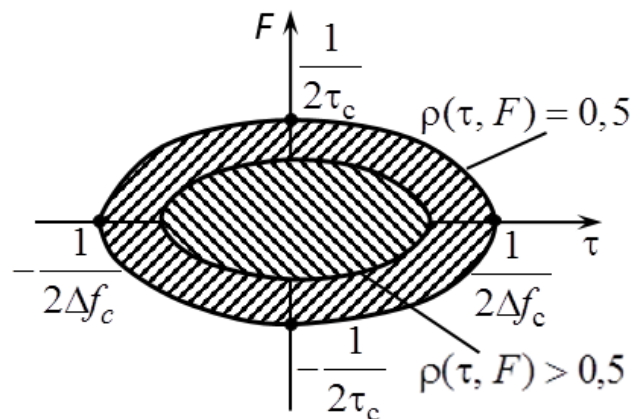


Рис. 4.8. Графическое изображение диаграммы неопределённости прямоугольного радиоимпульса

Для обеспечения одновременно высоких разрешающих способностей по времени запаздывания и частоте Доплера необходимо применять сигналы, которые имеют тело неопределенности игольчатого (кнопочного) типа (рис.4.9).

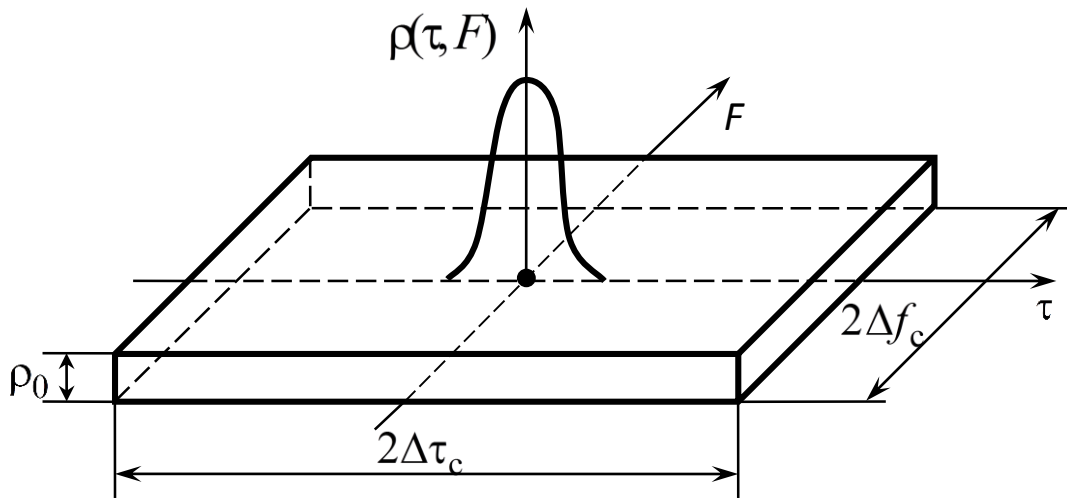


Рис. 4.9. Графическое изображение тела неопределённости кнопочного типа

Общий объем тела неопределенности кнопочного типа можно представить как сумму объема центрального пика  $V_{\rho_{ц}}$  и объема боковых остатков  $V_{\rho_0}$

$$V_{\rho} = V_{\rho_{ц}} + V_{\rho_0} = \frac{1}{\Delta f_c} \cdot \frac{1}{\tau_c} + \rho_0^2 \cdot 4\tau_c \Delta f_c = 1. \quad (4.10)$$

Из анализа выражения (4.10) следует, что тело неопределенности кнопочного типа должно иметь объем центрального пика  $V_{\rho_{ц}} = \frac{1}{\Delta f_c} \frac{1}{\tau_c} \ll 1$ . При этом объем боковых

остатков  $V_{\rho_0} = \rho_0^2 4\tau_c \Delta f_c \approx 1$ . Для того, чтобы боковые остатки не влияли на обработку слабых сигналов, необходимо объем пьедестала уменьшать, то есть уменьшать  $\rho_0 \approx 1 / \sqrt{4\tau_c \Delta f_c}$ . Эти условия одновременно могут обеспечить сигналы с внутриимпульсной модуляцией, для которых на практике можно получить достаточно большое значение базы  $B = \Delta f_c \tau_c \ll 1$ . Таким образом, для обеспечения одновременно высоких разрешающих способностей по времени запаздывания и частоте Доплера необходимо применять сигналы с внутриимпульсной модуляцией, которые могут одновременно иметь и большую длительность, и широкий спектр.

### 4.3. Тела неопределенности простых и сложных сигналов

Тело неопределённости простого прямоугольного радиоимпульса было рассмотрено в предыдущем подразделе. Из приведенной диаграммы неопределенности радиоимпульса с прямоугольной огибающей длительностью  $\tau_c$  был сделан вывод о том, что разрешающая способность по времени запаздывания определяется длительностью импульса  $\delta t_3 = \frac{1}{\Delta f_c} = \tau_c$ , а по частоте Доплера величиной, обратно пропорциональной его длительности  $\delta F_d = \frac{1}{\tau_c}$ . Поэтому с помощью простого радиоимпульса нельзя одновременно обеспечить высокую разрешающую способность по времени запаздывания  $t_3$  и частоте  $F_d$ , поскольку для повышения разрешающей способности  $\delta t_3$  необходимо уменьшать  $\tau_c$ , а для повышения разрешающей способности  $\delta F_d$ , напротив, необходимо увеличивать длительность  $\tau_c$ .

НВЧФР *когерентной пачки*, состоящей из  $M$  прямоугольных радиоимпульсов одинаковой амплитуды длительностью  $\tau_c$  и периодом следования радиоимпульсов в пачке  $T_{II}$ , описывается выражением [17]

$$\rho(\tau, F) = \left| \sum_{m=-(M-1)}^{M-1} \frac{\sin[\pi(M-|m|)FT_{II}]}{M \sin(\pi FT_{II})} \cdot \rho_0(\tau + mT_{II}, F) e^{j\pi MFT_{II}} \right|,$$

где  $\rho_0(\tau + mT_{II}, F)$  – НВЧФР одиночного радиоимпульса пачки.

На рис. 4.10 изображены сечения функции  $\rho(\tau, F)$  плоскостями  $F=0$  и  $\tau=0$ . Рассмотрим характер изменения функции  $\rho(\tau, F)$  в случае сечения ее плоскостью  $F=0$  (рис. 4.10, а). В пределах  $-MT_{II} \leq \tau \leq MT_{II}$  вдоль оси  $\tau$  тело неопределенности имеет ряд пиков шириной  $2\tau_c$ , которые сдвинуты один относительно другого на период следования импульсов в пачке  $T_{II}$ . При  $F=0$ , каждый пик пачки и огибающая пиков имеют треугольную форму. Количество пиков

зависит от количества радиоимпульсов в пачке и равно  $2MT_{II} - 1$ . Многопиковость функции  $\rho(\tau, F)$  по оси  $\tau$  может привести к неоднозначности измерения времени запаздывания. Проанализируем поведение функции  $\rho(\tau, F)$  в случае сечения ее плоскостью  $\tau = 0$  (рис. 4.10, б). В данном случае функция  $\rho(0, F)$  описывает амплитудно-частотный спектр сигнала.

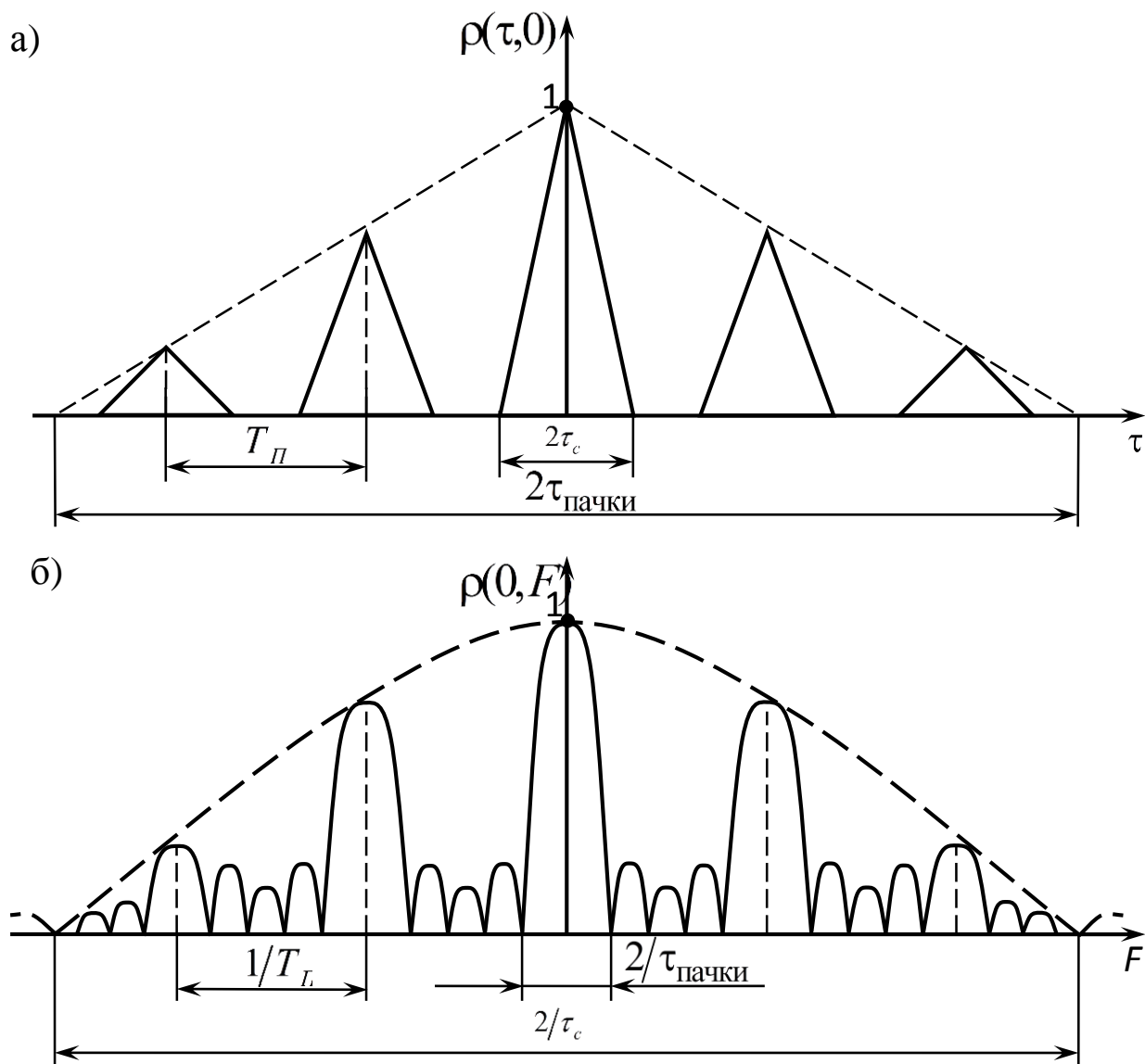


Рис. 4.10. Сечение  $F=0$  (а) та  $\tau=0$  (б) тела неопределенности когерентной пачки радиоимпульсов

Известно, что спектр пачки радиоимпульсов имеет ряд пиков, которые отстоят один относительно другого на  $F_{II} = 1/T_{II}$ . Ширина каждого пика по уровню 0,5 равна  $1/\tau_{\text{пачки}}$ , а ширина огибающей пиков по нулевому уровню равна  $2/\tau_c$ . Наличие

большого количества пиков по оси  $F$  может привести к неоднозначности измерения радиальной скорости цели, если максимальная доплеровская частота больше частоты повторения импульсов. Следовательно *потенциальная разрешающая способность когерентной пачки радиоимпульсов* по частоте  $F_d$  определяется выражением  $\delta F_d = 1/\tau_{\text{пачки}}$  и значительно лучше, чем у одиночного радиоимпульса. *В то же время потенциальная разрешающая способность когерентной пачки радиоимпульсов по времени запаздывания  $t_3$*  такая же как и у одиночного радиоимпульса  $\delta t_3 = \tau_c$ .

Одиночный *прямоугольный радиоимпульс с ЛЧМ* длительностью  $\tau_i$  и девиацией частоты  $\Delta f$  аналитически описывается выражением (3.13), а соответствующая ему функция неопределенности определяется выражением [17]:

$$\rho(\tau, F) = \frac{\sin \left[ \pi \left( F + \Delta f \cdot \frac{\tau}{\tau_i} \right) (\tau_i - |\tau|) \right]}{\pi \left( F + \Delta f \cdot \frac{\tau}{\tau_i} \right) \tau_i}, \quad |\tau| \leq \tau_i.$$

На рис. 4.11 построены кривые зависимостей  $\rho(\tau, F)$  от  $\tau$  для значений  $F = \text{const}$ .

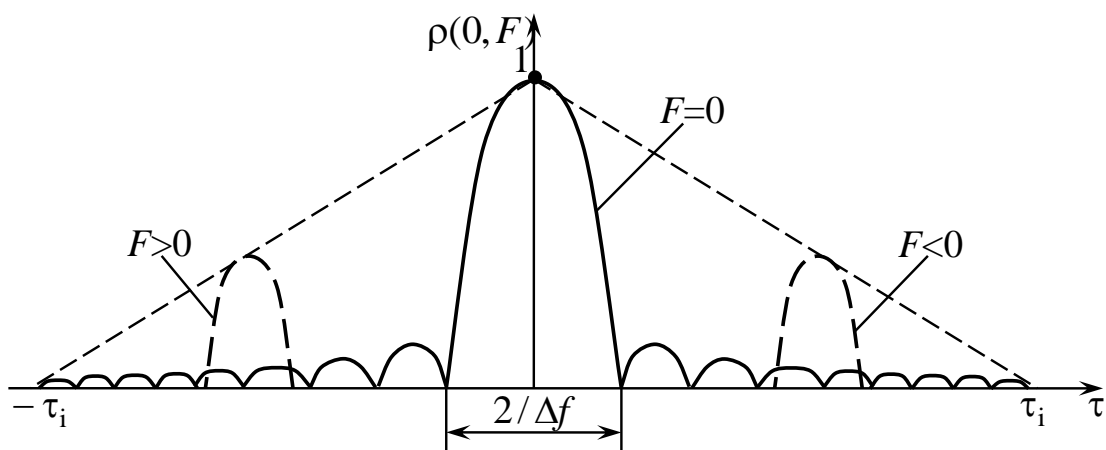


Рис. 4.11. Сечение плоскостью  $F = \text{const}$  тела неопределенности прямоугольного радиоимпульса с ЛЧМ

Каждую из приведенных кривых можно рассматривать как огибающую напряжения на выходе согласованного фильтра при рассогласовании  $F$  по несущей частоте. Диаграмма неопределенности прямоугольного радиоимпульса с ЛЧМ приведена на рис. 4.12. Из рис. 4.12 видно, что тело неопределенности прямоугольного радиоимпульса с ЛЧМ повернуто относительно тела

неопределенности радиоимпульса без частотной модуляции (рис. 4.8) на угол  $\gamma$ , который растет с увеличением частотной девиации  $\Delta f$ . При нулевом рассогласовании  $F = 0$  и при условии  $\Delta f \cdot \tau_i \gg 1$  ширина сжатого импульса на нулевом уровне равна  $2/\Delta f$ . Из рис. 4.11 видно, что возможен сдвиг сжатых импульсов во времени при наличии рассогласования по частоте  $F_d$ . Величина такого сдвига равна  $|\tau| = \frac{\tau_i}{\Delta f} |F_d|$ .

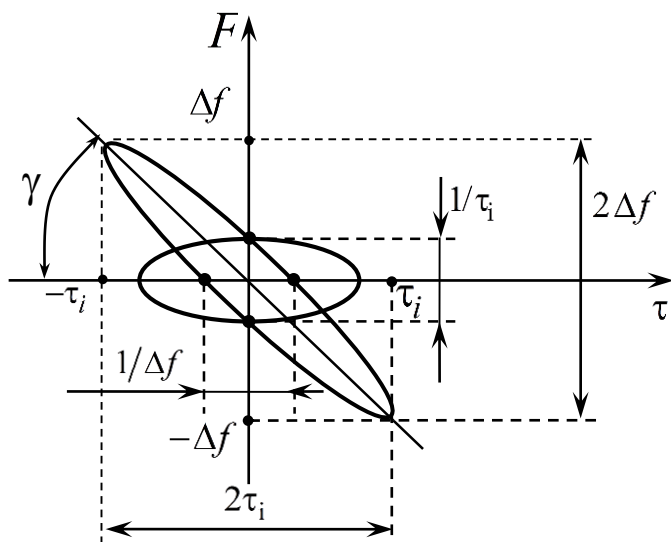


Рис. 4.12. Диаграммы неопределенности прямоугольного радиоимпульса с ЛЧМ

Сдвиг сжатого импульса характеризует скоростную ошибку измерения времени запаздывания. Следовательно, использование радиоимпульсов с ЛЧМ значительно улучшает разрешающую способность по времени запаздывания  $t_3$ , а соответственно и по дальности.

Как известно, прямоугольный радиоимпульс с ФКМ – это последовательность  $N_d$ , примыкающих друг к другу дискрет длительностью  $\tau_d$

одинаковой частоты и амплитуды, начальные фазы которых  $\Phi_k$  изменяются скачком на определенную величину, чаще всего на  $\pi$ .

На рис. 4.13 приведен вид тела неопределенности прямоугольного пятиэлементного радиоимпульса с ФКМ вдоль осей  $\tau$  и  $F$ . Сечение  $\rho(\tau, 0)$  отображает огибающую сигнала на выходе согласованного фильтра. Длительность сигнала на выходе СФ равна  $\tau_d = \tau_i / N_d$ . В соответствии с этим потенциальная разрешающая способность одиночного радиоимпульса с ФКМ по времени запаздывания  $t_3$  равна  $\delta t_3 = \tau_d = \frac{\tau_i}{N_d}$ , то есть значительно лучше, чем у одиночного

радиоимпульса. График сечения  $\rho(0, F)$  показывает, что ширина главного пика вдоль оси  $F$  на уровне 0,5 от максимального значения равна  $1/\tau_i$ . В соответствии с

этим потенциальная разрешающая способность радиоимпульса с ФКМ по частоте  $F_d$  равна  $\delta F_d = 1/\tau_i$ , то есть является такой же, как и у радиоимпульса без манипуляции.

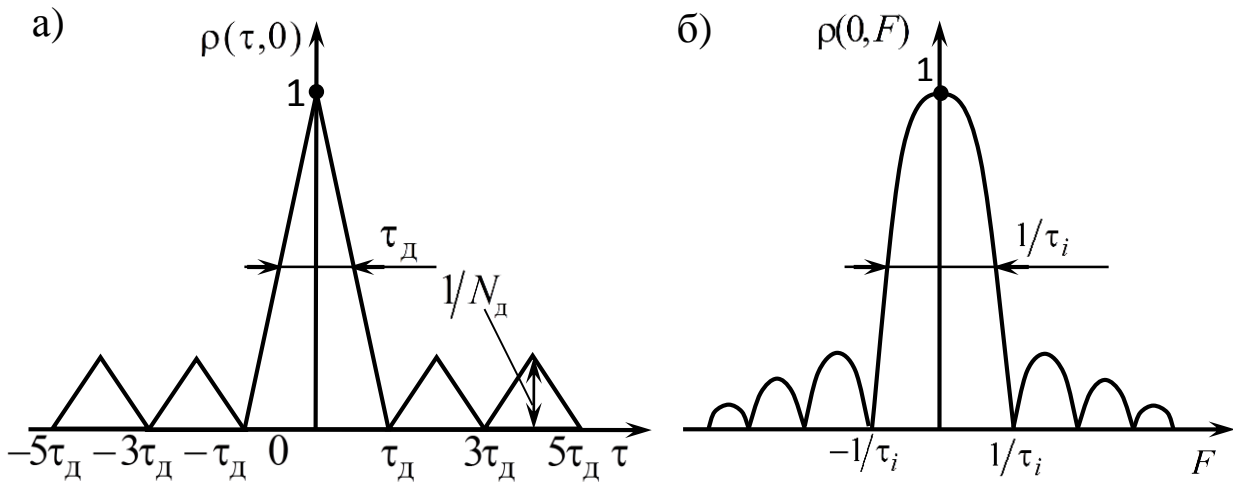


Рис. 4.13. Вид тела неопределенности прямоугольного радиоимпульса с ФКМ вдоль осей  $\tau$  (а) и  $F$  (б)

Диаграмма неопределенности радиоимпульса с ФКМ приведена на рис.4.14, из которой видно, что тело неопределенности прямоугольного радиоимпульса с ФКМ

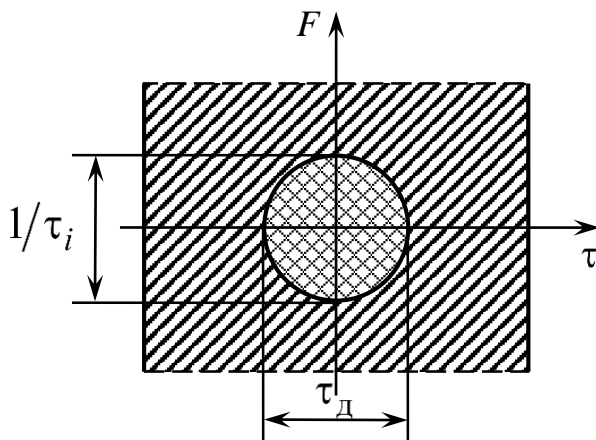


Рис. 4.14. Диаграмма тела неопределенности прямоугольного радиоимпульса с ФКМ

имеет один центральный пик, размеры которого вдоль оси  $\tau$  определяются длительностью дискреты, а вдоль оси  $F$  - величиной, которая обратна длительности импульса. Увеличивая  $\tau_i$  и количество дискрет  $N_d$ , можно достичь очень узкого пика и приблизиться к телу неопределенности иглообразного типа. Это дает возможность получить одновременно

высокое разрешение как по времени запаздывания, так и по частоте Доплера.

Таким образом, для простых радиоимпульсов разрешающая способность по времени запаздывания определяется длительностью сигнала, а по частоте Доплера - величиной, обратной к длительности сигнала. Поэтому любая попытка улучшить разрешение сигналов по времени запаздывания ухудшает разрешение по частоте и



наоборот.

Использование когерентной пачки радиоимпульсов улучшает разрешающую способность сигналов по частоте Доплера, поскольку она обратно пропорциональна длительности всей пачки. Однако многопиковость функции неопределённости приводит к неоднозначности определения дальности или радиальной скорости.

Использование радиоимпульсов с внутриимпульсной модуляцией позволяет получить одновременно высокое разрешение сигналов как по дальности, так и по радиальной скорости.

### **Контрольные вопросы**

1. Что такое разрешающая способность сигналов?
2. Перечислите основные свойства нормированной время-частотной функции рассогласования
3. Чем определяется потенциальная разрешающая способность сигналов по времени запаздывания и частоте Доплера?
4. Запишите выражения для потенциальной разрешающей способности активной РЛС по наклонной дальности и радиальной скорости.
5. Что позволяет оценить диаграмма неопределенности сигнала?
6. Какие достоинства и недостатки имеет применение в РЛС пачки радиоимпульсов?
7. Почему невозможно одновременно достичь высокого разрешения по времени запаздывания и по частоте Доплера при использовании простого радиоимпульса?
8. Почему использование сложных сигналов позволяет одновременно достичь высокого разрешения по времени запаздывания и по частоте Доплера?
9. Запишите выражения для потенциальной разрешающей способности активной РЛС по наклонной дальности и радиальной скорости при использовании сигналов с ФКМ и ЛЧМ.

## 5. Оценивание параметров сигналов в радиотехнических системах

### 5.1. Методика решения задачи оптимального измерения параметров сигналов

Обнаружение сигналов, разрешение и измерение (оценивание) их параметров является единым процессом получения информации, однако во время теоретического анализа их удобно рассматривать отдельно. Измерение начинается с момента, когда объект наблюдения будет обнаружен в некотором элементе разрешения. Размеры такого элемента определяются разрешающими способностями РЛС по дальности, радиальной скорости и угловым координатам.

*Задача оценивания* сигналов сводится к определению координат объекта наблюдения с минимально возможной погрешностью в пределах элемента разрешения. Задача решается измерителем, который формирует выходной сигнал, характеризующий положение объекта наблюдения в пределах элемента разрешения.

Принятый сигнал  $y(t)$  имеет в своем составе полезный сигнал  $x(t, \vec{\alpha})$  и шум  $n(t)$ . Математическая модель входной реализации имеет вид  $y(t, \vec{\alpha}) = x(t, \vec{\alpha}) + n(t)$ . Вектор информативных параметров полезного сигнала, которые подлежат оцениванию:

$$\vec{\alpha} = \left[ t_3, F_d, \theta_\beta, \theta_\varepsilon \right]^T,$$

где  $t_3$  – время запаздывания принятого сигнала;

$F_d$  – доплеровская частота;

$\theta_\beta, \theta_\varepsilon$  – угловые направления прихода сигнала.

Следовательно, задача оценивания носит статистический характер и заключается в том, чтобы по принятой реализации  $y(t, \vec{\alpha})$  получить оценку параметров  $\hat{\alpha}$ , наилучшую с точки зрения выбранного критерия оптимальности. Как общий критерий оптимальности оценивания параметров будем использовать *безусловный средний риск погрешности оценивания*

$$\bar{r} = \int \int_{\vec{\alpha}} r(\hat{\alpha}, \vec{\alpha}) \cdot p(\hat{\alpha}, \vec{\alpha}) d\vec{\alpha} d\hat{\alpha}, \quad (5.1)$$

где  $r(\hat{\alpha}, \bar{\alpha})$  – функция риска, которая характеризует плату за погрешность в данной ситуации;

$p(\hat{\alpha}, \bar{\alpha})$  – плотность вероятности совмещения полученной оценки и действительного значения параметра;

$d\hat{\alpha}, d\bar{\alpha}$  – интервалы оценок и действительного значения параметра.

При этом задача обнаружения характеризуется только двумя возможными ошибочными решениями (ложная тревога и пропуск цели), а в задаче измерения любое отклонение оценки  $\hat{\alpha}$  от действительного значения параметра  $\alpha$  является ошибочным. Это значит, что количество ошибочных ситуаций при измерении очень большое и практически ошибка измерения характеризуется непрерывной случайной величиной. Поэтому в задаче измерения функция цены  $r(\hat{\alpha}, \bar{\alpha})$  является непрерывной.

Оценка  $\hat{\alpha}$  функционально связана с принятой реализацией  $\hat{\alpha} = \hat{\alpha}(y)$ . Заменяем в выражении (5.1)  $p(\hat{\alpha}, \bar{\alpha}) d\hat{\alpha} d\bar{\alpha}$  на  $p(\bar{y}, \bar{\alpha}) d\bar{y} d\bar{\alpha}$ . Поскольку  $p(\bar{y}, \bar{\alpha}) d\bar{y} d\bar{\alpha}$  это плотность вероятности совпадения двух случайных величин  $\bar{y}$  и  $\bar{\alpha}$ , то  $p(\bar{y}, \bar{\alpha}) d\bar{y} d\bar{\alpha}$  представляет собой вероятность того, что принятая реализация  $\bar{y}$  находится в пределах интервала  $d\bar{y}$ , а действительное значение параметра  $\bar{\alpha}$  в пределах интервала  $d\bar{\alpha}$ . Воспользуемся теоремой умножения вероятностей [2]

$$p(\bar{y}, \bar{\alpha}) = p(\bar{y}) p(\bar{\alpha} / \bar{y}), \quad (5.2)$$

где  $p(\bar{y})$  – безусловная плотность вероятности (ПВ) принятой реализации;

$p(\bar{\alpha} / \bar{y})$  – условная ПВ параметра  $\bar{\alpha}$  для принятой реализации.

После подстановки выражения (5.2) в выражение (5.1) получим

$$\bar{r} = \int_{\bar{y}} \bar{r}(\bar{\alpha} / \bar{y}) \cdot p(\bar{y}) d\bar{y}. \quad (5.3)$$

При этом, из (5.3) видно, что безусловный средний риск подается через условный средний риск

$$\bar{r}\left(\frac{\hat{\alpha}}{\bar{y}}\right) = \int_{\bar{\alpha}} r\left(\frac{\hat{\alpha}}{\bar{y}}, \bar{\alpha}\right) p\left(\frac{\bar{\alpha}}{\bar{y}}\right) d\bar{\alpha}. \quad (5.4)$$

Выражение (5.4) представляет собой риск погрешности измерения  $(\hat{\alpha} - \bar{\alpha})$  для фиксированной реализации  $\bar{y}$ .

Следовательно, минимизация среднего риска (5.1) сводится к минимизации условного среднего риска (5.4):

$$\bar{r}\left(\frac{\hat{\alpha}}{\bar{y}}\right) = \min. \quad (5.5)$$

Минимизация (5.5) осуществляется благодаря подбору оценки  $\hat{\alpha} = \hat{\alpha}(y)$  по заданной функции цены погрешности измерения  $r\left(\frac{\hat{\alpha}}{\bar{y}}, \bar{\alpha}\right)$  и известной апостериорной ПВ  $p\left(\frac{\bar{\alpha}}{\bar{y}}\right)$ .

Поскольку  $p(\bar{y}, \bar{\alpha})$  это плотность вероятности совпадения двух случайных величин  $\bar{y}$  и  $\bar{\alpha}$ , то для оцениваемого параметра  $\bar{\alpha}$  с априорной плотностью распределения  $p(\bar{\alpha})$  можно записать

$$p(\bar{y}, \bar{\alpha}) = p\left(\frac{\bar{y}}{\bar{\alpha}}\right) \cdot p(\bar{\alpha}), \quad (5.6)$$

где  $p\left(\frac{\bar{y}}{\bar{\alpha}}\right)$  - плотность вероятности реализации  $\bar{y}$  при значении параметра  $\bar{\alpha}$ .

Сравнивая выражения (5.2) и (5.6), имеем

$$p\left(\frac{\bar{\alpha}}{\bar{y}}\right) = K_0 \cdot p(\bar{\alpha}) \cdot p\left(\frac{\bar{y}}{\bar{\alpha}}\right), \quad (5.7)$$

где  $K_0 = \frac{1}{p(\bar{y})}$ .

Для одномерного случая соотношение (5.7) поясняется графиками, которые приведены на рис. 5.1. Пологий характер кривой  $p(\alpha)$  свидетельствует о недостаточности априорной информации о параметре  $\hat{\alpha}_0$ . Более острый характер зависимости  $p\left(\frac{y}{\alpha}\right)$  позволяет говорить о возможности уточнения информации о

параметре  $\alpha$  после получения измерения  $\hat{\alpha}_y$ . Результирующая оценка  $\hat{\alpha}_p$  отвечает кривой послеопытной ПВ  $p(\alpha/y)$ , которая уже кривой  $p(\alpha)$  и кривой  $p(y/\alpha)$ .

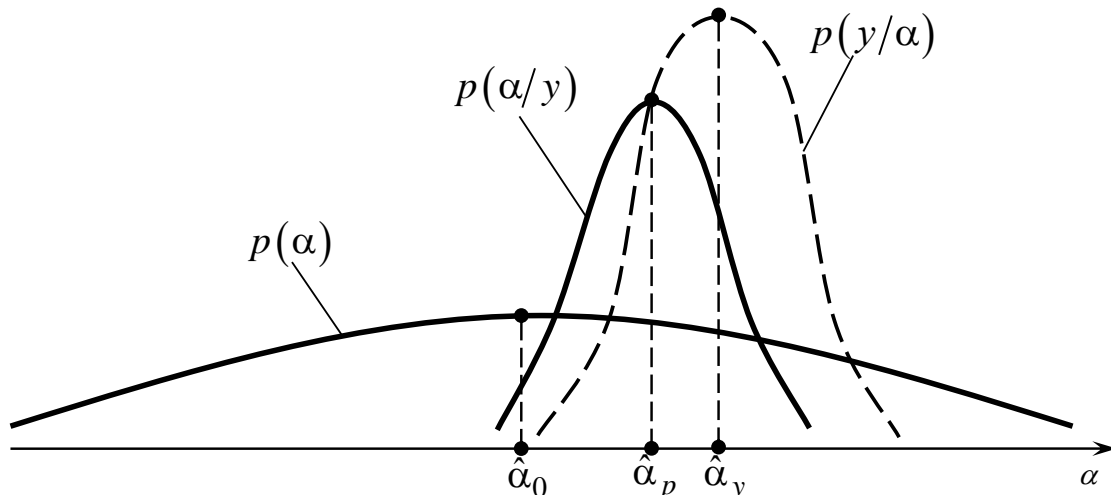


Рис. 5.1. Графики плотностей вероятности

Чаще всего применяют простую или квадратичную функцию цены риска погрешностей измерения  $r(\hat{\alpha}, \bar{\alpha})$ . Для простой функции цены скалярного параметра значение риска  $r(\hat{\alpha}, \alpha) = const$ , если точное значение параметра не найдено, а при нахождении точной оценки параметра риск резко уменьшается на величину дельта-функции  $\delta(\hat{\alpha} - \alpha)$ , т.е.  $r(\hat{\alpha}, \alpha) = const - \delta(\hat{\alpha} - \alpha)$ . График простой функции цены приведен на рис. 5.2, а квадратичной функции цены - на рис. 5.3. Для квадратичной функции цены значение риска увеличивается прямо пропорционально квадрату погрешности  $r(\hat{\alpha}, \alpha) = (\hat{\alpha} - \alpha)^2$ .

Таким образом, для *простой функции цены* оптимальной оценкой  $\hat{\alpha}_{opt}$  является значение  $\alpha$ , которое отвечает *максимуму* апостериорной ПВ  $p(\alpha/y)$ . Для *квадратичной функции* цены оптимальная оценка представляет собой *условное математическое ожидание* измеряемого параметра  $\hat{\alpha}_{opt} = \int_{\alpha} \alpha P(\alpha/y) d\alpha$ . Это выражение можно получить, если в (5.4) подставить функцию цены  $r(\hat{\alpha}, \alpha) = (\hat{\alpha} - \alpha)^2$  и определить минимум этой функции. Если распределение

апостериорной плотности вероятности  $p(\alpha/y)$  симметрично, то обе оценки совпадают.

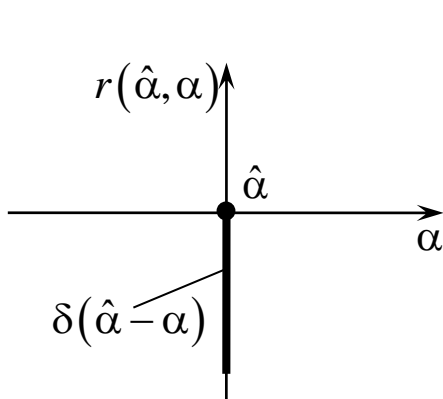


Рис. 5.2. График простой функции цены

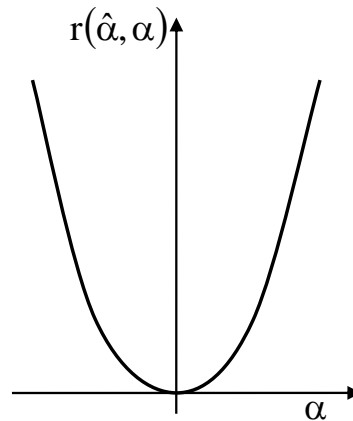


Рис. 5.3. График квадратичной функции цены

Таким образом, если задана функция цены, то значение  $\vec{\alpha}$ , которое отвечает максимуму апостериорной ПВ  $p(\vec{\alpha}/\vec{y})$ , будет оптимальной оценкой  $\hat{\alpha}_{\text{опт}}$ .

Разделим и умножим левую и правую части выражения (5.7) на плотность вероятности входной реализации при отсутствии полезного сигнала  $p_n(\vec{y})$ , тогда

$$p(\vec{\alpha}/\vec{y}) = K_o p_n(\vec{y}) p(\vec{\alpha}) l(\vec{y}/\vec{\alpha}),$$

где  $l(\vec{y}/\vec{\alpha}) = \frac{p(\vec{y}/\vec{\alpha})}{p_n(\vec{y})}$  — отношение правдоподобия.

Следовательно, оценка параметра  $\hat{\alpha}$ , оптимальная по критерию максимума отношения правдоподобия  $l(\vec{y}/\vec{\alpha})$ , будет также оптимальной и по критерию минимума условного среднего риска. Оптимальный измеритель рассчитывает отношение правдоподобия принятой реализации для всех возможных значений измеряемого параметра  $\vec{\alpha}$  и в качестве оптимальной оценки  $\hat{\alpha}_{\text{опт}}$  берет значение, для которого отношение правдоподобия  $l(\vec{y}/\vec{\alpha})$  максимально.

Рассмотрим случай, когда априорные данные об оцениваемом параметре  $\alpha$  отсутствуют. Подобное предположение значит, что плотность вероятности

оцениваемого параметра  $p(\alpha) = const$  (рис.5.4). При этом любое значение параметра  $\alpha$  из интервала его возможных значений является равновероятным.

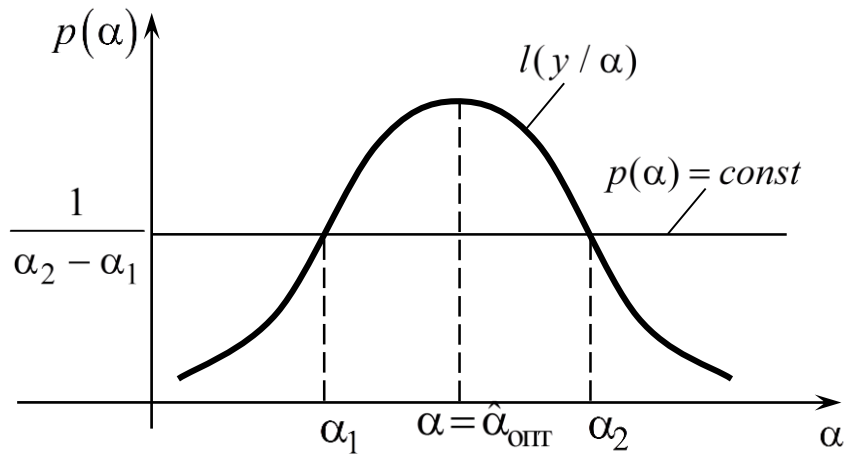


Рис. 5.4. Оценивание при отсутствии доопытных данных об измеряемом параметре

В этом случае оптимальное измерение сводится к расчету по принятой реализации  $y(t, \alpha)$  отношения правдоподобия  $l(y / \alpha)$  и определения величины  $\hat{\alpha}$ , при которой  $l(y / \alpha)$  имеет максимум. Отношение правдоподобия  $l(\bar{y} / \bar{\alpha})$  аналогично отношению правдоподобия (2.13), которое лежит в основе алгоритма обнаружения полезного сигнала на фоне АБГШ. Следовательно, как и ранее, вычисление отношения правдоподобия  $l(\bar{y} / \bar{\alpha})$  сводится к вычислению корреляционного интеграла  $Z(t)$ , а максимум отношения правдоподобия соответствует максимуму корреляционного интеграла. Поэтому, при отсутствии доопытных данных, структура оптимального измерителя параметров сигналов (рис. 5.5) идентична структуре

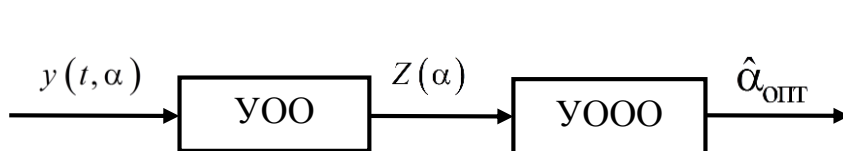


Рис. 5.5. Структура оптимального неследящего измерителя

оптимального обнаружителя и состоит из устройства оптимальной обработки (УОО) и устройства определения оптимальной

оценки (УООО). Для детерминированных сигналов УОО, которое определяет значение корреляционного интеграла, будет одноканальным. На практике параметры принятого сигнала неизвестны и УОО строится по многоканальной схеме.

Структурная схема многоканального оптимального фильтрового измерителя, при неизвестных неинформативных параметрах сигнала, приведена на рис. 5.6. УООО сравнивает выходные сигналы каналов и в качестве оптимальной оценки  $\hat{\alpha}_{\text{ОПТ}}$  измеряемого параметра выдает значение, соответствующее номеру канала с максимальным выходным сигналом.

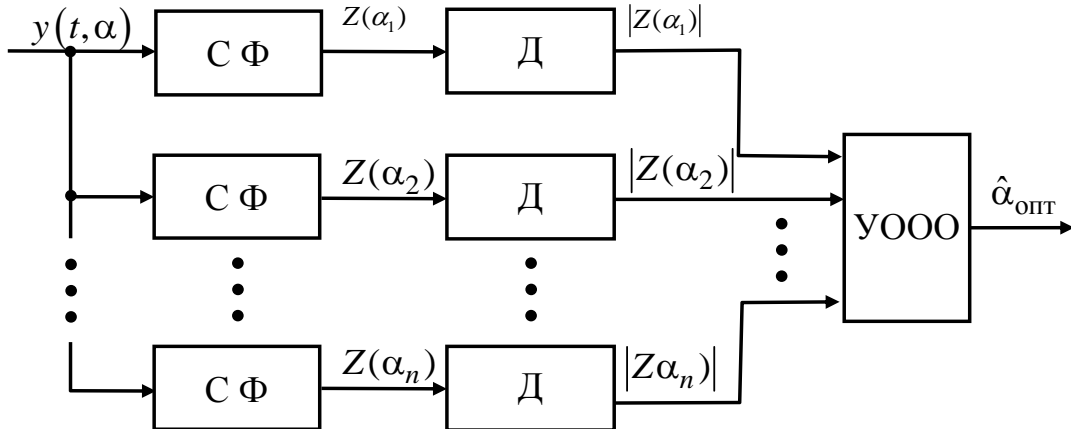


Рис. 5.6. Схема многоканального неследающего оптимального фильтрового измерителя

Таким образом, оптимальным измерителем может служить оптимальный обнаружитель с той лишь разницей, что во время решения задачи обнаружения проверяется условие превышения выходным напряжением коррелятора некоторого порогового значения, а во время измерения устройство определения оптимальной оценки ищет такое значение параметра, при котором достигается максимум корреляционного интеграла. Оптимальное измерение параметров сигнала, при отсутствии доопытных данных, называют неследающим, а структурная схема неследающего измерителя представляет собой последовательное соединение устройств определения отношения правдоподобия и оптимальной оценки.

## 5.2. Потенциальные точности оценивания времени задержки и частоты сдвига сигналов

Предельно достижимая точность оценивания параметра сигнала получила название *потенциальной*. При оценивании времени запаздывания и частоты Доплера сигнала, который не изменяется во времени, флуктуационная погрешность характеризуется дисперсией ошибки оценивания. Численно значение минимальной



дисперсии ошибки оценивания параметра  $\alpha$  определяется границей Рао-Крамера, которая для одномерного случая имеет вид [6]:

$$D(\hat{\alpha} / \alpha) \geq - \left[ \frac{d^2 \ln l(y / \alpha)}{d^2 \alpha} \right]^{-1}. \quad (5.8)$$

Рассмотрим методику расчета дисперсии ошибки оценивания времени запаздывания сигнала. Отношение правдоподобия  $l(y/\alpha)$  для  $\alpha = t_3$  и момента времени  $t = \tau = t_3 - \hat{t}_3$  и  $F=0$ , согласно (2.13), будет иметь вид

$$l[y / t_3] = \exp \left( \frac{2}{N_o} Z((t_3 - \hat{t}_3), 0) - \frac{E_c}{N_o} \right). \text{ Как следует из (4.3), } Z(t_3 - \hat{t}_3, 0) = E_c \rho(t_3 - \hat{t}_3, 0)$$

. Разложим НВЧФР в ряд Тейлора:

$$\rho(t_3 - \hat{t}_3, 0) = \rho(0, 0) + \rho'_\tau(0, 0)(t_3 - \hat{t}_3) + 0,5\rho''_\tau(0, 0)(t_3 - \hat{t}_3)^2 + \dots$$

Поскольку  $\rho(0, 0) = 1$ , а  $\rho'_\tau(0, 0) = 0$ , то  $\rho(t_3 - \hat{t}_3, 0) = 1 + 0,5\rho''_\tau(0, 0)(t_3 - \hat{t}_3)^2$ . Тогда

$$\ln[l(y / t_3)] = \frac{E_c}{N_o} (1 + \rho''_\tau(0, 0)(t_3 - \hat{t}_3)^2) \text{ и дисперсия ошибки оценивания времени}$$

запаздывания сигнала, согласно (5.8),

$$D(\hat{t}_3 / t_3) = \sigma_{t_3}^2 \geq - \left[ \frac{d^2 \ln l(y(t) / t_3)}{d^2 t_3} \right]^{-1} = - \left[ \frac{2E_c}{N_o} \rho''_\tau(0, 0) \right]^{-1}.$$

Аналогично можно получить выражение для потенциальной точности оценивания

$$\text{частоты Доплера } D(\hat{F}_Д / F_Д) = \sigma_{F_Д}^2 \geq - \left[ \frac{2E_c}{N_o} \rho''_F(0, 0) \right]^{-1}.$$

С учетом того, что значение второй производной  $\rho''(0, 0)$  является отрицательным

и  $q^2 = \frac{2E_c}{N_o}$ , окончательно получим выражения для потенциальной точности

раздельного оценивания времени запаздывания и частоты Доплера сигнала

$$\sigma_{t_3}^2 = \frac{1}{q^2 |\rho''_\tau(0, 0)|}, \quad (5.9)$$

$$\sigma_{F_Д}^2 = \frac{1}{q^2 |\rho''_F(0, 0)|}. \quad (5.10)$$

Например, для простого радиоимпульса длительностью  $\tau_c$  с колокольной огибающей НВЧФР описывается выражением[2,4]:

$$\rho(\tau, F) = \exp\left[-\frac{\pi}{2}\left(\frac{\tau^2}{\tau_c^2} + F^2\tau_c^2\right)\right].$$

Тогда для этого сигнала вторые производные НВЧФР будут определяться выражениями  $\rho''_{\tau}(0,0) = -\pi / \tau_c^2$  и  $\rho''_F(0,0) = -\pi\tau_c^2$ . Поэтому потенциальная точность раздельного оценивания времени запаздывания и частоты Доплера простого радиоимпульса длительностью  $\tau_c$  с колокольной огибающей составит:

$$\sigma_{t_3}^2 = \frac{\tau_c^2}{\pi q^2}, \quad \sigma_{F_D}^2 = \frac{1}{\pi q^2 \tau_c^2}.$$

Таким образом, СКО ошибки оценивания времени запаздывания и частоты Доплера простого радиоимпульса длительностью  $\tau_c$  с колокольной огибающей составит:

$$\sigma_{t_3} = \frac{\tau_c}{\sqrt{\pi q}} = \frac{1}{\Delta f_c \sqrt{\pi q}}, \quad (5.11)$$

$$\sigma_{F_D} = \frac{1}{\sqrt{\pi q \tau_c^2}}. \quad (5.12)$$

Следовательно, СКО ошибки оценивания дальности и радиальной скорости для активной РЛС, использующей простой радиоимпульс длительностью  $\tau_c$  с колокольной огибающей составит:

$$\sigma_R = \frac{C\tau_c}{2\sqrt{\pi q}} = \frac{C}{2\Delta f_c \sqrt{\pi q}} = \frac{\delta R}{\sqrt{\pi q}}, \quad (5.13)$$

$$\sigma_{V_R} = \frac{\lambda}{2\tau_c \sqrt{\pi q}} = \frac{\delta V_R}{\sqrt{\pi q}}. \quad (5.14)$$

На основе анализа выражений (5.11) - (5.14) можно сделать следующие выводы:

1. Потенциальная погрешность измерения времени запаздывания сигнала обратно пропорциональна ширине спектра сигнала и отношению сигнал/шум на выходе согласованного фильтра. Для узкополосных сигналов  $\Delta f_c \approx 1/\tau_c$ , поэтому для

повышения точности измерения времени запаздывания таких сигналов следует уменьшать их длительность.

2. Точность измерения частоты сдвига сигналов тем выше, чем больше их длительность и выше отношение сигнал/шум.

3. Требования к одновременному обеспечению высоких точностей измерения дальности и радиальной скорости для узкополосных сигналов противоречивы. Развязать такое противоречие можно путем использования широкополосных сигналов, у которых база  $B = \Delta f_c \cdot \tau_c \gg 1$ .

Во время совместного оценивания времени запаздывания и частоты сдвига сигналов матрица погрешностей совместного оценивания имеет вид [17]

$$C_y = \begin{vmatrix} \sigma_{t_{zc}}^2 & K \cdot \sigma_{t_{zc}} \cdot \sigma_{F_{dc}} \\ K \cdot \sigma_{t_{zc}} \cdot \sigma_{F_{dc}} & \sigma_{F_{dc}}^2 \end{vmatrix},$$

где  $K$  – коэффициент корреляции погрешностей оценивания времени запаздывания и частоты сдвига сигналов, который рассчитывается как

$$K = \frac{\rho''_{\tau F}(0,0)}{\sqrt{|\rho''_{\tau\tau}(0,0)| \cdot |\rho''_{FF}(0,0)|}};$$

$\sigma_{t_{zc}}^2, \sigma_{F_{dc}}^2$  – дисперсии погрешностей совместного оценивания времени запаздывания и частоты сдвига сигналов:

$$\sigma_{t_{zc}}^2 = \frac{\sigma_{t_z}^2}{1 - K^2}; \quad \sigma_{F_{dc}}^2 = \frac{\sigma_{F_d}^2}{1 - K^2}.$$

Если коэффициент корреляции погрешностей оценивания  $K = 0$ , то совместные оценки времени запаздывания и частоты сдвига сигналов имеют такое же значение как и отдельные. Чем больше степень корреляции погрешностей, тем в большей степени отличаются совместные измерения от отдельных. Например, для одиночного радиоимпульса с колокольной огибающей коэффициент корреляции погрешностей оценивания  $K = 0$  и среднеквадратичные погрешности независимого и совместного оценивания времени запаздывания и частоты сдвига одинаковы.

Для радиоимпульса длительностью  $\tau_c$  с колокольной огибающей и линейной

частотной модуляцией НВЧФР определяется выражением [17]

$$\rho(\tau, F) = \exp \left[ -\frac{\pi}{2} \left( \frac{1+B^2}{\tau_c^2} \cdot \tau^2 + 2B\tau F + \tau_c^2 \cdot F^2 \right) \right].$$

Тогда  $|\rho''_{\tau}(0,0)| = \frac{\pi(B^2+1)}{\tau_c^2}$ ,  $|\rho''_{F}(0,0)| = \pi \cdot \tau_c^2$ ,  $\rho''_{\tau F}(0,0) = -\pi \cdot B$  и

СКО ошибки оценивания времени запаздывания и частоты Доплера ЛЧМ радиоимпульса длительностью  $\tau_c$  с колокольной огибающей составит:

$$\sigma_{t_3} = \frac{\tau_c}{\sqrt{\pi \cdot q \cdot B}}, \quad (5.15)$$

$$\sigma_{F_D} = \frac{1}{\sqrt{\pi q \tau_c}}. \quad (5.16)$$

Поэтому среднеквадратичная погрешность оценивания времени запаздывания, при точно известной частоте сдвига сигнала, уменьшается в  $B$  раз. Среднеквадратическая погрешность оценивания частоты сдвига, при точно известном времени запаздывания, у ЛЧМ радиоимпульса такая же, как и радиоимпульса без частотной модуляции той же длительности.

В случае совместного оценивания, при отсутствии данных о времени запаздывания и частоте Доплера сигнала, следует учитывать взаимную корреляцию погрешностей оценивания. Для данного случая коэффициент корреляции погрешностей оценивания составит  $K = -\frac{B}{\sqrt{B^2+1}}$ . Тогда, при полностью неизвестной

частоте Доплера, среднеквадратичная погрешность оценивания времени запаздывания ЛЧМ сигнала  $\sigma_{t_{3c}} = \sigma_{t_3} \sqrt{B^2+1}$  практически соответствует радиоимпульсу без частотной модуляции.

Если полностью неизвестно время запаздывания сигнала, то погрешность оценивания частоты Доплера  $\sigma_{F_{dc}} = \sigma_{F_D} \sqrt{B^2+1}$  будет приблизительно в  $B$  раз хуже чем у радиоимпульса без частотной модуляции той же длительности.

### 5.3. Измерение параметров сигналов при наличии доопытных данных об оцениваемом параметре

Источниками априорных данных об оцениваемом параметре могут быть внешние целеуказания или результаты предыдущих измерений. Так, например, после проведения нескольких измерений можно определить тенденцию изменения параметра и на этой основе спрогнозировать следующее значение измеряемого параметра. Наличие априорных данных о параметре  $\alpha$  соответствует некоторая априорная плотность вероятности измеряемого параметра  $p(\alpha)$ . Поэтому в измерителе осуществляется расчет апостериорной (послеопытной) плотности вероятности измеряемого параметра

$$p(\alpha/y) = K \cdot p(\alpha) \cdot l(y/\alpha). \quad (5.17)$$

Будем считать, что все составляющие в выражении (5.17) распределены по нормальному закону:

$$p(\alpha) = K_1 \cdot \exp\left\{-\frac{1}{2} \frac{(\alpha - \hat{\alpha}_0)^2}{\sigma_0^2}\right\}; \quad l(y/\lambda) = K_2 \cdot \exp\left\{-\frac{1}{2} \frac{(\alpha - \hat{\alpha}_y)^2}{\sigma_y^2}\right\};$$

$$p(\alpha/y) = K_3 \cdot \exp\left\{-\frac{1}{2} \frac{(\alpha - \hat{\alpha}_p)^2}{\sigma_p^2}\right\},$$

где  $\hat{\alpha}_0$  – прогнозируемое значение параметра  $\alpha$ ;

$\hat{\alpha}_y$  – текущее измерение параметра  $\alpha$ , которое проводится по принятой реализации  $y(t, \alpha)$  без учета доопытных данных;

$\hat{\alpha}_p$  – результирующая оценка параметра  $\alpha$ ;

$\sigma_0^2$  – дисперсия ошибки прогнозирования;

$\sigma_y^2$  – дисперсия ошибки текущего измерения;

$\sigma_p^2$  – дисперсия ошибки результирующей оценки.

Можно показать, что

$$\sigma_p^2 = \frac{\sigma_0^2 \sigma_y^2}{\sigma_0^2 + \sigma_y^2}; \quad (5.18)$$

$$\hat{\alpha}_p = \hat{\alpha}_0 + \frac{\sigma_0^2}{\sigma_0^2 + \sigma_y^2} (\hat{\alpha}_y - \hat{\alpha}_0). \quad (5.19)$$

Благодаря учету априорных данных, согласно выражению (5.18), точность результирующей оценки измеряемого параметра повышается по сравнению с точностью текущего измерения. Разница между измеренным и прогнозированным значением  $\Delta\alpha = (\hat{\alpha}_y - \hat{\alpha}_0)$  называется *невязкой*. Выражение (5.19) показывает, что оптимальная результирующая оценка  $\hat{\alpha}_p$  формируется на основе уточнения прогнозируемого значения  $\hat{\alpha}_0$  по результатам текущего измерения  $\hat{\alpha}_y$ . При этом поправка к прогнозируемому значению  $\hat{\alpha}_0$  представляет собой невязку, взятую с некоторым весовым коэффициентом  $W = \sigma_p^2 / \sigma_y^2$ .

Уравнение (5.18) и (5.19) представляют собой рекуррентный алгоритм оценки параметра  $\alpha$ , который может применяться как для оценивания детерминированных параметров, так и для решения задачи фильтрации параметров полезного сигнала  $\alpha(t)$ , которые изменяются во времени на интервале наблюдения. В последнем случае, совместно с уравнениями прогнозирования  $\alpha_0(t)$ , они представляют рекуррентный алгоритм получения оценки  $\hat{\alpha}_p(t)$ , который называют фильтром Калмана. Поскольку расчет прогнозируемой оценки осуществляется по результатам предыдущего оценивания, то подобная операция называется *экстраполяцией*.

Структура следящего измерителя, реализующего алгоритм рекуррентного оценивания, приведена на рис. 5.7.

Таким образом, при наличии априорных данных о значении измеряемого параметра, острота функции  $p(\alpha/y) = K \cdot p(\alpha) \cdot l(y/\alpha)$  существенно больше, чем острота функции  $p(y/\alpha)$ . Это значит, что точность определения максимума кривой  $p(\alpha/y)$  выше точности определения максимума кривой  $p(y/\alpha)$ , что поясняется графически на рис.5.1.

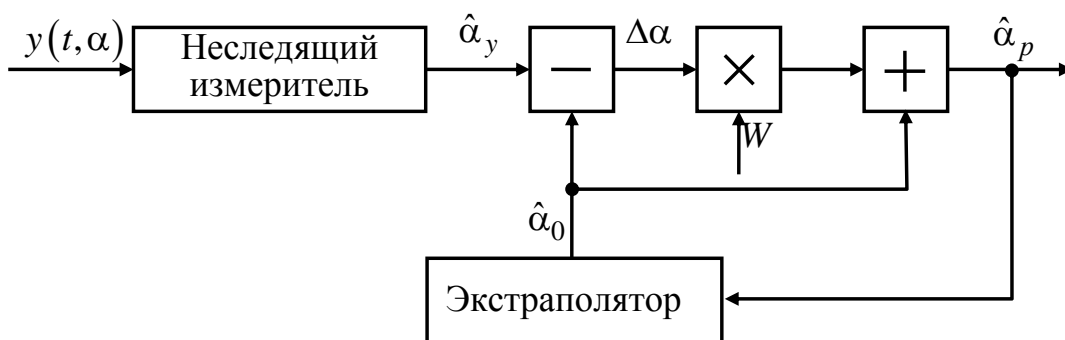


Рис. 5.7. Структурная схема следящего измерителя

Устройство вычисления невязки в схеме следящего измерителя называют *дискриминатором*. В зависимости от вида параметра  $\alpha$  различают *временные, частотные, фазовые и амплитудные* дискриминаторы. В процессе решения задачи оценки параметра сигнала  $\alpha$  на фоне АБГШ оптимальный измеритель должен найти

значение  $\alpha = \hat{\alpha}_{opt}$ , при котором выполняется условие  $\frac{dZ}{d\alpha} \Big|_{\hat{\alpha}_{opt}} = 0$ .

Вспользуемся приближением

$$\frac{dZ(\alpha)}{d\alpha} \approx \frac{\Delta Z}{\Delta\alpha} = \frac{Z(\alpha_2) - Z(\alpha_1)}{\alpha_2 - \alpha_1} = Z_1(\alpha) - Z_2(\alpha) = \hat{\alpha}_y - \hat{\alpha}_0, \quad (5.20)$$

где  $Z_1(\alpha) = Z\left(\hat{\alpha}_0 + \frac{\Delta\alpha}{2}\right)$ ,  $Z_2(\alpha) = Z\left(\hat{\alpha}_0 - \frac{\Delta\alpha}{2}\right)$ .

Из выражения (5.20) следует, что дискриминатор должен иметь два взаимно расстроенных канала (каналы расчета корреляционных интегралов) относительно параметра, который прогнозируется, и устройство вычитания. Структурная схема оптимального дискриминатора приведена на рис. 5.8.

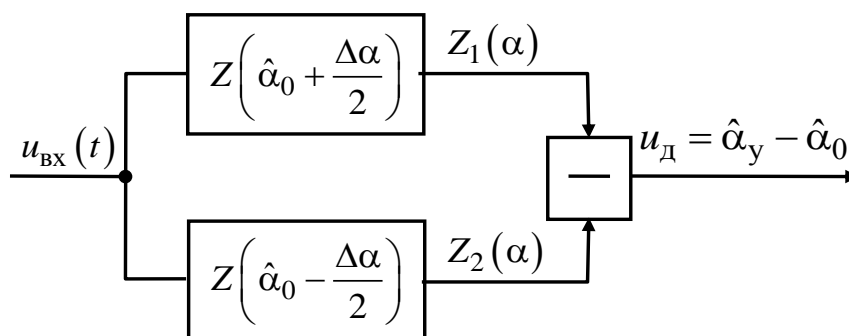


Рис. 5.8. Структура оптимального дискриминатора

Принцип работы дискриминатора поясняется эюрами напряжений, которые приведены на рис. 5.9.

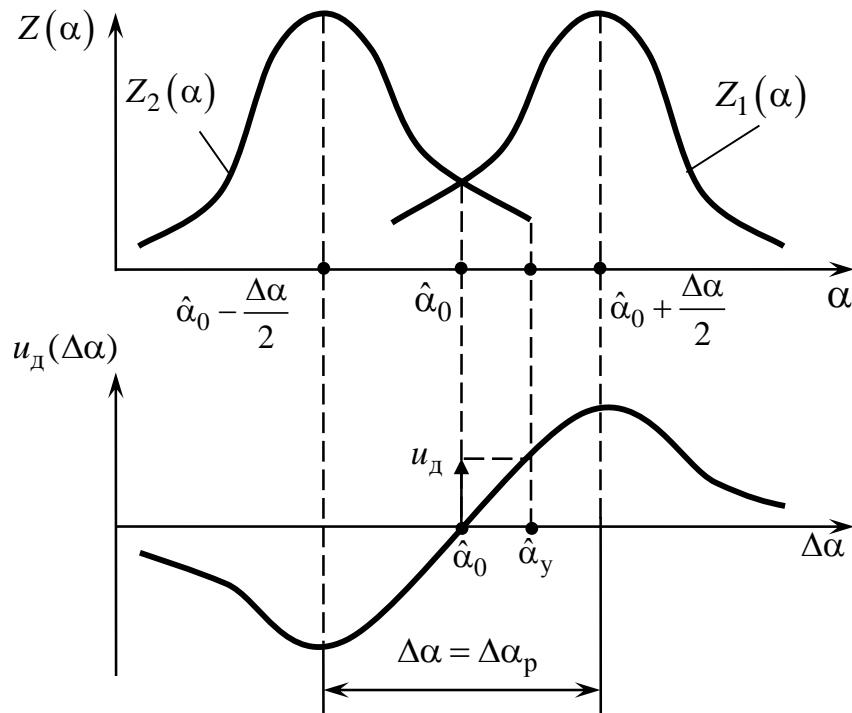


Рис. 5.9. Принцип работы дискриминатора

Зависимость напряжения на выходе дискриминатора от рассогласования  $\Delta\alpha = (\hat{\alpha}_y - \hat{\alpha}_0)$  называется *дискриминаторной характеристикой*, которая имеет *крутизну*  $S_{\text{дх}} = u_{\text{д}}(\Delta\alpha) / \Delta\alpha$ . В пределах рабочего участка  $\Delta\alpha_{\text{р}}$  дискриминаторной характеристики существует однозначная связь между  $\Delta\alpha$  и напряжением на выходе дискриминатора  $u_{\text{д}}(\Delta\alpha) = S_{\text{дх}}(\hat{\alpha}_y - \hat{\alpha}_0)$ . В случае выхода измеряемого параметра за пределы рабочего участка  $\Delta\alpha_{\text{р}}$  однозначность связи нарушается, что приводит к ошибкам оценки  $\Delta\alpha = (\hat{\alpha}_y - \hat{\alpha}_0)$ .

На основе дискриминаторов строят следящие измерители  $\hat{\alpha}_y$ , которые обеспечивают нахождение оценки  $\hat{\alpha}_y$  в пределах  $\Delta\alpha_{\text{р}}$ . Структурная схема системы автоматического слежения за измеряемым параметром  $\hat{\alpha}_y$  приведена на рис. 5.10. Как и ранее, устройства оптимальной оценки (УОО) вычисляют значения



корреляционных интегралов  $Z_1(\alpha)$  и  $Z_2(\alpha)$  в каналах дискриминатора. Однако, кроме дискриминатора в состав системы автоматического слежения включается схема управления, которая обеспечивает изменение опорного напряжения корреляторов  $x_1\left(\hat{\alpha}_0(u_d) + \frac{\Delta\alpha}{2}\right)$  и  $x_2\left(\hat{\alpha}_0(u_d) - \frac{\Delta\alpha}{2}\right)$  в зависимости от  $u_d(\Delta\alpha)$  таким образом, что рассогласование на выходе дискриминатора  $\Delta\alpha$  стаёт равным нулю. При этом значение измерения определяется в схеме управления и составляет  $\hat{\alpha}_y = \hat{\alpha}_0 + \Delta\alpha$ .

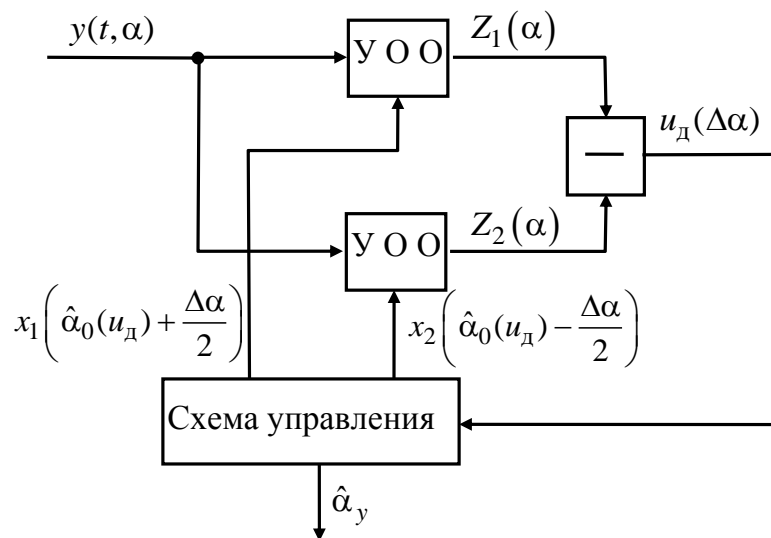


Рис. 5.10. Структурная схема системы автоматического слежения

Структурная схема следящего измерителя времени запаздывания сигнала приведена на рис. 5.11, а временные диаграммы, поясняющие принцип работы следящего измерителя - на рис. 5.12. На вход согласованного фильтра поступает радиоимпульс определенной длительности, а на выходе детектора огибающей (ДО) формируется модульное значение корреляционного интеграла. От генератора опорных сигналов (ГОС) на умножители подаются опорные стробы, временное положение которых зависит от рассогласования  $\Delta t_s = \hat{t}_s - \hat{t}_{s0}$ . Обычно длительности стробов соответствуют длительности обрабатываемого сигнала. В зависимости от полярности и величины напряжения на выходе временного дискриминатора преобразователь напряжение – время (ПНВ) изменяет временное положение стробов на выходе ГОС. Оптимальная оценка времени запаздывания сигнала  $\hat{t}_s$  соответствует

временному положению стробов ГОС, при котором напряжение на выходе временного дискриминатора равно нулю. На последней диаграмме приведена ДХ, которая отражает зависимость выходного напряжения временного дискриминатора от рассогласования  $\Delta t_3 = \hat{t}_3 - \hat{t}_{30}$ .

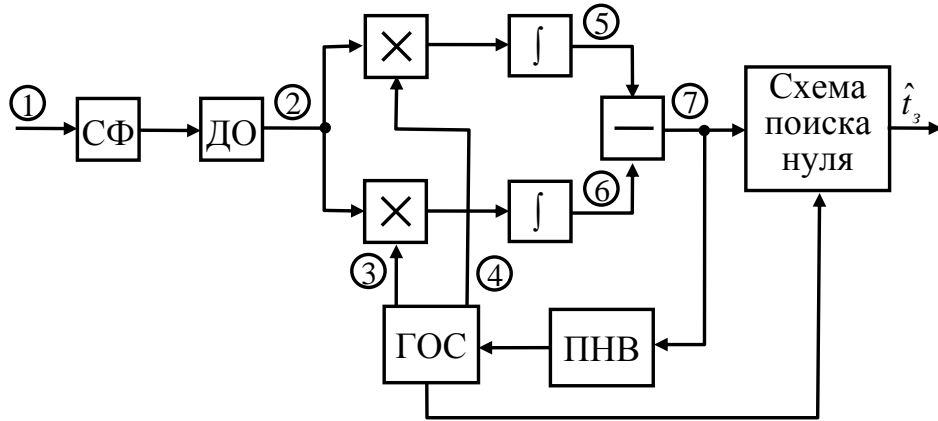


Рис. 5.11. Структурная схема следящего измерителя времени запаздывания сигнала

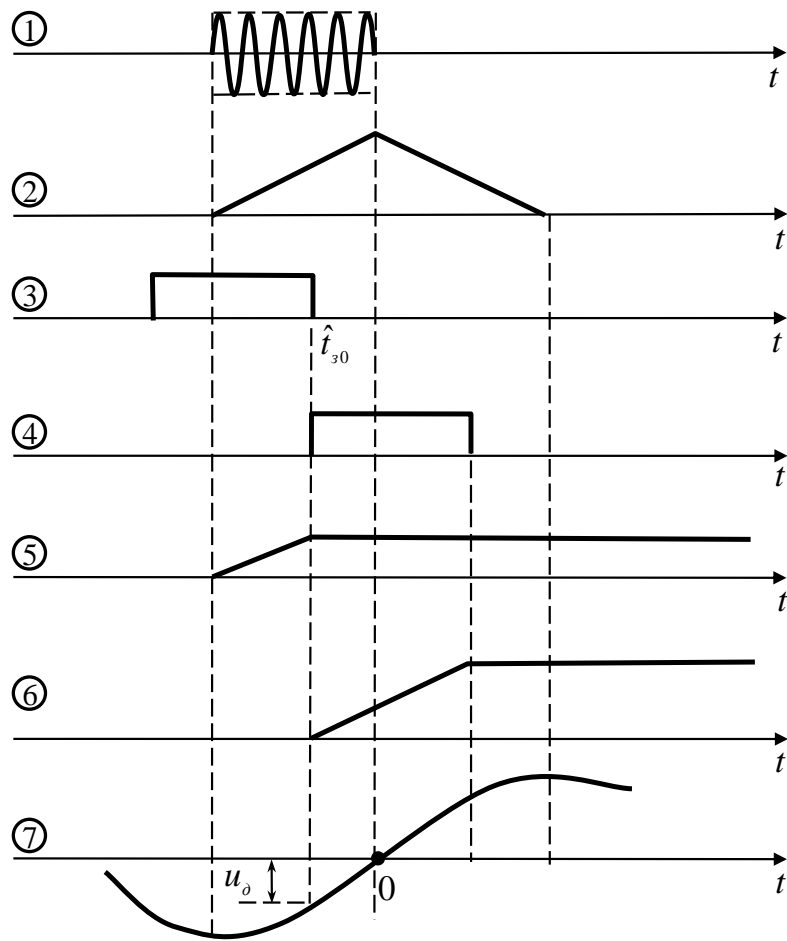


Рис. 5.12. Временные диаграммы, поясняющие работу следящего измерителя времени запаздывания сигнала

Схема следящего измерителя частоты Доплера сигнала приведена на рис. 5.13, а диаграммы, поясняющие его работу - на рис. 5.14.

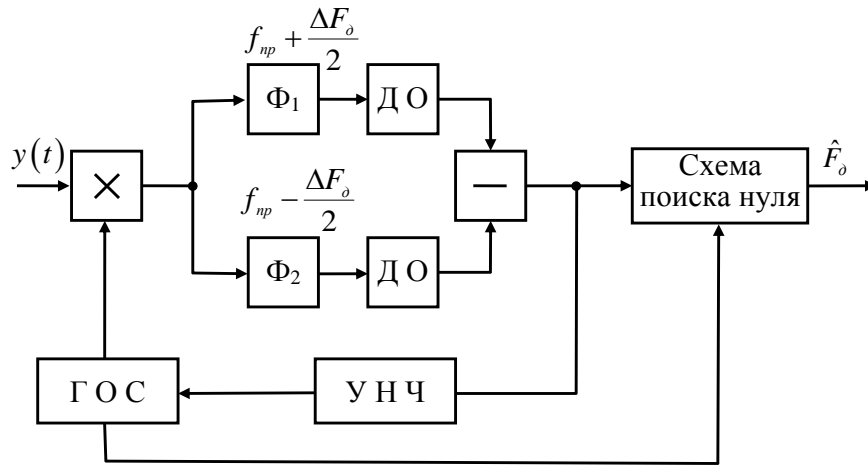


Рис. 5.13. Структурная схема следящего измерителя частоты Доплера

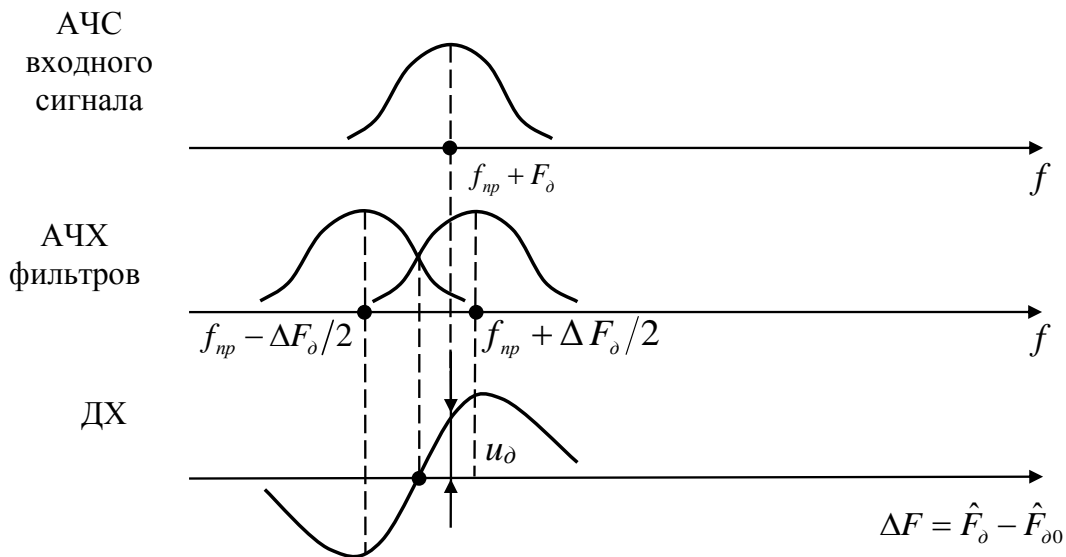


Рис. 5.14. Диаграммы, поясняющие работу следящего измерителя частоты Доплера

В спектре колебания, поступающего на входы фильтров имеет место составляющая промежуточной частоты  $f_{np} \pm F_{\delta}$ . Фильтры в каналах частотного дискриминатора относительно промежуточной частоты  $f_{np}$  взаимно расстроены на  $\pm \Delta F_{\delta}/2$ . После вычитания сигналов на выходе дискриминатора формируется напряжение, зависящее от рассогласования  $\Delta F = \hat{F}_{\delta} - \hat{F}_{\delta 0}$ . Частота ГОС изменяется в зависимости от полярности и величины напряжения на выходе усилителя низкой частоты (УНЧ). Оптимальная оценка частоты Доплера сигнала  $\hat{F}_{\delta} = \hat{F}_{\delta 0} + \Delta F$

соответствует частоте перестройки ГОС, при которой напряжение на выходе частотного дискриминатора равно нулю.

### **Контрольные вопросы**

1. Сформулируйте задачу оценивания параметров сигнала на фоне АБГШ.
2. Какое отношение лежит в основе нахождения оптимальной оценки параметра?
3. В чем разница между обнаружением сигнала и оценкой его параметров на фоне АБГШ?
4. Какое уравнение определяет минимально достижимую дисперсию ошибки оценивания параметра?
5. Запишите выражения потенциальной точности раздельного оценивания времени запаздывания и частоты Доплера простого радиоимпульса.
6. Укажите связь СКО ошибки оценивания дальности и радиальной скорости с разрешающей способностью активной РЛС по этим параметрам.
7. Запишите выражения потенциальной точности раздельного оценивания времени запаздывания и частоты Доплера для радиоимпульса с ЛЧМ.
8. Запишите и поясните уравнение для результирующей оценки параметра сигнала при наличии априорных данных об оцениваемом параметре.
9. Дайте краткую характеристику следящим и несledящим измерителям параметров сигнала.

## 6. Принципы повышения помехозащищённости РЛС

В ряде случаев РЛС приходится функционировать в условиях действия непреднамеренных и организованных помех, которые снижают основные качественные показатели выполнения поставленных перед ней задач. Вероятность выполнения РЛС заданных функций в условиях действия непреднамеренных и организованных помех характеризует ее помехозащищенность.

К непреднамеренным помехам относятся промышленные помехи и помехи от других РТС. Организованные помехи относятся к преднамеренным и бывают активными и пассивными. *Преднамеренные активные помехи* образуются специальными передающими устройствами – постановщиками активных помех. *Преднамеренные пассивные помехи* образуются благодаря отражению собственных сигналов РЛС от искусственных отражателей в виде диполей и ложных целей.

Повышение помехозащищенности РЛС достигается применением специальных дополнительных конструктивных решений, которые не нарушают основного принципа построения системы.

### 6.1. Обработка сигналов на фоне пассивных помех

Основным представителем искусственных пассивных помех (ПП) является дипольный отражатель. Дипольный отражатель - это пассивный полуволновый вибратор, который создается из металлизированных бумажных лент, фольги и т.п. Длина диполя соответствует половине длины волны РЛС  $\lambda$ . На борту постановщика ПП располагаются устройства, которые автоматически нарезают нужное количество диполей с размерами, позволяющими обеспечить маскировку реальной цели при облучении ее зондирующим сигналом (ЗС) РЛС с известными или измеренными параметрами. Общее условие обнаружения отраженных от цели полезных сигналов с заданными показателями качества на фоне ПП можно представить в виде [11,14]

$$E_{свх} \geq \gamma (E_{nвх} + N_o), \quad (6.1)$$

где  $E_{свх}$  – энергия полезного сигнала на входе радиоприемного устройства РЛС;

$\gamma$  – коэффициент различимости;

$E_{nвх}$  – энергия мешающих отражений на входе радиоприемного устройства РЛС.

Как правило,  $E_{пвх} > N_o$ , поэтому условие (6.1) можно представить в виде  $E_{с вх} \geq \gamma E_{n вх}$ . Если считать, что расположение цели и ПП в пространстве совпадает ( $R_{ц} \approx R_{п}$ ), то энергия полезного сигнала и помехи, согласно выражения (1.8), будет определяться следующим образом:

$$E_{с вх} = \frac{E_{изл} G \bar{\sigma}_ц A_{эф}}{(4\pi R_ц^2)^2}; \quad E_{n вх} = \frac{E_{изл} G \bar{\sigma}_н A_{эф}}{(4\pi R_н^2)^2}, \quad (6.2)$$

где  $E_{изл}$  – энергия ЗС, излучаемого РЛС;

$G$  - коэффициент усиления передающей антенны РЛС;

$A_{эф}$  - эффективная площадь приемной антенны РЛС;

$\bar{\sigma}_ц$ ,  $\bar{\sigma}_н$  - средние значения ЭПР цели и облака ПП.

Анализ выражения (6.2) показывает, что общее условие обнаружения отраженных от цели полезных сигналов с заданными показателями качества на фоне ПП будет эквивалентно условию  $\bar{\sigma}_ц \geq \gamma \bar{\sigma}_н$ . Средняя ЭПР облака ПП, которые заполняют область разрешения РЛС, определяется как

$$\bar{\sigma}_н = \bar{\sigma}_o N_o V_p,$$

где  $V_p$  – объём разрешения РЛС,

$N_o$  – число диполей, находящихся в единице объема,

$\bar{\sigma}_o \approx 0,17\lambda^2$  - средняя ЭПР диполя.

Таким образом, окончательно выражение, отвечающее условию обнаружения целей на фоне ПП запишется в виде

$$\bar{\sigma}_ц \geq \gamma \bar{\sigma}_{ес} N_{ес} V_p. \quad (6.3)$$

Невыполнение условия (6.3) приведет к уменьшению дальности действия РЛС. Из условия (6.3) следует, что ухудшить условия обнаружения цели можно либо увеличением ЭПР облака ПП, либо уменьшением ЭПР цели. Применение специальной конструкции и технологии покрытия поверхности цели поглощающими материалами позволяет существенно уменьшить энергию отраженного от цели сигнала на входе приемного устройства РЛС. С другой стороны, добиться

выполнения условия (6.3) возможно путем повышения разрешающей способности РЛС и адаптивным изменением частоты ЗС с целью уменьшения ЭПР диполя и возможного повышения ЭПР цели. Способствует выполнению условия (6.3) также применение специальных методов обработки информации, которые учитывают основные отличия в параметрах сигналов, отраженных от целей и ПП [14].

Основные отличия сигналов, отраженных от и целей и ПП, состоят в следующем. Диполи распределены в пространстве и занимают значительный объем, а цель находится в определенной точке. Поэтому *длительность сигналов*, отраженных от ПП больше, чем от целей.

Здания и другие местные предметы, создающие мешающие отражения, имеют скорость перемещения относительно РЛС равную нулю. Сброшенные дипольные отражатели быстро уменьшают свою скорость до скорости ветра. Поэтому на практике широко используются методы селекции движущихся целей, базирующиеся именно на *разнице радиальных скоростей* цели и мешающих пассивных отражений [14].

В основе селекции движущихся целей лежит явление деформации структуры сигнала при отражении от движущейся цели. При этом, если ширина спектра сигнала мала по сравнению с несущей, то деформация спектра сводится к смещению его на значение частоты Доплера  $F_d$ . Заметим, что пассивные отражатели в облаке имеют различные радиальные скорости. Поэтому доплеровские смещения спектров, отраженных от них сигналов, будут разными и спектральная плотность мощности суммарной помехи будет распределена неравномерно по частоте. Максимум спектральной плотности мощности соответствует средней доплеровской частоте, а ширина спектра зависит от степени разброса скоростей отражателей и пропорциональна ширине пика спектра зондирующего сигнала. Следовательно, при селекции целей в пределах одного элементарного объема разрешения, сигнал отраженный от облака пассивных отражателей можно считать стационарным небелым шумом. Рассмотрим, что будет представлять собой устройство обработки сигналов на фоне стационарного небелого шума [14].

Будем считать, что спектральная плотность мощности помехи нигде не обращается в ноль. Пусть помеха со спектральной плотностью мощности  $N(f)$  и сигнал с комплексным спектром  $\dot{g}_{ex}(f)$  проходят через фильтр с частотной характеристикой  $\dot{K}_o(f)$  (рис. 6.1). При этом частотная характеристика подобрана таким образом, чтобы спектральная плотность мощности помехи на выходе фильтра не зависела от частоты, т.е.  $N_{вых}(f) = N(f) |\dot{K}_o(f)|^2 = const$ . Поэтому такой фильтр получил название отбеливающего фильтра.

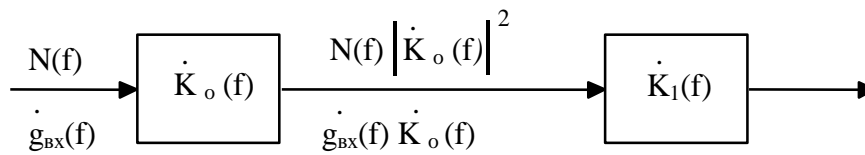


Рис. 6.1. Структурная схема УОО сигналов на фоне небелого шума

Частотный спектр полезного сигнала  $\dot{g}_{ex}(f)$ , прошедшего через отбеливающий фильтр, будет иметь вид  $\dot{g}_{вых}(f) = \dot{g}_{ex}(f) \dot{K}_o(f)$ .

Поэтому далее можно рассматривать процесс согласованной фильтрации полезного сигнала  $\dot{g}_{вых}(f)$  на фоне белого шума. В этом случае частотная характеристика согласованного фильтра определяется выражением  $\dot{K}_1(f) = C \dot{g}_{ex}^*(f) \dot{K}_o^*(f) \exp(-j2\pi ft_o)$ .

Таким образом, согласованный фильтр, выделяющий сигнал  $\dot{g}_{ex}(f)$  на фоне стационарного небелого шума, будет иметь частотную характеристику

$$\begin{aligned} \dot{K}_{C\Phi}(f) &= \dot{K}_o(f) \cdot \dot{K}_1(f) = \dot{K}_o(f) \cdot C \cdot \dot{g}_{ex}^*(f) \cdot \dot{K}_o^*(f) \cdot \exp[-j2\pi ft_o] = \\ &= C \cdot |\dot{K}_o(f)|^2 \cdot \dot{g}_{ex}^*(f) \cdot \exp[-j2\pi ft_o] = C \cdot \frac{1}{N(f)} \cdot \dot{g}_{ex}^*(f) \cdot \exp[-j2\pi ft_o]. \end{aligned}$$

Это выражение определяет алгоритм оптимальной фильтрации полезного сигнала на фоне стационарного небелого шума, который выполняет подавление (режекцию) колебаний помехи и накопление полезного сигнала. Подавлению помехи отвечает



множитель  $\frac{1}{N(f)}$ , а процесс накопления полезного сигнала описывает множитель  $\dot{g}_{\text{вх}}^*(f) \cdot \exp[-j2\pi f t_0]$ .

На практике, в большинстве случаев, отраженные от цели и облака пассивных отражателей сигналы имеют пачечную структуру. Для этого случая структурная схема оптимального фильтра на фоне небелого шума с накоплением полезного сигнала на радиочастоте содержит следующие элементы (рис. 6.2):

согласованный фильтр отдельного радиоимпульса пачки (СФОРИ);

гребенчатый фильтр подавления помехи (ГФП);

гребенчатый фильтр накопления полезного сигнала (ГФН).

При этом фильтр накопления настраивается на скорость цели, а фильтр подавления - на среднюю скорость помехи. В случае некогерентного накопления сигнала в схему согласованного фильтра должен входить детектор.



Рис. 6.2. Структурная схема СФ пачки радиоимпульсов на фоне небелого шума с накоплением сигнала на радиочастоте

Функции *гребенчатого фильтра накопления* полезного сигнала могут выполнять фильтры для оптимальной обработки пачек сигналов или фильтры, построенные на основе рециркулятора. Структурная схема ГФН на основе рециркулятора показана на рис. 6.3. В цепи обратной связи такого фильтра ставится линия задержки на период следования импульсов в пачке  $T_{\Pi}$  и элемент, обеспечивающий необходимый коэффициент обратной связи. При поступлении на вход такой схемы периодической последовательности импульсов с периодом  $T_{\Pi}$ , на ее выходе будет наблюдаться накопленный сигнал [14,17]:  $u_{\text{вых}}(t) = u_{\text{вх}}(t) + \beta u_{\text{вх}}(t - T_{\Pi}) + \beta^2 u_{\text{вх}}(t - 2T_{\Pi}) + \dots$

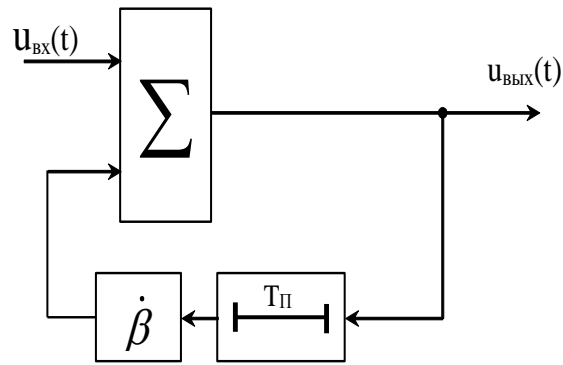


Рис. 6.3. Структурная схема ГФН на основе рециркулятора

Частотная характеристика такого ГФН будет иметь вид  $\dot{K}(f) = \frac{1}{1 - \beta e^{-j2\pi f T_{П}}}$ , а нормированная АЧХ ГФН, которая показана на рис. 6.4, описывается выражением [14]

$$K_n(f) = \frac{K(f)}{K_{\max}(f)} = \frac{1 - |\dot{\beta}|}{\sqrt{1 + |\dot{\beta}|^2 - 2|\dot{\beta}| \cos(2\pi f T_{П} - \arg \dot{\beta})}}$$

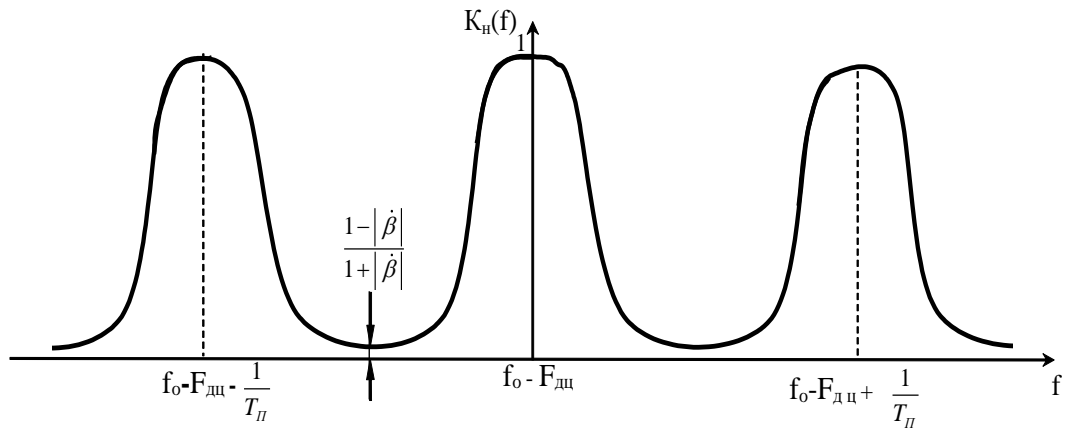


Рис. 6.4. Амплитудно-частотная характеристика ГФН

Подбором коэффициента обратной связи  $\dot{\beta}$  выбирают ширину гребней и величину провалов. При этом ширина гребней АЧХ ГФН должна быть согласована с шириной гребней АЧС пачки радиоимпульсов (рис.4.10,б), а положение гребней АЧХ на оси частот должно быть совмещено с гребнями АЧС, что достигается подбором аргумента  $\dot{\beta}$ . Такой ГФН будет эффективно накапливать отраженный сигнал от цели, которая имеет определенную скорость, а адаптивное изменение коэффициента

$\dot{\beta}$  позволит избежать уменьшения энергии накопленного сигнала при изменении скорости движения цели.

В радиолокации в качестве *гребенчатых фильтров подавления* мешающих отражений используют режекторные фильтры и устройства череспериодного вычитания. *Режекторные фильтры* представляют собой совокупность последовательно включенных и взаимно расстроенных контуров, каждый из которых настроен на определенную частоту режекции  $f_{pi}, i=1, \dots, m$ . АЧХ такого фильтра имеет гребенчатый вид с провалами на частотах, которые соответствуют средним частотам ПП (рис. 6.5).

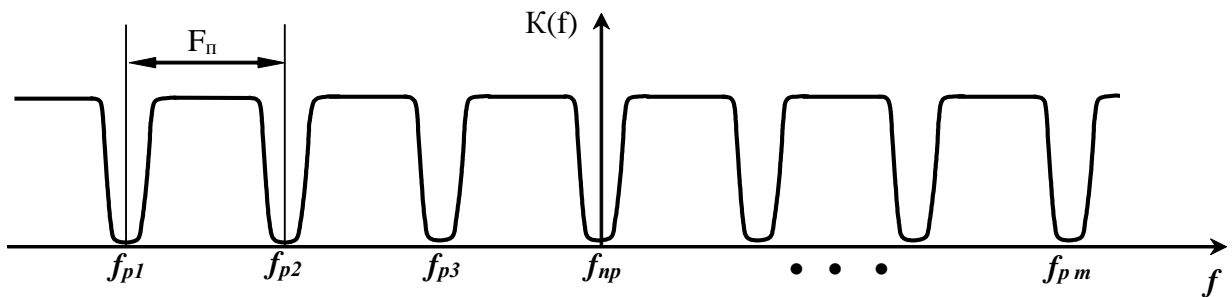


Рис. 6.5. АЧХ режекторного фильтра

Данный метод может быть применен в РЛС с достаточно высокой частотой повторения зондирующих сигналов, так как необходимое число расстроенных режекторных фильтров определяется отношением ширины спектра отдельного радиоимпульса пачки к частоте их повторения  $m = \frac{\Delta f_c}{F_{\Pi}}$ . Более широкое применение

в радиолокационной технике нашли *устройства череспериодного вычитания* (ЧПВ). Рассмотрим устройство ЧПВ-1, структурная схема которого представлена на рис.6.6.

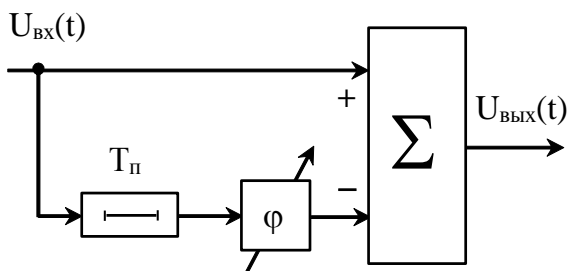


Рис. 6.6. Структурная схема ЧПВ-1

Линия задержки осуществляет задержку полезного сигнала и помехи точно на период следования ЗС  $T_{\Pi}$ . Из-за наличия разницы частот между сигналом и помехой фазовращатель возможно настроить таким образом,

чтобы сдвиг фаз между задержанным и незадержанным сигналом помехи составлял  $\pi$ . Если входной сигнал представляет собой колебание вида

$$\dot{U}_{\text{вх}}(t) = e^{j2\pi ft},$$

то сигнал на выходе устройства будет

$$\dot{U}_{\text{вых}}(t) = \dot{U}_{\text{вх}}(t) - e^{j\varphi} \dot{U}_{\text{вх}}(t - T_{\Pi}).$$

Тогда частотная характеристика ЧПВ-1 может быть определена из соотношения  $\dot{K}(f) = \dot{U}_{\text{вых}}(t) / \dot{U}_{\text{вх}}(t) = 1 - e^{-j(2\pi f T_{\Pi} - \varphi)}$ . При этом АЧХ устройства ЧПВ-1, приведенная на рис. 6.7, описывается выражением [14]

$$|\dot{K}_{\text{ЧПВ-1}}(f)| = 2 |\sin(\pi f T_{\Pi} + \varphi/2)|.$$

Из анализа рис. 6.7 следует, что АЧХ имеет минимумы (провалы), интервалы между которыми соответствуют  $1/T_{\Pi}$ . Режекция спектральных составляющих ПП осуществляется изменением величины  $\varphi$ , которая выбирается таким образом, чтобы

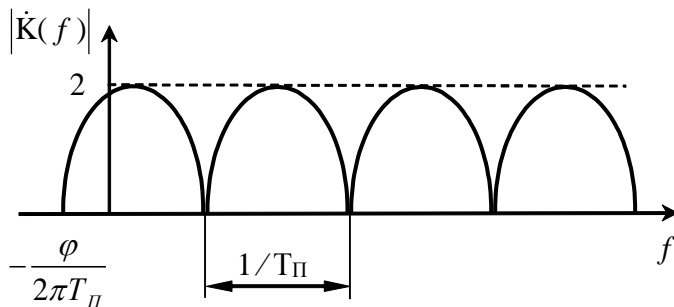


Рис. 6.7. АЧХ устройства ЧПВ - 1

провалы АЧХ совпали с максимумами спектра ПП, положение которых определяется радиальной скоростью движения облака отражателей. Максимумы в спектре полезного сигнала совпадают с максимумами АЧХ. Полное подавление периодической последовательности

импульсов возможно в том случае, когда задержанный на период импульс ничем не отличается от незадержанного.

В случае осуществления обзора пространства импульсы пачки имеют неодинаковые амплитуды. Поэтому при использовании схем ЧПВ нельзя добиться полной компенсации ПП, особенно на краях пачки. *Чем больше количество импульсов в пачке, тем лучше качество компенсации.* Качество компенсации ухудшается при увеличении скорости обзора, когда уменьшается количество импульсов в пачке. Со спектральной точки зрения ухудшение качества компенсации объясняется расширением гребней спектра пачки. Ширина каждого гребня, согласно

рис. 4.10, определяется величиной  $1/(MT_{\Pi})$  и зависит от числа импульсов в пачке  $M$ . Качество компенсации ухудшается также и при расширении гребней спектра помехи за счет увеличения разброса скоростей отражателей.

Таким образом, основной недостаток такого ГФП связан с ухудшением качества компенсации ПП из-за заостренной формы провалов АЧХ устройства ЧПВ-1.

Последовательное соединением двух устройств ЧПВ-1 позволяет расширить области подавления помех. ГФП такого типа получил название ЧПВ- 2, а его АЧХ (рис.6.8) имеет вид  $K_{\text{ЧПВ}2}(f) = 4 \sin^2(\pi f T_c + \varphi/2)$ .

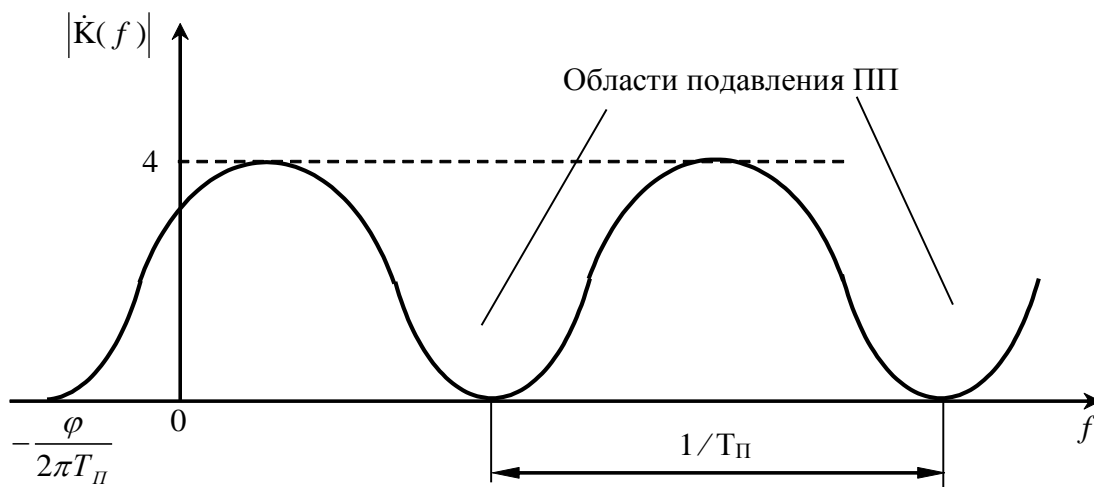


Рис. 6.8. АЧХ устройства ЧПВ-2

Как видно схема ЧПВ- 2 имеет АЧХ с гребнями параболической формы и расширенными областями подавления ПП. Поэтому устройство ЧПВ-2 лучше компенсирует спектральные составляющие помехи при увеличении разброса скоростей отражателей. При этом в области провалов АЧХ могут попадать также и спектральные составляющие полезного сигнала, что приведет к его частичному подавлению.

Использование обратной связи позволяет сузить области провалов, сохраняя при этом их параболическую форму. На рис.6.9 приведена структурная схема устройства ЧПВ-2 с отрицательной обратной связью, а на рис.6.10 - половина гребня его нормированной АЧХ для различных значений коэффициента обратной связи  $\beta$ .

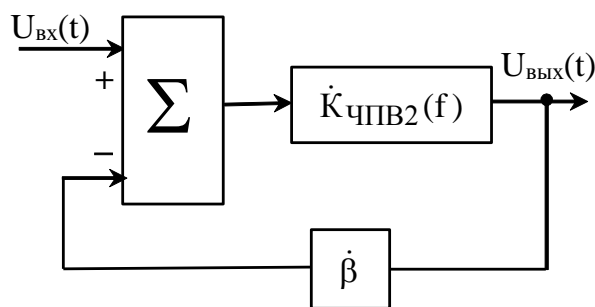


Рис. 6.9. Структурная схема ЧПВ-2 с отрицательной обратной связью

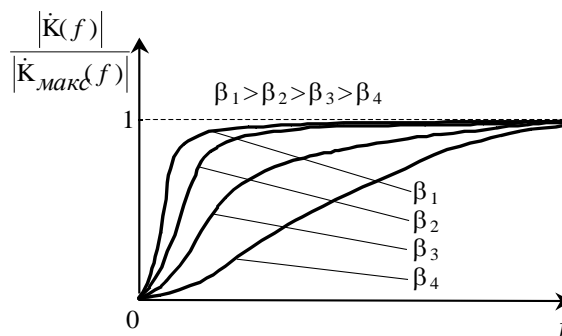


Рис. 6.10. Нормированная АЧХ ЧПВ-2 с отрицательной обратной связью

Анализ нормированной АЧХ показывает, что при увеличении  $\beta$  сужаются области провалов и становятся более прямоугольными вершины гребней АЧХ.

Схемы ЧПВ относятся к схемам *квазиоптимальной обработки* сигналов на фоне небелого шума, что обусловлено неполной режекцией спектральных составляющих ПП и возможными потерями полезного сигнала.

*Эффективность* схемы защиты РЛС от ПП характеризуется *коэффициентом улучшения*, показывающим, во сколько раз отношение сигнал/помеха на выходе

схемы защиты больше, чем на ее входе  $K_y = \frac{(P_c/P_n)_{\text{вых}}}{(P_c/P_n)_{\text{вх}}} = \frac{P_{c \text{ вых}}}{P_{c \text{ вх}}} \frac{P_{n \text{ вх}}}{P_{n \text{ вых}}} = K_C K_{\Pi}$ . Значение

коэффициента улучшения зависит как от полноты режекции спектральных составляющих ПП, которая характеризуется коэффициентом подавления

$K_{\Pi} = P_{n \text{ вх}} / P_{n \text{ вых}}$ , так и от потерь полезного сигнала, которые определяются

коэффициентом прохождения сигнала через схему защиты  $K_C = P_{c \text{ вых}} / P_{c \text{ вх}}$ .

Для оценки *эффективности системы СДЦ* радиолокатора используют коэффициент подпомеховой видимости. *Коэффициент подпомеховой видимости* — это отношение, которое показывает на сколько мощность пассивной помехи  $P_{n \text{ вх}}$  может быть больше средней мощности сигнала от цели  $P_{c \text{ вх}}$ , при котором цель обнаруживается с заданными вероятностями правильного обнаружения  $D$  и ложной

тревоги  $F$  [14]: 
$$K_{\text{ПВ}} = \frac{P_{n \text{ вх}}}{P_{c \text{ вх}}} = \frac{P_{n \text{ вх}} P_{n \text{ вых}} P_{c \text{ вых}}}{P_{c \text{ вх}} P_{n \text{ вых}} P_{c \text{ вых}}} = \frac{(P_c/P_n)_{\text{вых}}}{(P_c/P_n)_{\text{вх}}} / \left( \frac{P_{c \text{ вых}}}{P_{n \text{ вых}}} \right) = K_y / q_{\text{мин}}.$$

Коэффициент подпомеховой видимости выражается в виде отношения коэффициента улучшения к минимальному значению отношения «сигнал — помеха» на выходе системы СДЦ, при котором происходит обнаружение цели с заданными вероятностными показателями. Следовательно, этот параметр зависит не только от характеристик режекторного фильтра, но и от используемого алгоритма обнаружения. При сравнении эффективности разных систем СДЦ по показателю подпомеховой видимости следует помнить, что интенсивность пассивной помехи зависит от величины разрешаемого объема конкретного радиолокатора.

## **6.2. Методы защиты РЛС от активных шумовых помех**

К активным помехам (АП) относятся электромагнитные излучения, которые вызваны внешним источником, не связанным с работой РЛС. *Преднамеренные активные помехи* образуются специальными передающими устройствами — постановщиками активных помех (ПАП). Активные помехи могут быть маскирующими и имитационными. *Маскирующие помехи* образуют мешающую шумовую составляющую, которая затрудняет обнаружение полезного сигнала и измерение его параметров. *Имитационные помехи* создают ложные сигналы, параметры которых похожи на полезный сигнал, что усложняет процесс обнаружения реальных целей на фоне ложных [14].

Маскирующие помехи, в свою очередь, делятся на шумовые и импульсные. Импульсные помехи представляют последовательности радиоимпульсов с постоянной несущей частотой и амплитудой, длительность и период следования которых меняются случайным образом или по определенному закону. Непрерывные шумовые помехи представляют собой высокочастотные колебания, параметры которых (амплитуда, частота и фаза) изменяются во времени по случайному закону. В зависимости от соотношения ширины спектра помехи и полезного сигнала помехи бывают прицельные и заградительные. Прицельные помехи имеют ширину спектра соизмеримую с шириной спектра сигнала РЛС. Заградительные помехи значительно превышают ширину спектра прицельных помех.

### 6.2.1. Влияние активных шумовых помех на обработку сигналов в РЛС

В зависимости от расположения цели и ПАП рассматривают режим самоприкрытия и режим внешнего прикрытия [4,14]. В режиме самоприкрытия постановщиком АП является сама цель (рис. 6.11), а в режиме внешнего прикрытия ПАП и цель разнесены в пространстве (рис. 6.12).

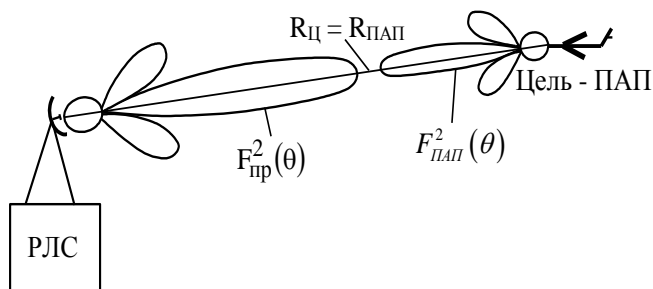


Рис. 6.11. Режим самоприкрытия

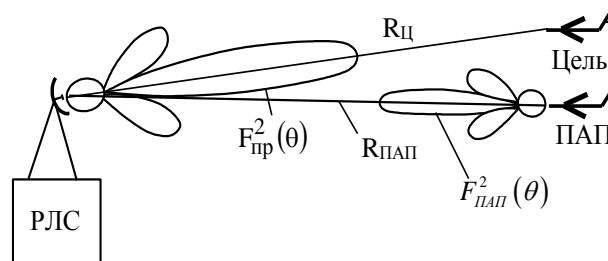


Рис. 6.12. Режим внешнего прикрытия

Для обнаружения полезных сигналов на фоне АП с заданными показателям качества необходимо выполнение условия (6.1), с учетом того, что спектральная плотность мощности внешних помех создается ПАП, т.е.  $E_{с\text{вх}} \geq \gamma(N_o + N_{АПВХ})$ . Тогда, согласно (1.8), максимальная дальность обнаружения РЛС цели с ЭПР  $\bar{\sigma}_ц$  будет определяться выражением

$$R_{\text{макс}}^{АП} = \sqrt[4]{\frac{E_{\text{изл}} G \bar{\sigma}_ц A_{\text{эф}}}{(4\pi)^2 \gamma (N_o + N_{АПВХ})}}. \quad (6.4)$$

Анализ выражения (6.4) показывает, что максимальная дальность РЛС уменьшается при повышении уровня внешних помех  $N_{АПВХ}$ . Спектральная плотность мощности, создаваемая постановщиком АП на входе радиоприемного устройства РЛС, может быть определена как

$$N_{АПВХ} = P_{ПВХ} / \Delta f_{П},$$

где  $P_{ПВХ}$  и  $\Delta f_{П}$  – мощность и ширина спектра помехи на входе радиоприемного устройства.

Мощность помехи на входе радиоприемного устройства РЛС может быть найдена следующим образом:

$$P_{ПВХ} = \Pi_{ПВХ} A_{\text{эф}} \gamma_{П} F_{\text{пр}}^2(\theta_{П}),$$



где  $P_{ПВХ}$  - плотность потока мощности помехи, создаваемая у приемной антенны РЛС,

$\gamma_{П}$  - коэффициент, учитывающий совпадение поляризации помехи и приемной антенны РЛС;

$F_{np}^2(\theta_{П})$  - значение нормированной диаграммы направленности приемной антенны РЛС в направлении на ПАП.

Тогда спектральная плотность мощности, создаваемая постановщиком АП на входе радиоприемного устройства РЛС, может быть определена как

$$N_{АПВХ} = \frac{P_{ПАП} G_{ПАП} \eta_{П} A_{эф} \gamma_{П}}{4\pi R_{ПАП}^2 \Delta f_{П}} F_{ПАП}^2(\theta_{РЛС}) F_{np}^2(\theta_{П}), \quad (6.5)$$

где  $P_{ПАП}$  - мощность излучения передатчика ПАП;

$G_{ПАП}$  - коэффициент усиления передающей антенны ПАП;

$\eta_{П}$  - коэффициент, учитывающий возможное ухудшение качества помехи (для шумовой помехи  $\eta_{П} = 1$ );

$R_{ПАП}$  - дальность от РЛС до ПАП;

$F_{ПАП}^2(\theta_{РЛС})$  - значение нормированной диаграммы направленности ПАП в направлении на РЛС.

При подстановке выражения (6.5) в (6.4), получим

$$R_{макс}^{АП} = \sqrt[4]{\frac{E_{изл} G_{ц} \bar{\sigma} A_{эф}}{(4\pi)^2 \gamma \left[ N_0 + \frac{P_{ПАП} G_{ПАП} \eta_{П} A_{эф} \gamma_{П}}{4\pi R_{ПАП}^2 \Delta f_{П}} F_{ПАП}^2(\theta_{РЛС}) F_{np}^2(\theta_{П}) \right]}}. \quad (6.6)$$

Анализ выражения (6.6) проведем графически по рис.6.12. При отсутствии внешних помех ( $N_{АПВХ} = 0$ ) энергия принятых полезных сигналов обратно пропорциональна четвертой степени дальности до цели. Уровень внутренних шумов постоянный и определяет пороговую энергию принятого сигнала (пунктир). Точка пересечения этих двух линий определяет максимальную дальность действия РЛС  $R_{макс}$ . Наличие внешних помех повышает уровень шумов на входе радиоприемного

устройства РЛС обратно пропорционально второй степени дальности до ПАП (сплошная линия). Точка пересечения этой линии с постоянной линией пороговой энергии принятого сигнала (пунктир) определяет максимальную дальность возможного обнаружения ПАП  $R_{\text{макс}}^{\text{П}}$  в пассивном режиме. А максимальная дальность обнаружения РЛС отраженных от цели сигналов на фоне АП с заданными показателям качества  $R_{\text{макс}}^{\text{АП}}$  будет определяться условием  $E_{\text{с вх}} \geq \gamma(N_o + N_{\text{АПВХ}})$ .

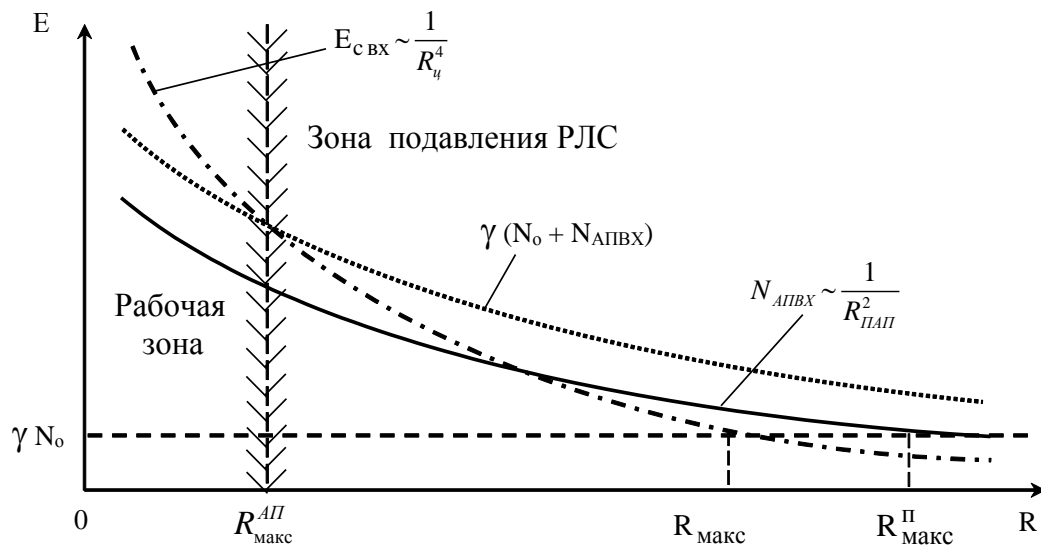


Рис. 6.12. Изменение дальности РЛС на фоне активных помех

Таким образом, при постановке АП рабочая зона РЛС уменьшается и ограничивается максимальной дальностью возможного обнаружения цели  $R_{\text{макс}}^{\text{АП}}$ . Изменение этой дальности в пределах рабочей зоны можно описать выражением

$$R_{\text{макс}}^{\text{АП}} = K_{\text{СД}}(\theta) R_{\text{макс}},$$

где  $K_{\text{СД}}(\theta)$  - коэффициент сокращения максимальной дальности обнаружения РЛС для заданного направления.

Коэффициент сокращения дальности равен единице при отсутствии АП и нулю, если РЛС полностью подавлена помехами. Примерный вид рабочей зоны секторной РЛС в двух плоскостях, при наличии двух ПАП в режиме самоприкрытия на равных дальностях от РЛС, приведен на рис. 6.13.

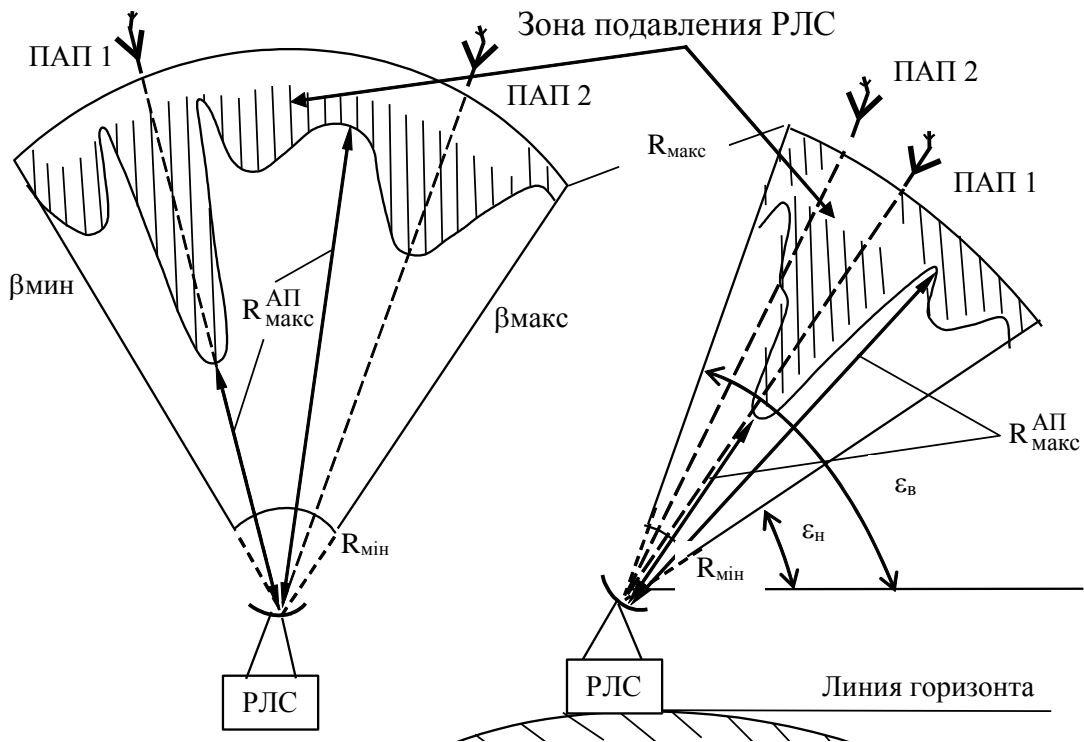


Рис. 6.13. Рабочая зона РЛС при наличии двух ПАП

Из анализа рис. 6.13 следует, что в направлениях, близких к направлению на ПАП дальность обнаружения существенно уменьшается. Ширина секторов существенного уменьшения дальности зависит от ширины диаграмм направленности РЛС и ПАП. Вне этих секторов также сокращается дальность обнаружения за счет действия ПАП по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны РЛС. Защитить РЛС от активных шумовых помех возможно применением ряда методов, которые используют основные отличия между полезным сигналом и помехами.

### 6.2.2. Общая характеристика методов защиты РЛС от активных помех

В зависимости от того, какие именно различия используются для уменьшения влияния АП на работу РЛС, различают методы энергетической, частотной, поляризационной и пространственной селекции.

Метод *энергетической селекции* основан на увеличении энергетического потенциала РЛС, который зависит от энергии излучаемого сигнала, числа накапливаемых импульсов и направленных свойств антенны РЛС. Увеличение мощности передатчика ограничивается возможностями генераторных приборов и

электрической прочностью фидерного тракта в данном диапазоне длин волн. Увеличение длительности сигнала, без ухудшения разрешающей способности РЛС по наклонной дальности, возможно при использовании широкополосных сигналов. Однако ширина спектра сигналов может быть ограничена возможностями приемопередающего тракта и полосой пропускания антенны РЛС. Увеличение числа накапливаемых импульсов может быть достигнуто уменьшением скорости сканирования антенны или периода следования импульсов. Увеличение направленных свойств антенн связано с увеличением их размеров, а сужение ширины диаграммы направленности антенны, при постоянной скорости сканирования, приводит к уменьшению возможного количества накапливаемых импульсов.

Наличие частотных отличий между полезным сигналом и помехой позволяет реализовать *метод частотной селекции* с использованием отбеливающих фильтров наряду со схемами оптимальной обработки сигналов. Добиться существенного увеличения разницы частот между полезным сигналом и помехой можно перестройкой рабочей частоты РЛС либо применением многоканальных РЛС, в которых каналы выполняют одни и те же функции, но работают на разных частотах. Наиболее эффективным является быстрая перестройка несущей частоты ЗС по случайному закону от импульса к импульсу. При этом ПАП вынужден переходить к формированию заградительной помехи, которая оказывает на РЛС меньшее влияние, чем прицельная.

Компенсировать действие активной помехи, которая создается ПАП, находящимся в основном лепестке диаграммы направленности приемной антенны РЛС, возможно применением метода *поляризационной селекции*. Суть метода заключается в изменении поляризации сигнала таким образом, чтобы максимально ослабить действие помехи. Например, применение в фидерном тракте ферритов, находящихся в магнитного поле, позволяет изменять угол поворота плоскости поляризации изменением величины магнитного поля [14]. Уменьшение влияния АП на работу РЛС, при использовании метода *пространственной селекции*, достигается уменьшением значения нормированной диаграммы направленности приемной антенны РЛС в направлении на ПАП. Это возможно путем уменьшения ширины

диаграммы направленности (рис. 6.14, а) и уровня боковых лепестков (рис. 6.14, б) приемной антенны либо применением РЛС с разнесенными в пространстве передающей и приемной антеннами.

К сожалению, полностью избавиться от боковых лепестков диаграммы направленности антенны невозможно. Поэтому широко используются методы пространственной селекции, основанные на формировании провала в диаграмме направленности приемной антенны РЛС в направлениях на ПАП с использованием дополнительного компенсационного канала приема.

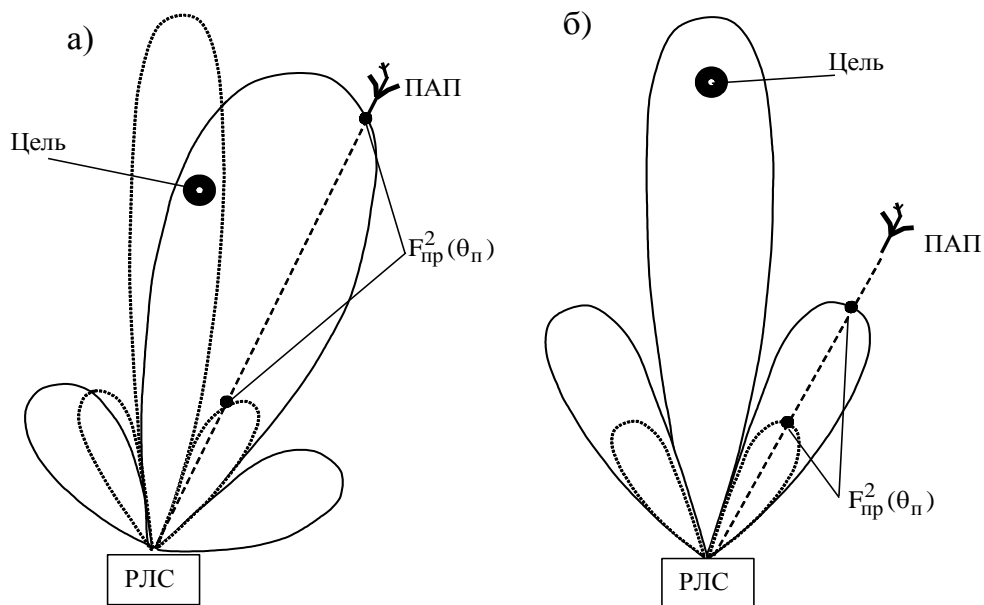


Рис. 6.14. Метод пространственной селекции

При реализации метода *когерентной компенсации* предполагается, что в компенсационном канале имеет место только шумовое колебание помехи, а по основному каналу принимается полезный сигнал в смеси с шумовой помехой. Выделить из этой смеси полезный сигнал возможно, если добавить к нему колебание, равное по амплитуде, но противоположное по фазе помеховой составляющей компенсационного канала. Устройства, осуществляющие адаптивное подавление помеховой составляющей на радиочастоте, получили название автокомпенсаторов.

### 6.2.3. Когерентная компенсация активных помех

Пусть на антенну компенсационного канала приема (ККП)  $A_k$  поступает только помеха, представляющая собой гармоническое колебание фиксированной частоты, а на антенну  $A_0$  основного канала приема (ОКП) - смесь полезного сигнала и помехи (рис. 6.15). Помеха на входе ККП отличается от помехи на выходе ОКП как по амплитуде, так и по фазе  $\Delta\varphi$ . Для полной компенсации помех необходимо выполнение условия

$$\dot{U}_{\Sigma\Pi}(t) = \dot{K}_o \cdot \dot{U}_{o\Pi}(t) + \dot{K}_k \cdot \dot{U}_{k\Pi}(t) = 0,$$

где  $\dot{K}_o, \dot{K}_k$  - комплексные коэффициенты передачи ОКП и ККП;

$\dot{U}_{o\Pi}(t), \dot{U}_{k\Pi}(t)$  - напряжение помехи в ОКП и ККП.

Выполнение этого условия возможно при равенстве амплитуд  $|\dot{K}_o \dot{U}_{o\Pi}(t)| = |\dot{K}_k \dot{U}_{k\Pi}(t)|$  и противоположности фаз  $\Delta\varphi_{\Pi} + \arg \dot{K}_k = \pi$  помех в ОКП и ККП (рис. 6.16).

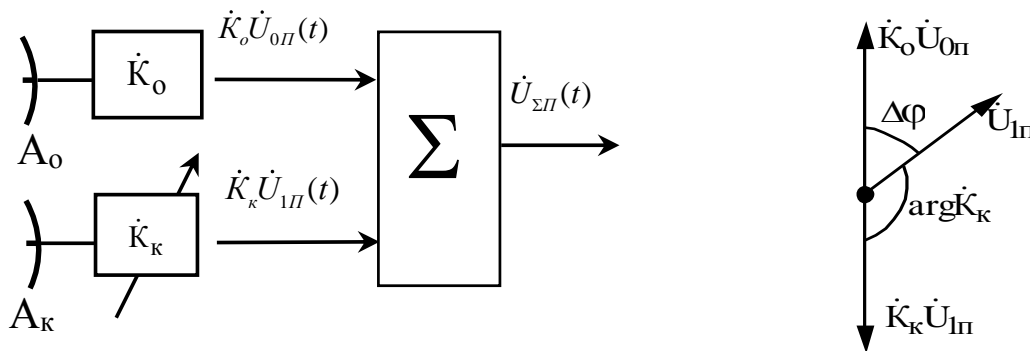


Рис. 6.15. Структура автокомпенсатора Рис. 6.16. Принцип автокомпенсации

Случайность характеристик помех и каналов приема приводит к необходимости оптимизации устройства компенсации по условию минимума средней мощности помехи на выходе сумматора. Среднюю мощность помехи на выходе сумматора можно определить как [14]

$$P_{\Sigma n} = \overline{\dot{U}_{\Sigma n}(t) \dot{U}_{\Sigma n}^*(t)} = \dot{K}_o \dot{K}_o^* \overline{\dot{U}_{o n}(t) \dot{U}_{o n}^*(t)} + \dot{K}_o \dot{K}_k^* \overline{\dot{U}_{o n}(t) \dot{U}_{k n}^*(t)} + \dot{K}_k \dot{K}_o^* \overline{\dot{U}_{k n}(t) \dot{U}_{o n}^*(t)} + \dot{K}_k \dot{K}_k^* \overline{\dot{U}_{k n}(t) \dot{U}_{k n}^*(t)}. \quad (6.7)$$

Для нахождения минимума (6.7) необходимо решить уравнение

$$\left. \frac{\partial P_{\Sigma\Pi}}{\partial K_k} \right|_{\dot{K}_k = \dot{K}_{k\text{опт}}} = 0. \quad \text{С учетом того, что } \frac{\partial \dot{K}_k^*}{\partial K_k} = 0, \text{ получим выражение для}$$

оптимального коэффициента усиления ККП

$$\dot{K}_{\text{Комм}} = -\dot{K}_0 \frac{\overline{\dot{U}_{1n}^*(t)\dot{U}_{0n}(t)}}{\overline{\dot{U}_{1n}^*(t)\dot{U}_{1n}(t)}}. \quad (6.8)$$

Учитывая, что  $\overline{\dot{U}_{0n}(t)\dot{U}_{0n}^*(t)} = \sigma_{0n}^2$  и  $\overline{\dot{U}_{1n}(t)\dot{U}_{1n}^*(t)} = \sigma_{1n}^2$ , выражение (6.8)

можно преобразовать к виду

$$\dot{K}_{\text{Комм}} = -\dot{K}_0 \frac{\sigma_{0n}}{\sigma_{1n}} \dot{\rho}_{\text{ок}},$$

где  $\dot{\rho}_{\text{ок}} = \frac{\overline{\dot{U}_{1n}^*(t)\dot{U}_{0n}(t)}}{\sigma_{0n}\sigma_{1n}}$  - коэффициент межканальной корреляции.

Качество работы устройства компенсации АП характеризуется *коэффициентом подавления помехи* в виде отношения мощности помехи в ОКП к мощности помехи на выходе устройства компенсации:

$$K_{\Pi} = \frac{P_{0\Pi}}{P_{\Sigma\Pi}}. \quad (6.9)$$

С учетом того, что на входе сумматора мощность помехи в ОКП  $P_{0n} = |\dot{K}_o|^2 \sigma_{0n}^2$ , а в

ККП  $P_{1n} = |\dot{K}_{\text{Комм}}|^2 \sigma_{1n}^2$ , мощность помехи на выходе сумматора

$P_{\Sigma n} = |\dot{K}_o|^2 \sigma_{0n}^2 - |\dot{K}_{\text{Комм}}|^2 \sigma_{1n}^2$ . Тогда выражение (6.9) можно преобразовать к виду

$K_{\Pi} = \frac{1}{1 - |\dot{\rho}_{\text{ок}}|^2}$ . Следовательно, чем больше сходство помехи в каналах приема, тем

сильнее подавляется помеха на выходе устройства компенсации. Другими словами, чем меньше схожесть между помехой на входе ККП и выходе устройства компенсации, тем сильнее подавляется помеха в автокомпенсаторе. Как и ранее, для оценки степени схожести колебаний помехи можно использовать коррелятор. Будем считать, что помеха по фазе совпадает в основном и компенсационном каналах приема, а отличается только по амплитуде. Тогда для компенсации помехи необходимо обеспечить выполнение условия  $K_o U_o(t) = K_k U_{1n}(t)$ , а для этого

достаточно изменять лишь коэффициент усиления ККП. Если усилитель имеет крутизну регулировочной характеристики  $\gamma$ , то под действием напряжения регулирования  $U_p(t)$  коэффициент усиления ККП будет изменяться по закону  $K_k = -\gamma U_p(t)$ . Напряжение регулирования определяется на основе корреляции между колебаниями помехи в ККП и на выходе компенсатора  $U_p(t) = \overline{U_1(t) U_\Sigma(t)}$ .

Структурная схема простейшего корреляционного компенсатора приведена на рис.6.17. С учетом того, что выходное напряжение формируется как  $U_\Sigma(t) = K_o U_o(t) + K_k U_1(t)$ , выражение для коэффициента усиления ККП будет

иметь вид [14] 
$$K_k = -\frac{\gamma K_o \overline{U_o(t) U_1(t)}}{1 + \gamma \overline{U_1(t) U_1(t)}}$$
. Это выражение практически не отличается от

выражения для оптимального коэффициента передачи ККП (6.8) при условии, что  $\gamma \gg 1$ , т.е.  $K_k \approx K_{\text{конт}}$ . При наличии линейно зависимых составляющих в колебаниях

$U_1(t)$  и  $U_\Sigma(t)$  напряжение  $U_p(t)$  будет менять  $K_k$  в сторону уменьшения такой зависимости. При отсутствии помехи цепь корреляционной обратной связи

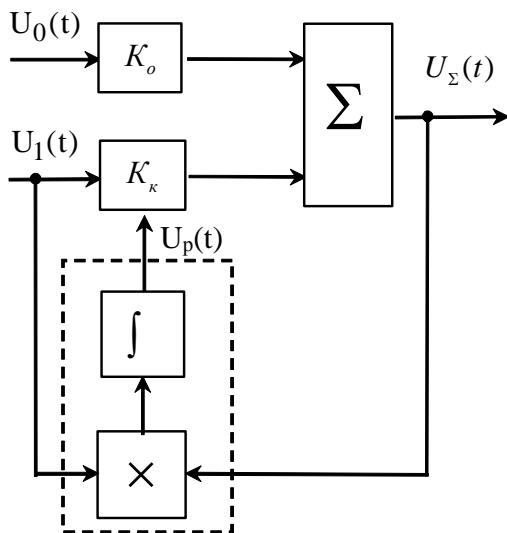


Рис. 6.17. Структурная схема простейшего автокомпенсатора

разрывается и автокомпенсатор работает как усилитель с коэффициентом усиления  $K_o$ .

Основной недостаток простейшего автокомпенсатора связан с ухудшением качества компенсации помех при наличии сдвига фаз между колебаниями помехи в основном и компенсационном каналах приема. Этот недостаток устраняется в квадратурном автокомпенсаторе, предложенном Я.Д. Ширманом [15]. Структурная схема автокомпенсатора

приведена на рис. 6.18. Формирование сигнала на выходе ККП  $\dot{U}_{12}(t)$  осуществляется с помощью суммирования сигналов двух каналов, которые находятся в квадратуре. Канал с коэффициентом передачи  $K_c$  называется



синфазным, а канал с коэффициентом передачи  $K_s$  – квадратурным. Напряжение на выходе ККП формируется в соответствии с выражением

$$\dot{U}_{1\Sigma}(t) = K_c \dot{U}_1(t) + K_s \dot{U}_1(t) e^{j\frac{\pi}{2}} = \dot{U}_1(t)(K_c + jK_s) = \dot{U}_1(t)\dot{K}_1,$$

а коэффициент передачи ККП  $\dot{K}_1 = (K_c + jK_s)$  является комплексной величиной.

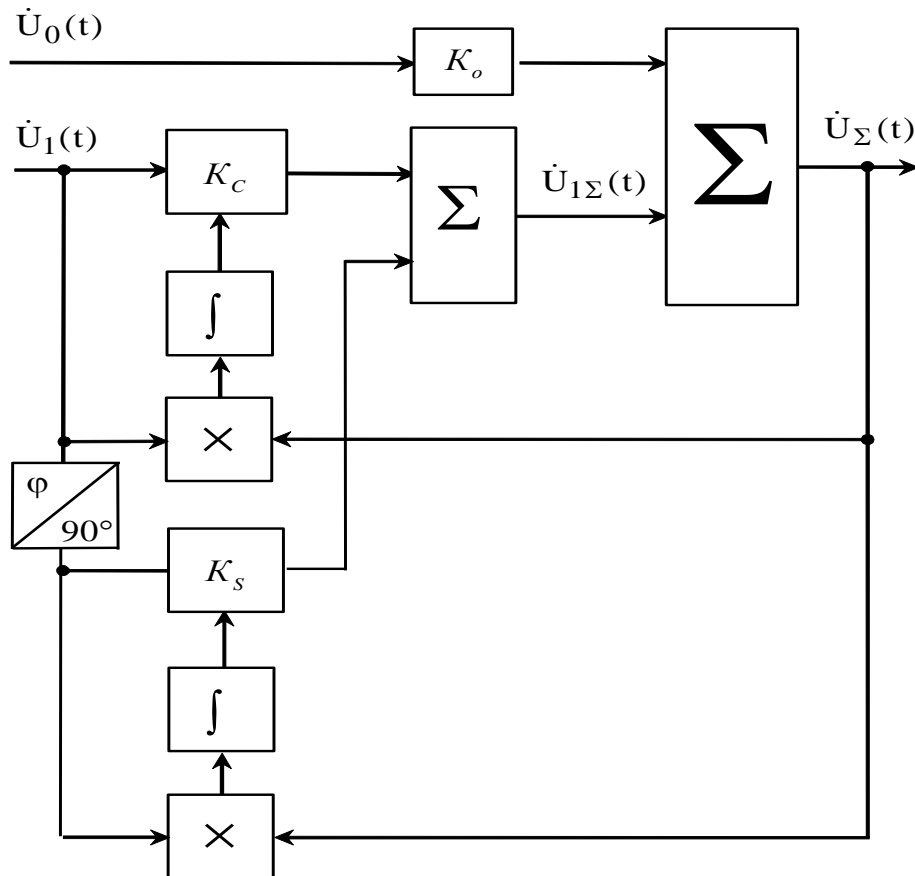


Рис. 6.18. Структурная схема квадратурного автокомпенсатора

Особенностью такого компенсатора является возможность изменения не только величины, но и знака коэффициента передачи ККП. Автокомпенсатор выполняет практически роль режекторного фильтра, настраиваясь на подавление помехи автоматически. Недостатком можно считать увеличение аппаратных затрат, связанных с наличием двух квадратурных каналов.

### Контрольные вопросы

1. Какое влияние оказывают пассивные помехи на функционирование РЛС?

2. Какой принцип оптимальной обработки полезных сигналов на фоне небелого шума?
3. В чем состоит принцип обработки полезных сигналов на фоне пассивных помех?
4. Какие устройства применяются в РЛС для борьбы с мешающими отражениями?
5. Как влияют шумовые активные помехи на функционирование РЛС?
6. Дайте краткую характеристику методов энергетической, частотной, поляризационной и пространственной селекции активных помех.
7. В чем заключается принцип когерентной компенсации активных помех?
8. В чем основное отличие между построением простого и квадратурного автокомпенсаторов?

## 7. Принципы построения и функционирования глобальной навигационной спутниковой системы

### 7.1. Общая характеристика глобальной навигационной спутниковой системы

Спутниковые радионавигационные системы (СРНС) представляют собой всепогодные системы космического базирования, позволяющие определять текущее местоположение и скорость подвижных объектов с точной привязкой ко времени.

Принцип действия систем заключается в том, что навигационные спутники излучают специальные радиосигналы, которые принимаются и определённым образом обрабатываются аппаратурой потребителей в интересах получения сведений о местоположении и скорости объекта.

Глобальную СРНС можно рассматривать как высокотехнологичную информационную систему, состоящую из пяти основных сегментов (рис.7.1) [10].

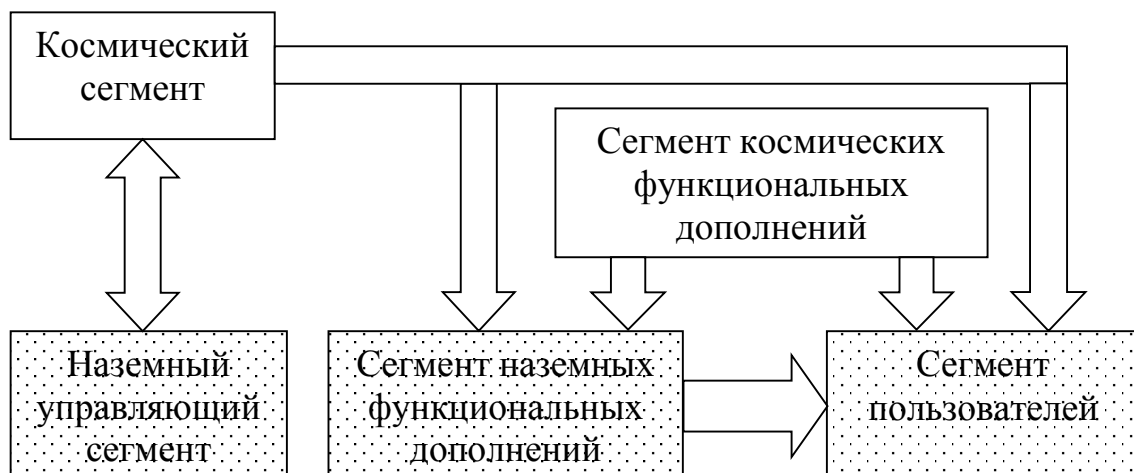


Рис. 7.1. Структура СРНС

*Наземный управляющий сегмент* включает в себя центр управления космическим сегментом, радиолокационные и оптические станции слежения за навигационными спутниками, аппаратуру контроля состояния навигационных спутников и радиолинию передачи служебной информации и команд управления. Он решает задачи определения, прогнозирования и уточнения параметров движения навигационных спутников, формирования и передачи в бортовую аппаратуру

спутников необходимой цифровой информации, а также выполняет ряд контрольных и профилактических функций.

*Сегмент пользователей* потенциально может состоять из неограниченного количества спутниковых навигационных приемников, которые принимают сигналы навигационных спутников и производят расчеты текущего местоположения, скорости и времени с погрешностями, определяемыми спутниковой навигационной системой и аппаратурой потребителя.

*Сегменты наземных (GBAS) и космических (SBAS) функциональных дополнений* представляет собой аппаратурно-программные комплексы, предназначенные для обеспечения точности навигационных определений, целостности, непрерывности, доступности и эксплуатационной готовности системы. Благодаря данным сегментам возможен так называемый дифференциальный режим измерений навигационных параметров, предоставляющий наиболее точные результаты.

*Космический сегмент* представляет собой систему навигационных спутников, вращающихся по определенным орбитам вокруг Земли. На каждой орбите находятся несколько спутников. Навигационный спутник имеет на борту радиоэлектронную аппаратуру, излучающую в направлении Земли радиосигналы, содержащие информацию необходимую для проведения навигационных определений с помощью аппаратуры потребителя.

Реализацию спутниковых радионавигационных технологий обеспечивают глобальная система определения местоположения GPS (Global Positioning System), принадлежащая США, и глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС, принадлежащая Российской Федерации [5,12,20,21].

Спутники системы GPS обращаются вокруг Земли в шести различных плоскостях по орбитам с высотой около 20200 км и периодом обращения 11 часов 58 минут. Все спутники системы имеют наклонение орбиты 55 градусов. Единственным отличием орбит спутников является то, что по долготе восходящего узла они отстоят друг от друга приблизительно на 60 градусов. На борту каждого спутника имеется четыре стандарта частоты (два цезиевых и два рубидиевых), солнечные батареи, двигатели корректировки орбит, приемно-передающая аппаратура и компьютер.

Время эксплуатации спутника – пять лет, причём за этот промежуток времени параметры орбиты не должны отличаться от номинальных значений не более чем на 5%. По состоянию на 7 апреля 2020 года космический сегмент содержит 32 спутника, из которых по целевому назначению используется 31 космический аппарат.

Подсистема космических аппаратов системы ГЛОНАСС в штатном режиме содержит 24 спутника, находящихся на круговых орбитах высотой 19100 км, наклоном  $64,8^\circ$  и периодом обращения 11 часов 15 минут в трех орбитальных плоскостях. Орбитальные плоскости отстоят по долготе на  $120^\circ$ . В каждой орбитальной плоскости 8 спутников разнесены по аргументу широты на  $45^\circ$ . Кроме этого, в плоскостях положение спутников сдвинуты относительно друг друга по аргументу широты на  $15^\circ$ . На сегодняшний день космическая группировка системы ГЛОНАСС имеет в составе 28 космических аппаратов, из которых 23 используются по целевому назначению. Для определения местоположения и скорости в этих системах необходимо, чтобы в зоне радиовидимости аппаратуры потребителя находилось как минимум 4 спутника, принадлежащих одному созвездию, или 5 спутников, принадлежащих разным созвездиям.

В таблице 7.1 указаны основные технические характеристики GPS и ГЛОНАСС, заявленные США и Россией [1].

Таблица 7.1. Технические характеристики систем GPS и ГЛОНАСС

	Параметр	GPS	ГЛОНАСС
1	Ошибка определения местоположения в горизонтальной плоскости, м	100 - 95% времени; 300 - 99,99% времени	28 - 95% времени; 140 - 99,99% времени
2	Ошибка определения местоположения в вертикальной плоскости, м	156 - 95% времени; 500 - 99,99% времени	60 - 95% времени; 585 - 99,99% времени
3	Ошибки при передаче данных времени, нс	340 - 95% времени	700 - 95% времени
4	Эксплуатационная готовность	не менее 99,85%	не менее 99,64%.

5	Ошибки измерения:	дальности до спутника не превышают 150 м, радиальной скорости - не превышают 2 м/с.	-
6	Поляризация	Правосторонняя круговая поляризация (по часовой стрелке в направлении излучения)	
7	Несущая частота	1575,542 МГц (L1) и 1227,6 МГц(L2) с кодовым разделением каналов (CDMA)	1598,0625,...,1609,315 (L1), 1242,9375,...,1251,6875 (L2) с частотным разделением каналов (FDMA)
8	Уровень мощности принимаемого радиосигнала на выходе антенны с коэффициентом усиления 3 дБi	От -160 дБВт до -155 дБВт при угле возвышения 5 градусов или более.	От -161 дБВт до -155,2 дБВт при угле возвышения 5 градусов или более.
9	Модуляция радиосигнала	Навигационный радиосигнал, на частоте L1, модулируется посредством двухпозиционной фазовой манипуляции псевдослучайным шумоподобным (PRN) грубым кодом захвата и сопровождения (C/A) с тактовой частотой 1,023 МГц. Передаваемая PRN образована суммированием по модулю два кода C/A и навигационного сообщения со скоростью 50 бит/с. C/A код повторяется каждую миллисекунду.	Каждый спутник передает на своей несущей частоте навигационный радиосигнал, модулированный двоичной последовательностью посредством двухпозиционной фазовой манипуляции. Модулирующая двоичная последовательность образуется суммированием по модулю два дальномерного кода с тактовой частотой 0,511 МГц, навигационного сообщения со скоростью 50 бит/с и вспомогательной последовательности типа меандр с частотой 100 Гц. ПСП повторяется каждую миллисекунду.
10	Время	Привязано к системе координированного всемирного времени UTC	

Анализ данных, приведенных в таб.7.1, показывает, что основные технические характеристики GPS и ГЛОНАСС во многом совпадают. Поэтому в дальнейшем рассмотрим основные принципы построения GPS.

## 7.2. Формирование сигнала навигационного спутника GPS

Структурная схема формирователя сигнала навигационного спутника GPS приведена на рис.7.2. С борта каждого спутника излучаются непрерывно радиосигналы на двух несущих частотах  $f_{L1} = 1575,42 \text{ МГц}$  и  $f_{L2} = 1227,6 \text{ МГц}$ , которые формируются путем умножения опорной частоты 10,23 МГц бортового эталона времени и частоты (БЭВЧ) на определенное число [1,20].

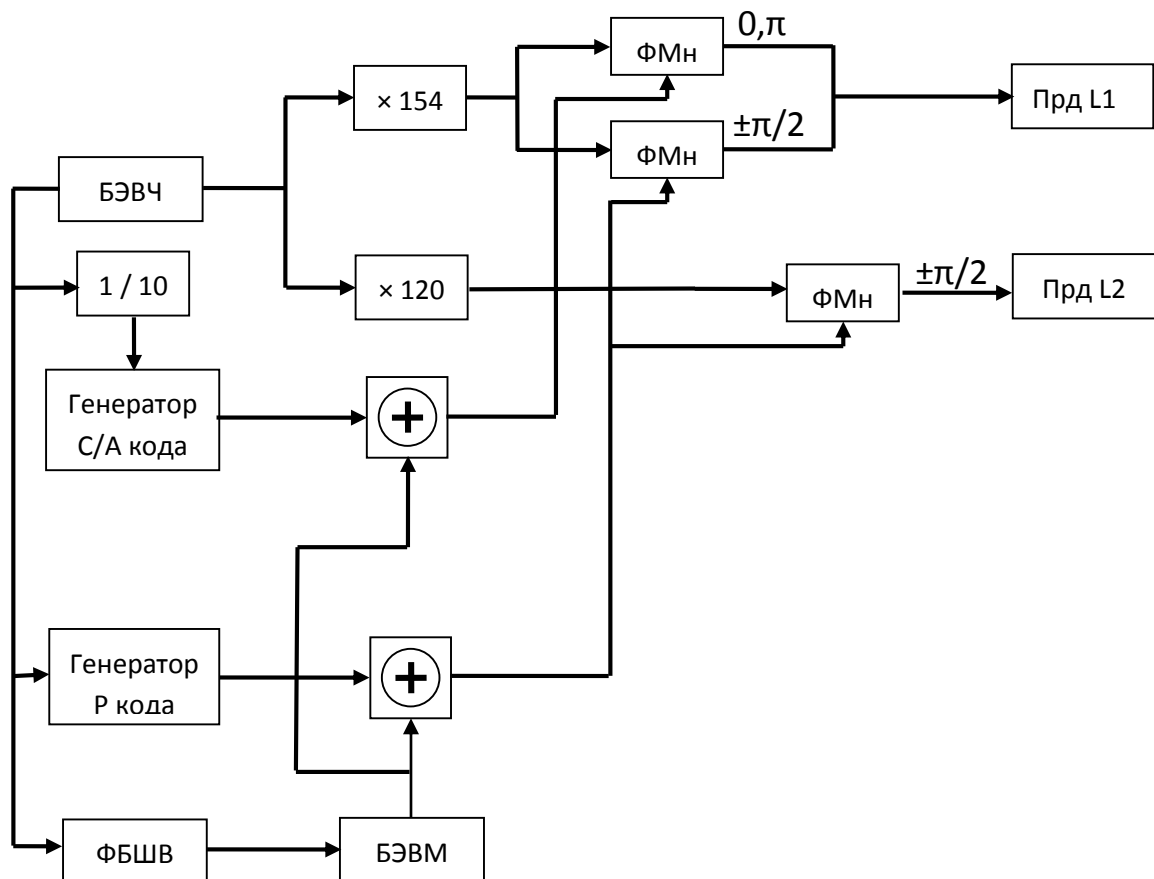


Рис.7.2. Формирование сигнала навигационного спутника GPS

В GPS используется кодовое разделение навигационных сигналов спутников с использованием псевдослучайной последовательности, индивидуальной для каждого спутника. Эта кодовая псевдослучайная последовательность, представляющая собой

грубый дальномерный C/A- код, суммируется по модулю два с навигационным сообщением и осуществляет фазовую манипуляцию несущей  $f_{L1}$  на 0 и  $\pi$ .

Код санкционированного доступа (P-код) образуется суммированием по модулю два дальномерного кода высокой точности с тактовой частотой 10,23 МГц и навигационного сообщения. P-код осуществляет фазовую модуляцию несущих обоих частот на  $\pm\pi/2$ . Ортогональность сигналов C/A и P-кода обеспечивает возможность их разделения в аппаратуре потребителя. Ширина спектра сигнала, модулированного гражданским кодом, составляет 2,046 МГц, а военного кода – 20,46 МГц. Навигационное сообщение формируется в бортовой ЭВМ (БЭВМ) и представляет собой цифровые данные, которые позволяют потребителю определить время передачи спутника, местоположение спутника, состояние спутника, параметры бортовой шкалы времени, поправки к UTC и состояние орбитальной группировки. Метки бортового времени генерируются в формирователе бортовой шкалы времени (ФБШВ), а необходимые поправки системного времени поступают на спутник с наземного комплекса управления в виде служебной информации, которая включает также информацию об орбитах спутников системы (альманах) [5].

Использование двух несущих частот дает возможность вычислить и учесть поправку на распространение радиоволн в ионосфере. Поэтому устранение ошибки, обусловленной ионосферной рефракцией, возможно только в аппаратуре потребителя, которая способна обрабатывать сигнал высокой точности.

В качестве псевдослучайных последовательностей применяются M-последовательности. M-последовательность формируется посредством  $n$ -разрядного сдвигающего регистра и сумматоров по модулю два. Количество символов в последовательности равно  $N = 2^n - 1$  и определяет длину M-последовательности.

Генератор C/A кода представляет собой генератор кода Голда (рис.7.3) [5]. Псевдослучайный код  $G_i(t)$  определенного навигационного спутника с идентификационным номером  $i$  формируется суммированием по модулю два выходной последовательности генератора  $G1$  с последовательностью  $G_{2i}(t)$ . Псевдослучайная последовательность  $G1$  формируется посредством суммирования



по модулю два последовательностей с третьего и десятого отводов 10-разрядного сдвигового регистра согласно образующего полинома  $G_1 = 1 + x^3 + x^{10}$  [5].

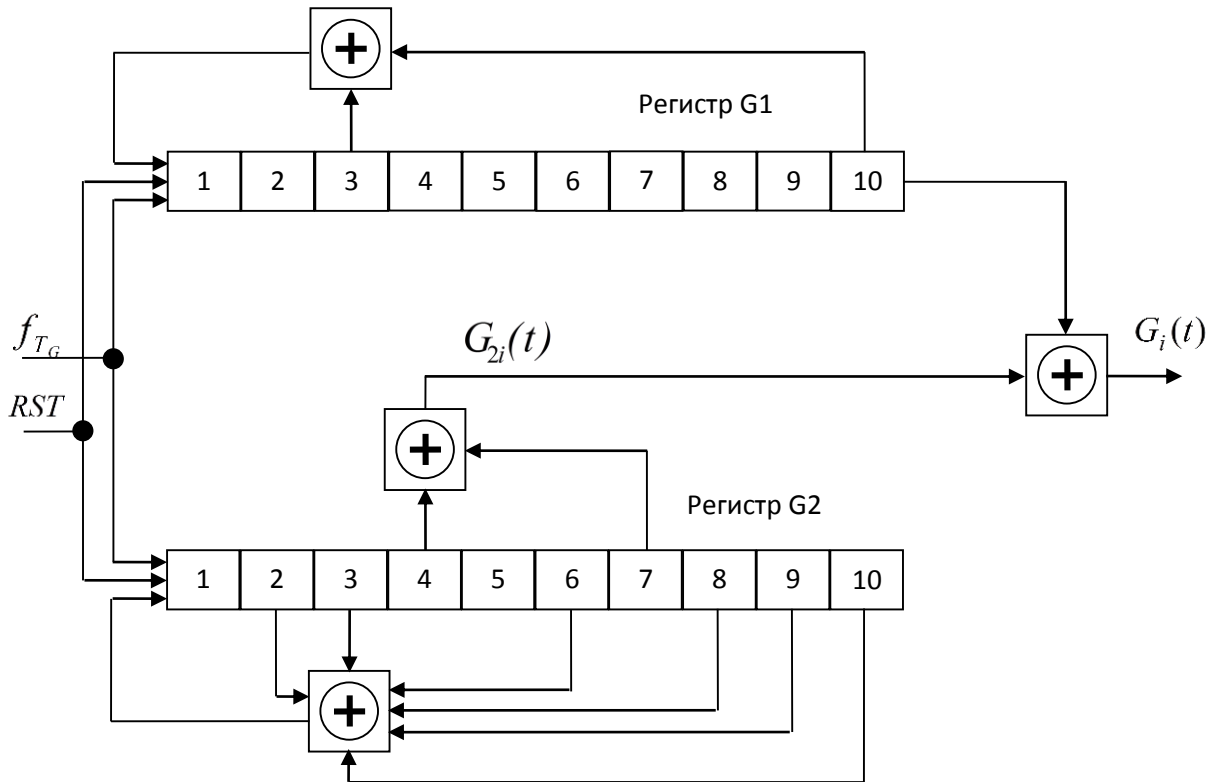


Рис.7.3. Формирователь C/A кода

Последовательность  $G_2$  также формируется с помощью 10-разрядного сдвигового регистра и сумматора по модулю два, однако ее образующий полином будет другим  $G_2 = 1 + x^2 + x^3 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{10}$  [5]. При этом каждому идентификационному номеру спутника  $i$  соответствует отдельная последовательность  $G_{2i}(t)$ , которая получается сложением по модулю два пары последовательностей с определенных отводов регистра  $G_2$ . Например, на рис.7.3 показано, что для получения последовательности  $G_{2i}(t)$  для спутника с номером  $i = 20$  необходимо сложить по модулю два последовательности с выходов 4 и 7 регистра  $G_2$ . Синхронизация работы сдвиговых регистров осуществляется тактовой частотой  $f_{T_G} = 1,023 \text{ МГц}$ , а для установки формирователя кода в начальное состояние, которое соответствует единицам во всех разрядах регистра сдвига, используется сигнал сброса  $RST$ . Длина последовательности C/A кода составляет  $N = 2^{10} - 1 = 1023$ , а

длительность одного символа  $\tau_G \approx 1 \text{ мкс}$ . Длительность одного бита информационного сообщения равна  $T_b = 20N\tau_G \approx 20 \text{ мс}$  и существенно превышает период последовательности, который составляет  $T_{псп} = N\tau_G \approx 1 \text{ мс}$ . В данном случае скорость передачи информации очень мала, но при этом вероятность ошибки в таких сообщениях практически исключена.

При распространении навигационных радиосигналов от космического аппарата (КА) до потребителя, находящегося на поверхности Земли, имеет место значительное ослабление радиосигнала, вызванное большим расстоянием между приемником и КА (рис. 7.4). Это приводит к изменению уровня мощности принимаемого радиосигнала на входе приемного устройства, находящегося на разных удалениях от КА. Поэтому для передачи навигационных сигналов на борту

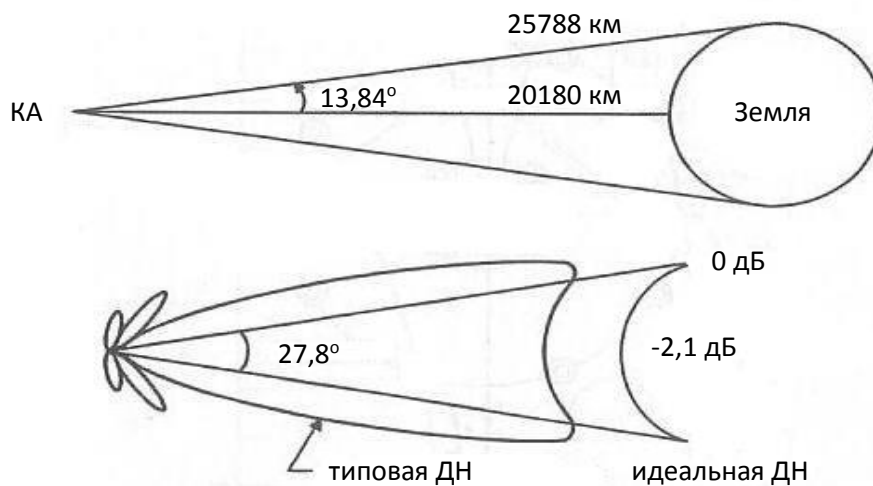


Рис.7.4. Пояснение к форме ДН антенны навигационного КА

КА применяются фазированные антенные решетки на основе спиральных излучающих элементов, которые позволяют сформировать диаграмму направленности (ДН) специальной формы (рис. 7.4) [10,21]. Это в свою очередь позволяет повысить уровень сигнала на входе приемника потребителей, для которых данный КА находится относительно низко по отношению к линии горизонта.

### 7.3. Навигационная аппаратура потребителей СРНС

Аппаратура потребителя СРНС предназначена для приема и обработки навигационных сигналов спутников с целью оценки вектора состояния

потребителя (пространственно-временных координат, скорости и т. п.). Для упрощения аппаратуры потребителя задачу получения оценок вектора состояния разбивают на этап *первичной* и *вторичной* обработки [7].

На первом этапе решается задача фильтрации радионавигационных параметров сигнала, а на этапе вторичной обработки вычисляются оценки вектора состояния потребителя с использованием полученных на первом этапе оценок радионавигационных параметров и соответствующих навигационных функций. Структурная схема аппаратуры потребителя изображена на рис.7.5[18].

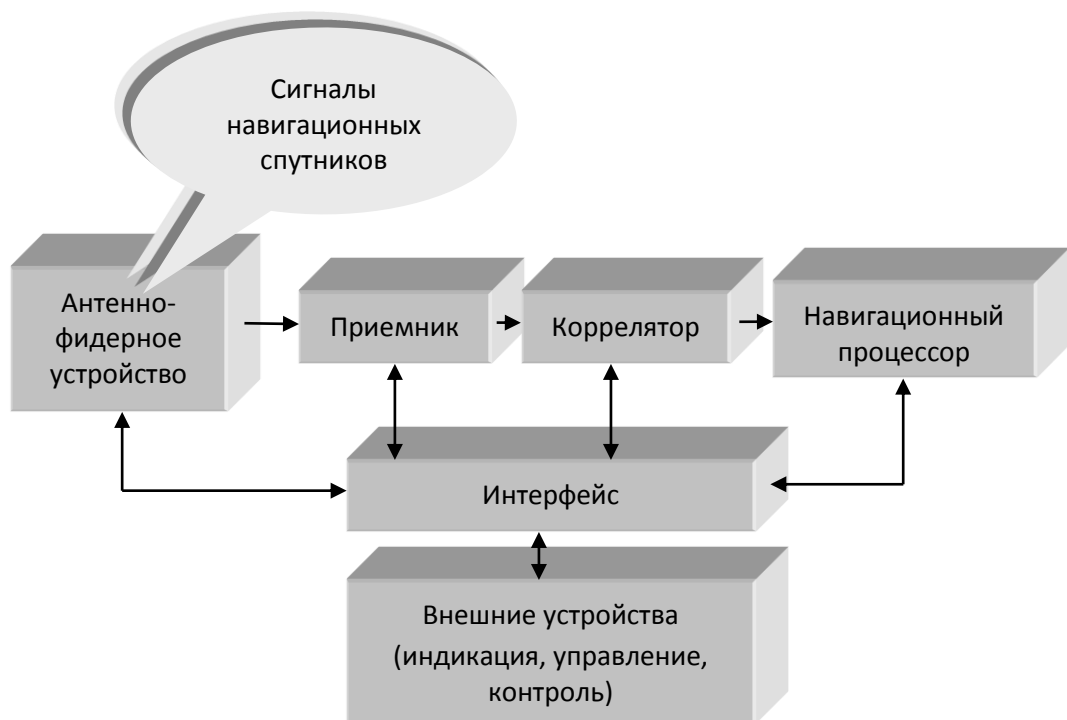


Рис.7.5. Структурная схема навигационного приёмника

В общем виде функционирование аппаратуры потребителя состоит в следующем:

- сигналы навигационных спутников принимаются антенной, усиливаются и поступают на вход приемника;
- в приемнике сигналы переносятся с несущей частоты на промежуточную и с помощью аналого-цифрового преобразователя преобразуются в цифровую форму;
- в корреляторе производится оптимальная цифровая обработка входных сигналов, результаты которой являются основой для реализации алгоритмов поиска

сигналов по задержке и частоте Доплера, слежения за спутниками и выделения навигационных сообщений;

- навигационный вычислитель управляет аппаратурой потребителя и осуществляет вычислительные процедуры для первичной и вторичной обработки сигналов;

- интерфейс обеспечивает взаимодействие составляющих аппаратуры потребителя между собой и с внешними устройствами.

GPS-приёмник, в процессе демодуляции навигационного сигнала, производит измерение временного сдвига  $\tau$  между принятой псевдослучайной последовательностью и сформированной в приёмнике. Полученный при таком сравнении временной сдвиг, с точностью до начальной фазы, определяет время прохождения навигационного сигнала.

Однако из-за наличия систематической погрешности синхронизации БЭЧВ навигационных спутников и потребителя возникает дополнительная погрешность измерения дальности до  $i$ -го навигационного КА. При этом измеренную дальность  $\hat{D}_i$  называют *псевдодальностью* от  $i$ -го КА до потребителя, которая отличается от истинной дальности  $D_i$  на некоторую неизвестную величину  $D'$ .

$$\hat{D}_i = D_i + D' = \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2} + D',$$

где  $x_i, y_i, z_i$  и  $x, y, z$  – координаты спутника и потребителя, соответственно.

Величину  $D'$  в общем виде можно представить как:

$$D' = c(\delta T - \delta T_{KAi}) + \Delta D_{ион}^i + \Delta D_{мрор}^i + \xi,$$

где  $c = 299792458 \text{ м/с}$  – скорость света,

$\delta T$  – расхождение шкалы времени приёмника по отношению к системному времени,

$\delta T_{KAi}$  – расхождение шкалы бортового времени  $i$ -го спутника по отношению к системному времени,

$\Delta D_{ион}^i$  – ионосферная поправка измерений, учитывающая воздействие ионосферы на навигационный сигнал,

$\Delta D_{трон}^i$  – тропосферная поправка измерений,

$\xi$  – погрешность, характеризующая прочие ошибки, связанные с ошибками измерения эфемеридных данных, аппаратной точностью измерений в аппаратуре потребителя, многолучевостью распространения радиоволн и т.д.

В простейшем случае для относительно грубого определения местоположения потребителя псевдодальномерным методом используют следующее представление псевдодальности:  $\hat{D}_i = D_i + c \delta T$ . Для определения четырех неизвестных параметров  $x, y, z, \delta T$  необходимо решить систему уравнений с четырьмя неизвестными и, следовательно, нужно располагать измерениями псевдодальностей как минимум до четырех спутников, доступных на данный момент времени.

Успешное решение задачи фильтрации (измерения) параметров радиосигнала возможно лишь в том случае, когда начальная ошибка между истинным значением измеряемого параметра и его оценкой достаточно мала. В связи с этим в радиотехнических системах, в том числе и радионавигационных, рассматривают два режима: поиск сигнала и фильтрация параметров. В режиме поиска сигнала осуществляется грубая, и в то же время достаточная для дальнейшего захвата системой фильтрации, оценка параметров сигнала (задержки и частоты), а в режиме фильтрации параметров реализуется непрерывное и точное их измерение. Поиск сигнала и фильтрацию его параметров проводят по каждому КА отдельно, поэтому в дальнейшем рассматриваются алгоритмы обработки только одного сигнала.

Пусть на вход приемника СРНС поступает реализация  $y(t)$ , представляющая собой аддитивную смесь полезного сигнала  $x(t)$  и помехи  $n(t)$  в виде белого гауссовского шума  $y(t) = x(t) + n(t)$ . Полезный сигнал может быть подан выражением [8,13,19]

$$x(t) = AG(t - \tau)H(t - \tau) \cos(2\pi(f_{L1} + f_d)t + \phi), \quad (7.1)$$

где  $A$  – случайная амплитуда сигнала;

$G(t - \tau)$  – модулирующая функция, обусловленная дальномерным кодом;

$H(t - \tau)$  – модулирующая функция, обусловленная передачей навигационного сообщения;

$\phi$  – случайная начальная фаза сигнала,

$\tau, f_d$  – информативные неизвестные параметры сигнала, подлежащие оцениванию.

При этом известно, что оцениваемые параметры, входящие в (7.1), являются постоянными на интервале наблюдения  $[0, T]$  и принимают значения из области  $\tau = \overline{\tau_{min}, \tau_{max}}$  и  $F = \overline{f_{dmin}, f_{dmax}}$ . Согласно теории статистического оценивания, достаточной статистикой для нахождения оптимальной оценки параметров сигнала промежуточной частоты  $f_c$  со случайной начальной фазой и амплитудой будет квадрат модуля корреляционного интеграла на выходе коррелятора, который описывается выражением (2.19) и для данного случая определяется соотношениями:

$$Z^2(\tau, F) = I^2(\tau, F) + Q^2(\tau, F);$$

$$I(\tau, F) = \int_0^T y(t)G(t - \tau) \cos(2\pi(f_c + f_d)t) dt; \quad (7.2)$$

$$Q(\tau, F) = \int_0^T y(t)G(t - \tau) \sin(2\pi(f_c + f_d)t) dt.$$

Здесь  $Z(\tau, F)$  – напряжение на выходе коррелятора, а  $I(\tau, F)$  и  $Q(\tau, F)$  – синфазная и квадратурная составляющие корреляционного интеграла, для вычисления которых в корреляторе формируются опорные гармонические колебания синфазного и квадратурного каналов

$$\begin{aligned} x_I(t) &= G(t - \tau) \cos(2\pi(f_c + f_d)t), \\ x_Q(t) &= G(t - \tau) \sin(2\pi(f_c + f_d)t). \end{aligned} \quad (7.3)$$

Анализ выражений (7.2) показывает, что они аналогичны выражениям (2.19) и (2.20), которые описывают корреляционный квадратурный обнаружитель полезного сигнала со случайной начальной фазой и амплитудой. Поэтому схема поиска сигнала навигационного спутника, приведенная на рис. 7.6, по своей структуре является

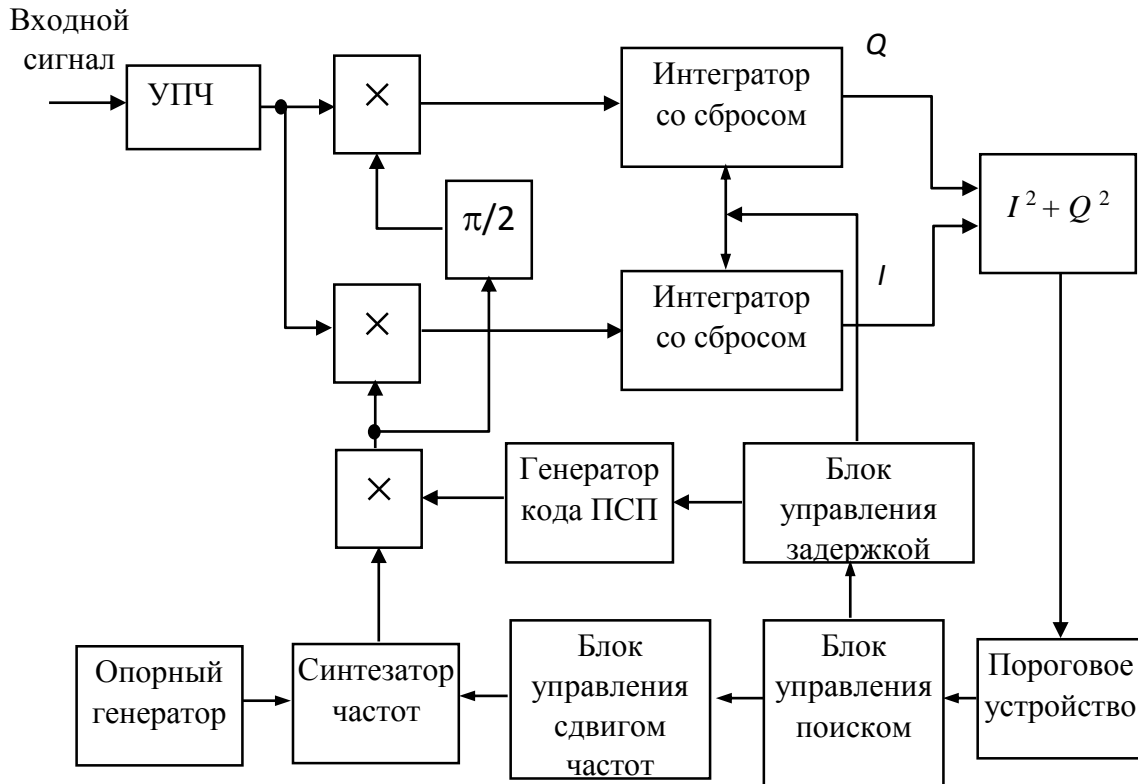


Рис. 7.6. Схема системы поиска сигнала

квадратурным обнаружителем полезного сигнала со случайной начальной фазой и амплитудой [1]. При этом, процедура поиска сигнала для каждого спутника предусматривает последовательный просмотр всех возможных значений задержек и доплеровских смещений частоты сигнала [7]. Общее число ячеек неопределенности на плоскости частота-время задержки для СРНС GPS может быть определено как произведение числа символов в периоде C/A кода на количество шагов перестройки по частоте синтезатора. Количество шагов перестройки по частоте определяется отношением возможного диапазона изменения доплеровских частот  $F = \pm 5\text{кГц}$  к начальной расстройке  $\Delta f_H = \pm 500\text{Гц}$  в кольце частотной автоматической подстройки (ЧАП) генератора, управляемого напряжением (ГУН). Таким образом, общее число анализируемых ячеек составит  $10^4$ , а решение об обнаружении сигнала в элементарной ячейке поиска  $(\tau, F)$  принимается в случае превышения  $Z^2(\tau, F)$  порогового значения  $h_{\text{ПОР}}$ , которое выбирается из условия обеспечения заданной вероятности правильного обнаружения. Длительность интервала накопления сигнала  $T$ , при анализе в одной элементарной ячейке, составляет примерно 1мс.

В корреляторе, согласно выражения (7.2), входной сигнал перемножается с опорными гармоническими колебаниями (7.3) в синфазном и квадратурном каналах, параметры которых соответствуют элементарной ячейке поиска  $(\tau, F)$  и устанавливаются по командам управления, поступающими с блока управления поиском. После накопления в интеграторах на интервале периода дальномерного кода квадратурные составляющие корреляционного интеграла  $I$  и  $Q$  поступают в блок расчета квадрата модуля корреляционного интеграла. Результат расчета сравнивается с пороговым значением и в случае, если  $Z^2(\tau, F) \geq h_{ПОР}$ , принимается решение об обнаружении сигнала навигационного спутника.

Отсчёты корреляционных интегралов поступают в процессор для дальнейшей обработки и замыкания петель схемы слежения за задержкой (ССЗ) и фазовой автоподстройки (ФАП). Схемы слежения за фазой (частотой) и временем задержки сигнала обеспечивают поддержание синхронизма между принимаемым сигналом и опорным, форма которого является копией полезного сигнала. Поэтому измерения параметров сигнала в приёмнике производятся не по входному сигналу, а по его копии, формируемой системами ФАП и ССЗ. Так как опорные сигналы в корреляторе формируются по управляющим кодам, поступающим с процессора, то оценки значений параметров опорных сигналов  $\hat{\tau}, \hat{f}_d$  можно непосредственно определять в процессоре, обрабатывая соответствующим образом управляющие коды.

Система слежения за несущей частотой и ССЗ связаны, поскольку для работы ССЗ используется оценка фазы (частоты), а для работы ФАП (ЧАП) – оценка времени задержки. Обычно после режима поиска априорная неопределенность по несущей частоте  $\Delta f_c = \pm 500$  Гц, что превышает полосу захвата ФАП ( $\Delta f_3 \approx 50$  Гц), поэтому непосредственно после режима поиска сигнала предусматривается дополнительный режим автоматической подстройки частоты, реализуемый с помощью системы ЧАП [7].

Для построения системы ЧАП необходимо иметь частотный дискриминатор, напряжение, на выходе которого пропорционально разности частот принимаемого и опорного сигналов. Такой частотный дискриминатор можно сформировать



алгоритмически с использованием составляющих  $I(t)$  и  $Q(t)$ , которые формируются как в режиме поиска сигналов по частоте и задержке, так и в режиме слежения за этими параметрами. Если в режиме поиска сигналов данные составляющие формируются в соответствии с (7.2) при фиксированных значения оценок  $\hat{\tau}, \hat{f}_d$  на интервале анализа  $T$ , то в режиме слежения данные оценки меняются во времени. Сигнал на выходе частотного дискриминатора формируется по правилу  $u_{\text{ЧД}} = I_{k-1}Q_k - I_kQ_{k-1}$  [6]. Квадратурные составляющие  $I_{k-1}$  и  $Q_{k-1}$  запаздывают относительно  $I_k$  и  $Q_k$  на время  $T$ . Упрощенная структурная схема, поясняющая принцип получения напряжения рассогласования на выходе частотного дискриминатора, приведена на рис.7.7. Рассмотрим процесс получения квадратурных

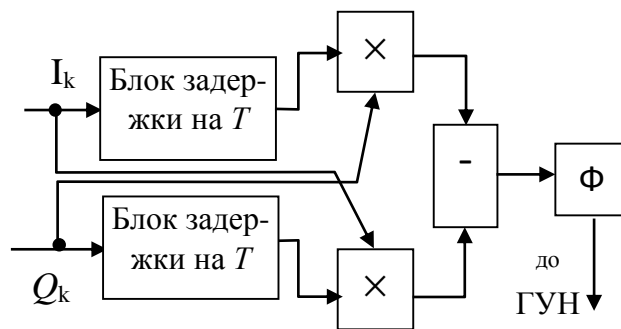


Рис. 7.7. Схема частотного дискриминатора

составляющих  $I_k$  и  $Q_k$ . Не нарушая общности рассуждений, сигнал и квадратурные опорные напряжения на входе умножителей (рис.7.7) можно считать гармоническими [6]:

$$u_c(t) = U_c \sin(2\pi f_c t), \quad u_I(t) = U_0 \cos(2\pi(f_c \pm f_d)t),$$

$u_Q(t) = U_0 \sin(2\pi(f_c \pm f_d)t)$ . Тогда на выходе умножителей получим:

$$\begin{aligned} u_c(t)u_Q(t) &= U_c \sin(2\pi f_c t)U_0 \sin(2\pi(f_c \pm f_d)t) = \\ &= 0,5U_c U_0 [\cos(\pm 2\pi f_d t) - \cos(2\pi(2f_c \pm f_d)t)]. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} u_c(t)u_I(t) &= U_c \sin(2\pi f_c t)U_0 \cos(2\pi(f_c \pm f_d)t) = \\ &= 0,5U_c U_0 [\sin(\pm 2\pi f_d t) + \sin(2\pi(2f_c \pm f_d)t)]. \end{aligned}$$

С учетом того, что интеграторы со сбросом выполняют функции фильтра нижних частот, квадратурные составляющие будут иметь вид:

$$I_k = 0,5U_c U_0 \int_0^T \cos(\pm 2\pi f_d t) dt = \frac{0,5U_c U_0}{\pm 2\pi f_d} \sin(\pm 2\pi f_d T),$$

$$Q_k = 0,5U_c U_0 \int_0^T \sin(\pm 2\pi f_d t) dt = \frac{0,5U_c U_0}{\pm 2\pi f_d} [\cos(\pm 2\pi f_d T) - 1].$$

Для задержанных квадратурных составляющих  $I_{k-1}$  и  $Q_{k-1}$ :

$$I_{k-1} = 0,5U_c U_0 \int_T^{2T} \cos(\pm 2\pi f_d t) dt = \frac{0,5U_c U_0}{\pm 2\pi f_d} [\sin(\pm 4\pi f_d T) - \sin(\pm 2\pi f_d T)],$$

$$Q_{k-1} = 0,5U_c U_0 \int_T^{2T} \sin(\pm 2\pi f_d t) dt = \frac{0,5U_c U_0}{\pm 2\pi f_d} [\cos(\pm 4\pi f_d T) - \cos(\pm 2\pi f_d T)].$$

Тогда сигнал на выходе частотного дискриминатора будет выглядеть следующим образом [6]:

$$u_{\text{чд}}(2\pi f_d) = I_{k-1}Q_k - I_kQ_{k-1} = E^2 \sin(\pm 2\pi f_d T) \left[ \frac{\sin(\pm \pi f_d T)}{\pm \pi f_d T} \right]^2. \quad (7.4)$$

Выражение (7.4) описывает характеристику частотного дискриминатора, нормированное значение которой приведено на рис.7.8. Из рис.7.8 видно, что при времени интегрирования  $T = 1$  мс, начальная расстройка по частоте системы ЧАП не должна превышать  $\Delta f_H = \pm 500$  Гц, что отвечает размеру ячейки неопределенности по частоте после режима поиска.

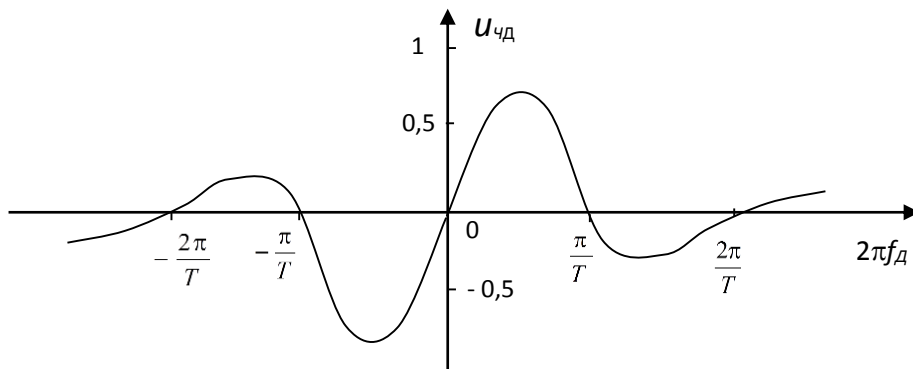


Рис. 7.8. Характеристика частотного дискриминатора

Отметим также, что при сдвиге фазы несущей частоты входного сигнала на  $180^\circ$  знаки как задержанных, так и незадержанных квадратурных выборок одновременно меняются на противоположные. А это, согласно правила (7.4), не повлияет на формирование напряжения на выходе дискриминатора. Поэтому дополнительная

манипуляция дальномерного кода символами информационного сообщения не нарушает работу системы ЧАП. Система ЧАП в установившемся режиме обеспечивает ошибку измерения доплеровского смещения частоты менее 50 Гц, что позволяет системе ФАП захватить сигнал и перейти на устойчивое слежение за фазой сигнала.

В отличие от алгоритма поиска сигнала, где реализуется некогерентная обработка принимаемого сигнала, в режиме фильтрации параметров сигнала используется когерентная обработка. На практике для оценки задержки сигнала используют временной дискриминатор, а оценку фазы проводят с помощью фазового дискриминатора [6,7,18].

Система ФАП включает фазовый дискриминатор, фильтр нижних частот и ГУН, формирующий колебание частоты  $f_c$ . Фазовый дискриминатор имеет два канала, каждый из которых представляет собой умножитель сигнала на опорное напряжение. Опорные напряжения сдвинуты по фазе на  $90^\circ$ . С выхода умножителей напряжение проходит через фильтры нижних частот, на выходе которых формируются квадратурные составляющие сигнала рассогласования по фазе. Поэтому, как и ранее, для формирования характеристики фазового дискриминатора могут использоваться квадратурные составляющие  $I$  и  $Q$ , описываемые (7.2), поскольку в режиме слежения они формируются также, как и в режиме поиска сигналов по частоте и задержке. Сигнал на выходе фазового дискриминатора формируется по правилу  $u_{\text{ФД}} = IQ$  [6]. Пусть входной сигнал и опорные напряжения представляют собой гармонические колебания частоты  $f_c$ , а фаза принятого сигнала отличается от опорного на величину  $\Delta\varphi$ :  $u_c(t) = U_c \sin(2\pi f_c t)$ ,  $u_I(t) = U_0 \cos(2\pi f_c t - \Delta\varphi)$ ,  $u_Q(t) = U_0 \sin(2\pi f_c t - \Delta\varphi)$ .

Тогда на выходах фильтров нижних частот получим  $I = 0,5U_c U_0 \cos \Delta\varphi$  и  $Q = 0,5U_c U_0 \sin \Delta\varphi$ , а напряжение рассогласования по фазе  $u_{\text{ФД}}(\Delta\varphi) = IQ = 0,125U_c^2 U_0^2 \sin 2\Delta\varphi$  представляет собой характеристику фазового дискриминатора [6]. Квадратурные составляющие сигнала рассогласования  $I$  и  $Q$

изменяют свой знак в такт с информационными символами сообщения. Легко проверить, что при изменении фазы входного сигнала на  $\pi$ , сигнал рассогласования сохраняет значение и знак, поэтому фазовая манипуляция сигнала символами информационного сообщения не нарушает работу системы ФАП.

В основе работы *системы автоматической подстройки времени* (АПВ) лежит ССЗ, которая строится на основе временного дискриминатора. Общая структурная схема системы автоматического слежения за временем запаздывания сигнала приведена на рис. 5.11. Генератор опорного сигнала в этом случае представляет собой генератор кода Голда, который формирует кодовую последовательность, отвечающую идентификационному номеру спутника, сигнал которого обрабатывается в данный момент времени. Согласно теории статистического оценивания неизвестного значения параметра на фоне АБГШ оптимальный измеритель времени задержки  $\tau$  должен найти такое значение  $\tau = \hat{\tau}$ , при котором

выполняется условие  $\left. \frac{dZ(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau = \hat{\tau}} = 0$ . Из выражения (5.20) следует, что

дискриминатор должен иметь два взаимно расстроенных канала расчета корреляционных интегралов  $Z_1(\tau) = Z\left(\hat{\tau} + \frac{\Delta\tau}{2}\right)$ ,  $Z_2(\tau) = Z\left(\hat{\tau} - \frac{\Delta\tau}{2}\right)$  и устройство вычитания.

Поскольку в установившемся режиме работы системы ФАП остаточная расстройка по частоте отсутствует, то на вход ССЗ поступают квадратурные составляющие входного сигнала  $u_I(t, \tau)$  и  $u_Q(t, \tau)$  на видеочастоте. Временной дискриминатор вырабатывает напряжение  $u_D(\tau)$ , пропорциональное рассогласованию истинного значения задержки  $\tau$  и его оценочного значения  $\hat{\tau}$ . Генератор кода формирует кодовую последовательность, сдвинутую на время  $\hat{\tau}$ , и две сдвинутые на  $\pm\Delta\tau/2$  кодовые последовательности. Для системы GPS временной интервал  $\Delta\tau$  берется равным длительности символа C/A кода  $\tau_G \approx 1 \text{ мкс}$ . Структурная схема АПВ на основе ССЗ приведена на рис. 7.9 [7]. Напомним, что для реализации фазового и частотного дискриминаторов использовались квадратурные

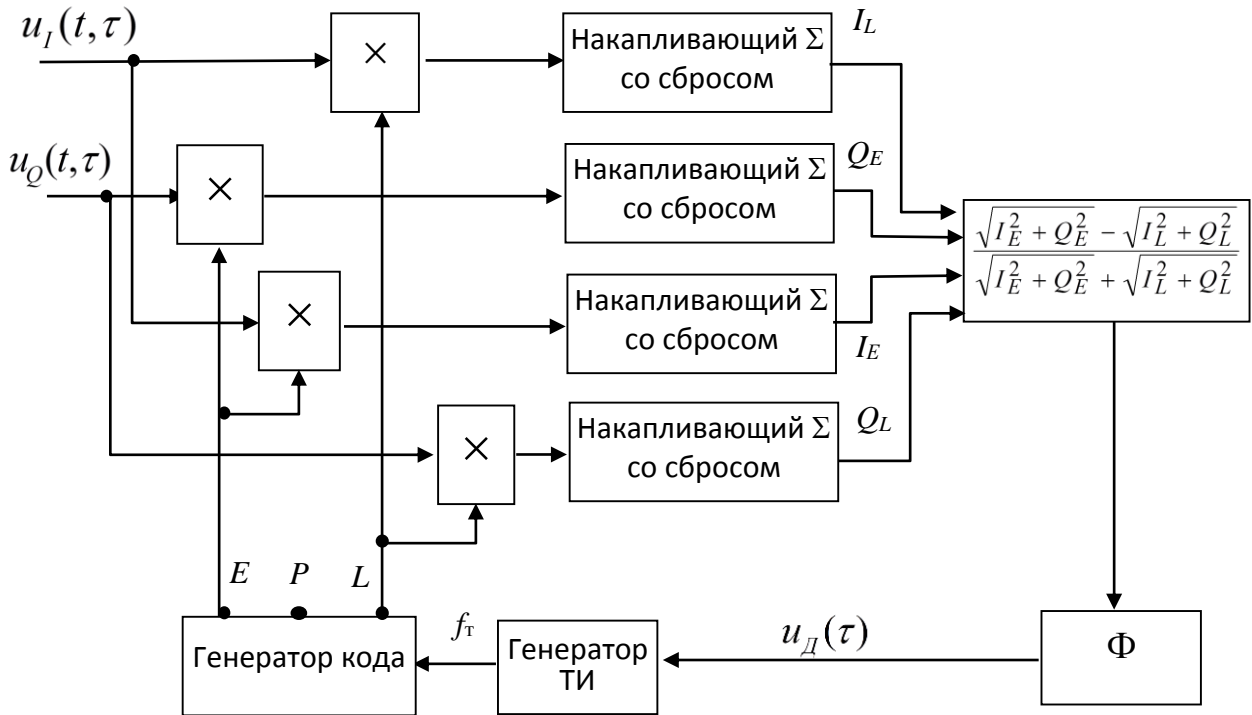


Рис. 7.9. Структурная схема системы АПВ

составляющие  $I_p$  и  $Q_p$ , получаемые на основе кодовой последовательности, соответствующей опорному моменту времени  $\hat{\tau}$ .

В дискриминаторе ССЗ сигнал рассогласования по времени задержки формируется с использованием квадратурных составляющих  $I_E$ ,  $Q_E$  и  $I_L$ ,  $Q_L$ . Квадратурные составляющие  $I_E$ ,  $Q_E$  формируются на основе кодовой последовательности, опережающую опорную на  $\tau_G / 2$ , а составляющие  $I_L$ ,  $Q_L$  – на основе последовательности, задержанной по отношению к опорной на  $\tau_G / 2$ . Работа генератора кода синхронизируется тактовой частотой  $f_T = 1/\tau_G$ .

В заключение заметим, что для работы блоков поиска и слежения за сигналом требуются различные пары квадратурных составляющих  $(I_E, Q_E)$ ,  $(I_p, Q_p)$  и  $(I_L, Q_L)$ , вычисление которых может быть проведено в одном корреляторе (рис.7.9), дополненном каналом вычисления квадратурных составляющих  $I_p$  и  $Q_p$ . Для выделения информационного сообщения из полезного сигнала в дешифраторе используется синфазная составляющая  $I_p$ , которая изменяет свой знак в такт с информационными символами сообщения.

Таким образом, для СРНС, использующих псевдодальномерные методы определения координат и псевдорадиально-скоростной метод определения составляющих скорости потребителя, основными радионавигационными параметрами являются время задержки распространения радиоволн от навигационного КА до потребителя  $\tau$  и доплеровское смещение частоты  $f_d$ , а основными навигационными параметрами – дальность и радиальная скорость. Дальности соответствует поверхность положения в виде сферы, центр которой совмещается с КА, относительно которого измеряется расстояние. Решение навигационной задачи состоит в нахождении координат потребителя, которые определяются точкой пересечения сфер, при известном положении, как минимум, четырех навигационных спутников созвездия. Определение местоположения спутника и скорости его движения в геоцентрической системе координат в любой момент времени в аппаратуре потребителя производится на основе информации альманаха и эфемерид, передаваемых с борта КА в составе информационного сообщения. В СРНС GPS используется всемирная геодезическая система координат WGS-84 для определения положения потребителя [9,10].

Основные операции, выполняемые в аппаратуре потребителя с целью получения оценок радионавигационных параметров сигнала, могут быть реализованы в цифровом виде. Отсчеты синфазных и квадратурных составляющих  $I_E, Q_E, I_P, Q_P, I_L, Q_L$ , сформированные в корреляторе, через интерфейс поступают в навигационный вычислитель для дальнейшей обработки. Навигационный вычислитель осуществляет первичную цифровую обработку квадратурных составляющих в интересах поиска сигналов по задержке и частоте, а также слежения за фазой и задержкой сигнала. На этапе вторичной обработки осуществляется преобразование радионавигационных параметров в навигационные, дешифрация навигационного сообщения и расчет координат и скорости перемещения потребителя.

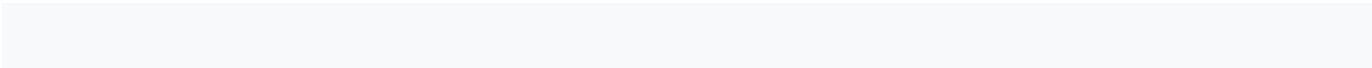
Несмотря на достаточно высокую точность навигационно-временного обеспечения систем GPS и ГЛОНАСС, рассматривается возможность предоставления потребителю дополнительного сервиса, обеспечивающего повышение точности МП. Одной из таких разработок является создание подсистемы дифференциальных

навигационных определений (дифференциальной коррекции) [5,9]. Для реализации дифференциального режима необходимо дополнить СРНС рядом технических средств, которые не влияют на её функционирование в стандартном режиме. Суть работы данной подсистемы состоит в следующем: потребитель для решения навигационно-временной задачи использует измерения с некоторого созвездия спутников. Корректирующая информация формируется на контрольно-корректирующей станции путем вычисления поправок к измеряемым параметрам (псевдодальностям) сопоставлением эталонных координат с координатами, вычисленными в результате стандартного навигационного сеанса со всеми навигационными КА, которые потенциально могут быть использованы потребителем. Потребитель, имея на борту средства приёма и обработки корректирующей информации, использует набор поправок к результатам измерений для уточнения навигационно-временных определений. Как правило, зона обслуживания контрольно-корректирующей станции не превышает 500 км, поэтому на обслуживаемой территории размещается ряд таких станций (сеть дифференциальных станций) [12].

Передача дифференциальных поправок от контрольно-корректирующей станции к потребителю может осуществляться по различным каналам связи, в т.ч. радиосвязи, спутниковой связи и т.п.

### **Контрольные вопросы**

1. Какие элементы входят в состав глобальной навигационной спутниковой системы?
2. Сколько навигационных КА и на каких орбитах содержит спутниковый сегмент РНС GPS?
3. Какой вид модуляции радионавигационного сигнала используется для проведения измерения в РНС GPS?
4. Какая скорость передачи эфемеридной информации в СРНС GPS?
5. Опишите структуру сигналов, которые излучают навигационные спутники GPS?

6. По какому признаку осуществляется идентификация навигационных спутников РНС ГЛОНАСС?
  7. По какому признаку осуществляется идентификация навигационных спутников РНС GPS?
  8. На какой частоте излучают сигналы навигационные спутники GPS?
  9. Определение каких параметров происходит в блоке поиска сигналов спутников GPS?
  10. Что входит в состав блока слежения за сигналом СА-кода РНС GPS?
  11. Каким путем снимается модуляция информационным сообщением в блоке обработки сигналов СА-кода?
  12. Как длительность элементарного символа ПСП и отношение сигнал/шум влияют на значение СКО радиальной ошибки местоопределения потребителя в СРНС GPS?
  13. Что входит в состав схемы слежения за задержкой ПСП?
  14. Какую операцию осуществляет схема слежения за задержкой ПСП?
  15. Что такое дифференциальный режим работы СРНС?
- 



**Перечень сокращений**

АБГШ	– аддитивный белый гауссовский шум;
АКФ	– автокорреляционная функция;
АП	– активная помеха;
АПВ	– автоматическая подстройка времени;
АЦП	– аналогово-цифровой преобразователь;
АЧС	– амплитудно-частотный спектр;
АЧХ	– амплитудно-частотная характеристика;
БЭВЧ	– бортовой эталон времени и частоты;
ВЧФР	– время-частотная функция рассогласования;
ГУН	– генератор, управляемый напряжением;
ГФН	– гребенчатый фильтр накопления;
ГФП	– гребенчатый фильтр подавления;
ГОС	– генератор опорных сигналов;
ДЛЗ	– дисперсионная линия задержки;
ДН	– диаграмма направленности;
ДО	– детектор огибающей;
ДХ	– дискриминаторная характеристика;
ЗС	– зондирующий сигнал;
ИИУ	– измерительно-индикаторное устройство;
ИХ	– импульсная характеристика;
КА	– космический аппарат;
ККП	– компенсационный канал приема;
КСФ	– квазисогласованный фильтр;
ЛЗ	– линия задержки;
ЛЧМ	– линейная частотная модуляция;
М	– модулятор;
МП	– местоположение;
ОКП	– основной канал приема;
ОН	– объект наблюдения;

ПА	–передающая антенна;
ПАП	–постановщик активных помех;
ПМГ	–плоскость местного горизонта;
ПНВ	– преобразователь напряжение-время;
ПП	– пассивная помеха;
ПрА	–приемная антенна;
ПСП	–псевдослучайная последовательность;
ПУ	– пороговое устройство;
РЛС	–радиолокационная станция;
РМ	–радиомаяк;
РНП	–радионавигационный параметр;
РНС	– радионавигационная система;
РНТ	–радионавигационная точка;
РУ	– решающее устройство;
РТС	– радиотехническая система;
СК	–система координат;
СКО	–среднеквадратическое отклонение;
СРНС	– спутниковая радионавигационная система;
ССЗ	– схема слежения за задержкой;
СФ	– согласованный фильтр;
СФОРИ	– согласованный фильтр одиночного радиоимпульса;
УЛЗ	– ультразвуковая линия задержки;
УОО	–устройство оптимальной обработки;
УООО	– устройство определения оптимальной оценки;
УНЧ	– усилитель низкой частоты;
ФАП	– фазовая автоматическая подстройка;
ФБШВ	– формирователь бортовой шкалы времени;
ФВ	– фазовращатель;
ФКМ	– фазокодовая манипуляция;
ФР	– функция рассогласования;

ФЧС	– фазочастотный спектр;
ФЧХ	– фазочастотная характеристика;
Хр	– хронизатор;
ЧАП	– частотная автоматическая подстройка;
ЧПВ	– устройство череспериодного вычитания;
ЧХ	– частотная характеристика;
ШДН	– ширина диаграммы направленности;
ЭПР	– эффективная поверхность рассеивания;
GPS	– Global Positioning System.

**Список литературы**

1. Бабак В.П. Супутникова радіонавігація /В.П. Бабак, В.В. Конін, В.П. Харченко– К.: Техніка, 2004. – 328 с.
2. Бакулев П.А. Радиолокационные системы: учебник для вузов /П.А. Бакулев. – М.: Радиотехника, 2004. – 320 с.
3. Бердышев В.П. Радиолокационные системы: учебник/ В.П. Бердышев, Е.Н. Гарин и др.; под общ. ред. В.П. Бердышева. – Красноярск: СФУ, 2011. – 400 с.
4. Васин В.А. Информационные технологии в радиотехнических системах: учеб. пособие / В.А. Васин, И.Б. Власов и др.; под общ. ред. И.Б. Федорова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 768 с.
5. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.
6. Гришин Ю. П. Радиотехнические системы: учеб. пособие для вузов по специальности “Радиотехника” / Ю.П. Гришин, В.П. Игнатов и др.; под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Высшая школа, 1990. – 496 с.
7. Ипатов В.И. Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах / В.И. Ипатов, Ю.М. Казаринов и др.; под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Сов. радио, 1975. – 296 с.
8. Казаринов Ю.М. Радиотехнические системы: учебник для студ. высш. учеб. заведений / Ю.М. Казаринов и др.– М.: Изд. центр «Академия», 2008. – 592 с.
9. Карлащук В.И. Спутниковая навигация. Методы и средства/ В.И. Карлащук, С.В. Карлащук. – М.: СОЛОН-Пресс, 2006. – 176 с.
10. Конин В.В. Системы спутниковой радионавигации / В.В. Конин, В.П. Харченко. – К.: Холтех, 2010. – 520 с.
11. Николаев А.И. Радиолокационные системы: учеб. пособие / А.И. Николаев, В.В. Ахияров, С.И. Нефедов. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2018. – 349 с.
12. Соловьёв Ю.А. Системы спутниковой навигации / Ю.А. Соловьёв. – М.: Эко-Трендз, 2000. – 270 с.
13. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: учеб.

- пособие / Ю.Г. Сосулин. – М.: Радио и связь, 1992. – 304 с.
14. Тяпкин В.Н. Основы построения радиолокационных станций радиотехнических войск: учебник / В.Н. Тяпкин, А.Н. Фомин и др.; под общ. ред. В.Н. Тяпкина. – Красноярск: СФУ, 2011. – 536 с.
  15. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации: учебн. пособие для вузов. / Я.Д. Ширман, В.Н. Голиков и др.; под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Сов. радио, 1970.–560 с.
  16. 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.
  17. Широков Ю.Ф. Основы теории радиолокационных систем: электрон. учеб. пособие / Ю.Ф. Широков. – Самара: СГАУ им. С.П. Королева, 2012.
  18. Шкирятов В.В. Радионавигационные системы и устройства/ В.В. Шкирятов. – М.: Радио и связь, 1984. – 160 с.
  19. Ярлыков М.С. Статистическая теория радионавигации/ М.С. Ярлыков. – М.: Радио и связь, 1985. – 344 с.
  20. Яценков В.С. Основы спутниковой навигации. Системы GPS NAVSTAR и ГЛОНАСС / В.С. Яценков. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 272 с.
  21. Parkinson B.W., Spilker Jr. J. Global Positioning System: Theory and Application. – Washington – American Institute of Aeronautics and Astronautics. – 1996, – V.1. – 793 p.

**Учебное издание**

**Фриз** Сергей Петрович  
**Андреев** Александр Владимирович  
**Рыхальский** Александр Ростиславович  
**Дубина** Александр Федорович

**ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОНАВИГАЦИИ**

Учебное пособие

Редактор: *А.В. Андреев*

Компьютерный набор и верстка: *А.Ф. Дубина*