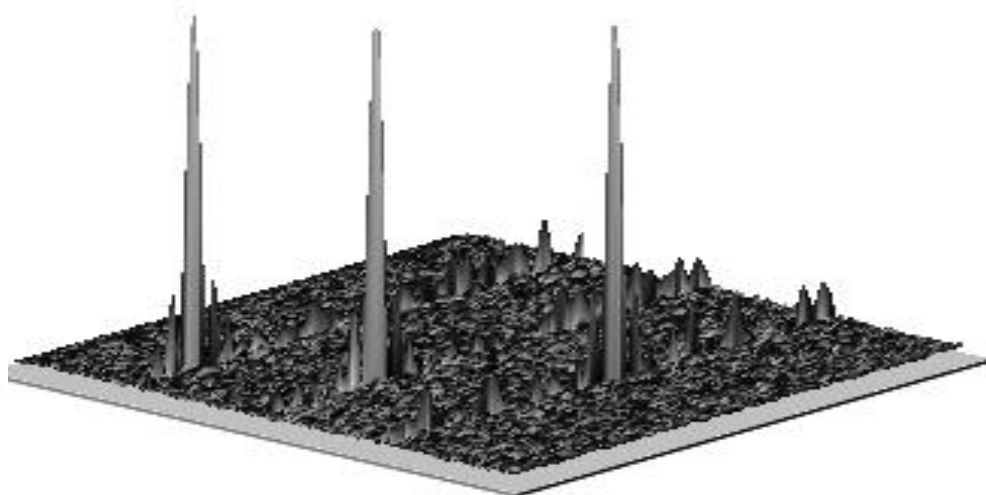


Н.Е. Быстров, И.Н. Жукова

**ВВЕДЕНИЕ В ТЕОРИЮ И ТЕХНИКУ
ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В
РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ**



**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РФ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО
ОБРАЗОВАНИЯ
НОВГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИМЕНИ ЯРОСЛАВА МУДРОГО**

Н.Е. Быстров, И.Н. Жукова

**ВВЕДЕНИЕ В ТЕОРИЮ И ТЕХНИКУ
ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В
РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ**

Учебное пособие

**Великий Новгород
2017**

УДК 62.396.65

Печатается по решению
РИС НовГУ

ББК 32.884

Г 20

Рецензенты:

Профессор В.М. Кутузов, доцент В.К. Орлов
(Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет)

Доктор технических наук, М.И. Бичурин
(Новгородский государственный университет)

Г 20 Быстров, Н.Е., Жукова И.Н. Введение в теорию и технику обработки сигналов в радиолокационных системах: Учебное пособие / Н.Е. Быстров, И.Н. Жукова, НовГУ им. Ярим. Ярослава Мудрого, Великий Новгород, 2017 г.

В настоящем учебном пособии рассматриваются общие сведения теории и техники радиолокационных и радионавигационных систем.

Изучаются основы статистической теории радиолокации и радионавигации, рассматриваются вопросы обнаружения и оценивания параметров сигналов, а также их разрешение по информативным параметрам и выделение полезных сигналов на фоне помех различного вида.

Особое внимание уделяется проблемам выделения полезных сигналов на фоне помех от подстилающей поверхности.

Рассматриваются вопросы построения радиолокационных систем с квазинепрерывным режимом излучения когерентных сложных сигналов и радиолокационных систем с синтезированием апертуры антенны.

Учебное пособие отвечает новым образовательным стандартам и предназначено для подготовки магистров по направлению «Радиотехника».

Пособие подготовлено и издано в рамках выполнения Госзадания Минобрнауки России.

УДК 62.396.65

ББК 32.884

Г 20

© Новгородский государственный университет, 2017 г.

© Н.Е. Быстров, И.Н. Жукова.

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ	7
1 ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ.....	8
1.1 Аналитическое описание помех	8
1.2 Общая характеристика радиосигналов	10
1.2.2 Корреляционные функции и функции неопределенности.....	15
2 ОПТИМАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ПРИЕМА СИГНАЛОВ.....	26
2.1. Задачи оптимального приема сигналов	26
2.2 Импульсная и частотная характеристика оптимального фильтра.....	28
2.3 Согласованный фильтр.....	31
2.4 Корреляционный приемник.....	33
4 ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ	34
4.1 Функция и отношение правдоподобия сигналов.....	35
на фоне аддитивного нормального шума.....	35
4.2 Обнаружение когерентной пачки радиоимпульсов.....	38
со случайной начальной фазой	38
4.3 Обнаружение когерентной пачки радиоимпульсов.....	44
со случайной начальной фазой и амплитудой	44
4.4 Структурные схемы обнаружителей	47
когерентной пачки импульсов	47
5 ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА	52
5.1 Оптимальные правила оценивания параметров и фундаментальная граница Крамера-Рао.....	52
5.2 Измерение временной задержки сигналов	57
5.3 Измерение доплеровской частоты сигналов.....	59
5.4 Измерение времени запаздывания и частоты сигналов.....	61
5.5 Потенциальная точность измерения угловых координат	65
5.6 Измерения угловых координат путем анализа огибающей	66
8 ФИЛЬТРАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА	71
8.1 Формулировка задачи фильтрации.....	71
8.2 Общий метод решения задачи фильтрации.....	73
8.3 Линейный фильтр Калмана	74
8.4 Анализ алгоритма калмановской фильтрации.....	78
8.5 Векторный фильтр Калмана	79

9 ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СЛЕДЯЩИХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА	81
9.1 Оптимальные правила оценивания параметров	81
9.2 Следящий измеритель дальности	86
9.3 Следящий измеритель скорости	88
9.4 Построение оптимальных следящих измерителей угловых координат	90
9.5 Одноканальные следящие измерители направления	94
9.6 Моноимпульсные измерители угловых координат	96
10 РАЗРЕШАЮЩАЯ СПОСОБНОСТЬ СИГНАЛОВ.....	101
10.1 Разрешение сигналов по задержке и доплеровской частоте.....	101
10.2 Анализ частотно-временной ФН пачки радиоимпульсов.....	104
3 ДАЛЬНОСТЬ ДЕЙСТВИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ.....	112
3.1 Физические основы радиолокационного наблюдения объектов.....	112
3.2 Дальность действия радиолокационных систем.....	114
3.3 Уравнение дальности импульсной РЛС в свободном пространстве ..	116
3.4 Дальность действия РЛС при наличии отражений от подстилающей поверхности	118
6 МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ВЫСОТЫ ПОЛЕТА И ПУТЕВОЙ СКОРОСТИ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ.....	121
6.1 Измерения высоты полета летательных аппаратов	121
6.2 Измерения путевой скорости летательных аппаратов.....	125
11 ВРЕМЯ ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОТРАЖЕНИЙ ОТ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ.....	135
11.1 Модель отражений от подстилающей поверхности	135
11.2 Функция рассеяния для самолетных РЛС	140
11.3 Функция рассеяния для корабельных РЛС.....	142
12 МЕТОДЫ ЗАЩИТЫ ОТ ПАССИВНЫХ ОТРАЖЕНИЙ.....	144
12.1 Доплеровская селекция движущихся целей в когерентно-импульсных РЛС	144
12.2 Методы повышения эффективности систем СДЦ	151
13 ВЫДЕЛЕНИЕ ЦЕЛЕЙ ПРИ НАЛИЧИИ ОТРАЖЕНИЙ ОТ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ.....	154
13.1 Спектр отражений при облучении земной поверхности	154
13.2 Режимы работы импульсно-доплеровских РЛС	156
14 КОГЕРЕНТНО-ДОПЛЕРОВСКИЕ РЛС СО СЛОЖНЫМИ ЗОНДИРУЮЩИМИ СИГНАЛАМИ.....	163
14.1 Квазинепрерывный режим излучения и приема сигналов	163

14.2	Корреляционно-фильтровая обработка сигналов.....	168
14.3	Сегментная корреляционно-фильтровая обработка сигналов.....	171
14.4	Примеры обработки квазинепрерывных сигналов	175
15	РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ АНТЕННЫ.....	177
15.1	Формирование траекторного сигнала.....	177
15.12	Анализ методов обработки траекторного сигнала.....	181
15.13	Функциональная схема квазиоптимальной обработки сигналов.....	185
15.14	Оценка линейной разрешающей способности при различных методах обработки сигналов.....	187
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	193
	РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА.....	193

ПРЕДИСЛОВИЕ

Структура учебных планов подготовки магистров по направлению «Радиотехника» характеризуется существенным сокращением числа часов, отводимых на лекционные занятия, в рамках которых необходимо изложить концептуальные основы дисциплины, перенеся изучение деталей и подробностей на самостоятельную работу. Это соображение и побудило авторов к написанию учебного пособия, отвечающего изложенной выше стратегии преподавания.

Учебный курс должен быть компактным и вместе с тем он должен быть математически доказательным. Кроме того, для лучшего понимания и усвоения материала теоретические результаты должны поясняться «технически». Совместить в компактном объеме по возможности строгое изложение основных положений современной теории радиолокации и радионавигации с ясностью понимания физической сущности рассматриваемых явлений и процессов – задача, которую решали авторы при написании учебного пособия.

Теория радиолокации впитала в себя достижения многих областей науки и техники и охватывают широкий круг радиотехнических задач.

Изучение дисциплины «Теория и техника радиолокации» опирается на серьезную математическую подготовку и, особенно в области теории статистической радиотехники.

В пособии особое внимание уделено физическим основам радиолокационного наблюдения, характеристикам радиолокационных сигналов и помех.

Достаточно полно отражены вопросы построения устройств измерения дальности и скорости объектов.

Завершается пособие разделами анализа систем наземного и воздушного базирования.

Авторы выражают искреннюю признательность профессору В.М. Кутузову и доценту В.К. Орлову кафедры радиотехнических систем СПбГЭТУ (ЛЭТИ) за полезные замечания, способствующие качественному изложению материалов пособия.

1 ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Теория и техника радиолокации и радионавигации позволяет ответить на вопрос о том, как наилучшим образом использовать как временные, так и спектральные свойства сигналов и помех. Полезный сигнал $s(t)$ может быть детерминированным или иметь случайные параметры. Помеха $x(t)$, как правило, представляет некоторый случайный процесс (СП). На приемной стороне полезный сигнал доступен лишь в линейной смеси с помехой, т. е. в виде колебания $y(t) = s(t) + x(t)$. Именно такую ситуацию и будем рассматривать в дальнейшем.

1.1 Аналитическое описание помех

Помеху следует рассматривать как случайный процесс $x(t)$, поэтому классификация помех тесно связана с классификацией случайных процессов. Исчерпывающим описанием СП на интервале наблюдения $[0, T]$ является задание совместной ПВ отсчетов $W(x_1, x_2, \dots, x_n; t_1, t_2, \dots, t_n)$ при любом значении n и любом расположении моментов $t_1, t_2, \dots, t_n$ в пределах интервала наблюдения $[0, T]$.

Понятно, что для точного описания СП $x(t)$ на интервале наблюдения $[0, T]$ потребуется предельный переход в ПВ $W(x_1, x_2, \dots, x_n; t_1, t_2, \dots, t_n)$ при $\Delta t \rightarrow 0$, при котором ПВ переходит в функционал плотности вероятности (ФПВ) $W[x(t)]$, показывающий, насколько одна реализация СП более или менее вероятна, чем другая.

Среди моделей СП наибольшее распространение получил *нормальный или гауссовский процесс*. Напомним, как выглядит многомерное нормальное распределение $W(x_1, x_2, \dots, x_n)$. Для его записи необходимо знать вектор средних значений $\mathbf{a} = (a_1, a_2, \dots, a_n)^T$, $a_i = M\{x_i\}$, а также корреляционную матрицу $\mathbf{K} = \{K_{ij}\}$, где $K_{ij} = M\{(x_i - a_i)(x_j - a_j)\}$ - ковариация i -й и j -й СВ. Так как $K_{ij} = K_{ji}$, то $\mathbf{K}$ - симметрическая матрица, ее диагональные элементы $K_{ii} = M\{(x_i - a_i)^2\}$ являются дисперсиями СВ $x_1, x_2, \dots, x_n$.

Кроме того, матрица $\mathbf{K}$ предполагается невырожденной, т.е. ее определитель $\det \mathbf{K} = |\mathbf{K}|$ отличен от нуля. Матрица $\mathbf{K}$ имеет обратную матрицу $\mathbf{K}^{-1}$. Корреляционная матрица является неотрицательно определенной.

Это означает, что выражение $\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n (x_i - a_i) K_{ij} (x_j - a_j)$, называемое квадратичной формой, неотрицательно при любых x_i, x_j и a_i, a_j .

Неотрицательно определенной является и матрица, обратная корреляционной, т.е. при любых x_i, x_j, a_i, a_j справедливо неравенство

$\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n (x_i - a_i) K_{ij}^{-1} (x_j - a_j) \geq 0$. Многомерное нормальное распределение

после введенных обозначений примет вид

$$W(x_1, x_2, \dots, x_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi^n \det K}} \exp \left(-\frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n (x_i - a_i) K_{ij}^{-1} (x_j - a_j) \right). \quad (1.1)$$

В результате предельного перехода в показателе экспоненты выражения (1.1), записанного для моментов времени $t_1, t_2, \dots, t_n$, и описанного выше, квадратичная форма превратится в двойной интеграл

$$\begin{aligned} & \lim_{\substack{\Delta t \rightarrow 0 \\ n \rightarrow \infty}} \left(\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n (x_i - a_i) K_{ij}^{-1} (x_j - a_j) \right) = \\ & = \int_0^T \int_0^T (x(t_1) - a(t_1)) K^{-1}(t_1, t_2) (x(t_2) - a(t_2)) dt_1 dt_2. \end{aligned}$$

В полученном выражении $K^{-1}(t_1, t_2)$ - обратная корреляционная функция, удовлетворяющая интегральному уравнению

$$\int_0^T K^{-1}(t_1, t) K(t, t_2) dt = \delta(t_1, t_2). \quad (1.2)$$

Таким образом, ФПВ нормального случайного процесса имеет вид

$$W(x(t)) = k \cdot \exp \left(-\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T (x(t_1) - a(t_1)) K^{-1}(t_1, t_2) (x(t_2) - a(t_2)) dt_1 dt_2 \right), \quad (1.3)$$

где $a(t)$ - среднее значение процесса.

Коэффициент $k = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi^n \det K}}$ не зависит от реализации процесса

$x(t)$, и для целей обработки наблюдаемых данных несущественен.

Одной из основных моделей помехи является **нормальный белый шум** (НБШ), спектральная плотность которого $S(\omega) = N_0 / 2$ в пределах всей частотной оси, а корреляционная функция $K(t_1 - t_2) = (N_0 / 2) \delta(t_1 - t_2)$.

Решая уравнение (1.2) с учетом того, что $K(t_1 - t_2) = (N_0 / 2) \delta(t_1 - t_2)$, и принимая во внимание, фильтрующее свойство δ -функции получим

$$K^{-1}(t_1, t_2) = (2 / N_0) \delta(t_1 - t_2).$$

Подставляя найденное значение обратной корреляционной функции в (1.3) и учитывая, что среднее значение белого шума равно нулю, получим следующее выражение для ФПВ нормального белого шума:

$$W(x(t)) = k \exp \left(- (1 / N_0) \int_0^T x^2(t) dt \right). \quad (1.4)$$

Напомним, что значение нормальной СВ с ПВ

$$W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp \left(- \frac{(x - a)^2}{2\sigma^2} \right)$$

тем более вероятно, чем оно ближе к среднему значению a .

Если к нормальному белому шуму $x(t)$ добавляется сигнал $s(t)$, то для суммарного колебания $y(t) = s(t) + x(t)$ ФПВ примет вид

$$W(y(t)) = k \exp \left(- (1 / N_0) \int_0^T (y(t) - s(t))^2 dt \right). \quad (1.5)$$

1.2 Общая характеристика радиосигналов

Для радиосигналов удобным является представление с помощью огибающей $S(t)$ и фазы $\varphi(t)$

$$s(t) = S(t) \cdot \cos \omega_0 t + \varphi(t) = S(t) \cdot \cos \Phi(t), \quad (1.6)$$

при этом огибающая и фаза являются медленно меняющимися функциями времени по сравнению с исходным сигналом, скорость изменения которого определяется множителем $\cos \omega_0 t + \varphi(t)$, где ω_0 - центральная частота сигнала.

Замена сигнала $s(t)$ двумя новыми функциями: огибающей $S(t)$ и фазой $\Phi(t)$, т.е. представление в форме $s(t) = S(t)\cos\Phi(t)$ может быть сделано различными способами. Однако для узкополосных сигналов наиболее продуктивным является использование гильбертовых огибающей и фазы, определяемых на основе преобразования Гильберта исходного сигнала

$$s_{\perp}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s(\tau)}{t - \tau} d\tau. \quad (1.7)$$

Записанный интеграл есть свертка исходного сигнала $s(t)$ и функции $hb\ t = 1/\pi \cdot t$, которую можно рассматривать как импульсную характеристику фильтра, реализующего преобразование Гильберта. Аналогично можно выразить исходный сигнал через квадратурный $s_{\perp}(t)$:

$$s(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s_{\perp}(\tau)}{t - \tau} d\tau. \quad (1.8)$$

Обозначение $s_{\perp}(t)$ связано с тем, что преобразование Гильберта не меняя амплитудных значений спектральных составляющих, сдвигает фазы составляющих на $\frac{\pi}{2}$, делая сигнал $s_{\perp}(t)$ ортогональным относительно исходного сигнала: $\int_{-\infty}^{\infty} s(t)s_{\perp}(t)dt = 0$.

Комплексная функция суммы исходного синфазного и квадратурного сигналов

$$\begin{aligned} \dot{s}(t) &= s(t) + js_{\perp}(t) = S(t) \cos[\omega_0 t + \Phi(t)] + j \sin[\omega_0 t + \Phi(t)] = \\ &= S(t) \cdot \exp[j\Phi(t)] \cdot \exp[j\omega_0 t] \quad \dot{S}(t) = \dot{S}(t) \cdot \exp[j\omega_0 t] \end{aligned} \quad (1.9)$$

называется *аналитическим сигналом*. Располагая аналитическим сигналом $\dot{s}(t)$, можно определить гильбертовы огибающую $S(t)$ и фазу $\Phi(t)$ следующим образом:

$$\begin{aligned} S(t) &= \sqrt{s^2(t) + s_{\perp}^2(t)}; \\ \Phi(t) &= \arctg \frac{s_{\perp}(t)}{s(t)} + \pi \frac{\text{sign } s(t) - 1}{2}. \end{aligned}$$

Как видно из выражения (1.9) для аналитического сигнала $\dot{s}(t)$, функция

$$\dot{S}(t) = S(t) \cdot \exp -j\varphi(t) , \quad (1.10)$$

называется *комплексной огибающей сигнала*. Комплексный сигнал $\dot{S}(t)$ содержит в себе всю информацию о законах амплитудной $S(t) = |\dot{S}(t)|$ и угловой $\varphi(t) = \arg \dot{S}(t)$ модуляции. Из определения аналитического сигнала (1.9) и комплексной огибающей (1.10) видно, что исходный сигнал можно представить в виде:

$$s(t) = \operatorname{Re} \left[\dot{S}(t) \cdot \exp -j\omega_0 t \right]. \quad (1.11)$$

Введение комплексной огибающей позволяет существенно упростить вычисление энергии радиосигнала, так как

$$\begin{aligned} E &= \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} S^2(t) \cdot \cos^2 \omega_0 t + \varphi(t) dt = \\ &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(t) dt + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(t) \cdot \cos^2 2\omega_0 t + 2\varphi(t) dt. \end{aligned}$$

В этом выражении вторым слагаемым по сравнению с первым для узкополосного сигнала можно пренебречь и получим:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt \approx \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}(t)|^2 dt.$$

1.2.1 Спектральное представление радиосигналов

Наряду с описанием сигнала как функции времени $s(t)$, широко используется спектральное представление, определяемое выражением:

$$\tilde{s}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \exp -j\omega t dt. \quad (1.13)$$

Комплексная функция $\tilde{s}(\omega)$ может быть представлена в виде

$$\tilde{s}(\omega) = |\tilde{s}(\omega)| \cdot \exp -j\varphi(\omega) ,$$

где четная функция $|\tilde{s}(\omega)|$ называется амплитудным, а нечетная функция $\varphi(\omega)$ - фазовым спектром сигнала.

Аналогично можно определить спектральную плотность комплексной огибающей сигнала $\dot{S}(t)$:

$$\tilde{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(t) \exp -j\omega t dt. \quad (1.13)$$

Характерный вид амплитудного спектра узкополосного сигнала и его комплексной огибающей представлен на рис. 1.1.

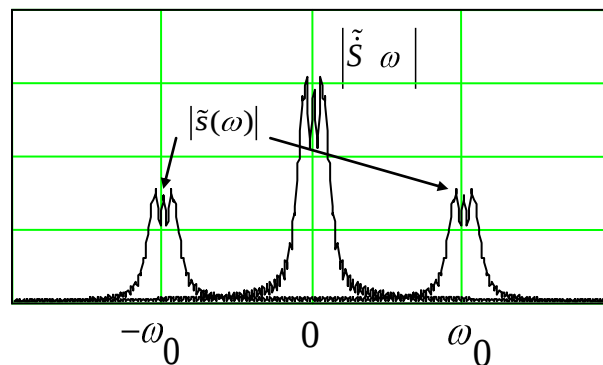


Рис. 1.1. Вид амплитудного спектра узкополосного сигнала и его комплексной огибающей.

На основании (1.11) выразим спектральную плотность $\tilde{s}(\omega)$ сигнала $s(t)$ через спектральную плотность $\tilde{S}(\omega)$ комплексной огибающей:

$$\begin{aligned} \tilde{s}(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \text{Re} \left[\dot{S}(t) \cdot \exp -j\omega_0 t \right] \cdot \exp -j\omega \cdot t dt = \\ &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(t) \cdot \exp \left[-j(\omega - \omega_0) \cdot t \right] dt + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}^*(t) \cdot \exp \left[-j(\omega + \omega_0) \cdot t \right] dt = \\ &= \frac{1}{2} \tilde{S}(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \tilde{S}^*(-\omega - \omega_0). \end{aligned} \quad (1.14)$$

Таким образом, спектральная плотность узкополосного сигнала $\tilde{s}(\omega)$ может быть найдена путем переноса спектра комплексной огибающей $\tilde{S}(\omega)$ из окрестности нулевой частоты в окрестность точек $\pm\omega_0$.

Определим спектральную плотность аналитического сигнала $\dot{s}(t)$. Зная временную функцию Гильберта $hb(t) = 1/\pi \cdot t$, можно определить и

частотную характеристику преобразования Гильберта:

$$Hb(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\pi t} \cdot \exp(-j\omega t) dt = \begin{cases} \exp -j\pi/2, & \omega \geq 0 \\ \exp j\pi/2, & \omega < 0 \end{cases}.$$

Следовательно, преобразование Гильберта не меняя амплитудных значений спектральных составляющих, сдвигает фазы составляющих на $\pi/2$, делая сигнал $s_{\perp}(t)$ ортогональным относительно исходного сигнала $s(t)$. В силу этого спектральные плотности исходного и квадратурного сигналов связаны между собой следующим соотношением:

$$\tilde{s}_{\perp}(\omega) = Hb(\omega) \cdot \tilde{s}(\omega) = \begin{cases} j \cdot \tilde{s}(\omega), & \omega < 0 \\ 0, & \omega = 0 \\ -j \cdot \tilde{s}(\omega), & \omega > 0 \end{cases}.$$

Отсюда получаем спектральную плотность аналитического сигнала:

$$\tilde{\tilde{s}}(\omega) = \begin{cases} 2\tilde{s}(\omega), & \omega \geq 0 \\ 0, & \omega < 0. \end{cases} \quad (1.15)$$

На рис. 1.2 приведен пример амплитудного спектра $\tilde{s}(\omega)$ узкополосного сигнала и соответствующему ему спектр $\tilde{\tilde{s}}(\omega)$ аналитического сигнала.

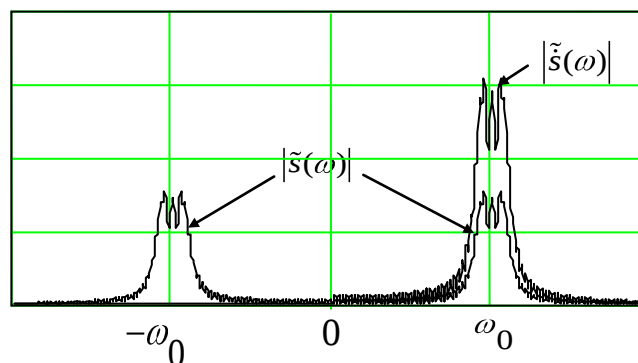


Рис. 1.2. Вид амплитудного спектра узкополосного сигнала и спектра аналитического сигнала.

Спектральную плотность аналитического сигнала отлична от нуля только в области положительных частот и ее значение равно удвоенному значению спектральной плотности сигнала $s(t)$. В области отрицательных частот суммирование спектральных плотностей исходного и квадратурного сигналов приводит к их взаимной компенсации.

Сопоставляя спектральные плотности комплексной огибающей $\tilde{S}(\omega)$ и аналитического сигнала $\tilde{s}(\omega)$ можно видеть, что они полностью совпадают по форме, но спектральная плотность аналитического сигнала располагается в области положительных частот.

1.2.2 Корреляционные функции и функции неопределенности

Важнейшей характеристикой сигнала является его корреляционная функция $R(\tau)$, определяемая как скалярное произведение сигнала $s(t)$ на его комплексно-сопряженную копию $s^*(t - \tau)$ сдвинутую на время τ , т.е.

$$R_s(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cdot s^*(t - \tau) dt. \quad (1.16)$$

На основании равенства Парсеваля корреляционная функция может быть выражена через спектр сигнала

$$R_s(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |\tilde{s}(\omega)|^2 \cdot \exp(j\omega\tau) d\omega, \quad (1.17)$$

т.е. она является преобразованием Фурье энергетического спектра сигнала.

Для комплексной огибающей $\dot{S}(t)$, корреляционная функция описывается выражением

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(t) \cdot \dot{S}^*(t - \tau) dt. \quad (1.18)$$

Подставив в (1.16) описание сигнала в форме (1.11), получим:

$$\begin{aligned} R_s(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} \operatorname{Re} \left[\dot{S}(t) \cdot \exp(j\omega_0 t) \right] \cdot \operatorname{Re} \left[\dot{S}^*(t - \tau) \cdot \exp(-j\omega_0(t - \tau)) \right] dt = \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left[\int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(t) \cdot \dot{S}^*(t - \tau) dt \cdot \exp(j\omega_0 \tau) \right] = \frac{1}{2} R(\tau) \cdot \cos \omega_0 \tau. \end{aligned} \quad (1.19)$$

Таким образом, корреляционная функция сигнала $R_s(\tau)$ с точностью до постоянного множителя равна реальной части корреляционной функции аналитического сигнала или произведению корреляционных функций комплексной огибающей $R(\tau)$ и гармонического косинусоидального колебания.

Обобщением функции корреляции является функция неопределенности (ФН) сигнала $s(t, \lambda)$ по неэнергетическому параметру λ

$$\psi(\lambda_1, \lambda_2) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t, \lambda_1) \cdot s^*(t, \lambda_2) dt. \quad (1.20)$$

Если ФН зависит только от разности одноименных компонентов вектора λ , то такая ФН называется функцией неопределенности стационарного типа. В этом случае функция неопределенности описывается выражением

$$\psi(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cdot s^*(t, \lambda) dt. \quad (1.2)$$

С учетом сказанного ФН комплексной огибающей $\dot{S}(t, \lambda)$ имеет вид

$$\psi(\lambda) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(t) \cdot \dot{S}^*(t, \lambda) dt. \quad (1.22)$$

Часто функцией неопределенности называют абсолютное значение (1.22), обозначая его как $\Psi(\lambda)$, т.е.

$$\Psi(\lambda) = \left| \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(t) \cdot \dot{S}^*(t, \lambda) dt \right|. \quad (1.23)$$

Особую роль играет частотно-временная ФН Вудворда, соответствующая случаю когда $\lambda = (\tau, F)$, где τ и F смещение сигнала по времени и по частоте. Так как сдвигу спектра на F Гц отвечает во временной области умножение на $\exp -j2\pi Ft$, то с учетом комплексного сопряжения в (1.23), можно записать

$$\Psi(\tau, F) = \left| \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(t) \cdot \dot{S}^*(t - \tau) \exp -j2\pi Ft dt \right|. \quad (1.24)$$

1.2.3 Эффективная ширина спектра и эффективная длительность сигнала

Сигналы, используемые в РТС, традиционно подразделяются на видео- и радиосигналы: спектры первых концентрируются в окрестности нулевой частоты, тогда как спектры радиосигналов концентрируются в окрестности центральной частоты ω_0 , определяемой как

$$\omega_0 = \frac{\int_0^{\infty} \omega \cdot |\tilde{s}(\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{\infty} |\tilde{s}(\omega)|^2 d\omega}. \quad (1.25)$$

Ширину спектра радиосигнала $\Delta\omega_p$ можно определить по выражению

$$\Delta\omega_p = \left[\frac{\int_0^{\infty} (\omega - \omega_0)^2 \cdot |\tilde{s}(\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{\infty} |\tilde{s}(\omega)|^2 d\omega} \right]^{1/2}. \quad (1.26)$$

Более универсальной характеристикой является эффективная ширина спектра $\Delta\omega_{\text{эфф}}$, определяемая как

$$\Delta\omega_{\text{эфф}} = \frac{1}{|\tilde{s}(\omega_{\max})|^2} \int_0^{\infty} |\tilde{s}(\omega)|^2 d\omega, \quad (1.27)$$

где $\omega_{\max}$ - абсцисса максимума функции $|\tilde{s}(\omega)|^2$ на положительной части оси частот.

Важной характеристикой спектра сигнала является среднеквадратическая частота, определяемая как

$$\omega_{\text{СК}} = \left[\frac{\int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 |\tilde{s}(\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} |\tilde{s}(\omega)|^2 d\omega} \right]^{1/2}. \quad (1.28)$$

Аналогичные характеристики используются для оценки протяженности сигнала и его положения на оси времени. Так среднеквадратическая длительность сигнала определяется, как

$$\Delta t_{\text{СК}} = \left[\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (t - t_0)^2 \cdot |s(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt} \right]^{1/2}, \quad (1.29)$$

где $t_0 = \int_{-\infty}^{\infty} t \cdot |s(t)|^2 dt / \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt$ характеризует временное положение сигнала.

Эффективная длительность сигнала $\Delta t_{\text{эфф}}$ по аналогии с $\Delta \omega_{\text{эфф}}$ равна

$$\Delta t_{\text{эфф}} = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt / s_{\text{max}}^2. \quad (1.30)$$

Для узкополосных сигналов эффективная длительность

$$\Delta t_{\text{эфф}} = \frac{1}{S_{\text{max}}^2} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(t) \cos^2(\omega_0 t + \varphi) dt \cong \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(t) dt / S_{\text{max}}^2, \quad (1.31)$$

т.е. в два раза меньше эффективной длительности огибающей.

1.2.4 Модели радиосигналов

При решении *различных* задач в системах радиолокации используют различные модели принимаемых сигналов. В выбранной модели принимаемого сигнала некоторые параметры могут быть заранее (до приема) известными или неизвестными. Предварительно известные статистические характеристики параметров сигнала составляют априорные сведения относительно сигнала. Чем большими априорными сведениями мы располагаем, тем проще и точнее решается задача оптимального приема сигналов. В дальнейшем будут рассмотрены следующие виды моделей радиосигналов.

Сигнал со случайной начальной фазой. Все параметры сигнала считаются известными, за исключением начальной фазы φ , которая считается случайной величиной, равномерно распределенной на интервале $-\pi, \pi$. В общем виде модель такого сигнала можно записать как

$$s(t; \varphi) = S(t) \cos[2\pi f_0 t + \gamma(t) + \varphi],$$

где $S(t)$ и $\gamma(t)$ - известные законы амплитудной и угловой модуляции;

f_0 - известная центральная частота и фаза.

Сигнал со случайной амплитудой и начальной фазой. Во многих задачах случайным параметром наряду с начальной фазой φ является и его амплитуда A . В этом случае модель сигнала описывается выражением

$$s(t; \varphi, A) = A \cdot S(t) \cos[2\pi f_0 t + \gamma t + \varphi].$$

В этом случае считают, что фаза распределена равномерно на интервале $-\pi, \pi$ с априорной ПВ $W_0(\varphi) = \frac{1}{2\pi}$, а амплитуда распределена по закону Релея

$$W_0(A) = \frac{A}{\sigma_A^2} \exp\left(-\frac{A^2}{2\sigma_A^2}\right), \quad A \geq 0.$$

Когда амплитуда и начальная фаза независимы, то совместная априорная ПВ A и φ определяется

$$W_0(A, \varphi) = W_0(A) \cdot W_0(\varphi).$$

Когерентная пачка (пакет) импульсов со случайной начальной фазой. Сигнал этого вида образуется повторением N копий стандартного радиоимпульса с одинаковым интервалом (периодом повторения T_{Π}). Все копии радиоимпульса имеют одну и ту же случайную начальную фазу и не содержат других случайных параметров. Поэтому модель сигнала можно описать выражением

$$s(t; \varphi) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cdot S(t - i \cdot T_{\Pi}) \exp[j 2\pi f_0 t + \gamma t - i \cdot T_{\Pi} + \varphi].$$

где φ - случайная начальная фаза, подчиняющиеся равномерному закону распределения; $a_i \geq 0$ - действительные амплитуды импульсов пачки.

Когерентная пачка (пакет) импульсов со случайной начальной фазой и амплитудой. В этом случае в модель сигнала вводят дополнительный случайный параметр - амплитуду A :

$$s(t, \varphi) = \operatorname{Re} \left[A \cdot \sum_{k=0}^{K_{\Pi}-1} a_k \cdot \dot{S}_{\Pi}(t - k \cdot T_{\Pi}) \cdot \exp[j 2\pi f_0 t + \varphi] \right],$$

где $S_{\Pi}(t)$ и $\gamma_{\Pi}(t)$ - известные законы амплитудной и угловой модуляции;

$\dot{S}_{\Pi}(t - k \cdot T_{\Pi}) = S_{\Pi}(t) \cdot \exp[j \cdot \gamma_{\Pi}(t)]$ - комплексная огибающая одиночного импульса; T_{Π} - период повторения импульсов; K_{Π} - количество импульсов в

пачке. Общая для всех импульсов случайная начальная фаза φ подчиняется равномерному распределению с плотностью вероятности $W_0 \varphi = 1/2\pi$. A - случайная величина, подчиняющаяся априорному распределению $W_0 A$. На практике широко используется рэлеевская модель флуктуаций амплитуды

$$W_0 A = A/\sigma_A^2 \exp\left[-A^2/2\sigma_A^2\right].$$

1.2.5 Спектрально-корреляционный анализ сложных сигналов

Основной характеристикой сигналов является его база. База сигнала определяется как произведение длительности сигнала на ширину его спектра: $B = \tau_u \cdot \Delta F$. Сигналы, обладающие базой $B \gg 1$, называют сложными. Если значение базы близко к единице, то такие сигналы называются простыми. Рассмотрим наиболее распространенные сложные сигналы.

Сложные сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ - сигналы)

Если закон изменения частоты радиоимпульса линейно возрастает во времени, то такие сигналы носят название сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ - сигналы). Примем, что радиоимпульс центрирован относительно точки $t=0$, а его длительность равна $\tau_{\text{и}}$. Пусть частота радиоимпульса линейно нарастает от начала импульса к его концу со скоростью: $\mu = \Delta\omega/\tau_{\text{и}} = 2\pi \cdot \Delta f/\tau_{\text{и}}$. Тогда ЛЧМ - сигнал может быть описан уравнением:

$$s(t) = \operatorname{Re} \left[U_0 \cdot \exp \left(j \frac{\mu \cdot t^2}{2} \right) \exp -j\omega_0 t \right] = \operatorname{Re} \left[\dot{U}(t) \exp -j\omega_0 t \right]. \quad (1.32)$$

Временная диаграмма ЛЧМ - сигнала и вид его комплексной огибающей приведены на рис. 1.3 - а) и -б) соответственно.

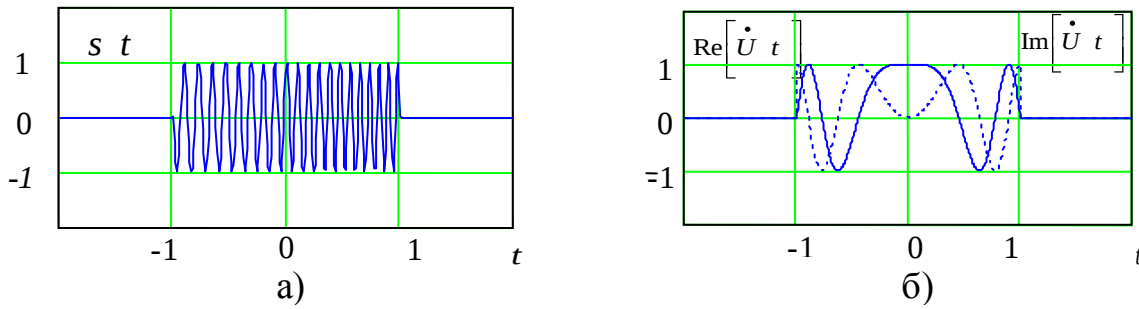


Рис. 1.3. Диаграмма ЛЧМ - сигнала

На рис. 1.4 -а) приведен вид спектральной плотности ЛЧМ - сигнала при базе $B = 60$, а на рис. 1.4 -б) при базе $B = 120$. Здесь же для сравнения пунктирной линией представлены спектральные плотности простого радиоимпульса. Как видно при заданной длительности импульса девиация частоты позволила значительно расширить спектральную плотность ЛЧМ - сигнала. В пределах полосы частот $\Delta\omega$ модуль спектральной плотности практически постоянен и обращается в нуль вне этой полосы. Увеличение базы сигнала сопровождается расширением полосы спектра.

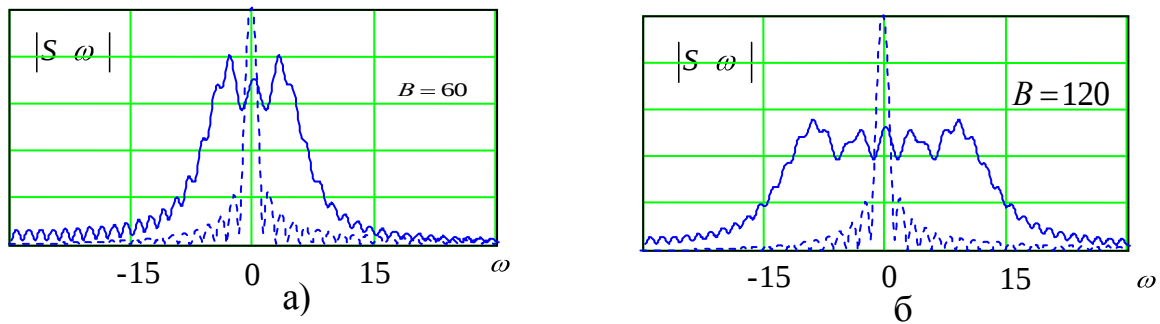


Рис. 1.4. Спектральная плотность ЛЧМ - сигнала

Далее рассмотрим корреляционные характеристики ЛЧМ - сигнала. Принимая во внимание описание комплексной огибающей (1.32), получим корреляционную функцию комплексной огибающей:

$$R(\tau) = U_0^2 \cdot \tau_{\text{и}} \cdot \frac{\sin \mu \cdot \tau_{\text{и}} \cdot \tau / 2}{\mu \cdot \tau_{\text{и}} \cdot \tau / 2}. \quad (1.33)$$

На основании (1.33) легко получить корреляционную функцию ЛЧМ - сигнала:

$$R_s(\tau) = \frac{U_0^2 \cdot \tau_{\text{и}}}{2} \cdot \frac{\sin \mu \cdot \tau_{\text{и}} \cdot \tau / 2}{\mu \cdot \tau_{\text{и}} \cdot \tau / 2} \cdot \cos \omega_0 \cdot \tau. \quad (1.34)$$

Графики автокорреляционной функции комплексной огибающей и ЛЧМ - сигнала приведены на рис. 1.5 -а) и -б) соответственно.

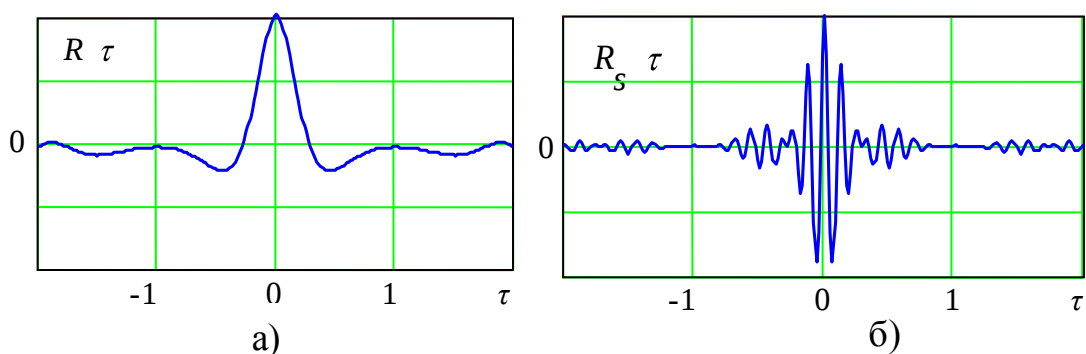


Рис. 1.5. Автокорреляционные функции
комплексной огибающей и ЛЧМ - сигнала

Огибающая АКФ простого радиоимпульса линейно возрастает и спадает с изменением задержки в пределах длительности импульса. Огибающая корреляционной функции ЛЧМ - импульса изменяется по закону функции $\sin x / x$. Ширина главного лепестка огибающей АКФ обратно пропорциональна девиации частоты радиоимпульса и первый раз обращается в ноль при сдвиге сигнала $\tau = 2\pi / \mu \cdot \tau_{\text{и}} = 1/\Delta f$. Как видно изменение частоты радиоимпульса по линейному закону позволило значительно сузить главный лепесток корреляционной функции и тем самым повысить разрешающую способность сигнала по задержке.

Сложные дискретные фазоманипулированные сигналы

Дискретный фазоманипулированный сигнал представляет собой последовательность элементарных радиоимпульсов, повторяющихся с некоторым фиксированным временным интервалом. Модуляция всего сигнала заключается в манипулировании фазами отдельных радиоимпульсов. Наибольшее распространение получили сигналы, у которых фаза несущей частоты отдельных радиоимпульсов изменяется скачком на π . Такие сигналы называются бинарным фазоманипулированными сигналами. Для сложных бинарных фазоманипулированных сигналов закон манипуляции фазы задается кодовой последовательностью z_n длины N_z , символы которых принимают значения $z_n \in \pm 1$. При заданной длительности импульса $\tau_{\text{и}}$ и длине N_z кодовой последовательности длительность элементарных фазоманипулированных импульсов $u_0 t$ равна $\Delta = \tau_{\text{и}} / N_z$.

Бинарный фазоманипулированный сигнал с несущей частотой ω_0 описывается выражением:

$$s(t) = \operatorname{Re} \left[U_0 \sum_{n=0}^{N_z-1} z_n \cdot u_0(t - n \cdot \Delta) \exp j\omega_0 t \right] = \operatorname{Re} \left[\dot{U} \cdot t \exp j\omega_0 t \right]. \quad (1.35)$$

В качестве примера временная диаграмма комплексной огибающей сигнала, построенной по закону кодовой последовательности Баркера (1, 1, 1, -1, -1, 1, -1) длины $N_z = 7$, и фазоманипулированного сигнала представлены на рис. 1.6 - а) и - б).

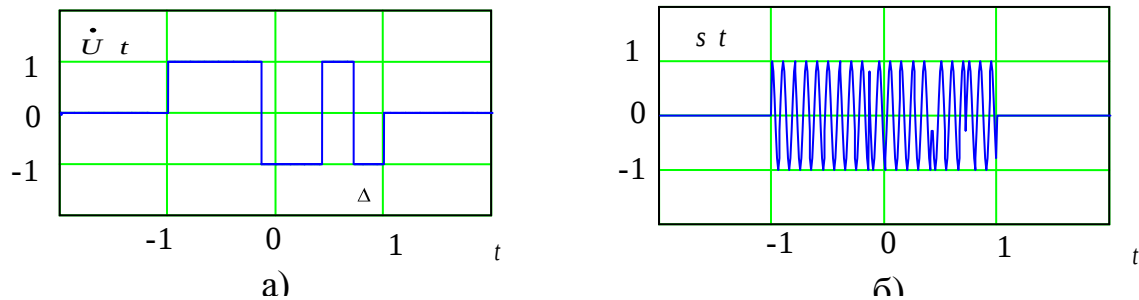


Рис. 1.8. Диаграмма фазоманипулированного сигнала

Рассмотрим спектральные характеристики сложных дискретных фазоманипулированных сигналов. Спектральную плотность фазоманипулированных сигналов получают через преобразование Фурье. Обозначая через U_0 спектральную плотность элементарного импульса $u_0 \cdot t$ можно получить:

$$S(\omega) = U_0 \cdot \omega \sum_{n=0}^{N_z-1} z_n \cdot \exp -j\omega \cdot n \cdot \Delta = U_0 \cdot \omega \cdot Z \cdot \omega, \quad (1.36)$$

где $Z \cdot \omega$ называют спектром кодовой последовательности.

В качестве иллюстрации на рис. 1.7 - а) и - б) приведен вид спектральной плотности дискретного ФМ - сигнала при модуляции фазы по закону кодовой последовательности Баркера длиной $N_z = 7$ и $N_z = 13$ соответственно. Для сравнения на рисунках пунктирной линией представлены спектральные плотности простого радиоимпульса.

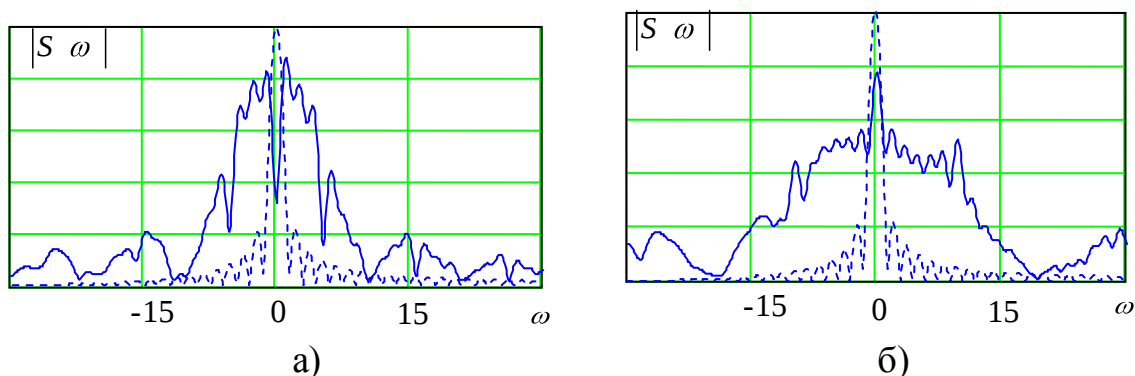


Рис. 1.7. Спектральная плотность фазоманипулированного сигнала

Можно видеть, что изменение фазы несущей частоты позволило расширить главный лепесток спектральной плотности сложного дискретного ФМ-сигнала. Чем больше длина кодовой последовательности и соответственно меньше длительность элементарного импульса, тем шире главный лепесток спектральной плотности фазоманипулированного импульса.

Далее перейдем к анализу корреляционных характеристик сложных дискретных ФМ - сигналов. Принимая дискретный характер задержек $\tau_m = m \cdot \Delta$ и описание комплексной огибающей (1.35), получим:

$$R_{\tau_m} = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(t) \cdot \dot{U}^*(t - \tau) dt = k \cdot \sum_{n=0}^{N_z-1} z_n \cdot z_{n-m}^* \quad (1.37)$$

Таким образом, корреляционная функция комплексной огибающей дискретного ФМ - сигнала полностью определяется структурой кодовой последовательности.

Вычислив корреляционную функцию комплексной огибающей можно определить и корреляционную функцию дискретного ФМ – сигнала.

В качестве иллюстрации на рис. 1.8 -а) приведен вид корреляционной функции комплексной огибающей, модулированной по закону кодовой последовательности Баркера длиной $N_z = 7$, а на рис. 1.8-б) - корреляционная функция дискретного фазоманипулированного сигнала.

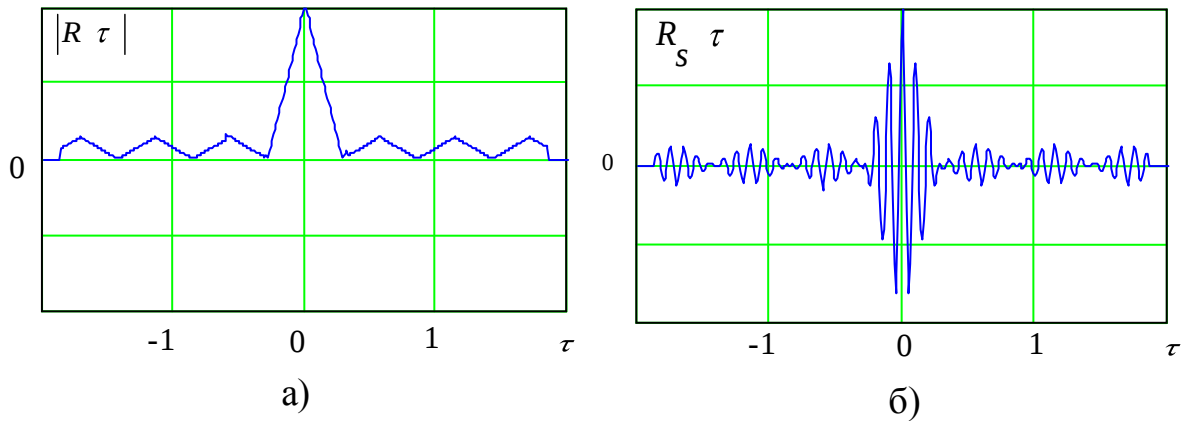


Рис. 1.11. Корреляционная функция фазоманипулированного сигнала

Ширина главного лепестка автокорреляционной функции определяется длительностью дискрета $\Delta = \tau_{\text{и}} / N_z$ элементарного импульса.

2 ОПТИМАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ПРИЕМА СИГНАЛОВ

2.1. Задачи оптимального приема сигналов

Важнейшая задача теории оптимального приема – научить наблюдателя оптимально, т.е. с наивысшей достоверностью, извлекать информацию, вложенную в сигнал $s(t)$, содержащийся в принятой реализации $y(t)$. Под извлечением информации понимают такие процедуры, как разрешение сигналов, обнаружение сигнала, различение сигналов и оценка параметров сигнала.

Разрешение сигналов. Пусть принятое колебание $y(t)$ представляет собой сумму помехи $x(t)$ и двух сигналов $s_1(t; \lambda_1)$ и $s_2(t; \lambda_2)$, зависящих от параметров λ_1 и λ_2 : $y(t) = s_1(t; \lambda_1) + s_2(t; \lambda_2) + x(t)$. Априорные вероятности появления каждого из сигналов считаются известными.

Задачу разрешения двух сигналов можно сформулировать следующим образом. При возможности одновременного наличия двух сигналов необходимо по принятой реализации $y(t)$ разрешить оптимальным образом два сигнала по параметру λ . Задача разрешения может быть обобщена на случай нескольких параметров. Необходимая разрешающая способность, как правило, обеспечивается подбором наилучших видов сигналов.

Обнаружение сигнала. Предположим, что все параметры сигнала не зависят от времени, причем частота, фаза, задержка сигнала известны, а амплитуда может принимать два значения: $A=0$ (сигнал отсутствует) с вероятностью p_1 и $A=A_0 \neq 0$ (сигнал присутствует) с вероятностью $p_2 = 1 - p_1$. В задаче обнаружения требуется по принятой реализации $y(t) = s(t) + x(t)$ на интервале $0 \dots T$ оптимальным образом определить, отсутствует или присутствует сигнал $s(t)$ в принятой реализации $y(t)$.

Различение сигналов. Пусть амплитуда сигнала может принимать только одно из n возможных значений $A_1, A_2, \dots, A_n$, причем известны априорные вероятности отдельных значений $p_1, p_2, \dots, p_n$. Требуется решить оптимальным образом, какое именно значение A_i , $i=1 \dots n$ из n возможных имеет амплитуда сигнала в принятой реализации $y(t)$. Аналогично формулируется задача для других параметров сигнала, принимающих несколько дискретных значений. В общем случае задача сводится к анализу принятого колебания $y(t)$ и

принятием решения о том, какой именно сигнал $s_i(t)$, принадлежащих некоторому множеству сигналов $S = s_1(t), s_2(t), \dots, s_n(t)$ присутствует в принятой реализации $y(t)$.

Оценка параметров сигнала. Пусть в сигнале амплитуда A является случайной величиной с плотностью вероятности $W(A)$. По принятой реализации $y(t)$ необходимо с минимальной погрешностью определить значение амплитуды A . Если полезный сигнал зависит от нескольких случайных параметров, то может быть поставлена задача о совместной оценке двух и большего числа параметров. Например, можно говорить о совместной оценке амплитуды, фазы и частоты сигнала. Результаты оценки параметров характеризуют предельную точность измерения параметров сигнала и позволяют составить структурные схемы соответствующих оптимальных измерительных устройств радиолокационных и навигационных систем.

Все сформулированные задачи можно рассматривать как задачи принятия решений. Следует отметить, что *оптимальная процедура* принятия решения состоит в наилучшем использовании *априорной информации* и самого наблюдения. Остановимся более подробно на характере априорной информации. Эту информацию можно структурировать следующим образом:

- информация о сигнале (детерминированный или со случайными параметрами);
- информация о помехе (плотность вероятности или другие функциональные характеристики);
- информация о способе взаимодействия сигнала и помехи $y(t) = F[s(t), x(t)]$.

Чрезвычайно важной является информация о последствиях, связанных с ошибочными решениями. Эта информация задается либо с помощью матрицы потерь для случая конечного числа гипотез, либо заданием функции потерь.

В зависимости от уровня неопределенности проверяемые гипотезы могут быть *простыми* или *сложными*. При простой гипотезе класс распределений W_i при истинности гипотезы H_i содержит одно и только одно распределение плотности вероятности. Любую другую гипотезу называют сложной.

Отразив основные задачи оптимального приема, можно перейти к рассмотрению основных методов оптимального приема сигналов.

2.2 Импульсная и частотная характеристика оптимального фильтра

Отношение сигнал/шум (с/ш) является одним из наиболее распространенных показателей качества обработки сигнала в присутствии помех. Корректное определение понятия отношения с/ш на выходе устройства обработки возможно только для линейных систем, для которых можно раздельно рассматривать прохождение через систему фильтруемого сигнала $s(t)$ и шума $x(t)$. Под отношением с/ш на выходе линейного фильтра понимают отношение модуля значения выходного сигнала в момент времени t_0 к среднеквадратическому значению помехи в этот же момент времени:

$$c/ш_{\text{ВЫХ}} = \frac{|s_{\text{ВЫХ}}(t_0)|}{\sqrt{D[x_{\text{ВЫХ}}(t_0)]}}. \quad (2.1)$$

Отношение сигнал/шум можно выразить через импульсную характеристику фильтра $h(t)$, и - корреляционную функцию помехи $K(\tau_1 - \tau_2)$:

$$c/ш_{\text{ВЫХ}} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) \cdot h(t_0 - \tau) d\tau \right|}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} K(\tau_1 - \tau_2) \cdot h(t_0 - \tau_1) \cdot h(t_0 - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2}}. \quad (2.2)$$

При использовании частотного метода анализа отношение сигнал/шум определяется выражением:

$$c/ш_{\text{ВЫХ}} = \frac{\left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{s}(\omega) K(j\omega) \exp(j\omega t_0) d\omega \right|}{\sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) |K(j\omega)|^2 d\omega}}, \quad (2.3)$$

где $\tilde{s}(\omega)$ - спектр сигнала, $K(j\omega)$ - коэффициент передачи фильтра, $S(\omega)$ - спектральная плотность шума.

Используя неравенство Коши-Буняковского

$$\left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(\omega) \cdot F_2(\omega) d\omega \right|^2 \leq \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |F_1(\omega)|^2 d\omega \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |F_2(\omega)|^2 d\omega,$$

можно показать, что максимально достижимое отношение сигнал/шум равно

$$\max_{\text{с/ш}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\tilde{s}(\omega)|^2}{S(\omega)} d\omega} \quad (2.4)$$

и достигается с помощью фильтра, имеющего коэффициент передачи

$$K_{\text{ОПТ}}(j\omega) = c \frac{\tilde{s}^*(\omega)}{S(\omega)} \exp -j\omega t_0, \quad (2.5)$$

где коэффициент c , не влияющий на отношение сигнал/шум.

Импульсная характеристика оптимального фильтра имеет вид

$$h_{\text{ОПТ}}(t, t_0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\tilde{s}^*(\omega)}{S(\omega)} \exp j\omega(t - t_0) d\omega \quad (2.6)$$

На основании равенства Парсеваля выражение (2.6) можно записать как свертку преобразования Фурье функции $1/S(\omega)$, что является обратной корреляционной функцией помехи $K^{-1} \tau = F[1/S(\omega)]$, и сигнала $s(t_0 - t)$:

$$h_{\text{ОПТ}}(t, t_0) = \int_{-\infty}^{\infty} K^{-1}(\tau - t) s(t_0 - \tau) d\tau \quad (2.7)$$

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) оптимального фильтра в соответствии с (2.5) равна

$$|K_{\text{ОПТ}}(j\omega)| = \frac{|\tilde{s}(\omega)|}{S(\omega)},$$

а фазо-частотная

$$\arg K_{\text{ОПТ}}(j\omega) = -\varphi(\omega) - \omega t_0, \quad (2.8)$$

где $|\tilde{s}(\omega)|$ - амплитудный спектр, а $\varphi(\omega)$ - фазовый спектр сигнала $s(t)$.

Как видно из (2.7), АЧХ оптимального фильтра производит весовую обработку спектра входного колебания, придавая большие веса тем спектральным участкам, на которых больше отношение $|\tilde{s}(\omega)|/S(\omega)$, что условно можно считать отношением с/ш на частоте ω . Для того, чтобы получить максимальный уровень сигнала, необходимо скомпенсировать начальные фазы спектральных компонент, т. е. ФЧХ должна быть противоположна по знаку фазовому спектру сигнала. При этом в соответствии с (2.8) фазовый спектр сигнала на выходе будет равен $\varphi(\omega) - \varphi(\omega) - \omega t_0 = -\omega t_0$, что соответствует переносу момента синфазного суммирования спектральных компонент сигнала в момент $t = t_0$.

Предельно достижимое отношение $\max(\text{с/ш})$ в соответствии с (2.4) определяется интегрированием отношения энергетического спектра сигнала $|\tilde{s}(\omega)|^2$ и спектральной плотности мощности помехи $S(\omega)$ по всем частотам, на которых это отношение определено.

Сигнал на выходе оптимального фильтра равен

$$s_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\tilde{s}(\omega)|^2}{S(\omega)} \exp j\omega(t - t_0) d\omega. \quad (2.9)$$

Так как преобразование Фурье энергетического спектра сигнала $|\tilde{s}(\omega)|^2$ есть его автокорреляционная функция, то сигнал на выходе есть свертка обратной корреляционной функции помехи

$$K^{-1} \tau = F[1/S(\omega)]$$

где F - оператор Фурье и автокорреляционной функции сигнала

$$K_S(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |\tilde{s}(\omega)|^2 \exp j\omega\tau d\omega,$$

смещенной на время t_0 :

$$s_{\text{ВЫХ}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} K^{-1}(\tau) \cdot K_S(t_0 - \tau) d\tau. \quad (2.10)$$

Так как спектральная плотность помехи на выходе оптимального фильтра равна

$$S_{\text{ВЫХ}}(\omega) = S(\omega) \cdot |K_{\text{ОПТ}}(j\omega)|^2 = S(\omega) \cdot \frac{|\tilde{s}(\omega)|^2}{S^2(\omega)} = \frac{|\tilde{s}(\omega)|^2}{S(\omega)}, \quad (2.11)$$

то корреляционная функция помехи на выходе определяется обратным преобразованием Фурье

$$K_{\text{ВЫХ}}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\tilde{s}(\omega)|^2}{S(\omega)} \exp j\omega\tau \, d\omega. \quad (2.13)$$

2.3 Согласованный фильтр

Пусть помехой является белый шум со спектральной плотностью $S(\omega) = \frac{N_0}{2}$ и корреляционной функцией $K(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau)$. Тогда формула (2.4), определяющая отношение сигнал/шум, принимает вид

$$\max_{\text{с/ш}} \text{с/ш}_{\text{ВЫХ}} = \sqrt{\frac{2}{N_0} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |\tilde{s}(\omega)|^2 d\omega} = \sqrt{\frac{2E}{N_0}}. \quad (2.13)$$

Коэффициент передачи оптимального фильтра для помехи в виде белого шума, называемого согласованным фильтром (СФ), равен

$$K_{\text{сф}}(j\omega) = \tilde{s}^*(\omega) \exp -j\omega t_0, \quad (2.14)$$

а его импульсная характеристика

$$h_{\text{сф}}(t, t_0) = s(t_0 - t). \quad (2.15)$$

АЧХ согласованного фильтра совпадает с амплитудным спектром сигнала

$$|K_{\text{сф}}(j\omega)| = |\tilde{s}(\omega)|, \quad (2.16)$$

а ФЧХ по-прежнему определяется выражением (2.8)

$$\arg K_{\text{сф}}(j\omega) = -\varphi(\omega) - \omega t_0.$$

Сигнал на выходе согласованного фильтра в соответствии с (2.10) имеет вид

$$s_{\text{ВЫХ}}(t) = K_S \, s(t - t_0). \quad (2.16)$$

Спектральная плотность помехи на выходе согласованного фильтра равна

$$S_{\text{ВЫХ}}(\omega) = \frac{N_0}{2} |K_{\text{СФ}}(j\omega)|^2 = \frac{N_0}{2} |\tilde{s}(\omega)|^2 \quad (2.17)$$

Дисперсия помехи на выходе равна

$$D\{x_{\text{ВЫХ}}\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{ВЫХ}}(\omega) d\omega = \frac{N_0}{2} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |\tilde{s}(\omega)|^2 d\omega = \frac{N_0 E}{2}, \quad (2.18)$$

а корреляционная функция описывается выражением

$$\begin{aligned} K_{\text{ВЫХ}}(\tau) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{ВЫХ}}(\omega) \exp(j\omega\tau) d\omega = \\ &= \frac{N_0}{2} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |\tilde{s}(\omega)|^2 \exp(j\omega\tau) d\omega = \frac{N_0}{2} K_S(\tau) \end{aligned}$$

и по форме совпадает с автокорреляционной функцией сигнала.

Значение корреляционной функции при $\tau = 0$ дает дисперсию помехи на выходе СФ

$$K_{\text{ВЫХ}}(0) = \frac{N_0}{2} K_S(0) = D x_{\text{ВЫХ}}. \quad (2.19)$$

Так как $K_S(0) = E$, то

$$K_{\text{ВЫХ}}(0) = D x_{\text{ВЫХ}} = \frac{N_0 E}{2},$$

что, естественно, совпадает с (2.18). Максимальное значение сигнала, достигаемое в момент $t = t_0$, равно $K_S(0) = E$, и отношение сигнал/шум на выходе СФ будет равно

$$q = E / \sqrt{\frac{N_0 E}{2}} = \sqrt{\frac{2E}{N_0}}, \quad (2.20)$$

что совпадает с (2.13). Совпадение форм корреляционной функции помехи на выходе СФ и автокорреляционной функции сигнала говорит о том, что помеха на выходе СФ становится «похожей» на сигнал с точки зрения скорости изменения.

2.4 Корреляционный приемник

Сравним согласованный фильтр, максимизирующий отношение сигнал/шум, с коррелятором, вычисляющим величину

$$z = \int_{-\infty}^{t_0} y(t) \cdot s_{\text{оп}}(t) dt, \quad (2.2)$$

где $s(t)$ - полезный сигнал, $x(t)$ - помеха, $y(t) = x(t) + s(t)$ линейная смесь сигнала и помехи, $s_{\text{оп}} t$ - опорное колебание, являющееся детерминированной функцией времени. Момент времени t_0 совпадает с моментом взятия отсчета на выходе согласованного фильтра. Структурная схема корреляционного приемника показана на рис. 2.1.

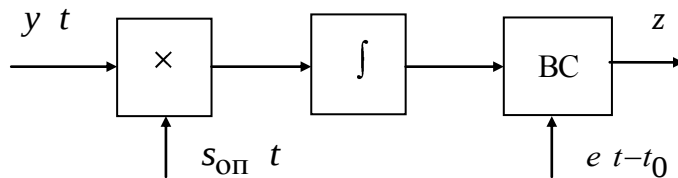


Рис. 2.1. Корреляционный приемник

Так как коррелятор является линейной системой с переменными параметрами, то можно раздельно рассматривать прохождение через него сигнала $s(t)$ и помехи $x(t)$.

Под отношением сигнал/шум на выходе коррелятора будем понимать отношение результата преобразования сигнала

$$s_{\text{ВЫХ}}(t_0) = \int_{-\infty}^{t_0} s(t) \cdot s_{\text{оп}}(t) dt \quad (2.22)$$

и СКО случайной величины, вызванной действием помехи $x(t)$

$$\sigma_{\text{ВЫХ}}(t_0) = \left[\int_{-\infty}^{t_0} \int_{-\infty}^{t_0} K(t_1, t_2) \cdot s_{\text{оп}}(t_1) \cdot s_{\text{оп}}(t_2) dt_1 dt_2 \right]^{1/2} \quad (2.23)$$

Для случая белого шума корреляционная функция имеет вид

$$K(t_1, t_2) = \frac{N_0}{2} \delta(t_1 - t_2), \quad (2.24)$$

и на основании (2.7) оптимальная импульсная характеристика будет равна

$$h_{\text{ОПТ}}(t, t_0) = s(t_0 - t) . \quad (2.25)$$

Максимизируя отношение $s_{\text{ВЫХ}}(t) / \sigma_{\text{ВЫХ}}(t_0)$ за счет выбора $s_{\text{ОП}}(t)$, получим следующее выражение для оптимального опорного сигнала

$$s_{\text{ОПТ}}(t) = h_{\text{ОПТ}}(t_0 - t) = s(t) .$$

Следовательно, сигнал на выходе корреляционного приемника будет равен

$$s_{\text{ВЫХ}}(t_0) = \int_{-\infty}^{t_0} s^2(t) dt = E .$$

Если момент времени t_0 соответствует окончанию сигнала, то уровень шума примет значение

$$\sigma_{\text{ВЫХ}}(t_0) = \sqrt{\frac{N_0 E}{2}} .$$

Таким образом, для отношения сигнал/шум получим величину

$$q = \sqrt{\frac{2E}{N_0}} ,$$

совпадающую с отношением сигнал/шум на выходе СФ. Если опорное напряжение коррелятора отличается от оптимального, то возникают потери.

Хотя СФ инвариантен к временному положению сигнала, для реализации его возможностей надо знать момент времени, в который достигается максимальное отношение с/ш на выходе, т. е. знать временное положение сигнала. Аналогичную информацию надо иметь для реализации возможностей коррелятора. Поэтому с точки зрения обработки сигнала СФ и коррелятор равноценны, и решение в пользу той или иной структуры следует принимать, исходя из возможностей технической реализации.

4 ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ

В задачах обнаружения необходимо на основе анализа принятого колебания $y(t) = x(t) + s(t)$, вынести решение о наличии или отсутствии в нем

сигнала. Предположим, что из наблюдаемой реализации доступны лишь дискретные отсчеты $y_j = y(t_j)$, $j = 0, 1, \dots, n$, составляющие вектор наблюдения $y = y_1, y_2, \dots, y_n^T$. Выборочные значения принятого колебания описываются n -мерной плотностью вероятности (ПВ) $W_y = W(y_1, y_2, \dots, y_n)$. Пусть $W_i = W(y | s_i)$, $i \in 0, 1$ – условная ПВ вектора y при условии, что в реализации $y(t)$ содержится $s_i(t)$ сигнал. Необходимо, пронаблюдав реализацию $y(t)$, решить, какому из двух непересекающихся классов W_i , принадлежит W_y . Предположение о том, что W_y принадлежит W_i , $i \in 0, 1$ называют гипотезой H_i . Решения, являющиеся результатом проверки гипотез, будем далее обозначать $\hat{H}_i$.

Решения о наличии или отсутствии сигнала сопровождаются ошибками двух видов. Условные вероятности $\alpha = p_{01} = P(\hat{H}_1 / H_0)$ и $\beta = p_{10} = P(\hat{H}_0 / H_1)$ называют вероятностями ошибок первого и второго рода. Эти же величины именуют вероятностями ложной тревоги и пропуска сигнала.

Под ложной тревогой понимают факт решения $\hat{H}_1$ об обнаружении сигнала при условии, что он в наблюдаемом колебании $y(t)$ не содержится.

Под пропуском понимают факт объявления решения $\hat{H}_0$ о том, что сигнала в $y(t)$ нет при условии, что в действительности он в $y(t)$ присутствует.

Далее для вероятностей ложной тревоги и пропуска будут использованы обозначения $p_{ЛТ} = p_{01}$ и $p_{ПС} = p_{10}$.

4.1 Функция и отношение правдоподобия сигналов на фоне аддитивного нормального шума

Дальнейшее рассмотрение будет вестись применительно к помехе $x(t) = n(t)$ в виде нормального (гауссовского) шума с известной спектральной плотностью N_0 . При отсутствии сигнала колебание $y(t)$, принятое на конечном интервале времени T , представляет собой случайный процесс $y(t) = x(t)$. Рассмотрим дискретное наблюдение, когда случайный процесс задан своими отсчетами $y_j = y(t_j)$ в моменты времени $t_j = j \cdot \Delta$, $j = 0, 1, \dots, n$. Вычислим сначала совместную плотность вероятности $W_{x_1, x_2, \dots, x_n}$ для случайных величин $y_j = x_j$, которые имеют следующие характеристики: $\langle x_j \rangle = 0$, $\sigma_j^2 = \langle x_j^2 \rangle = N_0/2\Delta$ и $\langle x_i \cdot x_j \rangle = 0$.

Гауссовский шум описывается нормальным законом распределения

$$W(x_j) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_j^2}} \exp\left(-x_j^2 / (2\sigma_j^2)\right). \quad (4.1)$$

В силу независимости отсчетов $x_1, x_2, \dots, x_n$ совместная плотность вероятности в отсутствии сигнала имеет вид

$$W_{y_1, y_2, \dots, y_n | H_0} = \prod_{j=1}^n W_x(x_j) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}^n} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=1}^n y_j^2\right). \quad (4.2)$$

При наличии сигнала можно записать $x_j = y_j - s_j$, и совместная плотность вероятности описывается выражением

$$W_{y_1, y_2, \dots, y_n | H_1} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}^n} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=1}^n (y_j - s_j)^2\right). \quad (4.3)$$

Таким образом, отношение правдоподобия примет вид

$$l = \frac{W(y_1, y_2, \dots, y_n | H_1)}{W(y_1, y_2, \dots, y_n | H_0)} = \prod_{j=1}^n \frac{W_x(y_j - s_j)}{W_x(y_j)}. \quad (4.4)$$

После логарифмирования решающее правило (4.4) можно представить в виде

$$\ln l = \prod_{j=1}^n \ln \frac{W_x(y_j - s_j)}{W_x(y_j)} \frac{\hat{H}_1}{\hat{H}_0} \ln l_{\Pi}.$$

С учетом выражений (4.2) и (4.3) и после несложных преобразований решающее правило при дискретном наблюдении примет вид

$$\sum_{j=0}^n \left(y_j \cdot s_j \right) \frac{\hat{H}_1}{\hat{H}_0} z_{\Pi}, \quad (4.5)$$

где

$$z_{\Pi} = \sigma^2 \ln l_{\Pi} + \frac{1}{2} \sum_{j=0}^n s_j^2$$

- пороговое значение.

Как видно, полученное оптимальное правило сводится к вычислению скалярного произведения $y \cdot s$ и сравнение его с порогом z_{Π} .

В случае непрерывного наблюдения совместные плотности вероятности перейдут в соответствующие функционалы вероятности

$$W(y(t) | H_0) = c \cdot \exp \left(-\frac{1}{N_0} \int_0^T y^2(t) dt \right), \quad (4.6)$$

$$W(y(t) | H_1) = c \cdot \exp \left(-\frac{1}{N_0} \int_0^T y(t) - s \cdot t^2 dt \right). \quad (4.7)$$

где c – некоторый несущественный коэффициент, одинаковый для всех реализаций.

Приведенные соотношения позволяют получить выражение для отношения правдоподобия

$$l = \frac{W_{y|t|H_1}}{W_{y|t|H_0}} = c_y \cdot \exp\left(\frac{2z - E}{N_0}\right) \frac{\hat{H}_1}{\hat{H}_0} l_{\Pi}, \quad (4.8)$$

где: $E = \int_0^T s^2(t)dt$ - энергия сигнала;

$z = \int_0^T y(t) \cdot s(t)dt$ - корреляционный интеграл принятой реализации и сигнала;

l_{Π} - пороговый уровень обнаружения;

$c_y = c \cdot \exp\left(-1/N_0 \int_0^T y^2(t)dt\right)$ - коэффициент, не влияющий на принятия

решения.

После необходимых преобразований получим решающее правило для непрерывного наблюдения

$$z = \int_0^T y(t) \cdot s(t) dt \frac{\hat{H}_1}{\hat{H}_0} z_{\Pi}, \quad (4.9)$$

где

$$z_{\Pi} = \left(\frac{N_0}{2} \ln l_{\Pi} + \frac{E}{2} \right).$$

– пороговый уровень.

Таким образом, полученное выражение (4.9) устанавливает оптимальное решающее правило принятия решения при обнаружении сигналов

В дальнейшем остановимся на особенностях обнаружения когерентной пачки радиоимпульсов.

4.2 Обнаружение когерентной пачки радиоимпульсов со случайной начальной фазой

Сигнал в виде пачки модулированных радиоимпульсов с действительными амплитудами a_k и случайной фазой φ можно описать выражением

$$s(t, \varphi) = \operatorname{Re} \left[\sum_{k=0}^{K_{\text{и}}-1} a_k \cdot \dot{S}_{\text{и}}(t - k \cdot T_{\text{и}}) \cdot \exp \left[j \cdot 2\pi f_0 t + \varphi \right] \right],$$

где: $S_{\text{и}}(t)$ и $\gamma_{\text{и}}(t)$ - известные законы амплитудной и угловой модуляции;
 $\dot{S}_{\text{и}}(t - k \cdot T_{\text{и}}) = S_{\text{и}}(t) \cdot \exp \left[j \cdot \gamma_{\text{и}}(t) \right]$ - комплексная огибающая одиночного импульса; $T_{\text{и}}$ - период повторения импульсов; $K_{\text{и}}$ - количество импульсов в пачке. Общая для всех импульсов случайная начальная фаза φ подчиняется равномерному распределению с плотностью вероятности $W_0(\varphi) = 1/2\pi$.

Отметим, что начальная фаза φ радиоимпульса является неэнергетическим параметром. Поэтому энергия сигнала не зависит от фазы

$$E(\varphi) = E \approx \frac{1}{2} \int_0^T S^2(t) dt = K_{\text{и}} \cdot E_0 \quad (\text{энергия пачки импульсов}).$$

Представим узкополосный сигнал в виде двух квадратурных составляющих:

$$s(t; \varphi) = s_1(t) \cdot \cos \varphi - s_2(t) \cdot \sin \varphi,$$

$$\text{где } s_1(t) = S(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \gamma(t)), \quad s_2(t) = S(t) \cdot \sin(2\pi f_0 t + \gamma(t)).$$

Тогда выражение для корреляционного интеграла $z(\varphi)$ можно представить в виде

$$z(\varphi) = \int_0^T y(t) \cdot s(t, \varphi) dt = z_1 \cdot \cos \varphi + z_2 \cdot \sin \varphi = Z \cdot \cos(\varphi - \phi).$$

Модуль корреляционного интеграла определяется соотношениями

$$Z = \sqrt{z_1^2 + z_2^2}, \quad \cos \phi = z_1/Z, \quad \sin \phi = z_2/Z.$$

где z_1 и z_2 - квадратурные корреляционные интегралы:

$$z_1 = \int_0^T y(t) \cdot S(t) \cdot \cos 2\pi f_0 t + \gamma t \, dt = \int_0^T y(t) \cdot s_1 t \, dt ;$$

$$z_2 = \int_0^T y(t) \cdot S(t) \cdot \sin 2\pi f_0 t + \gamma t \, dt = \int_0^T y(t) \cdot s_2 t \, dt .$$

Тогда оптимальный приемник сигнала со случайной начальной фазой должен формировать усредненное отношение правдоподобия вида

$$l = \int_{-\pi}^{\pi} \exp \left(\frac{2z \cos \varphi - E \cos \varphi}{N_0} \right) \cdot W_0(\varphi) \, d\varphi = \exp \left(\frac{-E}{N_0} \right) \cdot I_0 \left(\frac{2Z}{N_0} \right) \frac{\langle \hat{H}_1 \rangle}{\langle \hat{H}_0 \rangle} l_{\Pi} . \quad (4.10)$$

Поскольку модифицированная функция Бесселя $I_0 x$ является монотонной, а следовательно, монотонной является и обратная функция $I_0^{-1} x$, то решающее правило (4.10) можно записать в следующем виде

$$Z \geq \frac{\langle \hat{H}_1 \rangle}{\langle \hat{H}_0 \rangle} \frac{N_0}{2} I_0^{-1} \left(l_{\Pi} \cdot \exp \left[\frac{E}{N_0} \right] \right) . \quad (4.11)$$

Классическая структура корреляционного обнаружителя сигнала со случайной фазой показана на рис. 4.1.

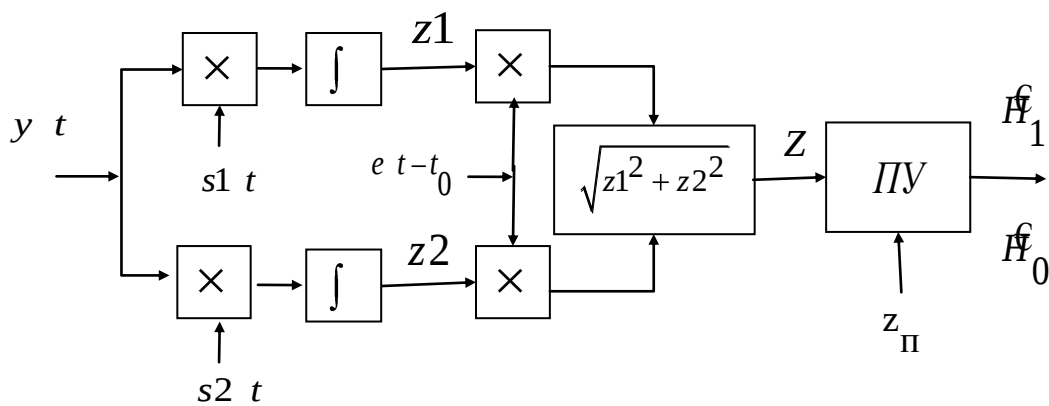


Рис. 4.1. Корреляционный обнаружитель сигнала

Благодаря тому, что опорные сигналы корреляторов находятся в квадратуре, модуль Z не зависит от фазы φ , в результате чего устраняется влияние неизвестности случайной фазы.

Иная реализация оптимального приемника возможна при использовании согласованного фильтра. Пусть сигнал $y(t)$ поступает на вход фильтра, согласованного с сигналом $s(t)$. Определим выходной отклик $r(t)$ с помощью импульсной характеристики фильтра $h(t) = s(T-t)$ в виде

$$r(t) = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left[\int_0^T \dot{y}(\tau) \cdot \dot{s}^*(T-t+\tau) d\tau \right] = \\ = \operatorname{Re} \left\{ \left[\frac{1}{2} \int_0^T \dot{Y}(\tau) \cdot \dot{S}^*(T-t+\tau) d\tau \cdot \exp(-j2\pi f_0 T) \right] \exp(j2\pi f_0 t) \right\}.$$

Можно увидеть, что выражение в квадратных скобках представляет собой ничто иное, как комплексную огибающую выходного сигнала фильтра, у которого комплексная огибающая импульсной характеристики $\dot{H}(t) = \dot{S}^*(T-t)$. Следовательно, вещественная огибающая выходного сигнала (закон амплитудной модуляции), определенная как абсолютная величина выражения в квадратных скобках

$$\left| \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(\tau) \cdot \dot{S}^*[\tau - (t-T)] d\tau \right| = \frac{1}{2} Z(t-T),$$

повторяет в реальном времени (с несущественным множителем в 1/2) копию модуля корреляции

$$Z(\tau) = \left| \int_0^T \dot{Y}(t) \cdot \dot{S}^*(t-\tau) dt \right|, \quad (4.12)$$

сдвинутую во времени на известную длительность сигнала.

Данный факт непосредственно указывает на возможную структуру построения оптимального приемника, представленную на рис. 4.2.

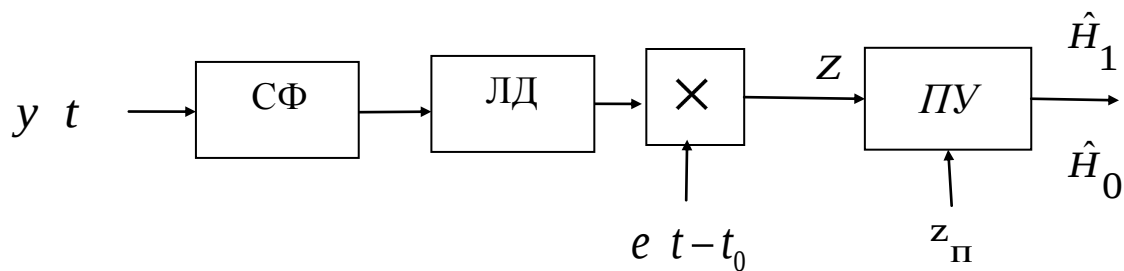


Рис. 4.2. Оптимальный согласованный фильтр

Первоначально сигнал $y(t)$ обрабатывается согласованным фильтром, выходной сигнал с которого подается на детектор огибающей. Последний блок предложенной структуры фиксирует момент времени t_0 , когда сигнал $r_d(t)$ на выходе детектора достигает максимального значения.

Рассчитаем вероятности ошибок $p_{\text{лт}}$ и $p_{\text{пс}}$ в оптимальном обнаружителе сигнала со случайной начальной фазой.

Так как шум и смесь сигнала с шумом на выходе обнаружителя распределены по закону Рэлея и обобщенному закону Рэлея-Райса, то можно записать:

$$p_{\text{лт}} = \int_{Z_n}^{\infty} W(Z|H_0) dZ = \int_{Z_n}^{\infty} \frac{Z}{N_0 E} \exp\left(-\frac{Z^2}{2 \cdot \frac{N_0 E}{2}}\right) dZ = \exp(-h^2/2), \quad (4.13)$$

$$p_{\text{пс}} = \int_0^{Z_n} W(Z|H_1) dZ = \int_0^{Z_n} \frac{Z}{N_0 E} \exp\left(-\frac{Z^2 + E^2}{2 \cdot \frac{N_0 E}{2}}\right) I_0\left(\frac{Z \cdot E}{\frac{N_0 E}{2}}\right) dZ = Q(h, q),$$

где: $h = Z_n / \sqrt{N_0 E / 2}$ - нормированный порог;

$q = \sqrt{2E / N_0}$ - параметр обнаружения; $q = \sqrt{K_{\text{и}}} \cdot q_0$, q_0 - отношение сигнал/шум на выходе СФОИ; E_0 - энергия одиночного импульса.

$$Q(u, v) = \int_0^u t \exp\left(-\frac{t^2 + v^2}{2}\right) I_0(vt) dt - \text{табулированная Q-функция Маркума}$$

(интегральное распределение Рэлея-Райса);

$t = Z / \sqrt{N_0 E / 2}$ - нормированная переменная.

На рис. 4.3 приведены графики ПВ $W(Z|H_0)$ и $W(Z|H_1)$, иллюстрирующие распределение решающих статистических величин для случая обнаружения сигнала с неизвестной фазой, где площади заштрихованных областей равны $\alpha = p_{\text{лт}}$ (косая штриховка) и $\beta = p_{\text{пс}}$ (прямая штриховка).

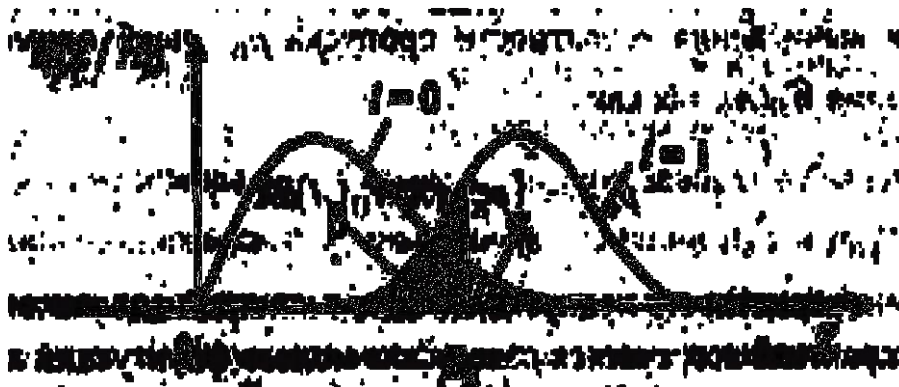


Рис. 4.3. Распределение решающих статистик для случая обнаружения сигнала с неизвестной фазой

Характеристики обнаружения сигнала со случайной начальной фазой изображены пунктирными линиями на рис. 4.4 (сплошные линии для сигнала с известной фазой).

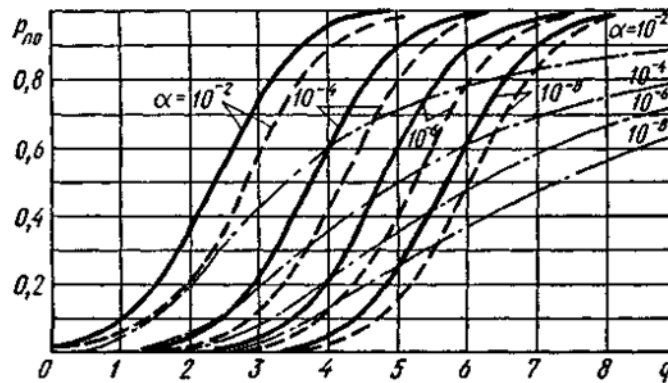


Рис. 4.4. Характеристики обнаружения сигнала со случайной фазой

Как следует из приведенных графиков, зависимость $p_{\text{по}}$ от q является монотонно возрастающей, асимптотически стремящейся к единице при $q \rightarrow \infty$. При $q = 0$ имеем

$$p_{\text{по}} = \Phi \left[\Phi^{-1}(1 - p_{\text{лт}}) \right] = p_{\text{лт}}.$$

Таким образом, при определении параметра обнаружения $q = \sqrt{2E/N_0}$ под E нужно понимать энергию пачки импульсов, которая не зависит от начальной фазы. При заданных верностях $p_{\text{лт}}$ и $p_{\text{по}}$ и заданном q_0 минимальное число импульсов в пакете равно

$$K_{\text{и min}} = \frac{[Q_2^{-1}(\sqrt{-2 \ln p_{\text{лт}}}, p_{\text{пс}})]^2}{q_0^2}.$$

4.3 Обнаружение когерентной пачки радиоимпульсов со случайной начальной фазой и амплитудой

В этом случае в модель сигнала вводят дополнительный случайный параметр - амплитуду A :

$$s(t, \varphi, A) = \operatorname{Re} \left[A \cdot \sum_{k=0}^{K_{\text{и}}-1} a_k \cdot \dot{S}_{\text{и}}(t - k \cdot T_{\text{и}}) \cdot \exp \left[j 2\pi f_0 t + \varphi \right] \right],$$

где $S_{\text{и}}(t)$ и $\gamma_{\text{и}}(t)$ - известные законы амплитудной и угловой модуляции;

$\dot{S}_{\text{и}}(t - k \cdot T_{\text{и}}) = S_{\text{и}}(t) \cdot \exp \left[j \cdot \gamma_{\text{и}}(t) \right]$ - комплексная огибающая одиночного импульса; $T_{\text{и}}$ - период повторения импульсов; $K_{\text{и}}$ - количество импульсов в пачке.

Общая для всех импульсов случайная начальная фаза φ подчиняется равномерному распределению с плотностью вероятности $W_0(\varphi) = 1/2\pi$. Когда амплитуда и начальная фаза независимы, то совместная априорная ПВ определяется произведением

$$W_0(A, \varphi) = W_0(A) \cdot W_0(\varphi).$$

В этом случае отношение правдоподобия будет характеризоваться выражением

$$l = \int_0^\infty \int_{-\pi}^\pi \exp \left(\frac{2z(A, \varphi) - E(A, \varphi)}{N_0} \right) \cdot W_0(A) \cdot W_0(\varphi) dA d\varphi, \quad (4.14)$$

где $z(A, \varphi) = A \cdot z(\varphi)$; $z(\varphi) = \int_0^T y(t) \cdot s(t, \varphi) dt$ - корреляционный интеграл принятой реализации $y(t)$ с сигналом $s(t; \varphi)$; $E(A) = A^2 E$; E - энергия сигнала при $A=1$.

Считая ПВ начальной фазы равномерной $W_0(\varphi) = 1/2\pi$ и выполняя в (4.14) интегрирование по φ , получим

$$l = \int_0^\infty \exp \left(\frac{-A^2 E}{N_0} \right) \cdot I_0 \left(\frac{2A \cdot Z}{N_0} \right) \cdot W(A) dA. \quad (4.15)$$

Так как подынтегральное выражение в (4.15) неотрицательно, а I_0 х - монотонная функция своего аргумента, то I также монотонная функция статистики Z . Поэтому структура оптимального обнаружителя (на рис. 4.1 и на рис. 4.2) при любом распределении $W_0 A$ будет такой же, как и для сигнала со случайной начальной фазой и фиксированной амплитудой.

Таким образом, рассмотренные структуры приемников сохраняют свою оптимальность и в том случае, когда у сигнала случайна не только фаза, но и амплитуда. Конкретный вид ПВ $W_0 A$ может влиять только на пороговое значение Z_{Π} .

Определим вероятности ошибок $P_{\text{лт}}$ и $P_{\text{пс}}$ в оптимальном обнаружителе сигнала со случайной начальной фазой и амплитудой.

Вероятность ложной тревоги, как и для предыдущего случая, определяется выражением

$$p_{\text{лт}} = \int_{Z_{\Pi}}^{\infty} W(Z / H_0) dz = \int_{Z_{\Pi}}^{\infty} \frac{Z}{N_0 E/2} \exp\left(\frac{-Z^2}{2 \cdot N_0 E/2}\right) dz. \quad (4.16)$$

Для вычисления вероятности пропуска $P_{\text{пс}}$ необходимо задать вид распределения $W_0 A$, так как

$$P_{\text{пс}} = \int_0^{\infty} P_{\text{пс}} A \cdot W_0 A dA, \quad (4.17)$$

где $P_{\text{пс}} A$ - вероятность пропуска сигнала с конкретным значением A .

Чаще других на практике встречается рэлеевская модель флуктуаций амплитуды

$$\begin{cases} W_0 A = A/\sigma_A^2 \exp\left[-A^2/2\sigma_A^2\right] & \text{при } A \geq 0 \\ W_0 A = 0 & \text{при } A < 0 \end{cases}. \quad (4.18)$$

Так как для рэлеевской случайной величины $\overline{A^2} = 2\sigma_A^2$, то для выполнения условия $\overline{A^2} = 1$ необходимо, чтобы $\sigma_A^2 = 1/2$.

Отметим, что мгновенные значения радиосигнала с начальной фазой, распределенной равномерно, и с амплитудой, флуктуирующей по закону Рэлея,

являются нормальными с нулевым средним. Следовательно, при истинности гипотезы H_1 , на выходе СФ наблюдается сумма независимых нормальных процессов, один из которых (шум) имеет дисперсию $N_0 E/2$, а другой (сигнал) - $\sigma_A^2 E = E^2/2$. Поскольку эта сумма нормальна и имеет нулевое среднее, ПВ при гипотезе H_1 является рэлеевской (вместо обобщенной рэлеевской), причем фигурирующий в (4.13) параметр σ_A^2 теперь равен $N_0 E/2 + E^2/2$.

На рис. 4.5 приведены графики ПВ $W(Z|H_0)$ и $W(Z|H_1)$, иллюстрирующие распределение решающих статистических величин для случая обнаружения сигнала со случайной амплитудой и начальной фазой.

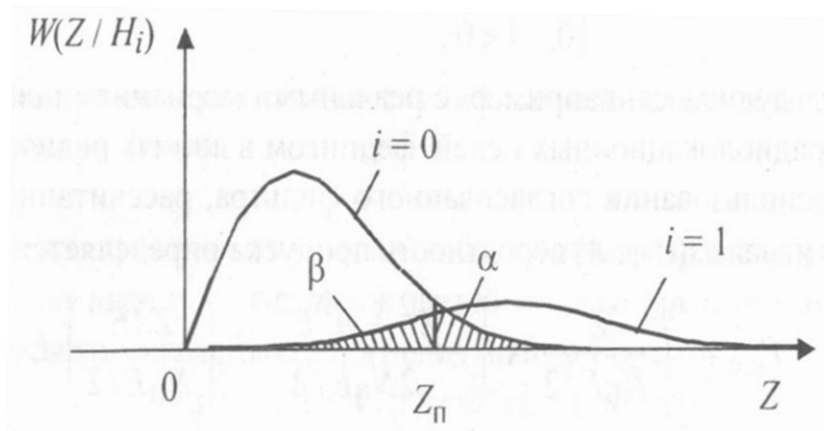


Рис. 4.5 Графики ПВ при обнаружении сигнала со случайной фазой и амплитудой

Далее можно определить вероятность пропуска сигнала:

$$p_{\text{пс}} = \int_0^{Z_{\text{п}}} \frac{Z}{N_0 \cdot E/2 + E^2/2} \exp\left(-\frac{Z^2}{2N_0 E/2 + E^2/2}\right) dz. \quad (4.19)$$

Введя нормированную переменную $t = \frac{Z}{N_0 \cdot E/2 + E^2/2}$ можно получить окончательное выражение для вероятности пропуска сигнала:

$$p_{\text{пс}} = 1 - \exp\left[-\frac{h^2}{2(1+q^2/2)}\right], \quad (4.20)$$

где $h = Z_{\Pi} / \sqrt{N_0 E / 2}$ - нормированный порог, а параметр обнаружения $q = \sqrt{2 \bar{E} / N_0}$ - соответствует среднему значению сигнала $s(t, \varphi, A)$ при флуктуациях амплитуды по рэлеевскому закону.

Для построения характеристик обнаружения служит равенство:

$$p_{\text{по}} = 1 - p_{\text{пс}} = p_{\text{лт}}^{1 / (1 + q^2 / 2)} \quad (4.21)$$

Характеристики обнаружения сигнала со случайной фазой и рэлеевскими флуктуациями амплитуды на рис. 4.4. нанесены штрихпунктирной линией. Их особенность состоит в том, что они пересекают аналогичные кривые для сигнала фиксированной амплитуды, соответствующие тем же значениям $p_{\text{лт}}$. Объясняется это тем, что эпизодические большие выбросы флуктуирующей амплитуды увеличивают вероятность обнаружения сигнала с малым значением q , в области же больших q провалы интенсивности флуктуирующего сигнала (замирания) резко замедляют рост $p_{\text{по}}$ как функции q .

4.4 Структурные схемы обнаружителей когерентной пачки импульсов

Следует отметить, что в случае большого количества импульсов в пачке сигнала со сложной модуляцией несущей частоты могут возникнуть проблемы технической реализации согласованных фильтров (рис. 4.2). В этом случае структура оптимального приемника может оказаться более удобной в реализации, если учесть специфику структуры пачки радиоимпульсов

$$\dot{s}(t) = \sum_{k=0}^{K_{\text{и}}-1} a_k \cdot \dot{s}_{\text{и}}(t - k \cdot T_{\text{и}}) \quad (4.22)$$

При приеме когерентной пачки радиоимпульсов со случайной фазой квадратурные корреляционные интегралы можно описать выражениями

$$z_1 = \sum_{k=0}^{K_{\text{и}}-1} a_k \cdot z_{1k}, \quad (4.23)$$

$$z_2 = \sum_{k=0}^{K_{\text{и}}-1} a_k \cdot z_{2k}, \quad (4.24)$$

где

$$z1_k = \operatorname{Re} \left[\frac{1}{2} \int_0^T \dot{Y}(t) \cdot \dot{S}_{\text{и}}(t - kT_{\text{и}}) dt \right] = \int_0^T y(t) \cdot S_{\text{и}}(t - kT_{\text{и}}) \cdot \cos(2\pi f_0 \cdot t + \gamma_{\text{и}} t) dt;$$

и

$$z2_k = \operatorname{Im} \left[\frac{1}{2} \int_0^T \dot{Y}(t) \cdot \dot{S}_{\text{и}}(t - kT_{\text{и}}) dt \right] = \int_0^T y(t) \cdot S_{\text{и}}(t - kT_{\text{и}}) \cdot \sin(2\pi f_0 \cdot t + \gamma_{\text{и}} t) dt$$

могут быть сформированы как отсчеты на выходе фильтра, согласованного с одиночным импульсом, взятые в два момента времени, отстоящие друг от друга на четверть периода $T_0 = 1/f_0$ несущей радиоимпульса.

Структурную схему оптимального приемника пачки импульсов можно построить в соответствии с рис. 4.5. Оптимальный обнаружитель состоит из согласованного фильтра с одиночным импульсом (СФОИ), два канала накапливающих сумматора ($\sum_k$) выборочных значений ($z1_k$ и $z2_k$), опрашиваемый в момент окончания наблюдений (конца пачки импульсов) $t_0 = K-1 T_{\text{и}} + \tau_{\text{и}}$, $\tau_{\text{и}}$ - длительность одиночного импульса и блок вычисления модуля корреляционного интеграла $Z = \sqrt{z1^2 + z2^2}$.

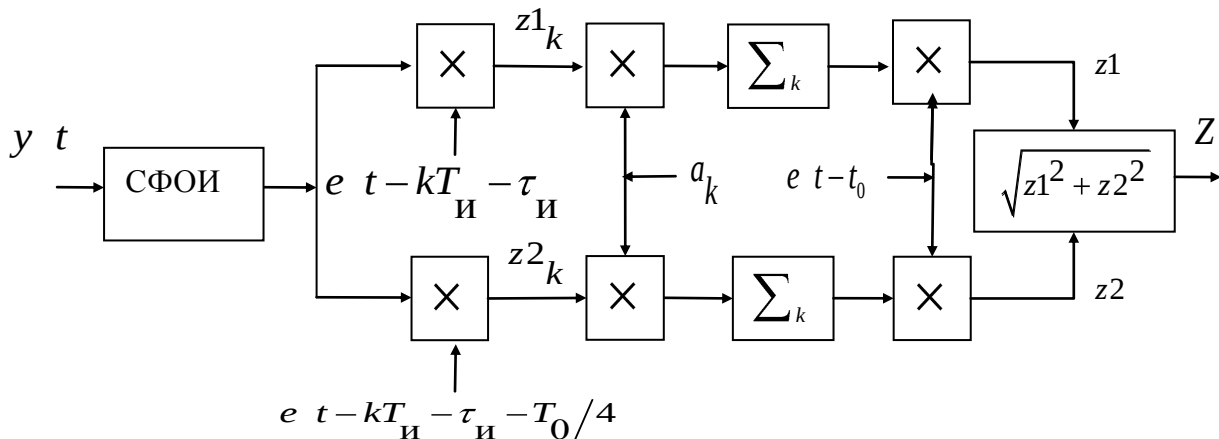


Рис. 4.5 Оптимальный приемник пачки импульсов

В настоящее время наибольший интерес представляет цифровая обработка сигналов.

Рассмотрим случай дискретного наблюдения и приведем оптимальное устройство обнаружения пачки фазоманипулированных импульсов на основе цифрового согласованного фильтра.

Функциональная схема согласованного фильтра приведена на рис. 4.6.

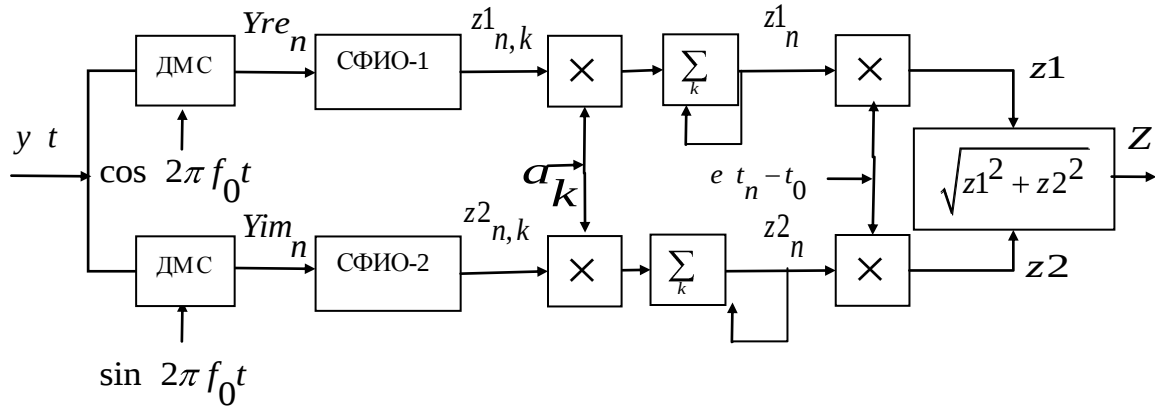


Рис. 4.6 Цифровой согласованный фильтр пачки фазоманипулированных радиоимпульсов

В качестве примера рассмотрим пачку из 4-х импульсов модулированных по фазе кодом Баркера длины $N_B = 7$.

Для выделения комплексной огибающей принятого сигнала $\dot{Y}(t) = Y_{re}(t) + j \cdot Y_{im}(t)$ схема содержит квадратурный демодулятор сигнала (ДМС) с опорными ортогональными гармоническими колебаниями с частотой принимаемого радиосигнала.

Временная диаграмма квадратурных составляющих комплексной огибающей приведена на рис. 4.7, а).

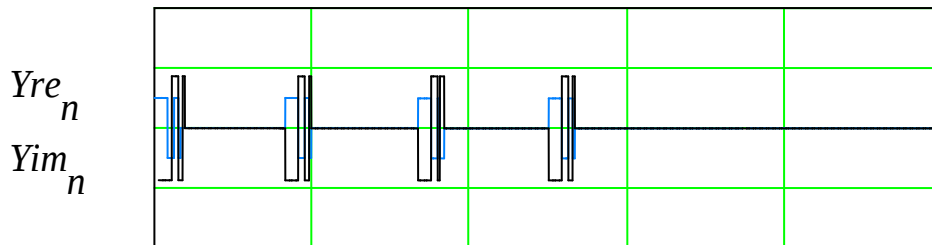


Рис. 4.7, а). Временная диаграмма квадратурных составляющих комплексной огибающей

Отсчеты квадратурных компонент Y_{re}_n и Y_{im}_n комплексной огибающей поступают в фильтр с импульсной характеристикой $h_n = S_{и}^* T_{и} - t_n$, $t_n = n \cdot \Delta t$, согласованной с одиночным импульсом.

Сигнал реальной части на выходе СФИО-1 вычисляется дискретной сверткой

$$z_{n,k}^1 = \sum_m^{Nh} h_m \cdot Y_{re}_{n-m}.$$

Корреляционные отклики приведены на рис. 4.7, б).

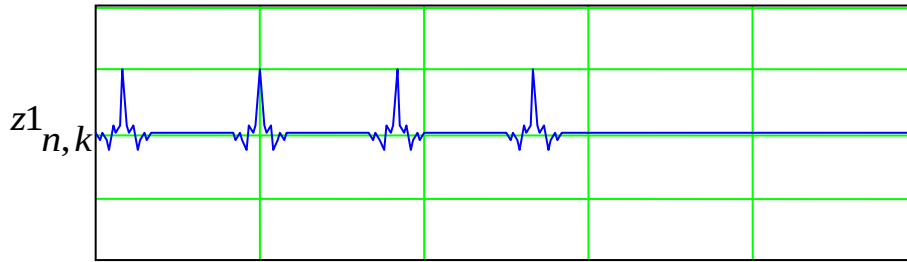


Рис. 4.7, б). Корреляционные отклики на выходе СФИО-1

С выхода согласованного фильтра СФИО-1 сигнал поступает на накапливающий сумматор, выполняющий функцию накопления корреляционных отсчетов

$$z1_n = \sum_{k=0}^{K_{\text{и}}-1} z1_{n-k \cdot N_{\text{и}}}, \quad N_{\text{и}} = \frac{T_{\text{и}}}{\Delta t}.$$

Диаграмма накопления корреляционных откликов фильтра предстала на рис. 4.7, в).

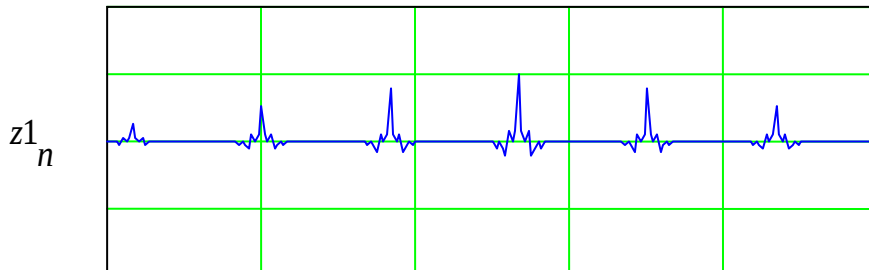


Рис. 4.7, в). Накопление корреляционных откликов СФИО-1

Аналогично сигнал мнимой части

$$z2_{n,k} = \sum_{m=0}^{N_h} h_m \cdot Y_{\text{им}}_{n-m}$$

с выхода СФИО-2 поступает на накапливающий сумматор, выполняющий функцию второго накопителя корреляционных отсчетов

$$z2_n = \sum_{k=0}^{K_{\text{и}}-1} z2_{n-k \cdot N_{\text{и}}}.$$

Временные диаграммы корреляционных откликов на выходе СФИО-2 приведены на рис. 4.7, г). Процесс накопления корреляционных откликов изображен на рис. 4.7, д).

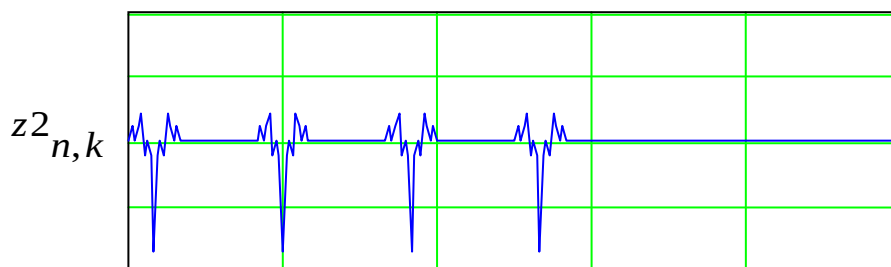


Рис. 4.7, г). Корреляционные отклики на выходе СФИО-2

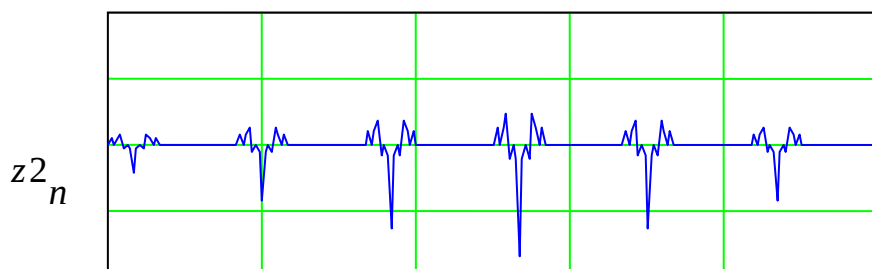


Рис. 4.7, д). Накопление корреляционных откликов СФИО-2

Далее вычисляется модуль корреляционного значения

$$Z_n = \sqrt{z1_n^2 + z2_n^2}$$

и сигнал на выходе приведенного фильтра представлен на рис. 4.4, е).

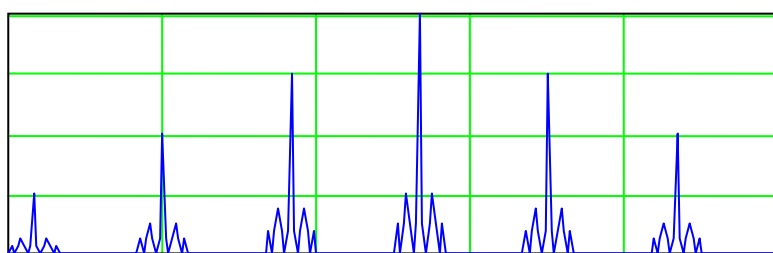


Рис. 4.4, е). Диаграмма модуля корреляционного отклика на выходе СФИО

Таким образом, приведенные структуры оптимального приемника когерентной пачки импульсов может оказаться более удобной в технической реализации, учитывая специфику структуры радиоимпульсов:

5 ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА

Высокая точность измерения дальности, скорости движения и координат обнаруженных объектов является важнейшим показателем радиолокационных и радионавигационных систем. Для достижения высоких точностей необходимо знать оптимальные методы оценивания и потенциальную точность измерения рассматриваемых параметров.

5.1 Оптимальные правила оценивания параметров и фундаментальная граница Крамера-Рао

Пусть на интервале времени $0, T$ присутствует колебание $y(t) = s(t; \lambda) + x(t)$, содержащее помехи $x(t)$ и полезный сигнала $s(t; \lambda)$, который несет информацию, содержащуюся в значениях тех или иных параметров λ : амплитуды, частоты, фазы, времени запаздывания, углов прихода и др. Наблюдатель, основываясь на анализе принятого колебания $y(t)$, должен принять *решение* о том, какое значение из диапазона возможных принял параметр сигнала. Это решение принято называть *оценкой* и обозначать, как $\hat{\lambda}$.

Поскольку в принятом колебании $y(t)$ всегда присутствует шум, то при каждом сеансе приема оценка $\hat{\lambda}$ отличается от истинного измеряемого значения параметра λ . Достоверность оценивания характеризуется величиной отклонения $\varepsilon = |\hat{\lambda} - \lambda|$ оценки параметра $\hat{\lambda}$ от его истинного значения λ .

Прежде всего, разумно потребовать, чтобы математическое ожидание ошибки ε , усредненное по всем возможным наблюдениям $y(t)$ при фиксированном значении λ , равнялось бы нулю $\bar{\varepsilon} = \overline{\hat{\lambda} - \lambda} = 0$, т.е. оценка $\hat{\lambda}$ в среднем совпадала бы с истинным значением λ .

Существенное значение имеет также величина разброса оценки относительно истинного значения. Мерой разброса служит дисперсия ошибки

$D\{\varepsilon\} = \overline{(\hat{\lambda} - \lambda)^2}$, поэтому стараются найти такое правило, которое обеспечивало бы получение несмещенной оценки с минимальным значением дисперсии $D\{\varepsilon\}$

для всех истинных значений λ : $D\{\varepsilon\} = \overline{(\hat{\lambda} - \lambda)^2} = \min$.

В теории оценивания фундаментальная граница Крамера-Рао устанавливает нижний предел величины дисперсии любой несмещенной оценки. В качестве оптимальной оценки $\lambda_{\text{опт}}$ берут значение λ , максимизирующее функционал правдоподобия $W(y(t) | \lambda)$ для наблюдаемой реализации $y(t)$. Такой метод измерения называется методом *максимума*

правдоподобия (МП), а получаемая при этом методе оценка измеряемого параметра - *оценкой максимального правдоподобия* (ОМП)

$$\lambda_{\text{МП}} = \max_{\lambda} W(y(t) | \lambda). \quad (5.1)$$

Поскольку максимум ФП достигается на тех же λ , что и максимум логарифма ФП, правило ОМП можно записать в виде

$$\lambda_{\text{МП}} = \max_{\lambda} [\ln W(y(t) | \lambda)].$$

Поэтому

$$\frac{d \ln W(y(t) | \lambda)}{d\lambda} = 0$$

обеспечивает оптимальную процедуру нахождения λ . Если положить, что функционал правдоподобия $W(y(t) | \lambda)$ дважды дифференцируем по параметру λ , то нижний предел условной дисперсии несмещенной оценки примет вид:

$$D \lambda | \lambda \geq \left\{ M \left[\frac{d \ln W(y(t) | \lambda)}{d\lambda} \right]^2 \right\}^{-1} = - \left[\frac{d^2 \ln W(y(t) | \lambda)}{d\lambda^2} \right]^{-1}. \quad (5.2)$$

Это выражение и определяет *границу Крамера-Рао*, а величину

$$\Phi = - \frac{d^2 \ln W(y(t) | \lambda)}{d\lambda^2} \quad (5.3)$$

называют *информацией Фишера*.

Для многомерного случая справедлива многомерная граница Крамера - Рао, являющаяся системой r неравенств:

$$D \lambda_i | \lambda \geq \Phi_{ii}^{-1}, \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (5.4)$$

где Φ_{ii}^{-1} - i -й диагональный элемент матрицы Φ обратной информационной матрице Фишера, т. е. $r \times r$ -матрице $\Phi = \|\Phi_{ik}\|$, $i, k = 1, 2, \dots, r$ с элементами

$$\Phi_{ik} = \frac{\overline{\frac{\partial \ln W_{y(t)|\lambda}}{\partial \lambda_i}} \cdot \overline{\frac{\partial \ln W_{y(t)|\lambda}}{\partial \lambda_k}}}{\overline{\partial \lambda_i \cdot \partial \lambda_k}} = \frac{\overline{\partial^2 \ln W_{y(t)|\lambda}}}{\partial \lambda_i \cdot \partial \lambda_k}, \quad (5.5)$$

усреднение в которых производят по реализациям $y(t)$ при $\lambda = \text{const}$.

При большом отношении сигнал/помеха метод максимума правдоподобия является оптимальным методом оценки параметра.

5.1.1 Оценивание параметров сигналов при воздействии гауссового шума

Пусть помехой $n(t)$ является аддитивный нормальный шум с двухсторонней спектральной плотностью мощности $N_0/2$. Тогда для функционала ПВ наблюдаемого процесса $y(t) = s(t; \lambda) + n(t)$ при условии наличия в нем сигнала $s(t; \lambda)$ можно записать

$$W_{y(t)|s(t; \lambda)} = c \cdot \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [y(t) - s(t; \lambda)]^2 dt \right\},$$

где c - некоторая константа. После раскрытия скобок получим

$$W_{y(t)|\lambda} = c_y \cdot \exp \left\{ \frac{2z(\lambda) - E(\lambda)}{N_0} \right\}, \quad (5.6)$$

где $z(\lambda) = \int_0^T y(t) \cdot s(t; \lambda) dt$ - корреляционный интеграл принятой реализации

$y(t)$ с сигналом $s(t; \lambda)$; $E(\lambda) = \int_0^T s^2(t; \lambda) dt$ - энергия сигнала.

Из выражения (5.6) следует, что ОМП параметра λ есть значение λ , максимизирующее величину:

$$z(\lambda) - E(\lambda) / 2 = \max_{\lambda} [z(\lambda) - E(\lambda) / 2]. \quad (5.7)$$

При измерении не энергетических параметров $E(\lambda) = E = \text{const}$, правило (5.7) упрощается

$$z(\lambda) = \max_{\lambda} [z(\lambda)]. \quad (5.8)$$

Таким образом, ОМП λ неэнергетического параметра есть такое его значение, при котором принятая реализация $y(t)$ обладает наибольшей корреляцией с сигналом $s(t; \lambda)$.

Далее рассмотрим вычисление дисперсий оценок неэнергетического параметра λ и $E \lambda = E$.

Тогда матрица Фишера (5.3) будет иметь вид

$$\Phi_{ik} = -q^2 \cdot \frac{d^2}{d\lambda_i d\lambda_k} \psi(\lambda_0, \lambda), \quad (5.9)$$

где $q^2 = 2E/N_0$ - отношение сигнал/шум на выходе согласованного с сигналом $s(t; \lambda)$ фильтра; $\psi(\lambda_0, \lambda) = \frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} s(t; \lambda_0) \cdot s(t; \lambda) dt$ - функция неопределенности (ФН) сигнала $s(t; \lambda)$ по параметру λ : λ_0 - истинное значение параметра λ .

При стационарной ФН элементы матрицы Фишера определяются выражением

$$\Phi_{ik} = -q^2 \cdot \frac{d^2}{d\lambda_i d\lambda_k} \psi(\lambda) |_{\lambda=0}. \quad (5.10)$$

Если измеряется единственный неэнергетический параметр сигнала λ , то нижний предел дисперсии ошибки оцениваемого параметра равен

$$D \lambda / \lambda = -1 / \left[q^2 \cdot \psi''(0) \right]. \quad (5.11)$$

Таким образом, повышению точности ОМП параметра λ способствует, с одной стороны, увеличение энергии сигнала, т.е. величины q , а с другой - применение таких сигналов, у которых ФН имеет по возможности острый пик (большую по абсолютному значению отрицательную вторую производную) в точке $\lambda=0$.

5.1.2 Оценивание параметров сигналов с неизвестной фазой при воздействии гауссового шума

Рассмотрим случай, когда в число неизвестных параметров входит начальная фаза сигнала φ с априорной плотностью $W_0(\varphi) = 1/2\pi$. Примем

обратить внимание, что энергия сигнала не зависит от начальной фазы φ и $E(\lambda; \varphi) = E(\lambda)$. В этом случае ФП параметров λ и φ можно привести к виду

$$W(y, t | \lambda) = c_y \cdot \exp \left\{ \frac{2Z(\lambda) \cdot \cos[\varphi - \arg \dot{z}(\lambda)] - E(\lambda)}{N_0} \right\}, \quad (5.13)$$

где $Z(\lambda) = |\dot{z}(\lambda)|$ - модуль корреляционного интеграла

$$\dot{z}(\lambda) = \frac{1}{2} \int_0^T \dot{y}(t) \cdot \dot{s}^*(t; \lambda) dt.$$

Аналитические сигналы $\dot{y}(t)$ и $\dot{s}(t; \lambda)$ соответствуют принятой реализации $y(t)$ и сигналу $s(t, \lambda) = \text{Re}[\dot{S}(t; \lambda) \exp(j\omega_0 t)]$ с комплексной огибающей $\dot{S}(t; \lambda)$.

Усредняя ФП (5.13) по неизвестным значениям фазы φ , получим ФП параметра λ

$$W(y, t | \lambda) = c_y \cdot I_0 \left[\frac{2Z(\lambda)}{N_0} \right] \exp \left\{ \frac{-E(\lambda)}{N_0} \right\}, \quad (5.13)$$

в которой $I_0(x)$ - модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

В этом случае ОМП λ можно найти из условия

$$\ln I_0 \left[\frac{2Z(\lambda)}{N_0} \right] - \frac{E(\lambda)}{N_0} = \max_{\lambda} \left\{ \ln I_0 \left[\frac{2Z(\lambda)}{N_0} \right] - \frac{E(\lambda)}{N_0} \right\}. \quad (5.14)$$

Если параметр λ - неэнергетический, то правило ОМП

$$Z(\hat{\lambda}) = \max_{\lambda} Z(\lambda). \quad (5.15)$$

Следовательно, для неэнергетического параметра

$$\hat{\lambda} = \arg \max_{\lambda} Z(\lambda) \quad (5.16)$$

в силу монотонного характера функции $\ln I_0(x)$ при $x \geq 0$.

В условиях высокоточных измерений ($q \gg 1$) элементы матрицы Фишера

$$\Phi_{ik} \cong -\frac{\partial^2}{\partial \lambda_i \partial \lambda_k} \left[\frac{\overline{2Z \lambda}}{N_0} \right], \quad \overline{Z \lambda} \cong E \Psi_{\lambda_0, \lambda}, \quad (5.17)$$

где $\Psi_{\lambda_0, \lambda} = \left| \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{s}(t, \lambda_0) \cdot \dot{s}^*(t, \lambda) dt \right|$ - ФН сигнала со случайной начальной фазой по параметру λ .

Для ФН стационарного типа

$$\Psi_{\lambda} = \left| \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{s}(t) \cdot \dot{s}^*(t, \lambda) dt \right|.$$

Для одного измеряемого параметра λ у сигнала со случайной начальной фазой дисперсия МП оценки

$$D \hat{\lambda} / \lambda = -\frac{1}{\left| q^2 \cdot \Psi''_0 \right|}. \quad (5.18)$$

Применение этих формул к задаче оценивания конкретных параметров сигнала дает следующие результаты.

5.2 Измерение временной задержки сигналов

Предположим, что информационным параметром сигнала служит время запаздывания τ и других неизвестных параметров сигнал не содержит. Тогда принимаемый сигнал $s(t; \lambda) = s(t - \tau)$. Пусть также T_c - длительность сигнала, а наблюдения, начинающиеся при $t = 0$, для любых $\tau > 0$ имеют продолжительность $T > \tau + T_c$. При этих условиях энергия сигнала не зависит от его задержки $E_{\tau} = E$ и, следовательно, время запаздывания оказывается неэнергетическим параметром. Поэтому оценкой максимума правдоподобия будет

$$z_{\hat{\tau}} = \max_{\tau} [z_{\tau}], \quad (5.19)$$

где $z_{\tau} = \int_0^T y(t) \cdot s(t - \tau) dt$ - корреляционный интеграл принятой реализации $y(t)$ с сигналом $s(t - \tau)$.

Одним из возможных вариантов реализации указанного правила оценивания является использование набора корреляторов, представленных на рис. 5.1. Наблюдаемое колебание $y(t)$ обрабатывается в M корреляторах, опорными сигналами которых служат сдвинутые во времени копии сигнала. С выходов корреляторов снимаются значения $z(\tau_m)$, $m = 1, 2, \dots, M$, которые поступают в блок, где производится их сравнение и выбор наибольшего из них. В качестве МП оценке выбирается задержка того опорного сигнала коррелятора, на выходе которого достигается максимальное значение.

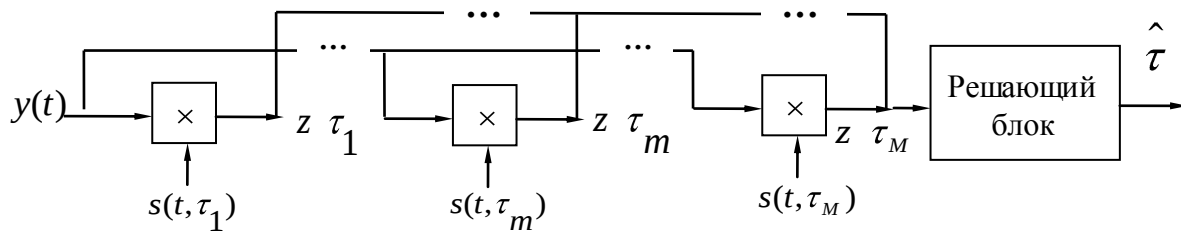


Рис. 5.1. Корреляционное оценивание задержки сигналов

Можно прийти и к иной реализации измерителя времени задержки τ . Оценку задержки сигнала можно найти, пропустив сначала принятую реализацию $y(t)$ через СФ, а затем зафиксировав момент t_m достижения колебанием на выходе СФ своего максимума на интервале наблюдения T_c .

Определим дисперсию ОМП задержки. Так как задержка τ - единственный измеряемый и к тому же неэнергетический параметр, то дисперсию его ОМП в асимптотическом случае $q \gg 1$ можно найти, учитывая, что функция неопределенности

$$\psi(\tau) = \frac{1}{E} \int_0^T s(t) \cdot s(t - \tau) dt \quad (5.20)$$

является стационарной.

Перейдем к Фурье-спектру $\tilde{s}(f)$ сигнала $s(t)$ и представим ФН в виде:

$$\psi(\tau) = \frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} |\tilde{s}(f)|^2 \exp(j2\pi f \tau) df. \quad (5.2)$$

Откуда вторая производная будет определяться выражением:

$$\psi''(0) = -\frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} 2\pi f^2 |\tilde{s}(f)|^2 df. \quad (5.22)$$

Таким образом, дисперсия ОМП задержки может быть получена на основе оценки второй производной (5.22) и подстановки результата в границу Крамера-Рао:

$$D \hat{\tau} | \tau = \frac{1}{2\pi F_{\text{э}}^2 \cdot q^2}, \quad (5.23)$$

где

$$F_{\text{э}} = \left[\frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} f^2 |\tilde{s}(f)|^2 df \right]^{1/2} = \left[\int_{-\infty}^{\infty} f^2 |\tilde{s}(f)|^2 df / \int_{-\infty}^{\infty} |\tilde{s}(f)|^2 df \right]^{1/2}. \quad (5.24)$$

Значение (5.24) характеризует эффективную или среднеквадратическую ширину спектра сигнала $s(t)$.

Расширение спектра «обостряет» максимум сигнала на выходе СФ. В этом и заключается физическая природа снижения дисперсии ошибки оцениваемого параметра $D \hat{\tau} | \tau$ расширением спектра сигнала. В итоге приходим к следующему важному заключению: точность временного измерения полностью определяется остротой основного пика АКФ сигнала и чем острее АКФ, тем меньше дисперсия оценки времени запаздывания.

5.3 Измерение доплеровской частоты сигналов

На практике типична ситуация, когда необходимо измерить лишь частотное смещение F от номинального значения несущей частоты f_0 . В этом случае модель сигнала может быть описана выражением

$$s(t; F; \varphi) = \text{Re} \left[\dot{S}(t; F) \exp(j2\pi f_0 t) \exp(j\varphi) \right], \quad (5.25)$$

где $\dot{S}(t; F) = \dot{S}(t) \exp(j2\pi Ft)$ - комплексная огибающая сигнала, включающая линейный фазовый сдвиг, обусловленный частотным сдвигом F ; φ - случайная начальная фаза (мешающий параметр), не содержащая информации о частотном сдвиге F .

Вследствие неэнергетической природы смещения частоты F правило максимума корреляции уместно записать в виде

$$Z(\hat{F}) = \max_F Z(F), \quad (5.26)$$

где модуль корреляция $Z(F)$ определяется выражением:

$$Z(F) = \left| \int_0^T \dot{Y}(t) \cdot \dot{S}^*(t; F) dt \right| = \left| \int_0^T \dot{Y}(t) \cdot \dot{S}^*(t) \exp(-j2\pi Ft) dt \right|. \quad (5.27)$$

Корреляционное устройство, изображенное на рис. 5.2 может быть применено для реализации данной оптимальной процедуры оценивания, если в качестве опорных сигналов коррелятора использовать частотно-сдвинутые копии комплексной огибающей $\dot{S}(t; F_k) = \dot{S}(t) \cdot \exp(j2\pi F_k t)$, $F_k = k \cdot \Delta F$, $k = 1, 2, \dots, K$.

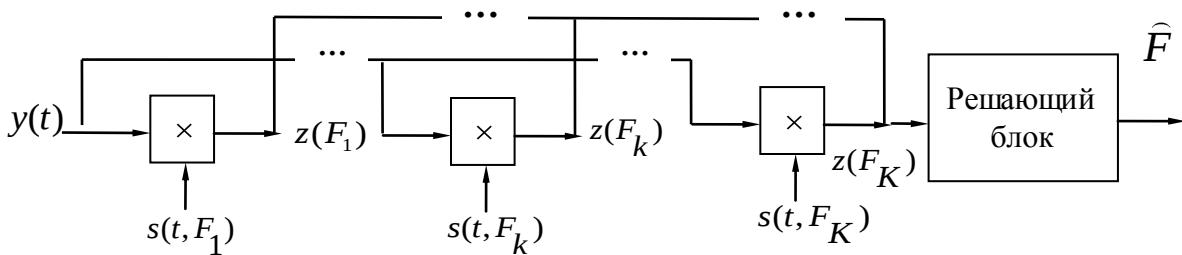


Рис. 5.2. Корреляционное оценивание частоты сигналов

Максимальная амплитуда сигнала на выходе коррелятора, настроенного на частоту $f_0 + F_k$, принимает значение $Z(F_k)$ в момент окончания сигнала T_c .

Для оценки частоты, может быть использована альтернативная структура, содержащая набор из K согласованных фильтров, причем k -й фильтр должен быть настроен на частоту, отличающуюся от номинальной f_0 , на величину ΔF . После амплитудного детектирования и взятия отсчета в момент времени T_c на

выходах детекторов имеется множество значений $Z F_k$, наибольшее из которых выбирается для получения МП оценки $\hat{F}$ как значение частотного рассогласования фильтра, отвечающего максимуму $Z(F_k)$. Ясно, что в случае непрерывного параметра F необходима операция квантования, а число фильтров K определяется допустимой ошибкой квантования.

Определим дисперсию ОМП частоты. Точность измерения частоты определяется не только отношением сигнал/шум, но также и остротой корреляции между сдвинутыми по частоте копиями сигнала в зависимости от их взаимного частотного рассогласования.

В связи со случайностью фазы рассмотрению подлежат комплексные огибающие, и сходство между их частотно-сдвинутыми копиями $\dot{S}(t; 0)$ и $\dot{S}(t; F)$ характеризуется ФН

$$\Psi(F) = \left| \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(t; 0) \cdot \dot{S}^*(t; F) dt \right| = \left| \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}(t)|^2 \exp(-j2\pi Ft) dt \right|. \quad (5.28)$$

Как видно, зависимость коэффициента корреляции как функции F повторяет по форме амплитудный спектр квадрата огибающей сигнала. Из свойств преобразования Фурье следует, что, чем длиннее сигнал, тем острее ФН. В соответствии с (5.28) можно выразить вторую производную

$$\Psi''(0) = -2\pi T_{\vartheta}^2, \quad (5.29)$$

где

$$T_{\vartheta} = \left[\int_{-\infty}^{\infty} t^2 \cdot |\dot{S}(t)|^2 dt \Big/ \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}(t)|^2 dt \right]^{1/2} \quad (2.30)$$

-среднеквадратическая длительность, которая характеризует протяженность сигнала во времени.

Дисперсия ОМП частоты может быть получена на основе оценки второй производной ФН $\Psi(F)$ и подстановки результата в границу Крамера-Рао:

$$D\{\hat{F}\} = \frac{1}{(2\pi T_{\vartheta})^2 q^2}, \quad (2.31)$$

Таким образом, помимо «прямого» способа, т.е. увеличением энергии, можно повысить точность измерения частоты за счет применения сигнала, обладающего большой длительностью T_{ϑ} .

5.4 Измерение времени запаздывания и частоты сигналов

Пусть как временной τ , так и частотный F сдвиги принятого сигнала являются неизвестными и информативными параметрами, т.е. подлежащими измерению. Соответственно и модель принятого сигнала описывается выражением:

$$s(t; \tau, F; \varphi) = \text{Re} \left[\dot{S}(t; \tau, F) \cdot \exp(j2\pi f_0 t) \cdot \exp(j\varphi) \right], \quad (5.32)$$

где $\dot{S}(t; \tau, F) = \dot{S}(t - \tau) \exp(j2\pi Ft)$ - комплексная огибающая, включающая в себя как время запаздывания, так и частотный сдвиг; φ - не информативная начальная фаза.

Теперь правило максимума корреляции для оценки τ, F формулируется с использованием модуля корреляции вида

$$Z(\tau, F) = \left| \int_0^T \dot{Y}(t) \dot{S}^*(t; \tau, F) dt \right| = \left| \int_0^T \dot{Y}(t) \cdot \dot{S}^*(t - \tau) \cdot \exp(-j2\pi Ft) dt \right|, \quad (5.33)$$

которое показывает, насколько близко комплексная огибающая сигнала $\dot{S}(t; \tau, F)$, сдвинутая по времени и частоте, подобна наблюдаемой комплексной огибающей $\dot{Y}(t)$.

Определение задержки и частотного сдвига, максимизирующих указанное подобие, обеспечивает получение пары МП оценок $\hat{\tau}, \hat{F}$, а именно

$$Z(\hat{\tau}, \hat{F}) = \max_{\tau, F} Z(\tau, F). \quad (5.34)$$

Устройство оценивания параметров ϵ и F на основе набора корреляторов приведено на рис. 5.3. В этой схеме опорными сигналами корреляторов служат копии $\dot{S}(t; \tau_m, F_k) = \dot{S}(t - \tau_m) \exp(j2\pi F_k t)$ с различными значениями задержек $\tau_m = m \cdot \Delta\tau$, $m = 1..M$ и частотных сдвигов $F_k = k \cdot \Delta F$, $k = 1..K$.

Сигналы с выходов многоканального корреляционного устройства поступают в решающий блок. В решающем блоке определяются номера каналов $\hat{m}$ и $\hat{k}$, в которых зафиксирован глобальный максимум.

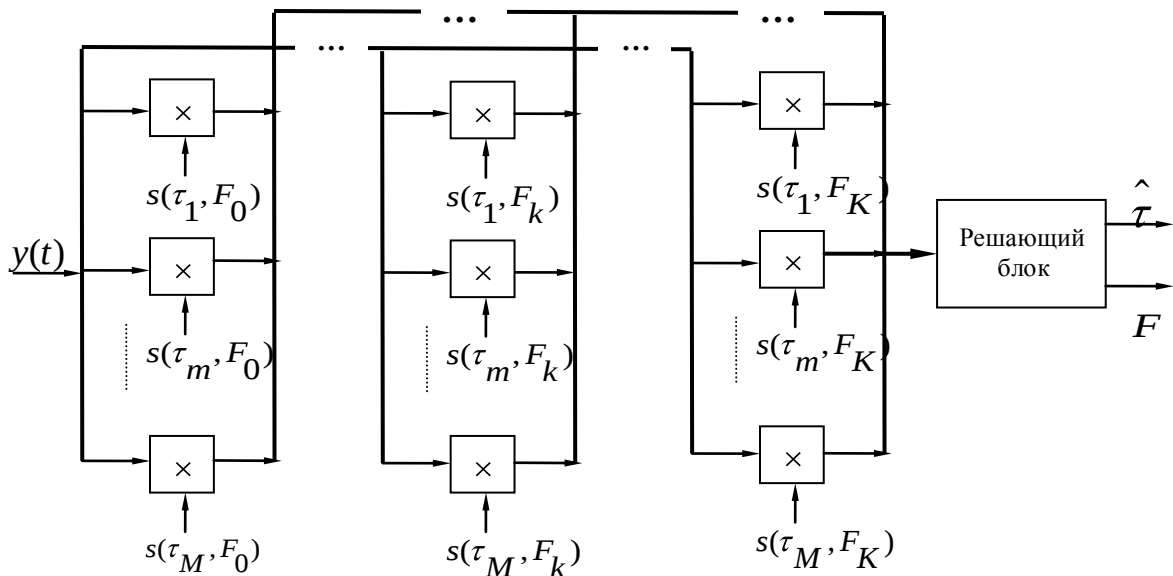


Рис. 5.3. Корреляционное оценивание задержки и частоты сигналов

Другой реализацией является схема с использованием согласованных фильтров. В схеме используются K ветвей, содержащих фильтр и детектор. Каждая из ветвей настроена на свою конкретную частоту $F_k = k \cdot \Delta F, k = 1 \dots K$., обеспечивая тем самым оценивание частоты $\hat{F}$, тогда как оценка задержки $\hat{\tau}$ получается фиксированием точки максимума сигнала с выхода детектора. Блок «Выбор max» одновременно выполняет обе указанные операции, фиксируя момент достижения глобального максимума среди выходных значений всех ветвей. Это значение времени принимается в качестве оценки $\hat{\tau}$, тогда как частота настройки ветви, на выходе которой регистрируется глобальный максимум, дает оценку $\hat{F}$.

Точность оценки параметров определяется остротой пика модуля частотно-временной функции неопределенности двух переменных τ, F :

$$\Psi(\tau, F) = \left| \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(t) \cdot \dot{S}^*(t - \tau) \exp(-j2\pi Ft) dt \right|. \quad (5.35)$$

Для вычисления условных дисперсий определим элементы матрицы Фишера, в которой $\lambda_1 = \tau, \lambda_2 = F$.

Диагональные элементы уже известны и равны:

$$\begin{aligned} \Phi_{11} &= -q^2 \left[d^2 \Psi_{\tau, 0} / d\tau^2 \right]_{\tau=0} = q^2 \cdot 2\pi F_{\text{э}}^2; \\ \Phi_{22} &= -q^2 \left[d^2 \Psi_{0, F} / dF^2 \right]_{F=0} = q^2 \cdot 2\pi T_{\text{э}}^2. \end{aligned}$$

Определим другие элементы матрицы Фишера:

$$\Phi_{12} = \Phi_{21} = -2\pi^2 q^2 F_{\text{э}} T_{\text{э}} \rho_{tf}, \quad (5.36)$$

где $\rho_{tf} = \left[\int_{-\infty}^{\infty} t \cdot F_0(t) \cdot S^2(t) dt \right] / \left[F_{\text{э}} T_{\text{э}} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(t) dt \right]$ - коэффициент частотно-

временной связи; $S(t) = |\dot{S}(t)|$ - действительная огибающая сигнала;

$F_0(t) = \frac{1}{2\pi} d\gamma/dt$ - мгновенное отклонение частоты сигнала от f_0 ;

$\gamma(t) = \arg \dot{S}(t)$ - закон угловой модуляции сигнала.

В соответствии с правилом обращения матриц, получим

$$\Phi^{-1} = \frac{1}{2\pi F_{\vartheta} T_{\vartheta}^2 \left(1 - \rho_{tf}^2\right) q^2} \begin{vmatrix} T_{\vartheta}^2 & \rho_{tf} F_{\vartheta} T_{\vartheta} \\ \rho_{tf} F_{\vartheta} T_{\vartheta} & F_{\vartheta}^2 \end{vmatrix}, \quad (5.37)$$

Таким образом, условные дисперсии совместных ОМП τ, F в асимптотическом приближении будут определяться выражениями

$$D \hat{\tau} | \tau, F \geq \Phi_{11}^{-1} = \frac{1}{2\pi F_{\vartheta}^2 \left(1 - \rho_{tf}^2\right) \cdot q^2}; \quad (5.38)$$

$$D \hat{F} | \tau, F \geq \Phi_{22}^{-1} = \frac{1}{2\pi T_{\vartheta}^2 \left(1 - \rho_{tf}^2\right) \cdot q^2}. \quad (5.39)$$

Результаты (5.38) и (5.39) показывают, что при прочих равных условиях точность совместной оценки задержки и частоты выше в том случае, когда коэффициент частотно-временной связи $\rho_{tf} = 0$, т. е. $\hat{\tau}$ и $\hat{F}$ не коррелированы. Поэтому, если между параметрами τ и F нет частотно-временной связи $\rho_{tf} = 0$, то условные дисперсии совместных ОМП τ и F описываются соотношениями:

$$D \hat{\tau} | \tau, F = \frac{1}{2\pi F_{\vartheta}^2 \cdot q^2}; \quad (5.40)$$

$$D \hat{F} | \tau, F = \frac{1}{2\pi T_{\vartheta}^2 \cdot q^2}, \quad (5.41)$$

Результаты (5.40) и (5.41) показывают, что точность ОМП одного из параметров τ или F не зависит от того, известен ли другой или оценивается наряду с первым. Из проведенного анализа видно, что дисперсии ОМП τ и F при совместных и отдельных измерениях времени запаздывания и частоты одинаковы.

5.5 Потенциальная точность измерения угловых координат

При пространственно-временной обработке, для того чтобы не потерять информацию, содержащуюся в принятом сигнале, его необходимо рассматривать как функцию времени и пространства.

Пространственно-временную ФН можно представить в виде произведения

$$\Psi_{\text{пв}} \mathbf{v}_{\text{ц}} = \Psi_{\text{чв}} \mathbf{f}_{\text{ц}}, F_{\text{ц}} \cdot \Psi_{\text{п}} \left(u_{\text{хц}}, u_{\text{уц}} \right), \quad (5.42)$$

где

$$\Psi_{\text{чв}} \mathbf{f}_{\text{ц}}, F_{\text{ц}} = \frac{1}{2E} \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(t) \cdot \dot{S}^*(t - \tau_{\text{ц}}) \exp -j2\pi F_{\text{ц}} t dt \right|,$$

$$\Psi_{\text{п}} \left(u_{\text{хц}}, u_{\text{уц}} \right) = \frac{1}{\Psi_{\text{п}}(0,0)} \left| \iint_G \left| \tilde{G}(v_x, v_y) \right|^2 \exp \left[-j2\pi \left(v_x u_{\text{хц}} + v_y u_{\text{уц}} \right) \right] dv_x dv_y \right|$$

- частотно-временная и пространственная ФН, соответственно.

Представление $\Psi_{\text{пв}} \mathbf{v}_{\text{ц}}$ в форме (5.42) свидетельствует о возможности разделения обработки сигнала на временную и пространственную. При этом потенциальная точность измерения и разрешающая способность по дальности τ и скорости F определяются частотно-временной ФН, зависящей от комплексной огибающей сигнала, а разрешающая способность и точность измерения по угловым координатам определяется пространственной ФН, зависящей от параметров антенны.

Характеристики потенциальной точности измерения угловых координат и разрешающей способности при больших отношениях сигнал-шум определяются границами Крамера - Рао и зависят в общем случае от характеристик излучаемых сигналов, характеризующих комплексной огибающей $\dot{S}_E(t)$, шумов и параметров антенной системы.

Учитывая, что речь идет об оценке неэнергетических параметров, и используя процедуру обращения матрицы Фишера, элементы которой находятся с помощью дифференцирования пространственной ФН (7.10), будем иметь следующее выражение для дисперсий оценок направляющих косинусов

$$\hat{u}_x \text{ и } \hat{u}_y:$$

$$D \hat{u}_x / u_x, u_y = \frac{1}{q^2 \left(2\pi v_{x\varepsilon} \right)^2 \left(1 - \rho_{xy}^2 \right)}, \quad (5.43)$$

$$D \hat{u}_y / u_y, u_y = \frac{1}{q^2 \left(2\pi v_{y\varepsilon} \right)^2 \left(1 - \rho_{xy}^2 \right)}, \quad (5.44)$$

где $q^2 = 2E/N_0$; $v_{x\varepsilon}$ и $v_{y\varepsilon}$ - эффективные угловые пространственные частоты, квадраты которых являются центральными моментами второго порядка нормированного энергетического углового спектра

$$\frac{\left| \tilde{G}(v_x, v_y) \right|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \tilde{G}(v_x, v_y) \right|^2 dv_x dv_y}. \quad (5.45)$$

Формулы (5.43) и (5.44) с точностью до обозначений совпадают с выражениями для дисперсий совместных оценок временного запаздывания τ и доплеровского сдвига спектра F . Это позволяет говорить об универсальном характере совместного оценивания двух произвольных неэнергетических параметров сигнала методом максимального правдоподобия при больших значениях отношения сигнал/шум.

Полагая $\rho_{xy} = 0$ и переходя к полярным координатам $v_x = v \cos \varphi$ и $v_y = v \sin \varphi$, получим

$$\sigma_{u_x} = \sigma_{u_y} \approx \frac{2}{\pi} \frac{1}{q \cdot d/\lambda}. \quad (5.46)$$

Таким образом, относительный раскрыв антенны (d/λ) определяет потенциальные значения точности и разрешающей способности при измерении угловых координат.

5.6 Измерения угловых координат путем анализа огибающей

Перейдем к рассмотрению методов пеленгования, основанных на использовании направленных свойств диаграммы антенн. Для определения направления прихода радиоволн можно использовать зависимость амплитуды принимаемого сигнала от отклонения на цель оси направления антенны. Пусть

функциями $G \alpha$ и $G \beta$ описываются ДНА в горизонтальной и вертикальной плоскостях. Зависимость напряжения принимаемого радиосигнала от направления прихода радиоволн, можно представить выражением

$$U(t - \tau_D, \alpha, \beta) = \operatorname{Re} \left[U_m(t - \tau_D) G \alpha G \beta \exp -j \left[2\pi f_{\text{И}}(t - \tau_D) + \varphi(t - \tau_D) \right] \right],$$

где: τ_D - задержка сигнала; $f_{\text{И}}(t - \tau_D)$ - частота принимаемого сигнала; $\varphi(t - \tau_D)$ - фаза колебаний радиосигнала.

При сканировании пространства в обзорных РЛС диаграмма направленности проходит направление на объект как показано на рис. 7.2,а). Если объект имеет малую протяженность сравнительно с шириной диаграммы (малоразмерная или точечная цель), то амплитуда сигнала на входе приемника РЛС изменяется в соответствии с формой ДНА $G \alpha$, изображенной на рис. 7.2,б).

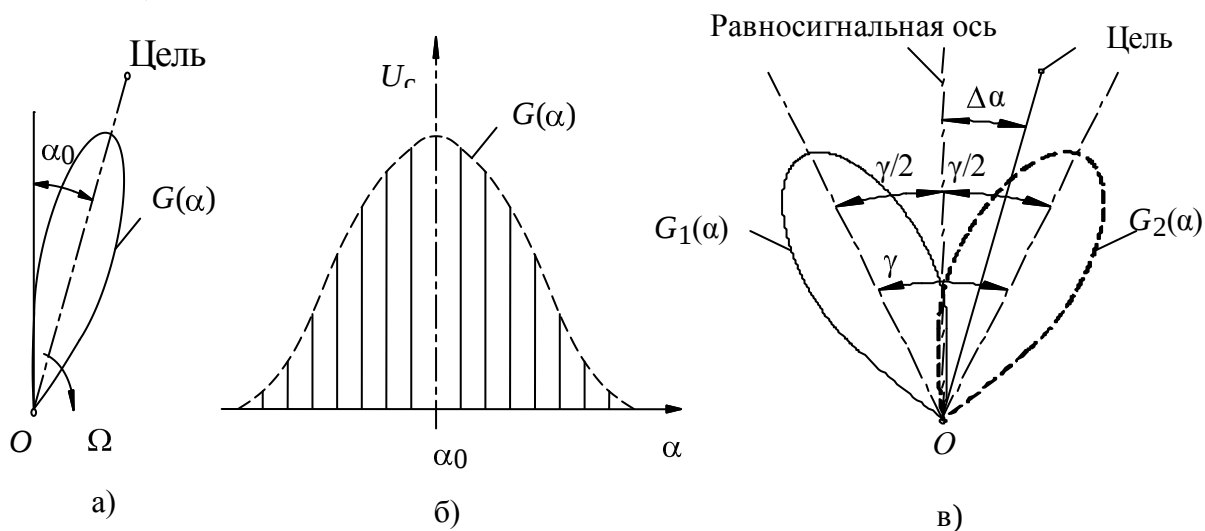


Рис. 7.2. Диаграммы направленности антенны при направлении на цель

Анализ огибающей принимаемого сигнала позволяет зафиксировать максимум амплитуды сигнала и определить соответствующее ему направление на объект. В связи с этим метод максимума часто называется *методом максимума огибающей*.

Рассмотрим точность оценки и разрешение угловой координаты методом пеленгации, при котором отсчет угловой координаты происходит в момент времени t_0 , когда интенсивность принимаемых колебаний достигает максимального значения. Будем считать, что излучаемый сигнал имеет вид

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \exp j2\pi f_{\text{Н}} t \sum_{i=-\infty}^{\infty} \dot{S}_0(t - iT_{\text{П}}) \right\}, \quad (7.15)$$

где: f_H - несущая частота; $\dot{S}(t)$ - комплексная огибающая одиночного сигнала;

T_H - период повторения, и выполняется условие $\frac{L}{\lambda_H} \leq \frac{f_H}{\Delta f_c}$, где L - линейная

протяженность антенны по направлению, соответствующему измеряемому углу; Δf_c - ширина спектра сигнала; λ_H - длина волны, соответствующая f_H , т. е. $\lambda_H = c/f_H$. Выполнение этого условия позволяет считать диаграмму направленности антенны для сигнала (7.15) совпадающей с ДН для монохроматического сигнала с несущей частотой f_H .

Тогда отраженный от цели сигнал описывается выражением

$$s(t; \tau, F, \theta_{\text{ц}}, A, \varphi) = \text{Re} \left\{ A \gamma \left[\Omega t - t_0 \right] \sum_{i=-\infty}^{\infty} \dot{S}_0(t - \tau - iT_H) \exp[j2\pi f_0 + F t + \varphi] \right\}, \quad (7.16)$$

где: τ - временное запаздывание и F - частотный сдвиг;

A и φ - несущественные параметры, характеризующие, соответственно, интенсивность сигнала и начальную фазу, которые считаются независимыми случайными величинами, причем φ распределена равномерно в интервале $-\pi, \pi$.

Подлежащая оцениванию угловая координата $\theta_{\text{ц}} = \Omega t_0$, где t_0 - момент времени, в который максимум ДН $\gamma(\theta)$ направлен на цель, а Ω - угловая скорость сканирования ДН. При выполнении условия $T_{\gamma} \gg T_H$, где T_{γ} - временная протяженность огибающей пачки импульсов, образующейся при сканировании ДН, ФН по параметрам $\tau, \theta_{\text{ц}}$ и F примет вид

$$\Psi(\tau, F, \theta_{\text{ц}}) = \left| \dot{\psi}_{\gamma}(\theta_{\text{ц}}, F) \right| \left| \dot{\psi}_0(\tau, 0) \right|, \quad (7.17)$$

где:

$$\dot{\psi}_{\gamma}(\theta_{\text{ц}}, F) = c \int_{-\infty}^{\infty} \gamma(\Omega t) \cdot \gamma^*(\Omega t - \theta_{\text{ц}}) \exp[j2\pi F t] dt$$

- корреляционная функция ДН; c - нормирующий множитель, обеспечивающий выполнение условия $|\dot{\psi}_{\gamma}(0,0)|=1$; $|\dot{\psi}_0(\tau,0)|$ - модуль корреляционной функции одиночного (элементарного) сигнала.

Из (7.17) можно заключить, что потенциальная точность и разрешающая способность по угловым координатам определяются корреляционной функцией ДН $\Psi_{\gamma}(\theta_{\text{ц}}) = |\dot{\psi}_{\gamma}(\theta_{\text{ц}}, 0)|$. Так как $\theta_{\text{ц}}$ является незнергетическим параметром, то дисперсия оценки угла равна

$$\sigma_{\theta_{\text{ц}}}^2 = -\frac{1}{q^2 \Psi_{\gamma}''(0)}, \quad (7.18)$$

а разрешающая способность по угловой координате будет определяться шириной главного лепестка, а также уровнем побочных лепестков функции $\Psi_{\gamma}(\theta_{\text{ц}})$. Если ДН описывается гауссовской кривой $\Psi_{\gamma}(\theta) = \exp -\theta^2 / \Delta\theta^2$, где $\Delta\theta$ характеризует ширину ДН, то

$$\Psi_{\gamma}(\theta) = \exp -2\theta^2 / \Delta\theta^2 \quad (7.19)$$

и ошибка оценивания угловой координаты равна

$$\sigma_{\theta_{\text{ц}}} = \frac{\Delta\theta}{2q}. \quad (7.20)$$

Если выразить ширину ДН через относительный раскрыв антенны $d_{\theta} / \lambda_{\text{н}}$, то выражение (7.20) примет вид

$$\sigma_{\theta_{\text{ц}}} = \frac{\lambda_{\text{н}}}{\sqrt{\pi} q d_{\theta}}. \quad (7.21)$$

Входящее в (7.21) отношение сигнал/шум вычисляется с учетом числа импульсов, образующих пачку при сканировании ДН и может быть записано в форме $q = k\sqrt{N}q_0$. Здесь N - число импульсов, образующих пачку; q_0 - отношение сигнал/шум для наибольшего по амплитуде из импульсов в пачке; k - коэффициент, определяемый формой ДН.

Значительно более высокую точность при той же ширине ДНА дает *метод сравнения амплитуд*, который чаще называется *равносигнальным методом*. При равносигнальном методе производится сравнение амплитуд сигналов,

принимаемых в двух положениях ДНА, изображенных на рис. 7.2,в). Если направление на объект совпадает с линией, проходящей через точку пересечения диаграмм (равносигнальное направление), то амплитуды сигналов, соответствующие первой и второй диаграммам, равны, и разностный сигнал будет равен 0. При наличии рассогласования $\Delta\alpha$ между направлением на объект и равносигнальным направлением появляется разностный сигнал, величина и знак которого определяются величиной и знаком $\Delta\alpha$. Выбирая угол смещения диаграмм γ таким, чтобы диаграммы пересекались в области высокой крутизны спада, можно получить высокую точность пеленгования.

8 ФИЛЬТРАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА

8.1 Формулировка задачи фильтрации

Ранее рассмотренные оптимальные методы приема сигналов при воздействии шума максимизировали отношения сигнал/шум на выходе согласованных фильтров или корреляционных приемников. Целью оптимальных приемников было формирование на выходе максимально возможного пика сигнала на шумовом фоне.

Основное назначение рассматриваемых фильтров состоит в наилучшем воспроизведении формы полезного сигнала (информационного сообщения) из аддитивной смеси его с шумом.

В достаточно общем виде задачу фильтрации можно сформулировать так. Пусть непосредственному наблюдению доступен случайный процесс $y(t)$, являющийся детерминированной функцией от полезного сигнала $s(t)$, $\lambda(t)$ и некоторой помехи $x(t)$. В общем случае наблюдаемый случайный процесс $y(t)$ можно задать выражением вида:

$$y(t) = F[s(t), \lambda(t), x(t)]. \quad (8.1)$$

Наблюдаемый случайный процесс $y(t)$ следует трактовать как принимаемое колебание, а процесс $\lambda(t)$ - как полезное информационное сообщение. Информационное сообщение $\lambda(t)$ может представлять собой закон изменения амплитуды $A(t)$, частоты $\omega(t)$, фазы $\varphi(t)$ некоторого сигнала.

Если производится оценка одного параметра, то говорят о скалярном параметре $\lambda(t)$. Если необходимо оценить совокупность некоторых параметров, то следует говорить о векторном (многомерном) параметре

$$\lambda(t) = \lambda_1(t), \lambda_2(t), \dots, \lambda_r(t)^T.$$

Предполагаются следующие априорные сведения относительно наблюдаемого процесса $y(t)$:

- 1) известен способ комбинирования сигнала и помехи, т.е. конкретный вид функции F ;
- 2) сигнал $s(t)$, $\lambda(t)$ является известной функцией аргументов времени t и некоторого сообщения $\lambda(t)$;
- 3) известны все необходимые вероятностные характеристики случайного процесса $\lambda(t)$ и помехи $x(t)$.

Априорные сведения о вероятностных характеристиках интересующего нас случайного сообщения $\lambda(t)$ и помехи $x(t)$ могут задаваться в разной форме:

- в виде дифференциальных уравнений с заданными начальными условиями (детерминированными или случайными);
- в виде многомерных плотностей вероятностей.

Располагая этими априорными сведениями, а также доступной непосредственному наблюдению реализаций случайного процесса $y(t)$, необходимо для каждого момента времени t сформировать в некотором оптимальном смысле наилучшее значение оценки $\lambda^*(t)$ сообщения $\lambda(t)$, входящего в качестве параметра в сигнал $s(t; \lambda(t))$.

Укажем *критерии оптимальности*, применяемые в теории фильтрации. Будем пользоваться точечными оценками, когда величины, входящие в критерий качества оценки, относятся к одному рассматриваемому моменту времени t . Пусть $\lambda^*(t)$ есть некоторая оценка, построенная для момента времени t . Очевидно, что эта оценка для различных реализаций наблюдаемого процесса будет случайной величиной по двум причинам: из-за случайного характера самого сообщения $\lambda(t)$ и из-за наличия в принимаемом колебании $y(t)$ помехи $x(t)$.

Поскольку при фиксированном t *случайный процесс* вырождается в *случайную величину*, то в принципе можно пользоваться всеми критериями теории оценок параметров, например, оценкой по максимуму апостериорной плотности вероятности, оценкой по минимуму дисперсии и др.

Рассмотрим *критерий минимума средней квадратической ошибки*:

$$\varepsilon^2(t) = M \left\{ \left[\lambda(t) - \lambda^*(t) \right]^2 \right\} = \min_{\lambda^*(t)}.$$

Перепишем равенство в следующем виде:

$$\varepsilon^2(t) = \int \int_{\lambda, \xi} (\lambda - \lambda^*)^2 \cdot W(\lambda, y) d\lambda dy$$

где $W(\lambda, y)$ - совместная плотность вероятности λ_0^t и y_0^t .

На основании правила умножения вероятностей приведенное выражение можно представить в виде:

$$\varepsilon^2_t = \int_{\xi} \left[\int_{\lambda} (\lambda - \lambda^*)^2 W(\lambda|y) d\lambda \right] W(y) dy.$$

Для получения минимума ε^2_t достаточно минимизировать внутренний интеграл

$$J = \int_{\lambda} (\lambda - \lambda^*)^2 W(\lambda|y) d\lambda,$$

т. е. обеспечить минимальное значение среднего квадрата ошибки при каждом наблюдении. Из условия $dJ/d\lambda^* = 0$ имеем

$$\int_{\lambda} (\lambda - \lambda^*) \cdot W(\lambda|y) d\lambda = 0.$$

Отсюда вытекает выражения оценки параметра сообщения:

$$\lambda^*_t = \int_{\lambda} \lambda \cdot W(\lambda|y) d\lambda = M(\lambda|y).$$

Следовательно, оценкой, оптимальной по критерию минимума среднего квадрата ошибки, является условное математическое ожидание $M(\lambda|\xi)$, т.е. апостериорное математическое ожидание. Дисперсия апостериорной плотности вероятности параметра λ^* будет определяться выражением

$$\sigma^2 = \min_{\lambda^*} J = \int_{\lambda} (\lambda - \lambda^*)^2 W(\lambda|y) d\lambda.$$

В дальнейшем оптимальную оценку (апостериорное математическое ожидание λ) будем обозначать λ_t .

8.2 Общий метод решения задачи фильтрации

В общем виде рассмотрение теории фильтрации сообщений в непрерывном времени базируется на *векторных уравнениях наблюдения и сообщения* вида:

$$y_t = s_t, \lambda + n_t, \quad (8.2)$$

$$d\lambda/dt = G(t, \lambda) + v(t), \quad (8.3)$$

где: $y(t)$ - вектор-столбец наблюдений; $s(t, \lambda)$ - сигнал, являющийся векторной функцией-столбцом, непрерывный по всем параметрам; λ - вектор-столбец сообщения; $G(t, \lambda)$ - векторная функция-столбец, непрерывная по всем параметрам; $n(t)$ и $v(t)$ - вектор-столбец гауссовских белых шумов, имеющих нулевое математическое ожидание и матричную корреляционную дельта-функцию.

В дальнейшем будем рассматривать линейную фильтрацию, когда уравнения (8.2) и (8.3) являются линейными относительно сообщения $\lambda(t)$.

8.3 Линейный фильтр Калмана

Определяющее влияние на алгоритмы формирования оценки $\hat{\lambda}(t)$ имеет вид зависимости $s(t; \lambda(t))$ от параметра $\lambda(t)$. В случае линейной фильтрации параметра $\lambda(t)$ можно записать

$$s(t; \lambda(t)) = H(t) \times \lambda(t), \quad (8.4)$$

а дифференциальное уравнение сообщения представить в виде

$$d\lambda(t)/dt = B(t) \cdot \lambda(t) + v(t), \quad (8.5)$$

где $H(t)$ и $B(t)$ - некоторая векторная функция, элементы которой могут зависеть от времени t , но не от сообщения $\lambda(t)$.

Часто возможны и еще большие упрощения фильтрации, связывающие непосредственно оценки на i -м и $i-1$ -м шагах. При этом рекуррентно строят саму оценку параметра $\lambda(t_i)$. Именно к таким алгоритмам приводит решение задачи линейной фильтрации марковской последовательности, основывающееся на следующем варианте **уравнения наблюдения**:

$$y_i = H_i \times \lambda_i + n_i, \quad (8.6)$$

где: H_i - прямоугольная $N \times r$ -матрица, с помощью которой значения λ_i пересчитываются в сигнальный вектор $s_i = H_i \cdot \lambda_i$;

n_i - отсчеты вектора помехи, которые будем полагать не только независимыми и имеющими нулевое среднее, но и нормальными. Введем также

корреляционную матрицу вектора p_i , учитывающую возможную зависимость его компонентов $n_{1i}, n_{2i}, \dots, n_{Ni} : K_{p_i} = \overline{p_i \times p_i^T}$.

Условимся, что последовательность $\lambda_1, \lambda_2, \dots$ образуется согласно следующему уравнению сообщения:

$$\lambda_i = B_i \cdot \lambda_{i-1} + v_i, \quad (8.7)$$

где B_i - детерминированная $r \times r$ - матрица; v_i - независимые отсчеты шума, придающие поведению $\lambda_1, \lambda_2, \dots$ случайный характер. Каждый из v_i будет полагаться r -мерным нормальным вектором с нулевым средним и корреляционной матрицей $K_{v_i} = \overline{v_i \times v_i^T}$, независимым от всех p_i . Нетрудно понять, что последовательность, строящаяся согласно (8.7), подчиняется марковскому процессу.

Ниже остановимся на рассмотрении случая, когда априорные сведения о наблюдениях и сообщениях будут задаваться скалярными уравнениями

$$y_i = s_i \lambda_i + n_i, \quad (8.8)$$

$$d\lambda/dt = g_i \lambda + v_i. \quad (8.9)$$

Для скалярных λ_i, y_i уравнения наблюдения и сообщения (8.6), (8.7) можно переписать как

$$y_i = h_i \cdot \lambda_i + n_i \quad (8.10)$$

$$\lambda_i = b_i \cdot \lambda_{i-1} + v_i \quad (8.11)$$

где: h_i и b_i - детерминированные коэффициенты, в общем случае зависящие от i ;

n_i, v_i - нормальные случайные величины с нулевым средним и дисперсиями K_{n_i} и K_{v_i} , причем все n_i, n_k, v_i и v_k при $i \neq k$ статистически независимы между собой.

Начальное значение $\lambda_0 = \lambda_0$ может быть детерминированным или же нормально распределенной случайной величиной. Согласно (8.11) все значения

λ_i получаются в результате линейного преобразования последовательности независимых нормально распределенных случайных величин v_i . Поэтому сама последовательность λ_i , будет также нормально распределенной. Согласно (8.10) y_i есть сумма двух взаимонезависимых нормально распределенных нормальных величин $h_i \cdot \lambda_i$ и n_i .

Далее отразим вероятные значения измеряемого параметра λ_i на i -м шаге с учетом того, что, по данным наблюдений y_1^{i-1} , величина λ_{i-1} нормальна со средним $\bar{\lambda}_{ps\ i-1}$ и дисперсией $K_{\lambda\ i-1}$. Тогда в соответствии с выражением (8.11), по данным тех же наблюдений y_1^{i-1} , величина λ_i как продукт линейного преобразования λ_{i-1} с добавлением независимого нормального слагаемого v_i также нормальна со средним $b_i \cdot \bar{\lambda}_{ps\ i-1}$ и апостериорной дисперсией $K_{\lambda i}$ параметра λ_i :

$$K_{\lambda i} = \left(b_i^2 \cdot K_{\lambda\ i-1} + K_{vi} \right). \quad (8.13)$$

Следовательно, апостериорная плотность вероятности по данным y_1^{i-1} наблюдений примет вид

$$W_{\lambda_i | y_1^{i-1}} = c_{1i} \exp \left[- \frac{\lambda_i - b_i \cdot \bar{\lambda}_{ps\ i-1}}{2 \left(b_i^2 \cdot K_{\lambda\ i-1} + K_{vi} \right)} \right]^2, \quad (8.13)$$

где в c_{1i} сведены все сомножители, не зависящие от параметра λ_i .

Согласно (8.10) ПВ наблюдения y_i при фиксированном значении λ_i нормальна со средним и дисперсией $h_i \cdot \lambda_i$ и K_{ni} , так что ФП $W_{y_i | \lambda_i}$ имеет вид

$$W(y_i | \lambda_i) = c_{2i} \exp \left[-\frac{(y_i - h_i \cdot \lambda_i)^2}{2K_{ni}} \right], \quad (8.14)$$

где c_{2i} не зависит от параметра λ_i .

С учетом выражений (8.12) и (8.13) основная формула апостериорной плотности вероятности принимает следующий вид

$$W(\lambda_i | y_1^i) = c_i \cdot \exp \left\{ - \left[\frac{(\lambda_i - b_i \cdot \bar{\lambda}_{ps i-1})^2}{2(b_i^2 \cdot K_{\lambda i-1} + K_{vi})} + \frac{(y_i - h_i \cdot \lambda_i)^2}{2K_{ni}} \right] \right\}. \quad (8.15)$$

где в c_i объединены сомножители, не зависящие от параметра λ_i .

После раскрытия скобок и приведения подобных членов в показателе экспоненты, приходим к выражению апостериорной ПВ λ_i вычисленной по i наблюдениям y_1^i :

$$W(\lambda_i | y_1^i) = c_i \cdot \exp \left[\frac{-\lambda_i^2}{2} \left(\frac{1}{b_i^2 K_{\lambda i-1} + K_{vi}} + \frac{h_i^2}{K_{ni}} \right) + \lambda_i \left(\frac{b_i \bar{\lambda}_{ps i-1}}{b_i^2 K_{\lambda i-1} + K_{vi}} + \frac{h_i y_i}{K_{ni}} \right) \right].$$

Сравнивая это соотношение со стандартной записью одномерного нормального закона

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi K_{\lambda i}}} \exp \left[-\frac{(\lambda_i - \bar{\lambda}_{psi})^2}{2K_{\lambda i}} \right] = c_i \exp \left(-\frac{\lambda_i^2}{2K_{\lambda i}} + \frac{\lambda_i \bar{\lambda}_{psi}}{K_{\lambda i}} \right),$$

убеждаемся в нормальности апостериорной ПВ $W(\lambda_i | y_1^i)$ с дисперсией

$$K_{\lambda i} = \left(\frac{1}{b_i^2 K_{\lambda i-1} + K_{vi}} + \frac{h_i^2}{K_{ni}} \right)^{-1} \quad (8.16)$$

и средним

$$\bar{\lambda}_{psi} = \left(\frac{b_i \bar{\lambda}_{ps i-1}}{b_i^2 K_{\lambda i-1} + K_{vi}} + \frac{h_i y_i}{K_{ni}} \right) \cdot K_{\lambda i} \quad (8.17)$$

В итоге из (8.16) и (8.17) после замены $\bar{\lambda}_{psi}$ на $\hat{\lambda}_i$ и проведения небольшой перегруппировки слагаемых получим:

$$\hat{\lambda}_i = b_i \cdot \hat{\lambda}_{i-1} + K_i \cdot \left(y_i - h_i \cdot b_i \cdot \hat{\lambda}_{i-1} \right) \quad (8.18)$$

$$K_{\lambda i} = \left[\left(b_i^2 \cdot K_{\lambda i-1} + K_{vi} \right)^{-1} + h_i^2 \cdot K_{ni}^{-1} \right]^{-1} \quad (8.19)$$

где

$$g_i = h_i \cdot K_{\lambda i} / K_{ni} \quad (8.20)$$

Соотношения (8.18), (8.19) и (8.20) называются *уравнениями фильтра Калмана*.

8.4 Анализ алгоритма калмановской фильтрации

Как следует из (8.18), располагая оценкой $\hat{\lambda}_{i-1}$, фильтр Калмана, основываясь на *уравнении сообщения* (8.11), *прогнозирует оценочное значение* $\left(b_i \cdot \hat{\lambda}_{i-1} \right)$ на i -й шаг. По получении i -го наблюдения y_i прогнозированная оценка подправляется на значение, пропорциональное *невязке* (обновляющему процессу), т. е. отклонению прогнозированного слагаемого $\left(h_i \cdot b_i \cdot \hat{\lambda}_{i-1} \right)$ i -го наблюдения в (8.10) от полученного отсчета y_i . Коэффициент пропорциональности, регулирующий вес новых данных (невязки) в $\hat{\lambda}_i$, по сравнению с прогнозом $\left(b_i \cdot \hat{\lambda}_{i-1} \right)$ называют *коэффициентом усиления*

фильтра Калмана. Эта величина помимо коэффициента h_i в уравнении наблюдения и дисперсии шума наблюдения K_{ni} определяется еще и апостериорной дисперсией $K_{\lambda i}$ параметра λ_i . Последняя, как нетрудно показать, совпадает с квадратом разности оценки $\hat{\lambda}_i$ и истинного значения λ_i , усредненным по всем возможным шумам наблюдения, и, таким образом, характеризует точность оценки на i -м шаге.

Действия, выполняемые фильтром Калмана, иллюстрируются схемой рис. 8.1, в которой элемент задержки осуществляет запоминание предыдущей, $i-1$ -й, оценки до следующего, i -го, шага.

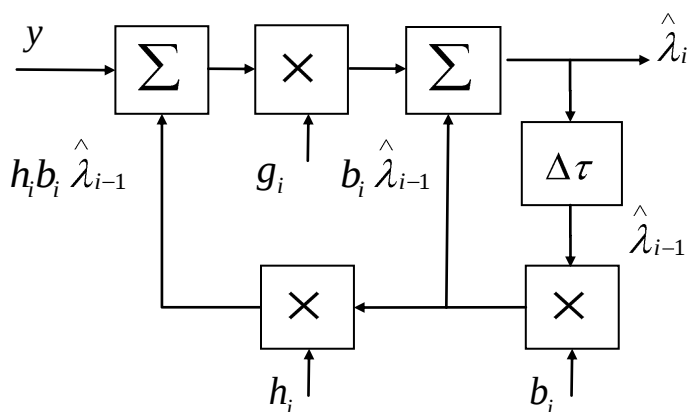


Рис. 8.1

Рисунок, как и поясняемый им рекуррентный (разностный) алгоритм (8.17) - (8.19), показывает, что фильтр Калмана является характерным примером линейной дискретной замкнутой астатической системы регулирования с переменными параметрами. Ее чувствительный элемент (дискриминатор) вырабатывает сигнал рассогласования (невязку) входных данных y_i и данных, поступающих по цепи обратной связи $\left(h_i \cdot b_i \cdot \hat{\lambda}_{i-1} \right)$.

После взвешивания рассогласование суммируется с ранее накопленным результатом, что эквивалентно введению в замкнутый контур интегратора, исключающего статическую ошибку.

8.5 Векторный фильтр Калмана

Приведенные рассуждения позволяют понять и алгоритм фильтра Калмана для векторного параметра при векторных наблюдениях. Техника его вывода не отличается принципиально от использованной ранее, а итогом служат соотношения, которые формально можно получить из (8.18) - (8.20), заменив скаляры λ_i , y_i , h_i , b_i соответствующими векторно-матричными аналогами

λ_i , y_i , H_i , B_i а дисперсии K_{vi} , K_{ni} , $K_{\lambda i}$ - корреляционными матрицами K_{vi} , K_{ni} , $K_{\lambda i}$, последняя из которых характеризует точность фильтрации векторного параметра λ_i :

$$\lambda_i = B_i \lambda_{i-1} + G_i y_i - H_i B_i \lambda_{i-1}; \quad (8.2)$$

$$K_{\lambda i} = \left[\left(B_i K_{\lambda i-1} B_i^T + K_{vi} \right)^{-1} + H_i K_{ni}^{-1} H_i^T \right]^{-1}; \quad (8.22)$$

$$G_i = K_{\lambda i} H_i^T K_{ni}^{-1}, \quad (8.23)$$

где G_i - матрица размера $r \times N$, являющаяся матричным коэффициентом усиления фильтра Калмана.

Суть алгоритма (8.2) - (8.23) осталась прежней; экстраполированная с предыдущего шага оценка $B_i \lambda_{i-1}$ после получения i -го наблюдения y_i - корректируется с учетом новой информации, заключенной в невязке $y_i - H_i B_i \lambda_{i-1}$, вклад которой в λ_i , определяется матричным коэффициентом усиления G_i .

Пошаговый (рекуррентный) характер алгоритма Калмана, позволяющий получать текущую - оценку корректировкой ее предыдущего значения с учетом только очередного i -го, наблюдения, удобен для реализации на ЦПОС, особенно при необходимости фильтрации в реальном времени, т. е. по мере поступления данных.

Подчеркнем, что коэффициенты усиления g_i , G_i , как и характеристики точности оценок $K_{\lambda i}$, $K_{\lambda i}$, не зависят от входных данных и могут быть рассчитаны заранее для всех значений i и занесены в память ЦПОС, с тем, чтобы извлекаться оттуда по мере надобности.

В заключение отметим, что универсальность калмановской модели алгоритма фильтрации сообщения объясняет повсеместное применение последних в современной информационной технике.

9 ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СЛЕДЯЩИХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА

9.1 Оптимальные правила оценивания параметров

В теории оценивания фундаментальная граница Крамера-Рао устанавливает нижний предел величины дисперсии любой несмещенной оценки. В качестве оптимальной оценки $\lambda_{\text{ОПТ}}$ берут значение λ , максимизирующее функционал правдоподобия $W(y(t) | \lambda)$ для наблюдаемой реализации $y(t)$.

При большом отношении сигнал/помеха метод максимума правдоподобия является оптимальным методом оценки параметра. Выражение

$$\frac{d \ln W(y(t) | \lambda)}{d\lambda} = 0 \quad (9.1)$$

обеспечивает оптимальную процедуру нахождения λ . Если положить, что функционал правдоподобия $W(y(t) | \lambda)$ дважды дифференцируем по параметру λ , то нижний предел условной дисперсии несмещенной оценки примет вид

$$D[\lambda | \lambda] \geq \left\{ M \left[\frac{d \ln W(y(t) | \lambda)}{d\lambda} \right]^2 \right\}^{-1} = - \left[\frac{d^2 \ln W(y(t) | \lambda)}{d\lambda^2} \right]^{-1}. \quad (9.2)$$

Структуру следящего оптимального измерителя можно представить в виде схемы (рис. 9.1), которая содержит оптимальную схему обнаружения, формирующую отношение правдоподобия $\Lambda(y/\lambda)$, дискриминатора (Д) и линейного инерционного фильтра (ЛФ), управляющего сигналом ошибки.

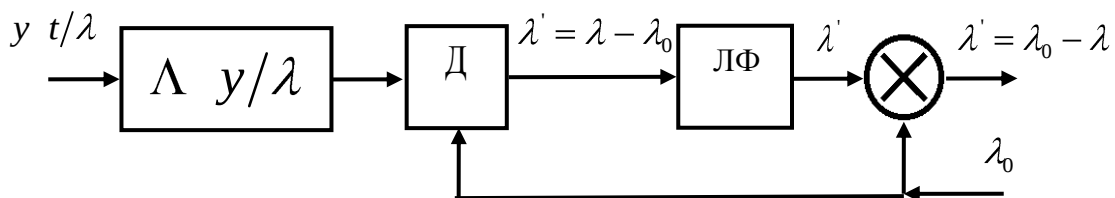


Рис. 9.1. Структура следящего измерителя с дискриминатором

Линейный фильтр выдает оценку λ' , равную математическому ожиданию λ . Если задано или выбрано опорное значение параметра, близкое к истинному, то разлагая функцию $\ln \Lambda(y/\lambda)$ в ряд в окрестности этой точки и ограничивая этот ряд тремя первыми членами, получаем

$$\ln \Lambda \ y/\Theta \approx \ln \Lambda \ y/\lambda \Big|_{\lambda=\lambda_0} + \lambda - \lambda_0 \frac{d}{d\lambda} \ln \Lambda \ y/\lambda \Big|_{\lambda=\lambda_0} + \\ + \frac{1}{2} (\lambda - \lambda_0)^2 \frac{d^2}{d\lambda^2} \ln \Lambda \ y/\lambda \Big|_{\lambda=\lambda_0} .$$

(9.3)

Подставляя это соотношение в уравнение (9.1) для поиска максимума, находим

$$\frac{d}{d\lambda} \ln \Lambda \ y/\lambda = \frac{d}{d\lambda} \left[\ln \Lambda \ y/\lambda + \lambda - \lambda_0 \frac{d}{d\lambda} \ln \Lambda \ y/\lambda + \frac{1}{2} (\lambda - \lambda_0)^2 \frac{d^2}{d\lambda^2} \ln \Lambda \ y/\lambda \right] . \quad (9.4)$$

Отсюда ОМП определяется по формуле

$$\lambda_m = \lambda_0 - \frac{\frac{d}{d\lambda} \ln \Lambda \ y/\lambda}{\frac{d^2}{d\lambda^2} \ln \Lambda \ y/\lambda} . \quad (9.5)$$

Определим дискриминационную характеристику

$$D \ y/\lambda = \lambda_0 - \lambda_m = \frac{\frac{d}{d\lambda} \ln \Lambda \ y/\lambda \Big|_{\lambda=\lambda_0}}{\frac{d^2}{d\lambda^2} \ln \Lambda \ y/\lambda \Big|_{\lambda=\lambda_0}} . \quad (9.6)$$

Обозначив $\ln \Lambda \ y/\lambda = Z$, структуру оптимального дискриминатора представим схемой, изображенной на рис. 9.2.

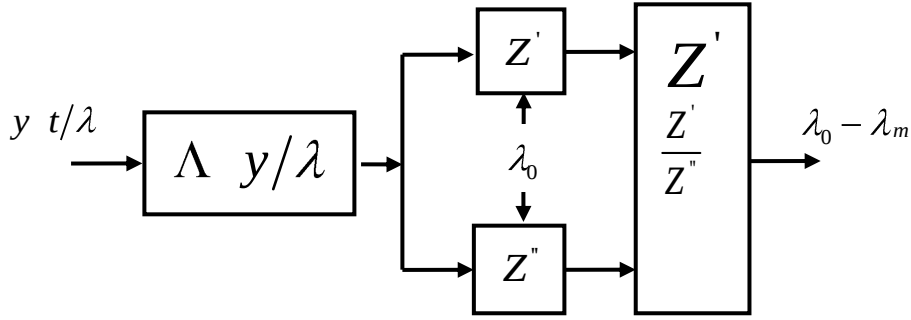


Рис. 9.2. Структура оптимального дискриминатора

Дискриминатор должен формировать характеристику $D y/\lambda$ делением первой производной Z' на вторую производную Z'' .

Для упрощения этого алгоритма возможны два подхода к вычислению величины Z'' :

1) значение Z'' в окрестности $\lambda_0 - \lambda_m = 0$ совпадает с точностью до знака со значением Z , поэтому можно формировать $D y/\lambda$ как структуру рис. 9.2, убрав из схемы блок вычисления Z'' ;

2) можно аппроксимировать функцию $Z = Z_u \lambda - \lambda_0$ в окрестности точки $\lambda_0 - \lambda_m = 0$ зависимостью $Z_u = k \left[1 - a/2 \cdot (\lambda - \lambda_0)^2 \right]$. Очевидно, что $Z''_u \lambda - \lambda_0 \approx -k \cdot a = \text{const}$ и в окрестности точки $\lambda_0 - \lambda_m = 0$ резко не изменяется. Вычисляем величину $Z'' = \text{const}$ и вводим в схему заранее.

Структуру дискриминатора можно упростить, если перейти от отношения $Z'_u \lambda / Z''_u \lambda$ к отношению $Z'_u \lambda / Z_u \lambda$, т.е. сформировать

$$D \lambda - \lambda_0 = -k_1 \frac{Z'_u \lambda - \lambda_0}{Z_u \lambda - \lambda_0} \bigg|_{\lambda = \lambda_0}. \quad (9.7)$$

Можно использовать приближенное соотношение для вычисления производной

$$Z'_u \lambda - \lambda_0 = \lim_{\Delta \lambda \rightarrow 0} \frac{Z_u \lambda - \lambda_0 + \Delta \lambda_0 / 2 - Z_u \lambda - \lambda_0 - \Delta \lambda_0 / 2}{\Delta \lambda}.$$

Введя обозначение

$$Z_{-} \lambda - \lambda_0 = Z \lambda - \lambda_0 + \Delta\lambda_0/2 - Z \lambda - \lambda_0 - \Delta\lambda_0/2$$

и

$$Z_{+} \lambda - \lambda_0 = Z \lambda - \lambda_0 + \Delta\lambda_0/2 + Z \lambda - \lambda_0 - \Delta\lambda_0/2 ,$$

дискриминационную характеристику представим в виде

$$D \lambda - \lambda_0 = k \cdot \frac{Z_{-}}{Z_{+}} . \quad (9.8)$$

Структура дискриминатора дана на рис. 9.3.

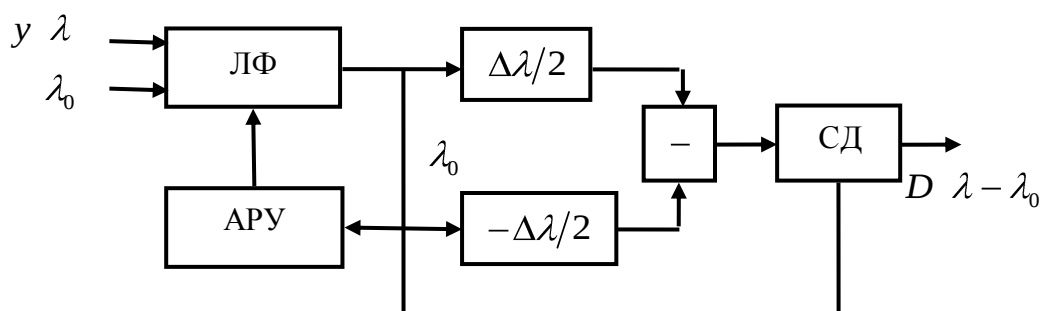


Рис. 9.3. Дискриминатор, работающий на основе приближенного вычисления производной

Общая схема следящего измерителя показана на рис. 9.4.

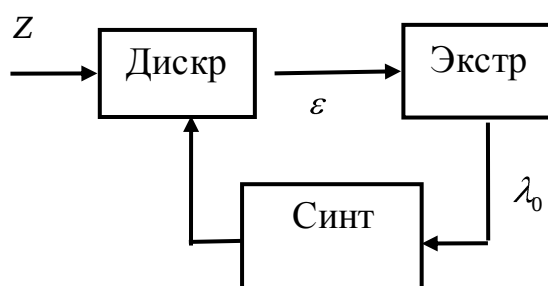


Рис. 9.4. Обобщенная схема кольца регулирования следящего измерителя

Схема образует замкнутое кольцо авторегулирования, включающее дискриминатор, экстраполятор и синтезатор.

Отразим функциональное назначение экстраполятора. В общем случае измеряемый параметр λ может изменяться во времени. Оценка производных параметра $\lambda_0^{(i)}$ вырабатывается экстраполяторами так, что

$$\lambda t = \lambda_0 + \lambda'_0 \cdot t + \lambda''_0 \cdot t^2 / 2! + \dots \quad (9.9)$$

В соответствии с рядом (9.9) экстраполятор содержит интеграторы, обеспечивающие путем суммирования сигналов с входа и выхода каждого интегратора экстраполяцию оценки производных параметров сигнала.

Рассмотренные построения экстраполирующих устройств рассчитаны на работу в условиях, когда известны формы сигнала и характеристика помехи. Если же сигнал является случайным нестационарным процессом, то лучшие результаты дают экстраполяторы на основе калмановских фильтров, учитывающих изменение характеристик фильтруемых процессов по мере их поступления и обработки.

В завершении раздела необходимо отметить, что линейный участок дискриминационной характеристики получается в достаточно узком диапазоне $\Delta\lambda$ измеряемого параметра, протяженность которого определяется эффективной шириной спектра $\Delta\mu \approx 1/\Delta\lambda$ этого параметра. Процесс $\lambda - \lambda_0 = \lambda t$ со временем может выйти за его пределы. Инерционность фильтра на выходе дискриминатора приводит к запаздыванию сигнала в системе измерения. На выходе эффект измерения проявляется в виде $\lambda t - t_0$, где t_0 - время запаздывания.

Таким образом, недостатками следящих измерителей являются:

- 1) узость участка $\Delta\lambda$, что приводит к выходу процесса $\lambda - \lambda_0 = \lambda t$ за его пределы;
- 2) инерционность системы, проявляющаяся в запаздывании оценки.

От этих недостатков свободны следящие измерители с экстраполирующими фильтрами. Общая схема следящего измерителя со схемами поиска и захвата сигнала по измеряемому параметру представлена на рис. 9.5.

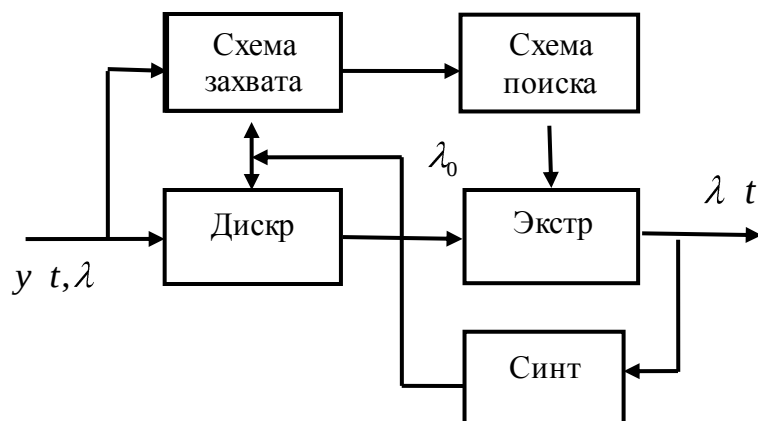


Рис. 9.5. Следящий измеритель со схемами поиска и захвата

9.2 Следящий измеритель дальности

Следящий измеритель дальности (СИД) предназначен для автоматического измерения времени запаздывания отражённых сигналов, пропорционального текущей дальности до цели. Для лучшего понимания принципа построения систем автоматического сопровождения целей по дальности целесообразно рассмотреть аналоговый вариант такой системы.

Работа следящего измерителя дальности (СИД) протекает в тесном взаимодействии с основными элементами приёмо-передающего тракта РЛС. Структурная схема следящего измерителя дальности в составе импульсной РЛС представлена на рис. 9.6, а). Непосредственно схема СИД выделена пунктиром. СИД включает в себя кольцо слежения, состоящее из временного дискриминатора (ВД), экстраполятора сигнала (ЭС) и синтезатора задержки (СЗ), формирователя селекторных импульсов, а также схему поиска и захвата (СПЗ) и другие элементы РЛС. Под воздействием запускающих импульсов (ЗИ), поступающих от синхронизатора, передатчик (ПРД) излучает зондирующие радиоимпульсы. Эти импульсы после отражения от цели через антенну поступает на вход приёмника (ПРМ) РЛС. Отражённые импульсы (ОИ) очень слабы и искажены шумом. Их временное положение относительно запускающих импульсов, пропорциональное дальности цели, испытывает случайные отклонения относительно истинного значения. Поэтому непосредственный отсчёт дальности по отражённым импульсам приводит к ошибкам.

Задачей СИД является формирование следящих селекторных импульсов (СИ), временное положение которых отображает плавное закономерное изменение дальности до цели и почти не изменяется под воздействием хаотических шумовых возмущений.

Режиму слежения (измерения) предшествует режим поиска и захвата сигнала. Так как временное положение отражённого импульса неизвестно и рассогласование между отражённым и следящим импульсами настолько велико, что они не перекрываются и кольцо слежения разорвано. В этом случае программное устройство синтезатора задержки (СЗ) медленно во времени смещает следящий импульс. Вместе с ним перемещается формируемый селекторный импульс (СИ), стробирующий селектор дальности (СД) и, тем самым, осуществляется перестройка по дальности.

Когда в процессе перестройки по дальности произойдёт совпадение отражённого и следящего импульсов, селектор дальности (СД) пропустит несколько отражённых импульсов на вход схемы поиска и захвата (СПЗ). Так как селектор дальности открывается на короткие интервалы времени синхронно с поступлением импульсов цели, отражённые импульсы накапливаются в (СПЗ).

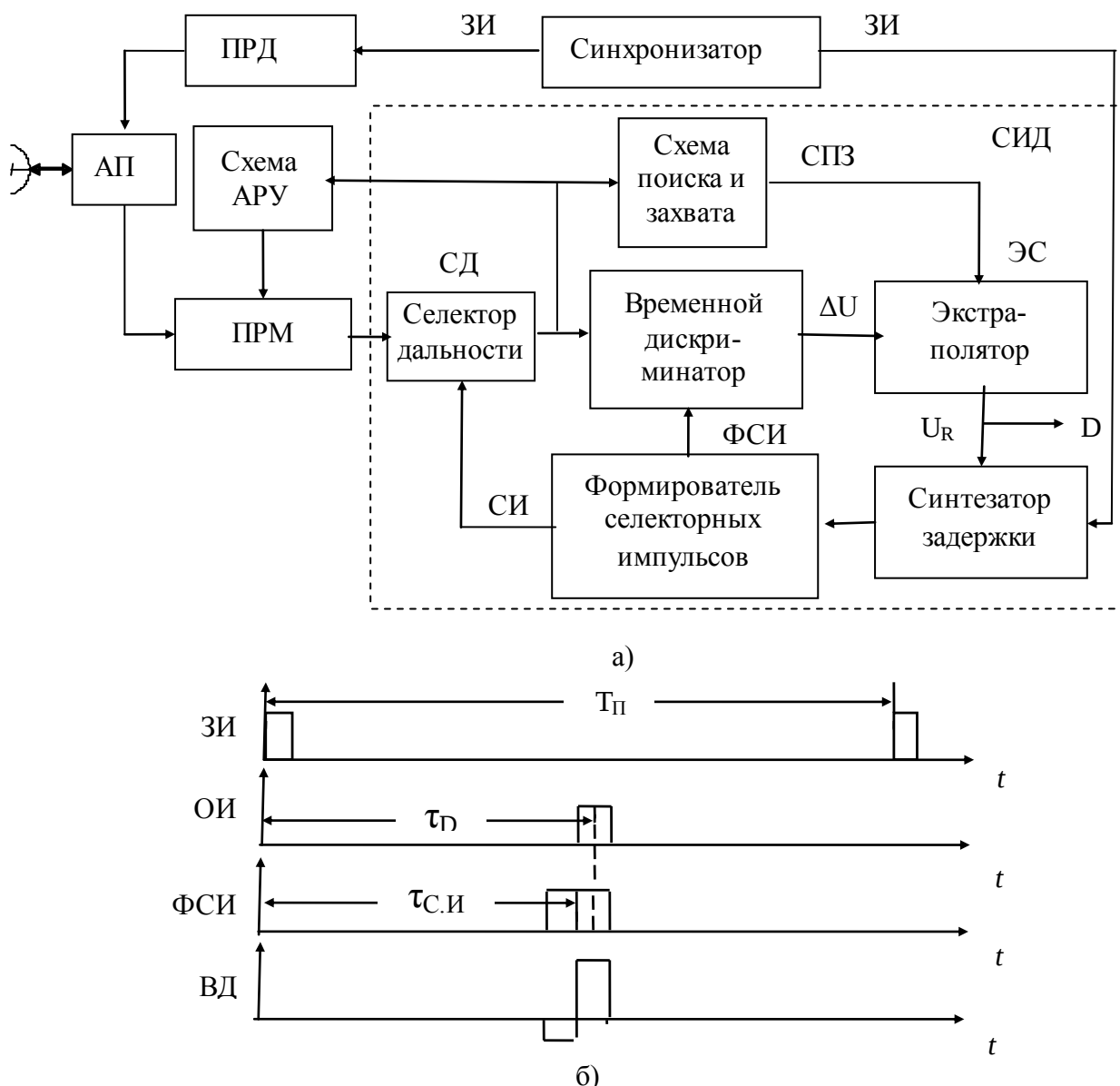


Рис. 9.6. Структурная схема следящего измерителя дальности

Когда накопленный сигнал превысит порог захвата, поиск сигнала прекращается. При этом рассогласование по задержке между отражённым и следящим импульсом будет мало. На выходе временного дискриминатора (ВД) выделяется сигнал рассогласования (ΔU) и кольцо слежения замыкается. Происходит захват сигнала и СИД переходит в режим слежения.

Временные диаграммы работы СИД приведены на рис. 9.6, б). В режиме слежения отражённый импульс с выхода приемника (ПРМ) через селектор дальности (СД) поступает на вход временного дискриминатора (ВД), опорным сигналом которого является селекторный импульс (СИ). Временной дискриминатор выдаёт на вход экстраполятора сигнал рассогласования (ΔU). Чтобы исключить зависимость сигнала рассогласования от интенсивности

отражённого импульса, производится автоматическая регулировка усиления (АРУ) приемника по сигналу отслеживаемой цели.

Под воздействием сигнала рассогласования (ΔU) экстраполятор вырабатывает напряжение U_R , управляющее синтезатором задержки. В синтезаторе задержки запускающий импульс задерживается на величину τ_U , и запускает формирователь селекторных импульсов, который через временной дискриминатор замыкает кольцо слежения. Благодаря действию обратной связи в этом кольце рассогласование между временем запаздывания $\tau_{отр}$ отражённого импульса и задержкой τ_U следящего импульса в среднем сводится к нулю. В установившемся режиме задержка следящего импульса $\tau_U = \tau^{\wedge}$ становится оценкой времени запаздывания (дальности).

Оценка выдаётся в виде напряжения U_R на выходе экстраполятора, которым пропорциональна задержка τ_U . Как правило, экстраполятор состоит из интегрирующих и корректирующих звеньев. Число интеграторов определяет порядок астатизма СИД, а, следовательно, и точность сопровождения цели. Обычно число интеграторов в схеме экстраполятора не превышает двух, что достаточно для исключения динамических погрешностей по положению и скорости. При сложных траекториях маневренных объектов может потребоваться и третье интегрирующее звено для устранения погрешности, обусловленной ускорением.

При работе СИД в условиях воздействия флуктуационных помех полезно сужать ее полосу пропускания, однако при этом следует учитывать, что значительную часть времени СИД работает в переходном режиме, требующем расширения полосы.

9.3 Следящий измеритель скорости

Следящие измерители скорости (СИС) предназначены для отслеживания частоты принимаемого сигнала, которая имеет доплеровский сдвиг, пропорциональный радиальной скорости. Существует две основных разновидности схем СИС: с частотной автоподстройкой (ЧАП) и фазовой автоподстройкой (ФАП). Эти схемы различаются типом применяемого дискриминатора. В первом случае используется частотный дискриминатор, а во втором - фазовый.

В измерителях с ФАП во многих случаях оказывается проще обеспечить более высокую точность по сравнению с измерителями с ЧАП. Поэтому ограничимся изучением измерителей с ФАП. Типовая схема следящего измерителя скорости приведена на рис. 9.7. Общим для всех следящих измерителей скорости является наличие управляемого генератора (УГ), подстраиваемого с помощью устройства управления (УУ) под частоту входного сигнала. Частота этого генератора представляет собой оценку частоты входного

сигнала, вырабатываемую измерителем. Особенность СИС состоит в том, что выдаваемая ими оценка частоты смещена относительно измеряемой частоты на постоянную величину f_0 .

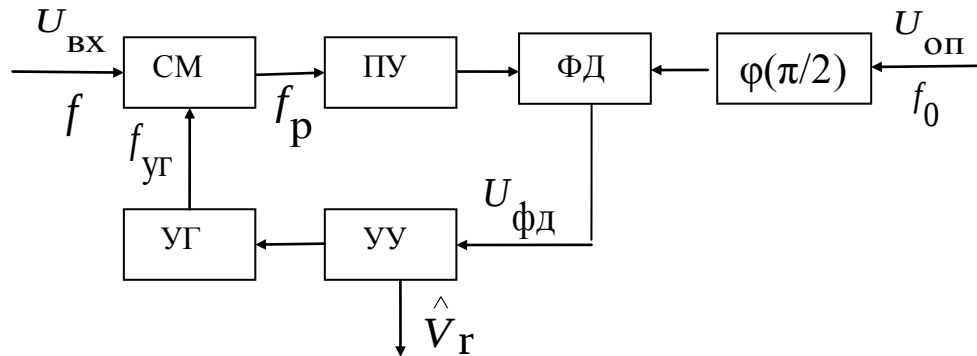


Рис. 9.7. Схема слеящего измерителя скорости

В смесителе измерителя (См) образуется преобразованный сигнал, частота которого равна разности частот колебания (УГ) и входного сигнала $f_p = f_{УГ} - f$. Преобразованный сигнал отфильтровывается и усиливается полосовым усилителем (ПУ), настроенным на номинальное значение разностной частоты f_p . На фазовый детектор (ФД) кроме преобразованного сигнала разностной частоты поступает также опорное напряжение частоты f_0 . В установившемся режиме, в отсутствии рассогласования частот преобразованного и опорного сигналов $f_p = f_0$, фазы этих сигналов имеют сдвиг $\pi/2$. Этот постоянный фазовый сдвиг на структурной схеме учитывается с помощью фазовращателя. При этом условиями уравновешенного состояния СИС будут $f_p = f_0$ и $\varphi_p = \varphi_0$, где φ_p и f_0 - начальные фазы колебаний преобразованного и опорного сигналов соответственно. Напряжение на выходе ФД будет равно

$$U_{\text{фд}} = k_{\text{фд}} \cdot U_p \cdot U_0 \sin(\varphi_p - \varphi_0), \quad (9.10)$$

где U_p и U_0 - амплитуды соответственно преобразованного и опорного напряжений; $k_{\text{фд}}$ - коэффициент пропорциональности.

В состоянии равновесия напряжение на выходе ФД равно нулю. В случае неравенства частот $f_p \neq f_0$ возникает фазовый сдвиг между преобразованным сигналом и опорным напряжением. На выходе ФД появляется напряжение рассогласования, величина и знак которого определяются величиной и знаком

рассогласования $\Delta\varphi = \varphi_P - \varphi_0$. Напряжение рассогласования $U_{\text{фд}}$ интегрируется и усиливается в устройстве управления (УУ). Под воздействием выходного сигнала (УУ) происходит перестройка частоты (УГ) таким образом, чтобы обеспечить восстановление баланса частот и фаз сигналов в СИС. Измеритель с ФАП, таким образом, следит за частотой и фазой входного сигнала измерителя. Выходное напряжение (УУ) используется в качестве приборного эквивалента скорости.

Режиму слежения предшествует режим поиска, в котором частота (УГ) перестраивается по линейному закону в пределах рабочего диапазона частот измерителя. Управление (УГ) в режиме поиска производится схемой поиска. При возникновении в процессе поиска преобразованного сигнала, частота которого попадает в полосу пропускания (ПУ), схема захвата прерывает поиск, замыкает контур автосопровождения измерителя и переводит его в режим слежения.

Точность следящего измерителя с ФАП в существенной мере зависит от точности установки и стабильности частоты опорного сигнала f_0 . Часто для этого используется кварцевая стабилизация.

9.4 Построение оптимальных следящих измерителей угловых координат

Различают два типа РЛС с автоматическим сопровождением цели по угловым координатам.

В РЛС автоматического сопровождения единственной цели осуществляется непрерывное совмещение оси антенной системы с направлением на цель, выбранную в предшествующем режиме поиска по дальности и угловым координатам. При переходе в режим точного сопровождения селекторный импульс по дальности определяет выбранную цель на данном направлении. После этого замкнутые следящие системы по дальности и угловым координатам осуществляют непрерывное слежение за перемещением цели.

В РЛС второго типа автоматическое сопровождение осуществляется в режиме обзора, т. е. ДНА продолжает сканирование в заданном секторе и определение угловых координат производится в моменты, когда ось ДНА (точнее опорное направление) проходит направление на цель. При этом система работает в разомкнутом режиме и возможно осуществлять автоматическое сопровождение одновременно нескольких объектов. Различают две разновидности таких РЛС: РЛС автоматического обнаружения и сопровождения и РЛС автоматического сопровождения при сканировании ДНА в узком секторе обзора.

Задачей следящего измерителя направления (СИН) является непрерывное совмещение опорного направления антенны измерителя $\alpha_0 t, \beta_0 t$ с

направлением прихода волны $\alpha t, \beta t$ от источника сигнала к антенне измерителя.

Таким образом, следящие измерители направления СИН имеет два канала, осуществляющих слежение в азимутальной плоскости (по направляющему косинусу $u_x = \cos \theta_x = \sin \alpha t$ и по углу места (по направляющему косинусу $u_y = \cos(\theta_y) = \sin \beta t$). Каждый канал содержит угловой дискриминатор, экстраполятор и синтезатор поворота, образующие замкнутую следящую систему по угловой координате. Угловой дискриминатор вырабатывает сигнал, пропорциональный рассогласованию между направлением на источник излучения (цель) и опорным направлением. Экстраполятор преобразует сигнал рассогласования, обеспечивая требуемый закон управления синтезатором поворота, совмещающим опорное направление с направлением на цель. Поворот опорной оси может осуществляться поворотом всей антенной системы или ее элементов с помощью электродвигателя, являющегося в этом случае синтезатором поворота и одновременно последним, а иногда и единственным интегратором в схеме экстраполятора. При электронном управлении (в случае применения ФАР) синтезатор поворота изменяет угол наклона фазовой характеристики антенны относительно раскрыва до совмещения опорной оси с направлением на пеленгуемый объект. Оценкой этого направления является направляющий косинус угла смещения опорной оси относительно раскрыва антенны $u_x t = u_{x0} t$ или $u_y t = u_{y0} t$ в азимутальной и угломестной плоскостях.

Дискриминатор является устройством нелинейным, поэтому для упрощения анализа предполагают его работу при больших отношениях сигнала к шуму и малых рассогласованиях измеряемого и опорного параметров, что позволяет воспользоваться результатами линейной теории. В этом случае дискриминационная характеристика углового дискриминатора может быть представлена формулой

$$Z(u - u_0) = k \frac{z'(u - u_0)}{z(u - u_0)}. \quad (9.11)$$

Здесь
$$z(u - u_0) = \int_{-\infty}^{\infty} G(\nu) G^*(\nu) \exp j2\pi\nu(u - u_0) d\nu \quad (9.12)$$

- пространственный корреляционный интеграл,

$$z'(u - u_0) = j2\pi \int_{-\infty}^{\infty} \nu G(\nu) G^*(\nu) \exp j2\pi\nu(u - u_0) d\nu \quad (9.13)$$

- его первая производная,

k - коэффициент, учитывающий замену модуля второй производной $z''(u - u_0)$, входящей в выражение дискриминационной характеристики оптимального дискриминатора, на модуль самой функции $z(u - u_0)$, используемой в выражении (7.2), описывающую дискриминационную характеристику реально применяемого модифицированного дискриминатора.

Функция $G(\nu)\exp(j2\pi\nu u)$ описывает огибающую входного сигнала, принимаемого с направления u , а функция $G^*(\nu)\exp(-j2\pi\nu u) = H_0(\nu)$ является передаточной функцией согласованного пространственного фильтра, настроенного на направление u_0 , причем сигнал и фильтр представлены функциями координат раскрыва $\nu = \nu_x = x / \lambda_{\text{и}}$ и $\nu = \nu_y = y / \lambda_{\text{и}}$. Функция

$H_1(\nu) = j2\pi\nu G^*(\nu)\exp(-j2\pi\nu u)k_1$ образует производную корреляционного интеграла и является передаточной функцией измерительного канала.

Оптимальный угловой дискриминатор можно реализовать лишь на основе ФАР с электронным управлением. Полагая функцию раскрыва $G(\nu)$ симметричной, можно записать коэффициент передачи пространственного фильтра для сигнала i -го элемента решетки с координатой $\nu_i = x_i / \lambda_{\text{и}}$ или

$\nu_i = y_i / \lambda_{\text{и}}$ в виде $B_i = B_{-i} = B(\nu_i) = G_i^*$ в опорном канале и

$B'_i = -B'_{-i} = B'(\nu_i) = 2\pi k \nu_i G_i^*$ в измерительном канале. Обычно B_i и B'_i являются вещественными амплитудными коэффициентами, пропорциональными G_i и $2\pi k \nu_i G_i$ соответственно. Настройка ФАР на

направление u_0 осуществляется изменением наклона линейной по раскрыву фазовой характеристики антенны введением компенсирующего фазового сдвига с помощью перестраиваемых фазовращателей. Для i -го элемента ФАР фазовый сдвиг относительно сигнала в центре раскрыва должен быть равен $\psi_i = -2\pi\nu_i u_0$. Если расстояние между элементами ФАР постоянно и равно $\lambda_{\text{и}} / 2$, то $\nu_i = i / 2$ и фазовый сдвиг $\psi_i = \pm i \Delta\psi$ при нечетном числе N элементов ФАР и $\psi_i = \pm (i - 1/2) \Delta\psi$ при четном числе N , причем $\Delta\psi = -\pi u_0$ - фазовый сдвиг между сигналами соседних элементов решетки.

На рис. 9.8 представлена структура углового дискриминатора, как пространственного фильтра с использованием ФАР при $N = 7$.

Сигналы, суммируемые с весовыми коэффициентами B_i , подаются на вход опорного (суммарного) канала. На вход измерительного (разностного) канала

сигналы подаются с весовыми коэффициентами B'_i , причем сигналы с отрицательными весовыми коэффициентами $-B'_i$ вводятся через схему вычитания, а множитель $j = \exp j\pi/2$ учитывается сдвигом фазы разностного сигнала на $\pi/2$.

Суммарный сигнал используется для образования с помощью системы АРУ отношения $z'(u - u_0)/z(u - u_0)$ и в качестве опорного напряжения синхронного детектора СД для выявления знака рассогласования.

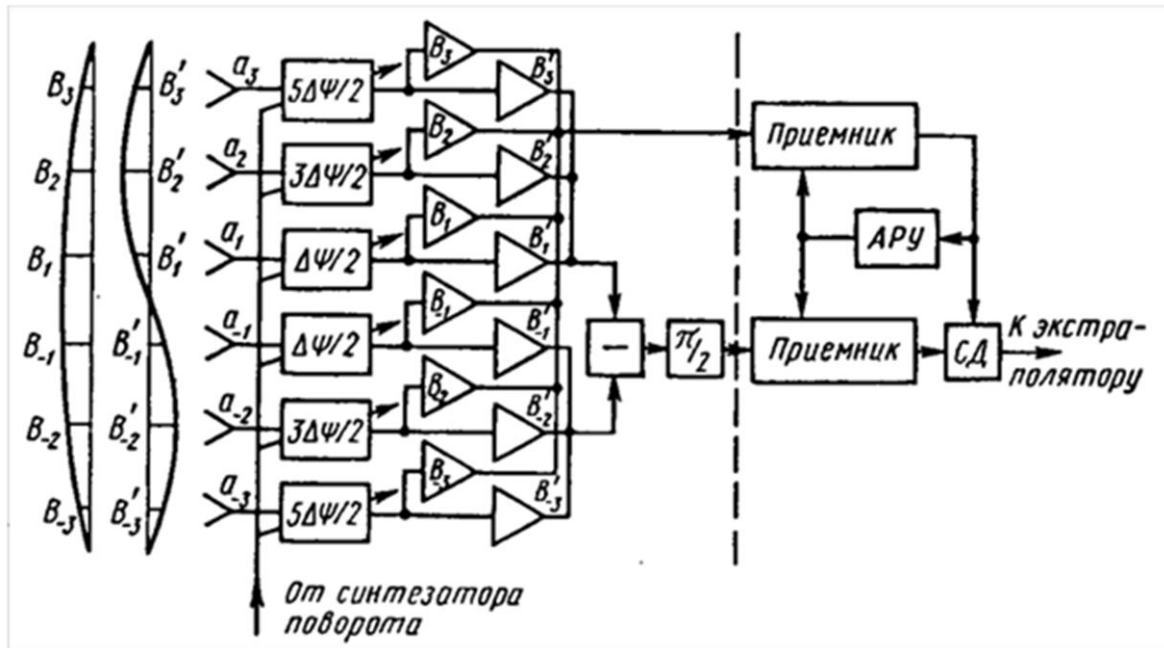


Рис. 9.8. Следящий измеритель направления с использованием ФАР

Оптимальный угловой дискриминатор является амплитудно-фазовым, поскольку его характеристика (7.2) зависит от амплитудных и фазовых соотношений.

При измерении двух угловых координат α и β угловой дискриминатор становится двухмерным. В этом случае в канале каждого элемента ФАР предусматриваются два отвода с весовыми коэффициентами B_i и B'_j , соответствующими измерительным каналам азимута и угла места. Опорный канал является общим.

Для управления фазовращателями поворота опорной оси антенны применяется также двухмерный синтезатор поворота.

При использовании многоэлементной ФАР синтезатор поворота строится обычно на основе цифрового процессора, который преобразует выходные данные экстраполяторов каналов азимута u_{x_0} и угла места u_{y_0} в цифровой

код, требуемый для управления фазой каждого элемента ФАР. При этом программа процессора обеспечивает максимальное приближение закона изменения фазы по раскрытию антенны к линейному.

Характеристики передачи экстраполяторов азимута и угла места (порядок астатизма, быстродействие) выбираются в соответствии с параметрами движения сопровождаемых целей.

В реальных системах используются подоптимальные амплитудные (разностный и суммарно-разностный) и фазовые дискриминаторы.

9.5 Одноканальные следящие измерители направления

Рассмотрим *одноканальные следящие измерители направления* (СИН), которые получили широкое применение в РЛС с автоматическим сопровождением объектов. Принцип действия следящей одноканальной системы иллюстрируется диаграммами, приведенными на рис. 9.9.

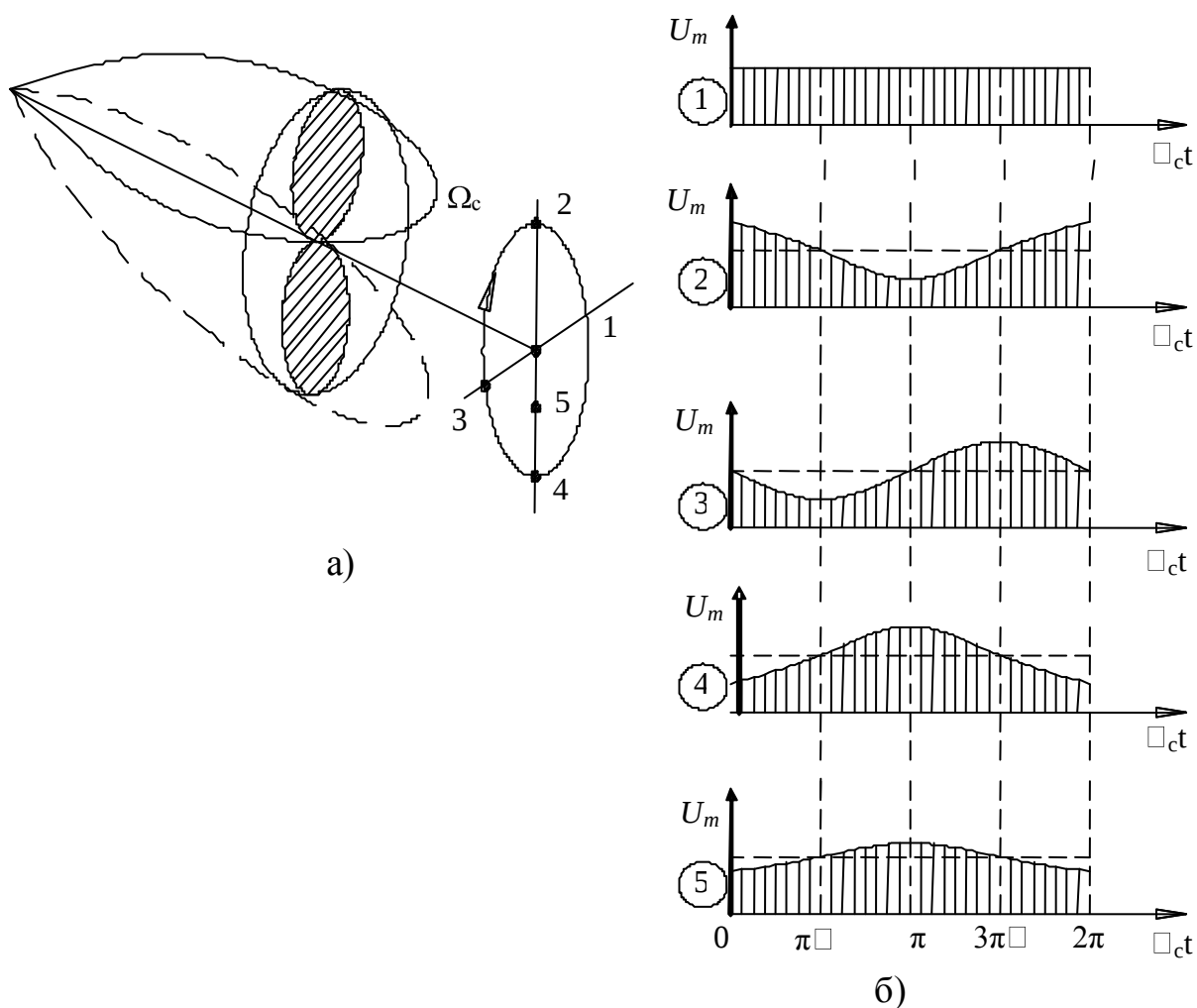


Рис. 9.9. Диаграммы работы одноканального следящего измерителя направления

Антенна РЛС формирует ДН, отклоненную от оси антенной системы на угол γ , не превышающий половины ее ширины α_A . При вращении ДНА образуется равносигнальная ось (рис. 9.9, а), совпадающая с осью антенны, задающей опорное направление. При его отклонении от направления на цель

амплитуда принимаемого сигнала будет изменяться в зависимости от мгновенного положения ДНА приблизительно по гармоническому закону с круговой частотой, равной угловой скорости вращения (сканирования) диаграммы Ω_c . Получаемый амплитудно-модулированный сигнал можно описать выражением

$$U_m(t) \approx U_{m0} \left[1 + m \cos \Omega_c t - \varphi \right]. \quad (9.14)$$

Глубина модуляции m линейно связана с отклонением (рассогласованием) ε оси антенны от направления на цель, а фаза гармонической огибающей импульсов частоты Ω_c соответствует направлению отклонения цели от равносигнальной линии и поэтому носит название сигнала ошибки (рассогласования)

$$U_\varepsilon(t) = m \cos \Omega_c t - \varphi. \quad (9.15)$$

Временные диаграммы сигнала ошибки приведены на рис. 9.9, б).

Структурная схема одноканального следящего измерителя направления импульсной РЛС представлена на рис. 9.11.

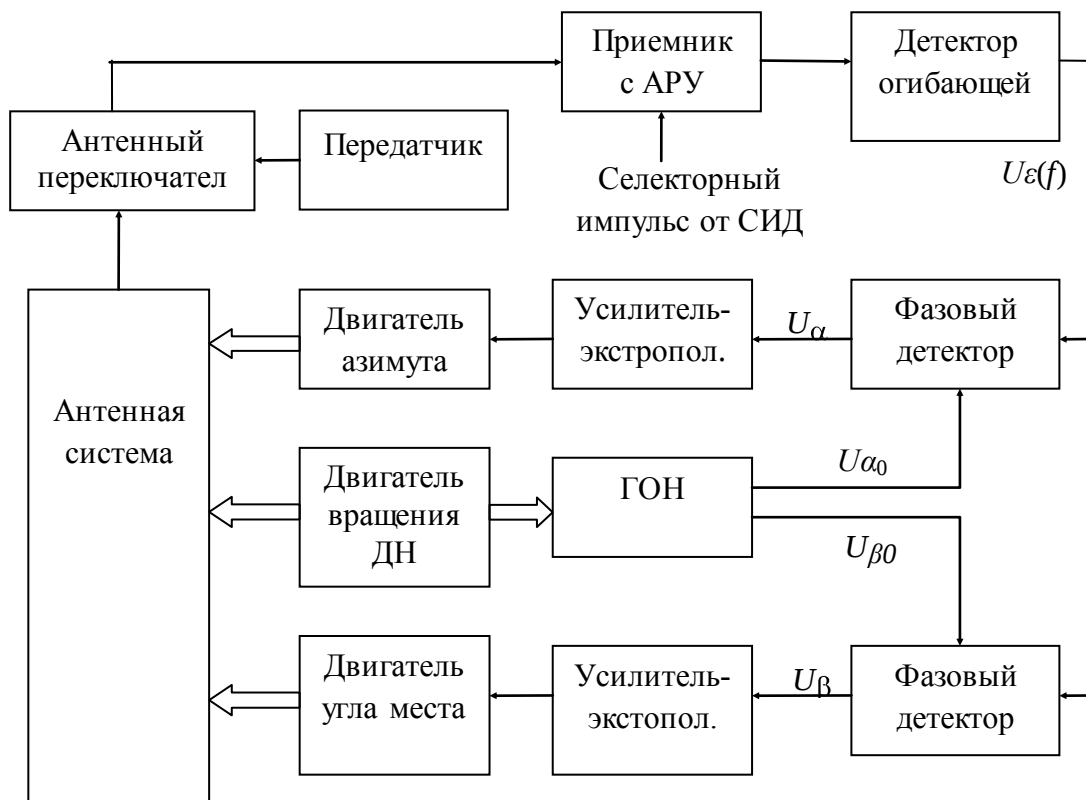


Рис. 9.11. Структурная схема одноканального следящего измерителя направления

Напряжение сигнала рассогласования $U_{\varepsilon} t$ поступает на фазовые детекторы (дискриминаторы) азимута и угла места. Опорные напряжения фазовых детекторов $U_{\alpha 0} = \sin \Omega_c t$ и $U_{\beta 0} = \cos \Omega_c t$ вырабатываются генератором опорных напряжений (ГОН), ротор которого вращается синхронно и синфазно с вращением ДНА.

На выходе фазовых детекторов формируются постоянные составляющие напряжения $U_{\alpha} = \varepsilon \cdot \sin \varphi$ и $U_{\beta} = \varepsilon \cdot \cos \varphi$, которые являются сигналами рассогласования по азимуту и углу места и управляющие через усилитель-экстраполятор и синтезатор угла поворота азимутального и угломестного каналов положением оси антенны таким образом, чтобы обеспечивалось ее совмещение с перемещающейся целью.

В качестве синтезаторов поворота используются двигатели, исполняющие также роль интеграторов, которые вместе со специальной схемой усиления и составляют экстраполятор в каждом из каналов СИН.

Выбор сопровождаемой цели осуществляется селекторным импульсом, поступающим от системы измерения дальности цели на приемный канал СИН. Сигнальные импульсы выбранной цели с выхода приемника подаются на пиковый детектор, который и выделяет первую гармонику огибающей $U_{\varepsilon} t$. Специальный фильтр, настроенный на частоту сканирования Ω_c , позволяет уменьшить искажения напряжения сигнала рассогласования, вызванные флуктуациями амплитуды отраженного сигнала из-за флуктуаций ЭПР цели и воздействия помех. Наличие флуктуаций сигналов и воздействие помех снижает точность сопровождения цели.

Недостатки СИН с коническим сканированием, обусловленные последовательным методом сравнения сигналов рассогласования, привели к постепенному переходу к более совершенным моноимпульсным измерителям, с одновременным сравнением сигналов рассогласования.

9.6 Моноимпульсные измерители угловых координат

В импульсных РЛС сигнал несет информацию об угловом положении цели в пространстве и её дальности. Выделение информации осуществляется путем сравнения амплитуд и фаз отраженных сигналов, принимаемых несколькими антеннами одновременно.

Метод одновременного сравнения амплитуд или фаз сигналов на выходах каналов называется *моноимпульсным*, а РЛС, в которых применяется этот метод, носят название *моноимпульсных*.

При определении направления в одной плоскости моноимпульсная система должна иметь две пересекающихся и формируемых одновременно ДНА. Каждой из них соответствует свой приемно-усилительный канал. Сравнение амплитуды или фазы сигналов на выходе каналов позволяет

определить направление на источник сигнала. Возможно также использование суммы и разности сигналов, образуемых непосредственно после антенной системы и обрабатываемых далее двумя приемными каналами - суммарным и разностным. В зависимости от используемого метода сравнения сигналов и выделения сигнала рассогласования моноимпульсные системы имеют три разновидности: *фазовые, амплитудные и суммарно-разностные*.

Система с фазовой пеленгацией имеет антенную систему с двумя разнесенными на некоторое расстояние фазовыми центрами. Практически два фазовых центра могут быть получены, например, с помощью двух разнесенных на расстояние d антенн, при этом оси диаграмм направленности параллельны. Структурная схема такой типовой РЛС изображена на рис. 9.12.

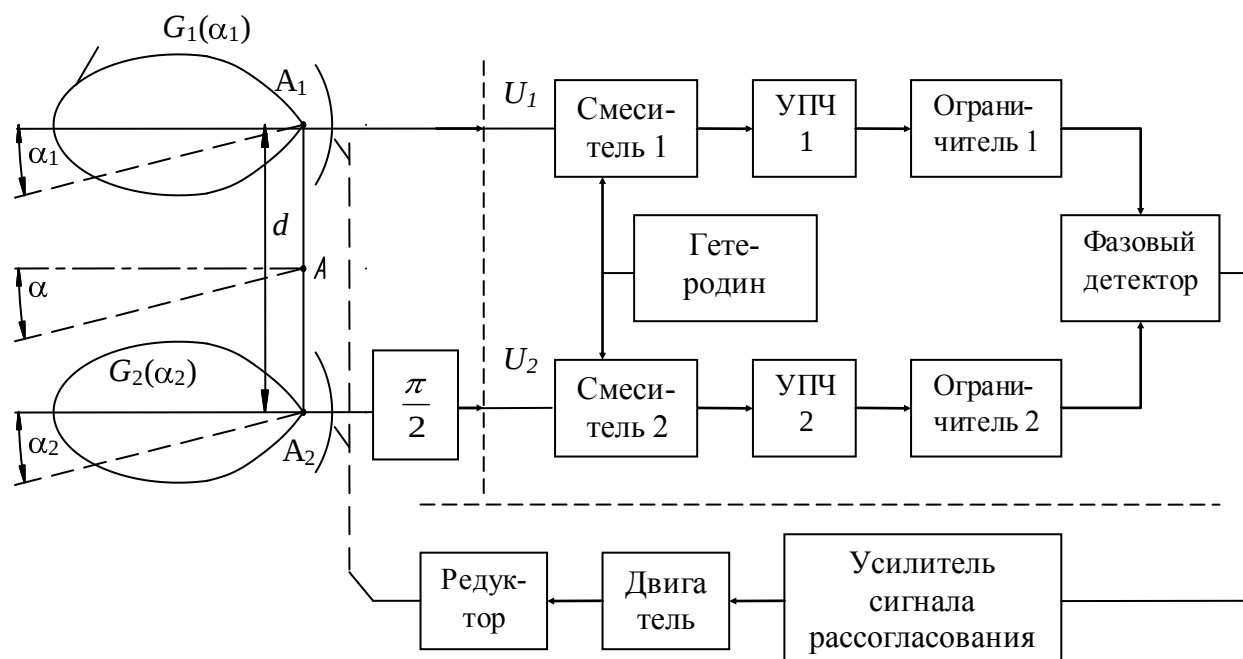


Рис. 9.12. Система с фазовой пеленгацией

Если пеленгование производится в азимутальной плоскости, а ДНА одинаковы и описываются функциями $G \alpha_1$ и $G \alpha_2$, то напряжения на выходе антенн первого и второго каналов будут:

$$U_1 = k \cdot G \alpha_1 \sin 2\pi ft + \varphi/2$$

и

$$U_2 = k \cdot G \alpha_2 \sin 2\pi ft - \varphi/2 ,$$

(9.16)

где: k - коэффициент, определяемый направленностью антенны и мощностью сигнала; φ - разность фаз сигналов в фазовых центрах антенн A_1 и A_2 .

При большом расстоянии до цели можно принять $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$, и тогда

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda_{\text{и}}} d \sin \alpha. \quad (9.17)$$

Для получения пеленгационной характеристики с центральной симметрией во втором канале осуществляется дополнительный фазовый сдвиг на угол $\pi/2$, с учетом которого напряжения на выходах приемных каналов будут:

$$U_1 = kG \alpha_1 \sin \left(2\pi ft + \frac{\pi d}{\lambda_{\text{и}}} \sin \alpha \right) \quad (9.18)$$

и

$$U_2 = kG \alpha_2 \sin \left(2\pi ft + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi d}{\lambda_{\text{и}}} \sin \alpha \right).$$

Сигналы с выходов каналов подаются на фазовый детектор. Для уменьшения влияния неодинаковости и нестабильности усиления каналов сигналы ограничиваются на уровне U , и тогда напряжение на выходе фазового детектора будет

$$U_{\text{фд}} = k_{\text{фд}} U \cdot \cos \left(\varphi - \frac{\pi}{2} \right) = k_{\text{фд}} U \cdot \sin \left(\frac{2\pi d}{\lambda_{\text{и}}} \sin \alpha \right). \quad (9.19)$$

В режиме автоматического слежения за целью угол рассогласования α мал и, следовательно, $\sin \alpha \approx \alpha$, и можно записать

$$U_{\text{фд}} \approx k_{\text{фд}} U \cdot \sin \left(\frac{2\pi}{\lambda_{\text{и}}} d \alpha \right). \quad (9.20)$$

Полученная зависимость имеет вид характеристики дискриминатора. Равносигнальному направлению, перпендикулярному к базе и проходящему через ее середину, соответствует нулевое рассогласование $\alpha = 0$. При неидентичных и нестабильных фазовых характеристиках каналов равносигнальное направление будет определяться с погрешностью, что является недостатком фазового метода.

Сигнал рассогласования с выхода ФД подается на следящую систему, которая непрерывно совмещает равносигнальную ось с направлением на сопровождаемый объект. При относительно небольших изменениях α

слежение можно осуществлять изменением фазового сдвига в одном из каналов с помощью фазовращателя. При этом антенная система остается неподвижной, что позволяет снизить инерционность системы и обеспечить ее высокое быстродействие, точность и устойчивость.

Система с амплитудной пеленгацией. В этом случае система имеет антенну, формирующую две пересекающиеся диаграммы направленности, образующих равносигнальное направление, совпадающее с осью антенны. Структурная схема такой типовой РЛС изображена на рис. 9.13.

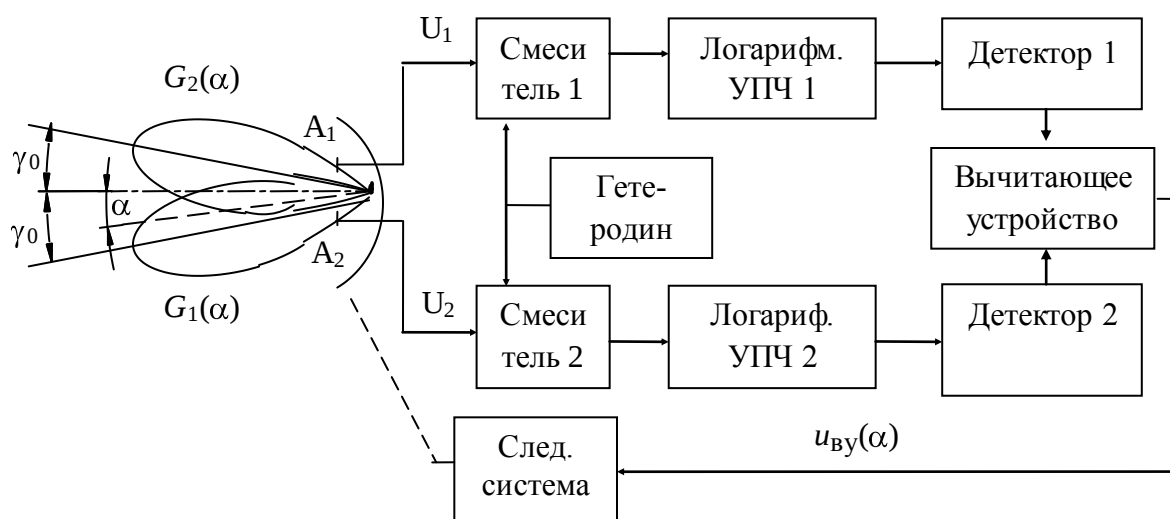


Рис. 9.13. Система с амплитудной пеленгацией

Если направление на источник сигнала лежит в азимутальной плоскости и отклонено от равносигнальной оси на угол α , то напряжения на выходе облучателей A_1 и A_2 антенны будут:

$$U_1 = k \cdot G(\gamma_0 - \alpha) \sin 2\pi ft + \varphi_0$$

и

$$(9.21)$$

$$U_2 = k \cdot G(\gamma_0 + \alpha) \sin 2\pi ft + \varphi_0 ,$$

где γ_0 - угол смещения осей первой и второй диаграмм относительно оси антенны; φ_0 - начальная фаза принимаемого сигнала.

Поскольку в антеннах амплитудных измерителей облучатели A_1 и A_2 смещены относительно фокуса параболического зеркала незначительно, то при небольших отклонениях направления на пеленгуемый объект относительно равносигнальной оси изменяются только амплитуды сигналов на входе приемных каналов, и разность амплитуд является мерой угла рассогласования α . Для уменьшения влияния интенсивности принимаемого сигнала, а также усиления каналов на величину измеряемого угла применяется вычитание

сигналов, усиленных УПЧ с логарифмической амплитудной характеристикой и продетектированных линейным детектором. В этом случае мерой углового рассогласования α является отношением амплитуд сигналов на выходе приемных каналов

$$\begin{aligned} U_{\text{vy}} &= K_{\text{vy}} (U_0 \ln U_{m1} - U_0 \ln U_{m2}) = \\ &= K_{\text{vy}} U_0 \ln \frac{U_{m1}}{U_{m2}} = K_{\text{vy}} U_0 \ln \frac{G(\gamma_0 - \alpha)}{G(\gamma_0 + \alpha)}, \end{aligned} \quad (9.22)$$

где K_{vy} - коэффициент передачи вычитающего устройства; U_0 - начальное напряжение на выходе логарифмического усилителя.

Приведенное выражение, описывающее пеленгационную характеристику системы, показывает, что ее крутизна зависит от крутизны ДНА в окрестности равносигнального направления, коэффициента передачи вычитающего устройства и характеристики логарифмического усилителя.

Таким образом, зависимость измеряемого угла от интенсивности принимаемого сигнала при использовании логарифмических усилителей исключается. Однако неравенство коэффициентов усиления каналов и их нестабильность приводят к погрешностям в определении равносигнального направления, на что указывает зависимость сигнала рассогласования от начального напряжения на выходе усилителей. При автоматическом сопровождении совмещение равносигнальной оси с направлением на объект обычно производится поворотом антенны с помощью следящей системы.

Суммарно-разностный вариант. Суммарно-разностная система является наиболее совершенной, так как позволяет исключить влияние изменений амплитуды и фазы принимаемых сигналов на стабильность равносигнального направления и пеленгационной характеристики и тем самым обеспечить наибольшую точность определения направления. При суммарно-разностной обработке обычно сравниваются амплитуды сигналов, а для исключения влияния неравенства и нестабильности коэффициентов усиления каналов сравнение амплитуд производится до приемных каналов с помощью высокочастотных мостовых схем. Большая стабильность равносигнального направления и связанная с этим высокая точность является существенным достоинством суммарно-разностного метода, обеспечившим его широкое применение в моноимпульсных СИН.

10 РАЗРЕШАЮЩАЯ СПОСОБНОСТЬ СИГНАЛОВ

В общем случае радиосигнал $s(t, \lambda)$, имеющий значение некоторого неэнергетического параметра, равное λ , описывается выражением

$$s(t, \lambda) = \operatorname{Re} \left[\dot{S}(t, \lambda) \cdot \exp(j2\pi f_0 t) \right], \quad (10.1)$$

где $\dot{S}(t, \lambda)$ - комплексная огибающая; f_0 - несущая частота сигнала.

Для многих радиолокационных и навигационных систем типичной является ситуация, когда принятый сигнал фактически представляет собой суперпозицию многих копий исходного сигнала, каждая из которых характеризуется своими значениями параметров (амплитуды, фазы, временем запаздывания и доплеровским сдвигом частоты). Перекрываясь во времени, эти копии интерферируют между собой, образуя достаточно сложный результирующий сигнал.

Мерой разрешающей способности может служить минимальная разница значений параметров накладывающихся сигналов.

Характеристики разрешающей способности находятся в сильной зависимости от одной и той же величины - функции неопределенности сигнала $\Psi(\lambda)$ по параметру λ :

$$\Psi(\lambda) = \left| \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(t) \cdot \dot{S}^*(t, \lambda) dt \right|. \quad (10.2)$$

Остановимся на анализе важнейших частных случаях разрешающей способности сигналов.

10.1 Разрешение сигналов по задержке и доплеровской частоте

Пусть параметром, по которому необходимо разрешать два сигнала с одинаковым доплеровским сдвигом частоты $F_1 = F_2$, $F = F_1 - F_2 = 0$, служит время запаздывания $\tau = \tau_1 - \tau_2$. Качество разрешения двух копий сигнала

$s(t; \tau_1; \varphi_1)$ и $s(t; \tau_2; \varphi_2)$ с временем запаздывания τ_i и случайными начальными фазами φ_i , $i = 1, 2$ определяется уровнем ФН по времени запаздывания. Функция неопределенности разрешения сигналов по задержке описывается выражением

$$\Psi(\tau) = \left| \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(t) \cdot \dot{S}^*(t - \tau) dt \right|, \quad (10.3)$$

которое представляет собой не что иное, как модуль нормированной корреляционной функции (КФ) комплексной огибающей.

Протяженность сечения $\Psi(\tau)$ по задержке τ имеет порядок длительности τ_k корреляционной функции комплексной огибающей сигнала. Следовательно, две копии сигнала, отличающиеся временем запаздывания на τ , разрешаются тем успешнее, чем меньше уровень корреляционной функции комплексной огибающей при данном τ . В качестве меры разрешающей способности по задержке можно принять то минимальное расхождение $\tau_{\min}$ времен запаздывания двух копий сигнала, начиная с которого последние разрешаются удовлетворительно. Чем меньше $\tau_{\min}$, тем более высокой следует признать разрешающую способность по времени запаздывания.

Пусть параметром, по которому необходимо разрешать два сигнала с одинаковыми задержками $\tau_1 = \tau_2, \tau = \tau_1 - \tau_2 = 0$, служит доплеровское смещение частоты $F = F_1 - F_2$. Качество разрешения двух копий сигнала $s(t; F_1; \varphi_1)$ и $s(t; F_2; \varphi_2)$ с доплеровскими смещениями частоты F_i и случайными начальными фазами $\varphi_i, i = 1, 2$ определяется уровнем ФН по частоте. Функция неопределенности разрешения сигналов по частоте описывается выражением

$$\Psi(F) = \left| \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}(t)|^2 \exp[-j2\pi Ft] dt \right| = \left| \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(t) \exp[-j2\pi FT] dt \right|. \quad (10.4)$$

Как следует из (10.4), функция $\Psi(F)$ повторяет по форме амплитудно-частотный спектр квадрата действительной огибающей сигнала, т. е. определяется исключительно законом амплитудной модуляции сигнала.

Ширина сечения $\Psi(F)$ вдоль оси F близка к ширине спектра действительной огибающей сигнала, т. е. значению, обратному длительности сигнала T_c . В качестве меры разрешающей способности по частоте можно принять то минимальное расхождение $F_{\min}$ доплеровского сдвига частоты двух копий сигнала, начиная с которого последние разрешаются удовлетворительно. Очевидно, чем меньше $F_{\min}$, тем более высокой следует признать разрешающую способность сигналов по частоте.

В радиолокационных и навигационных системах сигналы, отраженные различными объектами, обычно отличаются друг от друга и временем запаздывания, и доплеровскими сдвигами частоты. В таких случаях приходится говорить о разрешении сигналов по времени запаздывания τ и по частоте F , т. е. по двумерному векторному параметру $\vec{\lambda} = \tau, F$.

Разрешение сигналов при этом определяется частотно-временной ФН

$$\Psi(\tau, F) = \left| \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(t) \cdot \dot{S}^*(t - \tau) \exp(-j2\pi Ft) dt \right|. \quad (10.5)$$

Геометрически $\Psi(\tau, F)$ задает некоторую поверхность над координатной плоскостью τ и F , причем в начале координат $\tau = 0, F = 0$ высота этой поверхности фиксирована и равна $\Psi(0, 0) = 1$. Две копии сигнала, сдвинутые друг относительно друга по времени запаздывания на τ и по частоте на F , разрешить тем легче, чем ниже уровень ФН при данных τ и F . Таким образом, желательно, чтобы ФН $\Psi(\tau, F)$ как можно быстрее спадала по мере удаления точки τ, F от начала координат.

Важно отметить, что сечение ФН $\Psi(\tau, F)$ плоскостью $F = 0$, есть ФН по запаздыванию $\Psi(\tau, 0)$, и, следовательно, протяженность $\Psi(\tau, 0)$ по оси задержек τ характеризует достижимую для данного сигнала разрешающую способность только по времени запаздывания. Аналогично, протяженность вдоль оси F сечения $\Psi(0, F)$ ФН плоскостью $\tau = 0$ определяет разрешающую способность только по частоте.

С некоторой долей условности можно считать, что любые две копии сигнала, у которых взаимные рассогласования по времени запаздывания τ и частоте F попадают в пределы области высокой корреляции, неразрешимы. Это, в частности, означает, что для достижения высокой разрешающей способности по времени и частоте необходимо, чтобы диаграмма неопределенности имела довольно малую протяженность по любому направлению в плоскости τ, F .

Следует отметить, что достижение высокой разрешающей способности невозможно добиться простым уменьшением длительности импульса, поскольку для сохранения необходимого отношения сигнал-шум требуется обеспечить пропорциональное увеличение пиковой мощности. Следовательно, необходимо «усложнить» комплексную огибающую $\dot{S}(t)$, осуществив в пределах длительности сигнала модуляцию его фазы или частоты. Введению такой модуляции и сопровождающему его эффекту укорочения корреляционной функции будет неизбежно сопутствовать значительное расширение спектра сигнала.

Противоречивость показателей разрешения по задержке и по частоте характерна для всех простых сигналов. В основе ее лежит инвариантность к виду сигнала объема *V* тела неопределенности, т. е. тела, заключенного между плоскостью τ, F и поверхностью, описываемой квадратом ФН $\Psi^2 \tau, F$. Соответствующее утверждение, известное как *принцип неопределенности Вудворда*. Объем *V* тела неопределенности можно представить выражением

$$V = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \Psi^2 \tau, F d\tau dF = \frac{1}{4E^2} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S} t|^2 dt \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S} t - \tau|^2 d\tau = 1, \quad (10.6)$$

так как каждый из интегралов равен $2E$. Таким образом, тело неопределенности имеет единичный объем независимо от конкретного закона модуляции сигнала. Тем не менее, закон модуляции сигнала определяет рельеф частотно-временной функции неопределенности.

10.2 Анализ частотно-временной ФН пачки радиоимпульсов

В современных радиотехнических системах широкое применение находят когерентные сигналы в виде пачки модулированных радиоимпульсов с постоянным периодом повторения $T_{\text{и}}$

$$s(t, \varphi) = \operatorname{Re} \left[\sum_{k=0}^{K_{\text{и}}-1} \dot{S}_{\text{и}} t - k \cdot T_{\text{и}} \cdot \exp \left[j 2\pi f_0 t + \varphi \right] \right], \quad (10.7)$$

где $\dot{S}_{\text{и}} t = S_{\text{и}}(t) \cdot \exp \left[j \cdot \gamma_{\text{и}} t \right]$ - комплексная огибающая одиночного импульса; $S_{\text{и}} t$ и $\gamma_{\text{и}} t$ - известные законы амплитудной и угловой модуляции; $T_{\text{и}}$ - период повторения импульсов; $K_{\text{и}}$ - количество импульсов в пачке; f_0 - несущая частота сигнала; φ - начальная фаза несущей частоты.

Все радиоимпульсы, отраженные от целей, имеют одну и ту же случайную начальную фазу с равномерным законом распределения и не содержат других случайных параметров. Принимаемый радиосигнал исчерпывающе характеризуется комплексной огибающей вида

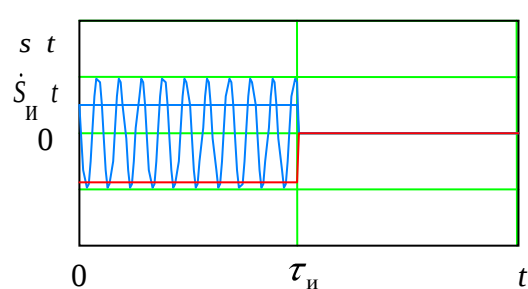
$$\dot{S}(t, \varphi) = \sum_{k=0}^{K_{\text{и}}-1} \dot{S}_{\text{и}} t - k \cdot T_{\text{и}} \cdot \exp j \cdot \varphi, \quad (10.8)$$

Подставив описание анализируемого сигнала (10.8) в выражение (10.5), можно произвести анализ основных характеристик функции неопределенности когерентной пачки модулированных радиоимпульсов.

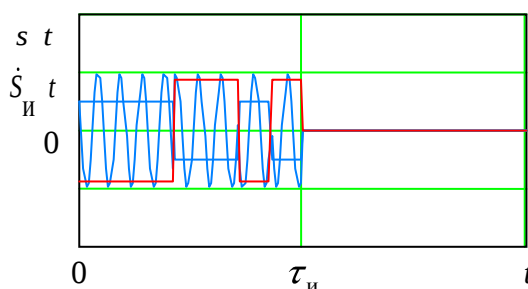
Остановимся на анализе трех основных разновидностей сигналов:

- пачка радиоимпульсов с постоянной частотой;
- пачка радиоимпульсов с фазовой манипуляцией частоты по закону кода Баркера;
- пачка радиоимпульсов с линейной частотой модуляции.

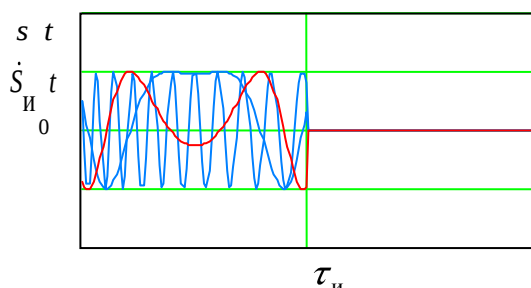
Временные диаграммы отдельных радиоимпульсов и их комплексные огибающие приведены на рис. 10.1, -а), -б), -в) соответственно.



а)

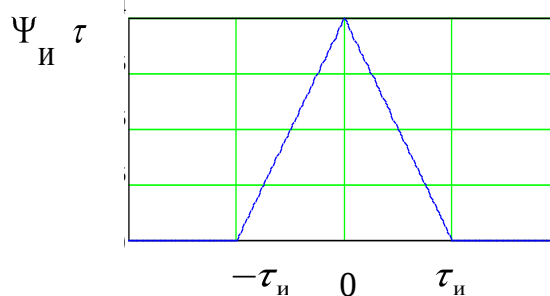


б)

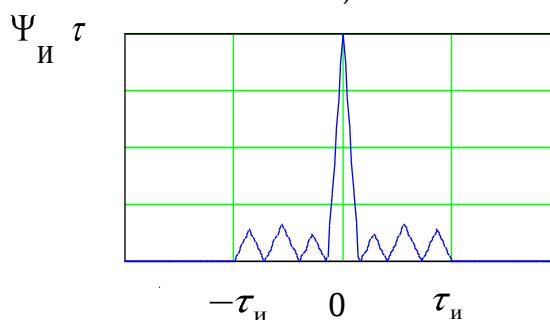


в)

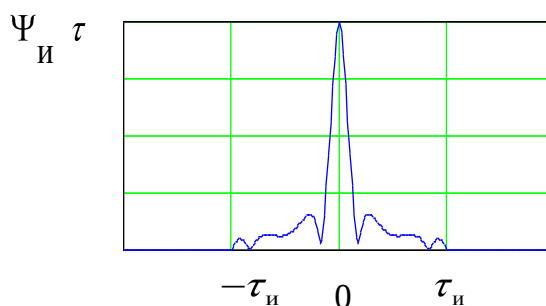
Рис. 10.1. Временные диаграммы анализируемых сигналов



а)



б)



в)

Рис. 10.2. Корреляционные функции анализируемых сигналов

Анализируемые радиоимпульсы имеют одинаковую длительность, но различаются законами модуляции несущей частоты сигнала. Закон модуляции однозначно определяет вид комплексной огибающей импульса. Комплексная огибающая импульса определяет вид корреляционной функции импульса $\Psi_{и} \tau$ по задержке сигнала. Для анализируемых импульсов модули корреляционных функций $\Psi_{и} \tau$ приведены на рис. 10.2. Можно видеть, что корреляционная

функция Ψ_{τ_i} простого импульса (рис. 10.2, -а) имеет вид треугольной формы. При этом ширина лепестка КФ зависит от длительности импульса τ_i .

В тоже время КФ импульсов модулированных по закону кода Баркера (рис. 10.2, -б) или с линейной частотой модуляцией (рис. 10.2, -в) обладают достаточно узким пиком. Понятно, что модуляция импульса привела к расширению спектра импульса и, соответственно, к сужению главного лепестка корреляционной функции. Чем больше длина кода или больше девиация частоты ЛЧМ-импульса тем будет уже пик корреляции. Значение пика КФ исключительно зависит от энергии импульса $E_{\text{имп}}$.

В форме КФ можно видеть боковые лепестки, значения которых зависят от законов модуляции отдельных импульсов. Наличие боковых лепестков КФ носит вредный характер, поскольку в реальной ситуации, когда слабый сигнал наблюдается при наличии более сильного сигнала на фоне шума, всегда имеется вероятность того, что основной лепесток более слабого сигнала оказывается полностью замаскированным боковыми лепестками более сильного сигнала.

Ясно, что перепутывание основного лепестка с ложным пиком, возникающим поблизости от большого бокового лепестка, более вероятно, чем с ложным пиком, возникающим при низком уровне боковых лепестков. Минимизация уровня боковых лепестков КФ может быть достигнута за счет увеличения базы сигналов.

Далее остановимся на анализе корреляционных свойств пачки модулированных радиоимпульсов. В этом случае каждый отдельный импульс длительностью τ_i регулярно повторяется с периодом T_i . Скважность излучаемых импульсов $Q = T_i / \tau_i = 5$. Следует отметить, что все импульсы характеризуются одной и той же начальной фазой, поэтому рассматривается когерентная пачка прямоугольных радиоимпульсов.

Регулярный период повторения импульсов приводит к многопиковой структуре КФ пачки импульсов. Для иллюстрации на рис. 10.3, -а), -б), -в) приведены виды корреляционных функций пачки для анализируемых законов модуляции радиоимпульсов.

Как видно, КФ рассматриваемых сигналов содержат центральный пик и некоторое число побочных пиков корреляции, следующих через период повторения импульсов T_i . Значение центрального (главного) пика определяется энергией сигнала $E_{\text{сигн}} = K_i \cdot E_i$, т.е. сумме энергий всех импульсов в пачке. Амплитуды побочных импульсов линейно спадают относительно центрального пика. Центральный пик КФ пачки простых импульсов (рис. 3.3, -а) может быть достаточно узким, если длительность τ_i одиночного импульса мала. При этом может быть обеспечена высокая

разрешающая способность сигнала по задержке. В тоже время при сохранении длительности импульса можно значительно сузить ширину пиков корреляции за счет модуляции одиночных импульсов. Это можно видеть на рис. 10.3, -б) и -в), на которых приведены КФ пачки импульсов, модулированных по фазе кодом Беркера и пачки импульсов с ЛЧМ-модуляцией.

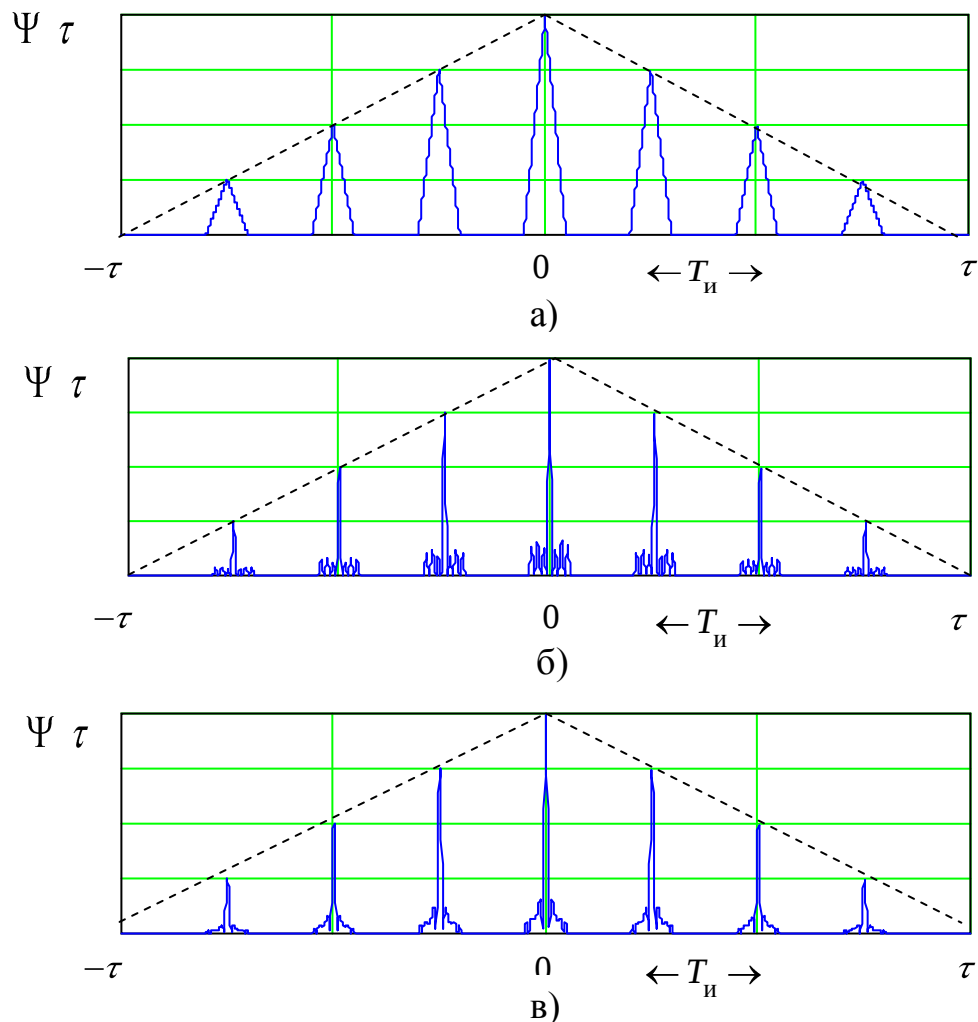


Рис. 10.3. Корреляционные функции пачки анализируемых радиоимпульсов

Наличие побочных максимумов функции неопределенности приводит к неоднозначности измерения. Обычно на практике такие сигналы представляют собой последовательности импульсов с большой скважностью, т.е. $T_{\text{и}} \geq \tau_{\text{и}}$, причем период повторения превышает максимальное время распространения сигнала до цели и обратно $T_{\text{и}} \geq \tau_{\text{max_зад}}$. В этих условиях многолепестковый характер корреляционной функции $\Psi(\tau)$ вдоль оси задержек не создает неоднозначности измерения времени прихода сигнала. Такой режим работы дальномерных РЛС называют с низкой частотой повторения (НЧП) импульсов. Однако в этом случае может возникать неоднозначность измерения скоростей целей.

Рассмотрим свойства функция неопределенности разрешения по частоте когерентной пачки модулированных импульсов. Как отмечалось ранее, функция неопределенности комплексной огибающей сигнала ΨF по частоте повторяет по форме амплитудно-частотный спектр квадрата действительной огибающей сигнала $|S t|^2 = \dot{S} t \cdot \dot{S}^* t$, т. е. определяется исключительно законом амплитудной модуляции сигнала. Поэтому для всех анализируемых законов модуляции при одинаковой длительности импульсов сечение ΨF функции неопределенности будет иметь вид, представленный на рис. 10.4.

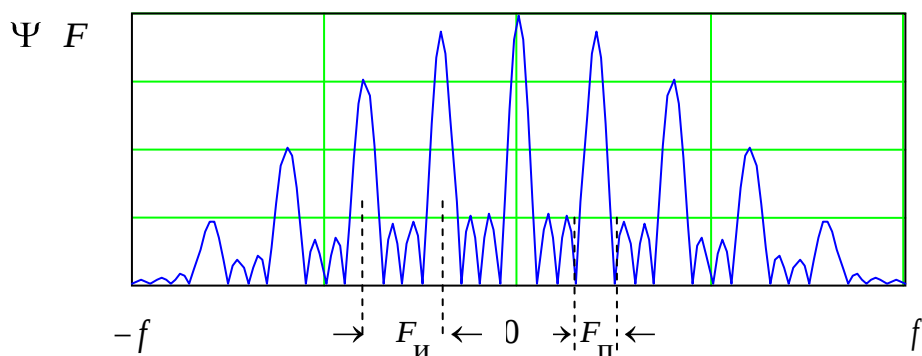


Рис. 10.4. . Форма функции неопределенности пачки импульсов в частотном сечении

Форма функции ΨF имеет гребенчатую структуру, т.е. содержит центральный лепесток $\Psi 0$ и ряд побочных лепестков на частотах $F_k = k \cdot F_{\text{и}} = k \cdot 1/T_{\text{и}}$, равных частоте повторения импульсов $F_{\text{и}}$ в пачке. На этих частотах модуль спектральной плотности ΨF_k в $K_{\text{и}}$ раз больше модуля спектральной плотности одиночного импульса. Ширина всех лепестков $\Delta \Psi F_k$ определяется длительностью пачки $T_{\text{п}} = K_{\text{и}} \cdot T_{\text{и}}$. Ширина огибающей энергетического спектра пачки импульсов однозначно зависит от длительности импульса $\tau_{\text{и}}$. Следовательно, количество побочных лепестков в сечении ΨF равно скважности импульсов $Q = T_{\text{и}} / \tau_{\text{и}}$.

Наличие побочных лепестков в сечении функции неопределенности ΨF приводит к неоднозначности измерения скорости целей. Обычно на практике для расширения диапазона однозначного измерения доплеровской частоты применяют сигналы, представляющий собой последовательности импульсов с высокой частотой повторения импульсов $F_{\text{и}} = 1/T_{\text{и}}$, т.е. $F_{\text{и}} \ll F_{\text{max_допл}}$ превышает максимальное доплеровское смещение частоты. При этих условиях многолепестковый характер функции ΨF вдоль оси частот не создает неоднозначности измерения доплеровской частоты сигнала. Такой режим

работы доплеровских РЛС называют с высокой частотой повторения (ВЧП) импульсов. Как отмечалось ранее, в этом случае может возникать неоднозначность измерения дальности целей.

Остановимся на рассмотрении свойств частотно-временной функции неопределенности $\Psi(\tau, F)$. На рис. 10.5, а) приведен вид ФН пачки из 4-х простых радиоимпульсов.

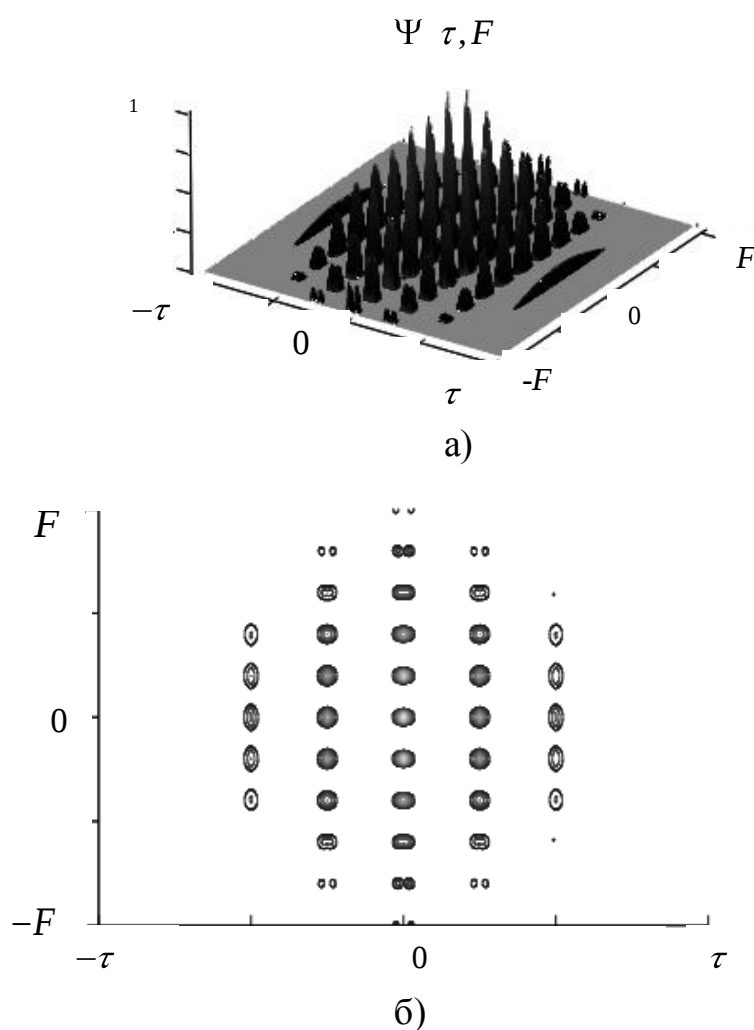
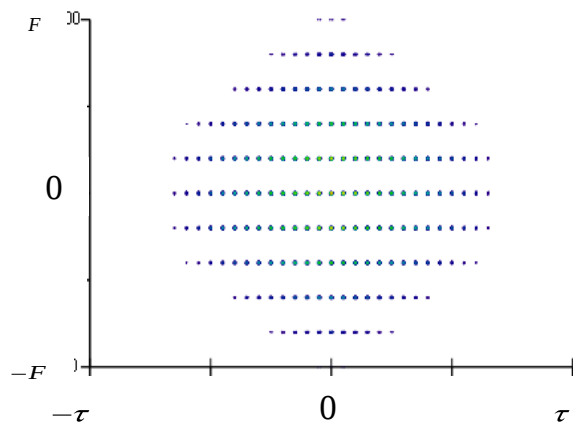


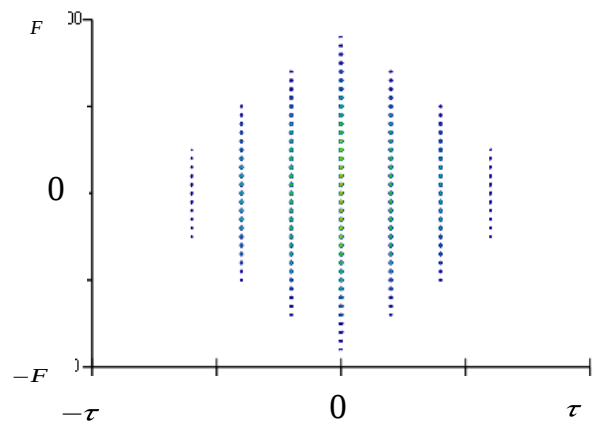
Рис. 10.5. Диаграмма неопределенности пачки импульсов

Как видно в объеме функции наблюдается центральный пик и пики с высокой корреляцией регулярно следующие по задержке и доплеровской частоте с интервалом $T_{\text{и}}$ и $1/T_{\text{и}}$ соответственно. Для графического представления частотно-временной ФН прибегают к отображению профиля ФН с помощью изолиний. Чтобы таким способом отразить рельеф поверхности, задаваемой ФН, следует нанести на плоскость τ, F сечения поверхности $\Psi(\tau, F)$ горизонтальными плоскостями, поднятыми на ту или иную высоту

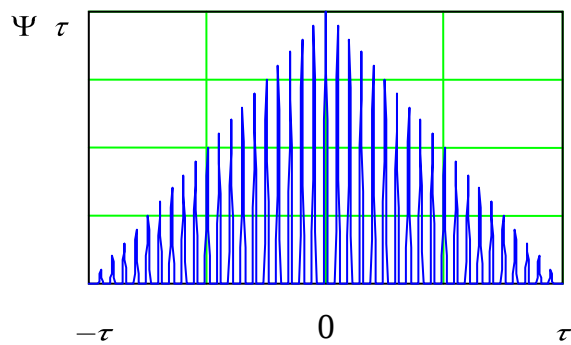
относительно координатной плоскости. Подобное сечение на высоте $\Psi_{\tau, F} = 0.5$, называемое *областью высокой корреляции* либо *диаграммой неопределенности* задает область, в пределах которой уровень ФН превышает 0,5 (см. рис. 10.5, -б).



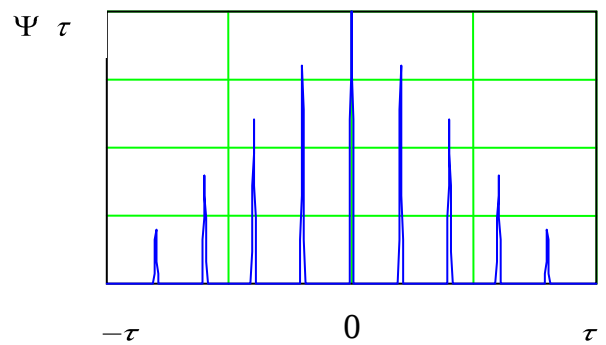
а)



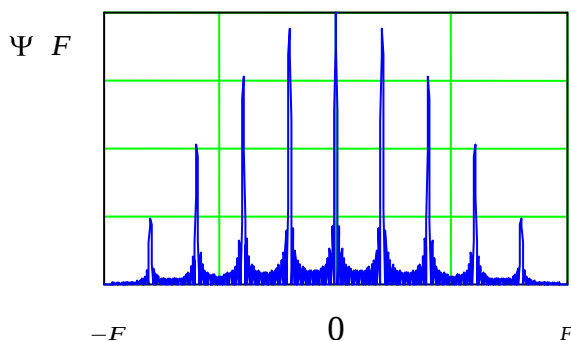
а)



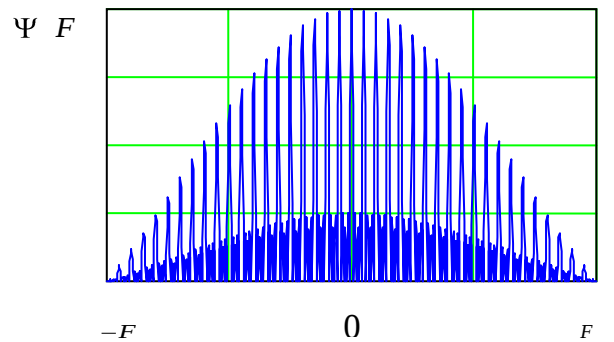
б)



б)



в)



в)

Рис. 10.6. Функция неопределенности пачки импульсов в режиме ВЧП

Рис. 10.7. Функция неопределенности пачки импульсов в режиме НЧП

Сечение ФН $\Psi_{\tau, F}$ плоскостью $F = 0$, есть ФН по запаздыванию Ψ_{τ} , которая характеризует достижимую для данного сигнала область однозначного

измерения дальности. Аналогично, протяженность вдоль оси частот сечение $\Psi 0, F$ устанавливает диапазон однозначного измерения скорости.

Важно отметить, что сечение главного лепестка ФН $\Psi 0,0$, представляющее эллипс, характеризует разрешающую способность когерентной пачки импульсов по задержке и доплеровскому сдвигу частоты. Следует отметить, что разрешающая способность по задержке зависит от ширины спектра модулированных импульсов пачки радиосигнала, а разрешающая способность по частоте не зависит от закона модуляции импульсов, а определяется длительностью пачки радиоимпульсов.

Принцип неопределенности Вудворда для когерентной пачки радиоимпульсов можно сформулировать следующим образом: чем меньше частота повторения импульсов или больше период их повторения, тем шире диапазон однозначного измерения дальности и наоборот чем меньше период повторения импульсов или выше частота их следования, тем шире диапазон однозначного измерения скорости.

На рис. 10.6 приведены основные характеристики ФН сигналов с высокой частотой повторения импульсов (ВЧП: $K_{\text{и}} = 20$, $Q = 5$), а на рис. 10.7 приведены аналогичные характеристики ФН сигнала с низкой частотой повторения импульсов (НЧП: $K_{\text{и}} = 5$, $Q = 20$).

На рис. 10.6, -а) приведены отображения профиля ФН первого сигнала с рельефом, разнесенным по частоте. Детальный рельеф ФН по задержке и частоте изображен на рис. 10.6, -б) и -в) соответственно. Как видно на рис. 10.7, второй сигнал обладает повернутым рельефом ФН, разнесенным по задержке. В этом случае детальный рельеф ФН по задержке и частоте изображен на рис. 10.8, -б) и -в) соответственно.

3 ДАЛЬНОСТЬ ДЕЙСТВИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

3.1 Физические основы радиолокационного наблюдения объектов

В основе радиолокационного наблюдения лежит явление рассеяния радиоволн различными объектами. При падении облучающего поля на объект на его поверхности возникают электрические токи, которые, в свою очередь, излучают электромагнитную энергию, создавая тем самым рассеянное вторичное поле, которое распространяется во всех направлениях, в том числе, и обратно к источнику излучения.

Для описания явления рассеяния радиоволн вводят характеристики радиолокационного рассеяния (ХРЛР). Эти характеристики устанавливают связи между одноименными параметрами (энергетическими, фазовыми, частотными, поляризационными) падающего на цель и рассеянного ею полей.

В общем случае ХРЛР зависят от параметров РЛС, параметров цели, параметров, характеризующих условия наблюдения. Наиболее часто используются: *статические, динамические и статистические* ХРЛР.

Статические ХРЛР описывают свойства неподвижной относительно РЛС цели при различных ее ракурсах. Динамические ХРЛР описывают свойства движущейся относительно РЛС цели. Неопределенность ориентации цели в пространстве привела к необходимости введения статистического описания рассеивающих свойств, из которого вытекают статистические ХРЛР.

Исторически первой и по настоящее время широко используемой на практике ХРЛР является *эффективная площадь рассеяния (ЭПР)*. Под эффективной площадью рассеяния (ЭПР) понимают площадь поперечного сечения гипотетического идеального изотропного отражателя, который, будучи помещен на место цели, создает на входе приемной антенны РЛС такую же плотность потока мощности, что и сама цель.

Если плотность потока мощности облучаемой цели равна Π_{Π} , то мощность потока рассеянной целью с ЭПР σ можно представить в виде

$$P_{\Pi} = \Pi_{\Pi} \cdot \sigma.$$

Плотность потока мощности рассеянной волны в месте нахождения антенны РЛС на расстоянии D от цели будет равна

$$\Pi_{\text{отр}} = \frac{P_{\Pi}}{4\pi D^2} = \frac{\Pi_{\Pi} \cdot \sigma}{4\pi D^2}.$$

Отсюда ЭПР определяется соотношением

$$\sigma = 4\pi D^2 \cdot P_{\text{отр}} / P_{\text{п}}.$$

Из этой формулы следует, что ЭПР имеет размерность площади.

При количественной оценке ЭПР применяют абсолютные и относительные единицы. Абсолютной единицей ЭПР является квадратный метр (м^2), относительной – децибел (дБ). Часто ЭПР нормируют либо к 1 м^2 :

$\sigma_1 = 10 \lg \sigma / \sigma_0$ дБ, где $\sigma_0 = 1 \text{ м}^2$, либо к квадрату длины волны облучающего поля: $\sigma_2 = 10 \lg \sigma / \lambda^2$ дБ.

Эффективная площадь рассеивания является исключительно энергетической характеристикой. ЭПР позволяет рассчитывать дальность действия радиотехнических систем.

Далее отразим основные характеристики отражений от подстилающей поверхности. Подстилающая поверхность представляет собой распределенную мешающую цель, размеры которой существенно превышают размеры элемента разрешения РЛС по углу и дальности. При решении задачи обнаружения цели с малой ЭПР на фоне отражений от подстилающей поверхности могут возникнуть такие ситуации, при которых сигнал, отраженный от моря или суши, окажется намного интенсивнее сигнала, отраженного от цели.

Для характеристики специфических отражателей, таких как подстилающая поверхность или объемные цели (облака) вводят понятие *удельной ЭПР*. Удельная ЭПР поверхности и удельная ЭПР объемной цели определяются соотношениями

$$\sigma_s = \sigma / S, \quad \sigma_v = \sigma / V,$$

где S , V - площадь поверхности и объем цели, соответственно.

Рассеивающие свойства поверхностно-распределенных целей характеризует удельная ЭПР $\sigma_{\text{уд}}$. На вход антенны РЛС одновременно поступают сигналы от всех мешающих отражателей, находящихся внутри элемента разрешения РЛС, поэтому ЭПР фона можно описать выражением

$$\sigma_{\text{ф}} = \sigma_{\text{уд}} \cdot S,$$

где S - площадь элемента разрешения РЛС.

Следовательно, для уменьшения помеховых сигналов от подстилающей поверхности следует увеличить разрешение РЛС, соответственно уменьшив площадь S ее элемента разрешения. Для уверенного обнаружения цели на

фоне отражений от земной поверхности необходимо, чтобы ЭПР цели существенно превышала ЭПР подстилающей поверхности.

Удельная ЭПР морской поверхности. В связи со сложностью процессов рассеяния радиоволн на реальной морской поверхности установить простые аналитические соотношения между удельной ЭПР моря, характеристиками поверхности и параметрами РЛС не представляется возможным.

Удельная ЭПР земной поверхности. Задача оценки ЭПР земной поверхности более сложна. Это обусловлено не только разнообразием видов земных поверхностей, но и увеличением числа факторов, оказывающих влияние на ЭПР. Например, сезонная изменчивость отражательной способности суши, зависимость характеристик рассеяния от погодных условий, биомассы растительности, запаса влаги и т. д. В связи с этим основной объем информации об ЭПР суши получен с помощью измерений в натурных условиях.

3.2 Дальность действия радиолокационных систем

Под дальностью действия радиолокационной системы понимают максимальное расстояние $D = D_{\text{макс}}$, на котором принимаемый сигнал достигает минимально допустимого (порогового) уровня $P_c = P_{\text{смин}}$, еще достаточного для выполнения системой основных функций с качественными показателями не хуже заданных.

Предположим, что в радиолокационных системах используются радиоволны длиной $\lambda_{\text{и}}$, а РЛС излучает зондирующий сигнал мощностью $P_{\text{и}}$. Ответный сигнал создается при рассеянии радиоволн облучаемым объектом с ЭПР $\sigma_{\text{ц}}$,

Пусть коэффициент усиления ее передающей антенны $G_{\text{и}}$, а коэффициент усиления приемной антенны $G_{\text{п}}$. Можно определить эффективную площадь приемной антенны

$$A_{\text{п}} = \frac{\lambda_{\text{и}}^2 \cdot G_{\text{п}}}{4\pi}. \quad (3.1)$$

При расстоянии РЛС до цели D плотность потока мощности у цели равна

$$\Pi_1 = \frac{P_{\text{и}} \cdot G_{\text{и}}}{4\pi D^2}, \quad (3.2)$$

а мощность, перехватываемая целью, определяется выражением

$$P_1 = \Pi_1 \cdot \sigma_{\text{ц}} = \frac{P_{\text{и}} \cdot G_{\text{и}} \cdot \sigma_{\text{ц}}}{4\pi D^2}. \quad (3.3)$$

Плотность потока мощности у антенны РЛС на расстоянии D от цели

$$\Pi_2 = \frac{P_1}{4\pi D^2} = \frac{P_{\text{и}} \cdot G_{\text{и}} \cdot \sigma_{\text{ц}}}{4\pi^2 D^4}. \quad (3.4)$$

Тогда мощность сигнала в приемной антенне будет равна:

$$P_{\text{с}} = \Pi_2 \cdot A_{\text{п}} = \frac{P_{\text{и}} G_{\text{и}} \sigma_{\text{ц}} A_{\text{п}}}{4\pi^2 D^4} = \frac{P_{\text{и}} G_{\text{и}} G_{\text{п}} \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}}{4\pi^3 D^4}. \quad (3.5)$$

При увеличении дальности D мощность принимаемого сигнала $P_{\text{с}}$ падает и достигает порогового уровня чувствительности приемника (мощность порогового сигнала) $P_{\text{с}} = P_{\text{смин}}$, ограничивающего максимальное значение дальности радиолинии

$$D = D_{\text{макс}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{и}} G_{\text{и}} G_{\text{п}} \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}}{4\pi^3 P_{\text{смин}}}}. \quad (3.6)$$

Это выражение носит название *основного уравнения радиолокации* или *уравнения дальности РЛС* в свободном пространстве. Оно отражает связь дальности действия РЛС с ее основными параметрами и ЭПР цели. Чем больше ЭПР цели, тем больше радиолокационная заметность цели или дальность её обнаружения.

Из основного уравнения радиолокации видно, что при увеличении дальности D мощность принимаемого сигнала $P_{\text{пр}}$ падает, достигая порогового уровня чувствительности приемника. Тогда при заданной ЭПР цели $\sigma_{\text{ц}}$ получаем уравнения мощности принимаемого сигнала в зависимости от дальности до цели

$$P_{\text{пр}} \cdot D = \frac{P_{\text{зонд}} G_{\text{ан}}^2 \lambda^2 \cdot \sigma_{\text{ц}}}{4\pi^3 \cdot D^4}. \quad (3.7)$$

Следует отметить, что параметры $P_{\text{смин}}$ и $\sigma_{\text{ц}}$ имеют статистический характер и зависят от многих факторов. При расчете дальности радиолокационного наблюдения определенной цели обычно используют среднее значение ее ЭПР ($\sigma_{\text{ц}} = \bar{\sigma}_{\text{ц}}$), а возможные флуктуации ЭПР учитывают выбором модели принимаемого сигнала (видом флуктуации его огибающей и фазы).

Рассмотрим определение порогового уровня $P_{\text{смин}}$ при воздействии нормального белого шума с равномерной спектральной плотностью мощности N_0 . Как правило, источниками шума являются шумы антенны мощностью $P_{\text{ша}}$ и шумы приемного тракта $P_{\text{шп}}$. Полная мощность шумов на входе оптимального приемника равна: $P_{\text{ш}} = P_{\text{ша}} + P_{\text{шп}}$. Рассматривая данное равенство относительно шумов антенны можно ввести коэффициент шума приемника: $k_{\text{ш}} = 1 + P_{\text{шп}}/P_{\text{ша}}$. Спектральную плотность шума N_0 определяют через постоянную Больцмана $K_B = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К и шумовую температуру $T_{\text{ш}}$: $N_0 = K_B \cdot T_{\text{ш}}$.

При оптимальном приеме сигналов с шириной спектра $\Delta S_{\text{сигн}}$ полоса пропускания приемного тракта равна $\Delta F_{\text{пр}} \approx \Delta S_{\text{сигн}}$, поэтому полная мощность шума равна:

$$P_{\text{ш}} = N_0 / 2 \cdot \Delta F_{\text{пр}} = K_B \cdot T_{\text{ш}} \cdot \Delta F_{\text{пр}}. \quad (3.8)$$

Таким образом, можно принять, что чувствительность приемника ограничена мощностью шума: $P_{\text{смин}} \geq P_{\text{ш}}$.

3.3 Уравнение дальности импульсной РЛС в свободном пространстве

В радиолокации обычно используется критерий Неймана-Пирсона, в соответствии с которым оптимальный приемник должен обеспечивать получение наибольшего значения $p_{\text{по}}$ при заданном значении $p_{\text{лт}}$. Как известно, вероятность правильного обнаружения $p_{\text{по}}$ при заданной вероятности ложной тревоги $p_{\text{лт}}$ зависит от отношения сигнал/шум $q = \sqrt{2E_c / N_0}$ на выходе оптимального устройства обработки, где: E_c - энергия обнаруживаемого сигнала, N_0 - спектральная плотность мощности

нормального белого шума. Величина $q = \sqrt{2E_c / N_0}$ называется параметром обнаружения. Для флюктуирующего сигнала под E_c понимается его средняя энергия. В случае импульсной РЛС с зондирующим импульсом длительности $\tau_{\text{и}}$ параметр обнаружения

$$q = \sqrt{2E_c / N_0} = \sqrt{2P_{\text{с}} \cdot \tau_{\text{и}} / N_0}. \quad (3.9)$$

Представляя мощность порогового сигнала $P_{\text{смин}}$, через параметр обнаружения

$$P_{\text{смин}} = q_{\text{мин}}^2 N_0 / 2 \tau_{\text{и}},$$

можно получить обобщенное уравнение дальности

$$D_{\text{макс}} = 4 \sqrt{\frac{2P_{\text{и}} \tau_{\text{и}} G_{\text{и}} G_{\text{п}} \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}}{4\pi^3 q_{\text{мин}}^2 N_0 L_{\text{п}}}} = 4 \sqrt{\frac{2E_{\text{и}} G_{\text{и}} G_{\text{п}} \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}}{4\pi^3 q_{\text{мин}}^2 N_0 L_{\text{п}}}}, \quad (3.10)$$

где $L_{\text{п}} > 1$ коэффициент потерь (коэффициент различимости), учитывающий отклонение характеристик приемно-передающего тракта от идеальных.

В импульсных РЛС при передаче и приеме обычно используется одна и та же антенна, поэтому $G_{\text{и}} = G_{\text{п}} = G$, и из формулы (3.10) получаем

$$D_{\text{макс}} = 4 \sqrt{\frac{2P_{\text{и}} \tau_{\text{и}} G^2 \sigma_{\text{ц}} \lambda^2}{4\pi^3 q_{\text{мин}}^2 N_0 L_{\text{п}}}}. \quad (3.11)$$

Отсюда видно, что увеличения $D_{\text{макс}}$ в 2 раза можно достигнуть увеличением коэффициента усиления G в 4 раза.

В режиме обзора от цели за один обзор принимаются несколько (пачка) отраженных импульсов. Накоплением принимаемых импульсов можно улучшить в $k_{\text{у}}$ раз требуемое отношение сигнала к шуму на входе приемника.

Поэтому уравнение дальности, с учетом накопления импульсов принимает вид

(3.12)

накопления импульсов позволяет теоретически увеличить $D_{\text{макс}}$ в $\sqrt[4]{k_y}$ раза.

3.4 Дальность действия РЛС при наличии отражений от подстилающей поверхности

Рассмотрим влияние на дальность действия РЛС отражения радиоволн от земной поверхности для случая, когда ее можно считать зеркально отражающей плоскостью, что реально соответствует прохождению радиоволн над спокойной поверхностью моря (рис. 3.3). При этом точка переотражения зондирующего сигнала находится на дальности, существенно меньшей дальности горизонта.

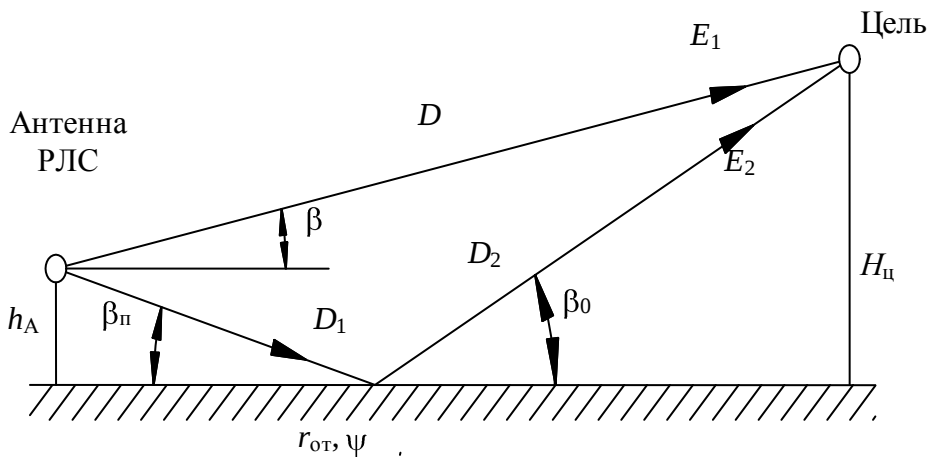


Рис. 3.3

Модуль напряженности поля в месте расположения цели $|E_{\text{ц}}|$ будет равен модулю суммы напряженностей прямой E_1 и отраженной E_2 волн $|E_{\text{ц}}| = |E_1 + E_2| = |E_1 + r_{\text{от}} \cdot E_1 \cdot e^{-j\gamma}|$, где $r_{\text{от}}$ - модуль коэффициента отражения поверхности; $\gamma = \psi - \varphi$ - разность фаз прямой и отраженной радиоволн у цели; ψ - изменение фазы при отражении; φ - набег фазы за счет разности расстояний до цели $\Delta D = D_1 - D_2 - D$.

Введем в рассмотрение интерференционный множитель

$$F_0 = \left| \frac{E_{\Pi}}{E_1} \right| = \left| 1 + r_{\text{OT}} \exp -j\gamma \right| = \left| 1 + r_{\text{OT}} \cos \gamma - j \sin \gamma \right| =$$

$$= \sqrt{1 + r_{\text{OT}}^2 \cdot \cos^2 \gamma + r_{\text{OT}}^2 \cdot \sin^2 \gamma} = \sqrt{1 + 2r_{\text{OT}} \cdot \cos \gamma + r_{\text{OT}}^2}. \quad (3.13)$$

Для наземных или корабельных РЛС обнаружения обычно выполняется условие $H_{\Pi} \ll D$, т. е. угол места цели β мал, также как и углы $\beta_0 = \beta_{\Pi}$, что позволяет при горизонтальной поляризации радиоволн считать $r_{\text{OT}} = 1$ и $\psi = \pi$.

Так как $\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta D \approx \frac{2\pi 2h_A H_{\Pi}}{\lambda D \cos \beta}$, то в этом случае интерференционный множитель

$$F_0 = \sqrt{2[1 + \cos(\pi + \varphi)]} = 2 \sin \varphi / 2 = 2 \sin \left(\frac{2\pi h_A H_{\Pi}}{\lambda D \cos \beta} \right). \quad (3.14)$$

где h_A, H_{Π} - высоты расположения антенны РЛС и цели.

Таким образом, множитель F_0 изменяется по колебательному закону, достигая максимального значения $F_0 = 2$ в направлениях, где аргумент синуса равен нечетному числу $\pi/2$, и падает до 0 в направлениях, где аргумент равен целому числу π . Следовательно, зависимость F_0 от β имеет лепестковый характер, причем число лепестков $n_A = 2h_A/\lambda$.

С учетом интерференционного множителя результирующий коэффициент усиления антенны по мощности будет $G_p = F_0^2 \cdot G$. В случае использования одной антенны при излучении и приеме сигнала обобщенное уравнение дальности с учетом отражения от земной поверхности приводится к виду

$$D_{\text{омакс}} = 4 \sqrt{\frac{2E_{\text{и}} G^2 F_0^4 \sigma_{\Pi} \lambda_{\text{и}}^2}{4\pi^3 q_{\text{мин}}^2 kT_{\text{ш}} L_{\Pi}}}. \quad (3.15)$$

При обнаружении низко расположенных объектов (низколетящих целей) $D \gg H_{\Pi}$, угол β мал и $F_0 \approx 4\pi h_A H_{\Pi} / \lambda_{\text{и}} D$. В этом случае цель находится в нижней части первого лепестка результирующей ДНА, и максимальная дальность обнаружения равна

$$D_{\text{омакс}} = \sqrt[8]{\frac{8\pi E_{\text{и}} G^2 \sigma_{\text{ц}} h_{\text{А}}^4 H_{\text{ц}}^4}{\lambda_{\text{и}}^2 q_{\text{мин}}^2 k T_{\text{ш}} L_{\text{п}}}} \quad (3.16)$$

Таким образом, дальность обнаружения кораблей и низколетящих ЛА связана с энергией зондирующего импульса уже корнем восьмой степени, и для увеличения дальности действия РЛС в два раза энергию импульса требуется увеличить в 256 раз.

Условием, при котором цель считается низколетящей, является неравенство $\frac{2p}{l_{\text{и}}} \left(\frac{h_{\text{А}} H_{\text{ц}}}{D} \right) \leq \frac{p}{16}$, позволяющее принять $\sin \frac{2p}{l_{\text{и}}} \left(\frac{h_{\text{А}} H_{\text{ц}}}{D} \right)$ равным его аргументу. Из этого условия можно определить граничное расстояние $D_{\text{нл}} \geq 32 h_{\text{А}} H_{\text{ц}} / l_{\text{и}}$, при превышении которого для расчета $D_{\text{омакс}}$ можно использовать формулу (3.16). Для увеличения $D_{\text{омакс}}$ необходимо увеличивать отношение $h_{\text{А}} / \lambda_{\text{и}}$.

Отсюда следует также, что для приближения к РЛС на возможно малое расстояние оставаясь необнаруженным, ЛА должен лететь на минимально возможной высоте $H_{\text{ц}}$. Именно это условие и выполняется при полете крылатых ракет.

Если отражающая поверхность шероховатая (например, поверхность моря при волнении), то в дополнении к зеркальному отражению возникает диффузное рассеяние. При вычислении множителя F_0 рассеянный сигнал обычно отдельно не рассматривается, а объединяется с прямой и отраженной волнами. При этом принимаемый сигнал становится флуктуирующим даже при отсутствии флуктуаций ЭПР цели.

В реальных условиях работы РЛС приходится учитывать также влияние рельефа местности и наличие сильно отражающих объектов вокруг РЛС на ее зоны обнаружения. Создаваемые ими дополнительные отражения искажают диаграмму видимости РЛС, снижая дальность обнаружения и точность местоопределения цели.

6 МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ВЫСОТЫ ПОЛЕТА И ПУТЕВОЙ СКОРОСТИ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

В настоящее время широкое применение для управления летательными аппаратами (ЛА) получили автономные средства навигации. К их числу относятся устройства измерения высоты полета и путевой скорости.

6.1 Измерения высоты полета летательных аппаратов

Основными тактическими характеристиками радиовысотомеров (РВ) летательных аппаратов являются пределы и точность измерения высоты полета. В зависимости от назначения ЛА требования к измеряемым параметрам изменяются в широком диапазоне. Одним из основных требований к РВ является сохранение заданной точности измерения при различных траекториях ЛА. Возникающие при этом погрешности измерения высоты полета H можно устранить гиросtabilизацией антенной системы РВ. Такой способ, однако, дорог и используется редко. Обычно для уменьшения возникающих из-за кренов ЛА погрешностей применяются широкие ДНА, что приводит к расширению частотного спектра отраженных от подстилающей поверхности сигналов и усложнению их обработки. Построение и характеристики РВ определяются видом излучаемых (зондирующих) сигналов.

Непрерывное излучение с ЧМ используется в РВ малых и средних высот. Импульсное излучение с малой (квазинепрерывное) и большой скважностью применяется в основном в РВ больших и космических высот.

Ниже кратко рассматриваются особенности построения РВ с частотной модуляцией.

Специфика отражения радиосигналов от протяженной поверхности со случайным рельефом заключается в том, что радиосигнал на входе приемника является результатом сложения большого числа элементарных сигналов, созданных при отражении от множества «блестящих точек». Диаграмма облучения земной поверхности изображена на рис. 6.1. В пределах площади, облучаемой антенной, имеющей ДНА шириной θ_A обычно существует участок, дающий наибольший вклад в результирующий сигнал и называемый эффективным центром отражения (точка А). Положение этой точки в пределах площади меняется случайным образом и характеризуется тремя меняющимися во времени параметрами: расстоянием от антенны радиовысотомера $D(t)$ и углами $\nu(t)$ и $\gamma(t)$, определяющими направление оси ДНА.

Указанные параметры связаны с текущей высотой полета $H(t)$ выражением

$$H(t) = D(t) \cdot \cos \nu(t) \cdot \cos \gamma(t). \quad (6.1)$$

Изменение текущей высоты полета $H(t)$ определяется флуктуациями траектории ЛА по вертикали и отклонениями рельефа $H_p(t)$ от среднего уровня H_0

$$H(t) = H_0 - H_p(t). \quad (6.2)$$

Определение высоты полета сводится к вычислению дальности от ЛА до подстилающей земной или морской поверхности.

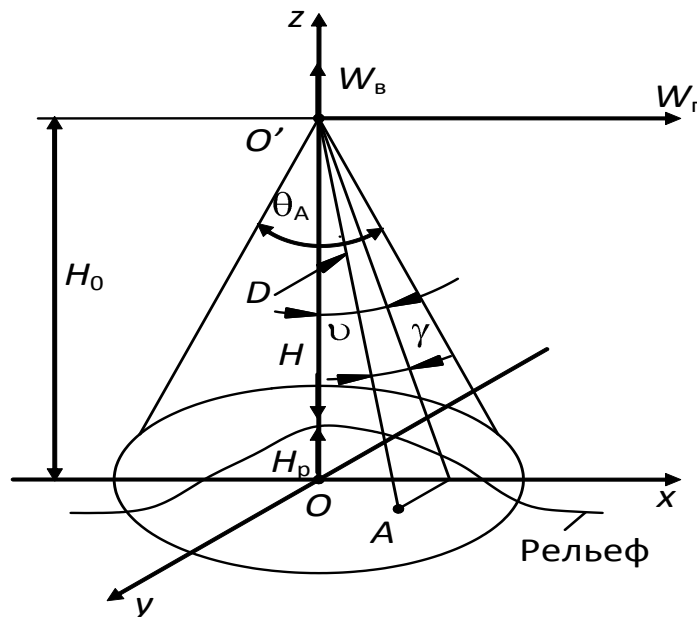


Рис. 6.1. Диаграмма облучения земной поверхности

Рассмотрим обработку сигналов с частотной модуляцией при измерении дальности радиовысотомеров. Пусть излучается радиоимпульс длительностью T с линейной частотной модуляцией несущей частоты. Если за время T девиация частоты равна w , то комплексная огибающая ЛЧМ-импульса описывается выражением

$$\dot{S}(t) = \begin{cases} S(t) \exp\left(-j \frac{\pi w t^2}{T}\right), & t \in [0, T], \\ 0, & t \notin [0, T], \end{cases} \quad (6.3)$$

где $S(t)$ - огибающая импульса.

Для измерения запаздывания сигнала τ необходимо сформировать огибающую $Z(\tau)$ взаимной корреляции наблюдения с опорными сигналами, имеющими различные временные сдвиги τ . Если $\dot{Y}(t)$ - комплексная огибающая наблюдения, то

$$Z(\tau) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(t) \cdot \dot{S}^*(t - \tau) dt \right| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(t) \cdot S(t - \tau) \exp \left[j \frac{\pi W(t - \tau)^2}{T} \right] dt \right|. \quad (6.4)$$

Раскрытие скобок в показателе экспоненты приводит это выражение к виду

$$Z(\tau) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(t) S(t - \tau) \exp \left(j \frac{\pi W t^2}{T} \right) \exp \left(-j \frac{2\pi W \tau t}{T} \right) dt \right|. \quad (6.5)$$

Когда зона неопределенности запаздывания τ мала в сравнении с длительностью сигнала T , а импульс имеет прямоугольную форму можно выражение (6.5) записать в виде

$$\begin{aligned} Z(\tau) &\approx \left| \int_0^T \dot{Y}(t) \exp \left(j \frac{\pi W t^2}{T} \right) \exp \left(-j \frac{2\pi W \tau t}{T} \right) dt \right| = \\ &= \left| \int_0^T \dot{Y}(t) \exp \left(j \frac{\pi W t^2}{T} \right) \exp(-j 2\pi f t) dt \right|, \end{aligned} \quad (6.6)$$

где $f = W\tau / T$. Как видно, обработка наблюдения может осуществляться в два этапа.

На первом производится компенсация частотной модуляции (сжатие спектра) умножением наблюдаемого сигнала $\dot{Y}(t)$ на комплексную опору

$$\dot{Y}_1(t) = \dot{Y}(t) \cdot \exp(-j\pi W t^2 / T). \quad (6.7)$$

На втором этапе олученное колебание $\dot{Y}_1(t)$ подвергается преобразованию Фурье. В итоге огибающая корреляции $Z(\tau)$ считывается в частотной области как амплитудный спектр, аргумент которого f линейно связан с задержкой τ

$$Z(\tau) = \left| \tilde{Y}_1(W\tau / T) \right|, \quad (6.8)$$

где: $\tilde{Y}_1 f = \int_0^T \dot{Y}_1(t) \exp(-j 2\pi f t) dt$ - спектр колебания.

В реальности сжатие по спектру осуществляется в смесителе с последующим выделением колебания разностной частоты. Поэтому на этапе сжатия спектра опорный сигнал следует выбрать так, чтобы его мгновенная частота была заведомо выше (или, наоборот, ниже) мгновенной частоты

полезного сигнала при любых $\tau > \tau_{\min}$, где $\tau_{\min}$ - минимально возможное запаздывание сигнала. Этому условию удовлетворяет опорный сигнал вида $\exp\left(-j\pi W \frac{t - \tau_{\min}^2}{T}\right)$.

Вычисляя амплитудный спектр полученного подобным сжатием колебания

$$\dot{Y}_2(t) = \dot{Y}(t) \exp\left(-j\pi W \frac{t - \tau_{\min}^2}{T}\right), \quad (6.9)$$

имеем

$$\left| \tilde{Y}_2(f) \right| = \left| \int_0^T \dot{Y}(t) \exp\left(-j\pi \frac{W t^2}{T}\right) \exp\left(-j2\pi \left(f + \frac{W \tau_{\min}}{T}\right) t\right) dt \right|. \quad (6.10)$$

Сравнивая (6.6) с (6.10), можно видеть, что $\left| \tilde{Y}_2(f) \right| = \left| \tilde{Y}_1\left(f + \frac{W \tau_{\min}}{T}\right) \right|$,

так что

$$Z(\tau) = \left| \tilde{Y}_2\left(W \frac{\tau - \tau_{\min}}{T}\right) \right|. \quad (6.11)$$

Если бы речь шла об измерении времени прихода импульса, отраженного точечной целью, оптимальный приемник мог бы мыслиться как цепочка из согласованного фильтра и амплитудного детектора с фиксацией момента максимума колебания на выходе последнего. Соотношение (6.10) показывает, что эквивалентной структурой является последовательность смесителя, осуществляющего сжатие наблюдаемого колебания по спектру, и спектроанализатора. Зафиксировав частоту $\hat{f}$ максимума спектра, можно затем пересчитать ее в оценку запаздывания принятого сигнала

$$\hat{\tau} = \tau_{\min} + \hat{f} T / W. \quad (6.12)$$

Таким образом, точность и разрешающая способность ЧМ дальномера определяются девиацией частоты W излучаемого сигнала, т. е. шириной его спектра.

6.2 Измерения путевой скорости летательных аппаратов

Путевой скоростью самолета называется горизонтальная проекция скорости ЛА относительно земной поверхности. Путевая скорость W связана с воздушной скоростью V и скоростью ветра U , так называемым навигационным треугольником (рис. 6.2), в котором угол φ между векторами воздушной и путевой скорости называется углом сноса, поскольку его причиной является ветер.

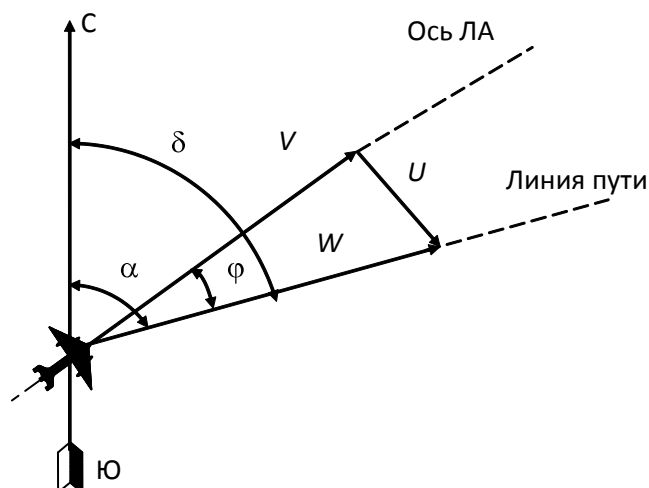


Рис. 6.2. Диаграмма иллюстрации вектора путевой скорости

Доплеровский измеритель позволяет непосредственно определить путевую скорость и угол сноса (ДИСС) по спектру частот сигнала, отраженного земной поверхностью. Построение доплеровских измерителей в значительной степени определяется выбранным режимом излучения. Применяются системы непрерывного излучения без модуляции и с частотной модуляцией, а также системы с импульсным излучением с малой скважностью (квазинепрерывные) и с большой скважностью. Основным достоинством системы непрерывного излучения без модуляции является сосредоточенность спектра отраженного сигнала в пределах одной полосы частот, что обеспечивает наиболее полное использование энергии сигнала, а также сравнительно простое устройство передатчика, приемника и индикатора.

Измерители вектора скорости ЛА принято делить на самолетные и вертолетные. В самолетных ДИСС измеряется продольная и поперечная составляющие вектора скорости, т. е. путевая скорость и угол сноса, в то время как вертолетные ДИСС позволяют измерять и вертикальную составляющую скорости. Кроме того, в вертолетных измерителях заранее неизвестен знак путевой скорости, а ее величина может быть и равной 0 в режиме зависания.

Отличаются также максимальные значения измеряемых скоростей, которые для самолетов могут достигать нескольких тысяч км/ч, а высоты полета - десятков километров, в то время как для вертолетов максимальные скорости и высоты в несколько раз меньше. Однако объем выходных данных вертолетных измерителей может быть существенно больше из-за

необходимости измерять полный вектор скорости. Обычно данные ДИСС непосредственно вводятся в систему автоматического управления ЛА.

Рассмотрим принцип действия многолучевых ДИСС для горизонтального полета самолета, при котором вектор W всегда направлен вперед, а вертикальная составляющая скорости отсутствует. Для того чтобы понять необходимость использования трех или четырех лучей, рассмотрим сначала однолучевые системы.

6.2.1 Измерение путевой скорости и угла сноса однолучевыми системами

При горизонтальном полете ЛА применяется наклонное облучение земной поверхности (рис. 6.3, а), чтобы обеспечить достаточно большую проекцию вектора скорости W на направление облучения и в то же время сохранить достаточно сильное отражение в направлении антенны самолета.

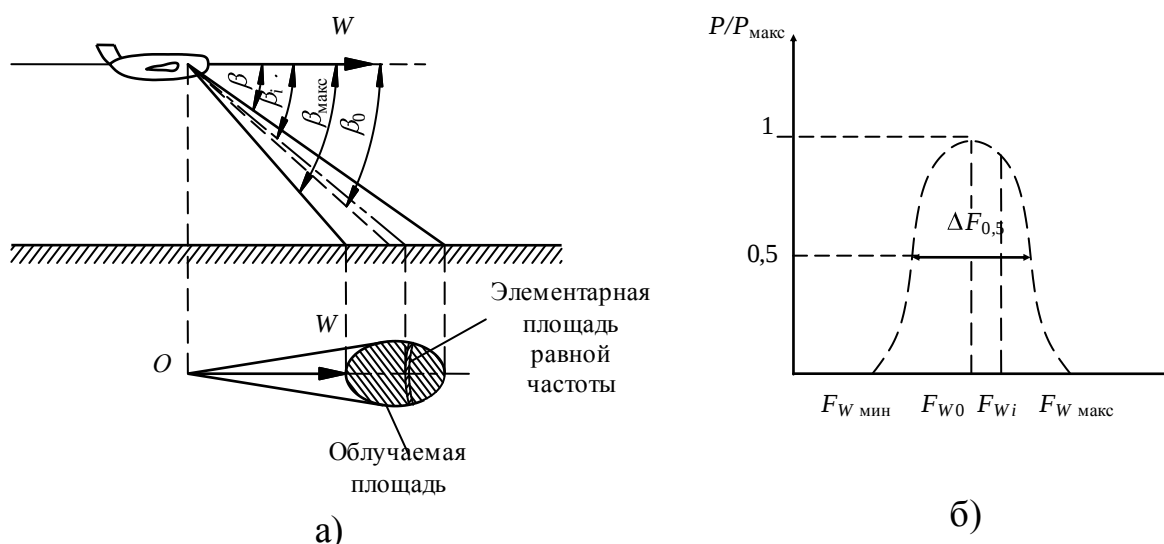


Рис. 6.3. Диаграмма наклонного облучения земной поверхности

Для определения спектра частот отраженного сигнала вырежем из облучаемой площади элементарную полоску, все точки которой расположены на направлениях, составляющих угол β_i с вектором скорости W . При наклонном облучении границы этих полосок имеют форму гипербол. Все точки такой элементарной полоски имеют одинаковый доплеровский сдвиг частоты

$$F_{w i} = \frac{2W}{\lambda_{и}} \cos \beta_i . \quad (6.13)$$

Поскольку каждой из элементарных полосок соответствует доплеровский сдвиг частоты, то можно для всей облучаемой площади получить спектр (рис. 6.3, б) отраженного сигнала виде последовательности частот.

Форма огибающей спектра будет определяться формой диаграммы направленности антенны (ДНА) измерителя в вертикальной плоскости. Максимальную мощность имеет сигнал на средней частоте спектра, соответствующей направлению β_0 (оси ДНА), а ширина спектра на уровне половинной мощности равна

$$\Delta F_{0,5} = \frac{2W}{\lambda_{\text{и}}} \left[\cos \left(\beta_0 - \frac{\beta_A}{2} \right) - \cos \left(\beta_0 + \frac{\beta_A}{2} \right) \right] = \frac{4W}{\lambda_{\text{и}}} \sin \beta_0 \sin \left(\frac{\beta_A}{2} \right), \quad (6.14)$$

где β_A - ширина ДНА в вертикальной плоскости.

При достаточно узких ДНА можно принять $\sin \left(\frac{\beta_A}{2} \right) \approx \frac{\beta_A}{2}$. В этом случае ширина спектра отражений определяется выражением

$$\Delta F_{0,5} = \frac{2W}{\lambda_{\text{и}}} \beta_A \sin \beta_0. \quad (6.15)$$

Для измерения путевой скорости ЛА необходимо определить среднюю частоту доплеровского спектра F_{w0} . Если вектор W горизонтален (рис. 6.4) и составляет с осью ДНА угол γ в горизонтальной и β в вертикальной плоскостях, то доплеровский сдвиг частоты будет равен

$$F_{w0} = \frac{2W}{\lambda_{\text{и}}} \cos \beta \cos \gamma. \quad (6.16)$$

При совмещении направления облучения в горизонтальной плоскости с вектором W угол $\gamma = 0$, и приращение частоты достигает максимума

$$F_{wm} = \frac{2W}{\lambda_{\text{и}}} \cos \beta. \quad (6.17)$$

При известных значениях $\lambda_{\text{и}}$ и β путевую скорость W можно определить непосредственным измерением F_{wm}

$$W_{\text{изм}} = \frac{F_{wm} \cdot \lambda_{\text{и}}}{2 \cos \beta \cos \gamma}. \quad (6.18)$$

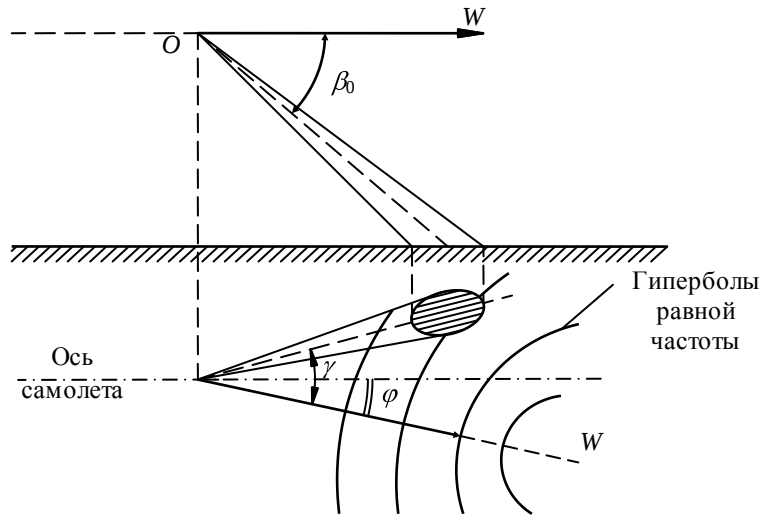


Рис. 6.4. Однолучевая система ДИСС

Угол сноса φ равен углу, составленному осью самолета и осью антенны в момент ее совмещения с направлением вектора путевой скорости, т. е. при $F_w = F_{wm}$

Однолучевая система не находит практического применения из-за низкой точности измерения. Для выяснения влияния погрешности в определении частоты F_{wm} , предположим, что в момент измерения угол $\gamma \neq 0$. При этом доплеровское смещение отличается от F_{wm} на величину

$$\begin{aligned} \Delta F_w = F_{wm} - F_w &= \frac{2W}{\lambda_{\text{и}}} \cos \beta - \frac{2W}{\lambda_{\text{и}}} \cos \beta \cos \gamma = \\ &= \frac{2W}{\lambda_{\text{и}}} \cos \beta (1 - \cos \gamma) \approx F_{wm} \frac{\gamma^2}{2}. \end{aligned} \quad (6.19)$$

Отсюда можно определить погрешность измерения угла сноса φ , вызванную неточностью совмещения оси ДНА с вектором W из-за погрешности определения F_{wm} :

$$\Delta \varphi = \gamma \approx \sqrt{\frac{2 \Delta F_w}{F_{wm}}}. \quad (6.20)$$

При относительной погрешности $\Delta F_w / F_{wm} = 0.01$ погрешность в измерении φ составляет $\Delta \varphi = 0.14$ рад, или примерно 8° . Такие большие

погрешности однолучевого измерителя при измерении угла сноса являются следствием его низкой чувствительности к изменению угла γ при небольших рассогласованиях направлений W и оси ДНА в горизонтальной плоскости.

Погрешность в измерении F_{Wm} вызывает и погрешность измерения путевой скорости, величина которой может быть найдена непосредственно из выражения

$$\frac{\Delta W}{W} = \frac{\Delta F_w}{F_{wm}}. \quad (6.21)$$

Второй важной причиной погрешностей однолучевых измерителей является крен ЛА. Предположим, что из-за крена истинное значение угла β отличается от расчетного β_0 на величину $\Delta\beta$. Дифференцируя выражение (6.7) по параметру β , получим

$$\frac{dF_{wm}}{d\beta} = -\frac{2W}{\lambda_{и}} \sin \beta.$$

При конечных приращениях запишем

$$\Delta F_{wm} = -\frac{2W}{\lambda_{и}} \sin \beta \cdot \Delta\beta. \quad (6.22)$$

Отсюда с учетом (6.21) следует

$$\left| \frac{\Delta W}{W} \right| = \frac{\Delta F_{wm}}{F_{wm}} = -\frac{\sin \beta}{\cos \beta} \Delta\beta = -\Delta\beta \cdot \operatorname{tg} \beta. \quad (6.22)$$

Уменьшения погрешности, вызываемой креном, можно достигнуть стабилизацией антенны в горизонтальной плоскости или введением поправок на крен в вычислительном устройстве при обработке данных. Однако это приводит к существенному усложнению измерителя, но не устраняет органических недостатков однолучевого метода, к которым следует отнести также высокие требования к стабильности частоты излучаемых колебаний.

Наиболее радикальным путем повышения точности измерения путевой скорости и угла сноса является применение многолучевых измерителей, излучающих в двух или четырех направлениях.

6.2.2 Измерение путевой скорости и угла сноса двулучевыми системами

На рис. 6.5 представлено расположение лучей односторонней двулучевой системы. При измерении путевой скорости и угла сноса антенная система поворачивается до совмещения спектров сигналов на выходе каналов приемника, соответствующих двум лучам антенны. При этом ось симметрии лучей (ось антенной системы) будет совмещена с вектором W , а угол между осью антенной системы и осью самолета равен углу сноса φ . Непосредственно из рисунка видно, что точность двулучевой системы будет выше, чем однолучевой, так как при повороте антенны лучи пересекают линии равных частот под углом, близким к прямому, что обеспечивает большую чувствительность системы.

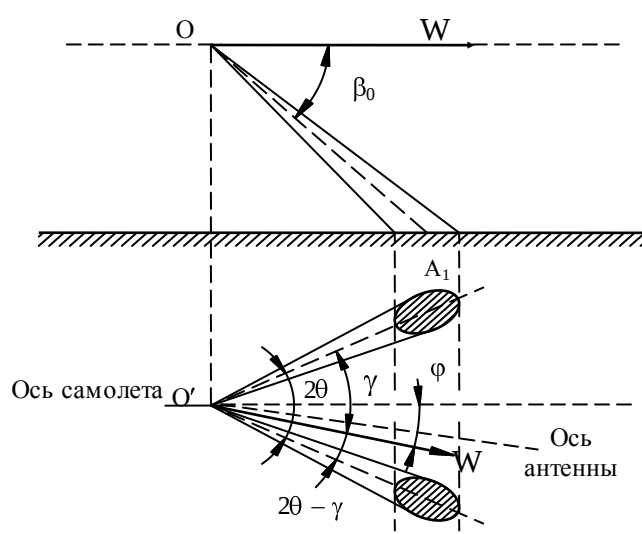


Рис. 6.5. Односторонняя двулучевая система ДИСС

Если обозначить угол между осями диаграмм A_1 и A_2 в горизонтальной плоскости 2θ , то доплеровское смещение частоты сигналов, принимаемых по направлениям осей диаграмм A_1 и A_2 , будет

$$F_{w_1} = 2W/\lambda_{\text{и}} \cdot \cos \beta \cos \gamma \quad \text{и} \quad F_{w_2} = 2W/\lambda_{\text{и}} \cdot \cos \beta \cos 2\theta - \gamma. \quad (6.23)$$

Разностная частота определяться зависимостью

$$\begin{aligned} F_{wp} &= F_{w_1} - F_{w_2} = 2W/\lambda_{\text{и}} \cdot \cos \beta [\cos \gamma - \cos 2\theta - \gamma] = \\ &= \frac{2W}{\lambda_{\text{и}}} \cos \beta [-2\sin \theta \sin \gamma - \theta] = -4W/\lambda_{\text{и}} \cdot \cos \beta \sin \theta \sin \gamma - \theta. \end{aligned} \quad (6.24)$$

Для заданных значений $\lambda_{\text{и}}$ и β путевую скорость W можно определить непосредственным измерением разностной частоты

$$W_{\text{изм}} = \frac{F_{wp} \lambda_{\text{и}}}{-4 \cos \beta_0 \sin \theta \sin \gamma - \theta}. \quad (6.25)$$

Если при измерении равенство частот F_{w_1} и F_{w_2} установлено неточно и их разность отличается от 0 и составляет $\Delta F_w = F_{wp}$, то это непосредственно приводит к погрешности в определении угла сноса $\Delta \varphi = \gamma - \theta$. Так как ее величина обычно невелика, можно принять

$$\Delta \varphi \approx \sin \Delta \varphi = \sin(\gamma - \theta) = \frac{-F_{wp}}{4W/\lambda_{\text{и}} \cdot \cos \beta \sin \theta} = -\frac{F_{wp}}{2F_{wm} \operatorname{tg} \theta}. \quad (6.26)$$

При относительной погрешности измерения частоты, равной 0.01, погрешность определения угла сноса $\Delta \varphi \approx 0.005$ рад (град. 28°), т. е. примерно в 30 раз меньше, чем у однолучевой системы. Однако, погрешность в измерении путевой скорости при неточном определении угла облучения β (из-за крена) остается почти такой же, как и в однолучевой системы.

6.2.3 Измерение путевой скорости и угла сноса многолучевыми системами

Точность определения путевой скорости значительно повышается при применении двусторонних систем, имеющих лучи, направленные вперед и назад. Принцип действия такой системы поясняется рис. 6.6.

В этом случае доплеровские частоты в первом и втором каналах равны соответственно:

$$F_{w_1} = 2W/\lambda_{\text{и}} \cdot \cos \beta \cos \gamma; \quad F_{w_2} = -2W/\lambda_{\text{и}} \cdot \cos \beta \cos \gamma. \quad (6.27)$$

Их разность определяется выражением

$$F_{wp} = F_{w_1} - F_{w_2} = 4W/\lambda_{\text{и}} \cdot \cos \beta \cos \gamma. \quad (6.28)$$

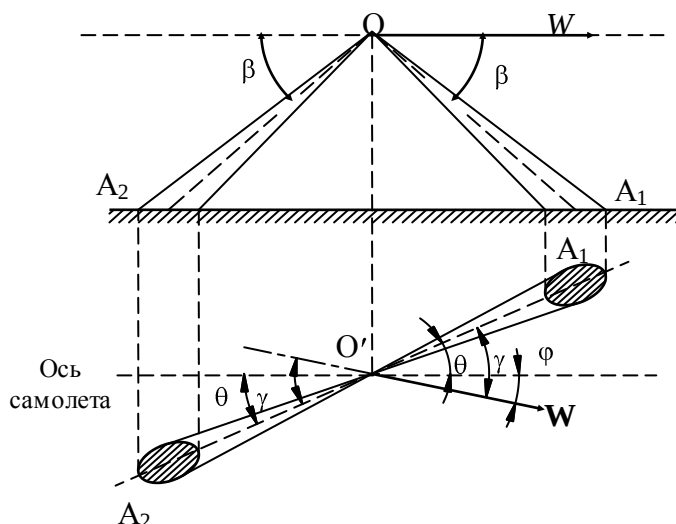


Рис. 6.6. Двусторонняя двулучевая система ДИСС

Путевую скорость можно определить непосредственным измерением разностной частоты

$$W_{\text{изм}} = \frac{F_{wp} \lambda_{\text{и}}}{4 \cos \beta \cos \theta}. \quad (6.29)$$

Предположим, что угол облучения β определен с погрешностью $\Delta\beta$. Тогда разностная частота будет равна

$$F_{wp} = \frac{4W}{\lambda_{\text{и}}} \cos \gamma [\cos \beta - \Delta\beta + \cos \beta + \Delta\beta] = \frac{4W}{\lambda_{\text{и}}} \cos \gamma \cos \beta \cos \Delta\beta. \quad (6.30)$$

Отклонение разностной частоты от ее максимального значения составляет

$$\Delta F_{wp} = 4W / \lambda_{\text{и}} \cdot \cos \gamma \cos \beta (1 - \cos \Delta\beta). \quad (6.31)$$

Отсюда получаем

$$\frac{\Delta F_{wp}}{F_{wp}} = 1 - \cos \Delta\beta = 2 \sin^2 \left(\frac{\Delta\beta}{2} \right) \approx \frac{\Delta\beta^2}{2}. \quad (6.32)$$

Следовательно, относительная погрешность равна

$$\frac{\Delta W}{W} = \frac{\Delta F_{wp}}{F_{w \text{ } pm}} \approx \frac{\Delta \beta^2}{2}. \quad (6.33)$$

Таким образом, каждый градус погрешности в установке угла облучения β приводит к погрешности при измерении W порядка 0,00015, т. е. существенно меньшей, чем в односторонней двулучевой системе. Однако погрешности определения угла сноса остаются почти такими же, как и однолучевой системы.

Становится очевидным, что одновременное повышение точности измерения путевой скорости и угла сноса достигается при использовании в системе трех или четырех лучей. Принцип действия четырехлучевой системы иллюстрируется на рис. 6.7.

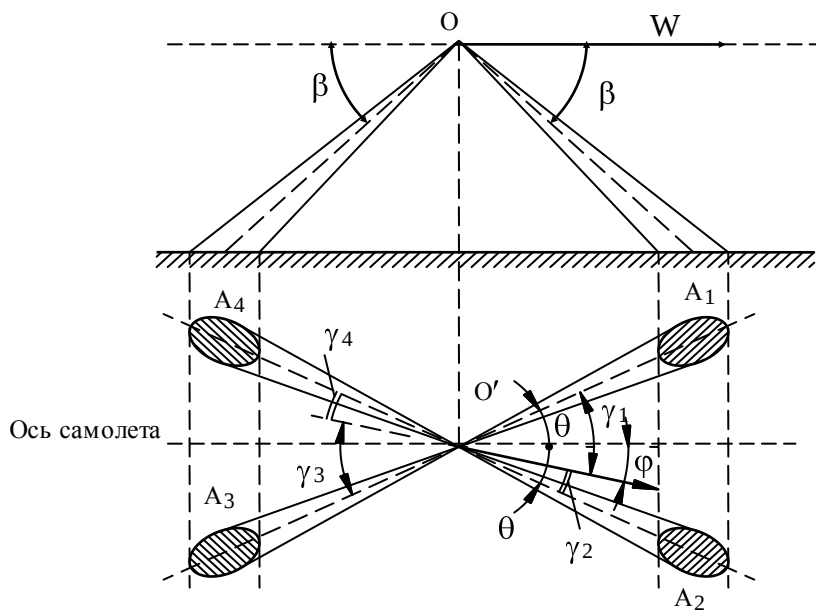


Рис. 6.7. Многолучевая система ДИСС

Если накрест лежащие лучи (A_1, A_3 и A_2, A_4) четырехлучевой системы расположены в одной вертикальной плоскости, то для пары A_1 и A_3 имеем:

$$F_{w_1} = 2W/\lambda_{\text{и}} \cdot \cos \beta \cos \gamma_1 \quad \text{и} \quad F_{w_3} = -2W/\lambda_{\text{и}} \cdot \cos \beta \cos \gamma_3. \quad (6.34)$$

Так как $\gamma_1 = \gamma_2$, то на выходе приемника выделяется сигнал разностной частоты

$$F_{w_{13}} = F_{w_1} - F_{w_3} = 4W/\lambda_{\text{и}} \cdot \cos \beta \cos \gamma_1 = 2F_{w_1}, \quad (6.35)$$

Аналогично при $\gamma_2 = \gamma_4$ для второй пары антенн A_2 и A_4 имеем

$$F_{w_{24}} = F_{w_2} - F_{w_4} = 4W/\lambda_{\text{и}} \cdot \cos \beta \cos \gamma_2 = 2F_{w_2}, \quad (6.36)$$

При совмещении оси антенной системы с вектором W углы между осями ДНА и вектором путевой скорости совпадают ($\gamma_1 = \gamma_2$) и разностные частоты становятся равными $F_{w_{13}} = F_{w_{24}}$.

Таким образом, добившись поворотом антенной системы равенства разностных частот, можно определить угол сноса непосредственно по положению оси антенной системы относительно оси самолета, а путевую скорость - по измеренной величине разностной частоты.

При неподвижной относительно оси самолета антенной системе величины W и φ находятся с помощью вычислительного устройства решением уравнений (6.35) и (6.35), имея в виду, что $\varphi = \gamma_1 - \gamma_2 = \gamma_1 - \theta = \theta - \gamma_2$.

Четырехлучевая система сочетает преимущества односторонней и двусторонней двухлучевых систем, заключающиеся в уменьшении погрешностей из-за продольного и поперечного кренов, поскольку их влияние практически компенсируется при вычитании доплеровских смещений противоположно направленных лучей. Сохраняется и высокая чувствительность к изменению доплеровского смещения при отклонении оси самолета в горизонтальной плоскости, что позволяет определить угол сноса (или поперечную составляющую скорости) с высокой точностью. Большим достоинством системы является также снижение требований к кратковременной стабильности частоты, поскольку взаимодействующие сигналы каналов приходят примерно с равных расстояний, и их временной сдвиг, определяющий требования к стабильности частоты весьма мал. При анализе точности различных методов измерения W и φ доплеровское смещение предполагалось представленным единственной частотой, тогда как фактически принимаемый сигнал содержит целый спектр доплеровских частот, что было показано ранее. Это вносит дополнительные погрешности, а также некоторые особенности в работу и построение ДИСС.

11 ВРЕМЯ ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОТРАЖЕНИЙ ОТ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ

Современные РЛС обеспечивают наблюдение земной поверхности на большом удалении от самолета-носителя. Характер отражений от земной поверхности зависит, в первую очередь от длины волны, угла падения зондирующих электромагнитных волн и их поляризации. В обзорной РЛС главный лепесток сканирующей ДНА отклонен вниз по направлению полета. Веер боковых лепестков занимает широкий угловой сектор, что сильно усложняет помеховую обстановку за счет приема мешающих сигналов по боковым лепесткам.

Важной задачей является обнаружение как воздушных целей на фоне подстилающей поверхности, так и выделение неподвижных и движущихся объектов на поверхности Земли. Для решения этих задач используются радиолокационные системы импульсно-доплеровского типа. Такие РЛС обеспечивают эффективное обнаружение воздушных целей как на фоне отражений от поверхности Земли, так и в свободном пространстве с одновременным измерением, помимо дальности и угловых координат цели, еще и радиальной скорости ее движения.

11.1 Модель отражений от подстилающей поверхности

Будем считать, что за время, равное длительности зондирующего сигнала, пространственное положение носителя РЛС не изменяется, а его движение осуществляется на высоте h , с постоянной путевой скоростью W .

Земная поверхность может быть представлена в виде совокупности *элементарных отражающих поверхностей*, а пространство ДНА – в виде совокупности *элементарных лучей*. Эпюры расположения в пространстве главного лепестка, боковых лепестков ДНА, а также элементарных лучей в пределах рассматриваемой области отражений представлены на рис. 11.1.

Размер элементарных отражающих поверхностей целесообразно выбирать исходя из разрешения по дальности и скорости, обеспечиваемого характеристиками сигнала и его обработкой. Мощность отраженного сигнала будет зависеть от дальности и размера элементарного участка поверхности. Мощности всех элементарных составляющих отраженного сигнала, образованного их суммированием, распределенные по поверхности «дальность - скорость», образуют частотно-временную *функцию рассеивания* $\rho(\tau, fd)$ (ФР). Функция рассеивания представляет собой распределение интенсивности отраженных сигналов в зависимости от задержки τ и доплеровского смещения частоты fd . На распределение $\rho(\tau, fd)$ может быть наложено распределение интенсивности отраженного сигнала от цели, наблюдаемой на некотором удалении $D_{ц}$ и перемещающееся с некоторой скоростью W .

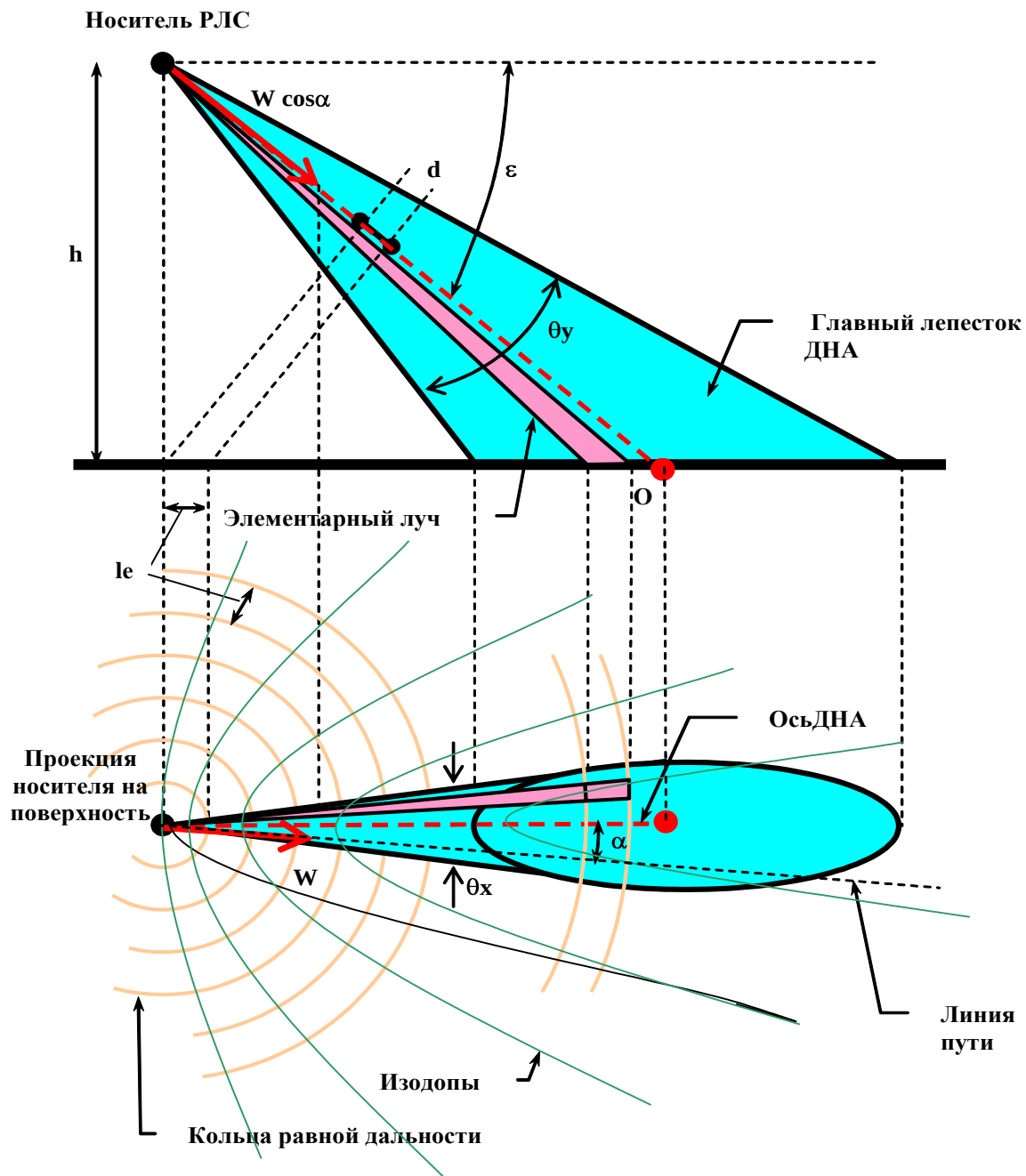


Рис. 11.1. Эпюры расположения в пространстве главного лепестка и боковых лепестков ДНА в пределах рассматриваемой области отражений.

Аналитические выражения, лежащие в основе построения функции рассеяния подстилающей поверхности, могут быть получены из рассмотрения проекции ДНА на плоскость земной поверхности. Вокруг проекции носителя РЛС на плоскость земной поверхности могут быть построены кольцевые линии равной дальности. В пределах одного кольца дальности в зависимости от азимута изменяется доплеровская частота сигналов, отраженных от элементарных отражающих поверхностей. Эти изменения обусловлены движением носителя РЛС. Они неравномерны, что отражено параболической формой *изодоп* - линий равного частотного сдвига отраженных сигналов.

Поэтому разрешению по доплеровскому сдвигу частоты Δf будут соответствовать в зависимости от угла места ε и азимута α различные значения разрешающей способности сигналов по азимуту $\Delta\alpha$. Анализируя форму изодоп, можно предположить, что с увеличением угла места ε значения углового разрешения $\Delta\alpha$ будут увеличиваться, а с увеличением азимута α , наоборот, уменьшаться. Тем самым размеры элементарных отражающих поверхностей будут различны для разных значений ε и α . Получим выражение для углового разрешения $\Delta\alpha$.

Для этого воспользуемся формулой доплеровской частоты отраженного сигнала

$$fd = \frac{2W}{\lambda} \cos(\varepsilon) \cdot \cos(\alpha) = \frac{2W \cdot \cos(\varepsilon) \cdot \cos(\alpha)}{c} \cdot f_0 \quad (11.1)$$

где: W - скорость носителя при направлении вектора параллельно подстилающей поверхности; λ - длина волны; ε и α - угол места и азимут направления на элементарную отражающую поверхность; c - скорость света; f_0 - несущая частота зондирующего сигнала.

Отметим, что в выражении (11.1) вектор скорости направлен параллельно подстилающей поверхности.

При направлении вектора скорости под углом $\varepsilon_{\text{ДНА}}$ к подстилающей поверхности выражение (6.1) преобразуется к виду

$$fd = \frac{2W \cdot \cos(\varepsilon - \varepsilon_{\text{ДНА}}) \cdot \cos(\alpha)}{c} \cdot f_0 \quad (11.2)$$

Рассмотрим элементарную отражающую поверхность (ЭОП), размер которой определяется разрешающими способностями сигнала по дальности Δd и скорости Δf .

Пусть элементарная отражающая поверхность расположена на кольце дальности с углом места $\varepsilon - \varepsilon_{\text{ДНА}}$. На ее краях, отличающихся по азимуту на $\Delta\alpha$, доплеровские частоты отраженных сигналов отличаются на величину Δf . Отсюда $\Delta\alpha$ определяется выражением

$$\Delta\alpha(\varepsilon, \alpha) = \arccos \left(\frac{\frac{2W}{c} f_0 \cdot \cos(\varepsilon - \varepsilon_{\text{ДНА}}) \cos(\alpha) - \Delta f}{\frac{2W}{c} f_0 \cdot \cos(\varepsilon - \varepsilon_{\text{ДНА}})} \right) - \alpha. \quad (11.3)$$

Таким образом, элементарная отражающая поверхность по геометрической форме представляет собой сектор кольца шириной, определяемой

разрешающей способностью по дальности, и углом, определяемым разрешающей способностью по скорости.

Отсюда площади элементарных отражающих поверхностей разных колец дальности отличаются по величине. Ширина кольца дальности изменяется с уменьшением угла места, стремясь в пределе к разрешающей способности Δd .

Ширина k -го кольца дальности может быть определена выражением

$$l_k = \sqrt{h + k \cdot \Delta d^2 - h^2} - \sqrt{h + (k-1) \cdot \Delta d^2 - h^2}. \quad (11.4)$$

Количество колец дальности, для которых существуют отражения от подстилающей поверхности, ограничено дальностью до радиогоризонта и определяется соответственно

$$Nde = \frac{130000 \cdot \sqrt{h}}{\Delta d}. \quad (11.5)$$

Учитывая, что мощность отражений уменьшается с увеличением дальности, то целесообразно ограничить анализируемую дальность некоторой разумной величиной, пренебрегая тем самым частью отражений малой мощности.

Разница углов места $(k-1)$ -го и k -го колец дальности задается выражением

$$\Delta \varepsilon_k = \frac{180}{\pi} \left[\arctg \left(\frac{h}{\sum_{j=1}^{k-1} l_j} \right) - \arctg \left(\frac{h}{\sum_{j=1}^k l_j} \right) \right], \quad (11.6)$$

где $\varepsilon_k = \varepsilon_{k-1} - \Delta \varepsilon_k$, $\varepsilon_0 = 90^\circ$ - угол места, соответствующий области альтиметра.

Знание азимута и угла места элементарной отражающей поверхности позволяет определить проекцию скорости носителя РЛС на ось элементарного луча, а, следовательно, и доплеровскую частоту (11.1) сигнала, отраженного от этого элемента поверхности.

Дальность до всех элементарных отражающих поверхностей одного кольца дальности, взятая по середине ширины этого кольца, определяется выражением

$$d_k = \frac{h}{\sin \left(\varepsilon_k + \frac{\Delta \varepsilon_k}{2} \right)}. \quad (11.7)$$

Отсюда задержка отраженных сигналов, выраженная через номер элемента разрешения по дальности, определяется отношением вида

$$\tau_k = \frac{d_k}{\Delta d} . \quad (11.8)$$

Площадь элементарной отражающей поверхности определяется выражением

$$S_{i,k} = \frac{\Delta \alpha_{i,k}}{360} \pi \left(\left(\frac{h}{\arctg \varepsilon_k} \right)^2 - \left(\frac{h}{\arctg \varepsilon_{k-1}} \right)^2 \right). \quad (11.9)$$

Зная площадь элементарной отражающей поверхности, можно получить её ЭПР

$$\sigma_{i,k} = \sigma_0(\varepsilon_k) \cdot S_{i,k} \cdot \sin(\varepsilon_k). \quad (11.10)$$

где $\sigma_0(\varepsilon_k)$ - удельная ЭПР отражающей поверхности.

Зависимость удельной ЭПР от угла места определялась выражением

$$\sigma_0 \varepsilon_k = \gamma \frac{h}{d_k} + 10 \cdot e^{-0.2 \cdot 90^\circ - \varepsilon_k} . \quad (11.11)$$

где γ – коэффициент, определяющий тип отражающей поверхности.

Мощность отражений от ЭОП определяется выражением вида

$$P_{i,k} = Pt \cdot \frac{Gt_{PRD} Gt_{PRM} \lambda^2}{4\pi^3} \cdot \frac{\sigma_{i,k}}{d_k} \cdot G_{i,k}^2. \quad (11.13)$$

где Pt - мощность передатчика; Gt_{PRD} , Gt_{PRM} - коэффициенты усиления в передающем и приемном тракте РЛС; $G_{i,k}$ - уровень лепестка ДНА.

Рассмотрим только два распространенных варианта носителей - самолетные и корабельные РЛС и выполним анализа свойств отражающей поверхности. целесообразно

11.2 Функция рассеяния для самолетных РЛС

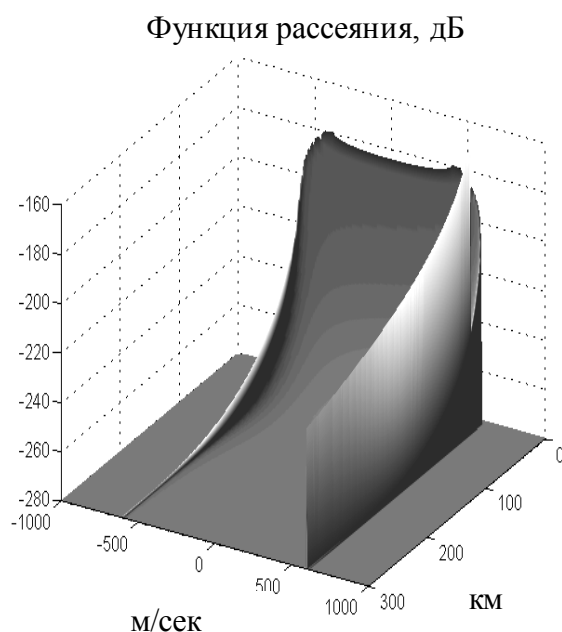
Рассмотрим время - частотные характеристики функция рассеяния для самолетных РЛС.

При расчете ФР определяющее значение имеют форма ДНА, высота и скорость полета носителя РЛС. Простая аппроксимация ДНА представляется в виде полусферы, соответствующей боковым лепесткам ДНА, и конуса, совпадающего по ширине и направлению с главным лучом ДНА. Параметры антенны выбраны типовыми для самолетных РЛС обнаружения воздушных целей: ширина главного луча ДНА в обеих плоскостях 2.4° , коэффициент усиления 40 дБ, средний уровень боковых лепестков ДНА - 40 дБ. При расчете отражений, поступающих по боковым лепесткам ДНА, аппроксимируемых полусферой, в одинаковой мере учитываются отражения с положительными и отрицательными доплеровскими сдвигами частоты, создаваемыми приближающимися и удаляющимися участками поверхности. В этом случае ФР симметрична относительно нулевого сдвига частоты для всех задержек.

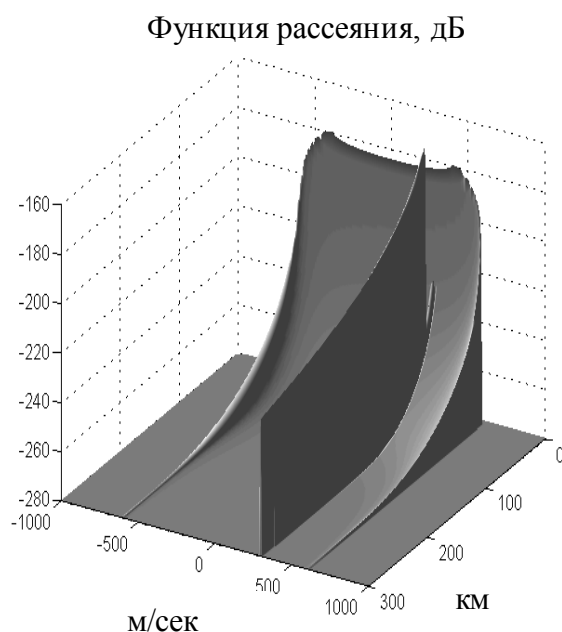
Учет отражений, поступающих по главному лучу ДНА, приводит к появлению в ФР дополнительного пика, размеры и положение которого, кроме высоты и скорости полета определяются шириной главного луча ДНА и его ориентацией в пространстве. Типичный вид ФР приведен на рис. 11.2 для высоты полета 1 км, 10 км и скорости носителя 600 м/сек.

На этом рисунке и последующих изображениях ФР в качестве аргументов используются не задержка и доплеровский сдвиг частоты, а линейно связанные с ними дальность и относительная радиальная скорость. Это повышает наглядность изображения и позволяет избежать зависимости от несущей частоты сигнала. Сравнение вида ФР по боковым лепесткам ДНА для различной высоты и скорости полета выявляет следующие различия:

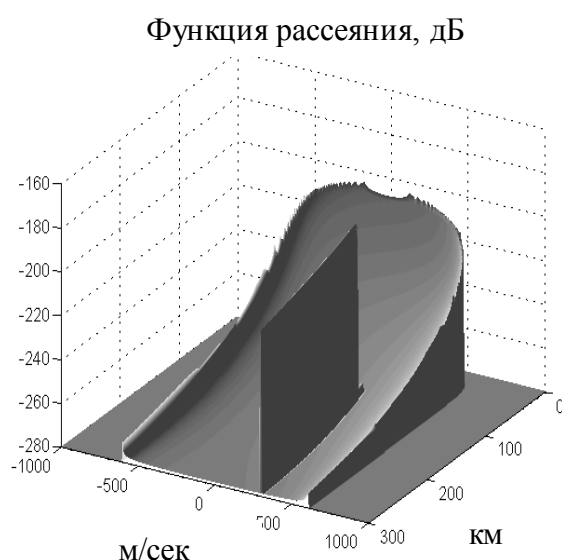
- Интенсивность отражений значительно быстрее спадает с увеличением дальности при малой высоте полета;
- Ширина ФР определяется собственной скоростью полета носителя;
- Наибольшие значения ФР достигаются при максимальной относительной скорости, а минимальные – при нулевой, причем разница между максимальным и минимальным значением на одной задержке достигает 10÷15 дБ.



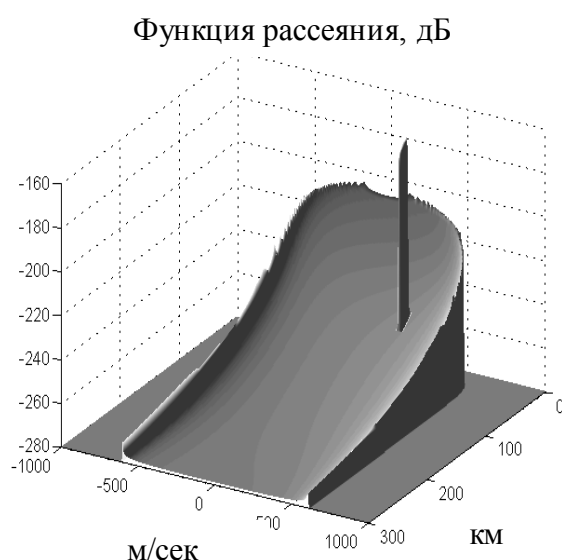
а) высота 1 км, угол места 1.3°
курсовой пеленг 5°



б) высота 1 км, угол места 1.3°
курсовой пеленг 60°



в) высота 10 км, угол места 3°
курсовой пеленг 60°



г) высота 10 км, угол места 10°
курсовой пеленг 60°

Рис.11.2. Функция рассеяния отражений по главному лучу и боковым лепесткам ДНА.

Как следует из проведенных расчетов мощность отражений, поступающих по главному лучу ДНА преобладает. При малых углах места это соотношение невелико, то есть для малой высоты полета мощность отражений по главному лучу и боковым лепесткам ДНА сопоставимы. При увеличении угла места преобладание мощности отражений по главному лучу может достигать 30 дБ, что связано в основном с ослаблением отражений по боковым лепесткам ДНА из-за увеличения высоты полета.

Таким образом, на основании проведенных расчетов можно сформулировать следующие основные выводы:

- Положение пика ФР определяется направлением главного луча ДНА.
- Протяженность пика ФР по дистанции возрастает с уменьшением угла места и может перекрывать почти весь диапазон дальности.
- Пик ФР вдоль оси относительной скорости имеет малую ширину, которая незначительно возрастает при увеличении пеленга антенны относительно курса.
- Пик ФР отражений, поступающих по главному лучу ДНА, всегда хорошо локализован по относительной скорости, а по дистанции степень его локализации возрастает с увеличением угла места.
- При малых углах места главного луча ДНА, наиболее характерных для малой высоты полета, мощности отражений, поступающих по главному лучу и боковым лепесткам ДНА, имеют сопоставимые значения. При увеличении угла места и высоты полета преобладает мощность отражений, поступающих по главному лучу.

11.3 Функция рассеяния для корабельных РЛС

Исследование ФР для РЛС корабельного базирования будем проводить на той же модели, что и в предыдущем разделе, изменив ряд ее параметров. Наиболее сильные различия между ними касаются высоты расположения антенны и скорости перемещения носителя относительно подстилающей поверхности.

На рис. 11.3 приведен вид ФР для типичной корабельной РЛС. Высота расположения антенны над поверхностью 20м, ширина главного луча ДНА в горизонтальной плоскости 1.2° в вертикальной - 10° , коэффициент усиления 30 дБ, средний уровень боковых лепестков ДНА в горизонтальной плоскости – 40 дБ. ФР, представленная на рис. 11.3, а) соответствует скорости корабля 30 узлов, ФР на рис. 11.3, б) — неподвижному носителю.

Анализируя приведенные результаты, можно выделить специфические черты ФР в рассматриваемом случае.

- Из-за малой высоты расположения антенны главный луч ДНА практически всегда касается поверхности. Более того, вследствие малого угла места и достаточно большой ширины главного луча ДНА в вертикальной плоскости отражения, поступающие по главному лучу ДНА, распределены по всей дистанции.
- Отражения, поступающие по боковым лепесткам ДНА, распределены либо в узком диапазоне относительных скоростей, ограниченном скоростью носителя, либо вообще сосредоточены на нулевой относительной скорости при неподвижном носителе.
- Интенсивность отражений, поступающих по боковым лепесткам ДНА, быстро спадает с увеличением дальности, они хорошо локализованы в ближней зоне.

- Интенсивность отражений по главному лучу ДНА значительно выше отражений по боковым лепесткам ДНА, но при малой скорости движения носителя они становятся неразличимы, концентрируясь в плоскости нулевых значений относительной скорости.

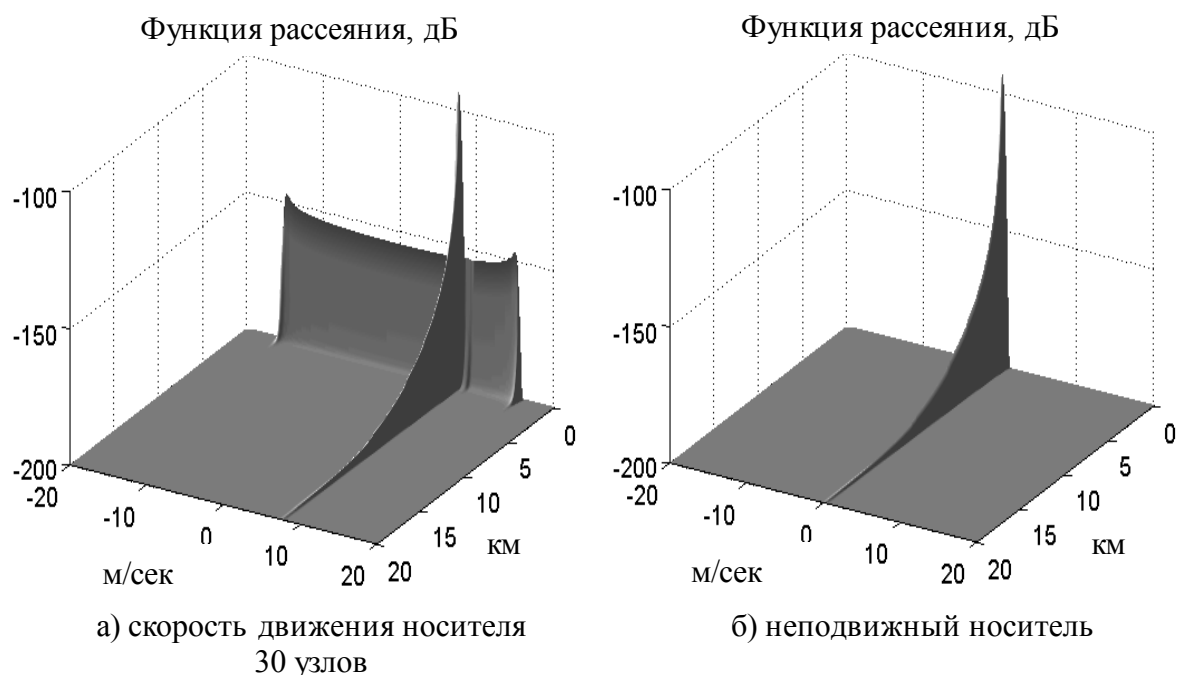


Рис. 11.3 Функция рассеяния отражений при высоте расположения антенны 20 м.

Таким образом, все отмеченные компоненты ФР (по БЛ и ГЛ ДНА) определяют ее основные характеристики. Интенсивность отражений, поступающих по боковым лепесткам ДНА, определяется мощностью излучения, удельной ЭПР отражающей поверхности и относительным уровнем боковых лепестков ДНА.

12 МЕТОДЫ ЗАЩИТЫ ОТ ПАССИВНЫХ ОТРАЖЕНИЙ

Интенсивность пассивных помех, вызванных отражениями от мешающих объектов, может существенно превышать не только уровень собственных шумов приемника, но и полезный сигнал цели, что затрудняет ее радиолокационное наблюдение.

Методы борьбы с помехами основаны на различии характеристик сигналов, отраженных целью и мешающими отражателями, связанным с различием их протяженности и положения в пространстве, скорости движения и отражающих свойств.

Для улучшения соотношения сигнала и помехи необходимо, прежде всего, улучшать пространственную избирательность РЛС путем повышения ее разрешающей способности, с целью приближения размера разрешаемого элемента (разрешаемого объема или площади) к размеру цели, т. е. необходимо сужением ДНА и расширением спектра сигнала оптимизировать условия радиолокационного наблюдения малоразмерных целей на фоне помех

12.1 Доплеровская селекция движущихся целей в когерентно-импульсных РЛС

Если параметры зондирующего сигнала РЛС заданы и в приемнике применен согласованный фильтр (СФ), то для оптимизации обработки сигнала при наличии пассивной помехи необходимо ввести второй фильтр, подавляющий частотные составляющие спектра помехи, которые отличаются от сигнальных на величину разности их доплеровских смещений. Такая фильтрация, называемая *селекцией движущейся цели* (СДЦ), является эффективным средством улучшения радиолокационного наблюдения и находит достаточно широкое применение в РЛС различного назначения.

Доплеровские методы СДЦ основаны на различии доплеровских смещений частоты выделяемого полезного сигнала цели и пассивных помех, обусловленном различием радиальных скоростей цели и мешающих отражателей.

Для простоты можно считать мешающие отражатели неподвижными, тогда радиальная скорость цели V_r будет непосредственно определять доплеровское смещение частоты относительно помехи

$$F_v = \frac{2V_r f_{\text{и}}}{c} = \frac{2V_r}{\lambda_{\text{и}}}, \quad (12.1)$$

где $f_{\text{и}}$ и $\lambda_{\text{и}}$ - частота и длина волны излучаемых РЛС колебаний.

Для выделения доплеровского смещения F_v частота принимаемого сигнала сравнивается с частотой излучаемого. Наибольшее практическое

применение находят периодические когерентно-импульсные зондирующие сигналы, которые могут обеспечить высокую разрешающую способность и точность при измерении дальности и скорости. В РЛС пачка высокочастотных импульсов длительностью $\tau_{\text{и}}$ излучаются в течение времени когерентной обработки зондирующего сигнала. Число импульсов в пачке $N_{\text{пач}}$ и ее длительность определяется шириной основного лепестка ДНА α_a и угловой скоростью сканирования антенны Ω_a :

$$T_{\text{пач}} = \alpha_a / \Omega_a = N_{\text{пач}} T_{\text{п}}. \quad (12.2)$$

В паузах излучения импульсов осуществляется прием отраженных сигналов. В качестве иллюстрации на рис. 12.1 изображен сигнал из 8-ми радиоимпульсов при интервале между соседними импульсами $T_{\text{п}} = 5 \cdot \tau_{\text{и}}$.

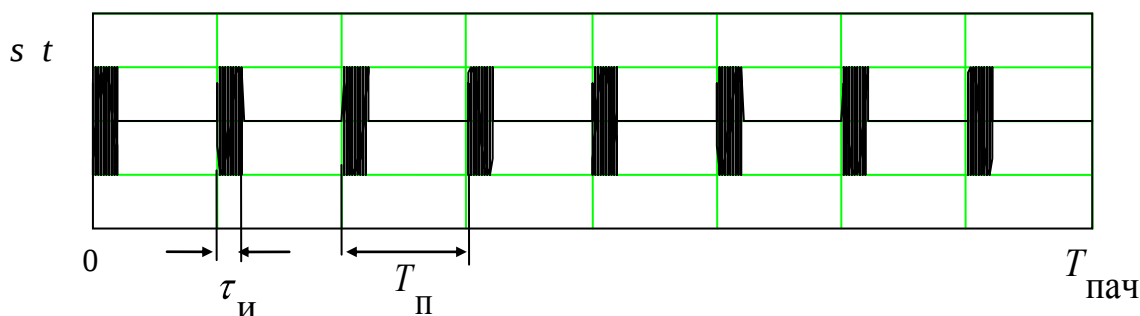


Рис. 12.1. Временная диаграмма пачки импульсов

В отличие от непрерывного гармонического сигнала спектр пачки излучаемых радиосигналов имеет гребенчатый вид. Наряду с центральной спектральной компоненты $S f_{\text{и}}$ на частоте излучаемого сигнала $f_{\text{и}}$ имеются спектральные компоненты $S f_k$ большой интенсивности (пики, гребни) на частотах $f_k = f_{\text{и}} + k \cdot F_{\text{п}}$, кратных частоте повторения импульсов в пачке сигнала. Ширина пиков в спектральной плотности и, следовательно, разрешающая способность по частоте определяется длительностью пачки. $\Delta f = 1/T_{\text{пач}}$. Спектр сигнала, отраженного от движущегося объекта, смещается на величину доплеровского смещения частоты F_v . Следовательно, для однозначного измерения скорости частота повторения импульсов должна быть больше максимально возможного доплеровского смещения частоты сигнала, отраженного от цели:

$$F_{\text{п}} \geq F_{v \text{ макс}} = 2V_{\text{с макс}} / \lambda_{\text{и}}. \quad (12.3)$$

Модуль спектральных характеристик комплексной огибающей излучаемых (сплошная линия) и принимаемых радиоимпульсов при наличии доплеровского смещения частоты (точечная линия) приведены на рис. 12.2.

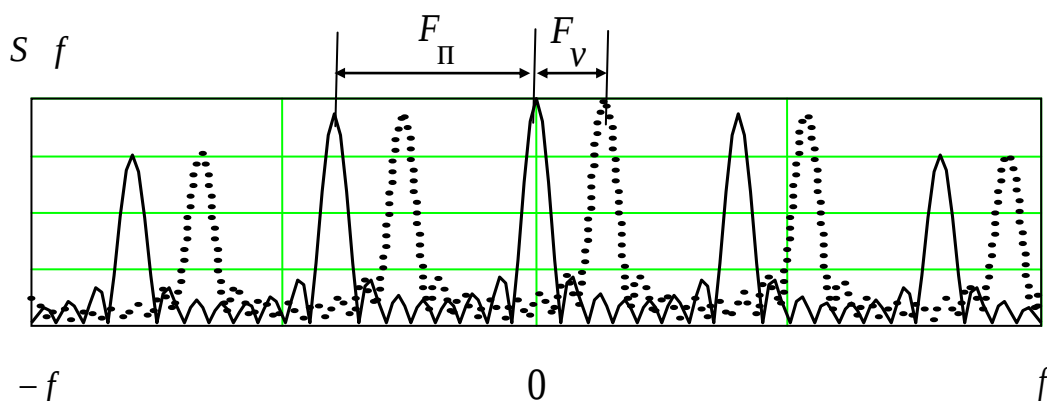


Рис. 12.2. Модуль спектральных характеристик комплексной огибающей излучаемых и принимаемых радиоимпульсов

Таким образом, для выделения сигналов движущейся цели можно использовать доплеровское смещение центральной частоты сигнала.

Опорные колебания, необходимые для выявления доплеровского приращения частоты принимаемых импульсов, создаются в системах СДЦ когерентным гетеродином. Такие системы называются когерентно-импульсными системами СДЦ с *внутренней когерентностью*. В системах СДЦ с *внешней когерентностью* в качестве опорных используют высокочастотные колебания сигналов, отраженных от неподвижных отражателей, расположенных в пределах элемента разрешения (разрешаемого объема), в котором находится и движущаяся цель. Системы СДЦ с внутренней и внешней когерентностью имеют свои достоинства и недостатки, определяющие и области их применения.

12.1.1 Череспериодный компенсатор помех в системах СДЦ

Будем считать мешающие отражатели неподвижными и спектр сигнала, отраженного от мешающего отражателя, совпадает со спектром зондирующего импульса. Принимаемый сигнал обладает доплеровским смещением частоты, вызванным скоростью движения цели. Такая ситуация типична для наземных РЛС обнаружения воздушных целей. В когерентных импульсно-доплеровских РЛС с системой СДЦ, частота повторения импульсов $F_{\Pi} = 1/T_{\Pi}$ выбирается сравнительно низкой (300...3000 Гц) из условия однозначного измерения дальности.

Наиболее простым фильтром подавления пассивных помех является череспериодный компенсатор (ЧПК), в котором осуществляется череспериодное вычитание импульсов в пачке сигнала, т. е. из отраженных сигналов, принимаемых в текущий период повторения, вычитаются сигналы,

задержанные с помощью линии задержки (рис. 12.3) на время $\tau_3 = T_{\Pi}$. При вычитании сигналы неподвижных объектов, амплитуда которых за период повторения не меняется, компенсируются, а сигналы движущихся объектов, амплитуда которых изменяется с доплеровской частотой F_v , дают на выходе компенсирующего устройства разность, величина которой определяется набегом фазы за период повторения $\Delta\varphi = 2\pi F_v T_{\Pi}$.

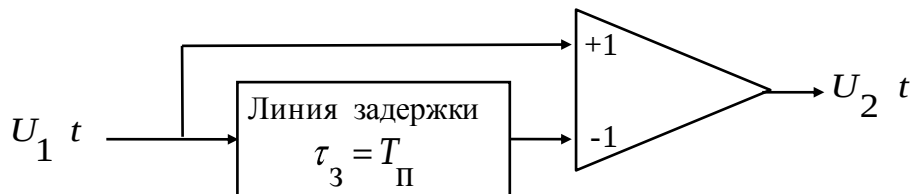


Рис. 12.3. Схема череспериодного компенсатора помех

Нетрудно показать, что такой череспериодный компенсатор представляет собой гребенчатый фильтр подавления. Частотную функцию передачи можно записать в виде

$$K(f) = 1 - \exp -j2\pi f \cdot T_{\Pi} . \quad (12.4)$$

Умножив и разделив выражение (6.4) на $2j \exp -j\pi f \cdot T_{\Pi}$, получим

$$\begin{aligned} K(f) &= 2j \exp -j\pi f \cdot T_{\Pi} \frac{\exp j\pi f \cdot T_{\Pi} - \exp -j\pi f \cdot T_{\Pi}}{2j} = \\ &= 2j \exp -j\pi f \cdot T_{\Pi} \sin \pi f \cdot T_{\Pi} . \end{aligned} \quad (12.5)$$

Модуль частотной функции передачи $|K(f)|$ фильтра подавления равен

$$|K(f)| = 2 \left| \sin \pi f \cdot T_{\Pi} \right| . \quad (12.6)$$

Из выражения (12.4) видно, что $|K(f)|$ обращается в 0 на частотах, кратных $F_{\Pi} = 1/T_{\Pi}$. Вид частотной характеристики приведен на рис. 12.3, б).

Таким образом, при периодическом сигнале мешающие отражения от неподвижных объектов будут полностью подавлены, поскольку имеют пики спектра как раз на частотах $n \cdot F_{\Pi}$. На рис. 12.4. приведены диаграммы иллюстрирующие подавление спектральных компонент помех (сплошные линии) и выделение спектральных компонент движущейся полезной цели (точечные линии). Подавление неподвижных мешающих отражений

осуществляется за счет попадания пиков их спектральных компонент на «нулевые» значения частотной характеристики (пунктирные линии) гребенчатого фильтра. будут «слепыми».

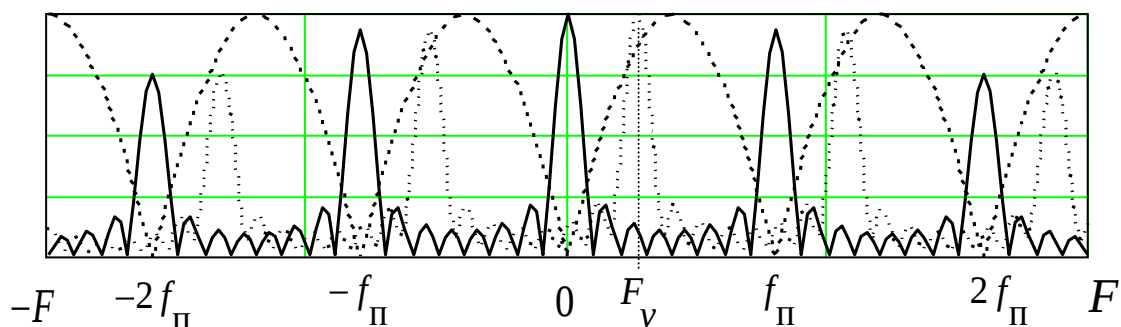


Рис. 12.4. Диаграммы спектральных характеристик сигналов и частотной характеристики череспериодного компенсатора помех.

Из приведенных диаграмм также видно, что если сигнал движущейся цели имеет доплеровское смещение частоты $F_v = 2V_r / \lambda_{\text{и}} = n \cdot F_{\text{П}}$, то он также подавляется фильтром. Следовательно, скорости целей, равные

$$V_{\text{г сл}} = n F_{\text{П}} \lambda_{\text{и}} / 2, \quad (12.7)$$

Наоборот, при частотах $F_v = (2n+1) / 2 \cdot F_{\text{П}}$ условия наблюдения движущейся цели наиболее благоприятны, т.е. радиальные скорости цели, равные

$$V_{\text{г опт}} = (2n+1) / 4 \cdot F_{\text{П}} \lambda_{\text{и}}, \quad (12.8)$$

являются оптимальными.

12.1.2 Двукратный череспериодный компенсатор помех в системах СДЦ

В процессе обзора принимаются пачки из $N_{\text{пач}}$ импульсов. При этом линии спектра расплываются, и полного подавления отражений от неподвижных объектов ЧПК не обеспечивает.

Для лучшего согласования ширины провалов АЧХ фильтра подавления со спектром помехи используют схему двукратного вычитания (рис. 12.5).

При включении последовательно двух схем ЧПК (рис. 12.5, а) результирующая АЧХ будет

$$|K_2 f| = |K f|^2 = 4 \sin^2 \pi f T_{\Pi} = 2 (1 - \cos 2\pi f T_{\Pi}) . \quad (12.9)$$

Схема двукратной ЧПК может быть представлена и иначе (рис. 12.5, б). Действительно, из рис. 12.5, а) следует

$$\begin{aligned} \Delta_1 t &= U_1 t - U_1 t - T_{\Pi} ; \\ U_2 t &= \Delta_1 t - \Delta_1 t - T_{\Pi} = U_1 t - 2U_1 t - T_{\Pi} + U_1 t - 2T_{\Pi} , \quad (12.10) \end{aligned}$$

т. е. АЧХ этой схемы аналогично предыдущей.

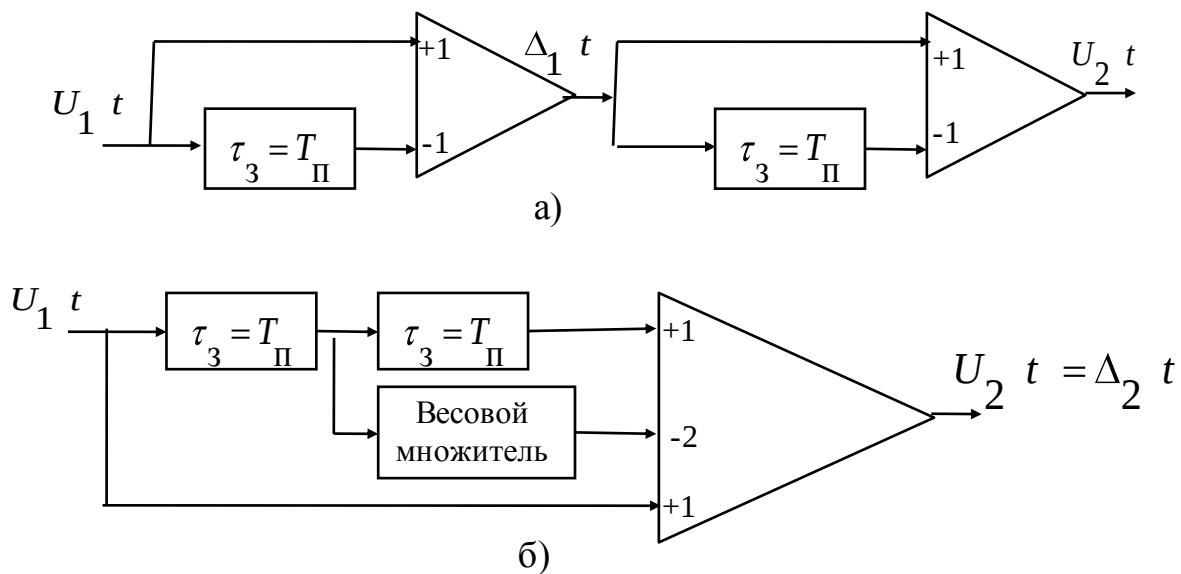


Рис. 12.5. Схема двукратного череспериодного компенсатора помех

На рис. 12.6 приведены диаграммы спектральных характеристик сигналов и частотной характеристики двукратного череспериодного компенсатора помех. Можно видеть, что увеличение порядка фильтра подавления помех ведет к расширению полосы режекции вблизи частот nF_{Π} , что обеспечивает лучшее подавление помехи с широкими гребнями спектра. В тоже время увеличение порядка фильтра вызывает и уменьшение полосы пропускания фильтра (пунктирная линия). Сужение полосы пропускания фильтра приводит к уменьшению уровня пиков спектральных компонент полезного сигнала и, как следствие, к энергетическим потерям полезного сигнала при неоптимальных скоростях движения цели.

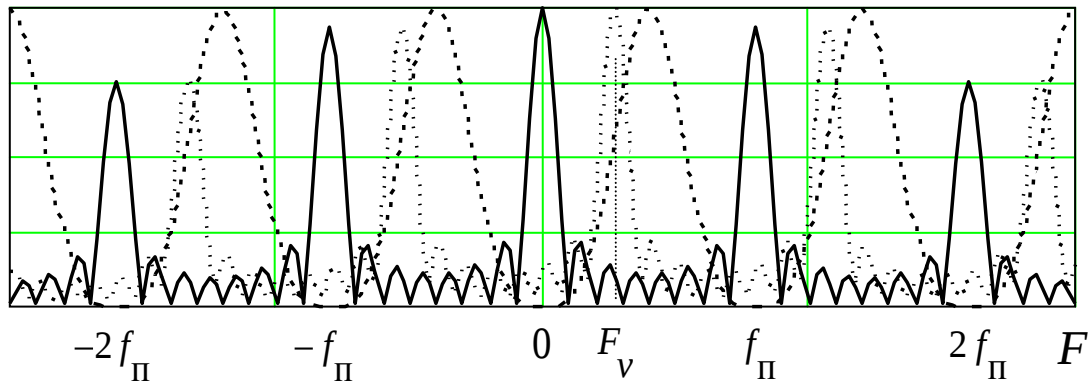


Рис. 12.7. Диаграммы спектральных характеристик сигналов и частотной характеристики двукратного череспериодного компенсатора помех.

Иногда схемы однократной и двукратной ЧПК называются соответственно двухимпульсной и трехимпульсной схемами подавления.

Для уменьшения потерь полезных сигналов необходимо рациональным выбором порядка фильтра n и величины весовых коэффициентов a стремиться получить форму АЧХ фильтра близкую к прямоугольной с необходимой для подавления помех полосой режекции.

Эффективность СДЦ характеризуется коэффициентом подавления помехи

$$K_{\Pi} = \frac{\int_0^{\infty} g_{\Pi} f df}{\int_0^{\infty} g_{\Pi} f \cdot |K(f)|^2 df}, \quad (12.11)$$

который растет в случае череспериодной компенсации при концентрации СПМ помехи $g_{\Pi} f$ вблизи частот nF_{Π} .

Для оценки эффективности работы системы СДЦ, кроме упомянутого выше коэффициента подавления помехи K_{Π} , используют также *коэффициент улучшения* отношения сигнала к помехе

$$K_{\text{СП}} = \frac{P_{\text{СВЫХ}}/P_{\text{ПВЫХ}}}{P_{\text{СВХ}}/P_{\text{ПВХ}}} \quad (12.13)$$

при прохождении режекторного фильтра.

Коэффициент улучшения $K_{\text{СП}}$, который часто называют также *коэффициентом подпомеховой видимости*, позволяет более полно оценить эффективность работы системы СДЦ и поэтому используется в качестве критерия рационального выбора числа звеньев и значений весовых коэффициентов трансверсального режекторного фильтра.

Эффективная селекция движущихся целей может осуществляться в импульсных системах как при отсутствии внутриимпульсной модуляции несущей, так и при использовании частотной или фазовой модуляции. При

наличии пассивных помех и флюктуационных шумов схема оптимальной обработки периодического импульсного сигнала в РЛС должна содержать три последовательно включенных фильтра: фильтр, согласованный с одиночным импульсом; гребенчатый фильтр накопления сигнала и гребенчатый фильтр подавления помехи.

12.2 Методы повышения эффективности систем СДЦ

Эффективность системы СДЦ в сильной мере зависит от стабильности частоты гетеродинов и генератора высокой частоты. Следует заметить, что нестабильность частоты генератора высокой частоты и гетеродинов не единственная причина неполного подавления помехи.

На эффективность системы СДЦ оказывают влияния флюктуаций амплитуды сигналов. При расширении спектра флюктуаций коэффициент подавления уменьшается.

При проектировании РЛС с СДЦ необходимо учитывать не только подавление помех режекторным фильтром СДЦ, но и прохождение через него полезных сигналов движущейся цели. Необходимо подчеркнуть очень высокие требования к точности и стабильности работы отдельных узлов и элементов системы СДЦ и, в частности, к сохранению равенства $\tau_z = T_{\Pi}$ в линии задержки схемы ЧПК, а также к сохранению амплитуды и формы сигналов в ее каналах.

В цифровом фильтре подавления помех просто осуществить задержку на несколько периодов (большое n) и сравнительно несложно управлять величиной весовых коэффициентов, что позволяет не только оптимизировать АЧХ фильтра подавления, но и управлять ею в соответствии с изменением помеховой обстановки, т. е. создать адаптивную цифровую систему СДЦ.

Для повышения эффективности систем СДЦ современных РЛС применяют различные методы.

Остановимся на используемых методах более подробно.

12.2.1 Устранение зон слепых скоростей

При радиальной скорости цели V_r , при которой доплеровское смещение равно или близко к значению $F_{v\text{ сл}}$, отраженные от такой цели сигналы будут подавлены режекторным фильтром СДЦ, и цель может быть не обнаружена или потеряна. Чтобы устранить такое положение, можно изменить несущую частоту излучаемых колебаний $f_{\text{и}}$ или частоту повторения импульсов $F_{\text{п}}$. С внедрением цифровых методов формирования и обработки более целесообразно применять дискретное изменение временного интервала между излучаемыми импульсами. Важно при этом свести к минимуму отрицательное влияние эффекта «слепых скоростей».

Часто с этой целью используют ступенчатое изменение интервала между зондирующими импульсами T от импульса к импульсу. Если интервалы между

импульсами имеют величину $T_1, T_2, \dots, T_n$ и для последующих n импульсов такое чередование повторяется, то при весовых коэффициентах a_i трансверсального фильтра его АЧХ можно записать

$$H(f) = a_0 + a_1 \exp j2\pi fT_1 + a_2 \exp j2\pi fT_2 + \dots + a_n \exp j2\pi fT_n.$$

Если соотношение между T_i выбрать из условия $n_1 T_1 = n_2 T_2 = \dots = n_n T_n$, где множители n_i не имеют общего делителя, то первое значение слепой скорости будет

$$V_{\text{сл}} = n_1 \frac{\lambda_{\text{и}}}{2T_1}, \quad (12.13)$$

т. е. оно будет в n_1 раз больше, чем при постоянном T_1 .

При этом провалы в АЧХ соответствующие частным значениям слепых скоростей, соответствующих периодам T_i , будут незначительны. Так при соотношении периодов $n_1 = 25, n_2 = 30, n_3 = 27, n = 31$ ($n_{\text{ср}} = 28$) АЧХ такого четырехзвенного фильтра будет иметь провалы, соответствующие слепым скоростям, примерно в $n_{\text{ср}}$ раз реже, а их величина не будет превышать 7 дБ при весовых коэффициентах фильтра $a_i = \pm 1$.

Конечно, коэффициент подавления помехи при таком ступенчатом изменении периода несколько снижается, однако уменьшение потерь в обнаружении целей из-за «слепых скоростей» значительно повышает эффективность системы СДЦ при сравнительно простых фильтрах.

12.2.2 Набор доплеровских фильтров

Использование набора из N фильтров, частотные характеристики которых перекрывают доплеровские частоты в пределах от 0 до F_{Π} , позволяет разделить сигналы по доплеровскому приращению частоты, т. е. разделить объекты по их радиальной скорости. При этом появляется также возможность измерить эту скорость. За счет узкополосности доплеровских фильтров улучшается и отношение полезного сигнала к шуму.

Для получения N пересекающихся АЧХ может быть использован рассмотренный ранее трансверсальный фильтр с N отводами и $n = N - 1$ элементами (линиями) задержки $\tau_3 = T_{\Pi}$, но с применением комплексных

весовых коэффициентов, изменяющих не только амплитуду, но и фазу сигналов на отводах перед их суммированием.

Часто при формировании набора АЧХ используют только изменение фазы весовых коэффициентов с шагом $\Delta\varphi = 2\pi/N$. В этом случае с помощью преобразования Фурье суммарного сигнала на k -ом отводе можно получить АЧХ k -го фильтра, описываемую выражением

$$|H_k(f)| = \left| \sum_{i=1}^N \exp\left(-j2\pi(i-1)\left(fT_n - \frac{k}{N}\right)\right) \right| = \left| \frac{\sin\left[\pi N\left(fT_n - \frac{k}{N}\right)\right]}{\sin\left[\pi\left(fT_n - \frac{k}{N}\right)\right]} \right|. \quad (12.14)$$

Ширина основного лепестка такой АЧХ на нулевом уровне равна $2/N T_n = 2F/N$, а на уровне половинной мощности примерно $0,9F/N$. На рис. 12.7 представлены АЧХ набора из $N=8$ фильтров при фазовых весовых коэффициентах $2\pi k/N$. На рисунке изображены только основные лепестки АЧХ.

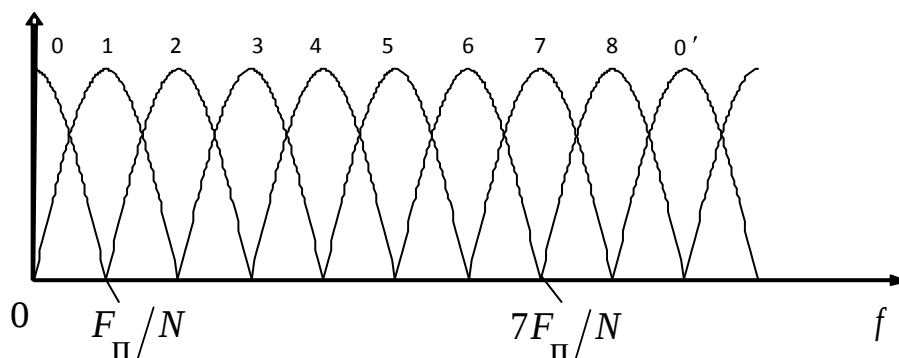


Рис. 12.8. АЧХ набора доплеровских фильтров

Следует отметить, что функция $\sin Nx / \sin x$ имеет большие боковые лепестки (первый имеет величину только на 13,2 дБ меньше основного). Боковые лепестки ухудшают селективные способности такого набора. Выбором весовых коэффициентов (изменением не только фазы, но и амплитуды суммируемых сигналов) удастся снизить отрицательное влияние боковых лепестков.

13 ВЫДЕЛЕНИЕ ЦЕЛЕЙ ПРИ НАЛИЧИИ ОТРАЖЕНИЙ ОТ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ

При расположении РЛС с системой СДЦ на движущемся носителе (корабль, самолет, КА) задача выделения сигналов ДЦ на фоне мешающих отражений сильно усложняется, т.к. отраженные сигналы получают доплеровское смещение частоты за счет собственной скорости носителя РЛС. При движении носителя изменяется не только величина доплеровского смещения F_v , но и ширина спектра доплеровских частот.

13.1 Спектр отражений при облучении земной поверхности

Рассмотрим спектр отражений при непрерывном режиме излучения, считая, что облучение земной поверхности осуществляется монохроматическим сигналом. Это соответствует случаю непрерывного режима излучения сигнала на несущей частоте.

Будем полагать, что диаграмма направленности антенны (ДНА) самолета, совершающего горизонтальный полет, направлена под некоторым углом в направлении земной поверхности, а обнаруживаемая цель Ц1 летит на малой высоте на встречном курсе. Сигналы, отраженные от поверхности Земли, поступают на вход РЛС как по главному лепестку (ГЛ) ДНА, так и по боковым лепесткам (БЛ) ДНА. Частотные составляющие в спектре отраженного сигнала имеют доплеровский сдвиг, который зависит от углового положения облучаемого участка на поверхности Земли по азимуту и углу места относительно вектора скорости самолета. Интенсивность доплеровских составляющих зависит от углового положения отражателя относительно вектора скорости полета самолета. Рассматривая спектральные составляющие, получим спектр отражений от поверхности Земли, показанный на рис. 13. В общем случае в спектре отраженного сигнала от поверхности Земли можно выделить пять характерных областей. Область спектральных составляющих по главному лепестку ДН антенны, - *область 1*. Интенсивность составляющих спектра в этой области мешающих отражений обычно имеет значительную величину, примерно на 30-40 дБ больше, чем при приеме по боковым лепесткам. Положение максимума спектральных составляющих в области 1 в спектре зависит от углового положения главного лепестка ДН по углу места ε и азимуту α , а также от скорости самолета W :

$$f_{\text{дпгл}} = \frac{2W}{\lambda} \cos(\varepsilon) \cdot \cos(\alpha). \quad (13.1)$$

Ширина области отражений по ГЛ ДН зависит от ширины ДН θ_A . Данную величину можно оценить как разность доплеровских смещений

частоты, соответствующих верхнему и нижнему краям ГЛ ДНА по наклону на уровне 0,5 от максимума:

$$\Delta f_{\text{ГЛ}} = f_{\text{ДПВ}} - f_{\text{ДПН}} = \frac{2W}{\lambda} \left[\cos \left(\varepsilon - \frac{\theta_A}{2} \right) \cdot \cos \left(\varepsilon + \frac{\theta_A}{2} \right) \right] \approx \frac{2W}{\lambda} \cdot \theta_A \cdot \sin \varepsilon . \quad (13.2)$$

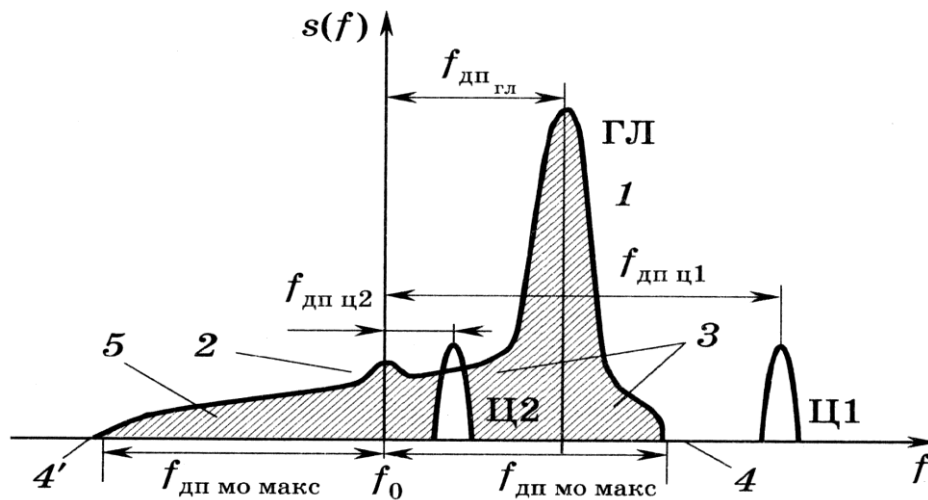


Рис. 13.1 Спектр отражений от поверхности Земли

Из (122) видно, что ширина спектра в области 1 зависит от угла места и ширины диаграммы направленности. С увеличением ε увеличивается и ширина области $\Delta f_{\text{ГЛ}}$. При малых углах места ширина спектра главного луча определяется азимутальным положением α .

Область спектральных составляющих, принимаемых по боковым лепесткам ДН, которые направлены непосредственно по перпендикуляру к поверхности Земли (под самолетом) - *область 2*. Эта область в спектре называется областью «высотных» или «альтиметровых» отражений. Центральная составляющая имеет нулевое доплеровское смещение частоты, т.е. совпадает с несущей частотой. Так как отраженные сигналы приходят от области поверхности, наиболее близко к самолету, интенсивность альтиметровых спектральных составляющих достаточно большая.

Граничные области спектра мешающих отражений (МО), отмеченные на рис. 12 как 4 и 4', соответствуют доплеровским смещениям частоты, имеющим максимально возможное значение при данной скорости полета самолета

$$f_{\text{ДП макс}} = \frac{2W}{\lambda} . \quad (13.3)$$

Остальные участки спектра (*области 3 и 5* на рис. 12) соответствуют доплеровским смещениям частот сигналов, принимаемых по боковым лепесткам ДН антенны, ориентированным вперед и назад соответственно как в

плоскости угла места, так и азимута. В общем случае интенсивность составляющих спектра по боковым лепесткам ДН в области 5 несколько меньше, чем в области 3, так как уровень боковых лепестков в заданном направлении ($\beta > 90^\circ$) обычно значительно меньше, чем в передней области ($\beta < 90^\circ$). Сигналы, отраженные от низколетящей цели, занимают область частот вблизи спектральной составляющей, смещенной относительно несущей частоты на доплеровскую частоту цели. Наличие в спектре отраженного сигнала от воздушной цели не одной спектральной линии, а совокупности составляющих обусловлено тем фактом, что реальная цель является многоточечной. Поэтому каждая блестящая точка цели вносит свой вклад в спектр доплеровских смещений частоты отраженного сигнала.

При встречном движении цели (положение Ц1 на рис. 12) спектральные составляющие отраженного сигнала от воздушной цели находятся за пределами зоны мешающих отражений. Следовательно, при выполнении доплеровской селекции обнаружении целей будет вестись только на фоне шумов. Таким образом, мешающие отражения от Земли не будут сказываться на эффективности обнаружения целей.

В случае полета воздушных целей попутным курсом (атака цели в заднюю полусферу) спектральные составляющие отраженного сигнала от цели попадают в область мешающих отражений по БЛ ДНА (положение Ц2 на рис. 12). Наблюдение данной цели будет теперь вестись на фоне интенсивных мешающих отражений, что существенно сказывается на эффективности решения задачи обнаружения.

13.2 Режимы работы импульсно-доплеровских РЛС

В сложных условиях работы самолетных РЛС, возникающих при необходимости обнаружения и определения параметров движения целей на фоне интенсивных мешающих отражений с широким диапазоном доплеровских смещений частоты, оказывается целесообразным использование импульсно-доплеровских РЛС. РЛС могут работать с использованием различных видов импульсных зондирующих сигналов. При этом должно выполняться только одно общее условие - сигналы в пределах последовательности излучаемых импульсов должны быть когерентными. В настоящее время находят применение следующие режимы излучения импульсных сигналов: с высокой (ВЧП), средней (СЧП) и низкой (НЧП) частотами повторений импульсов (ЧПИ). Выбор той или иной ЧПИ обусловлен необходимостью наиболее эффективного решения возлагаемых на РЛС задач в заданных тактических условиях.

13.2.1 РЛС с высокой частотой повторения импульсов

Рассмотрим основные особенности РЛС с высокой частотой повторения (ВЧП). В режиме излучения с ВЧП зондирующих импульсов обеспечивается эффективное обнаружение воздушных целей, движущихся на встречных и встречно пересекающихся курсах, т.е. при атаках целей в переднюю полусферу (ППС). Это обусловлено наличием в спектре сигналов, отраженных от поверхности Земли, «свободной» зоны, в пределах которой находятся составляющие доплеровских смещений частот сигналов, отраженных от воздушных целей. Частота повторения импульсов в этом режиме излучения должна быть больше максимально возможного доплеровского смещения частоты сигнала, отраженного от цели. При выборе частоты повторения F_{Π} таких станций основным является выполнение условия однозначного измерения скорости целей в заданном диапазоне $F_{\Pi} \geq F_{v\max} = 2V_{\max}/\lambda_{\text{и}}$.

При сканировании ДНА получается пачка импульсов, огибающая которой определяется формой ДНА, а число импульсов в пачке $N_{\text{пач}}$ и ее длительность $N_{\text{пач}}T_{\Pi}$ шириной основного лепестка ДНА α_a и угловой скоростью сканирования Ω_a : $T_{\text{пч}} = \alpha_a / \Omega_a = N_{\text{пч}} T_{\Pi}$. Длительность пачки определяет ширину линии спектра.

На рис. 122 представлена упрощенная картина спектра сигналов на входе приемника РЛС, перемещающейся параллельно подстилающей поверхности со скоростью v_c , с учетом доплеровских смещений частоты линии спектра F_v . При этом несмещенными остаются только линии спектра сигналов, отраженных от поверхности непосредственно под самолетом (при условии горизонтального полета радиальная составляющая скорости $v_c = 0$ и $F_v = 2V_c/\lambda_{\text{и}} = 0$).

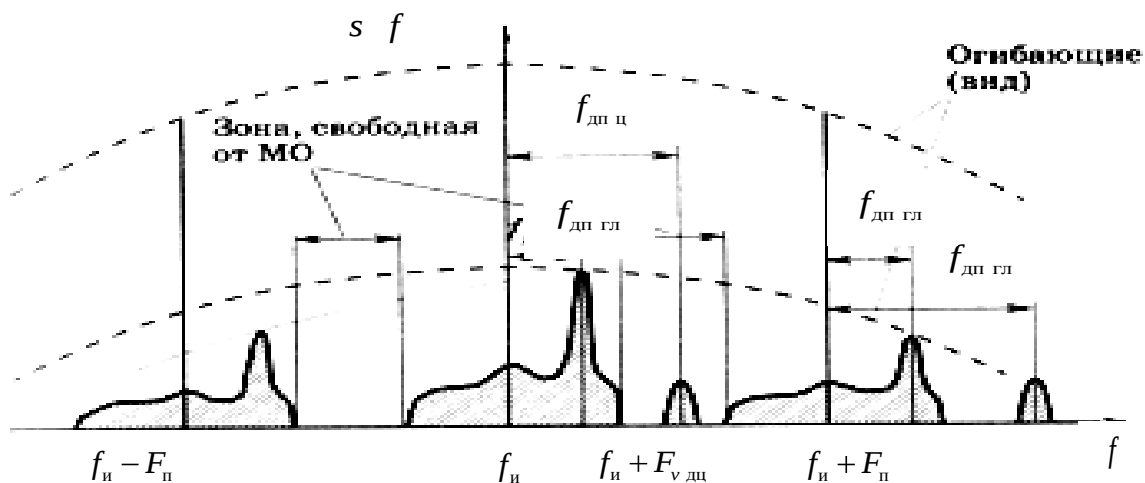


Рис. 13.2. Спектр отражений от поверхности Земли в режиме ВЧП

Поскольку боковые лепестки ДНА занимают широкий угловой сектор, то

линии спектра расположены в интервале частот в пределах доплеровских смещений частоты сигналов, пришедших по боковым лепесткам $\pm F_{\nu} = \pm 2\nu_{\text{с}}/\lambda_{\text{и}}$, определяемых собственной скоростью РЛС относительно подстилающей поверхности (путевой скоростью носителя). При этом амплитуда частотных составляющих меняется, как и их положение на оси частот. Для фильтрации доплеровских приращений сигналов используется набор доплеровских фильтров, перекрывающих частотный интервал возможных доплеровских смещений.

Для самолетных РЛС обзора земной поверхности выбор $F_{\text{п}}$ определяется скоростью носителя $\nu_{\text{с}}$ и скоростью движения целей $\nu_{\text{дц}}$ относительно подстилающей поверхности. Однозначные измерения скорости гарантируются при $F_{\text{п}} > 4\nu_{\text{дц}}/\lambda_{\text{и}} + 2\nu_{\text{с}}/\lambda_{\text{и}}$.

Для РЛС истребителей-перехватчиков наиболее приемлем трехсантиметровый диапазон волн, позволяющий получить необходимые точность и разрешающую способность по угловым координатам при допустимых размерах антенны. При $\lambda_{\text{и}} = 3$ см условие однозначности измерения скорости выполняется при $F_{\text{п}} = 100...300$ кГц.

Преимущества импульсно-доплеровских РЛС с высокой частотой повторения заключаются в большом частотном интервале доплеровских приращений, свободном от мешающих отражений, отсутствии зон «слепых скоростей» и однозначность при определении скорости целей. Следует отметить, что при атаке целей на догонно-пересекающихся курсах, то есть в заднюю полусферу (ЗПС) режим излучения зондирующих сигналов с ВЧП, как правило, не используется, так как эффективность обнаружения целей резко падает вследствие того, что спектральные составляющие сигнала, отраженного от цели, располагаются в области мешающих отражений от земной поверхности.

Основными недостатками таких РЛС является необходимость создания антенн с очень низким уровнем боковых лепестков, а также определенные трудности при решении задачи разрешения многозначности при измерении дальности. Интервал однозначного измерения расстояний $\Delta D_{\text{одн}}$ лежит в пределах от 500 до 1500 м. Кроме того, возникают так называемые «слепые» участки дальности, в пределах которых цели не обнаруживаются, так как момент прихода отраженного импульса совпадает с моментом излучения очередного импульса передатчиком. Такие «слепые» участки повторяются также через каждые 500-1500 м. Для устранения указанных факторов в РЛС используются специальные методы обработки, позволяющие выполнять однозначное измерение расстояний и раскрывать «слепые» дальности.

Для РЛС с высокой частотой $F_{\text{п}}$ актуальна также проблема потерь,

вызванных запирающим приемника на время излучения импульсов. При увеличении частоты F_{Π} неизбежно увеличивается и время прекращения приема сигналов, что следует учитывать при выборе частоты повторения импульсов, т. к. временные потери снижают дальность действия РЛС. Для ее сохранения возникает необходимость повышать энергетический потенциал РЛС, который часто оценивают произведением излучаемой мощности P_{Π} на величину эффективной площади апертуры антенны A_{Π} , как это следует из уравнения дальности РЛС.

13.2.2 РЛС со средней частотой повторения импульсов

В режиме излучения со СЧП зондирующих импульсов эффективно обнаруживаются ВЦ, движущиеся на догонно-пересекающихся курсах. Такие РЛС работают в трехсантиметровом диапазоне с частотами повторения $F_{\Pi} = 5...30$ кГц. Особенностью режима излучения со СЧП является неоднозначность измерений и расстояний и доплеровских смещений частот, а также наличие «слепых» зон, как по дальности, так и радиальным скоростям движения целей (доплеровским смещениям частот сигналов, отраженных от целей). Эти особенности режима излучения со СЧП и определяют границы выбора ЧПИ, которые задаются следующим неравенством

$$2V_{\text{цмакс}}/\lambda > F_{\Pi} > c/2D_{\text{макс}}.$$

При переходе в режим излучения со СЧП импульсов структура спектра отраженного сигнала по сравнению с режимом с ВЧВП меняется незначительно. Однако, количественные соотношения между максимальным доплеровским смещением частоты сигнала, отраженного от поверхности Земли, и значением ЧПИ при СЧП создают существенные изменения структуры результирующего спектра. Для лучшего понимания структуры результирующего спектра обратимся к рис. 123.

На верхних пяти диаграммах рис. 123 изображен спектр зондирующей последовательности радиоимпульсов. На последней диаграмме рис 123 показан результирующий спектр отраженного от земной поверхности сигнала в режиме СЧП импульсов. Ясно, что с понижением частоты F_{Π} сократится интервал, свободный от мешающих отражений (поскольку сблизятся линии спектра), что ухудшит условия обнаружения целей, движущихся с большими скоростями. Однако с понижением частоты F_{Π} улучшаются условия обнаружения целей, имеющих меньшие скорости относительно РЛС (морские и наземные объекты, воздушные цели со стороны хвоста истребителя), поскольку при снижении частоты повторения импульсов снижается и уровень мешающих сигналов,

приходящих по боковым лепесткам, т. к. уменьшается число импульсов, принимаемых по каждому из лепестков

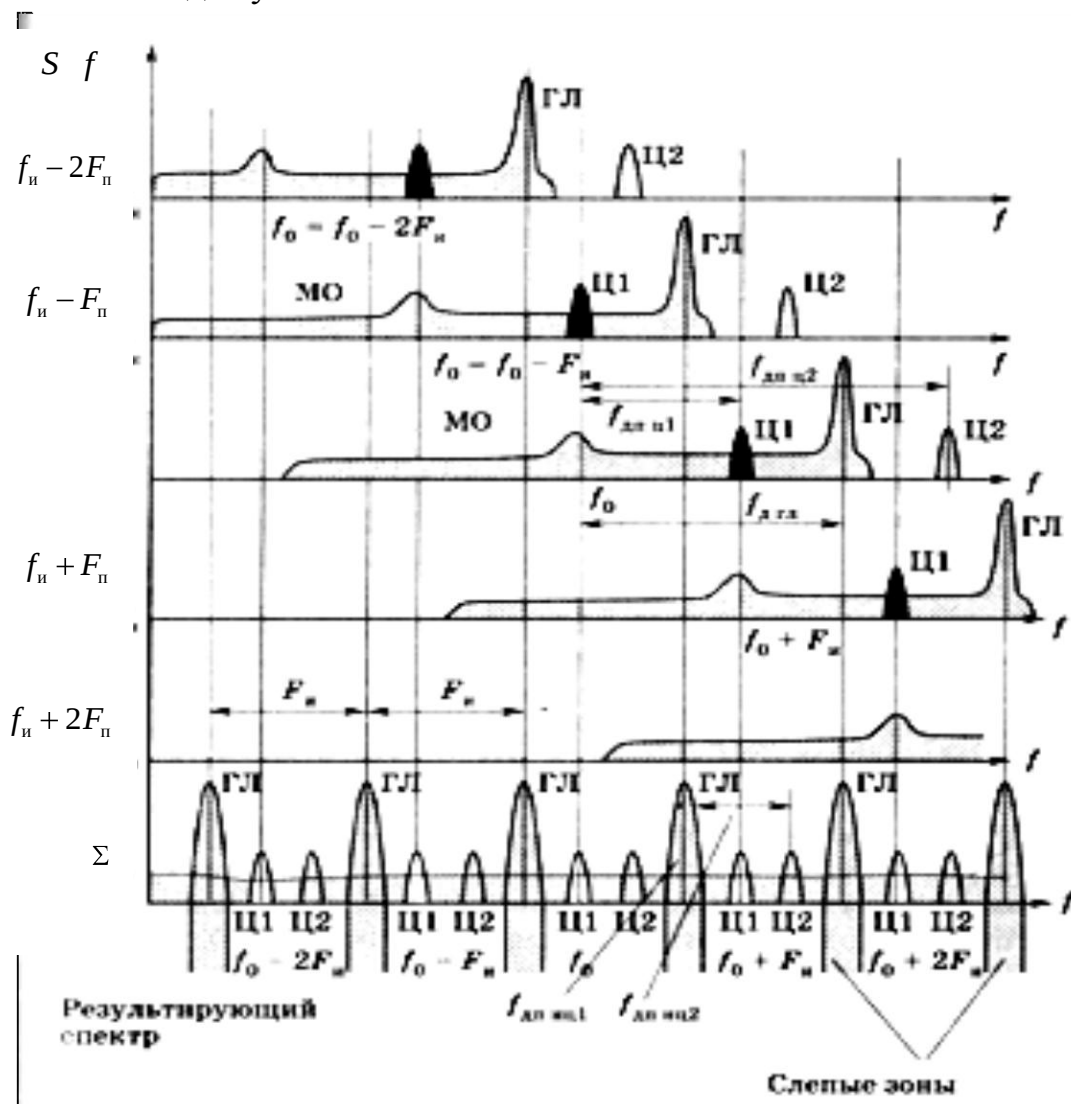


Рис. 13.3. Спектр отражений от поверхности Земли в режиме СЧП

Результатирующему спектру отражений присущи следующие основные особенности.

Во-первых, отсутствуют свободные зоны по доплеровской частоте. Следовательно, наблюдение ВЦ независимо от направления движения осуществляется на фоне мешающих отражений. Во-вторых, в пределах одного интервала, равного ЧПИ, расположены все доплеровские спектральные составляющие отражений от целей, летящих как на догонных, так и на встречных курсах. В третьих, в спектре отраженного сигнала имеются «слепые» зоны, соответствующие участкам расположения спектральных составляющих отражений по главному лучу ДНА РЛС. Интенсивность мешающих отражений в этих зонах превышает интенсивность отражений от ВЦ, поэтому обнаружение ВЦ в «слепых» зонах практически невозможно. В четвертых, в спектре имеются области, соответствующие спектральным компонентам МО большой интенсивности, приходящие на БЛ ДНА в альтиметровом направлении.

Наиболее сложной задачей при средних значениях частоты повторения является разрешение неоднозначности и по дальности, и по скорости. Для широкого диапазона измерения дальности и скорости однозначность может быть обеспечена при наличии в РЛС 7 или 8 частот повторения импульсов, что существенно усложняет передатчик и устройство обработки РЛС. Достаточно сказать, что смена частот повторения импульсов заставляет менять и их длительность, чтобы сохранить постоянной среднюю мощность генератора высокой частоты. Для сохранения согласованной обработки импульсов изменение их длительности вынуждает менять и полосу пропускания приемника.

Как и в случае РЛС с высокой F_{Π} , эффективная работа импульсно-доплеровской РЛС со средней частотой повторения возможна только при очень низком уровне боковых лепестков ДНА.

13.2.3 РЛС с низкой частотой повторения импульсов

В режиме излучения с НЧП зондирующего сигнала используются когерентные импульсные последовательности с большой скважностью, достигающих сотен единиц. В режиме излучения с НЧП импульсов осуществляется однозначное измерение расстояний до цели. Однако измерение радиальных скоростей движения целей (доплеровских смещений частот) сопряжено с большой неоднозначностью. Признаком режима излучения НЧП является выполнение условия однозначного измерения расстояний:

$$F_{\Pi} < c / 2D_{\text{макс}} .$$

Рассмотрим спектры отраженных сигналов при работе РЛС в режиме НЧП импульсов. При переходе в режим НЧП импульсов спектральные составляющие следуют через очень короткий интервал частот, поскольку частота повторения импульсов F_{Π} составляет сотни герц - единицы килогерц. Вследствие этого парциальные спектры от соседних спектральных составляющих перекрываются.

Структуру спектра отраженного сигнала от поверхности Земли в пределах его главного лепестка можно представить в виде, изображенном на рис. 124.

14 КОГЕРЕНТНО-ДОПЛЕРОВСКИЕ РЛС СО СЛОЖНЫМИ ЗОНДИРУЮЩИМИ СИГНАЛАМИ

Одним из направлений развития современной радиолокации является применение когерентных *сложномодулированных квазинепрерывных сигналов*, которые при низкой скважности обладают высокой энергоемкостью.

Зондирующие сигналы с псевдослучайным законом амплитудно-фазовой манипуляции представляют особый интерес при проектировании РЛС с квазинепрерывным режимом излучения и приема сложных сигналов. В этом случае, когерентный сигнал большой длительности излучается отдельными фазоманипулированными посылками, длительность и средний интервал следования которых имеют нерегулярный характер и значительно меньше диапазона задержек обрабатываемых эхо-сигналов. Во время излучения фазоманипулированных посылок приемный тракт запирается, а прием эхо-сигналов осуществляется в паузах работы передатчика. Псевдослучайный характер излучения фазоманипулированных посылок позволяет исключить «слепые» элементы дистанции и неоднозначности в измерениях дальности и скорости объектов. Фазовая манипуляция импульсов и большая длительность когерентного сигнала обеспечивают высокие разрешающие свойства сигнала по задержке и частоте, а также способствуют повышению эффективности доплеровской селекции движущихся целей.

14.1 Квазинепрерывный режим излучения и приема сигналов

Примем, что комплексная огибающая зондирующего квазинепрерывного сигнала $S_w(t)$ длительностью T_c определяется модулирующей последовательностью $W = w_i$, значения символов которой $w_i \in 0, \pm 1$ задают закон амплитудно-фазовой манипуляции элементарных радиоимпульсов

$$S_w(t) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i \cdot u_0(t - i \cdot \Delta), \quad (14.1)$$

где: $u_0(t)$ - элементарный импульс длительностью Δ ; $N = T_c / \Delta$ - длина (период) модулирующей последовательности W .

В качестве исходных последовательностей, задающих закон амплитудно-фазовой манипуляции квазинепрерывного сигнала, можно использовать: М-последовательности, последовательности Якоби, Холла, коды Зингера, двоичные последовательности, построенные на основе разностных множествах (РМ) и другие.

На рис. 14.1 представлен фрагмент модулирующей последовательности квазинепрерывного сигнала.

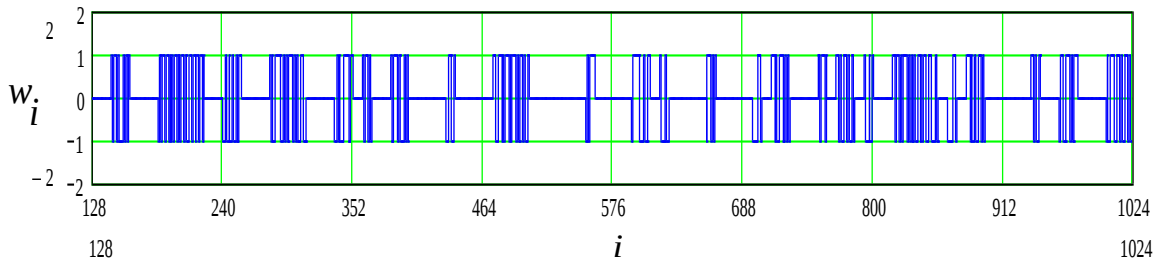


Рис. 14.1. Модулирующая псевдослучайная последовательность

Закон амплитудной манипуляции квазинепрерывных сигналов однозначно устанавливает структуру сигнала коммутации передающего тракта

$$S_x(t) = \sum_{i=0}^{N-1} x_i \cdot u_0(t - i \cdot \Delta), \quad (14.2)$$

где двоичная последовательность $x_i \in 0,1$ удовлетворяет условию: $x_i = |w_i|$.

Приём эхо-сигналов производится в паузах излучения, поэтому сигнал коммутации приёмного тракта может быть описан выражением

$$S_{\bar{x}}(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \bar{x}_i \cdot u_0(t - i \cdot \Delta), \quad (14.3)$$

где: $\bar{x}_i \in 0, 1$, $\bar{x}_i = 1 - x_i$ - «инверсная» двоичная последовательность.

Будем полагать, что принимаемые эхо-сигналы имеют дискретную задержку $\tau_s = s \cdot \Delta$, $s = 1, 2, \dots$ и доплеровский сдвиг частоты $F_\nu = \nu / N \cdot \Delta$, $\nu = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$. Тогда комплексную огибающую отраженного сигнала можно описать выражением:

$$S_{\text{отр}}(t, \tau_s, F_\nu) = S_w(t - \tau_s) \cdot \exp[-j2\pi F_\nu(t - \tau_s)]. \quad (14.4)$$

Отражённый сигнал проходит коммутируемый приёмный тракт и поэтому комплексная огибающая принятого сигнала примет вид

$$S_{\text{пр}}(t, \tau_s, F_\nu) = S_{\text{отр}}(t, \tau_s, F_\nu) \cdot S_{\bar{x}}(t). \quad (14.5)$$

Пусть τ_s, F_ν - частотно-временное пространство, в котором распределены параметры обнаруживаемых сигналов. Тогда многоканальное

устройство обработки должно обеспечивать вычисление корреляционного интеграла принятого сигнала с комплексно-сопряженными опорными сигналами $S_{\text{оп}}^*(t, \tau_c, F_v)$, настроенными на частотно-временные параметры $\tau_c = c \cdot \Delta$ и $F_v = v / N \cdot \Delta$

$$Z(\tau_s, \tau_c, F_v, F_v) = \left| \int_0^{Tc} S_{\text{отр}}(t, \tau_s, F_v) \cdot S_x^*(t, \tau_c, F_v) dt \right|. \quad (14.6)$$

Учитывая описание сигналов (14.1 - 14.3) можно представить частотно-временную функцию отклика устройства обработки при квазинепрерывном режиме излучения и приёма сигналов в следующем виде

$$Z(\tau_s, \tau_c, F_v, F_v) = B_0(0, F_v - F_v) \cdot R_{s-c, v-v}, \quad (14.7)$$

где:

$$B_0(0, F_v - F_v) = \left| \frac{1}{\Delta} \int_0^{\Delta} \exp(-j 2\pi (F_v - F_v) t) dt \right|$$

- отклик на воздействие элементарного импульса;

$$R_{s-c, v-v} = \left| \sum_{i=0}^{N-1} w_{i-s} \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi \cdot v \cdot i}{N}\right) \cdot \bar{x}_i \cdot w_{i-c} \cdot \exp\left(j \frac{2\pi \cdot v \cdot i}{N}\right) \right| \quad (14.8)$$

- дискретная функция отклика многоканального корреляционного устройства обработки сигнала с задержкой τ_s и частотным сдвигом F_v .

Энергетические показатели. Псевдослучайная структура сигналов коммутации приемно-передающего тракта приводит к неизбежным потерям энергии, когда некоторые послышки отраженных эхо-сигналов приходится на моменты запираания приемного тракта. В общем случае энергия принимаемых сигналов будет зависеть от задержки обрабатываемых сигналов и определяется *энергетической функцией приема* сигналов.

Характеристики энергетической функции приема полностью определяются корреляционными свойствами сигнала коммутации передающего тракта

$$r_x(m) = \sum_{i=0}^{N-1} x_i \cdot x_{i-m} = \begin{cases} K, & m = 0 \\ \lambda, & m \neq 0 \end{cases}$$

Энергетическая функция приема эхо-сигналов определяется выражением

:

$$\Lambda_{c,s} = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} x_{i-s} \cdot \overline{x_i} \cdot x_{i-c}}{\sum_{i=0}^{N-1} x_i} = \frac{\overline{\lambda}_{s,c}}{K}. \quad (14.9)$$

В структуре выражения (14.9) числитель характеризует энергию принимаемого сигнала, а знаменатель - энергию исходного зондирующего сигнала. Их отношение определяет энергетические потери при квазинепрерывном приёме сигналов. Вид энергетической функции приёма, характерный для сигналов коммутации с псевдослучайной структурой, представлен на рис. 14.2.

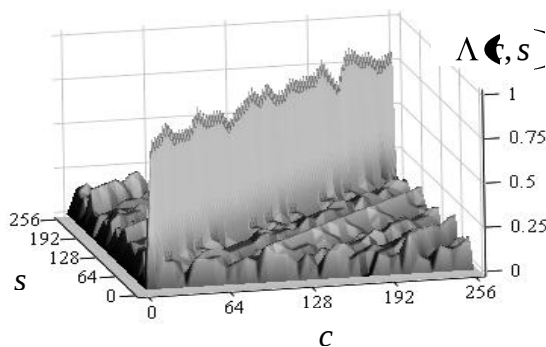


Рис. 14.2. Энергетическая функция приёма сигналов

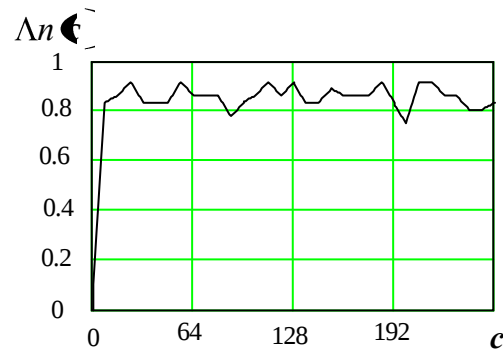


Рис. 14.3. Коэффициента приёма сигналов

Когда задержки эхо-сигналов равны задержкам опорного сигнала в корреляционных каналах обработки $s=c$, то энергетическая функция показывает, какая часть энергии полезного сигнала поступает в согласованный дальномерный канал

$$\Lambda_{пр c} = \frac{K - \lambda c}{K}. \quad (14.10)$$

Зависимость $\Lambda_{пр c}$ принято называть *коэффициентом приёма* полезных сигналов в c -том дальномерном канале обработки.

Характерный вид зависимости коэффициента приёма сигналов от номера дальномерного канала приведён на рис. 14.3. Эта зависимость соответствует гребню на поверхности энергетической функции приёма сигналов. В общем случае коэффициент приёма сигналов в каждом дальномерном канале обработки различен. Выразим среднее значение коэффициента приёма полезных сигналов

$$\overline{\Lambda_{\text{пр}}} = \frac{1}{N-1} \sum_{c=1}^{N-1} \Lambda_{\text{пр } c} = \frac{\sum_{c=1}^{N-1} K - \sum_{c=1}^{N-1} \lambda_c}{N-1 \cdot K} \approx 1 - \frac{1}{pf}. \quad (14.11)$$

Как видно, средний коэффициент приёма полезных сигналов зависит только от пик-фактора сигнала коммутации $pf = N/K$.

Особенности ВФН квазинепрерывных сигналов. В общем случае, в каждом корреляционном канале с параметрами τ_c, F_v дискретная функция отклика $R(s-c, \nu-\nu)$ (14.8) при обработке сигналов с задержками τ_s и частотными сдвигами F_v будет иметь индивидуальные характеристики.

Рассмотрим усредненные характеристики нормированной взаимной функции неопределенности (ВФН). Выразив относительную задержку $m = s - c$ и частоту $k = \nu - \nu$ можно ВФН представить в виде

$$\chi_{m,k} = \frac{1}{N} \left| \sum_{i=0}^{N-1} w_{i-s} \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi \cdot \nu \cdot i}{N}\right) \cdot \bar{x}_i \cdot w_{i-c} \cdot \exp\left(j \frac{2\pi \cdot \nu \cdot i}{N}\right) \right|. \quad (14.12)$$

Анализ свойств ВФН сигналов с псевдослучайной амплитудно-фазовой манипуляцией позволил определить ее идеализированный вид, который приведен на рис. 14.4.

Приведенная идеализированная форма ВФН для сигналов с псевдослучайной амплитудной и фазовой манипуляцией является «кнопочной» функцией с равномерным пьедесталом. Такой вид ВФН обеспечивает однозначное измерение параметров сигналов в большом диапазоне задержек и в широкой доплеровской полосе частот. Характерной особенностью является гребень в объеме ВФН при относительной задержки $m = s - c = 0$.

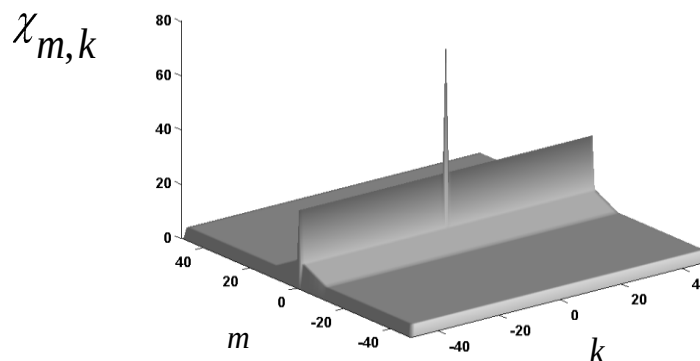


Рис. 14.4. Идеализированный вид ВФН квазинепрерывных сигналов

При анализе разрешающих способностей важной характеристикой ВФН являются интегральные зависимости боковых лепестков в сечениях ФН плоскостями, параллельными осям задержек и частот. Ниже приведены выражения, характеризующие интегральный уровень (ИУ) и среднеквадратический (СК) уровень боковых лепестков (БЛ) в отдельных сечениях ВФН, а также в плоскости «задержка-частота».

Величина главного пика ВФН определяется коэффициентом приема сигналов в дальномерных каналах обработки

$$\chi_c(0,0) = \frac{K - \lambda_c}{K} = \Lambda n_c. \quad (14.13)$$

Уровень пьедестала ВФН, отражающий среднеквадратический фон боковых лепестков в плоскости задержка-частота, определяется выражением

$$\bar{\chi}_{пл\ c} \approx \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\Lambda n_c}} = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{K - \lambda_c}{K}}}. \quad (14.14)$$

В форме ВФН выделяется гребень, характеризующий среднеквадратический уровень боковых лепестков в доплеровском сечении, который выше пьедестала в $\sqrt{pf}$ раз

$$\bar{\chi}_{дс\ c} \approx \frac{\sqrt{pf}}{\sqrt{N}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{K - \lambda_c}{K}}}. \quad (14.15)$$

14.2 Корреляционно-фильтровая обработка сигналов

Отличительной особенностью квазинепрерывных сигналов с псевдослучайным законом амплитудно-фазовой манипуляции является большая длительность и широкий спектр излучаемого сигнала. Длительность когерентно обрабатываемого сигнала многократно превосходит диапазон анализируемых задержек принимаемых сигналов, определяемый дальностью действия РЛС. Ширина спектра зондирующего сигнала также во много раз больше диапазона доплеровских сдвигов частоты, которые представляют практический интерес. В общем случае, задача обнаружения, разрешения и измерения параметров сигналов в заданном дальностно-доплеровском диапазоне решается путем их обработки на многоканальных корреляторах, число каналов которых определяются произведением числа разрешаемых элементов по дальности и по доплеровской частоте. Когда разрешение по

дальности составляет единицы метров, а разрешение по частоте - десятки герц, то база квазинепрерывных сигналов достигает значений $B = 10^5 \div 10^6$, а число корреляционных каналов обработки достигает нескольких десятков тысяч.

Рассмотрим принципы корреляционно-фильтровой обработки квазинепрерывных сигналов. Пусть S_i отсчёты обрабатываемого сигнала, в общем случае представляющие линейную смесь полезного сигнала, шума и мешающих отражений. Положим, что обработка сигналов производится в диапазоне задержек $\Delta\tau = \Delta C \cdot \Delta$, $\Delta C = [1, C]$, $c \in \Delta C$ и в симметричной полосе $\Delta F = \Delta V / N \cdot \Delta$, $\Delta V = [-V/2, +V/2]$, $v \in \Delta V$ доплеровских сдвигов частоты.

Корреляционно-фильтровая обработка выполняется на основе вычисления функции отклика вида

$$R_{c,v} = \sum_{i=0}^{N-1} S_i \cdot \bar{x}_i \cdot w_{i-c} \cdot \exp\left(-j \cdot \frac{2\pi \cdot v \cdot i}{N}\right). \quad (14.15)$$

Рассмотрим функциональную схему цифрового устройства многоканальной корреляционно-фильтровой обработки сигналов, представленную на рис. 14.5.

Обработка сигналов в каждом дальномерном канале состоит из демодуляции сигнала, запоминания их отсчётов в канальном оперативном запоминающем устройстве (ОЗУ) и последующей доплеровской фильтрации. Будем считать, что в текущем цикле зондирования на вход устройства обработки поступают дискретные отсчёты S_i в виде квадратурных компонент комплексной огибающей эхо-сигналов, прошедших аналого-цифровое преобразование с частотой дискретизации $f_d = 1/\Delta$. Эти дискретные отсчёты S_i проходят через ключ (КЛ), коммутирующий приёмный тракт устройства обработки по закону двоичной последовательности $\bar{x}_i$.

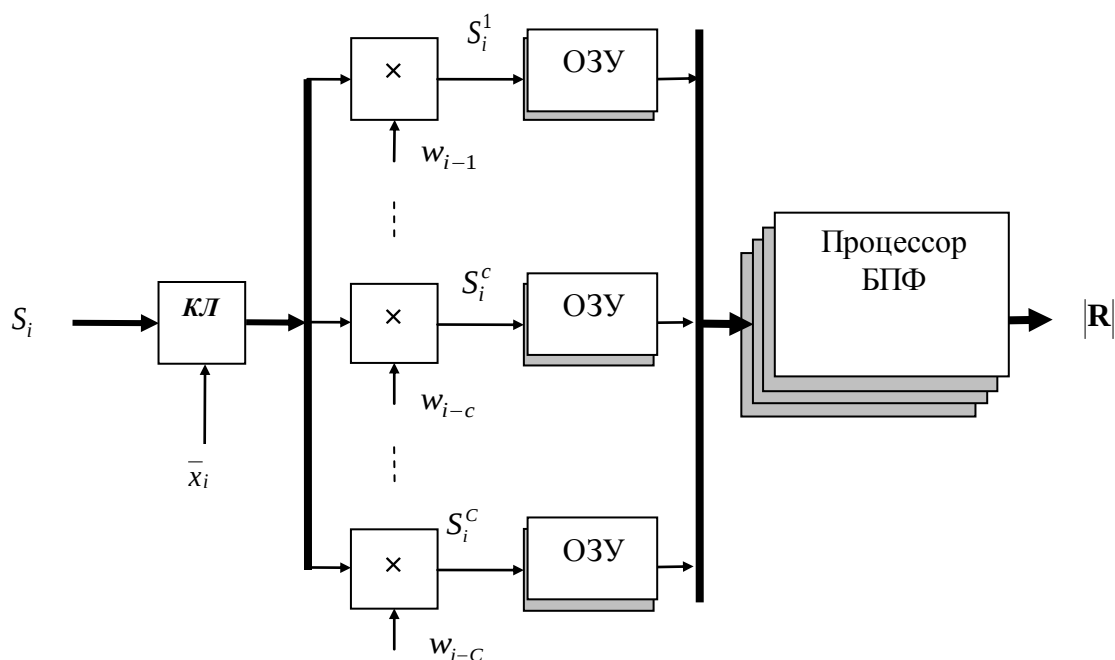


Рис. 14.5. Функциональная схема корреляционно-фильтровой обработки сигналов

Далее дискретные отсчёты $S_i \cdot \bar{x}_i$, подлежащие обработке в заданном диапазоне задержек $\Delta\tau$ и доплеровских частот ΔF , поступают на каналные умножители, производящие демодуляцию сигналов, задержка которых соответствует задержке опорного сигнала w_{i-c} , $c=1 \dots C$. На выходе c -го канального умножителя отсчёты сигнала представляются в виде $S_i^c = S_i \cdot \bar{x}_i \cdot w_{i-c}$, $i=0 \dots N-1$ и их значения в реальном времени заносятся в канальное ОЗУ. В следующем цикле зондирования переключаются банки канальных ОЗУ, и процесс демодуляции сигнала повторяется.

Одновременно во времени над демодулированными отсчётами сигнала выполняется операция доплеровской фильтрации на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ). Процессоры БПФ считывают из ОЗУ N квадратурных отсчетов S_i^c сигнала и выполняют процедуру вычисления быстрого преобразования Фурье, реализующую доплеровскую фильтрацию сигналов для всех дальномерных каналов обработки $c=1 \dots C$.

Оценка вычислительных затрат. Произведем оценку вычислительных затрат операций комплексного умножения на основе алгоритмов БПФ по основанию 2, полагая, что проблем с комплексных отсчетов спектра сигнала не возникает. При корреляционно-фильтровой обработке во временной области требуемое число операций комплексного умножения-сложения определяется выражением

$$K_{\text{оп}} = C \cdot N + \frac{C \cdot N}{2} \log_2 N. \quad (14.16)$$

Здесь первое слагаемое - число операций комплексного умножения, требуемое для вычисления произведения обрабатываемого сигнала с временными сдвигами исходного сигнала в диапазоне задержек C , второе - число операций, требуемое для вычисления БПФ размерности N в пределах диапазона задержек C .

К примеру, при обработке сигнала длиной $N = 100$ тысяч в диапазоне $V=256$ частотных сдвигов потребуется выполнить порядка 250 миллионов операций комплексного умножения-сложения. Приведенная оценка свидетельствует о том, что для технической реализации устройства обработки потребуется чрезмерно большое число даже высокопроизводительных процессоров обработки сигналов.

Поскольку диапазон анализируемых доплеровских частот ограничен относительно узкой полосой ΔF , то после вычисления быстрого преобразования Фурье размерности N выбираются только те частотные отсчеты, которые принадлежат анализируемому диапазону доплеровских частот. Связанные с этой избыточностью повышенные требования к производительности процессоров БПФ являются издержками классического корреляционно-фильтрового принципа обработки сигналов.

В последующих разделах рассматриваются методы корреляционно-фильтровой обработки, которые ориентированы на снижение аппаратных затраты при реализации устройств многоканальной обработки квазинепрерывных сигналов большой длительности.

14.3 Сегментная корреляционно-фильтровая обработка сигналов

Сегментная корреляционно-фильтровая обработка представляет собой способ квазисогласованной обработки сложных сигналов большой длительности в ограниченном диапазоне задержек и доплеровских сдвигов частоты, предназначенный для сокращения размерности БПФ и соответствующего уменьшения количества операций.

Рассмотрим математическую модель сегментной корреляционно-фильтровой обработки квазинепрерывных сигналов. Для изложения сути сегментной корреляционно-фильтровой обработки сигналов большой длительности определим такую длительность сегмента $T_s = N_s \cdot \Delta$ обрабатываемого сигнала, при котором набег фазы при максимальном доплеровском сдвиге частоты $F_m = V / N \cdot \Delta$ не превысит значения π , т.е. $2 \cdot \pi \cdot F_m \cdot T_s < \pi$. Тогда длина сегмента кодовой последовательности будет определяться соотношением $N_s \leq \left\lfloor N / V + 1 \right\rfloor$ и без ущерба общности, будем

считать, что на длине N модулирующей последовательности W укладывается $L_s = \lfloor N/N_s \rfloor$ сегментов.

Как и ранее, будем исходить из того, что обработка эхо-сигналов в c, v -том дальностно-доплеровском корреляционном канале строится на основе вычисления функции отклика вида (14.14). Представим в выражении (14.15) индекс суммирования i в виде $i = l \cdot N_s + n$, $0 \leq l < L_s$ и опишем функцию отклика следующим выражением

$$|R(c, v)| = \left| \sum_{l=0}^{L_s-1} \exp\left(-j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot v \cdot l}{L_s}\right) \cdot \sum_{n=0}^{N_s-1} S_{l \cdot N_s + n} \cdot \bar{x}_{l \cdot N_s + n} \cdot w_{l \cdot N_s + n - c} \cdot \exp\left(-j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot v \cdot n}{N}\right) \right|. \quad (14.17)$$

Рассмотрим в приведенном выражении внутреннюю сумму

$$r_l(c, v) = \sum_{n=0}^{N_s-1} S_{l \cdot N_s + n} \cdot \bar{x}_{l \cdot N_s + n} \cdot w_{l \cdot N_s + n - c} \cdot \exp\left(-j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot v \cdot n}{N}\right). \quad (14.18)$$

Учитывая сделанное ограничение на максимальное значение доплеровского сдвига частоты, при котором $N_s \leq \lfloor N/V + 1 \rfloor$, можно допустить следующее приближение

$$r_l(c, v) \approx r_l(c) = \sum_{n=0}^{N_s-1} S_{l \cdot N_s + n} \cdot \bar{x}_{l \cdot N_s + n} \cdot w_{l \cdot N_s + n - c}. \quad (14.19)$$

Приведенное выражение отражает процедуру сжатия сегментов сигнала. Сделанное допущение позволяет обработку представить в виде

$$|R(c, v)| = \left| \sum_{l=0}^{L_s-1} r_l(c) \cdot \exp\left(-j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot v \cdot l}{L_s}\right) \right|. \quad (14.20)$$

Таким образом, алгоритм сегментной корреляционно-фильтровой обработки сигналов представляется в виде двух последовательно выполняемых процедур. На первом этапе выполняется сжатие сегментов обрабатываемого сигнала в заданном диапазоне задержек. На втором этапе для каждого элемента разрешения по дистанции над сжатыми сегментами выполняется процедура доплеровской фильтрации на основе быстрого преобразования Фурье.

Функциональная схема сегментной корреляционно-фильтровой обработки сигналов представлена на рис. 14.6.

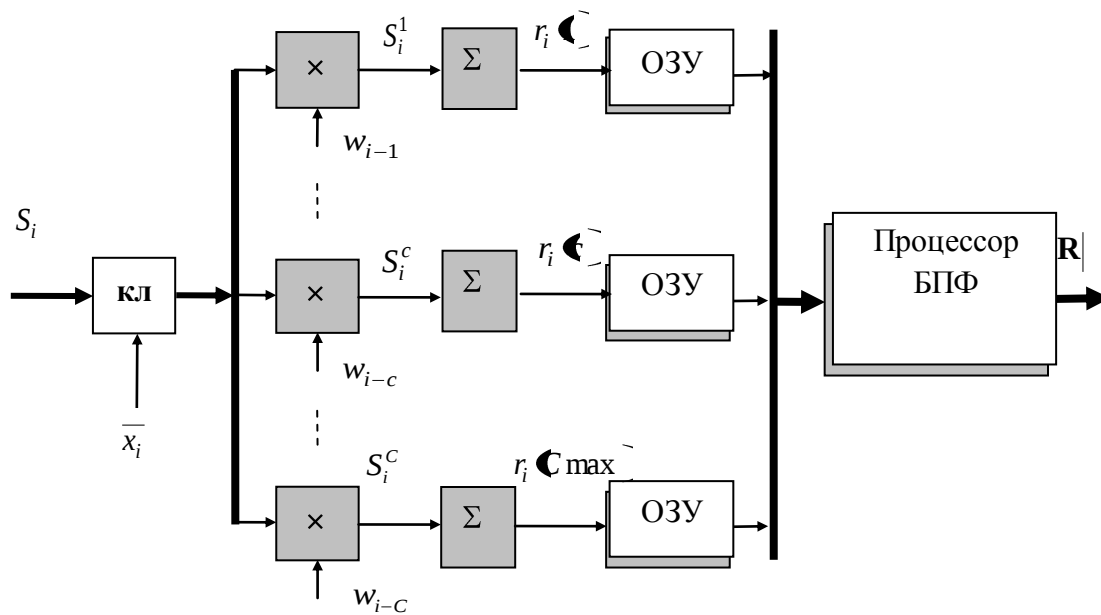


Рис. 14.6. Функциональная схема сегментной корреляционно-фильтровой обработки сигналов

В отличие от классического корреляционно-фильтрового устройства (см. рис.14.5) здесь в каждом дальномерном канале можно выделить последовательно соединенные блоки, состоящие из умножителя и накапливающего сумматора (выделенные на схеме тёмным фоном), образующие функциональный типовой узел - коррелятор, каждый из которых настроен на фиксированную задержку и нулевую доплеровскую частоту. Остальные блоки сохраняют своё функциональное назначение.

Опишем процесс демодуляции, сегментного сжатия сигналов и последующей доплеровской фильтрации сжатых сегментов. В текущем цикле зондирования дискретные отсчёты сигнала $S_i \cdot \bar{x}_i$ поступают на корреляционные устройства, производящие сжатие l -го сегмента сигнала в диапазоне обрабатываемых задержек $c = 1 \dots C$. В каждом дальномерном канале значения сжатых сегментов сигнала $r_l(c)$, $l = 0 \dots L_s - 1$ заносятся в оперативное запоминающее устройство (ОЗУ). После этого переключаются банки ОЗУ, и процесс демодуляции и сегментного сжатия повторяется в последующем цикле зондирования пространства.

Следует отметить, что накопление квадратурных отсчётов сигнала производится с частотой дискретизации $f_d = 1/\Delta$, определяемой шириной спектра сигнала, в то время как считывание и сброс результатов производится с частотой $F_{\text{сбр}} = 1/T_s$, определяемой шириной анализируемого диапазона доплеровских сдвигов частоты.

Одновременно с описанным процессом выполняется операция доплеровской фильтрации над сжатыми сегментами сигнала.

Процессоры БПФ принимают квадратурные отсчеты $r_l(c)$ сжатых сегментов и выполняют над ними стандартную процедуру вычисления БПФ размерности L_s последовательно для всех дальномерных каналов обработки $c=1 \dots C$. В отличие от классической корреляционно-фильтровой обработки при сегментной корреляционно-фильтровой обработке получаются спектральные отсчеты именно для анализируемого диапазона частот ΔF .

Следует отметить, что с точки зрения теории спектрального анализа сегментная обработка сигналов в ограниченном диапазоне частот включает предварительную низкочастотную фильтрацию с применением СИС-фильтров первого порядка без умножителей с максимально возможным прореживанием выходных отсчетов.

Оценка вычислительных затрат. Будем полагать, что сопоставляемые варианты имеют одно и то же количество дальномерных каналов обработки. Следовательно, устройства обработки содержат одно и то же количество канальных умножителей и блоков ОЗУ. Сегментное корреляционно-фильтровое устройство обработки имеет дополнительно в каждом канале накапливающие сумматоры сегментов сигнала длиной в N_s отсчётов. В силу этого при сегментной обработке объём канальных ОЗУ в $L_s = N/N_s$ раз меньше. Поскольку построение накапливающих сумматоров не требует значительных аппаратных ресурсов, то общие затраты на техническую реализацию канального демодулятора сигналов при сегментной обработке существенно меньше, чем при реализации устройства по классической схеме. Накапливающие сумматоры снижают и требования к быстродействию канальных ОЗУ.

В отличие от классической корреляционно-фильтровой обработки, где размерность процедуры БПФ равна N , в рассматриваемом методе размерность процедуры БПФ намного меньше и равна $L_s = V$. Поэтому при сегментной обработке во временной области требуемое число операций комплексного умножения-сложения определяется выражением

$$K_{\text{оп}} = C \cdot N + \frac{C \cdot V}{2} \log_2 V. \quad (14.21)$$

Можно дать следующую сравнительную оценку

$$\Pi_{\text{БПФ}} \approx N_s \cdot \frac{\log N}{\log L_s}. \quad (14.22)$$

По сравнению с классическим устройством сегментное корреляционно-фильтровое устройство обработки снижает требования к производительности процессоров БПФ в сотни - тысячи раз.

14.4 Примеры обработки квазинепрерывных сигналов

Необходимым условием качественного выделения полезных сигналов из смеси различного рода помех и собственного шума приёмного устройства является достижение требуемого превышения мощности сигнала на выходе устройства обработки над суммарной выходной мощностью шума и мешающих отражений.

Для анализа эффективности сигналов и методов их обработки часто используют модели точечных целей. В качестве иллюстрации на рис. 14.7 приведены результаты корреляционно-фильтровой обработки линейной смеси трех эхо-сигналов: а) - до пороговой обработки; б) - после пороговой обработки. Второй и третий эхо-сигналы по интенсивности на 20 дБ меньше первого. Как видно, в корреляционных каналах обработки наблюдается практически равномерный фон помех по боковым лепесткам ВФН сигналов, равный -43 дБ. Однако можно видеть, что на фоне боковых лепестков достоверно выделяются все три сигнала. Острые пики откликов свидетельствуют высокой разрешающей способности сигналов по задержке и частоте. Первые два эхо-сигнала имеют одинаковую задержку по пространству. Их различимость может быть достигнута только за счет разрешения по частоте. Различимость третьего эхо-сигнала обеспечивается по задержке и доплеровской частоте.

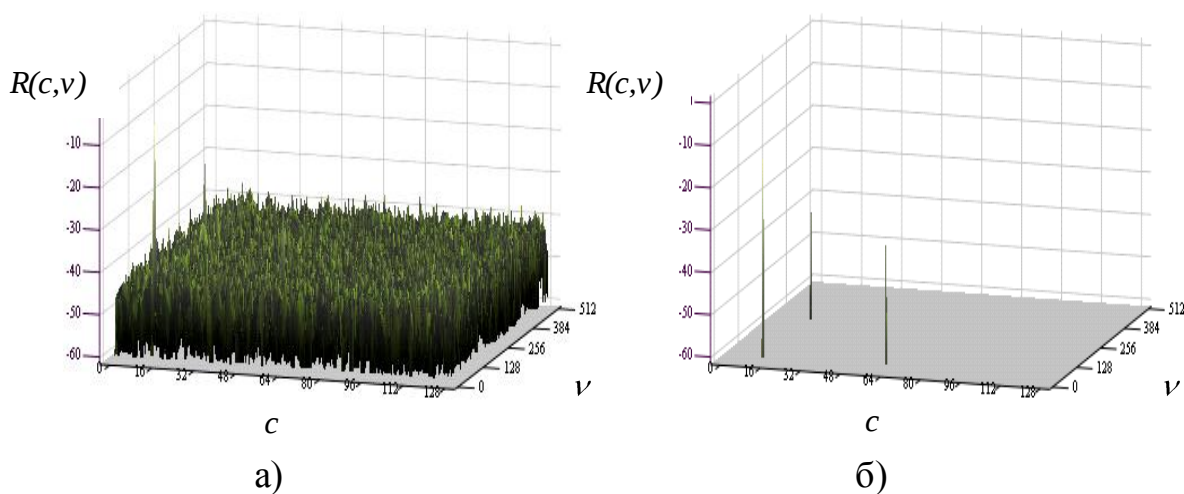


Рис. 14.7. Результаты корреляционно-фильтровой обработки линейной смеси трех эхо-сигналов

Из приведенных результатов можно сделать следующие выводы:

- квазинепрерывные сигналы с псевдслучайным законом амплитудно-фазовой манипуляции излучаемых посылок исключает «слепые» элементы дистанции и позволяет производить обработку эхо-сигналов без неоднозначностей в широких диапазонах измерения дальности и скорости объектов;

- корреляционно-фильтровая обработка квазинепрерывных сигналов обеспечивает за счет сверх большой базы достаточно высокую помехоустойчивость и достоверное обнаружение целей на фоне пассивных помех с высокими показателями разрешающей способности по задержке и доплеровской частоте, а большая длительность квазинепрерывных сигналов способствует повышению эффективности доплеровской селекции движущихся целей;

- при обработке квазинепрерывных сигналов в широком диапазоне задержек и доплеровских сдвигов частоты для экономии вычислительных ресурсов целесообразно использовать сегментную корреляционно-фильтровую обработку.

15 РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ АНТЕННЫ

В режиме обзора земной поверхности для достижения высокой пространственной селекции объектов применяют радиолокационные станции с синтезированной апертурой антенны (РСА). Четкость получаемых радиолокационных изображений земной поверхности непосредственно связана с повышением разрешающей способности по дальности и угловым координатам. Высокое разрешение по дальности достигается расширением спектра излучаемых сложных сигналов. Высокую разрешающую способность по угловым координатам невозможно обеспечить при приемлемых размерах реальной антенны. Сущность метода заключается в приеме отраженных сигналов на участке траектории движения носителя и их оптимальной обработке. При оптимальной обработке сигналов повышение углового разрешения можно рассматривать как результат сжатия ДНА.

При выборе параметров зондирующих сигналов должны быть учтены требования к разрешающей способности по дальности и азимуту, к точности измерения координат объектов. Вид зондирующего сигнала должен обеспечивать необходимый просматриваемый диапазон дальностей и доплеровских частот траекторного сигнала, определяемый диаграммой направленности реальной антенны (ДНА). В настоящее время в качестве зондирующих сигналов используют когерентно-импульсные сигналы с внутриимпульсной частотной или фазовой модуляцией.

15.1 Формирование траекторного сигнала

Рассмотрим наиболее простой случай работы РСА при движении летательного аппарата (ЛА) на неизменной высоте h над земной поверхностью с постоянной путевой скоростью V_p по прямолинейной траектории. Антенна РЛС формирует ДН, узкую в горизонтальной и широкую в вертикальной плоскости, ориентированную под некоторым углом относительно траектории полета самолета. Геометрия расположения носителя и следа ДНА относительно поверхности представлена на рис. 15.1.

Синтезирование апертуры ведется в течение времени T_c , за которое носитель (ЛА) перемещается на расстояние L_c .

Поверхность может быть представлена множеством точечных отражателей. Комплексная огибающая траекторного сигнала i -го отражателя подстилающей поверхности может быть представлена в виде

$$\dot{u}_i(t) = a_i \cdot G_i(t) \cdot w(t - \tau_i(t)) \cdot \exp(j\varphi_i(t)) \quad (15.1)$$

где a_i - комплексная амплитуда отраженного сигнала, определяемая ЭПР поверхности, удалением от носителя;

$G_i t$ - сигнал, описывающий изменения во времени амплитуды траекторного сигнала;

$w(t)$ - сигнал, описывающий закон модуляции зондирующего сигнала.

Параметры траекторного сигнала: задержка $\tau_i t = 2r_i t / c$, фаза $\varphi_i t = \frac{4\pi}{\lambda} r_i t$ - связаны с изменением расстояния $r_i t$ между ЛА и i -ой точкой поверхности за время синтезирования T_c , соответствующее перемещению носителя в пределах длины пути на интервал синтезирования L_c .

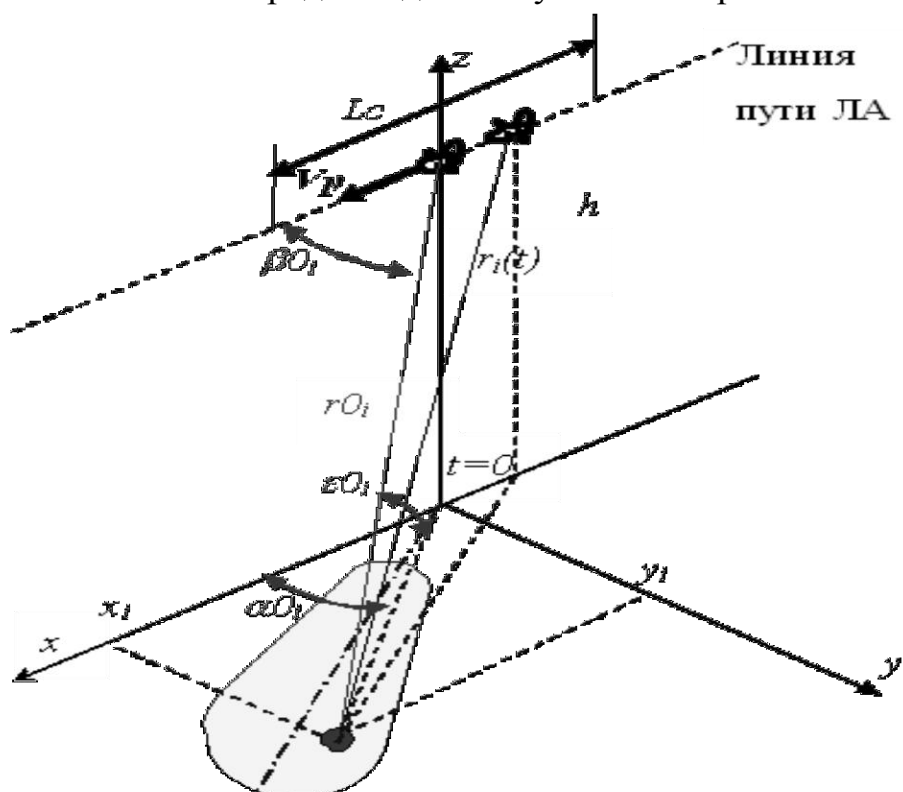


Рис. 15.1. Геометрия расположения носителя и следа ДНА относительно поверхности

Изменение текущего расстояния $r_i t$ в системе координат x, y, z описывается как

$$r_i t = \sqrt{(x - x_i t)^2 + (y - y_i t)^2 + h^2} \quad (15.2)$$

где $x_i t$, $y_i t$, $z_i t$ - текущие координаты ЛА.

Будем называть наклонной дальностью до i -ой точки поверхности расстояние между носителем и этой точкой в момент времени $t=0$ (в центре синтезирования)

$$r_{0_i} = \sqrt{x_i^2 + y_i^2 + h^2}. \quad (15.3)$$

В зависимости от метода обзора пространства зависимость расстояния r_{0_i} от времени описывается выражением различной степени сложности.

В общем виде зависимость φ_{0_i} от времени описывается выражением

$$\varphi_{0_i} = \frac{4\pi}{\lambda} \cdot \left(r_{0_i} + V_p \cdot t \cdot \cos \beta_{0_i} - \frac{V_p^2 \sin^2 \beta_{0_i}}{2 \cdot r_{0_i}} \right), \quad (15.4)$$

где β_{0_i} - пространственный угол, связанный соотношением $\cos(\beta_{0_i}) = \cos(\alpha_{0_i}) \cdot \cos(\varepsilon_{0_i})$ с азимутом α_{0_i} и углом места ε_{0_i} центра зоны обзора относительно координаты x_i i -ой точки поверхности.

Доплеровское смещение частоты траекторного сигнала также является функцией времени и определяется как

$$f_{d_{0_i}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi_{0_i}}{dt} = \frac{2}{\lambda} \left(V_p \cdot \cos \beta_{0_i} - \frac{V_p^2 \sin^2 \beta_{0_i}}{r_{0_i}} \cdot t \right). \quad (15.5)$$

Из выражений (15.4), (15.5) видно, что фаза траекторного сигнала изменяется во времени по квадратичному закону, а его доплеровская частота – по линейному закону.

Смещение доплеровской частоты сигналов точек поверхности, расположенных на одинаковом удалении, но под разным углом от носителя, определяется первым слагаемым в выражении (15.15) и описывается следующим образом

$$\Delta f_{d_{0_i}} = \frac{2V_p}{\lambda} \cdot \cos \beta_{0_i} = \nu_i \cdot \Delta f, \quad (15.6)$$

где ν_i - номер элемента разрешения по доплеровскому сдвигу частоты;

$\Delta f = 1/T_c$ - разрешающая способность системы по доплеровскому сдвигу частоты.

Второе слагаемое выражения (15.15) определяет линейную частотную модуляцию (ЛЧМ) траекторного сигнала, отраженного от i -ой точки поверхности.

Устранение ЛЧМ траекторного сигнала позволяет разрешение точечных объектов по азимуту заменить их разрешением по доплеровскому смещению частоты, связанным между собой выражением

$$\Delta\beta \approx \frac{\lambda}{2 \cdot V_p} \cdot \Delta f = \frac{\lambda}{2 \cdot V_p \cdot T_c} \quad (15.7)$$

Отметим, что *линейная разрешающая способность* при этом определяется выражением

$$\Delta d_i = \Delta\beta \cdot r_{0i} = \Delta\beta \cdot m_i \cdot \Delta r, \quad (15.8)$$

где m_i - номер разрешаемой полосы дальности;

Δr - разрешающая способность по дальности.

Примем дискретное время наблюдения $t_n = n \cdot \tau_0$, $n = 0 \dots N-1$ с интервалом дискретизации τ_0 и временем синтезирования $T_c = N \cdot \tau_0$.

Разбивая подстилающую поверхность на участки, отраженные сигналы которых разрешаются по задержке и доплеровскому сдвигу частоты, получим

$\dot{\xi}_n = \sum_{m,v} \dot{h}_{m,v} \cdot \exp(-j \frac{2\pi}{N} \cdot n \cdot v)$ аддитивную сумму дискретных сигналов от элементарных

m, v -ых отражающих поверхностей. Обработка аддитивной смеси может быть описана в элементах разрешения по дальности и доплеровскому сдвигу выражением вида

$$R(m, v) = \left| \sum_{n=-N/2}^{N/2} \dot{\xi}_n \cdot w^*(n-m) \cdot \dot{h}_{m,v} \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi}{N} \cdot n \cdot v\right) \right|, \quad (15.9)$$

где

$$\dot{h}_{m,v} = \exp\left(j \frac{4\pi}{\lambda} \left(\frac{V_p \cdot n \cdot \tau_0^2 \cdot \sin^2 \beta_{0_{v,m}}}{2m \cdot \Delta r} \right)\right) \quad (15.9, a)$$

- ЛЧМ демодулирующая функция.

Отметим, что ЛЧМ демодулирующая функция индивидуальна для каждого элемента разрешения по задержке и доплеровскому сдвигу частоты, поскольку является функцией наклонной дальности $r_{0m} = m \cdot \Delta r$ и пространственного угла $\beta_{0_{v,m}}$ до m, v -го участка поверхности.

Обработка отраженных сигналов, описываемая выражением (15.9), будет согласованной при выполнении ряда требований, связанных с необходимостью учитывать в опорной функции $w^*(n-m)$ не только изменения закона модуляции зондирующего сигнала, но и изменения амплитуды огибающей сигнала в соответствии с реальной ДНА, а также возможные изменения задержки огибающей сигнала от угла наблюдения за время синтезирования. Кроме того, при согласованной обработке необходимо отслеживать изменения средней частоты сигнала при изменении угла наблюдения, а также изменения индекса частотной модуляции траекторного сигнала от дальности и угла наблюдения. Выполнение вышеперечисленных условий делает проблематичным реализацию обработки и требует введения ряда упрощений и перехода, тем самым к квазиоптимальной обработке.

15.12 Анализ методов обработки траекторного сигнала

Возможные подходы при упрощении согласованной обработки сигналов в РСА привели к двум методам обработки траекторного сигнала РСА: фокусированный и нефокусированный синтез апертуры.

Фокусированный синтез апертуры для каждой точки поверхности предполагает когерентное сложение за время синтезирования отраженного сигнала, т.е. требуется коррекция фазы принимаемых сигналов с учетом положений носителя и, следовательно, с учетом ЛЧМ демодуляции.

Требования к фокусировке формулируются из условия полного нарушения синфазного суммирования, когда разность фаз по краям относительно центра антенны сдвигается на 90° , т.е. соответствующая разность расстояний не должна превышать $\lambda/9$.

Данное требование позволяет упростить обработку траекторного сигнала. Если длина синтезированной апертуры L_c или ее часть L_s не приводит к набегу фазы отраженного сигнала более $\pi/2$ ($\pi/4$ относительно центра интервала синтезирования), то накопление сигнала на интервале времени T_c или T_s , соответствующие L_c или L_s , возможно при умеренных потерях проводить без ЛЧМ демодуляции. При этом обработку и синтезирование называют нефокусированными, а соответствующий режим работы РЛС - доплеровским облучением луча (ДОЛ).

Предельное время синтезирования в режиме ДОЛ определяется как

$$T_{c \text{ дол}} \leq \sqrt{\frac{\lambda \cdot r_{0i}}{2 \cdot V_p^2 \cdot \sin^2 \beta_{0i}}} . \quad (15.10)$$

Первое упрощения обработки радиоимпульсов без внутриимпульсной модуляции привела к возникновению двухэтапной процедуры обработки, состоящей из этапа предварительной фильтрации и спектральной обработки на

основе фильтра синтеза. Предварительная фильтрация позволяет снизить частоту дискретизации обрабатываемого сигнала до частоты дискретизации радиолокационного изображения.

На первом этапе выполняется «частичного суммирования» L_s отсчетов входного сигнала на длительности сегмента $T_s = N_s \cdot \tau_0 < T_c$:
дол

$$\dot{r}_{m,s} = \sum_{n=0}^{N_s-1} \xi_{m,s} \cdot N_s + n, \quad (15.11)$$

где s - номер интервала накопления.

При этом из-за отсутствия компенсации квадратичного набега фазы на интервале накопления имеют места потери в отношении сигнал-шум, не превышающие 1дБ.

На втором этапе обработки выполняется непосредственно синтезирование согласно выражению

$$R_{m,v} = \left| \sum_{s=0}^{V-1} \dot{r}_{m,s} \cdot \dot{h}_{m,v} \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi}{V} \cdot s \cdot v\right) \right| \quad (15.12)$$

где $\dot{h}_{m,v}$ - демодулирующая опорная функция, учитывающая квадратичный набег фазы, формируемая с учетом частичного суммирования:

$$\dot{h}_{m,v} = \sum_{n=0}^{N_s-1} h_{m,v} \cdot N_s + n. \quad (15.13)$$

Зависимость фазы траекторного сигнала от угла β_0 , и индекса его частотной модуляции от наклонной дальности недостаточно упрощает обработку и не позволяет в общем случае использовать единую опорную функцию $\dot{h}_{m,v}$ для всех элементов дальности.

Вторым упрощением в методах обработки является использование единой опорной последовательности, устраняющей ЛЧМ сигнала, лишь в ограниченной зоне обзора. Размер зоны обзора устанавливается исходя из допустимого набега фаз отраженного сигнала на краях апертуры относительно центра зоны обзора.

Считая допустимым значением фазовой ошибки на краях апертуры относительно ее центра $\pi/4$, ширина полосы дальности и соответствующее ей число элементов разрешения, для которых можно использовать одну и ту же опорную функцию определяются из условия

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi \cdot V_p^2 \left(\frac{T_c}{2}\right)^2}{\lambda} \left(\frac{1}{r0_H} - \frac{1}{r0_H + \tilde{M} \cdot \Delta r} \right) = \frac{\pi}{4} \quad (15.14)$$

Выражениями

$$\Delta\tilde{r} = \tilde{M} \cdot \Delta r = \frac{4 \cdot \Delta d^2}{\lambda} \quad \text{и} \quad \tilde{M} = \frac{2 \cdot \Delta d^2}{\lambda \cdot \Delta r}, \quad (15.14,a)$$

где $r0_H$ - дальность до центра зоны обзора.

Размер зоны обзора по азимуту определяется одним из двух условий.

Первое условие состоит в том, что за время синтезирования расстояния от носителя до отдельных отражателей изменяется не более чем на половину разрешающей способности по дальности $\Delta r/2$. В случае бокового и переднебокового обзора пространства допустимая ширина зоны обработки сигналов по азимуту составляет

$$\Delta L = \frac{2 \cdot \Delta d \cdot \Delta r}{\lambda}. \quad (15.15)$$

Время синтезирования, соответствующее ΔL на дальности наблюдения $r0_H$, определяется как

$$T_{c_{max}} = \frac{2 \cdot \sqrt{\Delta r \cdot r0_H}}{V_p}. \quad (15.16)$$

Число доплеровских фильтров, разнесенных на $\Delta f_{min} = 1/T_{c_{max}}$, и позволяющих получить радиолокационное изображение поверхности шириной ΔL по азимуту составляет

$$\tilde{V} = \frac{4 \cdot \Delta r}{\lambda}. \quad (15.17)$$

Второе условие касается требований, чтобы набег фаз на краях зоны обработки по азимуту не превышал относительно центра полосы величины $\pi/4$. Требование к величине максимальной фазовой ошибки на краю апертуры описывается выражением

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi \cdot Vp^2 \left(\frac{Tc}{2}\right)^2}{\lambda \cdot r0_H} \frac{\Delta L}{2 \cdot r0_H} \sin 2 \cdot \beta_H = \frac{\pi}{4}, \quad (15.18)$$

где β_H - пространственный угол центра зоны обзора по азимуту.

Откуда допустимая ширина зоны обработки сигналов по азимуту составляет

$$\Delta L = \frac{\lambda \cdot r0_H^2}{Vp^2 \cdot Tc^2 \cdot \sin 2 \cdot \beta_H}. \quad (15.19)$$

Из выражения (15.118) также может быть определено число доплеровских фильтров, разнесенных на $\Delta f = 1/Tc$, и позволяющих получить радиолокационное изображение поверхности шириной ΔL по азимуту:

$$\tilde{V} = \frac{r0_H}{Vp \cdot Tc \cdot \sin 2 \cdot \beta0_H}. \quad (15.20)$$

Следовательно, многоканальная по дальности и азимуту система обработки состоит из групп каналов, соответствующих зонам обзора размером $\Delta r \times \Delta L$. В каждой группе каналов используется единая опорная функция

$$\begin{aligned} \dot{h}_{Hn} &= \exp \left(j \frac{4\pi}{\lambda} \left(-Vp \cdot n \cdot \tau0 \cdot \cos \beta0_H + \frac{Vp \cdot n \cdot \tau0^2 \cdot \sin^2 \beta0_H}{2 \cdot m \cdot \Delta r} \right) \right) = \\ &= \exp \left(j \frac{4\pi}{\lambda} \left(-n \cdot \tau0 \cdot \frac{v_H \cdot \lambda}{2 \cdot Tc} + \frac{Vp \cdot n \cdot \tau0^2}{2 \cdot m_H \cdot \Delta r} \left(1 - \left(\frac{v_H \cdot \lambda}{2 \cdot Vp \cdot Tc} \right)^2 \right) \right) \right), \quad (15.21) \end{aligned}$$

которая осуществляет компенсацию средней доплеровской частоты сигнала и фокусировку изображения объекта, расположенного в центре зоны обзора.

В результате сегментную обработку сигналов при синтезировании апертуры антенны можно называть нефокусированной в пределах сегмента обработкой с межсегментным фокусированием.

15.13 Функциональная схема квазиоптимальной обработки сигналов

Как отмечалось выше, в режиме синтезирования апертуры при обработке когерентных сигналов большой длительности требуется их амплитудно-фазовая демодуляция совместно с предварительной фильтрацией.

На первом этапе обработки в заданном диапазоне задержек осуществляется сжатие отдельных сегментов сигнала без учета изменения доплеровской частоты в пределах длительности T_s согласно выражению вида:

$$r(m, s) = \sum_{n=0}^{N_s-1} \xi \cdot s \cdot N_s + n \cdot w^* \cdot s \cdot N_s + n - m \quad (15.22)$$

где $w^* \cdot s \cdot N_s + n - m$ - демодулирующая последовательность с m -ым временным сдвигом, определяющая закон амплитудной и фазовой манипуляций сигнала.

При обработке сигналов большой длительности важным является выбор длительности сегмента. При синтезировании апертуры антенны диапазон анализируемых доплеровских частот целесообразно выбирать исходя из диапазона смещений доплеровской частоты, соответствующего траекторным сигналам точек поверхности в пределах следа реальной ДНА, т.е.

$$\Delta F = \pm \frac{2}{\lambda} \cdot V_p \cdot \sin\left(\frac{\theta\alpha}{2}\right), \quad (15.23)$$

где $\theta\alpha$ - ширина ДНА в горизонтальной плоскости, не менее чем в два раза большая углового размера синтезированной апертуры, с тем чтобы за время синтезирования все наблюдаемые точки поверхности оставались в пределах следа ДНА.

Тогда длительность сегмента сигнала, удовлетворяющая требованию фокусировки, должна быть равна

$$T_s = \frac{1}{2 \cdot \Delta F}. \quad (15.24)$$

В результате на каждой дальности для спектрального анализа формируется в два раза больше отсчетов, и возникает желание увеличить в два раза размерность БПФ, а следовательно расширять в два раза анализируемый диапазон доплеровских частот.

Таким образом, решая задачу картографирования, следует согласовывать анализируемую полосу доплеровских смещений частоты с шириной следа ДНА.

При реализации двухэтапной процедуры обработки сигналов РСА трудоемкой с точки зрения вычислительных затрат оказывается подготовка ЛЧМ демодулирующей последовательности, получаемой согласно (15.113) путем суммирования на сегменте отсчетов последовательности $\dot{h}_H s \cdot Ns + n$. Поскольку значения демодулирующей ЛЧМ последовательности определяются скоростью носителя, то они должны быть вычислены в реальном масштабе времени. Исследования показали, что целесообразно отказаться от операции суммирования, и брать отсчеты последовательности $\dot{h}_H s \cdot Ns + n$, соответствующие середине обрабатываемого сегмента:

$$\begin{aligned} \dot{h}_H s &= h_H \left(s \cdot Ns + \frac{Ns}{2} \right) = \\ &= \exp \left(j \frac{4\pi}{\lambda} \cdot \left(\frac{\left(Vp \cdot \left(s \cdot Ns + \frac{Ns}{2} \right) \cdot \tau_0 \right)^2}{2 \cdot m_H \cdot \delta r} \left(1 - \left(\frac{v_H \cdot \lambda}{2 \cdot Vp \cdot Tc} \right)^2 \right) \right) \right). \end{aligned} \quad (15.25)$$

Метод квазиоптимальной обработки сигналов в режиме синтезирования апертуры антенны может быть представлен функциональной схемой, приведенной на рис. 15.13. На вход устройства обработки подается сигнал $\xi s \cdot Ns + n$. В фазовом детекторе выполняется разложение сигнала на две квадратурные составляющие и перенос спектра на видеочастоту. Дискретизация сигнала по времени определяется разрешающей способностью по дальности.

На первом этапе в предварительном фильтре выполняется сжатие сегментов входного сигнала. Операция реализуется для каждого элемента дальности m из обрабатываемого диапазона M и состоит в умножении с последующим накоплением отсчетов входного сигнала на демодулирующую последовательность $w^* s \cdot Ns + n - m$.

На втором этапе обработки выполняется ЛЧМ демодуляция сигнала, что обеспечивает устранение квадратичного набега фазы. Далее производится суммирование по два соседних отсчета, что вызвано необходимостью сохранить величину анализируемого диапазона доплеровских частот при сокращении в два раза длительности сегмента. После этого выполняется спектральная обработка на основе БПФ. Вычисление модуля устраняет влияние на результаты обработки случайной начальной фазы траекторного сигнала.

В результате сегментную обработку сигналов при синтезировании апертуры антенны можно называть нефокусированной в пределах сегмента обработкой с межсегментным фокусированием.

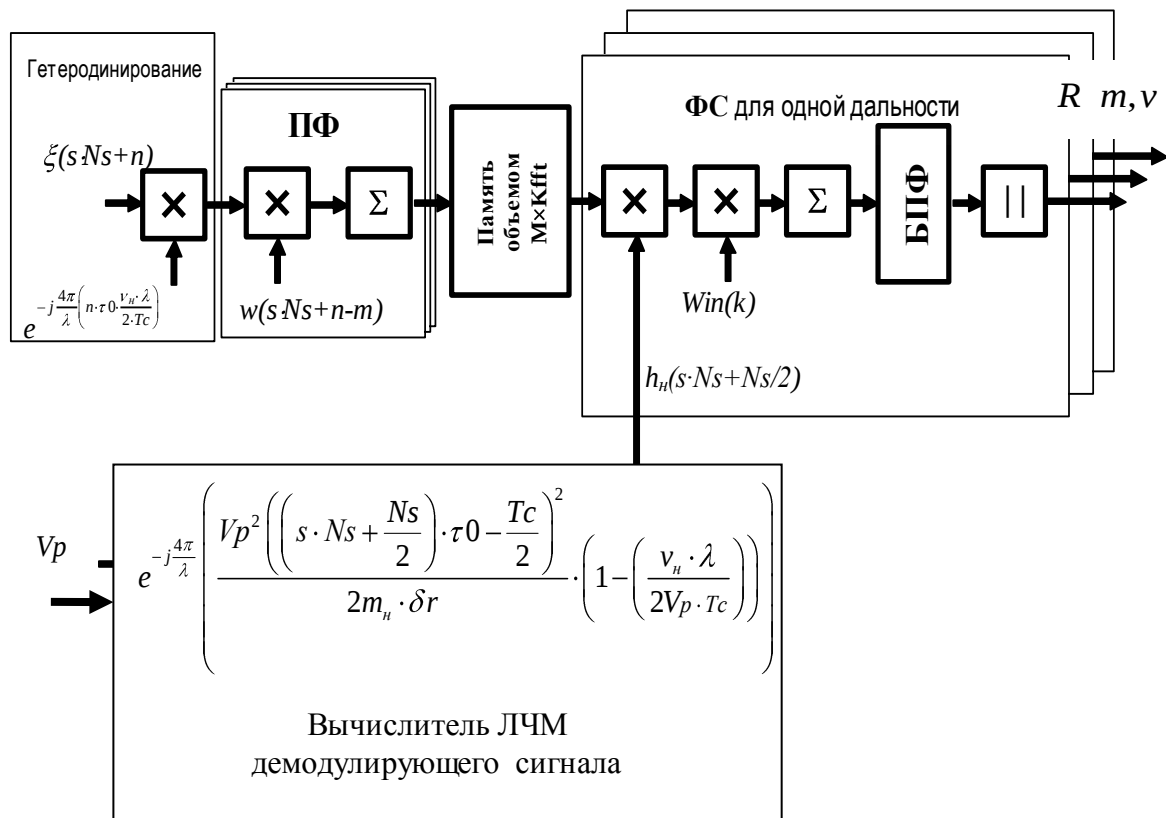


Рис. 15.13. Схема квазиоптимальной обработки сигналов в режиме синтезирования апертуры антенны

Набор получаемых после вычисления БПФ данных служит основой для формирования радиолокационного изображения. Из матрицы отсчетов, размерность которой определяется диапазоном обрабатываемых дальностей и размерностью БПФ, выбирается подматрица отсчетов, соответствующая участку местности, который облучался в течение всего интервала синтезирования. Поскольку ширина ДНА по азимуту должна быть, по крайней мере, в два раза шире углового размера апертуры, а анализируемый диапазон доплеровских частот - согласован с шириной ДНА, то только половина отсчетов принадлежат формируемому радиолокационному изображению.

15.14 Оценка линейной разрешающей способности при различных методах обработки сигналов

Рассмотрим линейную разрешающую способность при различных методах обработки сигналов самолетной РЛС бокового обзора с синтезированием апертуры. Антенна РЛС вытянута вдоль оси самолета и формирует ДН, узкую в горизонтальной и широкую в вертикальной плоскости, ориентированную перпендикулярно оси самолета. Диаграмма положения луча антенны относительно движения носителя представлена на (рис. 15.13, а).

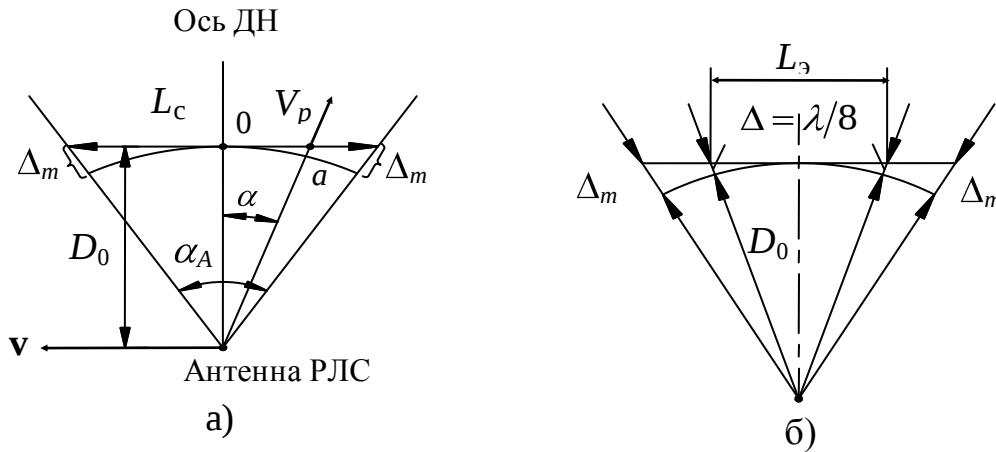


Рис. 15.14. Диаграммы положения луча антенны

При длине волны излучаемых антенной РЛС колебаний λ и продольном размере антенны d_A ширина ДНА в горизонтальной плоскости $\alpha_A = \lambda/d_A$. Считая для простоты излучение антенны ограниченным в горизонтальной плоскости углом α_A , найдем время облучения точки поверхности на расстоянии D от РЛС

$$T_c = \alpha_A D / V_c = L_c / V_c, \quad (15.26)$$

где V_c - скорость самолета, предполагаемая постоянной; L_c - линейная ширина ДНА в горизонтальной плоскости на расстоянии D от РЛС. Радиальная составляющая скорости относительно точек облучаемой поверхности $V_{p\ m} = V_c \cdot \sin \alpha$, где α - угол между осью ДНА и направлением на рассматриваемую точку a . Таким образом, на оси ДНА $V_{p\ m} = 0$, а на краях достигает максимального значения $V_{p\ m} = V_c \cdot \sin \alpha_A / 2$. Так как в РЛС бокового обзора применяются узкие ДНА, то приближенно можно считать $V_{p\ m} = \pm V_c \cdot \alpha_A / 2$. За счет радиальной составляющей скорости возникает доплеровский сдвиг частоты отраженных сигналов, изменяющийся по линейному закону

от
$$F_{v\ m} = 2V_{p\ m} / \lambda = V_c \cdot \alpha_A / \lambda$$

до
$$F_{v\ m} = -2V_{p\ m} / \lambda = -V_c \cdot \alpha_A / \lambda.$$

Таким образом, при пролете расстояния $L_c = \alpha_A \cdot D$ принимается частотно-модулированный импульс длительностью $T_{\text{обл}} = L_c / V_c$ с девиацией частоты

$$\Delta F = 2F_{v\ m} = 2V_c \cdot \alpha_A / \lambda. \quad (15.27)$$

При оптимальной согласованной обработке такой импульс может быть сжат до длительности, обратной ширине спектра сигнала, приблизительно равной ΔF . Следовательно, длительность сжатого сигнала $\tau_{\text{сж}} = 1 / \Delta F = \lambda / 2\alpha_A V_c$. Поскольку $\alpha_A \approx \lambda / d_A$, то $\tau_{\text{сж}} = d_A / 2V_c$.

Заметим, что на выходе сжимающего фильтра огибающая импульса имеет форму, описываемую функцией $\sin x / x$, и его длительность $\tau_{\text{сж}}$ определяет предельное разрешение по времени. Это значение соответствует расстоянию $d_A / 2 = \tau_{\text{сж}} \cdot V_c$ перпендикулярно оси ДНА.

Таким образом, при когерентной обработке разрешаемое расстояние

$$\Delta d_{\alpha \min} = \frac{d_A}{2} \quad (15.28)$$

и не зависит от дальности и ограничено величиной равной половине размера раскрыва реальной антенны $d_A / 2$. Поэтому РЛС бокового обзора с синтезированием раскрыва имеют антенны с достаточно большой величиной d_A , что позволяет реализовать когерентную обработку и получить разрешаемое расстояние, приближающееся к предельному значению $d_A / 2$.

Интересно выяснить к каким потерям в разрешающей способности приводит отказ от *фокусировки*, т. е. переход к *нефокусированной* обработке без учета фазовых сдвигов. В этом случае считают допустимой разность хода на концах синтезированного раскрыва $\Delta \leq \lambda / 8$, что соответствует максимальному фазовому сдвигу $\Delta \varphi \leq 2\pi / \lambda \cdot 2\Delta = \pi / 2$. Из этого условия можно найти размер так называемого *эффективного раскрыва* $L_{\text{э}}$ синтезированной антенны. Из рисунка 15.119, б) следует

$$\left(\frac{L_{\text{э}}}{2} \right)^2 = \left(D_0 + \frac{\lambda}{8} \right)^2 - D_0^2 \approx \frac{\lambda \cdot D_0}{4}, \quad (15.29)$$

Отсюда

$$L_{\vartheta} \approx \sqrt{\lambda \cdot D_0} . \quad (15.30)$$

Следовательно, при отсутствии фокусировки ширина $\alpha_{нф}$ ДНА синтезированного раскрыва с размером L_{ϑ} будет равна $\alpha_{нф} = \lambda/2L_{\vartheta} = \lambda/2\sqrt{\lambda \cdot D_0}$, а соответствующее линейное разрешение

$$\Delta d_{\alpha \min} = \alpha_{нф} \cdot D_0 = \sqrt{\frac{\lambda \cdot D_0}{4}} . \quad (15.31)$$

Таким образом:

- при фокусированной обработке сигнала независимо от дальности D_0 в направлении, перпендикулярном ДНА достижимо максимальное линейное разрешение

$$\Delta d_{\alpha \min} = \frac{d_A}{2} ;$$

- при нефокусированной обработке линейное разрешение

$$\Delta d_{\alpha \min} = \sqrt{\frac{\lambda \cdot D_0}{4}} ;$$

- для обычной антенны с размером раскрыва d_A линейное разрешение

$$\Delta d_{\alpha \min} \approx \alpha_A \cdot D_0 = \frac{\lambda \cdot D_0}{d_A} .$$

Зависимость разрешающей способности ΔD_{α} от дальности D для этих случаев представлена на рис. 15.14.

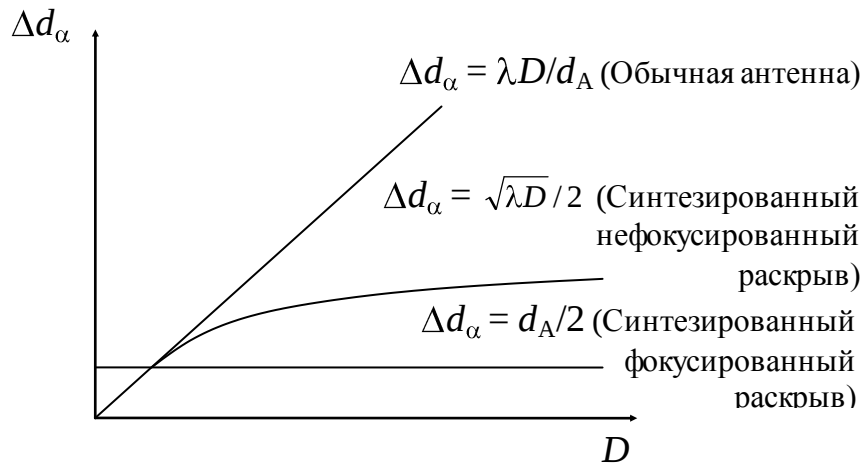


Рис. 15.14. Зависимости линейной разрешающей способности от дальности

Для полной реализации потенциальных возможностей синтезированной антенны необходима оптимальная обработка с внесением фазовых поправок в соответствии с положением рассматриваемой точки относительно антенны РЛС.

Требования к устройству обработки задаются, прежде всего, временем синтеза раскрыва, равным в фокусированных системах T_c . Так, при скорости самолета $V_c = 200$ м/с, заданном разрешении $\Delta d = 15$ м на дальности $D = 200$ км при работе РЛС на волне $\lambda = 3$ см требуемый размер синтезированной апертуры $L_c = \lambda \cdot D / 2\Delta d_{\alpha c} = 200$ м. В этом случае

$T_c = L_c / V_c = 1$ с. При частоте повторения импульсов $F_{\text{п}} = 1$ кГц число суммируемых при обработке сигналов $N_c = F_{\text{п}} \cdot T_c = 10^3$ для каждого элемента дальности, число которых в полосе обзора по дальности может превышать $m \approx 10^4$. Так в рассматриваемом примере при удовлетворении требования одинакового разрешения по дальности и в перпендикулярном направлении, т. е. $\Delta d_{\alpha \text{ min}} = 15$ м, число элементов дальности приближается к

$m = D / \Delta d_{\alpha \text{ min}} \approx 1,3 \cdot 10^4$. Число уровней квантования $n_k \approx \sqrt{N_c}$ определяет

разрядность $r = \log_2 n_k$. Таким образом, общий объем обрабатываемой информации $I = r \cdot m \cdot N_c$. С учетом коррекции фазы в каждом периоде повторения требуемое быстродействие обработки в подобных системах достигает $10^9 \div 10^{10}$ оп/с.

Несмотря на относительную сложность цифровой реализации устройств обработки при синтезировании раскрыва, на основе современной элементной базы она успешно осуществляется.

Особенностью РСА с когерентно-импульсными сигналами является наличие слепых элементов наклонной дальности, обусловленных периодом

повторения импульсов. В импульсных системах существует тесная взаимосвязь между частотой повторения импульсов и однозначным диапазоном анализа смещений доплеровских частот, а, следовательно, временем синтеза и шириной диаграммой направленности.

В импульсных системах в силу периодичности спектра сигнала возникают мощные помехи от участков поверхности, расположенных вне следа ДНА, которые могут быть ослаблены боковыми лепестками ДНА.

В завершении следует подчеркнуть, что когерентные РЛС находят все более широкое применение для решения различных задач. РЛС с синтезированием апертуры являются одним из наглядных примеров такого применения. В частности, в последнее время разработаны интерферометрические РЛС с синтезированием апертуры, позволяющие осуществлять трехмерное картографирование, т. е. получать информацию и о рельефе подстилающей поверхности.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Материал настоящего пособия предназначен для изучения его на лекционных занятиях. Углубленное и более детальное изучение основных теоретических разделов выполняется студентами при самостоятельном изучении дисциплины. Выполнение практических заданий и компьютерного моделирования, позволяют студенту оценить степень усвоения теоретического материала. Естественно, что такая структура изучения материала неизбежно приводит к повторению ключевых понятий.

Все содержание пособия посвящено методам обработки сигналов в различных радиолокационных и радионавигационных приложениях. Разработчик радиолокационных и радионавигационных систем должен внимательно следить за результатами фундаментальных исследований и учитывать их при решении научно-технических задач. Это предъявляет высокие требования к образованию современного радиоинженера, в котором курс «Введение в теорию и технику обработки сигналов в радиолокации и навигации» играет особую роль, объединяя в единую систему знания, получаемые студентом в процессе обучения.

РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. Радиотехнические системы: Учеб. для вузов/Казаринов Ю.М., Коломенский Ю.М., Кутузов В.М. и др.; Под ред. Ю.М.Казаринова. – М.: Издательский центр «Академия», 2008, 592с.
2. Дудник П.И., Ильчук А.Р., Татарский Б.Г. Многофункциональные радиолокационные системы. –М: «Дрофа», 2003, 350с.
3. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Дистанционные системы зондирования Земли. –М: «Радиотехника», 2005, 368с.
4. Верба В.С. Обнаружение наземных объектов. –М: «Радиотехника», 2007, 359с.
5. Бакулев П. А., Сосновский А. А. Радиолокационные и радионавигационные системы. – М.: «Радио и связь», 1994.
6. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Учебник для вузов. –М: «Радиотехника», 2004, 320с.
7. Орлов В.К. Радиолокационные и радионавигационные системы и комплексы: Учеб. пособие / СПбГЭТУ (ЛЭТИ). СПб., 2011.