

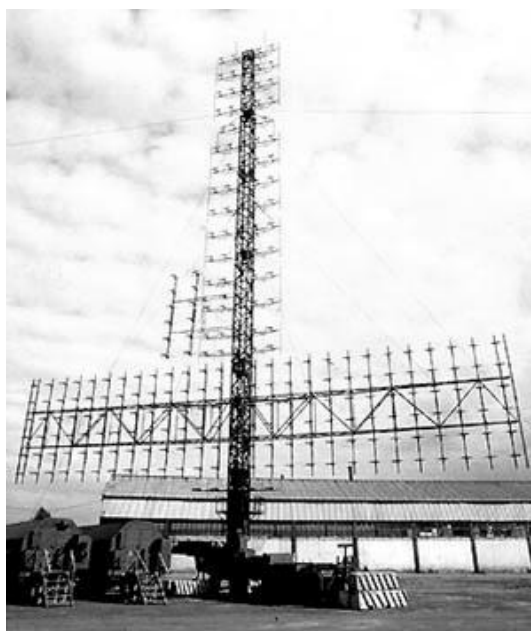


Кафедра конструирования
и производства радиоаппаратуры

Е.В. Масалов

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Учебное пособие. Часть 2



ТОМСК 2012

Министерство образования и науки Российской Федерации

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

Е.В. Масалов

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Учебное пособие. Часть 2

2012

Рецензент: профессор, д.т.н. Татаринов В.Н.

Технический редактор: доцент кафедры КИПР ТУСУР,
к.т.н. Озеркин Д.В.

Масалов Е.В.

Радиотехнические системы. Курс лекций для студентов специальности 210201 – Проектирование и технология РЭС.

Часть 2. Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012.- 117 с.

Книга написана для студентов специальности 210201 – Проектирование и технология РЭС, но может быть использована студентами специальности 160905 – Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования и студентами других специальностей радиотехнического профиля.

Учебное пособие состоит из двух частей. Нумерация глав второй части продолжает нумерацию первой. Список рекомендуемой литературы приводится в конце второй части учебного пособия.

© Масалов Е.В., 2012

© Кафедра КИПР Томского
государственного университета систем
управления и радиоэлектроники, 2012

СОДЕРЖАНИЕ

4. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОЛОКАЦИОННЫХ И РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ [1,3,4,6,7]	6
4.1. Физические основы радиолокации и радионавигации.....	6
4.2. Характеристики радиолокационных целей	10
4.3. Дальность действия радиолокации.....	12
4.4. Классификация РЛС и РНС.....	16
5. ИЗМЕРИТЕЛИ ДАЛЬНОСТИ И СКОРОСТИ В РЛС И РНС [1,6]	18
5.1. Методы измерения дальности и скорости	18
5.2. Цифровые измерители дальности в импульсных РЛС РНС	23
5.3. Эффект Доплера	24
5.4. Доплеровский измеритель скорости и угла сноса воздушного судна	26
6. ИЗМЕРИТЕЛИ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ В РЛС И РНС [1, 4, 6, 7]	28
6.1. Методы измерения угловых координат	28
6.2. Многоканальные (моноимпульсные) системы.....	34
6.3. Фазированные антенные решётки в угломерных системах.....	39
6.4. Синтезирование раскрыва при боковом обзоре	42
7. МЕТОДЫ ЗАЩИТЫ ОТ ПОМЕХ В РЛС И РНС [1, 4, 6]	45
7.1. Общие сведения о методах защиты от помех	45
7.2. Селекция движущихся целей	46
7.2.1 Принципы СДЦ	46
7.2.2 Когерентно – импульсные РЛС с большой скважностью ..	48
7.3. Компенсация помех.....	55
8. МЕТОДЫ ПАССИВНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ [1, 6].....	56
9. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ [1, 3, 5, 8, 9].....	60
9.1. Характеристика и классификация	60

9.2.	Основные показатели РТС ПИ.....	64
9.3.	Информационные характеристики РТС ПИ.....	66
10.	СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ [1, 8, 9]	70
10.1.	Выбор сигналов в системах передачи дискретных сообщений	70
10.2.	Реальные способы приёма двоичных сигналов в каналах с постоянными параметрами.....	71
10.2.1	Некогерентный приём двоичных АМ сигналов.....	71
10.2.2	Некогерентный приём ЧМ сигналов	74
10.2.3	Приём ФМ сигналов	76
10.3.	Приём сигналов в каналах со случайными параметрами	79
10.3.1	Характеристики каналов	79
10.3.2	Одиночный приём двоичных флуктуирующих сигналов...	82
10.3.3	Разнесённый приём сигналов.....	82
10.4.	Кодирование в системах передачи дискретных сообщений.....	86
10.4.1	Общая характеристика и классификация кодов	86
10.4.2	Помехоустойчивость приёма дискретных сообщений при использовании корректирующих кодов	89
11.	СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ НЕПРЕРЫВНЫХ СООБЩЕНИЙ [1, 2, 8, 9]	91
11.1.	Выбор сигналов в системах передачи непрерывных сообщений	91
11.2.	Системы с импульсной модуляцией	93
11.3.	Цифровые методы передачи и приёма непрерывных сообщений	96
11.3.1	Системы с импульсно-кодовой модуляцией	96
11.3.2	Системы, использующие кодирование с предсказанием..	101
12.	МНОГОКАНАЛЬНЫЕ РТС ПИ [1, 2, 8, 9].....	104
12.1.	Методы уплотнения и разделения каналов	104
12.2.	Характеристики многоканальных систем с линейным разделением каналов	108
12.3.	Системы с частотным разделением каналов	109
12.4.	Системы с временным разделением каналов	113
12.4.1	Структурная схема системы ВРК.....	113
12.4.2	Помехи и искажения в системах ВРК.....	115

13. РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА 117

4. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОЛОКАЦИОННЫХ И РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ [1,3,4,6,7]

4.1. Физические основы радиолокации и радионавигации

Радиолокация - область радиотехники, использующая явления отражения и излучения электромагнитных волн различными объектами (целями) для обнаружения, измерения координат и параметров движения этих объектов. Под радионавигацией понимают вождение воздушных и морских судов, космических аппаратов и других подвижных объектов с использованием радиотехнических средств. Технические средства, обеспечивающие радиолокационное наблюдение, называют радиолокационными станциями (РЛС). Решение задач радионавигации обеспечивают радионавигационные системы (РНС).

Обнаружение целей состоит в фиксации поступающих на вход приемника РЛС радиолокационных сигналов. Обнаружение возможно благодаря контрастности отраженных или излучаемых целью сигналов на фоне помех и мешающих отражений или излучений других объектов. Измерение координат обнаруженных целей основано на оценке (измерении) параметров радиолокационных или радионавигационных сигналов, содержащих информацию об этих целях. В основе измерения координат целей лежат следующие физические явления: 1) скорость распространения электромагнитных волн в свободном пространстве имеет конечное и постоянное значение, приближенно равное $3 \cdot 10^8$ м/с; 2) распространение радиоволн происходит по прямолинейным траекториям в свободном пространстве; 3) при перемещении цели относительно РЛС частота принимаемых электромагнитных колебаний отличается от частоты излучаемых колебаний (эффект Доплера).

Постоянство скорости и прямолинейность распространения радиоволн в пространстве позволяют определить дальность R цели, связанную с временем распространения t_3 (от РЛС до цели и обратно) соотношением

$$R = \frac{ct_3}{2} \quad (4.1)$$

Величину t_3 называют часто временем запаздывания отраженного сигнала.

Благодаря прямолинейности распространения электромагнитных волн и использованию направленных антенн определяются угловые координаты целей. В общем случае угломерные системы фиксируют положение фронта электромагнитных волн, идущих от цели, что позволяет определить направление цели относительно заданного.

Эффект Доплера лежит в основе измерения радиальной скорости движения цели относительно точки приема сигнала. При распространении радиоволн до цели и обратно эффект Доплера проявляется дважды. Частота ко-

лебаний $f_{отп}$ отраженных (переизлученных) движущейся целью, отличается от частоты f_u излученных колебаний:

$$f_{отп} = f_u \left(1 \pm \frac{2\mathcal{G}_r}{c} \right),$$

где $\mathcal{G}_r = dR/dt$ - радиальная составляющая скорости движения цели относительно РЛС. Частота принятых колебаний $f_{пр}$ отличается от частоты $f_{отп}$: $f_{пр} = f_{отп} \left(1 \pm \frac{2\mathcal{G}_r}{c} \right)$, следовательно, $f_{пр} = f_u \left(1 \pm \frac{2\mathcal{G}_r}{c} \right)^2$, или с учетом того, что $2\mathcal{G}_r/c \ll 1$, получим

$$f_{пр} \cong f_u \left(1 \pm \frac{2\mathcal{G}_r}{c} \right) \quad (4.2)$$

(знак плюс соответствует сближению цели с РЛС, знак минус - удалению цели от РЛС). Частота $f_{пр}$ отличается от f_u на величину доплеровского смещения (частоту Доплера):

$$F_d = f_u \frac{2\mathcal{G}_r}{c} = \frac{2\mathcal{G}_r}{\lambda_0}, \quad (4.3)$$

где $\lambda_0 = c/f_u$ - длина волны. На основании соотношения (4.3) определяется радиальная скорость цели:

$$\mathcal{G}_r = F_d \frac{c}{2f_u} = F_d \frac{\lambda_0}{2}. \quad (4.4)$$

В зависимости от способа образования радиолокационного сигнала различают следующие методы радиолокации: активный, активный с активным ответом, пассивный. При **активной радиолокации** (рисунок 4.1, а) в сторону цели передатчиком (Пер) РЛС излучается зондирующий сигнал (ЗС). Часть энергии электромагнитных волн поглощается целью, часть отражается и принимается приемником (Пр). При **активной радиолокации с активным ответом** (рисунок 4.1, б) радиолокационный сигнал создается специальным радиоответчиком (РО), установленным на цели. Радиоответчик переизлучает зондирующий сигнал, что обеспечивает повышение мощности принимаемого радиолокационного сигнала по сравнению с активной радиолокацией. При **пассивной радиолокации** (рисунок 4.1, в) принимаемые сигналы являются результатом самопроизвольного электромагнитного излучения цели, обусловленного собственным тепловым радиоизлучением или излучением радиоустройств, расположенных на цели. При пассивной радиолокации нет источников зондирующих сигналов.

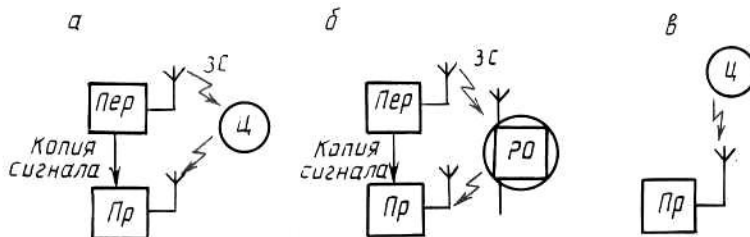


Рисунок 4.1.

Измерение координат объектов (целей) радиолокационными средствами, может осуществляться в сферической или цилиндрической системе. На

рисунке 4.2 точка O расположения РЛС принимается за центр системы координат. Сферическими координатами цели (Π) являются радиус-вектор дальности R (дальность), азимут $\varphi_{аз}$, угол места $\varphi_{у.м}$, дополняющий полярное направление γ_0 до 90° . Цилиндрические координаты цели включают высоту h , координаты $\varphi_{аз}$ и R_r (R_r - горизонтальная дальность, представляющая проекцию прямой $O\Pi$ на плоскость XOY).

При определении местоположения воздушных судов и космических аппаратов в пространстве используют три независимых навигационных параметра: дальность, радиальную скорость, угловую координату, измеряемые на борту судна относительно любой опорной точки, или необходимую совокупность указанных координат относительно системы опорных точек, которые связаны с заданной системой координат. Опорные точки представляют радионавигационные станции, расположенные на поверхности Земли либо на подвижных объектах, например на искусственных спутниках Земли. Координаты опорных точек должны быть точно известны в любой момент времени.

Геометрическое место точек, соответствующее одинаковым значениям навигационного параметра, называют **поверхностью положения**. Пересечение двух поверхностей положения образует **линию положения** - геометрическое место точек пространства, соответствующее двум определенным значениям навигационных параметров. Пересечение трех поверхностей положения или двух линий положения определяет **местоположение объекта** (судна). В зависимости от совокупности измеряемых навигационных параметров различают несколько методов определения местоположения. Рассмотрим эти методы на примере воздушных судов (ВС).

Дальномерный метод основан на измерении трех дальностей R_i судна до трех точек (рисунок 4.3, а) либо двух дальностей и высоты h (рисунок 4.3, б). Координаты ВС определяются в результате решения трех навигационных уравнений:

$$R_i = \sqrt{x_i - x^2 + y_i - y^2 + z_i - z^2}^{1/2}, \quad i=1,2,3.$$

Здесь x_i, y_i, z_i - известные координаты опорных точек $O_i, i=1,2,3$. Поверхности положения представляют три сферы радиусом R_i с центрами в точках O_i . Линии положения на плоскости - это окружности (рисунок 4.4). При использовании искусственных спутников Земли (ИСЗ) могут вычисляться последовательно расстояния R_i до трех различных положений одного ИСЗ либо расстояния до двух положений ИСЗ и высота h ВС. Дальномерный метод обеспечивает высокую точность определения местоположения, не зависящую от относительных расстояний ВС до опорных точек. Реализация дальномерного метода требует применения запросного способа измерения дальности при обслуживании одновременно нескольких ВС. Число обслуживаемых ВС ограничивается пропускной способностью ответчика ИСЗ.

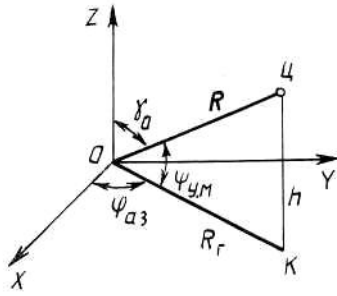


Рисунок 4.2.

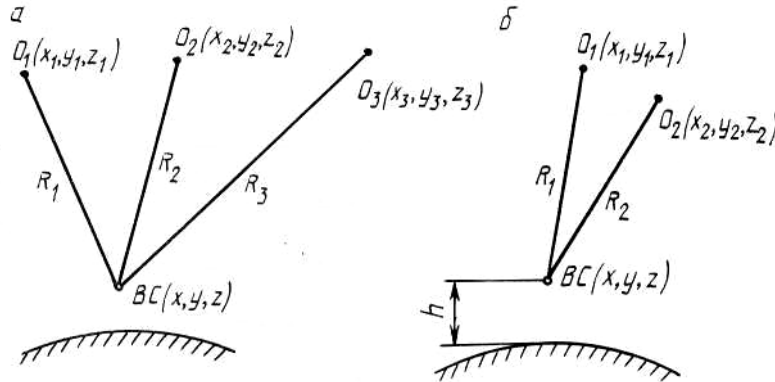


Рисунок 4.3.

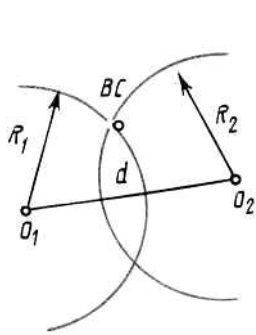


Рисунок 4.4.

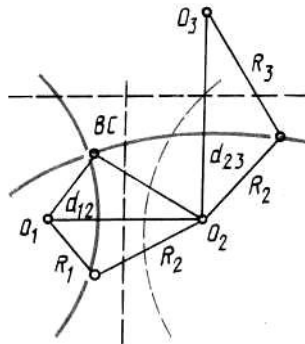


Рисунок 4.5.

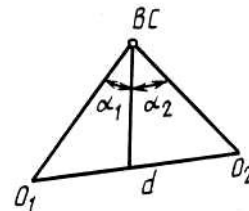


Рисунок 4.6.

Разностно-дальномерный метод использует в качестве навигационных параметров три разности дальностей $\Delta R_{ij} = R_i - R_j$ судна до четырех опорных точек либо две разности трех дальностей и высоту. Координаты BC определяются из системы трех уравнений:

$$\Delta R_{ij} = \sqrt{x_j^2 + y_j^2 + z_j^2} - \sqrt{x_i^2 + y_i^2 + z_i^2} - \sqrt{x_j^2 + y_j^2 + z_j^2}, i, j=1,2,3.$$

Поверхности положения представляют поверхности двуполостного гиперболоида вращения, фокусами которого являются координаты опорных точек i и j . Линии положения на плоскости – это гиперболоиды (рисунок 4.5), определяемые соотношениями: $\Delta R_{12} = const$; $\Delta R_{23} = const$. Расстояние между

опорными точками d называют **базой**. При $d \gg R_i$ гиперboloиды практически совпадают со своими асимптотами.

Угломерный метод основан на измерении углов визирования двух различных опорных точек относительно плоскости ВС. Поверхности положения имеют вид конусов с вершинами в опорных точках (например, ИСЗ). Линия положения – это прямые, пересечение которых определяет координаты ВС (рисунок 4.6).

Наряду с указанными существуют и другие методы определения местоположения объектов: **радиально-скоростной (доплеровский)**, основанный на измерении трёх радиальных скоростей ВС относительно трёх опорных точек; **траверсный**, основанный на определении момента прохождения доплеровского сдвига одного из принимаемых сигналов через нуль, и др. Таким образом, **реализация любого из методов определения местоположения ВС связана с измерением дальности, радиальной скорости и угла прихода радиоволн**. Это относится и к другим объектам.

4.2. Характеристики радиолокационных целей

Как уже указывалось, обнаружение и измерение параметров движения цели возможно благодаря ее контрастности на фоне окружающей среды. Эта контрастность обусловлена возникающей в месте расположения цели неоднородностью электрических параметров (диэлектрической и магнитной проницаемости, проводимости), что приводит к рассеянию электромагнитных волн, возникновению вторичного излучения. Интенсивность вторичного излучения и характеристики рассеяния радиоволн зависят от свойств цели (размеров, конфигурации, физических свойств вещества) и параметров падающей волны.

Основными характеристиками радиолокационных целей являются отражающая способность, статистические параметры и спектры флуктуаций амплитуды и фазового фронта отраженного сигнала. Отражающие свойства цели определяют **эффективную отражающую площадь цели — эффективную площадь рассеяния (ЭПР) $\sigma_{эф}$** , т.е. площадь поверхности идеального изотропного и не поглощающего энергию переизлучателя, который, будучи помещенным в точку цели, создает у антенны РЛС такую же плотность потока мощности отраженного сигнала, как и реальная цель. Если зондирующий сигнал РЛС создает у цели, находящейся на расстоянии R , плотность потока мощности Π_1 , то цель с эффективной отражающей площадью $\sigma_{эф}$ воспринимает мощность $P_u = \Pi_1 \sigma_{эф}$. У антенны РЛС плотность потока мощности

$$\Pi_2 = P_u / 4\pi R^2 = \Pi_1 \sigma_{эф} / 4\pi R^2, \quad (4.5)$$

отсюда

$$\sigma_{эф} = 4\pi R^2 \Pi_2 / \Pi_1. \quad (4.6)$$

Поскольку мощность пропорциональна квадрату напряженности электромагнитного поля e^2 , выражение (4.6) с учетом формулы (4.5) может быть

представлено в виде $\sigma_{\text{эф}} = 4\pi R^2 e_2^2 / e_1^2$, где e_1, e_2 - значения напряженности поля вблизи цели и РЛС соответственно.

По методу определения ЭПР различают элементарные и сложные цели. Для **элементарных целей** (металлический шар, лист, вибратор, уголкового отражатель и т.п.) ЭПР можно определить аналитическим путем, ЭПР **сложных целей** получают экспериментальными методами. Сложные цели делятся на **точечные и распределенные**. Для точечных целей линейные размеры значительно меньше элемента разрешения по дальности, угловые размеры малы по сравнению с элементом разрешения по угловым координатам, а разность радиальных скоростей крайних точек цели намного меньше элемента разрешения по скорости. Примерами точечных целей являются самолеты, корабли, ИСЗ на большом расстоянии от РЛС. Если указанные условия не выполняются, говорят о распределенных целях. Примерами распределенных целей являются земная поверхность, облако пассивных отражателей, гидрометеоры. Для распределенных целей вводят понятие удельной ЭПР, характеризующей отражающие свойства единицы площади или объема.

Из-за неравномерной диаграммы переизлучения реальных целей и случайного изменения ракурса θ их облучения радиолокационной станцией возникают **флуктуации мощности отраженного сигнала в точке приема**. Возможность таких флуктуаций иллюстрирует рисунок 4.7, а. ЭПР флуктуирующей цели является случайной величиной, характеризующейся плотностью вероятности. Например, если амплитуда отраженного сигнала распределена по закону Рэлея с дисперсией σ^2 :

$$w S_0 = \frac{S_0}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{S_0^2}{2\sigma^2}\right), S_0 \geq 0, \quad (4.7)$$

то плотность вероятности ЭПР реальной цепи является экспоненциальной:

$$w \sigma_{\text{эф}} = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{\sigma_{\text{эф}}}{2\sigma^2}\right), \sigma_{\text{эф}} \geq 0. \quad (4.8)$$

При переходе от выражения (4.7) к (4.8) учтено, что величина ЭПР $\sigma_{\text{эф}}$ пропорциональна S_0^2 . Характер плотности вероятности ЭПР, соответствующей формуле (4.8), приведен на рисунке 4.7, б. При наличии в отраженном сигнале регулярной составляющей плотность вероятности амплитуды подчиняется обобщенному закону Рэлея [см., например, выражение (2.63)]. В этом случае плотность вероятности ЭПР зависит от уровня регулярной составляющей $\sigma_{\text{эф}_0}$ и при $\sigma_{\text{эф}} \gg 1$ имеет характер гауссовского распределения (рисунок 4.7, б). Средние статистические значения ЭПР реальных целей находятся в пределах от долей и единиц (малые ракеты, самолёты) до десятков тысяч (большие корабли) квадратных метров.

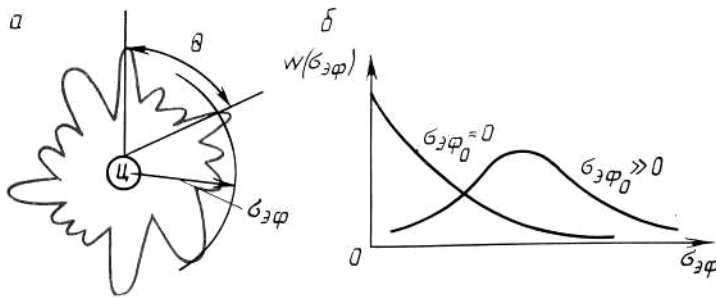


Рисунок 4.7

В табл. 4.1 приведены ориентировочные значения ЭПР $\sigma_{эф_1}$ для некоторых целей, соответствующие вероятности $P \sigma_{эф} \geq \sigma_{эф_1} = 0,37$.

Вид цели $\sigma_{эф_1}, м^2$	Вид цели $\sigma_{эф_1}, м^2$
Транспортный самолёт 50	Транспорт:
Тяжёлый бомбардировщик 15-20	малого тоннажа 7000
Истребитель 3-5	большого тоннажа 15000
Головка баллистической ракеты 0,2	Крейсер 14000
	Человек 1

Спектр амплитудных флуктуации отраженного от цели сигнала определяется степенью изрезанности диаграммы переизлучения и скоростью изменения ракурса облучения. В сантиметровом диапазоне волн при маневрах самолета 10-20 град/с наивысшая частота спектра флуктуации составляет 100-400 Гц. Случайные крены и рыскания самолета приводят к флуктуациям частотой до 40 Гц. При проектировании РЛС и особенно следящих угломерных устройств необходимо учитывать ширину спектра флуктуации отраженного сигнала, выбирая такие методы обработки, которые в меньшей степени подвержены амплитудным флуктуациям сигнала (например, моноимпульсные методы).

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

4.3. Дальность действия радиолокации

Дальностью действия РЛС называют максимальное расстояние, на котором обеспечивается с заданными качественными показателями наблюдение целей. Для свободного пространства и без учета затухания радиоволн в атмо-

сфере и отражения радиоволн от земной поверхности плотность потока мощности Π_1 , создаваемого у цели,

$$\Pi_1 = \frac{P_{\Pi} G_{a0} \eta_{\Pi}}{4\pi R^2},$$

где P_{Π} - мощность передатчика РЛС; G_{a0} - коэффициент направленного действия передающей антенны; η_{Π} - коэффициент полезного действия передающего антенно-фидерного тракта. В соответствии с соотношением (4.5) плотность потока мощности Π_2 отраженной волны у приемной антенны определяется плотностью потока Π_1 , эффективной площадью рассеяния цели $\sigma_{\text{эф}}$, и расстоянием R . Мощность сигнала на входе приемника

$$P_{\Pi\Pi} = \Pi_2 S_{a.\Pi} \eta_{\Pi\Pi},$$

где $S_{a.\Pi}$ - эффективная площадь приемной антенны; $\eta_{\Pi\Pi}$ - КПД приемного антенно-фидерного тракта. Используя соотношения (4.5), (4.9) и (4.10), получим

$$P_{\Pi\Pi} = \frac{P_{\Pi} G_{a0} S_{a.\Pi} \sigma_{\text{эф}} \eta_{\Pi} \eta_{\Pi\Pi}}{4\pi^2 R^4} \quad (4.11)$$

Максимальная дальность действия определяется минимальной мощностью сигнала $P_{\Pi\Pi\text{min}}$ на входе приемника (пороговым сигналом), при которой обеспечивается требуемое качество обнаружения. Из выражения (4.11) следует

$$R_{\text{max}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\Pi} G_{a0} S_{a.\Pi} \sigma_{\text{эф}} \eta_{\Pi} \eta_{\Pi\Pi}}{4\pi^2 P_{\Pi\Pi\text{min}}}}.$$

В импульсных РЛС, использующих для передачи и приема одну антенну с антенным переключателем, можно принять $\eta_{\Pi} = \eta_{\Pi\Pi} = \eta$ и

$$S_{a.\Pi} = \frac{G_{a0} \lambda_0^2}{4\pi}, \quad (4.12)$$

где λ_0 - длина волны. В этом случае максимальная дальность

$$R_{\text{max}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\Pi} G_{a0}^2 \lambda_0^2 \sigma_{\text{эф}} \eta^2}{4\pi^3 P_{\Pi\Pi\text{min}}}}. \quad (4.13)$$

Соотношение (4.13), связывающее максимальную дальность с техническими характеристиками РЛС, называют **уравнением дальности** или **основным уравнением радиолокации**.

Рассмотрим другие формы записи уравнения дальности. Выразим пороговую мощность, характеризующую чувствительность реального приемника, через пороговую мощность оптимального приемника: $P_{\Pi\Pi\text{min}} = k_{\Pi} P_0$, где k_{Π} - коэффициент потерь. Считая отношение энергий излученного и принятого сигналов пропорциональным отношению мощностей ($E_{\Pi}/E = P_{\Pi}/P$), можно записать:

$$P_{\Pi\Pi\text{min}} = k_{\Pi} P_{\Pi} E / E_{\Pi} = k_{\Pi} q k T_{\Pi}^K P_{\Pi} / 2 E_{\Pi}, \quad (4.14)$$

где $q = 2E_{II}/N_0$ - отношение сигнал/шум; $N_0 = kT_{III}^K$ - спектральная плотность шума, выраженная через постоянную Больцмана $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К и шумовую температуру приемника T_{III}^K (в Кельвинах). С учетом выражения (4.14) уравнение дальности представляется в виде

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{2E_{II}G_{a0}^2\lambda_0^2\sigma_{\text{эф}}\eta^2}{4\pi^3 k_{II}qkT_{III}^K}} \quad (4.15)$$

Это уравнение связывает дальность действия с основными характеристиками РЛС, а через отношение сигнал/шум q - с требуемыми качественными показателями обнаружения.

Дальность действия радиолокационных систем с активным ответом определяется параметрами не только РЛС, но и ответчика, расположенного на цели. Если G_{a1} и G_{a2} - коэффициенты направленного действия антенн РЛС и ответчика, то максимальная дальность действия определяется соотношением

$$R_{\max} = \sqrt{\frac{2E_{II}G_{a1}G_{a2}\lambda_0^2\eta^2}{4\pi^3 k_{II}qkT_{III}^K}} \quad (4.16)$$

При активном ответе дальность действия является квадратом дальности активной РЛС.

Обнаружение низколетящих целей связано с отражением радиоволн от земной поверхности. Отраженные от земли радиоволны интерферируют с прямой волной, приводя к изменению мощности принимаемого сигнала. Пусть антенна РЛС расположена на высоте h_1 , а цель - на высоте h_2 (рисунок 4.8, а), тогда с учетом интерференции отраженного от цели сигнала дальность действия РЛС

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{2E_{II}G_{a0}^2\lambda_0^2\sigma_{\text{эф}}\eta^2}{4\pi^3 k_{II}qkT_{III}^K} \left(4 \sin \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda R} \right)}. \quad (4.17)$$

Выражение (4.17) показывает, что при расположении цели на углах места, соответствующих максимуму диаграммы направленности, дальность R_{\max} увеличивается по сравнению с дальностью в свободном пространстве. При малых углах места β образуются зоны нулевого излучения и приема (рисунок 4.8, б) Для исключения таких зон увеличивают угол γ (рисунок 4.8, а) и используют электромагнитные волны с вертикальной поляризацией. Дальность R_{\max} существенно уменьшается при $\beta < \beta_0$.

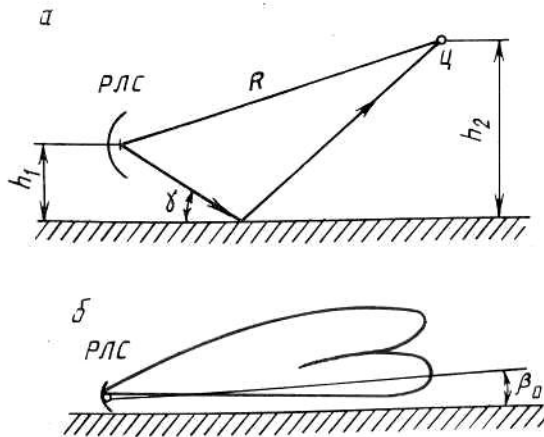


Рисунок 4.8.

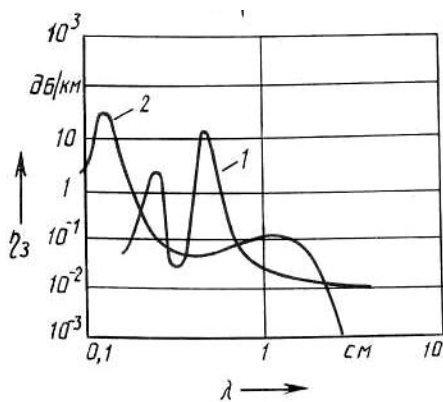


Рисунок 4.9.

В РЛС, использующих радиоволны длиной менее 30 см, определенное влияние на дальность действия оказывает затухание радиоволн в кислороде воздуха и парах воды. На рисунке 4.9 приведены зависимости затухания η_3 , вызванного поглощением, от длины волны. Кривая 1 отражает случай 20 %-го содержания кислорода и нормального давления, кривая 2 соответствует содержанию паров воды в атмосфере 10 г/м³. С учетом затухания дальность действия R_3 определяется уравнением

$$R_3 = R_{\max} \exp -0,115\eta_3 R_3 ,$$

где вместо R_{\max} следует подставить правую часть соотношения (4.15). Анализ приведенных выражений показывает, что **дальность действия РЛС** определяется величиной энергии сигнала и не зависит от вида его модуляции. Улучшение направленных свойств антенны позволяет увеличить дальность площади антенны за счет увеличения эффективной площади антенны наряду с переходом на более короткие волны, как это следует из выражения (4.12). При этом, однако, необходимо учитывать затухание радиоволн в атмосфере. Снижение шумовой температуры $T_{ш}^K$ позволяет поднять чувствительность приемника и за счет этого увеличить дальность РЛС. Таким образом, уравнение дальности может быть положено в основу энергетического расчета РЛС.

4.4. Классификация РЛС и РНС

Системы радиолокации и радионавигации могут быть классифицированы по назначению и характеру получаемой информации, способу формирования и обработки сигналов, месту размещения аппаратуры. В зависимости от назначения и характера получаемой информации различают следующие классы РЛС. **РЛС обзорного типа** предназначены для поиска, обнаружения целей и грубой оценки их координат. Они обеспечивают обзор некоторой зоны пространства и получение информации одновременно о многих целях. К ним относятся РЛС обзора земной поверхности, обзора воздушного пространства, морские обзорные РЛС, кругового обзора.

РЛС следящего типа предназначены для точного измерения координат целей в системах управления оружием, слежения за самолетами. Примеры РЛС следящего типа - РЛС слежения за угловыми координатами, за дальностью и радиальной скоростью целей.

РЛС ближнего действия и специализированные измерители предназначены для точного измерения, как правило, одного параметра цели (объекта), например высоты, радиальной скорости. Примеры РЛС такого типа - самолетный радиовысотомер, доплеровский измеритель скорости самолета.

По месту установки различают **наземные** (стационарные) и **бортовые РЛС**. К бортовым относятся самолетные, корабельные, космические РЛС. Они имеют специфические конструктивные особенности, связанные с внешними воздействиями различного рода: механическими, температурными и др.

В зависимости от способа формирования и обработки сигналов РЛС можно разделить на **импульсные** и **с непрерывным излучением, когерентные** и **некогерентные, одноканальные** и **многоканальные**.

Независимо от класса РЛС характеризуются следующими основными показателями и параметрами, определяющими тактические возможности РЛС:

- 1) зоной действия, или рабочей зоной, РЛС, характеризующейся назначением РЛС и представляющей область пространства, в которой РЛС выполняет свои функции;
- 2) измеряемыми координатами и точностью их измерения, зависящими от назначения РЛС;
- 3) разрешающей способностью РЛС, характеризующейся возможностью раздельного наблюдения целей и измерения их параметров. Различают разрешающую способность по дальности, по скорости, по направлению;
- 4) помехозащищенностью РЛС, определяемой ее способностью обеспечивать выполнение своих функций в условиях действия помех;
- 5) пропускной способностью, характеризующейся количеством целей, информация о которых обрабатывается РЛС и выдается с требуемой точностью;

б) временем развертывания, характеризующимся возможностью использования РЛС в условиях быстро изменяющейся обстановки;

7) надежностью РЛС, определяющей свойство аппаратуры РЛС сохранять свои эксплуатационные показатели в течение требуемого промежутка времени.

Тактические характеристики обеспечиваются техническими параметрами РЛС, к которым относятся: способ обзора зоны действия, вид модуляции зондирующего сигнала и способ обработки сигнала в приемнике, мощность передатчика и несущая частота колебаний, чувствительность приемника, форма диаграммы направленности антенны, потребляемая энергия, габариты и масса аппаратуры.

Рассмотрим основные классы радионавигационных систем (РНС). Различают РНС автономные, ближней навигации, дальней навигации, спутниковые; по принципу действия - автономные доплеровского типа и корреляционно-экстремальные. **Доплеровские РНС** используют информацию о начальном местоположении судна и непрерывно измеряют его путевую скорость и направление движения, интеграл путевой скорости определяет текущее местоположение судна. **Корреляционно-экстремальные автономные РНС** основаны на измерении корреляционных функций текущих характеристик радиолокационного поля Земли с их эталонными значениями. В таких системах определяется максимальное значение из ряда корреляционных функций и находится на карте участок, в наибольшей степени соответствующий наблюдаемому кадру земной поверхности.

Системы **ближней навигации**, подразделяются на угломерные, дальномерные, угломерно-дальномерные и комбинированные (комплексные). Они включают сеть наземных радиомаяков и бортовое оборудование, позволяющее выделять информацию на борту судна либо об азимуте относительно того или иного радиомаяка (в угломерных системах), либо о наклонной дальности до наземного радиомаяка-ответчика (в дальномерных системах), либо об азимуте и дальности судна относительно радиомаяка (в угломерно-дальномерных системах). Комбинированные системы радионавигации применяют для повышения надежности навигационных измерений.

Системы **дальней навигации** обеспечивают дальнюю навигацию потребителей и основаны на разностно-дальномерном методе навигационных определений. В настоящее время применяется импульсно-фазовая РНС "Лоран-С", в которой для грубого измерения разности дальностей используют измерение интервала времени между импульсами ведущей и ведомых станций, а для точного - фазовый метод измерения. Фазовая РНС "Омега" включает наземные станции, работающие независимо и синхронно с сигналами системы единого времени, и бортовые автоматические устройства, обеспечивающие выдачу гиперболических или географических координат потребителю.

В **спутниковых РНС** измеряются навигационные параметры (дальность, радиальная скорость, угловые координаты), представляющие функции

разности координат навигационного ИСЗ и судна. Особенность любой спутниковой РНС заключается в двухэтапности ее работы. На первом этапе по данным траекторных измерений для фиксированного момента времени определяются начальные параметры орбиты навигационного ИСЗ и прогнозируется его движение. На втором этапе с помощью бортовой ЭВМ определяются местоположение потребителя и вектор его скорости. Измерения дальности и радиальной скорости в современных спутниковых РНС производятся беззапросным методом на основе оценок времени распространения сигнала, излучаемого ИСЗ, и доплеровского сдвига частоты принимаемого сигнала. Реализация этих методов требует синхронизации бортовых эталонов частоты и времени навигационных ИСЗ между собой и относительно соответствующих бортовых эталонов определяющихся объектов. В настоящее время

5. ИЗМЕРИТЕЛИ ДАЛЬНОСТИ И СКОРОСТИ В РЛС И РНС [1,6]

5.1. Методы измерения дальности и скорости

В основе измерения дальности лежит измерение времени запаздывания t_3 сигналов. В зависимости от параметров сигнала, в которых содержится информация о t_3 , различают амплитудный, частотный и фазовый методы измерения дальности.

Амплитудный метод характеризуется использованием импульсной модуляции излучаемых колебаний. В этом случае на передачу и прием сигналов работает одна антенна, переключаемая антенным переключателем. На рисунке 5.1, а приведена структурная схема импульсной РЛС. Антенный переключатель (АПк) подсоединяет антенну (А) к передатчику (Пер) на время τ_{II} генерации радиоимпульса и к приемнику (Пр) на все остальное время, определяемое периодом следования импульсов. Зондирующий сигнал представляет последовательность радиоимпульсов с периодом T_{II} , который выбирается из условия однозначности измерения дальности: $R_{\max} = cT_{II}/2$.

Для определения времени запаздывания t_3 используют электронно-лучевую трубку (ЭЛТ), к вертикально отклоняющим пластинам которой подводятся импульсы с выхода приемника, представляющие отраженные от цели сигналы, а к горизонтально отклоняющим пластинам - пилообразное напряжение развертки от генератора ГПН. Импульсы, вырабатываемые синхронизирующим устройством (СУ), обеспечивают одновременность излучения зондирующих импульсов и начала развертки, поэтому расстояние l на экране ЭЛТ между началом развертки и отраженным импульсом оказывается пропорциональным дальности до цели: $l = v_{II}t_3 = v_{II} 2R/c$, где v_{II} - скорость движения пятна по экрану ЭЛТ. Характерная картина на экране ЭЛТ показана на рисунке 5.1, б. Временные диаграммы, поясняющие работу импульсной РЛС, приведены на рисунках 5.2, где номера диаграмм соответствуют точкам, указанным на схеме рисунка 5.1, а.

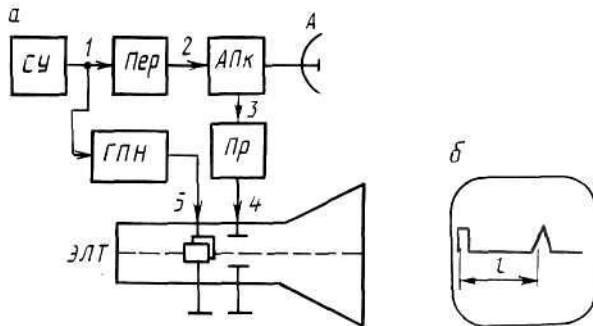


Рисунок 5.1.

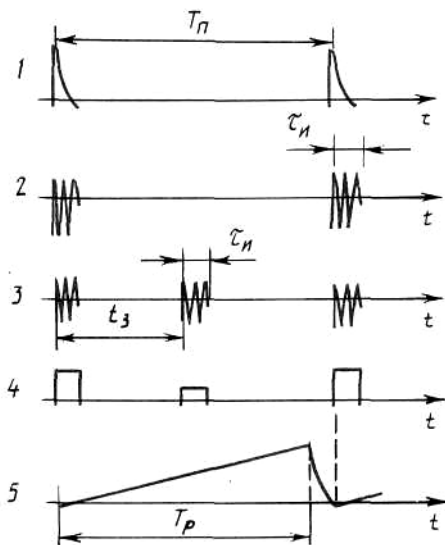


Рисунок 5.2

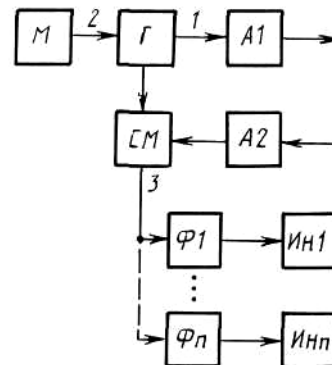


Рисунок 5.3

Достоинства импульсных РЛС заключаются в возможности использования одной антенны для излучения и приема сигналов, относительной простоте индикаторного устройства, удобстве одновременного измерения дальностей многих целей. Недостатки их состоят в ограничении импульсной мощности передатчика и в связанном с этим ограничении R_{\max} , в инерционности антенного переключателя и невозможности измерения малых значений дальностей. Для повышения разрешающей способности по дальности в импульсных РЛС используют зондирующие сигналы в виде кодированных импульсных последовательностей. Амплитуда импульсов в зондирующей пачке манипулируется по определенному закону, позволяющему с помощью согласованного фильтра обеспечить сжатие принятой пачки во времени.

Частотный метод измерения дальности предполагает использование частотной модуляции (ЧМ) излучаемых непрерывных колебаний. Время запаздывания определяется разностью частот излученного и отраженного сигналов, оцениваемой в каждый момент времени. Структурная схема РЛС с непрерывным ЧМ сигналом приведена на рисунке 5.3. Генератор (Г) вырабатывает колебания, модулированные по частоте (рисунок 5.4, а). Эти колебания

излучаются передающей антенной А1. Отраженные от цели колебания, принятые приемной антенной А2, смешиваются в смесителе (СМ), на выходе которого выделяются колебания биений. Эти колебания поступают в фильтры (Ф) и индикаторы (Инд). Фильтры настроены на определенные частоты биений, пропорциональные ожидаемым дальностям до цели. Один из возможных законов измерения частоты излучаемых колебаний $\omega_{ИЗЛ}$, формируемых с помощью модулятора (М), показан на рисунке 5.4, б. Здесь же штриховой линией показан закон изменения частоты отраженного (принятого) колебания $\omega_{ОТР}$, которое задержано относительно переданного колебания на величину t_3 . Разностная частота (частота биений $\omega_б$) изменяется во времени, как видно из диаграммы на рисунке 5.4, в. Частота биений определяется соотношением

$$\omega_б = \omega_{ИЗЛ} - \omega_{ОТР} = 2\Delta\omega t_3 / T_M,$$

где $\Delta\omega$ - девиация частоты колебаний; T_M - период модуляции.

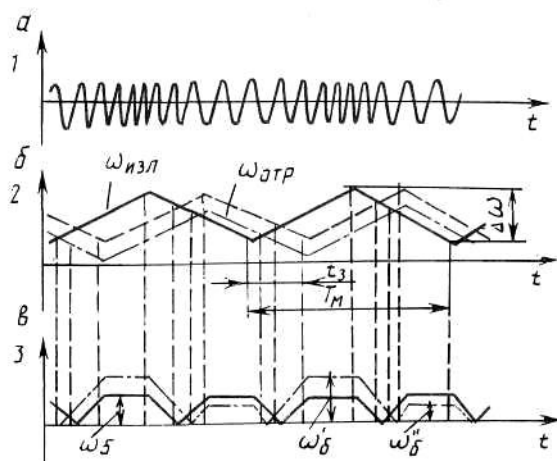


Рисунок 5.4.

Используя формулу (4.1), из соотношения (5.1) можно определить дальность: $R = c\omega_б T_M / 4\Delta\omega$. Таким образом, **информация о дальности заключена в частоте биений**. Возможность оценивания малых значений этой частоты позволяет измерять относительно малые значения дальности. Благодаря непрерывному излучению в рассматриваемых дальномерам могут применяться маломощные передающие устройства.

Принципиально возможно реализовать измерение дальности и скорости в системе с непрерывным ЧМ сигналом. При наличии доплеровского сдвига частоты, обусловленного движением цели, диаграммы, характеризующие изменение во времени частот $\omega_{ИЗЛ}$ и $\omega_{ОТР}$, а также частоты биений $\omega_б$, приобретают вид, показанный на рисунке 5.4, б и в штрихпунктирной линией. В этом случае полусумма частот $\omega'_б$ и $\omega''_б$ определяет частоту $\omega_б$, пропорциональную дальности до цели, а полуразность этих частот $\omega_p = (\omega'_б - \omega''_б) / 2$ соответствует доплеровскому сдвигу, т.е. радиальной скорости цели.

Недостатки частотного метода заключаются в необходимости использования отдельных антенн для передачи и приема, возможности проникновения излучаемых колебаний на вход приемника, что приводит к ухудшению его чувствительности. Для исключения методических ошибок измерения дальности необходимо также принимать специальные меры, обеспечивающие высокую стабильность закона изменения частоты излучаемых колебаний,

Частотный метод находит применение в радиовысотомерах, где оконечные устройства реализуются в виде многоканальных (рисунок 5.3) или одноканальных анализаторов спектра. Одноканальные анализаторы строятся по принципу перестройки фильтра или перестройки гетеродинного сигнала.

Фазовый метод дальнометрии основан на измерении разности фаз излученных и принятых колебаний. В простейшем случае излученное колебание представляется в виде $s_1 t = a_0 \cos \omega_0 t + \varphi_1$, где a_0 , ω_0 , φ_1 - постоянные величины. **Фазовый сдвиг φ_1 обусловлен целями РЛС. За счёт пространственного запаздывания принятое колебание** выражается формулой $s_2 t - t_3 = k a_0 \cos \omega_0 t - t_3 + \varphi_1 + \varphi_2$, где φ_2 - фазовый сдвиг, связанный с отражением радиоволн от цели; k - коэффициент, учитывающий затухание радиоволн. Информация о дальности содержится в разности фаз колебаний s_1 и s_2

$$\Delta\varphi = \omega_0 t_3 - \varphi_2 = 4\pi R / \lambda_0 - \varphi_2. \quad (5.2)$$

Согласно выражению (5.2), реализация фазового метода сопряжена с ошибками, обусловленными случайностью фазы φ_2 . Кроме того, диапазон однозначного измерения дальности фазовым методом ограничен величиной $R_0 \leq \lambda_0 / 2$, поскольку фазовый измеритель определяет разность фаз в пределах от 0 до 2π . При указанном условии невозможно использовать ультракороткие волны, чтобы обеспечить большое значение R_0 . Для увеличения дальности однозначного измерения R_0 применяют многочастотные методы.

Структурная схема двухчастотного фазового измерителя дальности приведена на рисунке 5.5. Генераторы Г1 и Г2 формируют колебания с частотами ω_1 и ω_2 . Смеситель СМ1 выделяет колебания разностной частоты $\omega_p = \omega_1 - \omega_2$, аналогичные колебания выделяет и смеситель СМ2, на который поступают принятые сигналы с частотами ω_1 и ω_2 . Эти сигналы подвергаются предварительной фильтрации в фильтрах Ф1 и Ф2. Колебания, вырабатываемые смесителями, различаются фазой, зависящей от времени запаздывания t_3 .

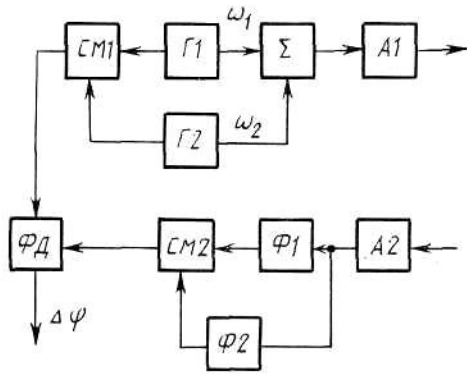


Рисунок 5.5.

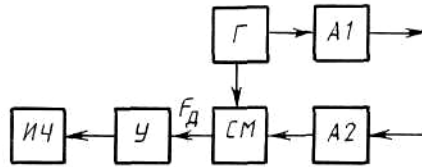


Рисунок 5.6.

Разность фаз этих колебаний выделяется фазовым детектором (ФД):

$$\Delta\varphi = \omega_1 - \omega_2 t_3 - \varphi_{21} - \varphi_{22} = \frac{4\pi}{\lambda_p} R - \varphi_{21} - \varphi_{22} , \quad (5.3)$$

где λ_p - длина волны колебаний разностной частоты; $\varphi_{21}, \varphi_{22}$ - фазовые сдвиги колебаний с частотами ω_1 и ω_2 при отражении от цели. Считая $\varphi_{21} - \varphi_{22} \cong 0$ из соотношения (5.3) получим

$$R = c\Delta\varphi / 2 \omega_1 - \omega_2 = \lambda_p \Delta\varphi / 4\pi .$$

Диапазон однозначного измерения дальности определяется длиной волны λ_p т.е. $R_0 \leq \lambda_p / 2$. Поскольку разностная частота может быть выбрана достаточно-малой, область однозначного измерения дальности существенно увеличивается.

Недостатки фазового метода связаны с необходимостью развязки излучающей и приемной антенн. Существенным недостатком является отсутствие разрешения целей по дальности.

Измерение радиальной скорости цели основывается на оценке доплеровского сдвига частоты колебания [см. выражение 4.4]. Простейший доплеровский измеритель строится по схеме, приведённой на рисунке 5.6. В смесителе (СМ) выделяются колебания разностной частоты, равной доплеровскому сдвигу F_d . Эти колебания усиливаются в усилителе (У) и подаются на измеритель частоты (ИЧ). Простота реализации доплеровского измерителя является его основным достоинством. Недостатки связаны, с влиянием кратковременной нестабильности и паразитной модуляции генератора (Г) на ошибки измерителя. При наличии нескольких целей в зоне действия измерителя возникают комбинационные доплеровские частоты, вызывающие помехи измерения. Действие этих помех устраняется в доплеровских измерителях, использующих импульсные радиосигналы. Импульсные доплеровские РЛС рассматриваются ниже.

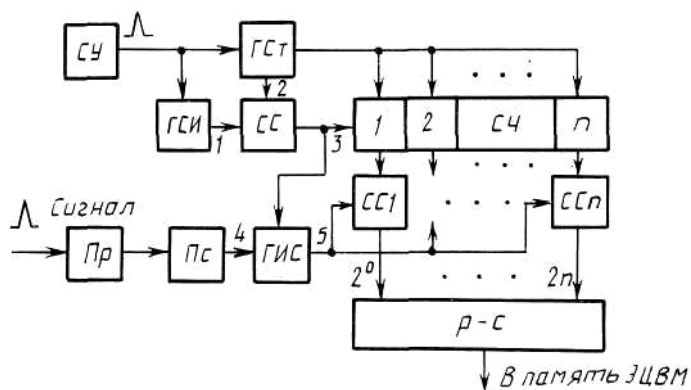


Рисунок 5.7 – Структурная схема цифрового измерителя дальности.

5.2. Цифровые измерители дальности в импульсных РЛС РНС

Цифровые измерители дальности строятся на основе преобразования временного интервала, пропорционального дальности, в код, используемый в ЭВМ. Как правило, этот код двоичный. Структурная схема цифрового измерителя представлена на рисунке 5.7. Преобразователь временного интервала в код включается после преселектора (Пс). Поступающие с выхода приемника (Пр) импульсы накапливаются в накопителе импульсных сигналов. После порогового устройства стандартные сигнальные импульсы подаются в преобразователь. Генератор эталонных (счетных) импульсов (ГСИ) вырабатывает последовательность импульсов с периодом, определяемым требуемой точностью и разрешающей способностью по дальности. Синхронизация ГСИ осуществляется импульсами синхронизирующего устройства (СУ), которые соответствуют по времени зондирующим (запросным) импульсам.

Диаграммы, приведенные на рисунке 5.8, поясняют работу цифрового устройства. Счетные импульсы через схему совпадения (СС) приходят на счетчик (Сч), осуществляющий счет импульсов до тех пор, пока от генератора строга (ГСт) не поступит положительный импульс строга на СС. Длительность строга определяется временем, необходимым для приема сигналов открытым приемником. Счет прекращается, и счетчик возвращается в исходное состояние, готовый к новому циклу счета. В каждый момент рабочего цикла состояние триггеров (разрядов) счетчика соответствует времени, прошедшему от момента излучения зондирующего сигнала. Считывание происходит в момент поступления сигнального импульса с выхода преселектора. Сигнальный импульс подается в генератор импульсов считывания (ГИС). Импульсы цели проходят на считывание лишь тогда, когда на входе схемы отсутствуют эталонные импульсы и закончены переходные процессы в триггерах Сч. Схемы совпадения $СС_i$ открываются импульсами считывания, и число, соответствующее дальности объекта, выдается в двоичном коде в распределитель-двигатель (РС) и затем - в память ЭВМ.

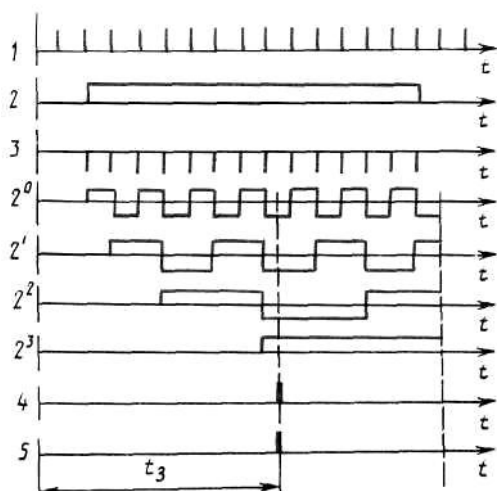


Рисунок 5.8.

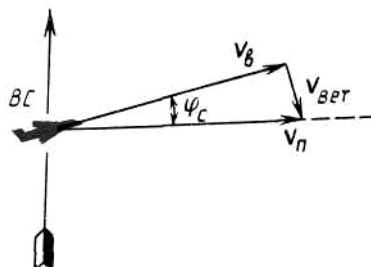
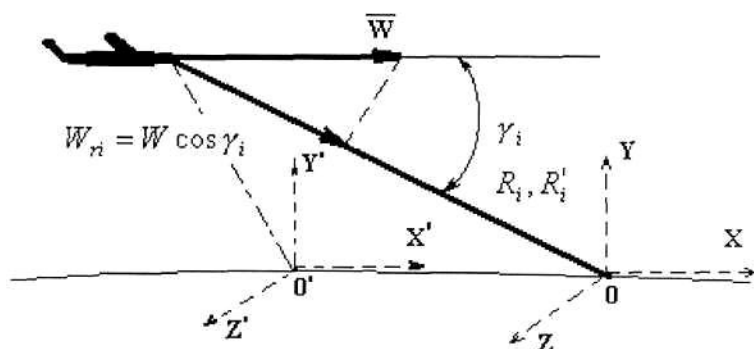


Рисунок 5.9.

Распределитель-сдвигатель обеспечивает подключение соответствующей ячейки памяти при измерении дальности до нескольких объектов. Диаграммы на рисунке 5.8 соответствуют устройству с четырехразрядным двоичным кодом, т.е. $n=4$, и времени запаздывания t_3 в двоичном коде, равном 1000, т.е. восьми счетным (эталонным) импульсам.

5.3. Эффект Доплера

Как известно, эффект Доплера заключается в изменении частоты принимаемых колебаний при относительном движении приемника и передатчика колебаний. Изменение частоты тем больше, чем больше скорость движения приемника относительно передатчика или наоборот передатчика относительно приемника. Такой же эффект имеет место, если передатчик и приемник неподвижны относительно друг друга и находятся на движущемся объекте, а колебания принимаются после отражения от неподвижного объекта. Пусть на летательном аппарате (ЛА) находится радиолокационная станция (РЛС) с непрерывным излучением радиоклебаний.



$O'X'Y'Z'$ - подвижная система координат, связанная с ЛА;

$OXYZ$ - неподвижная система координат.

Рисунок 5.10 – Участок R_i , проходимый колебаниями, принятыми от i -го отражателя.

Напряжение передатчика представим так:

$$u_{\Pi} = U_{\Pi} \sin \omega_0 t + \varphi_{0\Pi} \quad (5.4)$$

где ω_0 , $\varphi_{0\Pi}$, u_{Π} , U_{Π} - частота (круговая), начальная фаза, мгновенное значение и амплитуда напряжения передатчика.

Земная поверхность (суша, беспокойное море), как известно, отражает (рассеивает) высокочастотные радиокосебания. Выделим на отражающей поверхности точечный отражатель (рисунок 5.10) и назовём его i -м отражателем. Колебания, принятые РЛС от этого отражателя, запаздывают относительно излучаемых колебаний в первом приближении на время $t_i = 2R_i/c$, где R_i - текущее значение расстояние между РЛС и i -м отражателем.

Представим принятые колебания в следующем виде:

$$u_{\text{ompi}} = U_{\text{ompi}} \cdot \cos \left[\omega_0 \cdot \left(t - \frac{2 \cdot R_i}{c} \right) + \varphi_{0n} \right] \quad (5.5)$$

Мгновенная частота колебаний будет равна

$$\omega_{\text{ompi}} = \frac{\partial \varphi}{\partial t} = \omega_0 \left(1 - 2 \frac{\partial R_i}{c \partial t} \right) \quad (5.6)$$

где $\varphi = \omega_0 t + \varphi_{0\Pi}$ - полная фаза.

Откуда видно, что отражённые колебания отличаются по частоте от излучаемых колебаний на величину

$$\omega_{\partial i} = - \left(\frac{2 \cdot \omega_0}{c} \right) \cdot \left(\frac{dR_i}{dt} \right) \quad (5.7)$$

называемую доплеровским смещением частоты (доплеровской частотой). При приближении РЛС к i -му отражателю доплеровская частота увеличивается, при удалении уменьшается, при неизменном расстоянии между ними (РЛС неподвижна) $\omega_{\partial i} = 0$. Если скорость сближения (или удаления) изменяется во времени, то доплеровская частота $\omega_{\partial i}$ также является функцией времени.

В рассматриваемом случае величина $-\frac{\partial R_i}{\partial t}$ в выражении (5.7) является проекцией вектора полной скорости \vec{W} ЛА на направление РЛС - i -ый отражатель, т.е. радиальной скоростью W_{ri} ЛА относительно i -го отражателя

$$-\frac{\partial R_i}{\partial t} = W \cos \gamma_i \quad (5.8)$$

Учитывая это, представим выражение (5.7) так:

$$F_{\partial i} = \left(2 \frac{W}{\lambda} \right) \cos \gamma_i \quad (5.9)$$

Полагая в формуле (5.9) скорость W в км/ч и длину волны λ в см, получаем

$$F_{\partial i} = 55,6 \cdot \cos \left(\frac{\gamma_i}{\lambda} \right)$$

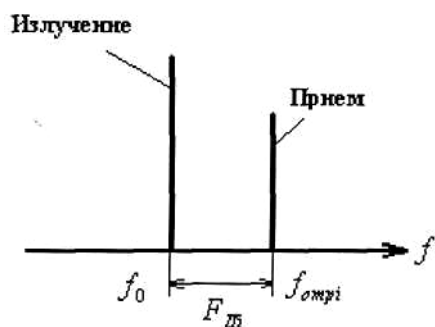


Рисунок 5.11 – Смещение частоты отражённых колебаний по оси частот.

Доплеровское смещение частоты отраженных колебаний по оси частот представлено на рисунке 5.11. Под знаком доплеровской частоты понимается знак этого смещения частоты.

Таким образом, при излучении непрерывных колебаний эффект Доплера для сигналов РЛС, отраженного от какого-либо точечного отражателя на земной поверхности, проявляется в изменении частоты этого сигнала n_0 отношению к частоте излучаемых колебаний на так называемую доплеровскую частоту, пропорциональную радиальной скорости РЛС относительно отражателя.

5.4. Доплеровский измеритель скорости и угла сноса воздушного судна

Доплеровский измеритель скорости и угла сноса (ДИСС) воздушного судна относится к автономным РНС. Работа ДИСС основана на использовании отражения радиоволн от подстилающей поверхности. Современные ДИСС представляют многолучевые доплеровские РЛС, позволяющие измерять составляющие вектора скорости воздушного судна. **Путевой скоростью** v_{Π} называют горизонтальную проекцию скорости ВС относительно земной поверхности. Путевая скорость связана с воздушной скоростью v_B , скоростью ветра $v_{ВЕТ}$ и углом сноса φ_C навигационным треугольником, показанным на рисунке 5.9. Штриховой линией на этом рисунке обозначена линия пути ВС. При наклонном облучении земной поверхности и горизонтальном полете ВС отраженный сигнал от различных точек поверхности будет иметь различный доплеровский сдвиг, зависящий от угла наклона луча. Основные геометрические соотношения поясняются рисунком 5.12. Лучу с углом β_1 соответствует доплеровский сдвиг $F_{д1} = 2v/\lambda_0 \cos \beta_1$, где λ_0 - длина волны излучаемого колебания; v - скорость перемещения ВС. Облучаемая площадка земной поверхности показана на рисунке 5.12, а. Элементарная полоска, заштрихованная на рисунке, соответствует точкам, отраженные сигналы от которых имеют одинаковый доплеровский сдвиг.

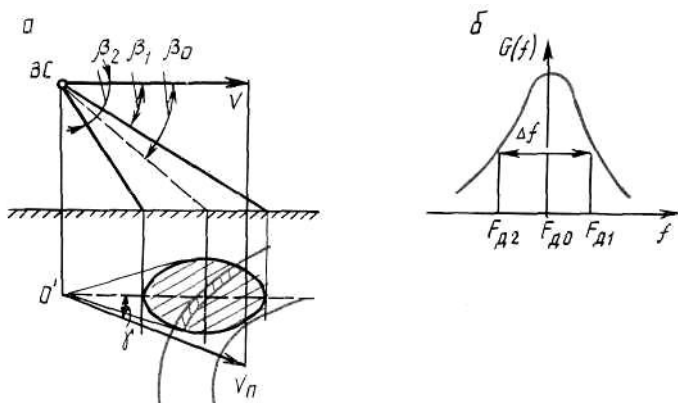


Рисунок 5.12.

Полоска имеет форму гиперболы. За счет того, что разные элементарные полоски имеют разный доплеровский сдвиг, спектр отраженного сигнала имеет ширину, определяемую углом β_0 - направлением максимального излучения и шириной диаграммы направленности θ на уровне половинной мощности.

Выражение для ширины спектра имеет вид $\Delta f = \frac{4v}{\lambda_0} \sin \beta_0 \sin \theta$.

Чтобы измерить путевую скорость, необходимо определить частоту доплеровского сдвига F_{D0} в соответствии с выражением $F_{D0} = \frac{2v}{\lambda_0} \cos \beta_0 \cos \gamma$ где γ - угол между направлением вектора v и направлением диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости. Максимальное значение F_{D0m} достигается при $\gamma = 0$. **Угол сноса равен** углу, образованному осью ВС и осью антенны в момент ее совмещения с направлением вектора путевой скорости.

В четырёхлучевой доплеровской РЛС (см. рисунок 5.13) при горизонтальном полете ВС доплеровский сдвиг частоты сигнала, принимаемого антенной А1, равен $F_{a1} = \frac{2v}{\lambda_0} \cos \beta \cos \gamma_1$, а для сигнала, принимаемого антенной А3,

$$F_{a3} = -\frac{2v}{\lambda_0} \cos \beta \cos \gamma_3.$$

Сигнал разностной частоты, выделяемой на выходе приемника, при $\gamma_1 = \gamma_3$ пропорционален величине $F_{13} = F_{a1} - F_{a3} = 2F_{a1}$. Аналогично для антенн А2 и А4 с учетом $\gamma_2 = \gamma_4$: $F_{24} = F_{a2} - F_{a4} = 2F_{a2}$. Равенство разностных частот F_{a1} и F_{a2} обеспечивается при совмещении оси антенной системы с вектором путевой скорости, т.е. $\gamma_1 = \gamma_2$. Угол сноса определяется непосредственно по положению оси антенной системы относительно оси ВС.

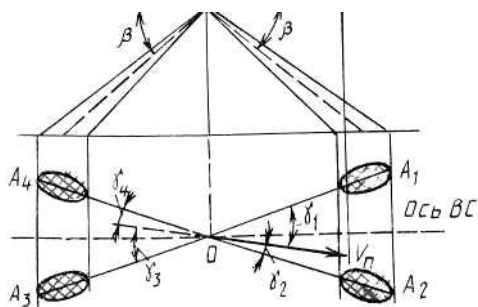


Рисунок 5.13.

На практике используются ДИСС с непрерывными и импульсными сигналами. В системах с непрерывными сигналами без модуляции удается сосредоточить спектр отраженного сигнала в одной полосе частот и обеспечить наиболее полное использование энергии сигнала. Извлечение информации в таких системах осуществляется с помощью устройств ФАПЧ или ЧАП. На системы с непрерывными сигналами существенное влияние оказывают помехи, возникающие за счет отражений от вибрирующих частей ВС, вибраций антенно-фидерного тракта. Помехи приводят к модуляции сигнала и в конечном итоге к ошибкам в определении средней частоты доплеровского спектра.

В системах с импульсной модуляцией применяют стробирование приемника. За счет запирания приемника на время излучения импульса снижается уровень помех, вызванных мешающими отражениями и вибрациями. Антенные переключатели позволяют использовать одну антенну для передачи и приема сигналов.

В ДИСС используются также когерентно-импульсные РЛС с внутренней и внешней когерентностью. Принцип работы таких РЛС подробно рассмотрен в главе 7.

6. ИЗМЕРИТЕЛИ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ В РЛС И РНС [1, 4, 6, 7]

6.1. Методы измерения угловых координат

Существуют три основных метода реализации устройств измерения направления прихода радиоволн (устройств пеленгации): фазовый, амплитудный и амплитудно-фазовый.

Фазовые (разностно-временные) пеленгаторы строятся по принципу извлечения информации об угле прихода из фазы колебаний, которые излучаются или переизлучаются целью. **Амплитудные** пеленгаторы извлекают информацию об угле прихода из огибающей принимаемого сигнала, которая зависит от диаграммы направленности антенны. **Амплитудно-фазовые** пеленгаторы используют информацию об угле прихода радиоволн, которая заключена и в фазе, и в амплитуде приходящего колебания.

В измерителях угловых координат применяются сигналы с различными видами модуляции. Обычно полоса спектра радиосигнала значительно мень-

ше средней частоты спектра, поэтому форма сигнала практически не оказывает влияния на потенциальные характеристики пеленгации.

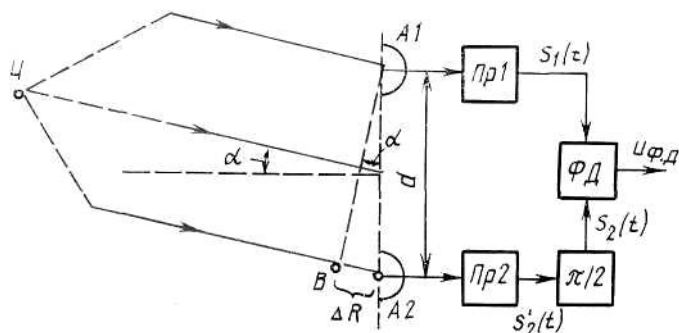


Рисунок 6.1.

Процессу измерения угловых координат, как правило, предшествует этап обнаружения сигнала, предполагающий **обзор пространства**. Диаграмма направленности перемещается в пространстве (сканирует) по определенному закону, обеспечивающему просмотр заданной зоны с наименьшими затратами времени и обнаружение сигнала с требуемым качеством. Сканирование осуществляется механическим или электронным способом. При механическом способе разворачивается антенна или облучатель, при электронном изменяется электрический сдвиг фаз между отдельными элементами антенной решетки. В системах, использующих ненаправленные антенны, необходимость обзора отпадает.

Рассмотрим методы пеленгации, использующие ненаправленные антенны. Эти методы основаны на разнесенном приеме. Предположим, что измеряется угол прихода радиоволн в горизонтальной плоскости. **Фазовый метод** определения угла требует применения двух разнесенных антенн A1 и A2. Расстояние между фокусами антенн равно d и называется **базой** антенной системы. Пусть расстояние до цели $R \gg d$, тогда можно считать пути прихода радиоволн в окрестности антенны параллельными. На рисунке 6.1 показан путь распространения радиоволн относительно двух разнесенных антенн. Угол прихода между направлением волны и нормалью к базе обозначен через α . Таким образом, фронт волны образует с базой также угол α . Из треугольника A1A2B следует, что разность хода радиоволн $\Delta R = c\tau_3 = d \sin \alpha$. Отсюда

$$\alpha = \arcsin c\tau_3/d, \quad (6.1)$$

т.е. для определения угла α необходимо оценивать временное запаздывание τ_3 . Измерение τ_3 осуществляется известными способами. Упрощенная схема пеленгатора приведена на рисунке 6.1. Сигналы, воспринимаемые антеннами A1 и A2, после усиления в приемных трактах Пр1 и Пр2 подаются на фазовый дискриминатор (ФД). На выходе его формируется напряжение $u_{\text{Ф,д}}$, зависящее от угла α . Пусть колебание на выходе Пр1 имеет вид $s_1(t) = a_0 \cos \omega_0 t + \varphi_0$,

тогда на выходе Пр1 без учета искажений, вносимых трактом, $s_2 t = a_0 \cos \omega_0 t - \tau_3 + \varphi_0$, где τ_3 определяется из соотношения (6.1).

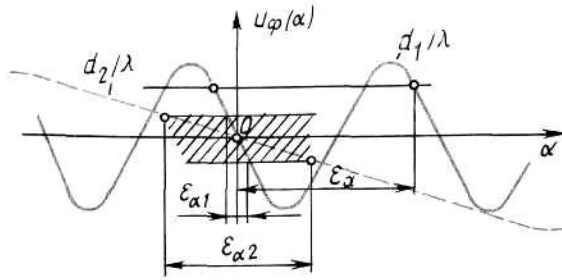


Рисунок 6.2.

Фазовращатель $\pi/2$, включенный в один из каналов, обеспечивает требуемую пеленгационную характеристику, т.е. нулевое напряжение на выходе при $\alpha = 0$. Имея в виду, что ФД выполняет операции перемножения и выделения низкочастотной составляющей результата, получим следующую зависимость напряжения $u_{\phi,Д}$ от угла α :

$$u_{\phi,Д} = k \sin \omega_0 \tau_3 = k \sin \left(\frac{2\pi d}{\lambda_0} \sin \alpha \right), \quad (6.2)$$

где $\lambda_0 = f_0/c$ - длина волны колебаний; k - коэффициент, определяемый амплитудой a_0 и коэффициентом передачи ФД. Отношение d/λ_0 называют **относительной базой** антенной системы. Крутизна пеленгационной характеристики зависит от относительной базы:

$$S_{п.х} = \left. \frac{du_{\phi,Д}}{d\alpha} \right|_{\alpha=0} = k \frac{2\pi d}{\lambda_0}.$$

В окрестности $\alpha = 0$ пеленгационная характеристика (ПХ) практически линейна. В диапазоне больших значений угла α ПХ периодична, что приводит к неоднозначности измерения угловой координаты α , или к аномальным ошибкам измерения. На рисунке 6.2 приведена ПХ системы с относительной базой d_1/λ_0 (ϵ_a - аномальная ошибка). При отсутствии аномальных ошибок и относительно слабых флуктуационных помехах ошибки $\epsilon_{\alpha 1}$ укладываются в пределах линейного участка ПХ. Чтобы устранить неоднозначность (аномальные ошибки), наряду с системой, имеющей относительную базу d_1/λ_0 , организуют систему с малой относительной базой d_2/λ_0 , которая обеспечивает грубую, но однозначную оценку угла α . ПХ грубой системы показана на рисунке 6.2 штриховой линией. Флуктуационные ошибки $\epsilon_{\lambda 2}$, обусловленные помехами, при меньшей крутизне ПХ оказываются больше, чем в системе с большой крутизной ПХ. Применение многобазовых фазовых пеленгационных систем позволяет обеспечить точное и однозначное измерение угловых координат.

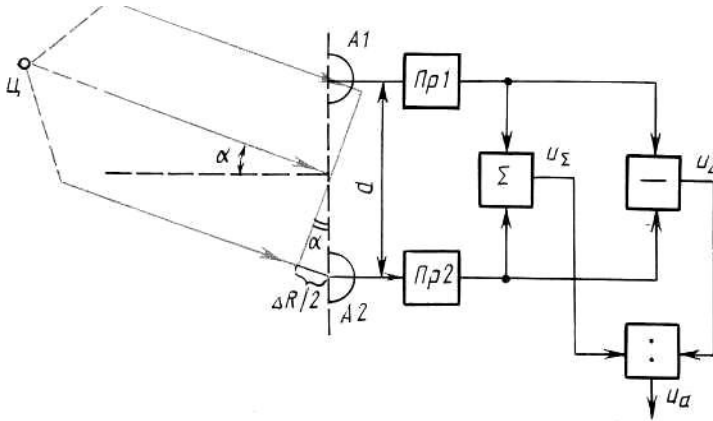


Рисунок 6.3.

Амплитудный метод измерения угла прихода радиоволн в системе с разнесенным приемом основан на сравнении амплитуд сигналов в каналах антенн $A1$ и $A2$. Различают суммарную, разностную и суммарно-разностную системы. В **суммарной** системе формируется сумма комплексных огибающих на выходе приемников $Пр1$ и $Пр2$:

$$u_{\Sigma} = u_1 \exp j\Delta\varphi/2 + u_1 \exp -j\Delta\varphi/2, \quad (6.3)$$

где в соответствии с рисунком 6.3 $\Delta\varphi = 2\pi d/\lambda_0 \sin \alpha$ - разность фаз колебаний, обусловленная разностью хода лучей ΔR , приходящих в каналы $A1$ и $A2$. Преобразуя выражение (6.3), получаем

$$u_{\Sigma} = k_{\Sigma} \cos\left(\frac{\pi d}{\lambda_0} \sin \alpha\right),$$

где k_{Σ} - коэффициент, зависящий от амплитуды сигнала. При $\alpha \rightarrow 0$ производная $du_{\Sigma}/d\alpha$ стремится к нулю, т.е. пеленгационная чувствительность суммарной системы к отклонению угла α весьма низка. Помимо этого, имеет место неоднозначность отсчета угла, поскольку функция $\cos \cdot$ чётная. Эти недостатки суммарной системы устраняются в разностной амплитудной системе. В **разностной** системе формируется разность комплексных огибающих:

$$u_{\Delta} = k_{\Delta} \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda_0} \sin \alpha\right),$$

где k_{Δ} - коэффициент, зависящий от амплитуды сигнала. Крутизна пеленгационной характеристики разностной системы пропорциональна относительной базе $S_{\Delta} = k_{\Delta} \pi d/\lambda_0$.

Зависимость напряжений u_{Σ} и u_{Δ} от амплитуды приходящего сигнала является недостатком указанных систем, чувствительных к амплитудным флуктуациям сигнала. Этот недостаток устраняется в **суммарно-разностной** системе, структурная схема которой приведена на рисунке 6.3.

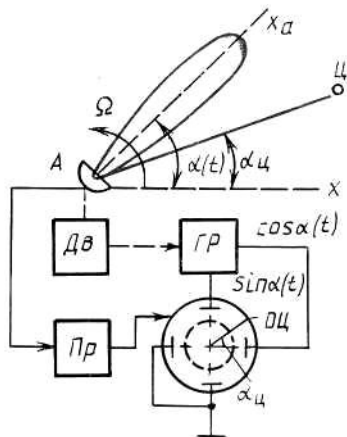


Рисунок 6.4.

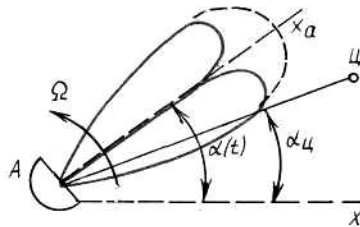


Рисунок 6.5.

Здесь формируется отношение напряжений, которое не зависит от амплитуды сигнала u_1 и при $k_\Sigma = k_\Delta$ определяется выражением

$$u_a = \frac{u_\Delta}{u_\Sigma} = \operatorname{tg} \left(\frac{\pi d}{\lambda_0} \sin \lambda \right).$$

Перейдем к рассмотрению методов пеленгования, основанных на использовании направленных свойств антенн. Эти методы также можно разделить на амплитудные, фазовые и амплитудно-фазовые. В зависимости от способа использования направленных свойств антенн различают следующие амплитудные методы: максимума, минимума, равно сигнального направления. При методе **максимума** (рисунок 6.4) отсчет угловых координат производится в момент достижения максимума амплитудой принимаемого сигнала. В этот момент максимум диаграммы направленности совпадает с направлением на цель. Данный метод применяется в обзорных РЛС. На экране индикатора с круговой разверткой по яркостной отметке цели (ОЦ) определяют направление на цель. Развертка осуществляется напряжением, вырабатываемым генератором развертки (ГР), который синхронно связан с двигателем (ДВ) вращения антенны. Возможность одновременного наблюдения всех разрешаемых по углу целей является достоинством метода максимума. Вместе с тем точность отсчета угловых координат невысока из-за малого изменения яркости отметки вблизи ее максимума.

При методе **минимума** форма диаграммы направленности антенны имеет глубокий минимум, как показано на рисунке 6.5, а визуальная индикация осуществляется по той же схеме, что и на рисунке 6.4. На экране в этом случае в середине отметки цели появляется темная точка, по которой производится отсчет угла. Точность при этом выше, чем при методе максимума, однако в условиях действия помех малый уровень сигнала в области $\alpha = \alpha_u$ приводит к потере точности.

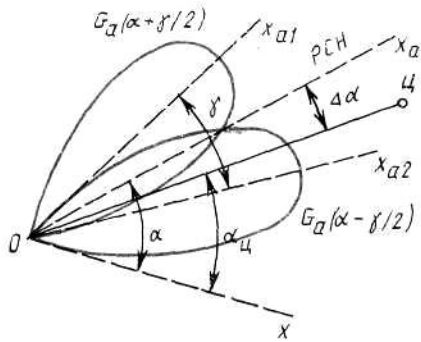


Рисунок 6.6.

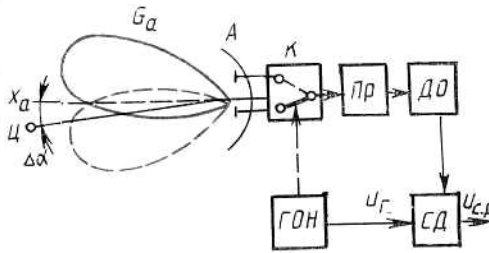


Рисунок 6.7.

Метод **равносигнального направления** основан на сравнении уровней сигналов, принимаемых на две (для плоского случая) антенны с перекрывающимися диаграммами направленности, как показано на рисунке 6.6. Прямая x_a , проходящая через фокус O и точку пересечения диаграмм, образует **равносигнальное направление** (РСН). Оси диаграмм направленности x_{a1} и x_{a2} расположены под углом γ , величина которого выбирается из условия обеспечения максимальной крутизны пеленгационной характеристики.

Для создания РСН применяют различные способы: сканирования (перемещения) диаграммы направленности антенны в пространстве или переключения диаграмм, смещенных относительно друг друга; одновременного формирования смещенных диаграмм с помощью многоканальных систем (двух - для плоского случая, трех-четырёх - для пространственного). Рисунок 6.6 иллюстрирует двухканальный метод.

Способ **сканирования** реализуется на основе электронного или механического перемещения диаграммы направленности. Электронное перемещение предполагает применение фазированной антенной решетки, содержащей в каждом элементе управляемый фазовращатель. Управление осуществляется соответствующими сигналами. Механическое сканирование требует перемещения в пространстве или в плоскости отражателя антенны или ее облучателя. Возможен вариант с несколькими антеннами, диаграммы которых образуют РСН. С помощью коммутирующего устройства антенны подключаются попеременно к приемнику, как это показано на рисунке 6.7. Два облучателя антенны (A) смещены относительно фокуса рефлектора, что характерно для построения систем сантиметрового диапазона волн. Коммутатор (K) периодически подключает вход приемника ($Пр$) к облучателям. Если цель отклонена от РСН на угол $\Delta\alpha \neq 0$, коммутация приводит к модуляции принимаемого сигнала. Диаграммы напряжений на выходе приемника импульсной РЛС u_1 , и генератора опорного напряжения (ГОН) u_r приведены на рисунке 6.8, a . Огибающая импульсной последовательности выделяется детектором огибающей (ДО) и подается на синхронный детектор (СД). Опорным сигналом СД является напряжение, вырабатываемое ГОН. В результате на выходе СД образуется напряжение $u_{с.д.}$, зависящее от угла отклонения $\Delta\alpha$. Эта зависимость пока-

зана на рисунке 6.8, б. Она определяется изменением глубины модуляции импульсной последовательности.

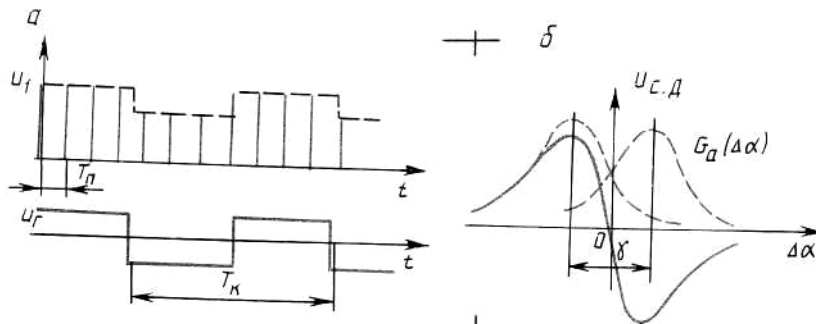


Рисунок 6.8.

Знак напряжения $u_{с.д}$ при положительных и отрицательных значениях угла $\Delta\alpha$ различен, что объясняется изменением фазы огибающей на 180° при смене знака отклонения угла. Можно показать, что наибольшая крутизна пеленгационной характеристики обеспечивается при условии $\gamma \cong \theta$, где θ - ширина диаграммы направленности.

При **многоканальной реализации** амплитудных пеленгаторов для формирования пеленгационной характеристики вырабатывают разностное напряжение путем вычитания выходных сигналов приемников. Принцип формирования ПХ остается таким же, как и в случае, показанном на рисунке 6.8, б. Чтобы исключить влияние амплитуды сигнала на точность пеленгации, применяют различные методы нормировки сигнала: организуют формирование суммарного напряжения каналов, по которому осуществляется регулировка усиления каналов; используют логарифмические амплитудные характеристики усилителей каналов.

Фазовый метод пеленгации в системах с направленными антеннами реализуется на основе разнесенного приема, который был выше описан (см. рисунок 6.1).

6.2. Многоканальные (моноимпульсные) системы

В импульсных многоканальных РЛС каждый отраженный импульс несет информацию о положении цели по угловым координатам и по дальности. Выделение информации об угловом положении цели осуществляется путем сравнения амплитуд и фаз отраженных сигналов, принимаемых несколькими антеннами одновременно. По этой причине РЛС и измерители подобного типа называют **моноимпульсными**. В зависимости от способа обработки сигналов моноимпульсные измерители угловых координат разделяют на амплитудные и фазовые.

Амплитудная разностная система основана на формировании РСН с помощью перекрывающихся диаграмм направленности. Для случая пеленгации в одной плоскости достаточно двух каналов приема. Диаграммы направ-

ленности каналов смещены относительно друг друга, как показано на рисунке 6.6. В сантиметровом диапазоне волн смещение обеспечивается за счет расфокусировки облучателей антенны. Структурная схема следящего пеленгатора амплитудно-разностного типа приведена на рисунке 6.9.

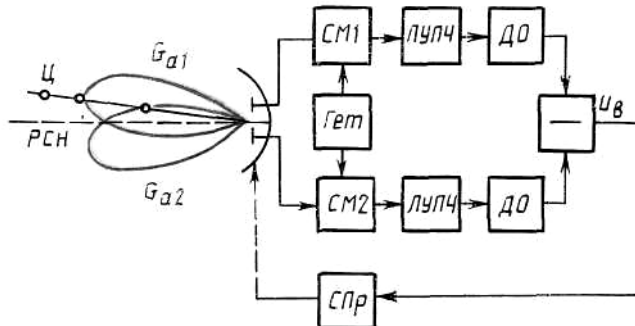


Рисунок 6.9.

Включенные после смесителей логарифмические усилители промежуточной частоты (ЛУПЧ), детекторы огибающей и вычитающее устройство обеспечивают формирование напряжения u_B , которое является функцией угла рассогласования $\Delta\alpha$:

$$u_B = k_B (\log U_0 G_A \Delta\alpha + \gamma/2 - \log(U_0 G_A (\Delta\alpha - \gamma/2))) = k_B \log \frac{G_A \Delta\alpha + \gamma/2}{G_A \Delta\alpha - \gamma/2}, \quad (6.4)$$

где k_B - коэффициент передачи вычитающего устройства; $G_A \Delta\alpha$ - функция направленности антенны. Выражение (6.4) представляет ПХ системы. При $\Delta\alpha = 0$ ПХ обращается в нуль за счет того, что $G_A \gamma/2 = G_A - \gamma/2$. Как видно из выражения (6.4), крутизна ПХ не зависит от уровня принимаемого сигнала U_0 , если каналы идентичны. Управление положением равносигнального направления в пространстве осуществляется следящим силовым приводом (СПР), который обеспечивает требуемый поворот антенной системы. Чтобы следить за угловыми координатами цели в двух плоскостях, необходимо дополнить систему двумя или одним каналом.

При несоблюдении идентичности каналов обработки неравенство коэффициентов передачи приводит к смещению нуля ПХ (см. выражение (6.4)), что влечет появление ошибок слежения. Указанный недостаток устраняется в **амплитудной суммарно-разностной системе**, структурная схема которой приведена на рисунке 6.10. В этой системе исключается влияние амплитуды и фазы сигнала на стабильность равносигнального направления и ПХ. Чтобы устранить влияние неравенства и нестабильности коэффициентов усиления каналов, сравнение амплитуд и формирование суммы и разности сигналов производятся непосредственно в антенно-фидерном тракте. Формирование суммы и разности сигналов осуществляется с помощью мостовых схем. Применительно к СВЧ диапазону кольцевой волноводный мост условно показан на рисунке 6.10.

Облучатели, смещенные относительно фокуса отражателя антенны, обеспечивают формирование РСН. Точки a_1 и a_2 волноводного моста, расположенные на расстоянии $\lambda_0/2$ друг от друга, подсоединены к облучателям. Точка c , расположенная посередине между точками a_1 и a_2 , является отводом суммарного сигнала, снимаемого с облучателей. В эту же точку через антенный переключатель подводится излучаемый сигнал от передатчика, не показанного на рисунке.

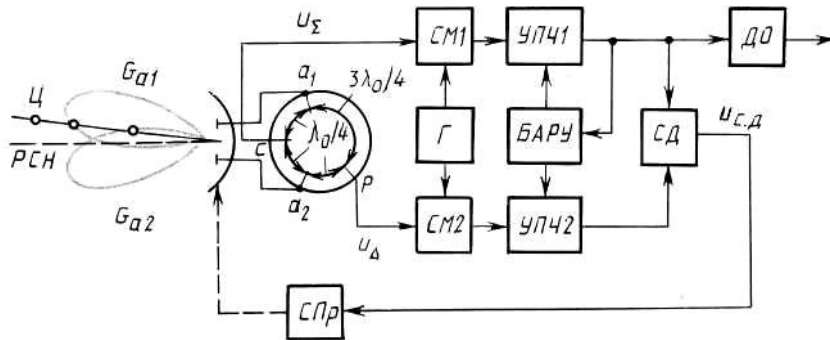


Рисунок 6.10.

Напряжение u_Σ суммарного сигнала подается в первый канал, на смеситель СМ1. Зависимость суммарного напряжения от величины угла рассогласования $\Delta\alpha$ определяется суммарной диаграммой направленности G_Σ , показанной на рисунке 6.11. Точка p кольцевого моста отстоит от точки a_1 на $\lambda_0/2$ дальше, чем от точки a_2 , и сигналы от точек a_1 и a_2 приходят в p со сдвигом на 180° . Образующееся разностное напряжение u_Δ подается во второй канал, на смеситель СМ2. Это напряжение зависит от угла $\Delta\alpha$ в соответствии с разностной диаграммой направленности G_Δ (рисунок 6.11). После усиления суммарное и разностное колебания промежуточной частоты подаются на синхронный детектор (СД). Его опорным сигналом является сигнал суммарного канала. Этот же сигнал после детектирования в ДО может использоваться для индикации цели. Быстродействующая автоматическая регулировка усиления (БАРУ), работающая по суммарному сигналу, обеспечивает исключение влияния амплитуды сигнала на крутизну ПХ. Таким образом, напряжение, вырабатываемое синхронным детектором, определяется отношением разностной и суммарной ДН:

$$u_{\text{с.д.}} \cong \frac{u_\Delta}{u_\Sigma} \cong \frac{G_A \Delta\alpha + \gamma/2 - G_A \Delta\alpha - \gamma/2}{G_A \Delta\alpha + \gamma/2 + G_A \Delta\alpha - \gamma/2}.$$

Неидентичность амплитудных характеристик каналов не влияет на положение РСН; ошибки, обусловленные флуктуациями амплитуды сигнала, в данной системе исключаются. Фазовые нестабильности также не влияют на точность пеленгации, поскольку в системе используется сравнение амплитуд сигналов.

Принцип действия фазоразностной и фазовой суммарно-разностной систем основан на разнесенном приеме сигналов. Принцип разнесенного приема рассматривался выше (рисунок 6.1). В **фазоразностной системе** для управления положением антенн используется напряжение, снимаемое с выхода фазового дискриминатора (ФД). Входными для ФД являются сигналы каналов антенн $A1$ и $A2$. В некоторых системах автосопровождения напряжение $u_{\text{Ф.Д}}$ служит для сдвига по фазе колебания гетеродина (Γ) с помощью управляемого фазовращателя (УФВ) (рисунок 6.12).

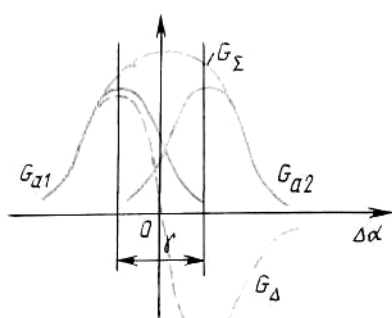


Рисунок 6.11.

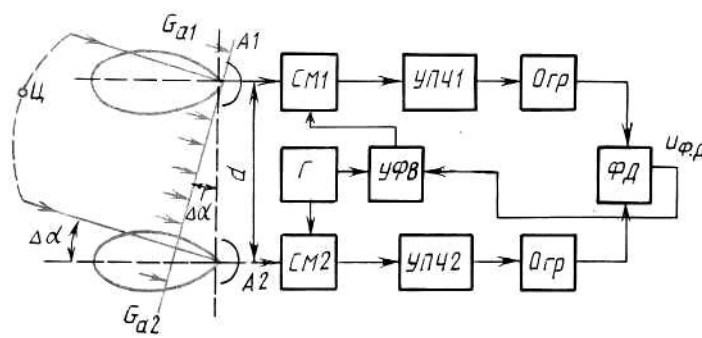


Рисунок 6.12.

Этот же фазовращатель обеспечивает постоянный сдвиг фаз $\pi/2$ между сигналами каждого канала для формирования нечетной пеленгационной характеристики. Напряжение, вырабатываемое на выходе фазового дискриминатора, по аналогии с формулой (6.2) определяется выражением

$$u_{\text{Ф.Д}} = k_{\Pi} G_{a1} \Delta\alpha G_{a2} \Delta\alpha \sin\left(\frac{2\pi d}{\lambda_0} \sin \Delta\alpha\right),$$

где G_{a1} и G_{a2} - диаграммы направленности первой и второй антенн; k_{Π} - коэффициент, учитывающий усиление каналов и характеристику передачи ФД. Если в системе с ненаправленными антеннами ПХ имела периодический характер, приводящий к Неоднозначности отсчета угла, в рассматриваемой системе за счет направленных свойств антенн многозначность ПХ практически исключается. На рисунке 6.13 показано формирование ПХ в фазовой системе с направленными антеннами. Ограничители (Огр), включенные в каналы УПЧ, приводят к нормировке ПХ. Крутизна ПХ определяется относительной базой:

$$S_{\Pi.X} = k_{\Pi} \cdot 2\pi d / \lambda_0.$$

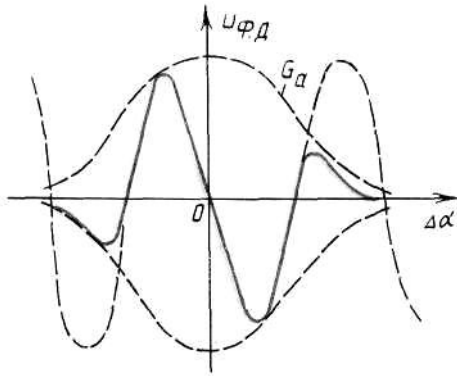


Рисунок 6.13.

При большой относительной базе ($d/\lambda_0 \gg 1$) число ложных нулевых направлений в пределах ширины диаграммы направленности возрастает, в результате возникают anomальные ошибки пеленгации. Для их устранения прибегают к многобазовым системам, имеющим ПХ с малой и большой крутизной.

Фазовая суммарно-разностная система строится по схеме, приведенной на рисунке 6.14. Принцип ее работы во многом схож с принципом действия амплитудной суммарно-разностной системы. Отличие заключается в том, что информация об угловом положении цели извлекается из фазы сигналов. В разностный канал включается фазовращатель на $\pi/2$. При одинаковых характеристиках направленности антенн ($G_{a1} = G_{a2} = G_A$) напряжения на входах суммарного и разностного каналов имеют следующий вид:

$$u_{\Sigma} = kG_a \Delta\alpha \cos \omega_0 t + \cos \omega_0 t - \Delta\varphi ;$$

$$u_{\Delta} = kG_a \Delta\alpha \cos \omega_0 t - \cos \omega_0 t - \Delta\varphi ,$$

где сдвиг фаз $\Delta\varphi$ определяется углом рассогласования $\Delta\alpha$: $\Delta\varphi = 2\pi d/\lambda_0 \times \sin \Delta\alpha$; k - коэффициент передачи суммарно-разностного устройства. После преобразования сигналов на выходе ФД вырабатывается напряжение

$$u_{\Phi.Д} = k_{\Pi} G_a^2 \Delta\alpha \cos \varphi_2 - \varphi_1 \sin \left(\frac{2\pi d}{\lambda_0} \sin \Delta\alpha \right) \quad (6.5)$$

где φ_1, φ_2 - сдвиги фаз в каналах. Для идентичных каналов $\varphi_1 = \varphi_2$. Коэффициент k_{Π} определяется усилением каналов и характеристикой передачи ФД. Из выражения (6.5) видно, что в системе имеет место неоднозначность ПХ, которая может быть устранена описанными выше способами. Напряжение $u_{\Phi.Д}$ в приведённой на рисунке 6.14 схеме, управляет через силовой привод (СПр) положением антенной системы, обеспечивая сведения угла $\Delta\alpha$ к нулю. Возможен вариант реализации системы с электронным управлением (управляемым фазовращателем), как показано на рисунке 6.12.

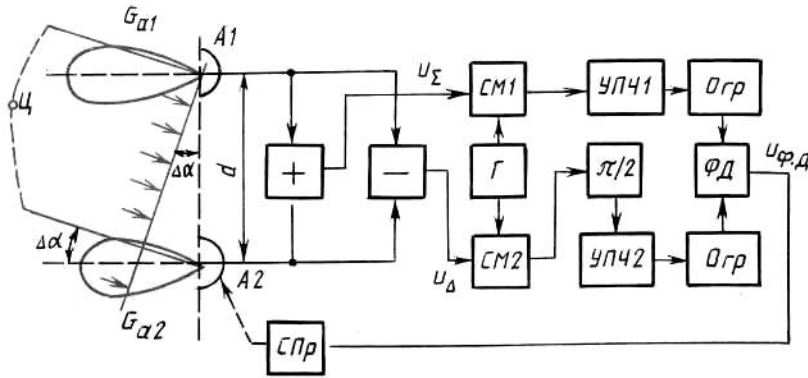


Рисунок 6.14.

6.3. Фазированные антенные решётки в угломерных системах

Фазированные антенные решетки (ФАР) состоят из большого числа элементов (вибраторов, щелевых излучателей, волноводных рупоров). На практике используются однокоординатные (линейные) и двухкоординатные (плоские) ФАР. Разрабатываются пространственные антенные решетки. Двухкоординатные и трехкоординатные ФАР позволяют формировать остронаправленные диаграммы. Возбуждение элементов ФАР осуществляется сигналами с отдельно управляемыми амплитудой и фазой.

Рассмотрим линейную решетку, работающую на излучение. Возможны различные способы электронного качания ДН путем изменения фазы колебаний в каждом элементе ФАР. При частотном качании луча применяют пере-страиваемые передатчик и приемник, а в качестве излучающих элементов - щели в волнообразно изогнутом волноводе (рисунок 6.15). Фаза колебаний в каждом элементе по отношению к другому определяется соотношением

$$\varphi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda_0} \sin \alpha, \quad (6.6)$$

где Δl - расстояние между элементами (излучающими щелями); α - угол отклонения от перпендикуляра к базе антенны; λ_0 - длина волны.

Фаза колебаний в каждом последующем элементе по отношению к фазе в предыдущем элементе $\varphi = 2\pi L/\lambda_L = 2\pi L f_0/c_L$, где L - длина участка линии передачи между излучающими элементами; λ_L , c_L - длина волны и скорость распространения колебаний в линии с нагрузкой H . На рисунке 6.15 АП - антенный переключатель, Пер - передатчик, Пр - приемник. При изменении частоты на величину Δf фаза φ получает приращение $\Delta\varphi$, т.е.

$$\varphi + \Delta\varphi = 2\pi \frac{L}{c_L} f_0 + \Delta f = 2\pi \frac{L}{\lambda_L} \left(1 + \Delta f/f_0\right). \quad (6.7)$$

Из формулы (6.6) видно, что разность фаз φ создает отклонение луча на угол α . Поэтому, сопоставляя правую часть этой формулы с соотношением (6.7),

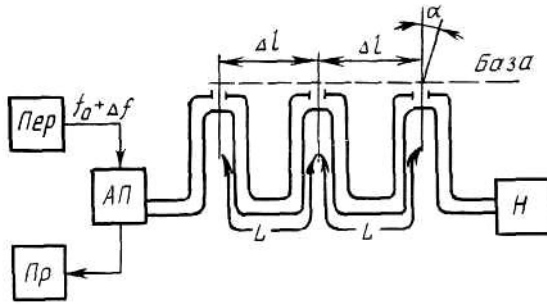


Рисунок 6.15.

можно записать следующее равенство: $2\pi\Delta l/\lambda_0 \sin \alpha = 2\pi L/\lambda_{\text{Л}} \Delta f/f_0$, откуда

$$\alpha = \arcsin \left(\frac{L}{\Delta l} \frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{Л}}} \frac{\Delta f}{f_0} \right). \quad (6.8)$$

Чем больше отношение $L/\Delta l$, тем больше чувствительность системы к изменению частоты.

Система использующая для качания луча фазовращателя, обеспечивает реализацию соотношения

$$\alpha = \arcsin \Delta\varphi\lambda_0 / 2\pi\Delta l,$$

где $\Delta\varphi$ - сдвиг фаз колебаний в соседних элементах ФАР. Обычно применяют ферритовые и полупроводниковые фазовращатели. Схема РЛС с ферритовыми фазовращателями (ФФВ) в цепях ФАР приведена на рисунке 6.16 (ИСУ - индикаторное и синхронизирующее устройство; СВУ - счетно-вычислительное устройство; СУМП - схема управления магнитным полем фазовращателей). Необходимо, чтобы фазовращатели удовлетворяли следующим требованиям: изменение фазы обеспечивается в пределах от 0 до 360°, вносимые потери, зависимость параметров от частоты, температуры и мощности излучения, инерционность управления должны быть минимальными.

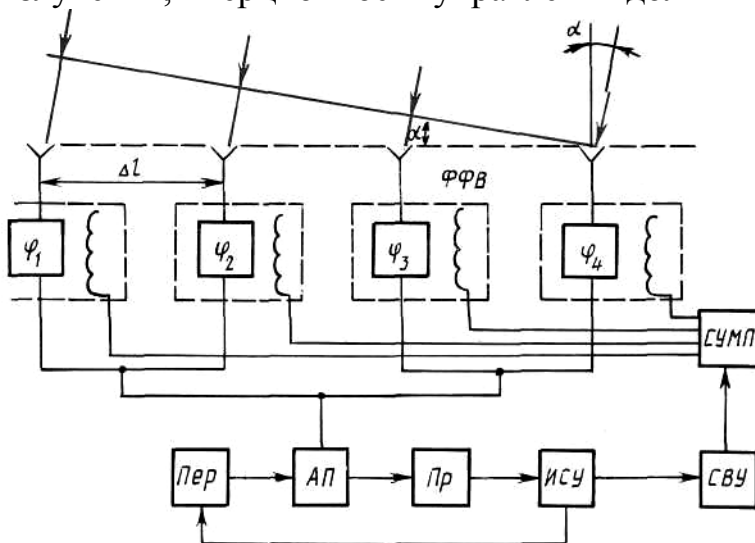


Рисунок 6.16

Применение ФАР в многоканальных РЛС позволяет одновременно определять угловые координаты многих целей и осуществлять их непрерывное сопровождение. Многоканальная РЛС, в которой применяется равносигнальный амплитудно-разностный метод сопровождения целей, строится по схеме, частично представленной на рисунке 6.17. К линейной решетке подключены усилители (У) и фазовращатели (ФВ) для формирования лучей. На рисунке показаны группы фазовращателей для формирования n -го и $n+1$ -го лучей. При падении плоской волны под углом α к решетке сигналы на выходе i -го усилителя можно представить в виде $u_i = U_0 \cos \omega_0 t + i\Delta\varphi + \varphi_0$, где φ_0 — начальная фаза; $\Delta\varphi$ — приращение фазы сигналов между соседними элементами: $\Delta = 2\pi\Delta l / \lambda_0 \sin \alpha$; U_0 — амплитуда сигнала.

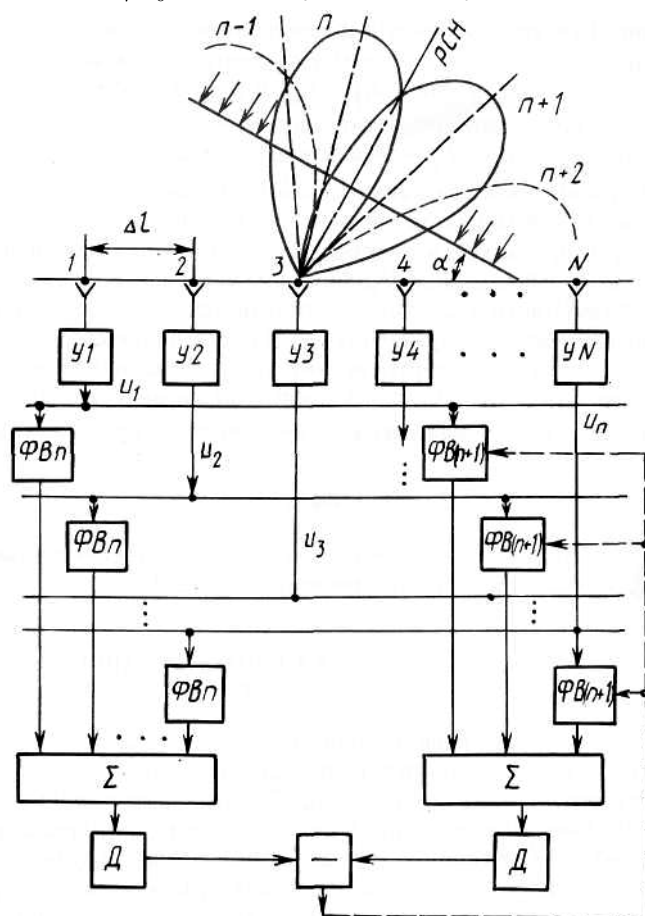


Рисунок 6.17

Сигналы после фазовращателей поступают на суммирующие устройства, в результате формируется n -й и $n+1$ -й лепестки диаграммы направленности. Продетектированные в квадратных детекторах (Д) сигналы n -го и $n+1$ -го лепестков сравниваются в разностном устройстве. Значение напряжения на выходе разностного устройства определяется величиной отклонения $\Delta\alpha$ цели от равносигнального направления (РСН). Это напряжение управляет фазовращателями (на рисунке 6.17 обратная связь показана штриховой линией).

Точность оценки угловых координат характеризуется дисперсией σ_λ^2 зависящей от отношения сигнал/шум q , числа N каналов, а также от параметров ФАР:

$$\sigma_\lambda^2 = 12 \frac{2\pi\Delta N}{\lambda_0^2 Nq^2}^{-1} \quad (6.9)$$

Точность возрастает с увеличением линейных размеров ФАР, определяемых величиной раскрыва $L = \Delta/N$.

6.4. Синтезирование раскрыва при боковом обзоре

В РЛС наблюдения земной поверхности с высокой разрешающей способностью требуется обеспечить достаточно большую величину отношения раскрыва антенны L к длине волны λ_0 , что следует, например, из соотношения (6.8). Уменьшение длины волны возможно до определенных пределов (до 2-3 см). Увеличение размеров антенн связано с трудностями их размещения на борту воздушного судна. В станциях радиолокационного картографирования антенны располагают по обе стороны судна (самолета). Обзор земной поверхности осуществляется за счет движения самолета, что иллюстрируется рисунком 6.18. Индикатор с большим послесвечением электронно-лучевой трубки (ЭЛТ) фиксирует отраженные сигналы в виде яркостных отметок. Вертикальной развертке соответствует дальность (вверх относительно центра - для левой антенны, вниз - для правой), горизонтальное перемещение разверток осуществляется со скоростью v_p , пропорциональной путевой скорости самолета v_c . Если ширина электронного пятна $d_{\text{п}}$, скорость развертки выбирают из условия $v_p T_{0\text{min}} \leq d_{\text{п}}$, где $T_{0\text{min}}$ - время облучения наиболее удаленной точки. Это условие обеспечивает смещение строки на ЭЛТ, не превышающее величины d . Время облучения цели пропорционально расстоянию R , т.е. $T_0 = \theta_a R / v_c$, где θ_a - ширина луча, создаваемого антенной. В соответствии с рисунком 6.18 разрешаемое расстояние δR_{am} в направлении, перпендикулярном к линии пеленга, определяется шириной луча θ_a и зависит от расстояния: $\delta R_{am} \cong \theta_a R$.

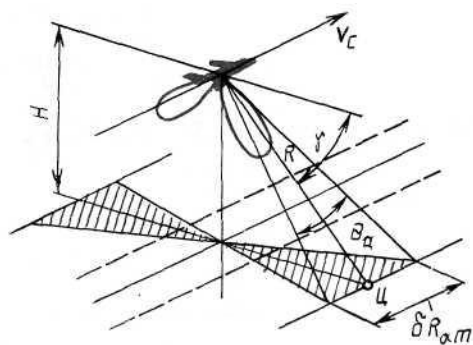


Рисунок 6.18.

Так, например, при $\theta_a = 3^\circ$ и $R = 20$ км имеем $\delta R_{am=1050}$ м. Если длительность зондирующего импульса τ_u , то разрешающая способность по дальности $\delta R_{\min} = c\tau_u/2$. Величина δR_{\min} и разрешаемое расстояние по углу δR_{am} определяют размеры элемента, разрешаемого системой, т.е. разрешаемую площадь. Повышение чёткости изображения земной поверхности обеспечивается уменьшением указанных величин.

Чтобы уменьшить разрешаемое расстояние по углу δR_{am} , применяют принцип **синтезирования раскрыва** антенны. Известно, что в обычной линейной многоэлементной антенне сигналы, отражённые от цели, принимаются практически одновременно всеми элементами антенны. В фидерной системе происходит векторное сложение всех сигналов, и результирующая сумма поступает в приёмник. Максимум суммы обеспечивается, если цель находится в направлении перпендикулярным раскрыву антенны, когда элементарные сигналы находятся в фазе. **При синтезировании раскрыва сигналы принимаются одним элементом, но этот элемент перемещается в пространстве вдоль воображаемого раскрыва.**

Принимаемые последовательно во времени сигналы требуется запоминать по амплитуде и по фазе и через определенное время одновременно суммировать. Если такой элемент антенны установить на борту самолёта, при его движении образуется эквивалентный раскрыв произвольной величины. На рисунке 6.19, а показан элемент с шириной луча θ_a . Синтезированный раскрыв равен отрезку траектории самолета $L = v_c T_c$ (T_c - время полета самолета). Результирующая диаграмма направленности имеет узкий основной лепесток шириной $\theta_{a,c} = \lambda_0/L$, определяемый эквивалентной многовибраторной антенной с раскрывом, (рисунок 6.19, б).

В соответствии с вышеизложенным можно представить структурную схему РЛС с синтезированным раскрывом. Для обеспечения в каждый момент времени необходимых фазовых соотношений система должна строиться на основе когерентного приема сигналов. Запоминание их осуществляется на потенциалоскопах, магнитных лентах, линиях задержки. На рисунке 6.20 показана схема запоминания, реализованная на линии задержки (ЛЗ) с отводами через T_{Π} - период повторения импульсов.

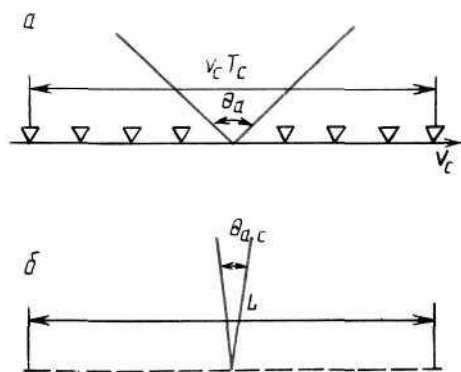


Рисунок 6.19.

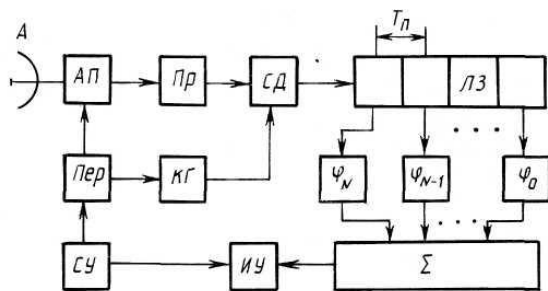


Рисунок 6.20

Фазовращатели φ_i , компенсируют различия в фазах сигналов, которые обусловлены изменением расстояния между целью и самолетом. После фазовращателей все сигналы оказываются в фазе при направлении, соответствующем максимуму выходной функции, в результате сумма на выходе получается максимально возможной, В рассматриваемом случае система называется **фокусированной**. Синхронизирующее устройство (СУ) определяет период следования зондирующих импульсов и развертку на экране индикаторного устройства (ИУ). Синхронный (когерентный) детектор (СД) использует в качестве опорного сигнала колебания, вырабатываемые когерентным генератором (КГ), фазирuemым сигналами передатчика (Пер). Если из схемы обработки исключить фазовращатели, то эффективный раскрыв **недофокусированной** системы будет меньше, чем у фокусированной, и определяется соотношением $L_n = \lambda_0 R^{1/2}$, где R - расстояние от середины синтезированного раскрыва до цели. Разрешаемое расстояние $\delta R_{ан}$ по углу в недофокусированной системе определяется величиной L_n .

7. МЕТОДЫ ЗАЩИТЫ ОТ ПОМЕХ В РЛС И РНС [1, 4, 6]

7.1. Общие сведения о методах защиты от помех

Способы защиты от помех в РЛС и РНС основаны на использовании различий сигналов и помех. Эти различия позволяют осуществлять первичную селекцию сигналов: пространственную, частотную, поляризационную. При наложении спектров сигнала и помехи подавление помехи возможно в устройствах обработки, учитывающих отличия в тонкой структуре сигнала. Возможные различия между сигналом и помехой, которые используются для подавления действия помехи, сводятся к следующим.

В случае **различия спектров** сигнала и помехи для борьбы с помехами применяют фильтрующие схемы. Возможны ситуации, когда спектры помехи и сигнала не перекрываются, когда спектр помехи сосредоточен на участке спектра сигнала, и, наконец, когда спектры помехи и сигнала перекрываются, но имеются различия в их тонкой структуре. При действии активной помехи эффективна **перестройка РЛС по частоте**, со скоростью, не позволяющей противнику создать опасную для РЛС помеху. В этом случае помеха оказывается исключенной из полосы пропускания перестраиваемого приемника. В случае сосредоточенной по спектру активной помехи применяются узкополосные фильтры подавления (режекции) помехи, устанавливаемые в тракте промежуточной частоты или после детектора. При перекрытии спектров помехи и сигнала, когда перестройка по частоте или режекция неэффективны, используют гребенчатые или согласованные фильтры, рассмотренные в главе 2. Различия в структуре спектров сигнала и помехи используются также в устройствах селекции движущихся целей (СДЦ) на фоне пассивных помех.

Различия во временной структуре сигналов и помех используют для борьбы с импульсными помехами, имеющими отличающиеся от сигнала параметры: длительность, период повторения, момент времени прихода. Применение кодирования сигнала по числу импульсов и интервалу между ними, селекция по дальности при автосопровождении цели - вот некоторые из существующих методов борьбы с указанными видами помех.

Различия в пространственном положении источников сигнала и помехи позволяют существенно ослабить действие помехи за счет повышения разрешающей способности РЛС и РНС по угловым координатам, подавления боковых лепестков диаграммы направленности, компенсации помех, попадающих по боковым лепесткам ДН.

Различия в поляризационной структуре сигналов и помех используют для подавления мешающих отражений от гидрометеоров за счет применения поляризованных антенн.

7.2. Селекция движущихся целей

7.2.1 Принципы СДЦ

Электромагнитные колебания, отраженные от земной поверхности, гидрометеоров или специально созданных облаков металлизированных лент, уголкового и других сосредоточенных отражателей, создают помехи РЛС, затрудняющие обнаружение целей и определение их координат.

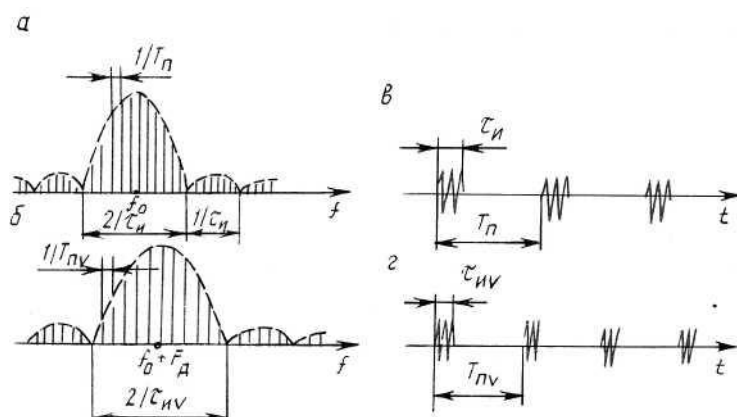


Рисунок 7.1.

Различие в скоростях перемещения мешающих отражателей и реальных целей приводит к различным сдвигам фаз между принимаемым и излученным сигналами. На этом различии основана селекция движущихся целей (СДЦ). Колебания, отраженные неподвижными объектами, отличаются от излучаемых РЛС колебаний как амплитудой, так и фазой. При постоянной частоте f_0 колебаний и дальности R до цели эта фаза постоянна и равна $\varphi = 2\pi f_0 \cdot 2R/c$. При движении цели с радиальной скоростью v_r образуется доплеровский сдвиг частоты $F_g = f_0 \cdot 2v_r/c$ и фаза φ изменяется во времени. **В когерентно импульсных системах СДЦ доплеровские смещения частоты используются в качестве признака, позволяющего выделить сигналы движущихся целей на фоне отражений от неподвижных или малоподвижных объектов.** Сигналы неподвижных объектов подавляются специальными компенсирующими устройствами.

Выделение движущихся целей может осуществляться не только по изменению частотного сдвига, но также по изменению длительности и периода следования импульсов. Действительно, рассматривая спектр периодической последовательности зондирующих радиоимпульсов (рисунок 7.1, а) и отраженных движущейся целью (рисунок 7.1, б), можно установить следующие особенности. Для приближающейся цели частотный интервал между центральной частотой и первым нулем огибающей спектра определяет длительность отраженных импульсов:

$$\tau_{uv} = \left(\frac{1}{\tau_{II}} 1 + 2v_r/c \right)^{-1} \cong \tau_{II} 1 - 2v_r/c .$$

Это означает, что отраженные импульсы имеют меньшую длительность по сравнению с зондирующими (рисунок 7.1, в, г). Последовательность отраженных от приближающейся цели импульсов имеет меньший период повторения:

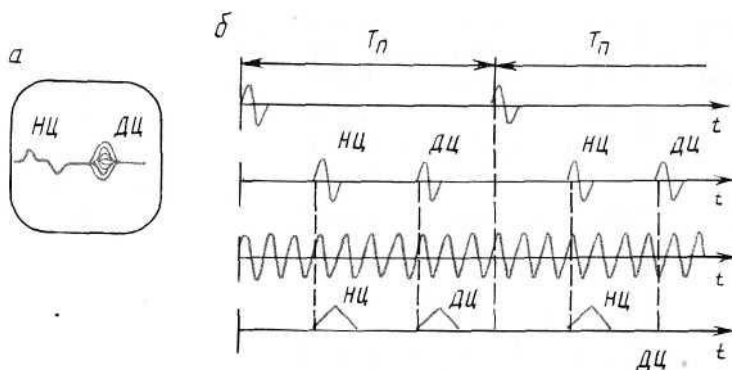


Рисунок 7.2.

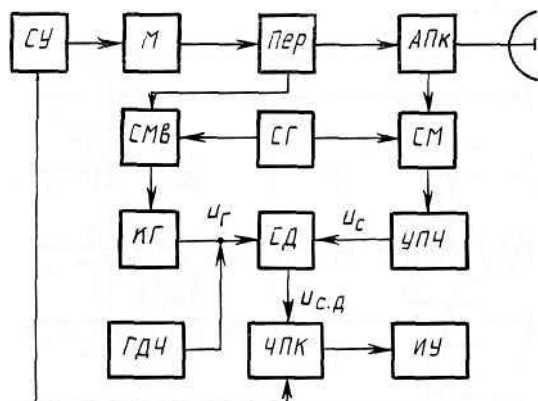


Рисунок 7.3.

$$T_{IIv} = 1/F_{IIv} = F_{II} 1 + 2v_r/c^{-1} \cong T_{II} 1 - 2v_r/c ,$$

что объясняется увеличением частотного интервала F_{IIv} между соседними гармониками спектра. Для регистрации изменения периода следования отраженных импульсов используется фазометрический метод. Разность фаз определяется синхронным детектором, амплитуда импульсов на выходе которого для неподвижных целей (НЦ) постоянна, а для движущихся целей (ДЦ) изменяется от периода к периоду (рисунок 7.2, а). На рисунке 7.2, б приведены диаграммы зондирующих импульсов, отраженных от неподвижной и подвижной целей, когерентное колебание и импульсы на выходе синхронного детектора.

По способу создания когерентного опорного напряжения (ОН) различают системы СДЦ с **внутренней когерентностью** и СДЦ с **внешней когерентностью**. В системах с внутренней когерентностью опорное напряжение,

когерентное излучаемым колебаниям, вырабатывается внутренним стабильным генератором. В системах с внешней когерентностью в качестве когерентных используются колебания, отраженные от неподвижных целей (внешнего фона), относительно которых движется наблюдаемая цель.

7.2.2 Когерентно – импульсные РЛС с большой скважностью

Структурная схема РЛС с внутренней когерентностью приведена на рисунке 7.3. Зондирующие импульсы имеют скважность $Q = T_{II} / \tau_{II} \gg 1$. Когерентный гетеродин фазирован от передатчика через вспомогательный смеситель, преобразующий несущую частоту f_0 в промежуточную. Преобразование обеспечивается стабильным гетеродином (СГ). Радиоимпульсы промежуточной частоты, возникающие на выходе вспомогательного смесителя (СМв) во время работы передатчика (Пер), воздействуют на когерентный гетеродин (КГ), обеспечивая его фазирование с периодичностью, равной T_{II} . Поддержание постоянной начальной фазы, навязанной передатчиком колебанию КГ, должно обеспечиваться в течение времени $t_R = 2R_{\max} / c$, где R_{\max} - максимальная дальность обнаруживаемой цели, Отраженный от цели радиоимпульс после преобразования и усиления в усилителе промежуточной частоты (УПЧ) поступает на синхронный детектор (СД), где происходит перемножение напряжений сигнала и когерентного гетеродина и фильтрация низкочастотных составляющих спектра произведения. **Амплитуда выделяемых импульсов изменяется от импульса к импульсу, если цель движется с конечной радиальной скоростью. Частота модуляции амплитуды импульсов равна частоте доплеровского сдвига.** Опорное напряжение для СД, вырабатываемое КГ, можно записать в виде

$$u_{\Gamma} = U_{\Gamma} \sin (\omega_0 - \omega_{\Gamma} t + \varphi_{\Gamma}) . \quad (7.1)$$

Частота сигнала на выходе УПЧ отличается от частоты u_{Γ} на величину доплеровского сдвига $\Omega_{\text{д}}$, т.е. в пределах длительности импульса:

$$u_c = U_c \sin (\omega_0 + \Omega_{\text{д}} - \omega_{\Gamma} t - \varphi_R - \varphi_{\text{ц}} + \varphi_{\Gamma}) , \quad (7.2)$$

где $\varphi_R = \omega_0 + \Omega_{\text{д}} 2R/c$ - изменение фазы, обусловленное запаздыванием сигнала; $\varphi_{\text{ц}}$ - изменение фазы при отражении от цели; φ_{Γ} - начальная фаза колебаний КГ. После перемножения напряжений u_{Γ} и u_c [см. формулы (7.1) и (7.2)] и выделения низкочастотной компоненты получим

$$u_{\text{С.д}} = U_{\text{С.д}} \cos (\Omega_{\text{д}} t - \varphi_R - \varphi_{\text{ц}}) . \quad (7.3)$$

В приведённых выражениях U_{Γ} , U_c , $U_{\text{С.д}}$ - амплитуды соответствующих колебаний.

Характер напряжений на выходе СД показан на рисунке 7.4, где приведены диаграммы, соответствующие различным значениям радиальной скорости цели. Соотношение (7.3) справедливо, если частота $F_{\text{д}}$ не превышает половины частоты посылок $F_{II} = 1/T_{II}$ импульсов:

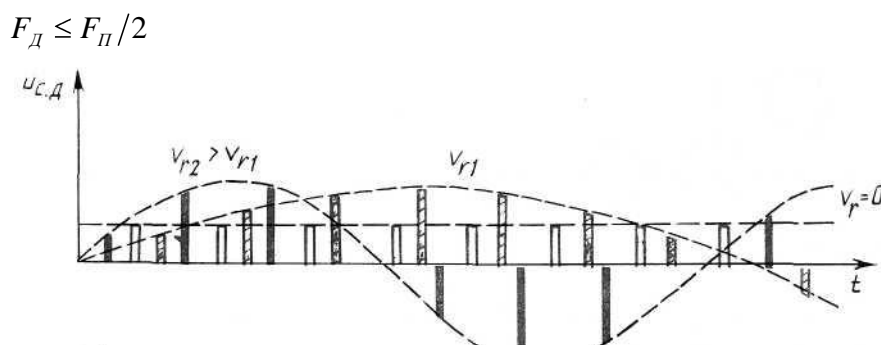


Рисунок 7.4.

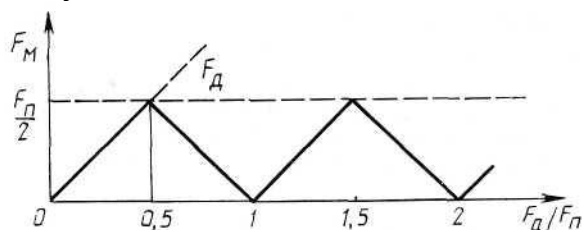


Рисунок 7.5.

Для значений $F_d/F_n = n$, где n - целое число, частота модуляции выходных импульсов оказывается равной нулю. Зависимость частоты модуляции F_M от отношения F_d/F_n приведена на рисунке 7.5. Целочисленным значениям F_d/F_n соответствуют так называемые "**слепые скорости**", при которых невозможно отличить движущиеся цели от неподвижных. На индикаторе дальности с амплитудной отметкой при условии (7.4) движущаяся цель будет обозначена в виде двустороннего импульса, заштрихованного внутри из-за изменения амплитуды и полярности напряжения $u_{с.д}$. Такая картина соответствует ЭЛТ с послесвечением, превышающим несколько периодов повторения импульсов, или периодов развертки (см. рисунок 7.2, а). Помимо индикаторов с амплитудной отметкой, в качестве окончательных устройств (ОУ) когерентно-импульсных РЛС используют устройства **череспериодной компенсации (ЧПК)** с последующей выдачей данных на индикатор с яркостной отметкой или на устройство сопряжения с ЭВМ.

Устройство ЧПК (рисунок 7.6) включается после СД и состоит из линии задержки (ЛЗ) на время T_n , схемы вычитания и выпрямителя-инвертора (ВИ). Сигналы неподвижных целей при вычитании компенсируются, а сигналы движущихся целей приводят к появлению изменяющихся по величине и полярности импульсов. В ВИ эти импульсы приводятся к одной полярности и подаются на индикаторное устройство (ИУ) с яркостной отметкой. При отражении от фона пассивных отражателей отметки могут флуктуировать из-за движения облака отражателей. Для компенсации этого эффекта с помощью генератора дополнительной частоты (ГДЧ) изменяют частоту опорного напряжения СД так, чтобы она стала равной частоте сигналов, отраженных от фона. На рисунке 7.3 показано место подключения ГДЧ.

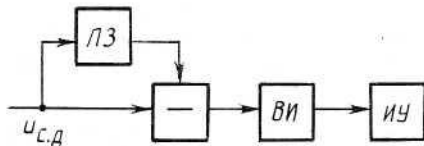


Рисунок 7.6.

Полная компенсация сигналов, отраженных от неподвижных целей, обеспечивается в устройстве ЧПК при равенстве T_{Π} и времени задержки ЛЗ, поэтому формирование синхронизирующих импульсов в СУ РЛС осуществляется с периодом, который задается линией задержки ЧПК. Помимо указанных, к элементам СДЦ с внутренней когерентностью предъявляются и другие требования: необходима определенная стабильность частоты гетеродинов и генераторов высокой частоты. При изменении частоты одного из гетеродинов на величину $\Delta\omega$ за период повторения импульсов T_{Π} появляется дополнительный фазовый сдвиг $\Delta\varphi = \Delta\omega t_3$, где $t_3 = 2R/c$ - время запаздывания сигнала. Изменение фазы на $\Delta\varphi$ приводит к относительному изменению амплитуды биений. В устройстве ЧПК изменение фазы на $\Delta\varphi$ за период T_{Π} сопровождается образованием некомпенсированных остатков мешающих сигналов (остаточный фон).

Допустимый уход частоты определяется соотношением $df/dt_{\text{доп}} \leq \Delta\varphi_{\text{доп}} / 2\pi T_{\Pi} t_3$. Например, при $\Delta\varphi_{\text{доп}} = 0,06$, $t_3 = 500$ мкс $T_{\Pi} = 10^{-3}$ с $df/dt_{\text{доп}} \leq 20$ кГц/с. Уход частоты Δf за время T_{Π} , следовательно, не должен превышать 20 Гц. Обеспечить кратковременную стабильность СГ можно специальными мерами: применением автоматической подстройки частоты, кварцевых задающих генераторов с умножением частоты.

Схема РЛС с внешней когерентностью практически не отличается от обычной некогерентной РЛС (см. рисунок 5.1). Сигналы на входе приемника являются результатом биений сигналов, отраженных неподвижным фоном (земной поверхностью или облаком пассивных отражателей) и движущейся целью. После детектирования амплитуда импульсов цели будет изменяться с частотой, равной относительному доплеровскому сдвигу (разности доплеровских смещений, вызванных неподвижным фоном и движущейся целью). Эта частота пропорциональна радиальной составляющей скорости цели относительно фона и не зависит от собственной скорости перемещения РЛС. На экране с амплитудной отметкой цель представляет импульс с характерной штриховкой, определяемой изменением амплитуды видеоимпульсов цели, как показано на рисунке 7.7, а. При использовании индикаторов с яркостной отметкой после детектора включается компенсирующее устройство. Следует отметить, что обнаружение движущихся целей в РЛС с внешней когерентностью и с ЧПК возможно лишь при достаточно большой интенсивности колебаний, отраженных от фона. При отсутствии фона биения исчезают, и сигнал движущейся цели подавляется компенсирующим устройством. Временные

диаграммы, поясняющие работу РЛС с внешней когерентностью, приведены на рисунке 7.7. Диаграммы, представленные на рисунке 7.7, б, соответствуют входному сигналу амплитудного детектора, на рисунке 7.7, в – выходному сигналу детектора, на рисунке 7.7, г – выходному сигналу ЧПК.

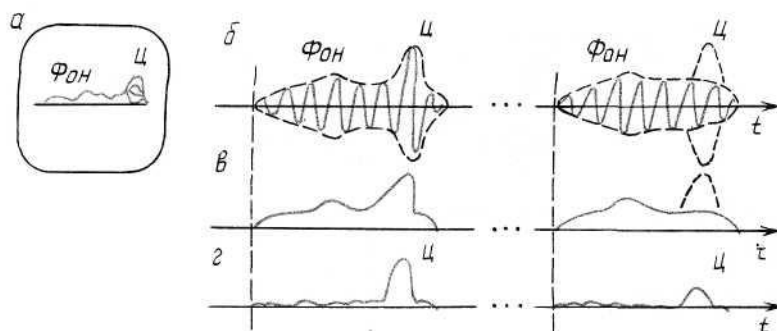


Рисунок 7.7.

Для повышения эффективности методов селекции движущихся целей на фоне колебаний, отраженных от Земли или от облака пассивных отражателей, в бортовых РЛС используют квазинепрерывное излучение. Сквозность радиоимпульсов при этом обычно не превышает величины $q = 20$. СДЦ в таких системах основано на использовании эффекта Доплера. Благодаря импульсному режиму работы возможно применение одной антенны для передачи и приема сигнала. За счет уменьшения сквозности повышается энергия сигнала, облучающего цель в течение фиксированного времени, и, следовательно, увеличивается дальность действия по сравнению с РЛС, использующими импульсы с большой сквозностью. Импульсно-доплеровские РЛС с малой сквозностью обеспечивают однозначное измерение радиальных скоростей целей с высокой степенью разрешения. Вместе с тем из-за малой сквозности (малого периода повторения импульсов) возникает проблема неоднозначности измерения дальности. Устранение неоднозначности требует применения специальных мер.

Рассмотрим особенности спектра отраженных сигналов. Колебания, отраженные от Земли, являются мешающими и проникают на вход приемника, как по основному, так и по боковым лепесткам диаграммы направленности.

На рисунке 7.8 показано расположение главного и боковых лепестков диаграммы направленности антенны, установленной на борту воздушного судна, относительно Земли и цели. Спектр излучаемого периодического импульсного сигнала (С) дискретный и имеет спектральные линии, расположенные друг от друга на частотной оси через интервал F_{II} , равный частоте повторения импульсов. При отражении от протяженной цели, каковой является земная поверхность, спектральные линии отраженного сигнала (ОС) оказываются размытыми, их интенсивность зависит от уровня лепестков ДН, а ши-

рина области, занимаемой на частотной оси, определяется доплеровским сдвигом сигнала, попадающего на каждый лепесток ДН.

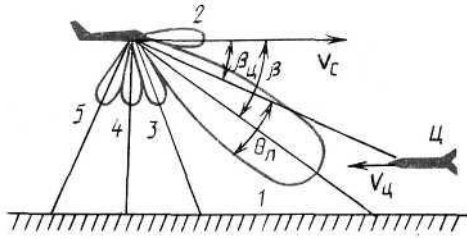


Рисунок 7.8.

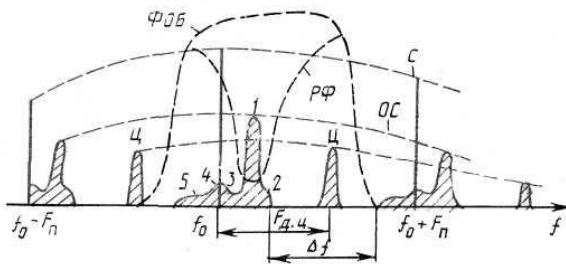


Рисунок 7.9.

На рисунке 7.9 показана часть спектра ОС в окрестности несущей частоты f_0 . Для основного лепестка ДН интенсивность составляющих в области 1 на 30 - 40 дБ больше, чем по боковым лепесткам. Положение этих составляющих на оси частот определяется скоростью воздушного судна v_c и углом наклона ДН: $F_{д1} = 2v_c/\lambda_0 \cos \beta$. Ширина области 1 зависит от ширины $\theta_{л}$ основного луча ДН: $\Delta f_1 \cong 2v_c \theta_{л} / \lambda_0 \sin \beta$.

Как показано на рисунке 7.8, боковые лепестки ДН, обозначенные цифрами 2, 3, 4, 5 расположены под различными углами наклона к горизонтали, поэтому доплеровские сдвиги для соответствующих областей спектра на рисунке 7.9 различны. Область 2 спектра соответствует наибольший доплеровский сдвиг $F_{д} = 2v_c/\lambda_0$, поскольку направление лепестка совпадает с направлением вектора скорости v_c ВС. Лепесток 4 направлен вертикально вниз, поэтому область 4 спектра имеет доплеровские сдвиги, близкие к нулю. Лепесток 5 ДН направлен назад, поэтому спектральные составляющие области 5 сдвинуты относительно f_0 влево. Для цели, летящей со скоростью $v_{ц}$ навстречу ВС, доплеровский сдвиг определяется величиной $F_{д,ц} = 2 v_c + v_{ц} / \lambda_0 \times \cos \beta_{ц}$.

Спектральные составляющие сигнала, отраженного от движущейся цели, оказываются смещенными относительно составляющих фона, Это позволяет выделять полезные компоненты спектра с помощью фильтрующих це-

пей, а наиболее интенсивные компоненты, обусловленные фоном, подавлять режекторными фильтрами.

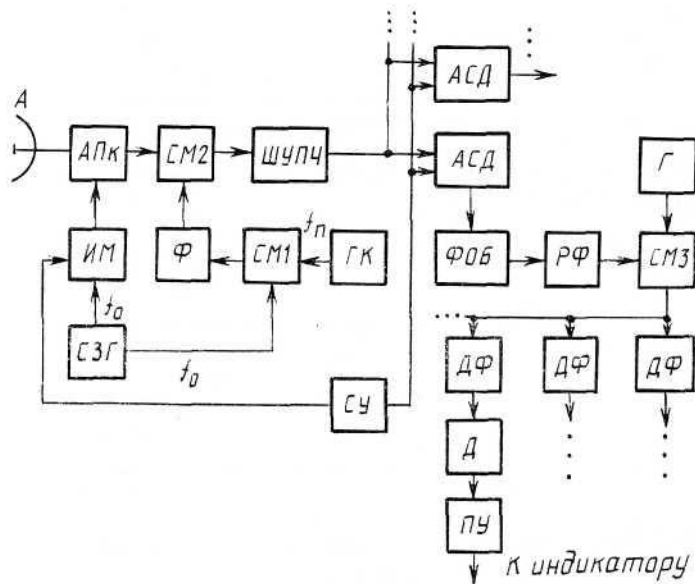


Рисунок 7.10.

Структурная схема импульсно-доплеровской РЛС приведена на рисунке 7.10. Формирование зондирующего сигнала осуществляется с помощью стабильного задающего генератора (СЗГ) и импульсного модулятора (ИМ). Гетеродинный сигнал с частотой $f_0 - f_n$ вырабатывается на выходе смесителя, на который подаются колебания кварцевого генератора (ГК) с частотой f_n и колебания СЗГ. Фильтр (Ф) подавляет побочные составляющие, образующиеся в смесителе СМ1. Такая схема формирования гетеродинного сигнала обеспечивает стабильность колебаний промежуточной частоты, необходимую при обработке принятого сигнала. Отраженные сигналы после смесителя СМ2 усиливаются в широкополосном усилителе промежуточной частоты (ШУПЧ), полоса пропускания которого выбирается из условия передачи радиоимпульса. Автоселекторы по дальности (АСД) обеспечивают выделение сигналов, отраженных от целей, которые находятся на разном расстоянии от ВС. Число устройств АСД определяется числом отслеживаемых целей. Благодаря АСД уменьшается действие помех, проникающих в выходные каскады приемника. Обработка сигналов, выделенных АСД, упрощается за счет применения фильтра одной боковой (ФОБ). Такой фильтр выделяет наиболее интенсивные составляющие спектра, как условно показано на рисунке 7.9 (ФОБ имеет частотную характеристику, соответствующую частоте f_n , а не f_0).

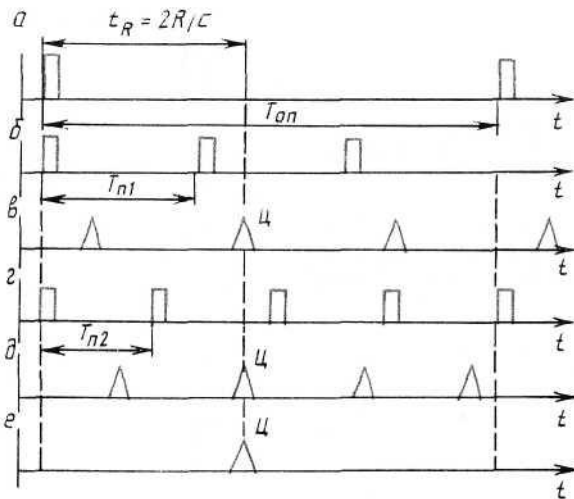


Рисунок 7.11.

Для подавления интенсивных составляющих, обусловленных отражениями от Земли, попадающими по главному лепестку ДН, включается режекторный фильтр (РФ), частотная характеристика которого условно показана на рисунке 7.9. Смеситель СМЗ с гетеродином (Γ) обеспечивает перенос спектра обрабатываемого сигнала в диапазон, удобный для реализации доплеровских фильтров (ДФ). Полоса пропускания и число ДФ выбираются из условия перекрытия требуемого интервала доплеровских частот сигнала с заданным разрешением. В каждом из доплеровских каналов включаются детектор (Д) и пороговое устройство (ПУ), с выхода которого сигнал поступает в индикаторное устройство.

Для обеспечения наилучшего качества обнаружения приближающейся цели необходимо, чтобы отраженный сигнал оказался в зоне спектра Δf , свободной от составляющих отражений от земли. В связи с этим частоту повторения импульсов $F_{п}$ выбирают из условия $F_{п} \geq F_{д1} + F_{д.ц\max} = 2 \nu_c + \nu_{ц} / \lambda_0$.

Измерение дальности до цели при высокой частоте следования импульсов сопряжено с неоднозначностью, поскольку интервал однозначного измерения дальности оказывается меньше максимально возможной дальности обнаружения. Для исключения неоднозначности применяют зондирующие сигналы с переходом от одной частоты следования к другой или сигналы с разными частотами следования.

Диаграммы, поясняющие принцип двухчастотного метода устранения неоднозначности, приведены на рисунке 7.11. При отношении $3/4$ частот повторения, получаемых от одной опорной частоты $F_{оп}$ путем умножения, совпадение отраженных импульсов оказывается возможным один раз за период $T_{оп} = 1/F_{оп}$. Этот период соответствует требуемому максимальному времени запаздывания $t_{R\max}$. Отраженные последовательности импульсов подаются на схему совпадения.

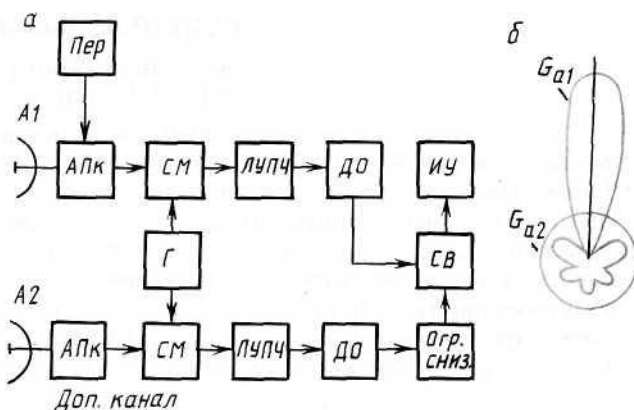


Рисунок 7.12.

Полученный на её выходе импульс соответствует задержке относительно опорного импульса на величину, пропорциональную дальности R до цели. Диаграмма на рисунке 7.11, а отображает опорные импульсы, б и г - зондирующие сигналы с некротными частотами следования, на рисунке 7.11, в и д - отражённые импульсы, соответствующие зондирующим последовательностям б и г, на рисунке 7.11, е - импульс на выходе схемы совпадения.

7.3. Компенсация помех

Компенсация помех возможна в том случае, если удастся организовать, помимо основного, дополнительный канал, выделяющий интенсивную помеху из смеси с сигналом. Принятая по дополнительному каналу помеха вычитается из совокупности сигнала и помехи, действующей на входе основного канала. Для борьбы с помехами, попадающими по боковым лепесткам диаграммы направленности, дополнительный приемный канал содержит специальную компенсационную антенну, приемник с логарифмическим усилителем промежуточной частоты (ЛУПЧ) и схему вычитания (СВ), показанные на рисунке 7.12, а. Коэффициент усиления компенсационной антенны должен соответствовать (быть не менее) уровню наибольшего из боковых лепестков антенны основного канала. На рисунке 7.12, б. ДН основного канала обозначена G_{a1} , ДН компенсационного канала - G_{a2} .

На выход вычитающего устройства проходят сигналы только в случае, если сигналы основного канала больше сигналов компенсационного канала, поэтому помехи, принятые боковыми лепестками, полностью подавляются, ЛУПЧ обеспечивают требуемый динамический диапазон входных сигналов. За счет потери части полезного сигнала при вычитании дальность действия системы уменьшается. Путем некоторого усложнения схемы потери можно устранить. Для этого часть энергии сигнала основного канала через направленный ответвитель, аттенюатор и фазовращатель отводится в узел вычитания, включенный в дополнительный канал. В результате настройки элементов

можно добиться того, чтобы в пределах основного лепестка не происходило подавления полезного сигнала.

8. МЕТОДЫ ПАССИВНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ [1, 6]

В пассивной радиолокации используются методы и средства определения местоположения объектов по их собственным (пассивным) радиоизлучениям. Пассивными естественными являются тепловые радиоизлучения, обусловленные электродинамическими процессами в веществе, из которого состоит физический объект, и радиоизлучения нетеплового происхождения, к которым относятся излучение столба ионизированных газов при запуске ракет, радиоизлучения при грозových разрядах, ядерных взрывах и т.д. Все виды излучений носят характер случайных процессов, поэтому в пассивной радиолокации возникает задача обнаружения случайного шумоподобного сигнала на фоне помех.

Рассмотрим тепловое излучение применительно к идеальному излучателю - абсолютно черному телу. Спектральная плотность ($Вт/Гц \cdot м^2$) излучения единицы поверхности при данной абсолютной температуре T^K определяется в данном случае формулой Рэлея-Джинса: $G_{a.u} = 2kT^K/\lambda_0^2$, где λ_0 - длина волны, k - постоянная Больцмана, определяемая так же, как и в выражении (4.14). Отношение спектральной плотности $G_{a.u1}$ тела при данной температуре T^K к спектральной плотности $G_{a.u}$ абсолютно черного тела при той же температуре характеризует излучательную способность e . Эквивалентная температура объекта $T_{s.o}$ определяется произведением $e \cdot T^K$. Если кажущаяся температура объекта $T_{s.o}$ отличается от кажущейся температуры фона (внешней среды), объект может быть обнаружен пассивной РЛС.

Плотность вероятности теплового сигнала $s_c t$ можно считать близкой к гауссовской. Средняя мощность такого сигнала определяется величиной $\sigma_s^2 = kT^K \Delta f$, где Δf - полоса частот, пропускаемых приемником. Если в этой полосе действует внутренний шум приемника $n t$, имеющий спектральную плотность $N_0 = kT_u^K$, средняя мощность помехи $\sigma_n^2 = N_0 \Delta f$, где T_u^K - шумовая температура приемника.

Оптимальный алгоритм обнаружения случайного сигнала $s t$ на фоне аддитивной помехи $n t$ сводится к вычислению отношения правдоподобия $l r t$ и сравнению его с порогом l_0 . Обозначим смесь сигнала и помехи, действующую на входе в течение интервала $[0, T]$, через $r t : r t = \theta s_c t + n t$ (здесь θ параметр обнаружения, принимающий одно из двух значений: 0 или 1). В соответствии с методикой, изложенной в п. 2.2, для дискретных значе-

ний $r_i, i=1, \dots, m$. взятых через интервал $\Delta t = T/m$, получим следующее выражение для отношения правдоподобия:

$$l r = \frac{w_{с.п} r}{w_{п} r} = \left(\frac{\sigma_{п}^2}{\sigma_{п}^2 + \sigma_{с}^2} \right)^{n/2} \exp \left(\frac{\sigma_{с}^2}{2\sigma_{п}^2 \sigma_{п}^2 + \sigma_{с}^2} \sum_{i=1}^m r_i^2 \right),$$

где $r = \{r_1, r_2, \dots, r_m\}$. Оптимальное решающее правило можно записать в виде

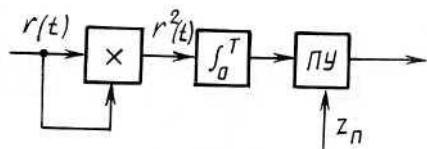


Рисунок 8.1

$$\theta_{opt}^* r = \begin{cases} 1, & \text{если } l r > l_0; \\ 0, & \text{если } l r < l_0. \end{cases}$$

Для упрощения реализации обнаружителя вычисляем логарифм отношения правдоподобия. Переходя к пределу при $\Delta t \rightarrow 0$, получаем оптимальное правило обнаружения для непрерывного времени:

$$\theta_{opt}^* r = \begin{cases} 1, & \text{если } z > z_{п}; \\ 0, & \text{если } z < z_{п}. \end{cases}$$

$$\text{где } z = \int_0^T r^2 t dt.$$

Оптимальный обнаружитель содержит устройство возведения в квадрат входной смеси, интегратор и пороговое устройство, показанные на схеме рисунке 8.1. На выходе интегратора в момент времени T образуется напряжение, пропорциональное энергии реализации, поэтому такой приемник называют **энергетическим**. При действии в смеси одного шума энергия реализации равна энергии шума $E_{п}$. При наличии в смеси сигнала и шума к энергии $E_{п}$ добавляется энергия сигнала ΔE . Если применить компенсацию и выбрать порог $z_{п}$ равным значению $E_{п}$, то при превышении порога фиксируется наличие в смеси сигнала. В противном случае принимается решение об отсутствии сигнала.

Приемник радиотеплового излучения (радиометр) может быть реализован на основе применения модуляционного метода, не требующего использования компенсационных устройств. Схема модуляционного приемника приведена на рисунке 8.2. В основе схемы лежит принцип обычного приема, дополненного синхронным детектором. Опорный сигнал для синхронного детектора (СД) вырабатывается генератором модулирующего колебания (ГМК). Модулирующее колебание питает модулятор (М), который осуществляет амплитудную модуляцию сигналов, поступающих с выхода антенны. Благодаря размещению модулятора непосредственно после антенны внутренние шумы приемника не подвергаются искусственной модуляции, поэтому на выходе

СД напряжение появляется лишь при действии сигнала на входе антенны. При этом детектор огибающей (ДО) выделяет напряжение с частотой модуляции Ω_M . Модуляционный приемник значительно подавляет действие низкочастотных флуктуаций, вызываемых изменениями коэффициента усиления тракта. Вместе с тем чувствительность модуляционного приемника несколько ниже, чем корреляционного.

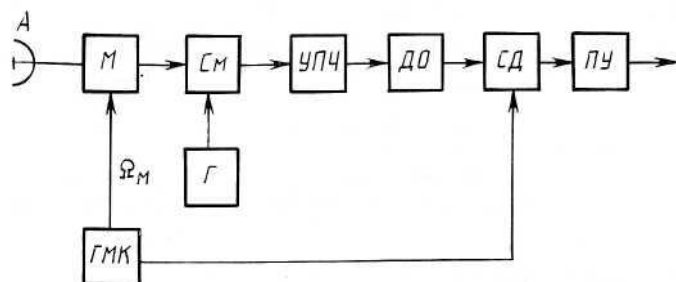


Рисунок 8.2

Коэффициент k_{II} , определяющий дальность действия радиолокации, при использовании модуляционного приёмника примерно в два раза больше, чем при корреляционном приёме, что уменьшает дальность радиолокации [см., например, выражение (4.15)].

Измерение координат целей в пассивной радиолокации.

Для определения дальности пассивными методами используют измерение угловых координат цели из двух точек, расположенных на заданном расстоянии d (см. рисунок 4.6). Таким образом, применяется косвенный метод определения дальности по известной стороне и двум углам треугольника. Необходимая точность определения дальности зависит от направленных свойств радиотеплолокаторов. Пеленгация источников осуществляется с помощью амплитудных методов. В режиме обзора - это метод максимума, в режиме слежения - метод сравнения амплитуд, реализуемый, в частности, на основе конического сканирования диаграммы направленности антенны.

Для пеленгации может быть использован также разнесенный прием, применяемый в фазовых системах измерения угловых координат. Структурная схема корреляционного следящего пеленгатора, использующего разнесенный прием сигналов от удаленного источника, приведена на рисунке 8.3. В основе формирования пеленгационной характеристики системы лежат свойства корреляционной функции случайного процесса $s_c t$. Известно, что взаимная корреляционная функция R'_{ss} процесса $s_c t$ и его производной по времени ds_c/dt определяется соотношением

$$R'_{ss} \tau = \frac{1}{T} \int_0^T s_c t \frac{ds_c t - \tau}{dt} dt = \frac{dR_s \tau}{d\tau}, \quad (8.1)$$

т.е. взаимная корреляционная функция является производной по аргументу автокорреляционной функции процесса $R_s \tau$.

За счет разнесения антенн на базу d образуется пространственное запаздывание ε , обусловленное отклонением направления прихода радиоволн от нормали к базе на угол α . Запаздывание определяется выражением $\varepsilon = \omega_0 d/c \sin \alpha$, где ω_0 - средняя частота спектра сигнала; c - скорость распространения радиоволн.

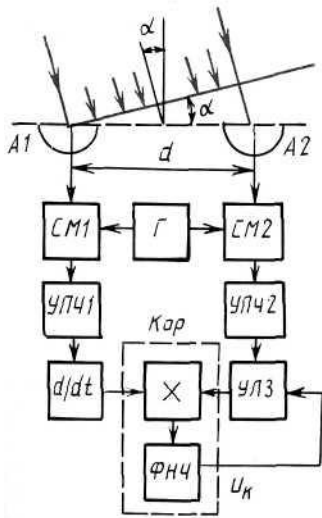


Рисунок 8.3.

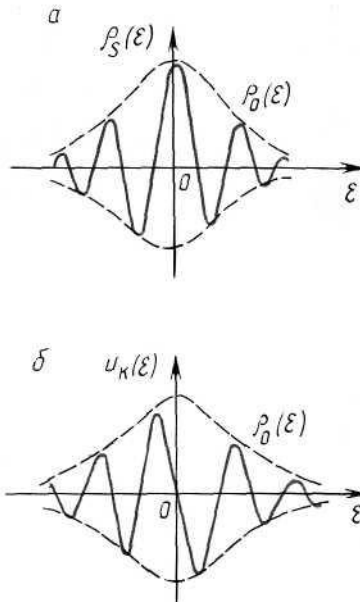


Рисунок 8.4.

Напряжение, пропорциональное рассогласованию ε , выделяется на выходе коррелятора (Кор). Для узкополосного случайного процесса нормированная автокорреляционная функция

$$\rho_s \varepsilon = \rho_0 \varepsilon \cos \omega_0 \varepsilon, \quad (8.2)$$

где $\rho_0 \varepsilon$ - огибающая АКФ. Выражение (8.2) справедливо для процессов, спектр которых симметричен относительно средней частоты ω_0 . Включение в один из каналов дифференцирующего устройства, формирующего производную $ds_c t / dt$, позволяет получить на выходе коррелятора напряжение, зависящее от рассогласования ε в соответствии с функцией (8.1). Таким образом, пеленгационная характеристика системы может быть выражена следующим образом:

$$u_k \varepsilon = -\rho_0 \varepsilon \sin \omega_0 \varepsilon. \quad (8.3)$$

Графики зависимостей (8.2) и (8.3) приведены соответственно на рисунке 8.4, а, б. В пределах линейного участка ПХ осуществляется формирование напряжения рассогласования, управляющего состоянием управляемой линии задержки (УЛЗ), которая компенсирует возникшее рассогласование ε . Наличие нескольких точек устойчивого равновесия системы, обусловленное

осциллирующим характером ПХ, может привести к неоднозначности измерения угла (к аномальным ошибкам). Неоднозначность устраняется применением многобазовых систем по аналогии с фазовыми пеленгаторами. Однозначную ПХ удастся также сформировать, если использовать в качестве коррелируемых канальных сигналов огибающие случайных узкополосных процессов. С этой целью в каналы после УПЧ включаются детекторы огибающей. Крутизна ПХ при этом определяется величиной, обратной величине ширины спектра сигнала.

Следует отметить, что отсутствие собственного излучения делает работу пассивных РЛС скрытной и поэтому менее уязвимой по отношению к организованным помехам.

9. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ [1, 3, 5, 8, 9]

9.1. Характеристика и классификация

Радиотехнической системой передачи информации (РТС ПИ) называют совокупность технических средств, обеспечивающих передачу сообщений (информации) из одного пункта пространства в другие с помощью радиоволн. Совокупность сведений о состоянии какого-либо материального объекта определяет **сообщение**, носителем которого в РТС ПИ является **радиосигнал**.

В зависимости от числа источников сообщений и потребителей различают **одноканальные** и **многоканальные** РТС ПИ. Типичная схема одноканальной системы приведена на рисунке 9.1. Сообщение u_1 , поступающее от любого физического источника (ИС), с помощью электрофизического преобразователя (ЭФП) (микрофона, датчика) преобразуется в электрическое напряжение u_2 и кодируется в кодере (Кд) — специальном устройстве, позволяющем улучшить качество передачи, повысить помехоустойчивость РТС ПИ. В радиопередатчике (Пер) осуществляется модуляция колебаний высокой частоты (несущих колебаний) кодированным сообщением u_3 . Образующийся в результате радиосигнал u_4 излучается антенной А1. Среда распространения образует радиоканал, параметры которого могут быть в процессе передачи постоянными или случайным образом меняться. Поэтому различают каналы с **постоянными** и каналы со **случайными** параметрами.

В радиоприемном устройстве воспринятые приемной антенной А2 колебания преобразуются и поступают в декодер (ДКд) и обратный электрофизический преобразователь (ОЭФП) (телефон, индикатор, ЭВМ и т.д.), где приводятся к виду, необходимому для потребления принятого сообщения потребителем информации (П). В идеальной РТС ПИ, при отсутствии помех и искажений, напряжения u'_1 , u'_2 , u'_3 , u'_4 на приемной стороне совпадают с соот-

ветствующими напряжениями u_1, u_2, u_3, u_4 на передающей стороне. Действие помех и искажений в реальном канале может приводить к случайным отклонениям принятого сообщения от переданного,

В многоканальной РТС ПИ несущее колебание используется для передачи сообщений от нескольких источников И1, И2, ..., ИN. После электрофизических преобразователей сообщения объединяются в устройстве уплотнения в **групповой сигнал** u_{Σ} который с помощью радиопередатчика преобразуется в электромагнитное колебание, излучаемое антенной. Обратные преобразования осуществляются на приемной стороне, где из группового сигнала u'_{Σ} в устройстве разделения выделяются каналные сигналы, Последние подвергаются преобразованию в обратных электрофизических преобразователях и поступают потребителям П1, П2, ..., ПN. Кодирование и декодирование в многоканальной РТС ПИ совмещаются, как правило, с уплотнением и разделением.

В современных системах спутниковой связи с многостанционным доступом объединение радиосигналов, излучаемых разнесенными в пространстве радиостанциями, происходит в ретрансляторе искусственного спутника Земли (ИСЗ).

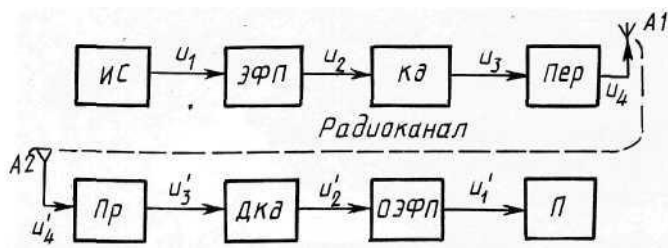


Рисунок 9.1.

Групповой сигнал, сформированный на борту ИСЗ, излучается бортовой антенной. В пунктах приема, расположенных в различных точках Земли, осуществляется выделение сообщений на основе пространственной, частотной, временной, кодовой и комбинированных видов селекции. Поскольку радиосигналы каждой радиостанции могут быть носителями сообщений нескольких источников, РТС ПИ описанного типа оказываются не только многоканальными, но и многостанционными. Система обеспечивает как внутристанционное уплотнение - разделение каналов, так и межстанционное - различных станций.

Отметим основные особенности сообщений и сигналов в РТС ПИ. Источники сообщений и соответствующие сигналы подразделяются в РТС ПИ на дискретные и непрерывные. **Дискретные сообщения** представляют кусочно-постоянные функции времени с конечным множеством состояний. **Непрерывное (аналоговое)** сообщение представляется непрерывной функцией времени. В соответствии с типом передаваемых сообщений различают системы передачи информации **дискретные и непрерывные (аналоговые)**. Для

передачи аналоговых сообщений могут быть использованы системы передачи дискретных сообщений. В этом случае аналоговое сообщение подвергается дискретизации и квантованию.

Наибольшее развитие в последние годы получили системы передачи цифровых сообщений. Примером источника цифровых сообщений является ЭВМ. Преобразование аналоговых сообщений в цифровую форму (для передачи с помощью цифровой системы) осуществляется аналого-цифровым преобразователем (АЦП). За счет такого преобразования обеспечивается возможность обработки и приема информации цифровыми вычислительными устройствами, которые в меньшей степени, чем аналоговые, подвержены влиянию различного рода аппаратурных нестабильностей. Если информацию необходимо выдать в аналоговом виде, в приемное устройство включается цифроаналоговый преобразователь (ЦАП).

В состав РТС ПИ нередко вводят вспомогательные устройства, которые предназначены для контроля состояния канала, обеспечения синхронизации системы и т.п. В некоторых системах вводят обратный канал для передачи информации о результатах приема сообщений, что позволяет обнаруживать искажения сообщений и корректировать процесс передачи.

РТС ПИ осуществляют свою работу с помощью электромагнитных волн, распространяющихся в частично ограниченном, например земной и ионосферной поверхностями, пространстве. Применяемый на практике диапазон частот охватывает примерно $3 \cdot 10^{-3} - 3 \cdot 10^5$ МГц. Этот диапазон подразделяется на части - от сверхдлинных до миллиметровых волн. Ведется интенсивное освоение оптического диапазона. Деление волн на диапазоны связано с условиями распространения электромагнитных колебаний в зависимости от длины волны.

По механизму распространения различают радиоволны четырех типов и в соответствии с ними классифицируют РТС ПИ: системы, использующие **земные**, или **поверхностные**, волны, распространяющиеся вдоль земной поверхности и частично огибающие Землю вследствие явления дифракции; системы, использующие **тропосферные**, или **пространственные**, волны, огибающие выпуклую поверхность земного шара за счет направленного действия волноводных образований в тропосфере и рассеяния волн на ее неоднородностях; системы, использующие **ионосферные** волны, распространяющиеся вокруг земного шара за счет однократного или многократного отражения (рассеяния) от ионосферных слоев атмосферы; системы, использующие **прямые** волны, распространяющиеся прямолинейно и обладающие способностью проникать сквозь атмосферу Земли. Сверхдлинные, длинные и средние волны распространяются в основном за счет огибания земной поверхности, Тропосферное распространение характерно для радиоволн в диапазоне от 1 до 10 см (ультракоротковолновый - УКВ диапазон) на расстоянии до 1000 км, Короткие волны распространяются за счет отражений от ионосферы. В УКВ и оптическом диапазонах связь осуществляется прямой волной в пределах прямой

видимости. Так же реализуется и космическая связь, если один из конечных пунктов космической линии находится на поверхности Земли.

Передача дискретных и непрерывных сообщений находит широкое применение в решении самых разнообразных задач связи, телеметрии и управления. Особенно большое развитие РТС ПИ получили в связи с освоением космического пространства. Расширяется сеть спутниковых систем связи, предназначенных для передачи телефонных сообщений, телевидения, разнообразной служебной информации. Для управления и связи с космическими аппаратами создаются радиолинии, обеспечивающие связь на расстоянии в сотни тысяч и миллионы километров. В таких радиолиниях осуществляется передача информации с борта аппарата на Землю о состоянии бортовых агрегатов и об исследуемых процессах, а также передача командной информации с Земли на борт.

Для увеличения дальности действия систем связи УКВ диапазона используют ретрансляторы, которые устанавливаются как на наземных пунктах, так и на борту искусственных спутников Земли.

Развитие сети ЭВМ, расширение области их применения в системах управления летательными аппаратами, системах обработки информации потребовали создания систем передачи данных по стандартным каналам. Особенности задач, решаемых РТС ПИ различного назначения, отражаются на реализации аппаратуры РТС, однако основные принципы построения остаются общими для всех РТС ПИ, что дает возможность рассматривать разного рода задачи по их проектированию с единых методических позиций.

В РТС ПИ сигнал представляет процесс квазигармонического типа, который описывается выражением (1.11). Информация о передаваемых сообщениях содержится в изменениях огибающей, фазы или частоты колебания. В зависимости от этого различают **амплитудную, фазовую и частотную модуляцию**. В случае дискретных сообщений модуляцию называют **манипуляцией**. Выбор формы сигнала осуществляют с учетом требований к РТС ПИ, в частности исходя из наилучшего выделения сообщений в условиях действия помех.

Помехи, действующие на сигнал в радиоканале, затрудняют прием сообщений. Они носят случайный характер и не могут быть полностью устранены. По своему происхождению помехи весьма разнообразны. Наиболее распространенными являются атмосферные, природа которых связана с электрическими процессами в атмосфере. Особенно сильно влияние этих помех в диапазоне длинных и средних волн. Типичными помехами для любого диапазона являются внутренние шумы аппаратуры, обусловленные хаотическим движением носителей зарядов в приемно-усилительных приборах. Эти шумы особенно сильно проявляются в радиолиниях, работающих в УКВ диапазоне. В этом же диапазоне оказывают действие помехи космического происхождения, природа которых связана с электромагнитными процессами на Солнце, звездах и других внеземных объектах.

Случайный характер изменения параметров среды распространения радиоволн, взаимное перемещение передающих и приемных пунктов приводит к искажениям параметров сигнала. Это проявляется в случайных изменениях его амплитуды, фазы, частоты.

В общем случае с учетом изложенного смесь сигнала и помех, действующую на входе приемника РТС ПИ, можно представить в виде

$$r(t) = \mu(t) A(t-\tau) \cos[\omega_0(t-\tau) + \psi(t-\tau) + \varphi(t) + n(t) + y(t)],$$

где $\mu(t)$, $y(t)$ - мультипликативная и аддитивная составляющие помехи; $A(t)$, $\psi(t)$ - функции времени, отражающие закон модуляции сигнала; $\varphi(t)$, $\tau \equiv \tau(t)$ - случайно изменяющиеся фаза и задержка сигнала; $n(t)$ - аддитивная помеха, представляющая внутренний шум приемника.

Помеха $n(t)$ является флуктуационной и представляется гауссовским случайным процессом, спектральная плотность которого постоянна в широком диапазоне частот. Аддитивная помеха $y(t)$ по своему характеру может быть непрерывной или импульсной. Непрерывные помехи имеют обычно сосредоточенный в относительно узкой полосе спектр и обусловлены действием сторонних радиостанций. Импульсные помехи представляют случайные процессы, состоящие из случайно распределенных по времени и по амплитуде импульсов. Ширина полосы спектра таких помех больше полосы пропускания приемника.

Для РТС ПИ с многостанционным доступом и кодовым разделением характерны помехи, обусловленные одновременным действием нескольких станций. Структура таких помех сходна со структурой сигналов, используемых в радиолинии.

9.2. Основные показатели РТС ПИ

Работа РТС ПИ характеризуется прежде всего качеством и количеством передаваемой информации. **Качество определяется точностью передачи сообщения по системе связи, количество – скоростью передачи информации.**

Качество передачи зависит от степени искажений, вносимых помехами в принятое сообщение. Предполагается, что другие причины, кроме помех, исключены, если РТС ПИ спроектирована правильно, т.е. РТС удовлетворяет необходимым требованиям к аппаратурной надёжности. Аппаратурная надёжность обеспечивается конструкторско-технологическими мерами и выполнением заданных условий эксплуатации. Таким образом, качество передачи можно определить помехоустойчивостью РТС ПИ.

Под **помехоустойчивостью** понимается способность РТС ПИ противостоять вредному влиянию помех на передачу сообщений. Степень соответствия принятого сообщения переданному определяет величину, называемую

верностью. В зависимости от характера сообщений применяют различные количественные меры верности.

В системах передачи дискретных сообщений количественной мерой достоверности передачи информации считают частоту ошибок, т.е. отношение числа ошибочно принятых элементов сообщения $M_{ош}$ к общему числу переданных элементов $M_{об}$: $K_o = M_{ош} / M_{об}$. При ограничении времени передачи величина коэффициента ошибок K является случайной и зависит от этого времени, Однако на практике длительность элемента значительно меньше продолжительности сеанса связи и при неизменных характеристиках процесса передачи величина K_o мало отличается от вероятности ошибочного приема одного элемента сообщения P_e . По этой причине количественной мерой верности в РТС передачи дискретных сообщений является вероятность P_e или любая монотонная функция этой вероятности. Критерий оценивания РТС ПИ по вероятности P_e следует из более общего критерия среднего риска, как это показано в п. 2.1.

Скорость передачи сообщений (информации) определяется количеством сообщений, которое может быть передано по каналу в течение заданного времени. В системах передачи дискретных сообщений пользуются понятиями технической и информационной скорости передачи. **Техническая скорость** (скорость манипуляции) определяется количеством элементов дискретного сообщения, переданных за одну секунду: $R_T = 1/T$, где T - длительность посылки, соответствующей передаче одного элемента дискретного сообщения.

Под **информационной скоростью** понимают количество информации, поступившей по радиолинии от источника к получателю за одну секунду. Информационная скорость измеряется числом двоичных единиц (бит) в секунду и совпадает с технической только для двоичных симметричных линий связи с высокой достоверностью передачи. В общем случае информационная скорость не совпадает с технической, поскольку зависит не только от скорости манипуляции, но также от типа канала связи, типа сигнала и помех.

Для систем передачи аналоговых сообщений максимальная скорость передачи определяется количеством одновременно передаваемых телефонных разговоров, радиовещательных и телевизионных программ при условии, что канал не вносит ошибок и искажений.

Максимальное время, прошедшее между моментом подачи сообщения от источника на вход передающего устройства и моментом выдачи восстановленного сообщения приемным устройством, характеризует один из показателей РТС ПИ - задержку. **Задержка** определяется длительностью обработки сигнала в передающем и приемном трактах, а также протяженностью радиолинии, Скорость обработки зависит от времени, затрачиваемого на кодирование и декодирование сообщений. Скорость передачи и задержка являются независимыми характеристиками.

Помимо указанных показателей, РТС ПИ характеризуются скрытностью радиолиний, вероятностью несанкционированного доступа в систему, массой и габаритными размерами аппаратуры, стоимостью и эксплуатационными расходами и т.д.

Скрытность работы радиолиний определяется вероятностью обнаружения факта работы РТС и вероятностью раскрытия передаваемой информации, Скрытность зависит от уровня спектральной плотности сигнала: чем меньше спектральная плотность, тем меньше вероятность обнаружения сигнала энергетическим приемником. В связи с этим говорят об энергетической скрытности радиолиний. Высокую энергетическую скрытность позволяют обеспечить сложные широкополосные сигналы.

Для раскрытия содержания передаваемой информации стороннему наблюдателю требуется затратить время на определение прежде всего структуры сигнала. Поэтому применение сложных сигналов целесообразно и с точки зрения повышения структурной скрытности РТС ПИ.

Удовлетворение требований скрытности РТС ПИ позволяет также снизить, вероятность несанкционированного доступа в систему. Ограничение такого доступа важно в некоторых системах коммерческой связи.

Учет таких показателей РТС ПИ, как габаритные размеры и масса аппаратуры, стоимость и эксплуатационные расходы, связан с технической реализацией систем, их проектированием и конструированием и в значительной мере зависит от назначения и условий работы РТС.

9.3. Информационные характеристики РТС ПИ

Многие задачи РТС решаются на основе количественных соотношений теории информации. Основания этой теории заложены в трудах К. Шеннона. Эта теория позволяет определить потенциальные характеристики систем с точки зрения информационных критериев. Основопологающим в теории информации является информационное описание сигналов и систем.

Рассмотрим **дискретные сообщения**, состоящие из n элементов, каждый из которых может находиться в одном из m различных равновероятных фиксированных состояний. Количество разных сообщений, которые можно составить из n элементов, определяется 'величиной

$$L_c = m^n .$$

Обычно принимают логарифмическую меру количества информации, определяемую логарифмом числа возможных состояний: $I_0 = \log L_c = n \log m$.

Главная особенность введенной меры состоит в том, что величина I_0 обладает свойством **аддитивности** числа элементов сообщения и суммы различных сообщений, т.е. при k источниках сообщений

$$I_0 = \sum_{i=1}^k I_{0i}$$

где $I_{0i} = \log L_i = n_i \log m_i$.

Если основание логарифма $e = 2,718$, количество информации выражается в **натуральных единицах**: $I_{0e} = \ln L_C = n \log m$. При основании логарифма, равном двум, - в **двоичных единицах**, или **битах**: $I_U = \log_2 L_C = n \log_2 m$. В дальнейшем будут использоваться в основном двоичные единицы, причем символ \log_2 заменяется символом \log .

Количество информации, приходящейся на один элемент, называют удельной информативностью или **энтропией сообщений** и обозначают буквой H :

$$H = I_0/n = 1/n \log L_C = \log m.$$

Если элементы сообщения являются независимыми и могут принимать любые из m состояний $x_k, k = 1, \dots, m$, с вероятностями p_k , а число элементов, принявших состояние x_k , равно n_k общее число элементов сообщения определяется соотношением

$$n = \sum_{k=1}^m n_k.$$

Среднее количество информации I_0 , содержащейся в одном сообщении, определяется средним числом всех возможных сообщений:

$$I_0 = \log L_C = -n \sum_{k=1}^m p_k \log p_k.$$

Разделив среднее количество информации I_0 , содержащейся в одном сообщении, на число его элементов, получим **среднюю энтропию сообщений**:

$$H = I_0/n = -\sum_{k=1}^m p_k \log p_k = \sum_{k=1}^m p_k \log 1/p_k.$$

Величина $\log 1/p_k$ представляет **частную энтропию**, характеризующую информативность k -го состояния. В дальнейшем, употребляя понятия средней энтропии и среднего количества информации, будем называть их соответственно энтропией и количеством информации.

Основные свойства энтропии заключаются в следующем: **энтропия есть вещественная, ограниченная и неотрицательная величина; энтропия равна нулю, если сообщение известно заранее; энтропия максимальна, если все состояния элементов сообщения равновероятны; энтропия двоичных сообщений ($m=2$) может изменяться в пределах от нуля до единицы.**

К информационным характеристикам относятся количество информации в сообщениях, избыточность сообщений, энтропия и производительность источника сообщений, скорость передачи информации и пропускная способность канала.

Источники дискретных сообщений вырабатывают конечное число возможных элементарных сообщений (символов) $x_i \in X, i = 1, \dots, m$. Совокупность символов x_1, x_2, \dots, x_m , отвечающих возможным состояниям источника,

называют **алфавитом**, а число различных символов – **объёмом алфавита**. Если каждое сообщение включает n символов, то общее число различных сообщений длиной n определяется величиной $L_c = m^n$. **Энтропию источника дискретных сообщений (среднюю энтропию сообщений), которая является мерой неопределённости в поведении источника, определяют следующим образом:**

$$H = I_0/n = \sum_{k=1}^m p_k \log 1/p_k . \quad (9.1)$$

Чем больше энтропия источника, тем больше степень неопределённости появления того или иного сообщения в среднем. После приёма сообщения неопределённость устраняется. Следовательно, количество информации I_0 можно рассматривать как меру уменьшения неопределённости. **Количество информации (среднее количество информации) I_0 , содержащееся в одном сообщении, определяется средним числом всех возможных сообщений**

$$I_0 = \log L_c = -n \sum_{k=1}^m p_k \log p_k$$

Для ансамбля, содержащего m различных символов, наибольшее значение энтропии источника достигается в том случае, если выбор символов алфавита характеризуется равной вероятностью p_k и независимостью. При этом

$$H_{\max} X = \log m .$$

Энтропия источника зависимых сообщений всегда меньше энтропии источника независимых сообщений, если объём алфавита и безусловные вероятности сообщений одни и те же. В этом нетрудно убедиться, сравнивая энтропии источников, содержащих независимые буквы алфавита и те же буквы, связанные в слова.

Избыточностью источника дискретных сообщений κ с объёмом алфавита m называют величину, показывающую долю максимально возможной при этом алфавите энтропии, не используемой источником:

$$\kappa = \log m - H X / \log m . \quad (9.2)$$

Наличие зависимости между последовательными элементарными сообщениями одного и того же источника или между сообщениями отдельных источников уменьшает энтропию и приводит к увеличению избыточности. Если, например, источник выдаёт m символов, то максимум информации (в битах), содержащейся в последовательности n символов, равен

$$-n \sum_{i=1}^m \frac{1}{m} \log \frac{1}{m} = n \log m ,$$

что соответствует случаю, когда все элементарные сообщения равновероятны и независимы. Информация уменьшается, когда вероятности появления сообщений различны и (или) когда существует взаимное влияние сообщений.

Для дискретных состояний x_1, x_2, \dots, x_n , сообщения отстоящих на расстоянии Δx друг от друга, можно определить вероятность $p_k = w(x_k, \Delta x)$, где

$w x_k$ - плотность вероятности k -того состояния. На основании формулы (9.1) определим энтропию сообщений:

$$H x = - \sum_{k=1}^m w x_k \Delta x \log w x_k \Delta x .$$

При уменьшении Δx с учётом условия нормировки для плотности $w x$ получим в пределе

$$H x = - \int_{-\infty}^{\infty} w x \log w x dx - \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \log \Delta x \quad (9.3)$$

В практических приложениях обычно интересуются приращением энтропии, поэтому величину $\log \Delta x$, зависящую только от выбранного интервала Δx , не учитывают и пользуются дифференциальной энтропией

$$h X = - \int_{-\infty}^{\infty} w x \log w x dx$$

Производительность источника непрерывных сообщений определяется как количество информации, выдаваемой источником в одну секунду при заданном критерии эквивалентности.

В качестве критерия эквивалентности обычно используют средний квадрат разности между принятым и переданным сообщениями, причём мощность (дисперсия) переданного сообщения σ_x^2 считается заданной.

Пропускная способность C канала определяется максимальным количеством информации, которая может быть передана по каналу в единицу времени (бит/с).

В идеальном по К. Шеннону, канале источник информации всегда согласован с каналом, т.е. производительность источника равна пропускной способности канала. Для источника, располагающего алфавитом из m символов и вырабатывающего сообщения, состоящие из n символов одинаковой длительности T , производительность составит

$$H' X = \log m / T .$$

Тогда для идеального канала

$$\log m / t = c = 1/T_0 , \quad (9.4)$$

где T_0 - время, затрачиваемое на передачу одной двоичной единицы информации.

Для идеального гауссовского канала (случайные свойства описываются гауссовским, т.е. нормальным законом распределения) **с ограниченной пиковой мощностью** сигнала пропускная способность определяется выражением

$$C = \Delta f_3 \log 1 + a_c P_c / P_{\Pi} , \quad (9.5)$$

где Δf_3 - полоса частот, в которой действует гауссовский шум; P_c - мощность сигнала; $P_{\Pi} = N_0 \cdot \Delta f_3$ - мощность помехи; N_0 - спектральная плотность гауссовского шума; a_c - коэффициент, учитывающий ухудшение информационных свойств применяемого класса сигналов по сравнению с гауссовским

($0 \leq a_c \leq f$). Как показывают расчеты, для синусоидальных сигналов $a_c \cong 0,3$, для прямоугольных $a_c \cong 0,03$ (для гауссовских сигналов $a_c = 1$).

В качестве показателей гауссовского канала, на основе формулы (1.5), вводят следующие показатели.

Удельные затраты полосы и энергии, т.е. затраты на передачу одного бита информации:

$$\beta_{\Delta f} = \Delta f_{\Delta} / C \quad (9.6)$$

$$\beta_E = E_0 / N_0 = P_C \cdot T_0 / N_0, \quad (9.7)$$

где E_0 , T_0 - энергия сигнала и время, затрачиваемое на передачу одного бита информации в оптимальном канале. Учтывается, что $C \cdot T_0 = 1$ бит, можно, что

$$\beta_i = \frac{\beta_{\Delta f}}{a_c} 2^{1/\beta_{\Delta f}} - 1. \quad (9.8)$$

В соответствии с соотношением

$$\beta_E / \beta_{\Delta f} = P_C / P_{\Pi} = P_C / N_0 \Delta f_{\Delta}, \quad (9.9)$$

из формулы (9.8) получим необходимую величину отношения сигнал/шум в оптимальном гауссовском канале:

$$q_c = P_C / P_{\Pi} = \frac{1}{a_c} 2^{1/\beta_{\Delta f}} - 1 \quad (9.10)$$

10. СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ [1, 8, 9]

10.1. Выбор сигналов в системах передачи дискретных сообщений

В реальных системах передачи информации при выборе сигналов необходимо учитывать особенности передаваемых сообщений, условия работы системы, технические ограничения на параметры и характеристики РТС ПИ. Учет этих факторов затрудняет решение задачи о выборе сигналов, поэтому ее решают для идеализированных условий, а затем результаты уточняют для конкретных реальных условий.

Рассмотрим оптимальный гауссовский канал связи. В этом случае источник информации согласован с каналом с помощью кодирования: производительность источника равна пропускной способности канала [см. выражение (9.4)]. На основании этого соотношения выразим удельные затраты полосы (9.6) оптимальной системе:

$$\beta_{\Delta f} = \Delta f_{\Delta} / C = \Delta f_{\Delta} T_0 = \Delta f_{\Delta} T / \log m = B / \log m, \quad (10.1)$$

где $B = \Delta f_{\Delta} T$ - база сигнала.

Представляют интерес два характерных случая: сигналы с малыми затратами полосы и сигналы с малыми затратами энергии.

Сигналы с малыми затратами полосы должны обеспечивать выполнение условия $\beta_{\Delta f} < 1$. В соответствии с выражением (10.1) для этого необхо-

дим, чтобы база сигналов была минимальной ($B \approx 1$), а размер алфавита m большим ($m > 2$). При $B = 1$

$$\beta_{\Delta f} = 1/\log m, \quad (10.2)$$

а удельные затраты энергии на основании формул (9.8) и (10.2) определяются выражением $\beta_E = m-1 / a_c \log m$.

При $B = 1$ и $m > 2$ сигналы называют **многоуровневыми (многоосновными) простыми сигналами**. Полоса частот, занимаемая таким сигналом, определяется посылкой и не зависит от числа m используемых посылок. Примерами таких сигналов являются комбинированные амплитудно-фазоманипулированные сигналы, сигналы с многократной фазовой манипуляцией. Затраты энергии при уменьшении затрат полосы увеличиваются. В реальных системах увеличению m препятствует также нестабильность характеристик, поэтому применяют сигналы, у которых $m \leq 8$.

Сигналы с малыми затратами энергии в оптимальном канале приводят к значительным затратам полосы при $\beta_E \rightarrow \beta_{E \min} = \ln 2/a_c$ имеем $\beta_{\Delta f} \gg 1$. Отсюда следует, что база сигнала $B \gg \log m$, т.е. $B \gg 1$. Сигналы с большой базой (**сложные сигналы**) обеспечивают малые затраты энергии. При $m = 2$ имеем $\beta_{\Delta f} = B$ т.е. затраты полосы определяются величиной базы сигнала. На основании соотношений (9.8) и (10.1) для двоичных сигналов ($m = 2$) получаем $\beta_E = \frac{B}{a_c} 2^{1/B} - 1$. Из полученного выражения видно, что уже при $B = 10$ удельные затраты энергии достигают минимального значения ($\beta_E = \beta_{E \min}$). Однако на практике применяются сигналы, у которых $B > 10$, поскольку при этом обеспечивается приём сигналов в условиях очень малых отношений сигнал/шум на входе приёмника. В соответствии с формулой (9.9) можно записать:

$$q_c = \frac{P_c}{P_{\Pi}} = \frac{\beta_E}{\beta_{\Delta f}} = \frac{1}{a_c} 2^{1/B} - 1.$$

10.2. Реальные способы приёма двоичных сигналов в каналах с постоянными параметрами

10.2.1 Некогерентный приём двоичных АМ сигналов

Для оптимальных приемников, рассмотренных в п. 2.5, необходимо точное знание амплитуды, частоты, временного положения сигналов. В реальных каналах эти параметры приобретают случайные отклонения, обусловленные изменениями свойств среды распространения, перемещением передатчика и приемника в системах с подвижными объектами и др. В результате появления рассогласований характеристики качества приема несколько ухудшаются.

На практике положительные свойства корреляторов и согласованных фильтров реализуются с помощью квазиоптимальных приемников. В этих

приемниках фильтрацию сигналов от помех выполняет квазиоптимальный фильтр, а отсчет в конце интервала анализа входного колебания берется по огибающей посылки. **Наилучшая фильтрация в квазиоптимальных фильтрах** обеспечивается путем выбора оптимальной полосы пропускания. Для простых двоичных сигналов квазиоптимальные фильтры, реализуемые обычно на промежуточной частоте, проигрывают оптимальным не более 1 дБ. Выделение огибающей осуществляется обычным детектором огибающей (ДО) или синхронным детектором (СД). Для работы СД необходимо формировать опорное колебание.

Рассмотрим прием АМ сигналов с пассивной паузой. Считаем, что амплитуда посылки равна a_0 , а длительность T . Структурная схема приемника приведена на рисунке 10.1. После преобразования частоты сигнала, которое реализуется с помощью смесителя (СМ) и гетеродина (Г), колебание поступает в усилитель промежуточной частоты (УПЧ), выполняющий роль линейного квазиоптимального фильтра. После детектирования выделяется огибающая сигнала, усиливаемая в видеоусилителе (ВУ), где происходит подавление высокочастотных составляющих помех. Решение о принятом сигнале принимается в решающем устройстве (РУ), которое управляется синхронизирующим устройством (СУ).

Чтобы оценить вероятность ошибочного приема, необходимо определить законы распределения напряжения на выходе детектора. При отсутствии сигнала (пауза) плотность вероятности огибающей квазигармонического случайного гауссовского процесса определяется распределением Рэлея. При наличии сигнала в смеси распределение огибающей напряжения является обобщенным распределением Рэлея.

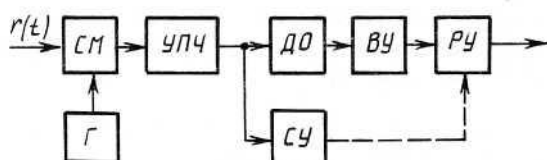


Рисунок 10.1.

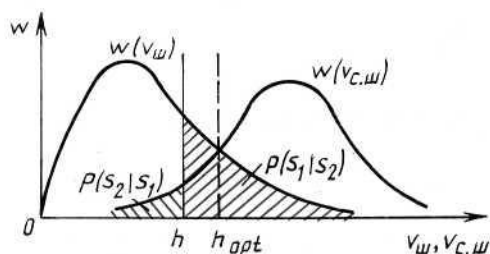


Рисунок 10.2.

На рисунке 10.2 приведены плотности вероятности нормированных значений огибающей $v_u = U_u / \sigma$ и $v_{c,u} = U_{c,u} / \sigma$, соответствующих отсутствию и наличию сигнала в смеси; σ^2 - средний квадрат шумового напряжения. По-

роговое значение $h = u_{\Pi} / \sigma$ нормировано относительно σ . Ошибки при приеме заключаются в превышении порога напряжением, обусловленным действием одной помехи ($s_2 \ t = 0$), или принятии решения о паузе в случае действия в смеси сигнала $s_1 \ t$.

Как показывает анализ, условные вероятности ошибок $P_{s_2 | s_1}$ и $P_{s_1 | s_2}$ различаются, что означает несимметричность канала при некогерентном приеме сигналов с АМ. Для предельных значений порога, стремящихся к 0 и к ∞ , вероятность ошибки P_e стремится к 0,5 из-за ложного появления и из-за пропуска сигнала. При низких значениях порога ($h \rightarrow 0$) ошибки приводят к появлению на выходе последовательности символов, состоящих только из единиц, при высоких значениях порога ($h \rightarrow \infty$) - к появлению на выходе только нулей. Однако существует некоторое оптимальное значение порога h_{opt} при котором полная вероятность ошибки P_e минимальна. Это значение h_{opt} можно получить из условия равенства $w_{v_{III}} = w_{v_{C.III}}$, что отмечено на рисунке 10.2. Отсюда с учетом выражений для плотностей вероятности $w_{v_{III}}$ и $w_{v_{C.III}}$ следует условие оптимальности порога $h_{opt} = u_{\Pi opt} / \sigma : I_0 \ 2qu_{\Pi opt} / a_0 = \exp q$, где $q = 2a_0^2 T / N_0$ - отношение сигнал/шум; N_0 спектральная плотность шума; a_0 - амплитуда сигнала $s_1 \ t$. На рисунке 10.3 приведена зависимость $u_{\Pi opt} / a_0$ от \sqrt{q} . С ростом q относительный порог стремится к 0,5.

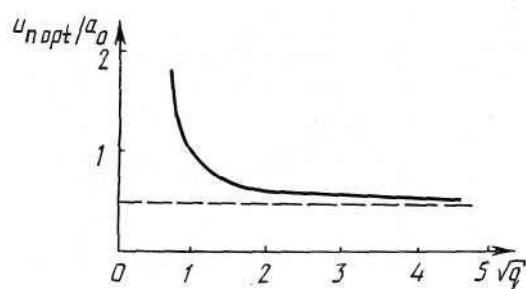


Рисунок 10.3

При отсутствии подавления сигнала шумом в детекторе, что имеет место, если $q \geq 9$, относительный порог равен 0,5. В этом случае, используя методику, аналогичную изложенной в п. 2.5.2, имеем $P_e \cong 0,5 \exp\left(-\frac{q}{4}\right) 1 + 1/\sqrt{\pi q}$.

Для установления оптимального порога необходимо знать амплитуду сигнала a_0 . Поэтому приемник должен осуществлять оценку амплитуды, что обеспечивается системой автоматической регулировки усиления (АРУ) приемника по принимаемому сигналу.

Сравнение помехоустойчивости некогерентного приема АМ сигналов с оптимальным когерентным приемом показывает, что для **достижения одинаковых значений P_e необходимо увеличить** отношение сигнал/шум на входе некогерентного приемника в γ раз, где

$$\gamma = 1 + \frac{4}{q} \ln \left(\frac{\sqrt{\pi q}}{2} \right).$$

Это означает, что при $P_e = 10^{-3} - 10^{-6}$ некогерентный прием требует увеличения энергии сигнала на 30-15 %.

10.2.2 Некогерентный приём ЧМ сигналов

Рассмотрим прием простых ЧМ сигналов. Такие сигналы можно представить в виде $s_i(t) = a_0 \cos(\omega_i t + \varphi_i)$, $t \in [0, T]$, $i = 1, 2$, где ω_i , φ_i - частота и фаза i -ой посылки.

Спектр ЧМ сигнала показан на рисунке 10.4, где Δf - девиация частоты, определяющая разнос спектра посылок по частоте; Δf_{Σ} - полоса частот, занимаемая спектром ЧМ сигнала. Существует оптимальное значение Δf_{opt} , при котором достигается наибольшая вероятность различения сигналов в шуме: $1/\Delta f_{opt} = 0,75T$.

При увеличении Δf по сравнению с Δf_{opt} условия различения сигналов не улучшаются, вместе с тем увеличиваются затраты полосы на передачу того же количества информации. При $\Delta f < \Delta f_{opt}$ спектры посылок перекрываются и различимость сигналов s_1 и s_2 падает. Минимально допустимая полоса частот, занимаемая спектром ЧМ сигнала, определяется величиной $\Delta f_{\Sigma} = \Delta f_{opt} + 1/T \cong 2/T$.

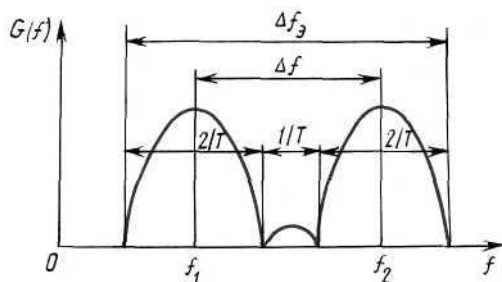


Рисунок 10.4.

Прием ЧМ сигналов может быть осуществлен несколькими способами. Первый способ основан на предварительной фильтрации сигнала в линейном фильтре (ЛФ), ограничении колебания для устранения амплитудных флуктуаций сигнала, обработке сигнала в частотном дискриминаторе. Последний выработывает напряжение в соответствии с принятыми посылками. При втором способе используют два полосовых фильтра (ПФ), детекторы огибающих

(ДО), видеоусилители и разностное устройство. Структурная схема, соответствующая второму способу, показана на рисунке 10.5. Такой приемник менее чувствителен к изменению параметров отдельных элементов и обеспечивает более высокую помехоустойчивость.

Оценим помехоустойчивость приемника, построенного по схеме на рисунке 10.5 при условии одинаковой энергии посылок и одинаковых полос ПФ. В этом случае схема симметрична по отношению к приему s_1 и s_2 , поэтому условные вероятности ошибок $P_{s_1|s_2}$ и $P_{s_2|s_1}$ равны.

Пусть передан сигнал s_1 . Тогда во втором канале, где нет сигнала, действует только шум, и ошибка происходит за счет превышения огибающей шума $u_{ш}$ значения огибающей $u_{с.ш}$ сигнала и шума в первом канале в момент окончания посылки s_1 . В данном случае, согласно изложенному в п. 2.5.2, получим

$$P_{s_2|s_1} = 0,5 \exp -q/4 \quad (10.3)$$

где $q = a_0^2 / N_0 \Delta f_\phi = 2E / N_0 \Delta f_\phi T$ - отношение сигнал/шум; Δf_ϕ - полоса пропускания полосового фильтра. Вероятность ошибочного приема при равновероятных посылках определяется правой частью соотношения (10.3).

Сравним помехоустойчивость некогерентного и оптимального когерентного приема. В случае ортогональных сигналов оптимальный приемник обеспечивает вероятность ошибки $P_e = 1 - \Phi \sqrt{q/2}$. При большом отношении сигнал/шум ($q > 9$) это выражение приводится к виду

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{\pi q}} \exp -q/4 \quad (10.4)$$

В случае равенства вероятностей ошибок некогерентного и когерентного приёма из формул (10.3) и (10.4) следует, что некогерентный приёмник энергетически проигрывает когерентному в γ раз, где

$$\gamma = 1 + 4 \ln 1,26 \sqrt{q/2} / q.$$

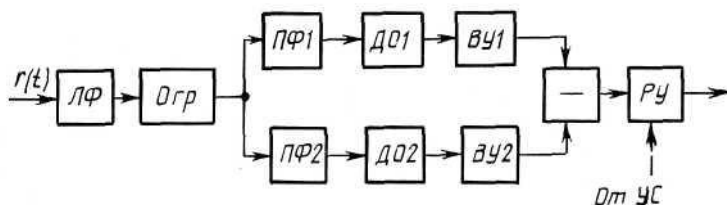


Рисунок 10.5.

Для вероятностей ошибок $P_e = 10^{-3} - 10^{-6}$ некогерентный приемник ЧМ сигналов требует увеличения энергии сигнала по сравнению с когерентным на 30-15 %, т.е. на 1—0,5 дБ.

10.2.3 Приём ФМ сигналов

Фазоманипулированные сигналы позволяют передавать дискретные сообщения с наименьшими по сравнению с другими сигналами затратами полосы и энергии при заданной достоверности приёма. Информация о передаваемом сообщении содержится в фазе сигнала, который записывается в виде $s_i(t) = a_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_i)$, $t \in [0, T]$, $i = 1, 2$.

В случае манипуляции фазы на 180° имеем $|\varphi_1 - \varphi_2| = \pi$. Для определенности можно принять $\varphi_1 = 0, \varphi_2 = \pi$. Таким образом, фаза сигнала однозначно связана с последовательностью информационных символов. Выделение их основано на фазовой селекции сигналов, осуществляемой фазовым детектором (ФД). ФД реализует операцию перемножения входного колебания и опорного сигнала, а также подавление высокочастотных составляющих с помощью фильтра нижних частот (ФНЧ). На рисунке 10.6 показан фазовый детектор и устройство формирования опорного сигнала (УФОС), которое вырабатывает напряжение $s_{оп}(t) = a_{оп} \sin(\omega_0 t + \varphi_{оп})$. В результате перемножения входного и опорного сигналов и фильтрации в ФНЧ на выходе ФД выделяется напряжение $u_{ф.д.} = k_0 \cos(\omega_0 - \omega_{оп} t + \varphi_i - \varphi_{оп})$, которое при равенстве частот ω_0 и $\omega_{оп}$ зависит только от значения разности фаз $\varphi_i - \varphi_{оп}$, определяемой принимаемым сигналом и сигналом УФОС. Коэффициент k_0 зависит от амплитуды сигналов и от коэффициента передачи ФД. Приняв $k_0 = 1$, получим

$$u_{ф.д.} = \begin{cases} 1, & \text{если } \varphi_i - \varphi_{оп} = 0; \\ -1, & \text{если } \varphi_i - \varphi_{оп} = \pi. \end{cases}$$

Условие $\varphi_i = \varphi_{оп} = 0$ обеспечивает **синхронное (когерентное) детектирование ФМ сигналов**. Если по каким-либо причинам начальная фаза $\varphi_{оп}$ принимает значение π , то возникает, так называемое явление обратной работы, при котором происходит обращение посылок s_1 в s_2 и наоборот.

Для формирования опорного сигнала ФД используются различные способы: применяют в приемнике местный высокостабильный генератор, напряжение которого фазуруется с напряжением генератора передатчика в начале каждого сеанса связи; выделяют опорный сигнал из принимаемой смеси $r(t)$.

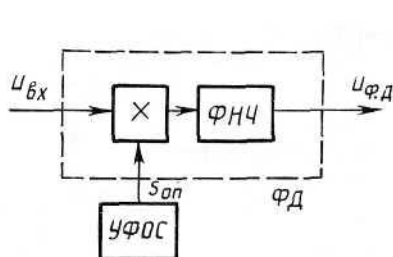


Рисунок 10.6.

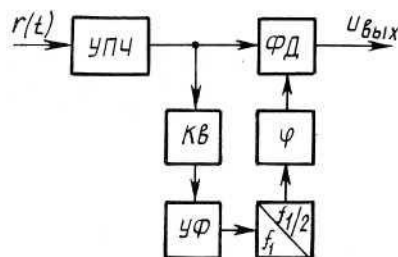


Рисунок 10.7.

Первый способ сопряжен с требованием высокой стабильности генераторов, которая должна достигать относительных значений $\delta f/f \cong 10^{-6} - 10^{-10}$ для обеспечения длительности сеанса связи от $2 \cdot 10^{-3}$ до 20 с. Но даже при таких коротких сеансах связи возможны случайные отклонения фазы при распространении сигналов по каналу связи, поэтому указанный способ мало пригоден для применения в современных радиолиниях. Чаще применяется второй способ формирования опорного сигнала ФД с помощью принимаемого колебания. Известны различные схемы УФОС, которые иногда называют схемами восстановления несущей.

На рисунке 10.7 приведена наиболее простая схема, предложенная в 1933 г. советским ученым А.А. Пистолькорсом. Для восстановления несущей ФМ сигнал с выхода УПЧ подается на удвоитель (квадратор — Кв), где производится возведение сигнала в квадрат. Колебание на удвоенной несущей выделяется узкополосным фильтром (УФ). После деления частоты в два раза и компенсации образующегося фазового сдвига в фазовращателе на ФД подается восстановленное колебание с частотой несущей. Ослабление помех в УФОС эффективно при условии $\Delta f_\phi / \Delta f_\omega \cong T \Delta f_\omega \leq 0,1$, где Δf_ϕ - полоса УФ. Удовлетворить этому требованию возможно при относительно высокой стабильности частоты сигнала. В РТС связи с подвижными объектами, где существенно влияние доплеровского смещения частоты, вместо пассивного УФ включают активные следящие фильтры, которые строятся на принципах фазовой автоподстройки частоты (ФАП). За счёт действия возмущающих факторов в УФОС" не исключается явление обратной работы.

Вариант схемы, предложенной в 1956 г. Д. Костасом, приведен на рисунке 10.8. На входе схемы ФАП включен перемножитель, осуществляющий снятие фазовой манипуляции сигнала. Для этого используются сформированные на выходе усилителя-ограничителя (УО) посылки. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, показаны на рисунке 10.9. Явление обратной работы эта схема не устраняет. Необходимо отметить, что обратная работа принципиально неустранима при приёме ФМ сигналов с использованием ФД. Это объясняется отсутствием в спектре ФМ сигнала составляющей на несущей частоте, поэтому работа схемы определяется начальными условиями фазировки входного и опорного сигналов.

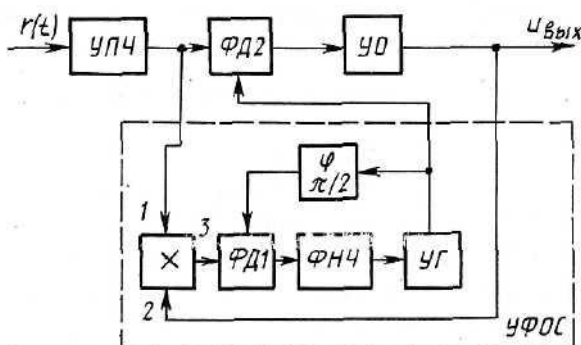


Рисунок 10.8.

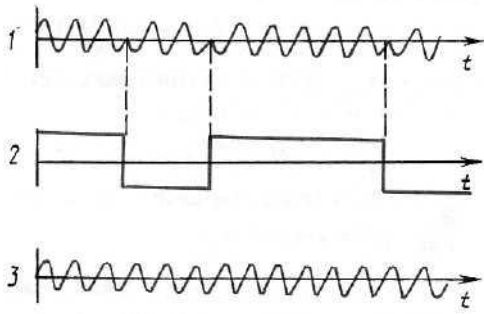


Рисунок 10.9.

Даже при правильно выбранной начальной фазировке этих сигналов случайные возмущения могут привести к перескоку фазы и, следовательно, к обратной работе.

Помимо обратной работы, на помехоустойчивость реального приема ФМ сигналов оказывает влияние действие ошибок в канале опорного напряжения, вызванное помехами. Случайные рассогласования $\delta\varphi$ по фазе между входным и опорным сигналами приводят к снижению эквивалентного отношения сигнал/шум и, следовательно, увеличивают вероятность ошибочного приема P_e . Напряжение на выходе ФД при совпадении частот ω_0 и $\omega_{оп}$ можно записать в виде $u_{\varphi,Д} = \cos \varphi_i \cos \delta\varphi$, где φ_i в зависимости от посылки принимает значения 0 или π .

Вследствие случайного характера $\delta\varphi$ условная вероятность ошибки $P_e \delta\varphi$ также является случайной величиной: $P_e \delta\varphi = 1 - \Phi \sqrt{q} \cos \delta\varphi$.

Чтобы найти вероятность ошибки P_e , необходимо осуществить усреднение случайной величины $P_e \delta\varphi$ с учетом плотности вероятности ошибок фазы $w \delta\varphi$:

$$P_e = \int_{-\infty}^{\infty} w \delta\varphi P_e \delta\varphi d \delta\varphi .$$

При относительно малых вероятностях P_e , можно воспользоваться приближенным выражением

$$P_e = 1 - \Phi \sqrt{q} \langle \cos \delta\varphi \rangle , \quad (10.5)$$

где

$$\langle \cos \delta\varphi \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} w \delta\varphi \cos \delta\varphi d \delta\varphi . \quad (10.6)$$

В схемах восстановления несущей, как правило, осуществляется достаточно хорошая фильтрация от помех, поэтому плотность вероятности $w \delta\varphi$ с высокой степенью точности можно аппроксимировать гауссовской плотностью с дисперсией $\sigma_\varphi^2 \cong 1/q_B$, где q_B - отношение сигнал/шум на выходе УФОС. Для гауссовской плотности вероятности интегрирование в соотношении (10.6) приводит к выражению

$$\langle \cos \delta\varphi \rangle = \exp -\sigma_\varphi^2 / 2 .$$

Отсюда на основании соотношения (10.5) получим окончательное выражение для вероятности ошибки:

$$P_e = 1 - \Phi \sqrt{q} \exp -\sigma_\phi^2/2 \quad . \quad (10.7)$$

Эквивалентное отношение сигнал/шум можно определить как

$$q_\phi = q \exp -\sigma_\phi^2 \quad . \quad (10.8)$$

Очевидно, с увеличением дисперсии ошибок σ_ϕ^2 снижается q_ϕ и растет вероятность P_e . Значение отношения сигнал/шум q_B , определяющее дисперсию σ_ϕ^2 , можно вычислить на основании следующего соотношения, справедливого, в частности, для схемы Пистолькорса:

$$q_B = \frac{q_{BX}^2 \Delta f_\phi}{1 + 2q_{BX} \Delta f_\phi} \quad , \quad (10.9)$$

где q_{BX} - отношение сигнал/шум в полосе УПЧ Δf_ϕ ; Δf_ϕ - полоса УФ.

Соотношение (10.9) показывает возможность выделения несущей из ФМ сигнала, скрытого в шумах, т.е. при $q_{BX} < 1$, Аналогичные соотношения имеют место для других типов УФОС.

10.3. Приём сигналов в каналах со случайными параметрами

10.3.1 Характеристики каналов

К каналам связи, параметры которых непрерывно и случайно меняются в процессе передачи информации, относятся тропосферные, ионосферные, метеорные. Каналы со случайными параметрами условно подразделяются на каналы с **прямой волной** и каналы с **отражённо-рассеянной волной**. В каналах первого типа сигнал распространяется в пределах геометрической видимости между передатчиком и приемником, а параметры среды случайным образом меняются, как, например, в наземных каналах оптической связи. В каналах второго типа геометрическая видимость между передатчиком и приемником отсутствует, и для связи используются свойства рассеяния и переизлучения волн неидеальными средами. За счет переизлучения и рассеяния сигнала некоторым объемом среды, параметры которой меняются во времени, происходят **замирания** сигнала. При замираниях уровень сигнала может существенно снизиться, в результате чего достоверность принимаемой информации резко падает.

В первом приближении среда распространения может считаться линейной, т.е. представляться моделью в виде некоторой линейной системы, параметры которой отражают ослабление сигнала в среде, поглощение его, определяемое медленными изменениями замираний, и флуктуации сигнала, вызываемые быстрыми изменениями параметров среды.

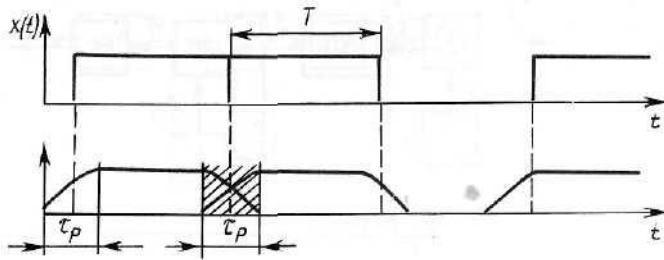


Рисунок 10.10.

При относительно кратковременных сеансах связи можно учитывать лишь флуктуации сигнала, считая, что медленные замирания, вызываемые изменениями структуры среды, несущественны. Изменения среды, приводящие к флуктуациям сигнала, обусловлены неоднородностями, возникающими в результате скачков температуры или плотности среды в различных слоях, а также турбулентными процессами, приводящими к локальным неоднородностям. Эти слоистые и глобулярные неоднородности меняют свои размеры, перемещаются, приводя к изменению характера отражения и рассеивания энергии радиосигнала при его распространении в такой среде. На вход приемника сигнал попадает по многим путям (лучам). Это явление называют **многолучевостью**. Время прохождения и амплитуды колебаний в лучах различны и случайны. Интерференция лучей приводит к флуктуациям сигнала в месте приема.

При передаче посылки $s_i(t) = a_0 f_i(t)$, где a_0 — амплитуда посылки; $f_i(t)$ — посылка единичной амплитуды, на входе приемника сигнал $s_M(t)$ может быть представлен суммой:

$$s_M(t) = \sum_k s_{ik}(t) = \sum_k a_{ik}(t) f_i(t - \tau_k(t)),$$

где k — число лучей; $a_{ik}(t)$ — огибающая i -й посылки сигнала, принятого по k -му лучу; $\tau_k(t)$ — запаздывание составляющей k -го луча относительно момента начала излучения i -й посылки.

Случайный характер процессов $a_{ik}(t)$ и $\tau_k(t)$ определяет случайный характер сигнала $s_M(t)$. Время запаздывания τ_k сигнала, пришедшего по k -му лучу, представляется в виде суммы среднего времени τ_{k0} по всем лучам и случайного отклонения $\delta\tau_k$ времени запаздывания по k -му лучу от среднего времени τ_{k0} . Время τ_p **многолучевого растяжения сигнала** характеризуется разностью между максимальным и минимальным значениями $\delta\tau$. За счет эффекта многолучевого растяжения каждая посылка сигнала на входе приемника оказывается увеличенной на время τ_p . При этом появляется межсимвольная интерференция, которая приводит к ухудшению качества приема. Рисунок 10.10 иллюстрирует эффект интерференции (заштрихованный участок определяет область интерференции). Чтобы уменьшить влияние межсимвольной интерференции на качество приема двоичных сигналов, необходимо,

чтобы $T \gg \tau_p$. Отсюда следует условие, накладываемое на техническую скорость передачи в многолучевых каналах: $R_T = 1/T \ll 1/\tau_p$.

В радиолиниях дальней коротковолновой связи протяженностью до 4000 км время растяжения τ_p достигает 3 мс. В тропосферных линиях протяженностью до 1000 км это время составляет несколько микросекунд.

Случайные перемещения элементарных неоднородностей среды приводят к случайному доплеровскому сдвигу частоты спектральных составляющих сигнала, проходящего через среду. В результате случайного характера смещений для различных составляющих спектра имеет место их уширение (доплеровское растяжение спектра Δf_d). Диапазон частот, в пределах которого соблюдается условие примерно одинакового растяжения для всех составляющих спектра сигнала, называют **полосой частот когерентного распространения**. Условие когерентности сводится к неравенству $\Delta f_d \ll \Delta f_c$, где Δf_c - полоса спектра сигнала. Если принять, что $\Delta f_c \cong 1/T$, указанное условие сводится к неравенству $T \ll 1/\Delta f_d$. Невыполнение этого условия приводит к случайным искажениям спектра сигнала и его формы (селективные замирания). Чтобы удовлетворить требованиям малого влияния многолучевости и доплеровского растяжения, необходимо обеспечить неравенство $\Delta f_d \tau_p \ll 1$. Произведение $\Delta f_d \tau_p = k_p$ определяет **коэффициент растяжения**.

Для характеристики изменений амплитуды сигнала при замираниях вводят понятия глубины и скорости замираний. **Глубина замираний** характеризуется изменением уровня огибающей сигнала относительно медианного значения. **Медианное значение** определяется уровнем огибающей, при котором в течение сеанса связи суммарное время пребывания процесса как выше, так и ниже этого уровня одинаково. В линиях связи большой протяженности глубина замираний может достигать 20-30 дБ. Нормированная корреляционная функция замираний, полученная на основе экспериментальных данных, имеет вид экспоненты с показателем $-|\tau|/2\tau_{\phi л}$, где $\tau_{\phi л}$ - параметр, характеризующий скорость замираний. В радиолиниях большой протяженности скорость замираний выше, чем в линиях малой протяженности соответственно величина $\tau_{\phi л}$ меньше. Средняя длительность замираний колеблется в пределах 0,1-0,3 с, причем для большинства радиолиний средняя длительность замираний значительно превышает продолжительность отдельных посылок, поэтому можно считать замирания сигналов медленными.

Распределение огибающей при замираниях сигнала подчиняется обобщенному закону Рэлея. При очень глубоких замираниях считают огибающую сигнала распределенной по закону Рэлея или односторонне-нормальному закону. Примером канала с рэлеевскими замираниями является тропосферный или ионосферный канал. Каналы, в которых применяются остронаправленные антенны, характеризуются обобщенными рэлеевскими замираниями.

10.3.2 Одиночный приём двоичных флуктуирующих сигналов

Представим колебание на входе приемника в виде

$$r(t) = ks_i(t) + n(t), \quad i=1,2, \quad (10.10)$$

где $n(t)$ - аддитивный белый шум со спектральной плотностью N_0 ; коэффициент k характеризует замирания сигнала в среде и представляет случайную величину с известным законом распределения. Сигнал $s_i(t)$ имеет случайную начальную фазу, поэтому модель (10.10) при указанных условиях соответствует **гауссовскому каналу с общими замираниями**.

В случае медленных замираний сигнала коэффициент k необходимо учитывать при вычислении отношения правдоподобия. Можно убедиться в том, что алгоритм оптимального различения сигналов и структурная схема приемника остаются такими же, как и для сигналов со случайной начальной фазой (см. рисунок 2.42).

При оценке помехоустойчивости приема сигналов со случайными амплитудой и фазой необходимо знать закон распределения коэффициента k в формуле (10.10). В случае рэлеевского распределения $w(k)$ с единичной дисперсией вероятность ошибки P_e для двоичных ортогональных сигналов определяется выражением

$$P_e = \int_0^{\infty} w(k) P_e(k) dk = 1/2 \cdot q^{-1} \cdot (1 + q)^{-1}.$$

Здесь осуществлено усреднение по всем посылкам; $P_e(k)$ - условная вероятность ошибки, вычисляемая по формуле (2.96), в которой вместо $q = 2E/N_0$ следует подставлять $k^2 q$. Рэлеевские замирания существенно снижают качество различения сигналов. **Для обеспечения малых значений вероятности ошибки P_e при замираниях требуется существенно увеличивать энергию сигнала по сравнению с каналом без замираний.**

10.3.3 Разнесённый приём сигналов

Разнесённый прием сигналов является весьма эффективным методом борьбы с замираниями в рэлеевских каналах. При разнесённом приеме решение о принимаемом сообщении вырабатывается на основе анализа нескольких различающихся образцов сигнала, содержащих одно и то же сообщение. Если обозначить образцы посылок сигнала с одним и тем же сообщением через $s_{ki}(t)$, то при числе копий n $s_{ki}(t) = a_{ki} f_{ki}(t)$, $i=1..n$, где a_{ki} - огибающая i -го образца; $f_{ki}(t)$ - сигнальная функция i -го образца посылки единичной амплитуды. Все копии действуют в пределах интервала $[0, T]$.

При одинаковой статистике замираний вероятности того, что амплитуды a_{ki} окажутся меньше некоторой заданной величины u_0 , одинаковы

$P_{a_{ki} \ll u_0} = p_i = p$, поэтому вероятность того, что все n статистически независимых образцов будут иметь амплитуды меньше u_0 , равна

$$P_0 = \prod_{i=1}^n P_i = p^n.$$

Отсюда следует, что вероятность одновременного замирания всех образцов уменьшается по мере роста числа n . Это обстоятельство и используется для ослабления влияния замираний на качество приёма.

На практике используют следующие виды разнесения: частотное, временное, поляризационное и пространственное. При **частотном разнесении** передачи одной и той же информационной посылки формируются образцы сигнала на различных частотах. При правильном разнесении сигналы оказываются слабо коррелированными и передаются одновременно по нескольким параллельным каналам. Такое разнесение связано с расширением частотного диапазона и усложнением аппаратуры РТС ПИ.

При **временном разнесении** одна и та же информация передается путем повторения через интервалы времени, превышающие время корреляции замираний $\tau_{\text{фл}}$. Для организации приема сообщений необходимы устройства запоминания информации как на передающей, так и на приемной сторонах. При временном разнесении снижается скорость передачи сообщений.

Поляризационное разнесение основано на эффекте разделения принимаемых колебаний в месте приема на составляющие с горизонтальной и вертикальной поляризацией. Эти составляющие принимаются на две антенны с различной поляризацией. Однако указанный эффект наблюдается только в некоторых каналах.

Пространственное разнесение основано на том, что один и тот же сигнал принимается на разнесённые в пространстве антенны, что обеспечивает некоррелированность огибающих копий в различных ветвях приема. Коэффициент корреляции между огибающими копий сигнала зависит от величины разнесения Δx : и может быть представлен выражением $\rho_{\Delta x} = \exp -\Delta x^2 / 2\Delta x_0^2$, где Δx_0 - величина, характеризующая минимальное значение разноса, при котором копии можно считать некоррелированными. В зависимости от вида разнесения переменная Δx выражается в единицах частоты, времени, расстояния, угловых единицах.

Наиболее широкое применение на практике нашло пространственное разнесение. Достаточная декорреляция образцов сигнала достигается обычно на УКВ при разнесении антенн на расстояние $\Delta l' \geq 10-20 \lambda_0$ (λ_0 - длина волны).

Рассмотрим основные методы разнесенного приема. Наиболее простым и достаточно эффективным является метод **автовывбора** ветви с самым сильным сигналом. Схема разнесенного приема при автовывборе изображена на рисунке 10.11. Выходы приемников (Пр) ветвей подключаются схемой переключения (СПк) к демодулятору с решающим устройством (ДРУ). Управление

ние схемой переключения осуществляется с помощью измерителей коэффициента ($ИЗ_k$) передачи каналов (или мощности принимаемого сигнала) по отдельным ветвям. Схема переключения обеспечивает выбор ветви с наибольшим сигналом.

Схему автовыбора можно рассматривать как схему одиночного приема в эквивалентном канале, в котором при медленных замираниях коэффициент передачи рэлеевского канала k меняется в соответствии с законом распределения $w k$.

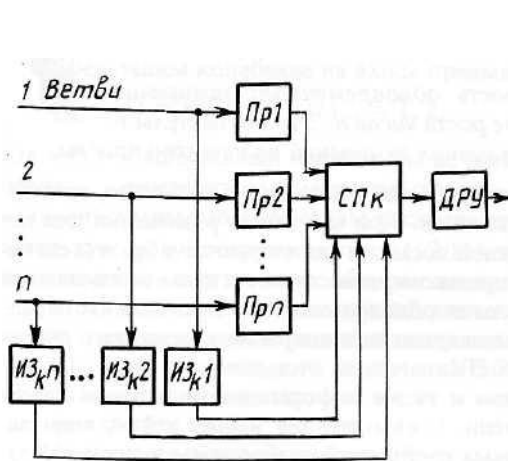


Рисунок 10.11.

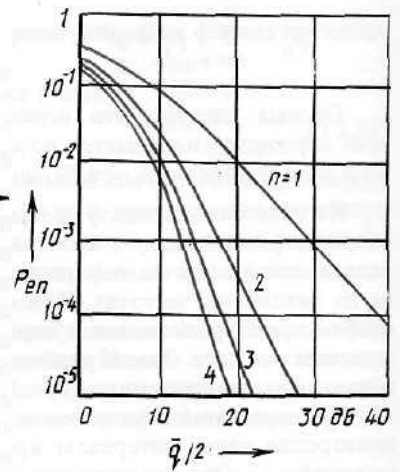


Рисунок 10.12.

Этот закон может быть найден из функции распределения, представляющей вероятность того, что все значения канальных коэффициентов k_i меньше k . С учетом закона распределения $w k$ средняя вероятность ошибочного приема при n -кратном разнесении определяется выражением

$$P_{en} = \int_0^{\infty} P_e k w k dk = n! / \left(2 \prod_{i=1}^n i + \bar{q}/4 \right). \quad (10.11)$$

Это выражение справедливо для двоичной системы с ортогональными сигналами при медленных рэлеевских замираниях и идентичных замираниях сигналов в отдельных n ветвях. В выражении (10.11) принято: $\bar{q} = K^2 E / N_0$ - отношение средней (по замираниям) энергии сигнала $K^2 E$ в месте приема к спектральной плотности N_0 белого шума; K^2 - средний квадрат, характеризующий рэлеевский закон распределения коэффициента передачи k_i i -го канала.

В соответствии с выражением (10.11) на рисунке 10.12 построены зависимости P_{en} от $\bar{q}/2$ при числе ветвей (лучей) n , равном 2,3,4, и при неразнесенном (одиночном) приеме ($n=1$). Из приведенных зависимостей видно, что эффективность разнесения наиболее значительно проявляется при переходе от одиночного приема к двоекратному и менее выражена при дальнейшем росте

числа ветвей. В случае $P_e \leq 10^{-4}$ энергетический выигрыш за счет перехода от одиночного приема к сдвоенному превышает 17 дБ.

При наличии корреляции между замираниями в отдельных ветвях выигрыш от разнесения падает, однако в пределах коэффициента корреляции $\rho \Delta l \leq 0,6$ это проявляется незначительно.

Несколько большую эффективность по сравнению с автовыбором обеспечивает разнесенный прием с **линейным сложением лучей**. При оптимальном линейном сложении учитывается фактическое состояние каждой ветви, а копии суммируются когерентно и с тем большим весом, чем выше уровень их огибающей.

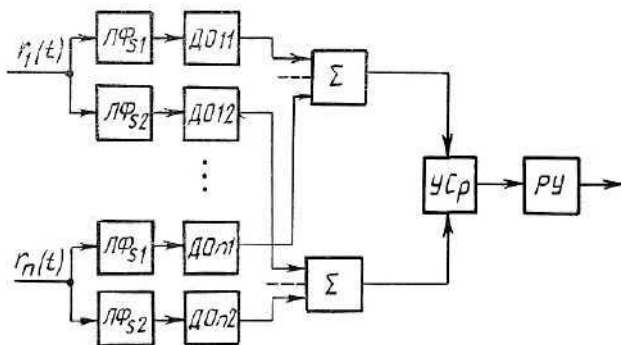


Рисунок 10.13.

Для реализации этого условия в каждой ветви осуществляются фазировка копий и автоматическая регулировка усиления, обеспечивающая более сильным сигналам большее усиление. При таких условиях энергетический выигрыш за счет оптимального сложения ветвей $K_{\text{Вопт}} = n$.

Практически наиболее рациональным методом разнесенного приема следует признать **линейное объединение ветвей** (все ветви считаются равноценными), которое легко реализуется и мало уступает по эффективности оптимальному линейному сложению.

Применение методов додетекторного объединения ветвей (объединения на промежуточной частоте) требует оценки фазы копий сигнала. При большом времени многолучевого растяжения сигналов погрешности оценки фазы резко возрастают и эффективность додетекторного объединения падает. В этих случаях используют методы, основанные на **последетекторном (некогерентном)** объединении ветвей. Анализ принятой копии осуществляется как при одиночном некогерентном приеме, а решение о переданном сигнале принимается не в ветвях, а после их объединения в сумматоре. На рисунке 10.13 приведена схема разнесенного приема с некогерентным объединением ветвей при передаче двоичных сообщений. В линейных фильтрах (ЛФ) осуществляется фильтрация посылок s_1 и s_2 от помех. После выделения огибающих в детекторах ДО происходит раздельное суммирование соответствующих огибающих для s_1 и s_2 и сравнение результатов в устройстве сравнения (УСр).

Некогерентное суммирование ветвей проигрывает в помехоустойчивости линейному (когерентному) всего около 1 дБ. Простота реализации и относительно высокая эффективность являются причинами широкого применения метода некогерентного суммирования.

10.4. Кодирование в системах передачи дискретных сообщений

10.4.1 Общая характеристика и классификация кодов

Кодирование - процесс преобразования элементов дискретного сообщения в числа (знаки), выраженные **кодowymi словами**. Полную совокупность символов, применяемую для кодирования сообщений, называют кодом.

Если источник выдает дискретное сообщение \tilde{a} ; рассматриваемое как последовательность элементарных сообщений $a_i, i=1..k$, то совокупность знаков (элементарных сообщений) a_i образует алфавит источника.

Кодирование состоит в замене последовательности знаков сообщения \tilde{a} последовательностью \tilde{b} кодовых символов, т.е. кодовым словом. При отсутствии помех такое преобразование сообщения в кодовое слово является однозначным, что позволяет правильно осуществлять **декодирование**, т.е. восстанавливать сообщение по принятому кодовому слову. **Основание кода** m - это число различных символов в коде. Для двоичных (бинарных) кодов $m=2$. При $m>2$ код называют **многопозиционным** (m -ичным). Число символов в кодовой комбинации определяет **значность** кода n . Если все кодовые комбинации содержат одинаковое число символов, код называют **равномерным**. При разном количестве символов в кодовых комбинациях код называют **неравномерным**. Примером неравномерного кода является телеграфный код Морзе, в котором буквам, используемым чаще, присваиваются короткие кодовые комбинации, а редко используемым - длинные. Для равномерного кода общее число различных, кодовых комбинаций $N_k = m^n$. Например, для равномерного кода Бодо $m=2, n=5, N_k=32$.

Количество кодовых комбинаций равномерного кода с основанием m и значимостью n должно удовлетворять условию $N_k = m^n > K$. Если $N_k = K$, все кодовые комбинации будут использованы. Обычно число K не бывает кратным степеням выбранной системы счисления, поэтому, как правило, должно выполняться условие $N_k > K$. По этой причине часть кодовых комбинаций не используется и оказывается лишней (избыточной). Код, в котором нельзя уменьшить значимость кодовых комбинаций (при уменьшении значности кода на единицу число комбинаций становится меньше числа элементарных сообщений), называют **простым** или **первичным**.

Первичные коды позволяют экономно представить множество дискретных величин кодовыми комбинациями. Если обозначить энтропию источника через H_X и энтропию соответствующей ему последовательности кодовых

символов через H_B , то $H_X = H_B$, т.е. энтропия при кодировании не меняется. Избыточность [см. формулу (9.2)] при кодировании может как возрастать, так и уменьшаться. При $H_X \ll H_{\max} X$, где $H_{\max} X = \log m$, ставится задача об **эффективном (экономичном)** кодировании, обеспечивающем уменьшение избыточности κ . Это позволяет повысить скорость передачи сообщений по каналу с ограниченной пропускной способностью. При эффективном кодировании в кодовой последовательности все символы появляются равновероятно и независимо друг от друга, поэтому $H_X \rightarrow \log m$ и $\kappa \rightarrow 0$. Все последовательности символов произвольно заданной длины n также равновероятны. Если при передаче такой последовательности возникает ошибка из-за действия помех, то принятая кодовая последовательность соответствует ошибочной последовательности сообщений. В связи с этим эффективное кодирование используют тогда, когда помехи не искажают кодовой последовательности.

Если для передачи сообщений использовать не все комбинации, а лишь те, которые отличаются друг от друга не менее чем в двух позициях, то возникает возможность обнаруживать одиночные ошибки в принятых кодовых последовательностях, т.е. возможность повышения помехоустойчивости приёма сообщений. В корректирующих кодах используемые комбинации называют **разрешёнными**, а оставшиеся комбинации **запрещёнными**. Ошибки обнаруживаются тогда, когда на приемной стороне получают запрещенную комбинацию. Свойства корректирующих кодов зависят от применяемого правила их построения.

Различают коды, **обнаруживающие ошибки**, и коды, **исправляющие ошибки**. Для обнаружения ошибки достаточно установить факт ее наличия, а для исправления - указать позицию в кодовой комбинации, где произошла ошибка. Таким образом, указанные коды должны обладать разной корректирующей способностью.

Классификация кодов может производиться по различным признакам. В равномерных кодах в отличие от неравномерных все кодовые комбинации содержат одинаковое число символов (разрядов), что упрощает технику передачи и приема, повышает помехоустойчивость синхронизации.

Равномерные коды подразделяются на блочные и непрерывные. В **блочных** двоичных кодах последовательность элементарных сообщений источника разбивается на отрезки, каждый из которых независимо преобразуется в определенную последовательность (блок) кодовых символов b_i равной длины M . **Непрерывные** коды представляют непрерывную последовательность кодовых символов, ее разделение на отдельные кодовые комбинации не производится.

Среди блочных кодов наиболее распространены систематические коды, особенностью которых является то, что они строятся путем добавления к комбинации из k информационных символов $r = n - k$ проверочных символов. Проверочные символы получаются путем некоторых линейных комбинаций

над информационными символами. Поэтому систематические коды n, k являются **линейными**. Среди них наиболее изучены циклические коды: коды Хэмминга, коды Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ коды). В циклическом коде каждый блок (вектор), получаемый из кодового путём циклической перестановки его символов, также принадлежит коду. Реализация кодирующих и декодирующих устройств для циклических кодов проще, чем для других систематических кодов.

Корректирующие коды характеризуются избыточностью κ_k , кодовым расстоянием d и числом обнаруживаемых или исправляемых ошибок. По аналогии с выражением (9.2) **избыточностью равномерного кода** называют величину, определяемую соотношением $\kappa_k = n \log m - \log M / n \log m$, где M - число различных блоков n -разрядного равномерного кода с основанием m . Очевидно, избыточность имеет место при $M < m^n$. В случае равенства $M = m^n$ избыточность равна нулю ($\kappa_k = 0$) и код становится простым.

Относительная скорость кода (бит/символ) определяется соотношением $R_k = \log M / n = 1 - \kappa_k \log m$.

При независимой и равновероятной передаче всех блоков кода величина $\log M$ представляет энтропию, приходящуюся на каждый блок, и, следовательно, R_k соответствует собственной информации, приходящейся на кодовое слово.

Чтобы код обладал высокой корректирующей способностью, следует иметь большое число проверочных символов. Для сохранения высокой скорости передачи необходимо увеличивать в каждом кодовом слове число информационных символов. При этом возрастают длительность кодовых слов и задержка информации.

Расстояние между двумя любыми кодовыми комбинациями данного кода определяется числом позиций, в которых эти комбинации имеют различные символы. Например, расстояние между комбинациями 0001101 и 1001010 равно четырем ($d = 4$). Минимальное расстояние между разрешенными комбинациями данного кода d_{\min} называется **расстоянием Хэмминга**. Чтобы код обладал корректирующей способностью, необходимо ввести такую избыточность, которая бы обеспечивала минимальное расстояние не менее двух между любыми двумя разрешенными комбинациями.

Если код используется только для обнаружения ошибок кратностью α , то необходимо и достаточно, чтобы $d_{\min} \geq \alpha + 1$. При этом никакая комбинация из α ошибок не может перевести одну разрешенную комбинацию в другую. Для исправления всех ошибок кратности α и менее необходимо иметь $d_{\min} \geq 2\alpha + 1$. Если код используется одновременно для обнаружения и для исправления ошибок, минимальное расстояние, обеспечивающее исправление всех ошибок кратностью α или меньше и одновременное обнаружение всех

ошибок кратностью β или меньше, должно удовлетворять условию $d_{\min} \geq \alpha + \beta + 1$. При этом необходимо, чтобы $\beta > \alpha$.

10.4.2 Помехоустойчивость приёма дискретных сообщений при использовании корректирующих кодов

Применение корректирующих кодов позволяет повысить достоверность приема сообщений. Различают ошибки двух типов: статистически независимые и коррелированные (ошибки типа пакетов). В каналах с замираниями обычно имеют место ошибки типа пакетов. В гауссовских каналах с постоянными параметрами при передаче посылок сигналов с одинаковыми величинами энергии характерными являются независимые ошибки.

Рассмотрим симметричный гауссовский канал. Прием дискретных сообщений может осуществляться **посимвольно и в целом**. В первом случае посылка сигнала, соответствующая определенному символу кодовой комбинации, подвергается отдельному анализу (принимается решение о принятых символах), после чего по восстановленной кодовой комбинации осуществляется декодирование, т.е. преобразование ее в элемент сообщения. При приеме в целом единое устройство демодуляции и декодирования преобразует входящую последовательность посылок сигнала в последовательность букв сообщения, т.е. анализируется целиком отрезок сигнала, соответствующий кодовой комбинации, и затем восстанавливается переданный элемент сообщения. **Приём в целом требует наличия в приёмнике всех разрешённых копий кодовых комбинаций.**

Помехоустойчивость приёма в целом при использовании корректирующих кодов несколько выше, чем при поэлементарном (посимвольном) приёме. Для безызбыточного кода, содержащего k информационных разрядов, вероятность ошибочного приема символа определяется выражением

$$P_{el} = 1 - \Phi \sqrt{\gamma_c^2 q / 2} , \quad (10.12)$$

где $q = 2E/N_0$ - отношение энергии символа длительностью T к спектральной плотности шума $N_0/2$; коэффициент γ_c принимает следующие значения; $\gamma_c = 1$ - для противоположных сигналов; $\gamma_c = 1$ - для ортогональных сигналов; $\gamma_c = 1/\sqrt{2}$ - для сигналов с пассивной паузой.

При использовании корректирующих кодов каждая кодовая комбинация состоит из n символов. Если число информационных символов k , то при сохранении длительности кодовой комбинации $\tau_k = kT$ отношение сигнал/шум $q_k = kq/n$. В этом случае вероятность ошибочного приема символа в кодовой последовательности

$$P_{elk} = 1 - \Phi \sqrt{k\gamma_c^2 / 2n} . \quad (10.13)$$

Если увеличение n производится при сохранении прежней длительности символа T , то $q_k = q$.

Корректирующий код позволяет обнаружить и исправить часть ошибок при приеме отдельных символов. Вероятность того, что в кодовой комбинации, состоящей из n символов, произойдет ошибка на α позициях кода, определяется как

$$P_{\alpha e} = P_{e1k}^{\alpha}. \quad (10.14)$$

Вероятность отсутствия ошибок на остальных $n - \alpha$ позициях равна

$$P_{n-\alpha e} = 1 - P_{e1k}^{n-\alpha}. \quad (10.15)$$

Вероятность совместного события, заключающегося в появлении на α позициях ошибок и отсутствии ошибок на $n - \alpha$ позициях, равна произведению вероятностей (10.14) и (10.15).

Поскольку ошибки на α позициях могут произойти при различных сочетаниях этих позиций, вероятность P_{α} появления α ошибок (в любых сочетаниях) в кодовой комбинации из n символов вычисляется следующим образом:

$$P_{\alpha} = C_n^{\alpha} P_{e1k}^{\alpha} 1 - P_{e1k}^{n-\alpha}, \quad (10.16)$$

где $C_n^{\alpha} = n! / \alpha! (n - \alpha)! -$ число сочетаний из n по α .

Если принять, что код позволяет обнаружить и исправить ошибки кратностью α , то выражение (10.16) характеризует вероятность обнаруживаемой или исправляемой ошибки. Ошибки кратностью $\alpha + 1$ и выше считаются необнаруживаемыми.

Вероятность необнаруживаемых и неисправляемых ошибок можно определить по формуле

$$P_e = \sum_{j=\alpha+1}^n C_n^j P_{e1k}^j 1 - P_{e1k}^{n-j}. \quad (10.17)$$

При малой вероятности ошибки достаточно ограничиться первым членом суммы (10.17). Тогда

$$P_e \cong C_n^{\alpha+1} P_{e1k}^{\alpha+1} 1 - P_{e1k}^{n-\alpha-1}. \quad (10.18)$$

Выражение (10.18) определяет вероятность ошибочного приема кодовой комбинации с учетом корректирующей способности кода. Если ввести эквивалентную вероятность $P_{e1\exists} = P_e / n$ ошибочного приема одного символа кода, то, сравнивая эту вероятность с P_{e1} в формуле (10.12), можно установить области, для которых применение корректирующих кодов позволяет повысить помехоустойчивость приема.

Проведем такое сравнение, принимая одинаковыми длительности кодовых комбинаций. Учтем, что в коде n, k n число позиций в блоке, k - число информационных символов, $r = n - k$ - число проверочных символов. Согласно проведенным оценкам, для $d_{\min} = 3$ существует граница необходимого числа проверочных символов

$$r \geq \log n + 1. \quad (10.19)$$

При $d_{\min} = 4$ эта граница $r \geq \log 2n$. Указанные границы определены Хэммингом, а систематические коды с этими границами d_{\min} носят название **кодов Хэмминга**.

Рассмотрим эффективность кода Хэмминга с кодовым расстоянием $d_{\min} = 3$, Этот код позволяет обнаруживать двойную ошибку и исправлять одиночную. Примем число проверочных символов $r = 3$. Тогда $k = n - 3$. С учетом соотношения (10.19) $n = 2^r - 1 = 7$, поэтому в данном случае код имеет вид (7,4). Если при передаче безызбыточным кодом $k = 4$ вероятность ошибочного приема символа определяется выражением (10.12) и равна 10^{-2} , то можно определить по таблицам функции Φ x значение $x = \gamma_c^2 q / 2$. Учитывая, что избыточность вводится за счет сокращения длительности символа первичного кода, в соответствии с выражением (10.13) получим $P_{elk} = 1 - \Phi \sqrt{4\gamma_c^2 q / 2 \cdot 7} = 3,75 \cdot 10^{-2}$.

Примем, что код (7, 4) используется для обнаружения ошибок. Тогда $\alpha \leq 2$ и эквивалентная вероятность необнаруживаемой ошибки в соответствии с выражением (10.18) равна $P_{el\exists} = P_e / n = 1/7 C_7^3 P_{elk}^3 (1 - P_{elk})^4$. С учетом значения P_{elk} получаем $P_{el\exists} = 2,3 \cdot 10^{-4} < P_{el}$. Данный результат показывает эффективность применения кода Хэмминга для обнаружения двойной ошибки. Использование этого же кода для исправления одиночных ошибок приводит к значению $P_{el\exists} \cong 1,1 \cdot 10^{-3}$. Действительно, комбинация будет декодирована правильно, если все символы приняты верно либо один из семи символов принят ошибочно. Вероятность этого события при $P_{elk} \ll 1$ равна $P_{пп} = 1 - P_{elk}^7 + C_7^1 P_{elk}^1 (1 - P_{elk})^6 \cong 1 - 21P_{elk}^2$. Вероятность ошибки $P_e = 1 - P_{пп} \cong 21P_{elk}^2 \cong 7,78 \times 10^{-3}$, отсюда эквивалентная вероятность $P_{el\exists} = P_e / 7 \cong 1,1 \cdot 10^{-3}$.

Для ориентировочных оценок эффективности протяженных кодов $n \gg 1$ используют соотношение $k/n > 1/d_{\min}$, выполнение которого обеспечивает повышение помехоустойчивости в случае применения корректирующих кодов.

11. СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ НЕПРЕРЫВНЫХ СООБЩЕНИЙ [1, 2, 8, 9]

11.1. Выбор сигналов в системах передачи непрерывных сообщений

Непрерывное сообщение λt можно представить моделью в виде процесса, спектр которого ограничен верхней частотой F_B . При таком ограниче-

нии спектра его часть, оставшаяся за пределами частоты F_B , определяет относительную ошибку данного представления реального сообщения: $\delta_0^2 = \sigma_\epsilon^2 / \sigma_\lambda^2$, где σ_ϵ^2 - средняя мощность отброшенной части спектра реального сообщения; σ_λ^2 - полная средняя мощность реального сообщения. Обычно считается, что, начиная с частоты F_B и выше, уровень спектральной плотности помех превышает уровень спектральной плотности сообщения, и, следовательно, отбрасываемые составляющие сообщения не вносят существенного вклада в полезную информацию. Максимальная производительности источника сообщения при указанных условиях может быть представлена в виде

$$H'_\epsilon \lambda_{\max} = F_B \log 1/\delta_0^2, \quad (11.1)$$

где, согласно теореме Котельникова, величина $2F_B$ определяет число отсчетов (символов), создаваемых источником в одну секунду. Число различных значений, которые может принимать каждый отсчет (объем алфавита), обратно пропорционален ошибке δ_0^2 .

В оптимальной системе источник сообщений согласован с каналом, поэтому, приравняв выражения (11.1) и (9.5), получим

$$F_B \log 1/\delta_0^2 = \Delta f_\Delta \log 1 + \alpha_c q_c.$$

Из этого соотношения следует

$$q_c = \frac{1}{\alpha_c} \left(1/\delta_0^2 \right)^{1/\gamma_F} - 1, \quad (11.2)$$

где $\gamma_F = \Delta f_\Delta / F_B$ - коэффициент, характеризующий широкополосность сигнала. Анализ выражения (11.2) показывает, что **чем шире полоса спектра, несущего информацию о непрерывном сообщении, тем меньше требуемое отношение сигнал/шум q_c в канале.** Это означает возможность повышения помехоустойчивости системы за счёт увеличения затрат полосы. В частности, сигнала с широкополосными видами частотной модуляции обеспечивают более высокую помехоустойчивость, чем сигналы с амплитудной модуляцией.

Удельные затраты полосы в оптимальных системах при передаче непрерывных сообщений определяются формулой

$$\beta_{\Delta f} = \Delta f_\Delta / H'_\epsilon \lambda_{\max} = \frac{\Delta f_\Delta}{F_B} \left(\frac{1}{\log 1/\delta_0^2} \right). \quad (11.3)$$

Используя соотношения (11.2) и (11.3), получаем выражение для удельных затрат энергии в оптимальной системе:

$$\beta_E = q_c \beta_{\Delta f} = \frac{\gamma_F}{\alpha_c} \left(1/\delta_0^2 \right)^{1/\gamma_F - 1} / \log 1/\delta_0^2.$$

11.2. Системы с импульсной модуляцией

В основе построения системы с модуляцией лежит представление сообщения в виде последовательности мгновенных значений, взятых через интервал времени Δt . В соответствии с теоремой Котельникова при ограничении спектра сообщения $\lambda(t)$ наивысшей частотой F_B

$$\lambda(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \lambda(k\Delta t) \frac{\sin 2\pi F_B (t - k\Delta t)}{2\pi F_B (t - k\Delta t)}. \quad (11.14)$$

В моменты отсчетов $k\Delta t$ все члены ряда (11.14) обращаются в нуль, кроме k -го, функция отсчетов - в единицу.

В импульсных системах для передачи сообщения $\lambda(t)$ используется периодическая последовательность импульсов

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} v(t - k\Delta t),$$

в которой один из параметров (амплитуда, временное положение (фаза), длительность (ширина) импульсов) изменяется в соответствии с мгновенными значениями передаваемого сообщения. Модулированная импульсная последовательность представляется в виде

$$f(t, \lambda) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} v(\lambda(k\Delta t), t - k\Delta t).$$

Форма импульсов определяется функцией $v(t)$. В простейшем случае $v(t)$ - прямоугольный импульс, длительность которого равна τ_H , а амплитуда - единице: $v(t) = \text{rect}(t/\tau_H)$.

В случае амплитудно-импульсной модуляции (АИМ) изменяется амплитуда последовательности $f(t, \lambda)$ в соответствии с сообщением:

$$f(t, \lambda) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} (1 + \mu_a \lambda(k\Delta t)) \text{rect}(t - k\Delta t / \tau_H),$$

где μ_a - коэффициент амплитудной модуляции.

При фазово-импульсной модуляции (ФИМ) изменяется временное положение импульсов последовательности в соответствии с сообщением:

$$f(t, \lambda) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{rect}(t - k\Delta t - \mu_\phi \lambda(k\Delta t) / \tau_H),$$

где μ_ϕ - коэффициент ФИМ, определяющий девиацию временного положения импульсов.

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) характеризуется выражением

$$f(t, \lambda) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{t - k\Delta t}{\tau_H (1 + \mu_{Ш} \lambda(k\Delta t))}\right),$$

где $\mu_{Ш}$ - коэффициент ШИМ, определяющий девиацию продолжительности импульса.

Вид последовательностей $f(t, \lambda)$ для указанных типов импульсной модуляции показана на рисунке 11.1. Помимо этих типов импульсной модуляции, используются и другие, например, частотно-импульсная (ЧИМ).

Для передачи сообщений по радиоканалам необходима вторая ступень модуляции: несущее колебание модулируется последовательностью импульсов $f(t, \lambda)$. Возможны различные виды вторичной модуляции: АМ, ФМ, ЧМ. В частности, при использовании АМ осуществляется перемножение последовательности $f(t, \lambda)$ с гармонической несущей. В результате сигнал $s(t, \lambda)$ принимает вид

$$s(t, \lambda) = a_0 f(t, \lambda) \cos \omega_0 t + \varphi_0 = a_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} v_{\lambda} k \Delta t, t - k \Delta t \cos \omega_0 t + \varphi_0. \quad (11.15)$$

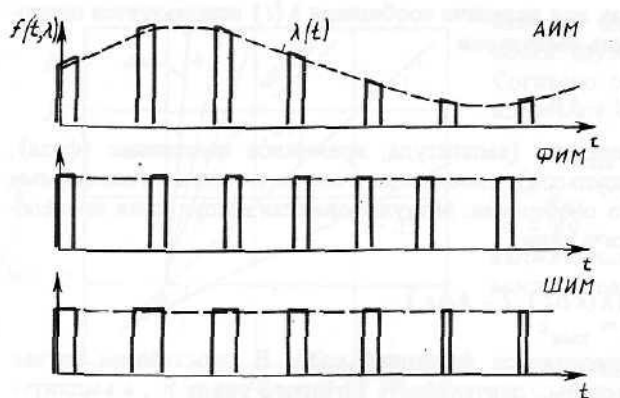


Рисунок 11.1.

Сигналы такого вида имеют двойную модуляцию, обозначаемую в зависимости от первой ступени: АИМ – АМ, ФИМ – АМ, ШИМ – АМ и т.п. На практике в качестве второй ступени модуляции часто используется ЧМ.

Синтез оптимальных приёмников в системах с импульсной модуляцией осуществляется на основе аппарата нелинейной фильтрации Марковских процессов. Так, например, результаты синтеза оптимального приёмника ФИМ – АМ сигнала определяют структурную схему, приведённую на рисунке 11.2 (здесь $k = 2a_0 \delta_{\lambda} 2/N_0$, a_0 – амплитуда несущей). Генератор (Г) вырабатывает гармоническое колебание, обеспечивающее синхронную демодуляцию радиоимпульсов в СД и выделение видеопоследовательности. Управляемая линия задержки (УЛЗ) подстраивает фазу (временное положение) видеоимпульсов $f(t)$, которые вырабатываются генератором импульсной последовательности.

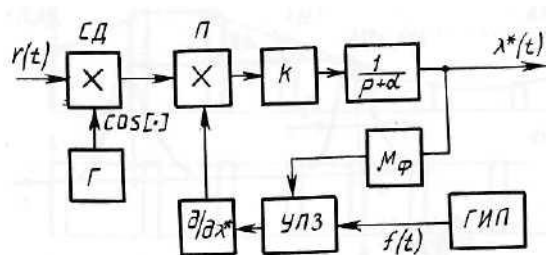


Рисунок 11.2.

Одним из основных устройств, входящих в состав оптимального приёмника является дискриминатор, т.е. устройство, выделяющее информативный параметр сигнала. Его основной характеристикой является так называемая дискриминационная характеристика (ДХ) под которой понимают зависимость среднего значения напряжения на выходе дискриминатора от рассогласования $\varepsilon = \lambda - \lambda^*$, где λ - информативный параметр, а λ^* - его оценка.

Дисперсия ошибок σ_λ^2 , укладываемых в пределах линейного участка может быть найдена по формуле

$$\sigma_\lambda^2 = \sqrt{1 + q_H N_\lambda \mu_\phi^2 / 2\sqrt{2}\Delta t \tau_H^2 \alpha^2 - 1} / q_H \mu_\phi / \sqrt{2\alpha \Delta t \tau_u^2} .$$

Здесь $\alpha = \frac{\Delta f_\varepsilon}{F_B}$ - относительная ширина спектра сигнала.

Как видно, ошибки восстановления сообщения зависят от отношения энергии импульса к спектральной плотности шума $q_H = 2E_H/N_0$ и от относительного коэффициента модуляции $\mu_H = \mu_\phi / \sqrt{2}\tau_H$. Увеличение скважности импульсов $Q = \Delta t / \tau_H$ приводит к возрастанию дисперсии σ_λ^2 . Форма импульсов также влияет на точность воспроизведения сообщений. Реальный выигрыш в помехоустойчивости при ФИМ – АМ определяется формулой

$$g_P = \Delta \tau_{\max} / \tau_H^2 / \Pi^2 k_\phi^2 ,$$

где k_ϕ - коэффициент, зависящий от формы импульсов; $\Delta \tau_{\max}$ - максимальная девиация положения импульса. При оптимальном выборе параметров ФИМ – АМ $\Delta f_\varepsilon \tau_H \cong 1$; $\Delta = 1/2F_B$; $\Delta \tau_{\max} = 1/4F_B = \Delta t/2$ имеем $g_{Popt} = a/12\Pi^2 k$. Здесь величина

$$\Pi = |\lambda_{\max}| / \sqrt{\langle \lambda^2 \rangle} - \text{пик-фактор сообщения.}$$

11.3. Цифровые методы передачи и приёма непрерывных сообщений

11.3.1 Системы с импульсно-кодовой модуляцией

Для передачи непрерывных сообщений по дискретным каналам необходимо преобразовать сообщение в дискретный (цифровой) сигнал. Такое преобразование связано с выполнением следующих операций: дискретизации сообщений по времени; дискретизации сообщений по уровню (квантования); превращения сообщений, дискретизированных по времени и по уровню, в последовательность чисел, выраженных в виде соответствующих кодовых комбинаций.

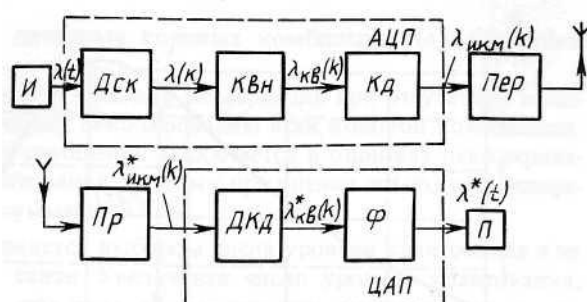


Рисунок 11.3.

Устройства, осуществляющие преобразование непрерывных сообщений в цифровую форму, называют **аналого-цифровыми преобразователями** (АЦП). На приемной стороне производится операция преобразования цифрового сигнала в непрерывный с помощью **цифроаналогового преобразователя** (ЦАП). За счет преобразования непрерывного сообщения в цифровую форму удастся реализовать преимущества цифровой системы передачи, состоящие в высокой помехоустойчивости и надежности. Эти преимущества особенно сильно проявляются в системах с многократной ретрансляцией (переприемом) сигналов. Примером таких систем являются радиорелейные линии большой протяженности. Чтобы исключить влияние накопления ошибок при ретрансляции, в цифровых системах используется регенерация импульсов, т.е. демодуляция с восстановлением переданных кодовых импульсов и повторная модуляция в ретрансляторе. В этом случае влияние входных аддитивных помех сказывается лишь на ошибках демодуляции, а на выход ретранслятора эти помехи не поступают. При числе ретрансляторов n и допустимой вероятности ошибки $P_e \ll 1$ необходимо, чтобы в каждом демодуляторе обеспечивалась вероятность ошибки P_e/n . Например, в системе с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ-АМ) при $P_e < 10^{-5}$ требуемое отношение сигнал/шум $q = 43,28$. При наличии $n = 10^3$ пунктов ретрансляции на каждом из них необходимо обеспечить $P_{e1} = 10^{-8}$, что соответствует $q = 4 \ln 2P_{e1}^{-1} = 71$, т.е. достаточно увеличить мощность сигнала в 1,64 раза.

За счет помехоустойчивого кодирования в цифровых каналах передачи непрерывных сообщений удастся существенно повысить верность передачи. Кроме высокой помехоустойчивости, цифровые системы обладают возможностью достаточно простого сопряжения с ЭВМ, что важно при создании автоматизированных сетей связи.

Структурная схема системы цифровой передачи непрерывных сообщений приведена на рисунке 11.3. В отличие от непрерывного канала здесь включены АЦП и ЦАП. Сообщение после дискретизатора (Дск) и квантователя (Квн) кодируется и поступает в виде последовательности m -ичных кодовых комбинаций на передатчик (Пер). Подобного рода преобразование называют **импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ)**. Обычно кодирование сводится к записи уровня в двоичной системе счисления ($m=2$). На приемной стороне последовательность импульсов после демодуляции и регенерации в приемнике поступает в ЦАП, где осуществляются декодирование кодовой последовательности и преобразование квантованной последовательности отсчетов в непрерывное сообщение за счет сглаживания в фильтре.

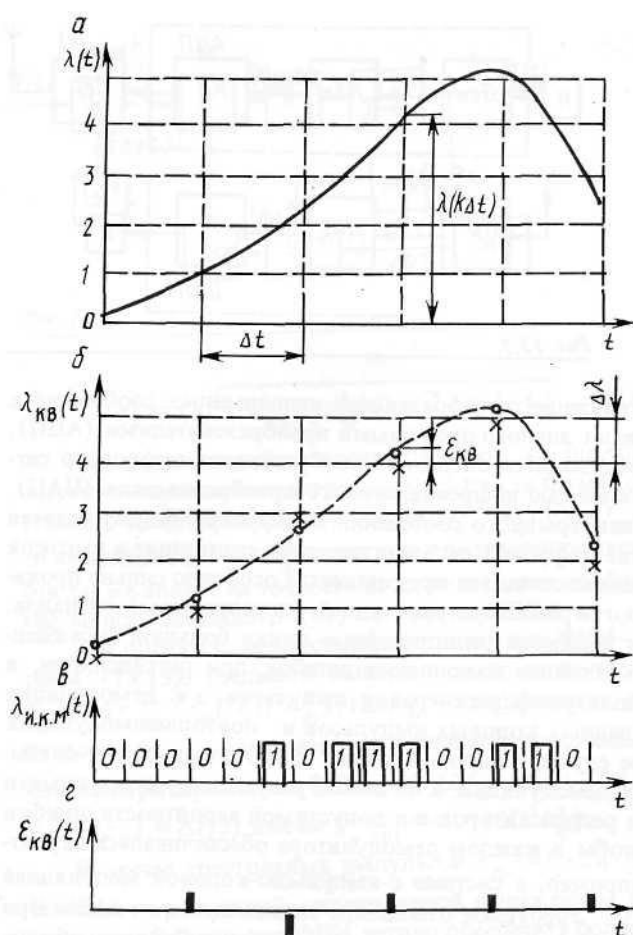


Рисунок 11.4.

В системах с ИКМ преобразование сообщений λt в цифровую форму сопровождается ошибками округления, которые не превышают половины ша-

га квантования и поэтому считаются контролируруемыми. В соответствии с эпсилон-критерием можно путем выбора шага квантования обеспечить эквивалентность исходного и квантованного сообщений. Ошибка квантования представляет разность между исходным сообщением и сообщением, восстановленным по квантованным отсчетам, и называется **шумом квантования** $\varepsilon_{KB} t$. На рисунке 11.4 приведены реализация сообщения (диаграмма а) квантованные отсчеты $\lambda_{KB} k\Delta t$, взятые через интервал времени Δt (диаграмма б), последовательности двоичных кодовых комбинаций (в) и ошибки квантования $\varepsilon_{KB} t$ (г).

Ошибочный прием символов кодовой комбинации при отсутствии избыточности приводит к ошибочному декодированию всей кодовой комбинации. Причина ошибочного приема сообщений заключается в ошибках декодирования, а также в ошибках квантования, поэтому при оценке помехоустойчивости систем с ИКМ учитывают суммарный шум.

Шум квантования определяется выбором числа уровней квантования и не зависит от помех в канале связи. Увеличивая число уровней квантования, можно существенно снизить этот шум, однако при этом приходится увеличивать число кодовых символов, приходящихся на каждый отсчет. Увеличение числа символов приводит к сокращению их длительности и расширению спектра сигнала, т.е. так же, как и в случае помехоустойчивых аналоговых методов модуляции.

Определим мощность шума квантования. Представляя реализацию сообщения рядом Котельникова, после фильтрации квантованных отсчетов $\lambda_{KB} k\Delta t$ функцию $\lambda_{KB} t$ можно представить в виде

$$\lambda_{KB} t = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \lambda_{KB} k\Delta t \frac{\sin 2\pi F_B t - k\Delta t}{2\pi F_B t - k\Delta t}. \quad (11.16)$$

Функция $\lambda_{KB} t$ приближенно отображает исходное сообщение λt . Преобразуем выражение (11.16) введя обозначение для функции отсчетов Котельникова $\psi_k t$ и представив квантованное значение отсчета $\lambda_{KB} k\Delta t$ в виде

$$\lambda_{KB} k\Delta t = \lambda k\Delta t - \kappa'_k \Delta \lambda, \quad (11.17)$$

где $\Delta \lambda$ - шаг квантования; κ'_k - безразмерная случайная величина, значения которой находятся в пределах $\pm 0,5$. При большом числе уровней квантования погрешность κ'_k квантования можно считать равномерно распределенной в пределах $-0,5 < \kappa'_k < 0,5$. С учетом представления (11.16) и обозначения $\psi_k t$ перепишем функцию $\lambda_{KB} t$ в виде

$$\begin{aligned} \lambda_{KB} t &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \lambda k\Delta t - \kappa'_k \Delta \lambda \psi_k t = \\ &= \lambda t - \Delta \lambda \sum_{k=-\infty}^{\infty} \kappa'_k \psi_k t \end{aligned} \quad (11.18)$$

Второй член в выражении (11.18) представляет шум квантования $\varepsilon_{KB} t$. Определим среднюю мощность шума квантования $P_{\varepsilon_{KB}}$:

$$P_{\varepsilon_{KB}} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \langle \varepsilon_{KB}^2 t \rangle dt, \quad (11.19)$$

где угловые скобки означают операцию статистического усреднения.

Подставляя в формулу (11.19) выражение для шума квантования $\varepsilon_{KB} t$ из соотношения (11.18) и учитывая ортогональность функций $\psi_k t$ и $\psi_i t$, после преобразований получаем

$$P_{\varepsilon_{KB}} = \Delta\lambda^2 \lim_{T \rightarrow \infty} \langle \kappa_k^2 \rangle \frac{\Delta t T}{T \Delta t} = \Delta\lambda^2 \langle \kappa_k' \rangle.$$

Считая закон распределения случайной величины κ_k' равномерным в пределах $[-0,5; 0,5]$, будем иметь средний квадрат $\langle \kappa_k' \rangle = 1/12$. Таким образом, средняя мощность шума квантования

$$P_{\varepsilon_{KB}} = \Delta\lambda^2 / 12.$$

Верность квантованного сообщения можно охарактеризовать отношением мощностей сообщения $P_\lambda = \langle \lambda^2 \rangle$ и шума квантования $P_{\varepsilon_{KB}}$:

$$P_\lambda / P_{\varepsilon_{KB}} = \langle \lambda^2 \rangle / \langle \varepsilon_{KB}^2 \rangle = 12 \langle \lambda^2 \rangle / \Delta\lambda^2. \quad (11.20)$$

Средняя мощность P_λ нормированного сообщения определяется величиной $1/\Pi^2$, где Π - пик-фактор сообщения. Если выразить $\Delta\lambda$ через число уровней квантования L_{KB} , то, полагая условие нормировки сообщения $|\Delta\lambda| \leq 1$, получаем $\Delta\lambda = \lambda_{\max} - \lambda_{\min} / L_{KB} - 1 = 2 / L - 1$. Тогда отношение мощностей выразится следующим образом:

$$\frac{P_\lambda}{P_{\varepsilon_{KB}}} = \frac{12}{\Pi_2 \Delta\lambda^2} = \frac{3 L_{KB} - 1^2}{\Pi^2} = \frac{3 \cdot 2^n - 1^2}{\Pi^2}, \quad (11.21)$$

где n - число символов, приходящихся на отсчет при безызбыточном двоичном коде.

Согласно соотношению (11.21) верность квантованного сообщения, зависит от числа уровней квантования. Для пик-фактора $\Pi = \sqrt{3}$, соответствующего равномерному распределению $w \lambda = 1/2$ при $|\lambda| < 1$, в таблице 11.1 приведена зависимость относительной мощности шума квантования $-20 \lg L_{KB} - 1 = P_\lambda / P_{\varepsilon_{KB}}$ (в дБ) от числа уровней квантования.

Таблица 11.1

L_{KB}	8	16	32	64	128	256	512	1024	2048
n	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$-20 \lg L_{KB} - 1$	-16,9	-23,5	-29,8	-36,0	-42,1	-48,1	-54,2	-60,2	-66,2

Как видно из таблицы, увеличение разрядности n кода на единицу приводит к увеличению отношения $P_\lambda / P_{\varepsilon_{KB}}$ примерно на 6 дБ. Следует отметить,

что эти результаты относятся только к сообщениям с равномерным распределением.

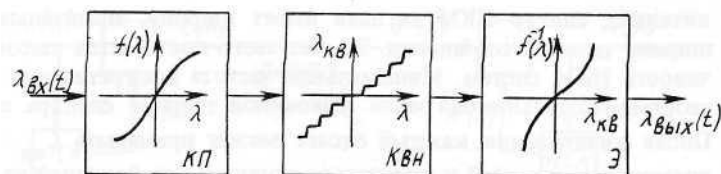


Рисунок 11.5.

Для других сообщений данные, приведенные в таблице, уменьшаются по модулю на $\lg \Pi/\sqrt{3}$ дБ.

Шум квантования возникает одновременно с появлением сообщения λt , и его можно рассматривать как разновидность нелинейных искажений, возникающих при квантовании. Такой шум не накапливается при ретрансляции.

Для уменьшения воздействия шума квантования на принимаемые сообщения применяют квантование с неравномерным шагом. Более вероятным уровням сообщения соответствует меньший шаг квантования, менее вероятным - больший. Для сообщений, распределение которых неравномерно (более вероятны низкие уровни, менее вероятны высокие уровни λt), при неравномерном квантовании удаётся уменьшить дисперсию ошибки квантования.

Неравномерное квантование реализуется на основе **командирования** сообщений. Система командирования, приведенная на рисунке 11.5 включает компрессор (КП) и экспандер (Э), имеющие взаимно обратные нелинейные, характеристики, а также квантователь (КВН). На передающей стороне с помощью компрессора с характеристикой $f \lambda$ осуществляется сжатие динамического диапазона входного сообщения $\lambda_{вх} t$, после чего производится равномерное квантование. Эти операции эквивалентны неравномерному квантованию, поскольку шаг квантования зависит от характеристики нелинейности компрессора $f \lambda$. Обратное преобразование осуществляется на приемной стороне, где восстанавливаются отсчеты с равномерным шагом квантования, и после этого, они подвергаются экспандированию. На выходе экспандера восстанавливается исходный динамический диапазон сообщения.

В правильно спроектированной системе с ИКМ определяющими являются шумы квантования. Можно показать, что при мощности сигнала ниже некоторого порогового значения верность резко падает. Пороговая мощность сигнала увеличивается с ростом числа $L_{кв}$ уровней квантования, поскольку растет число кодовых импульсов на один отсчет и вместе с этим падает энергия элемента сигнала за счет уменьшения длительности импульса. Однако уменьшение энергии сигнала происходит значительно медленнее, чем уменьшение шума квантования. Так, при переходе от 128 к 256 уровням шум квантования падает на 6 дБ (см. таблицу 11.1), а длительность импульса при

переходе от 7 к 8 разрядам уменьшается в $8/7 \cong 1,14$ раза, т.е. несущественно. Для обеспечения в данном случае той же вероятности ошибки P_e требуется увеличить мощность сигнала в 1,14 раза, т.е. всего на 0,6 дБ.

Как и в помехоустойчивых аналоговых системах модуляции, в системах с ИКМ можно производить обмен полосы частот сигнала на мощность. Действительно, спектр ИКМ сигнала имеет ширину, значительно превышающую ширину спектра сообщения. За счет этого достигается высокая помехоустойчивость ИКМ систем. Минимальная частота дискретизации в соответствии с теоремой Котельникова равна удвоенной ширине спектра сообщения F_B . После квантования каждый отсчет может принимать $L_{KB} = 2\lambda_{\max} / \Delta\lambda + 1$ возможных значений и заменяться кодовой комбинацией из $n = \log L_{KB}$ двоичных импульсов. Длительность каждого символа не может быть больше, чем $\tau_{II} = 1 / 2F_B \log L_{KB}$, поэтому необходимая полоса частот $\Delta f_{\ominus} \geq 1 / 2\tau_{II} = F_B \log L_{KB}$. Для системы ИКМ - АМ сигнал будет занимать полосу $\Delta f_{\ominus} = 2\Delta f = 2F_B \log L_{KB}$, т.е. полоса Δf_{\ominus} растёт с увеличением уровней квантования по логарифмическому закону. При этом, согласно формуле (11.21), растёт верность передачи сообщений.

Таким образом, обмен полосы частот на мощность в ИКМ системах осуществляется более эффективно, чем в системах с аналоговой ЧМ или ФМ. Отношение мощности сообщения к мощности шума на выходе в этих системах растёт пропорционально квадрату ширины спектра сигнала.

В системе с ИКМ это отношение растёт быстрее, поскольку ширина спектра пропорциональна числу и символов, а мощность шума квантования обратно пропорциональна 2^{2n} . В спутниковых радиопередачах, где требуется обеспечить высокую верность передачи при минимальной мощности передатчика, применяют системы с ИКМ.

11.3.2 Системы, использующие кодирование с предсказанием

При передаче речевых и телевизионных сообщений между отсчетами имеются корреляционные связи, которые обусловлены неравномерностью спектра и выбором отсчетов через интервал Δt , несколько меньший, чем это требуется по теореме Котельникова. Используя корреляционные связи между отсчетами, можно повысить эффективность систем передачи информации. Один из способов повышения эффективности основан на передаче с предсказанием.

Структурная схема, поясняющая принцип построения систем с предсказанием, приведена на рисунке 11.6. На передающей стороне формируется сигнал ошибки предсказания ε_k путем вычитания из каждого отсчета λ_k сигнала предсказания $\tilde{\lambda}_k$, вырабатываемого из предыдущих коррелированных отсчетов в предсказателе (ПСК). В сигнале ошибки ε_k содержатся но-

вые сведения, представляющие разность между истинным и предсказанным значениями. На приемной стороне формируется отсчет $\lambda^* k$ путем суммирования принятого значения ошибки предсказания $\varepsilon^* k$ с предсказанным значением $\tilde{\lambda}^* k$. При отсчетах с большей корреляцией сигнал предсказания формируется точнее и для передачи сигнала ошибки требуется меньше энергии, чем для передачи исходного сигнала. Действительно, средняя энергия сигнала ошибки при марковском сообщении λt определяется выражением $E_\varepsilon = \langle \lambda k - \lambda k-1 \rangle^2 = 2E_\lambda (1 - \rho)$, где $\rho = \langle \lambda k \lambda k-1 \rangle$ - коэффициент корреляции между отсчетами.

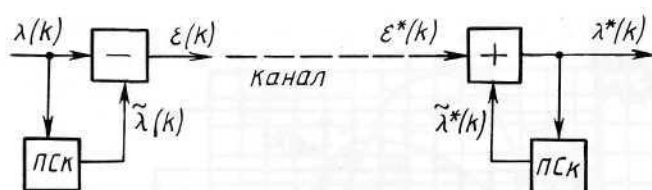


Рисунок 11.6.

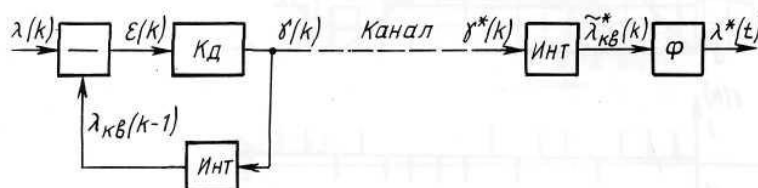


Рисунок 11.7.

При $\rho > 0,5$ энергия сигнала ошибки E_ε меньше энергии исходного сигнала E_λ .

В цифровых системах отсчеты сигнала ошибки εk передаются с предварительным квантованием и кодированием. Такие системы называют **системами с дифференциальной ИКМ (ДИКМ)**. Шум квантования в системах с ДИКМ меньше, чем в обычной системе с ИКМ, поскольку его мощность составляет долю мощности ошибки предсказания. Что касается шума ложных импульсов, то он ухудшает верность передачи при ДИКМ больше, чем при ИКМ, поскольку ошибочный прием кодовой комбинации ведет к ошибочному приему нескольких коррелированных отсчетов сообщения.

Другим способом реализации систем с предсказанием является **дельта-модуляция (ДМд)**, при которой число уровней квантования сигнала ошибки снижено до двух. Это становится возможным при большой частоте дискретизации и росте корреляции между отсчетами. Квантованный сигнал ошибки можно представить в виде

$$\varepsilon_{кв.с} k = \gamma k \Delta\lambda$$

где

$$\gamma_k = \begin{cases} +1 & \text{при } \varepsilon_k \geq 0; \\ -1 & \text{при } \varepsilon_k < 0. \end{cases}$$

Сигнал на выходе дельта-модулятора несет информацию только о знаке сигнала ошибки. На приемной стороне включается интегратор (Инт), который прибавляет или вычитает $\Delta\lambda$, за счет чего уменьшается погрешность между исходными и восстановленными значениями отсчетов. Схема, поясняющая принцип системы с ДМд, приведена на рисунке 11.7. Кодер (квантователь) (Кд) формирует знакопеременные импульсы γ_k в соответствии с правилом

$$\gamma_k = \text{sign}(\lambda_k - \lambda_{KB, k-1}),$$

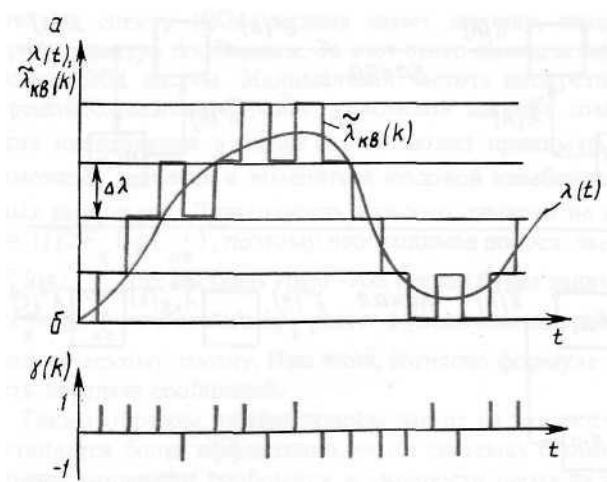


Рисунок 11.8.

где

$$\text{sign } x = \begin{cases} 1, & \text{если } x \geq 0; \\ -1, & \text{если } x < 0. \end{cases}$$

Сигнал $\lambda_{KB, k-1}$ определяется в результате суммирования всех предыдущих квантованных сигналов ошибки:

$$\lambda_{KB, k-1} = \sum_{i=0}^{k-1} \varepsilon_{KB, C, i} = \Delta\lambda \sum_{i=0}^{k-1} \gamma_i.$$

Символы γ_k передаются по каналу связи. Одновременно импульсы $\Delta\lambda\gamma_k$ поступают на интегратор (сумматор), где формируется квантованный отсчет $\lambda_{KB, k}$, который сравнивается с последующим отсчетом сообщения. Вид квантованного сигнала $\tilde{\lambda}_{KB, t}$ на выходе интегратора показан на рисунке 11.8, а, символы γ_k - на рисунке 11.8, б. При ДМд соседние значения ступенчатой функции $\tilde{\lambda}_{KB, k}$ различаются обязательно на величину одного шага квантования $\Delta\lambda$. Интегратор на приемной стороне выполняет ту же операцию, что и интегратор на передающей стороне, формируя по принятым зна-

копеременным импульсам $\gamma^* k$ ступенчатую функцию $\tilde{\lambda}_{KB}^* k$. Эта функция после сглаживания в фильтре преобразуется в сообщение $\lambda^* t$.

Чем меньше шаг квантования $\Delta\lambda$, тем меньше шум квантования, определяемый разностью $\lambda_{KB} t - \lambda t$. Однако при слишком малом шаге $\Delta\lambda$ возникают искажения, называемые **перегрузкой по наклону**. При этом ступенчатая функция не успевает следить за быстрыми изменениями сообщения λt . Рисунок 11.9 иллюстрирует такие искажения.

Системы с ДМд имеют более высокую частоту следования отсчетов по сравнению с системами ИКМ и ДИКМ.

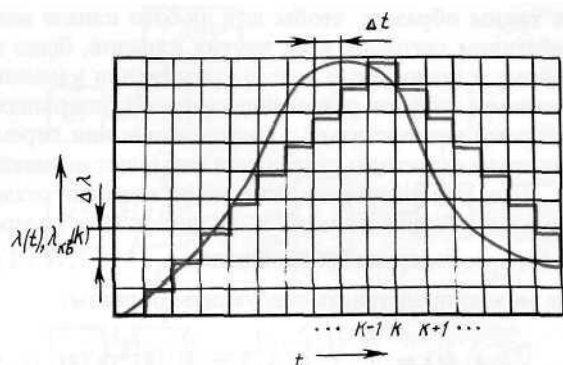


Рисунок 11.9.

При ДМд на каждый отсчет приходится один импульс, а при ИКМ — несколько в зависимости от числа уровней, поэтому частота следования импульсов и в той, и в другой системах при одной и той же верности передачи примерно одинакова. При одной и той же полосе система с ДМд реализуется более просто, чем система с ИКМ.

Частота дискретизации в системах с ДМд может быть снижена путем введения переменного шага квантования, зависящего от скорости изменения сообщения: на участках с более высокой крутизной шаг квантования увеличивается. Для этого требуется вводить анализатор плотности единиц, который фиксирует наличие определенного числа следующих подряд символов одного знака и формирует последовательность импульсов. Эта последовательность интегрируется, и результат подается на амплитудный модулятор, регулирующий уровень сообщения. Несмотря на наличие дополнительного оборудования, системы ДМд с компандированием более просты, чем системы с ИКМ.

12. МНОГОКАНАЛЬНЫЕ РТС ПИ [1, 2, 8, 9]

12.1. Методы уплотнения и разделения каналов

В многоканальной радиолинии сообщения от нескольких источников информации передаются по общему высокочастотному тракту. Предвари-

тельно сообщения преобразуются (кодируются) и формируются **канальные сигналы**. Канальные сигналы объединяются по определенному правилу, в результате чего образуется **суммарный (групповой) сигнал**. Такая операция называется **уплотнением каналов**. Групповой сигнал модулирует несущее колебание, и осуществляется передача полученного радиосигнала. На приемной стороне после демодуляции несущей производится разделение (селекция) каналов. Выделенные канальные сигналы декодируются и преобразуются к виду, удобному для потребителя.

При построении многоканальных РТС ПИ задача надежного разделения каналов является одной из основных. Разделение каналов должно осуществляться таким образом, чтобы для любого канала влияние помех, обусловленных действием сигналов всех других каналов, было минимальным. Различают линейные и нелинейные методы разделения каналов. В системе с **линейным разделением** каналов разделение сигналов отдельных каналов осуществляется линейными устройствами с постоянными или переменными параметрами. В других случаях методы разделения называют **нелинейными**.

При использовании линейных методов разделения операция уплотнения каналов обычно линейна и сводится к суммированию канальных сигналов $s_k(t, \lambda_k)$, содержащих сообщения $\lambda_k, k=1, \dots, N$. Групповой сигнал в этом случае можно представить следующим образом:

$$s_{\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^N s_k(t, \lambda_k) = \sum_{k=1}^N C_k \lambda_k f_k(t, \lambda_k),$$

где N - число уплотняемых каналов; $s_k(t, \lambda_k)$ - сигнал k -го канала, содержащий сообщение λ_k , который можно представить в виде $s_k(t, \lambda_k) = C_k \lambda_k \times f_k(t, \lambda_k)$.

Разделение каналов на приемной стороне осуществляется N линейными избирательными устройствами, каждое из которых выделяет соответствующий канальный сигнал из группового. Если обозначить оператор, описывающий действие k -го линейного избирательного устройства, через L_k , то при отсутствии реакции на все другие канальные сигналы операцию разделения каналов можно записать в виде

$$L_k s_{\Sigma}(t) = L_k \left\{ \sum_{i=1}^N C_i \lambda_i f_i(t, \lambda_i) \right\} = \sum_{i=1}^N L_k C_i \lambda_i f_i(t, \lambda_i) = \begin{cases} C_k \lambda_k f_k(t, \lambda_k), & i=k; \\ 0, & i \neq k, k=1, \dots, N. \end{cases}$$

Для линейного разделения каналов при линейном уплотнении необходимым и достаточным условием является линейная независимость канальных сигналов. При линейно независимых канальных сигналах ни один из них нельзя представить линейной комбинацией других канальных сигналов. Это означает, что равенство

$$\sum_{i=1}^N C_i \lambda_i f_i(t, \lambda_i) = 0$$

выполняется только при равенстве нулю всех коэффициентов $C_i \lambda_i$.

Структурная схема многоканальной радиолинии с линейным уплотнением и разделением каналов приведена на рисунке 12.1. От источников I_i сообщения λ_i подаются на каналные модуляторы (КМ), где осуществляется модуляция параметров сигналов, вырабатываемых генератором линейно независимых функций (ГЛНФ).

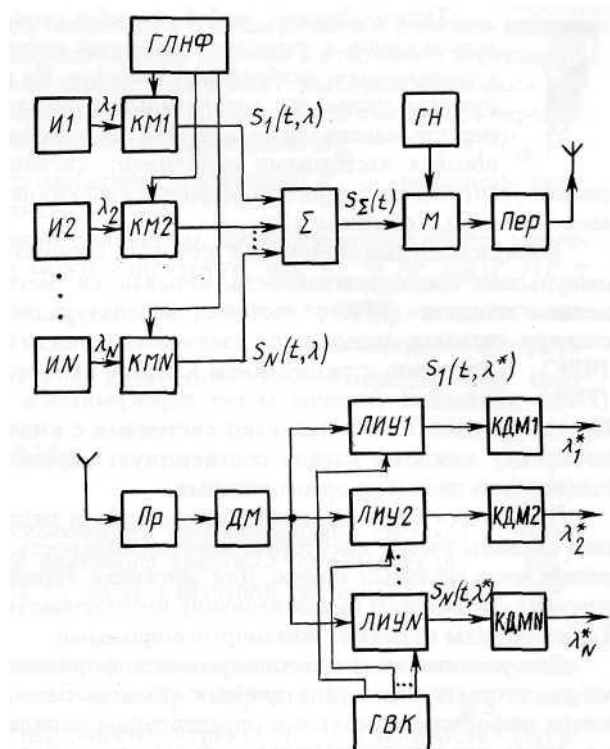


Рисунок 12.1.

Уплотнение каналов происходит в сумматоре. Групповой сигнал $s_{\Sigma} t$ модулирует несущее колебание в модуляторе (М), к которому подводятся колебания от генератора (ГН). Усиление мощности происходит в последующих каскадах передатчика (Пер).

Принятый радиосигнал подвергается преобразованию в линейной части приемника (Пр) и демодуляции в демодуляторе (ДМ). Выделенный групповой сигнал $s_{\Sigma}^* t$ (с шумом) подается на линейные избирательные устройства (ЛИУ), которые с помощью генератора вспомогательных колебаний (ГВК) осуществляют разделение канальных сигналов. Канальные сигналы $s_k t, \lambda_k^*$ демодулируются в канальных демодуляторах (КДМ), в результате чего выделяются сообщения $\lambda_k^* t$.

При линейном уплотнении и разделении каналов канальные сигналы удобнее формировать так, чтобы они составляли ансамбль ортогональных сигналов. Это следует из возможности приведения системы линейно независимых функций путем линейных преобразований к системе ортогональных

функций. Для ортогональных на интервале $[0, T]$ функций справедливо условие

$$\int_0^T s_i(t, \lambda_i) s_j(t, \lambda_j) dt = \begin{cases} \text{const} \neq 0 & \text{при } i = j; \\ 0 & \text{при } i \neq j. \end{cases}$$

Таким образом, **любой ансамбль ортогональных сигналов можно использовать в качестве канальных сигналов в системе с линейным уплотнением и разделением каналов.** На практике применяются следующие ансамбли ортогональных сигналов: последовательности не перекрывающихся во времени импульсов; сигналы с неперекрывающимися частотными спектрами; сигналы, построенные на основе систем ортогональных тригонометрических функций, функций Уолша, полиномов Лежандра, Чебышева и др.

Многоканальные системы, в которых используются неперекрывающиеся импульсные последовательности, называются **системами с временным разделением каналов (ВРК)**; системы, использующие не перекрывающиеся по спектру сигналы, называются **системами с частотным разделением каналов (ЧРК)**; в системах с **разделением каналов по форме используемых сигналов (РКФ)** канальные сигналы могут перекрываться по времени и по спектру. Иногда системы с РКФ называют **системами с кодовым разделением каналов**, поскольку каждому каналу соответствует определенная кодовая последовательность из ансамбля ортогональных.

Практически при линейном уплотнении и разделении каналов используемые сигналы имеют некоторую неортогональность, которая приводит к появлению межканальных помех. Для снижения уровня этих помех стремятся к тому, чтобы сигналы имели величину неортогональности не выше допустимой. Такие сигналы называют **квазиортогональными**.

Для увеличения скорости передачи информации по радиолинии необходимо увеличивать число уплотняемых каналов. Если работа уплотняемых источников информации ведется в определенном порядке, т.е. в синхронном режиме, число уплотняемых каналов оказывается больше, чем при асинхронном режиме. Вместе с тем системы с асинхронным уплотнением каналов, проигрывая по межканальным помехам синхронным, более удобны и просты, поскольку не требуют синхронизирующих устройств. Кроме того, групповой тракт в асинхронной системе может использоваться каждым источником независимо от работы других каналов. По этой причине в спутниковых системах связи асинхронные многоканальные радиолинии называют **радиолиниями со свободным доступом**.

12.2. Характеристики многоканальных систем с линейным разделением каналов

Рассмотрим характерные для систем с линейным разделением каналов взаимные и межканальные помехи. Причинами появления таких помех являются неидеальность модуляторов, искажения в групповом тракте передачи сигналов, несовершенство разделяющих устройств в приемной части. Неидеальность модуляторов приводит к отклонениям канальных сигналов от идеальных. Несоввершенство группового тракта проявляется в нелинейных искажениях группового сигнала, а также в искажениях из-за изменений амплитудно-частотных (АЧХ) и фазочастотных (ФЧХ) характеристик. Это приводит к появлению мультипликативных помех, нарушающих ортогональность канальных сигналов.

Величина затухания между влияющим и подверженным влиянию каналами характеризует качество многоканальной системы в отношении **переходных помех** (защищенность канала от переходных помех). Выбором канальных сигналов можно достичь требуемой величины защищенности каналов от переходных помех. Защищенность определяется выражением $A_{ik} = 10 \lg P_i / P_{ik}$, где P_i - мощность полезного сообщения i -го канала; P_{ik} - мощность переходной помехи от k -го в i -й канал.

При условии, что все каналы одинаковы, пропускную способность многоканальной системы в целом можно определить как $C_{\Sigma} \cong N F_B \log P_C / P_{ш} + \mu P_C$, где N - число каналов; F_B - верхняя частота спектра канального сигнала; P_C - средняя мощность канального сигнала; $P_{ш}$ - мощность флуктуационного шума; коэффициент μ для идентичных каналов определяется соотношением

$$\mu = \mu_k = \sum_{i=1, i \neq k}^N 10^{-0.1 A_{ik}}.$$

Отношение пропускной способности многоканальной системы C_{Σ} к пропускной способности линейного тракта $C_{л}$ определяет информационную эффективность K_{Σ} многоканальной системы: $K_{\Sigma} = C_{\Sigma} / C_{л}$.

Пропускная способность линейного тракта вычисляется с учетом суммирования мощностей канальных сигналов: $C_{л} = \Delta f_{\Sigma} \log 1 + N P_C / P_{ш.л}$, где Δf_{Σ} - эффективная полоса частот линейного тракта; $P_{ш.л}$ - мощность флуктуационных помех в линейном тракте.

Коэффициент K_{Σ} характеризует степень использования пропускной способности линейного тракта. Чем ближе K_{Σ} единице, тем выше информационная эффективность системы.

12.3. Системы с частотным разделением каналов

В системах с ЧРК используются каналные сигналы, частотные спектры которых располагаются в неперекрывающихся частотных полосах. Формирование каналных сигналов осуществляется с помощью АМ, ЧМ или ФМ так, чтобы средние частоты спектров каналных сигналов соответствовали средним частотам отведенных полос каждого канала. В приемной части разделение каналов осуществляется набором частотных фильтров, каждый из которых пропускает спектр частот, принадлежащий только данному каналному сигналу. На рисунке 12.2, а показаны спектры G_{λ_i} сообщений, передаваемых по трем каналам; на рисунке 12.2 б – спектры G_{s_k} каналных сигналов; на рисунке 12.2, в спектр G_c сигнала, передаваемого по линии связи.

Для формирования каналных сигналов с неперекрывающимися спектрами осуществляется перенос спектров сообщений с помощью каналных модуляторов (M_i). На каждый модулятор подаются сообщение $\lambda_k t$ и колебание вида $s_k t = a_k \cos \omega_k t + \varphi_k$ от генератора поднесущих частот (ГПЧ), как это показано на рисунке 12.3.

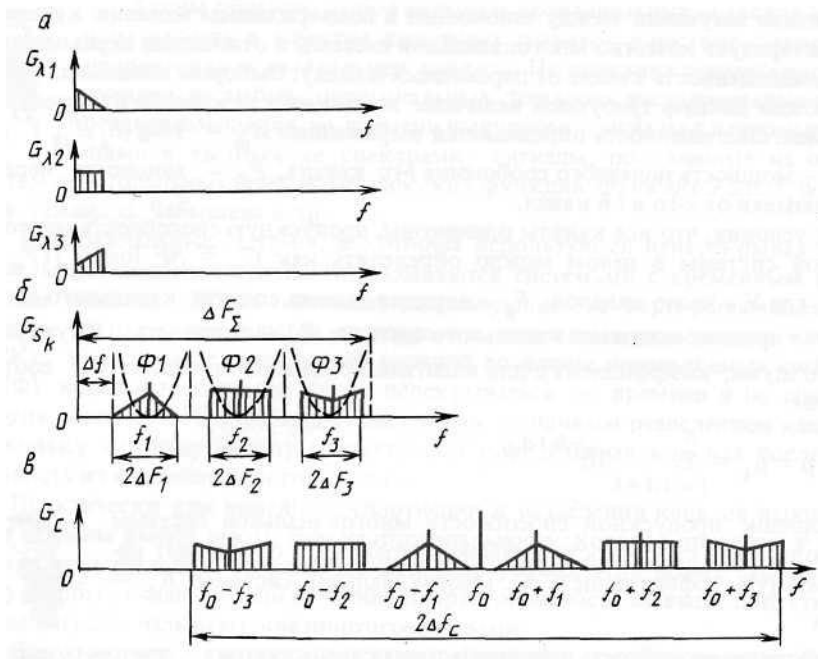


Рисунок 12.2.

Канальные сигналы подаются на фильтры, полосы которых согласованы со спектрами этих сигналов. Фильтры подавляют гармоники, образующиеся в канальных модуляторах. В суммирующем устройстве суммируются каналные сигналы, и, образующийся групповой сигнал, спектр которого показан на рисунке 12.2, б, модулирует несущее колебание, вырабатываемое гене-

ратором (Γ). На выходе модулятора M_Σ образуется радиосигнал с несущей частотой f_0 .

На приемной стороне после усиления и преобразования сигнала в приемнике (Πp) производится выделение группового сигнала с помощью демодулятора ($ДМ$). Групповой сигнал подается на устройство разделения, состоящее из параллельно включенных фильтров $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_N$. На рисунке 12.2, б штриховыми линиями обозначены характеристики затухания фильтров. На выходе каждого фильтра выделяется соответствующий каналный сигнал вместе с продуктами взаимных помех и шумами. Канальные демодуляторы ($КДМ$) выделяют переданные сообщения, которые направляются далее потребителям (Π).

Если спектральные функции каналных сигналов не перекрываются, то они удовлетворяют условию ортогональности, следовательно, и каналные сигналы $s_1 t, \dots, s_N t$ ортогональны.

Для идеального разделения каналов необходимо, чтобы затухание каждого фильтра в пределах полосы спектра сигнала $s_k t$ равнялось нулю и было бесконечным вне пределов полосы спектра. В реальных полосовых фильтрах затухание вне полосы прозрачности конечно и имеют место переходные области δf_k .

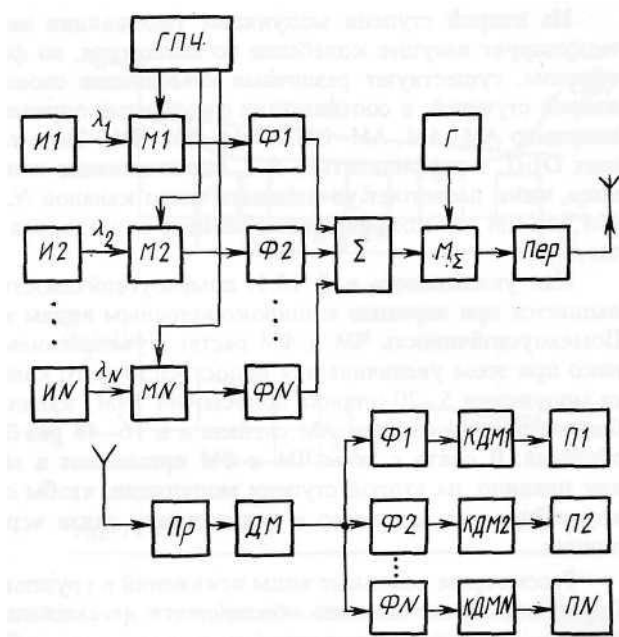


Рисунок 12.3.

Эти области определяют величину защитных интервалов между частотными спектрами соседних каналных сигналов.

Число уплотняемых каналов N в системе с ЧРК при одинаковых значениях F_B для всех каналов и одинаковых защитных интервалах δf равно

$$N = 2\Delta f_c + \delta f + \Delta f \quad Z / Z \quad zF_B + \delta f \quad ,$$

где $2\Delta f_c$ - ширина спектра многоканального радиосигнала; Δf - нижняя граничная частота спектра многоканального сообщения; z - коэффициент, определяемый способом модуляции поднесущей сообщением λ_k , спектр которого, имеет полосу F_B ; Z - коэффициент, определяемый способом модуляции несущей групповым сигналом.

Выбор способов модуляции (формирования) канальных сигналов позволяет экономно использовать отведенную для передачи полосу частот. На первой ступени модуляции (модуляции поднесущих) применяют АМ, ФМ или ЧМ. Для более эффективного использования поднесущих могут применяться комбинированные способы модуляции; одна и та же поднесущая подвергается амплитудной модуляции сообщением источника одного канала и фазовой (частотной) модуляции сообщением другого источника. При этом число уплотняемых каналов увеличивается, взаимные помехи при выделении сообщений. **Применение однополосной модуляции с полным или частичным подавлением одной боковой полосы (ОБП) и поднесущей позволяет разместить в той же полосе частот примерно вдвое больше каналов.**

На второй ступени модуляции (модуляции несущей) групповой сигнал модулирует несущее колебание по амплитуде, по фазе или по частоте. Таким образом, существуют различные комбинации способов модуляции первой и второй ступеней, в соответствии с которыми определяется тип системы с ЧРК, например АМ-АМ, АМ-ОБП, ФМ-АМ, ЧМ-ФМ и т.п. В системах, использующих ОБП, коэффициенты z и Z , определяющие полосы спектров, равны единице, что и позволяет увеличивать число каналов N . При АМ $z = Z = 2$, а при ФМ или ЧМ эти коэффициенты зависят от индексов модуляции и всегда больше двух.

Как указывалось в 1.1, помехоустойчивость передачи сообщений повышается при переходе к широкополосным видам модуляции (ЧМ или ФМ). Помехоустойчивость ЧМ и ФМ растет с увеличением индекса модуляции. Однако при этом увеличивается полоса частотного канала. Например, при индексе модуляции 5-20 ширина полосы ФМ (ЧМ) канального сигнала в 8-24 раза больше полосы спектра АМ сигнала и в 16-48 раз больше полосы спектра сообщения. В связи с этим ЧМ и ФМ применяют в многоканальных системах, как правило, на второй ступени модуляции, чтобы обеспечить высокую помехоустойчивость, например в радиолиниях связи через ИСЗ, в радиорелейных линиях.

Рассмотрим основные виды искажений в групповом тракте системы с ЧРК. Групповой тракт должен обеспечивать неискаженную передачу группового сигнала. Это достигается линейностью амплитудной характеристики, а также постоянством амплитудно-частотной и линейностью фазовой характеристик.

Амплитудная характеристика - нелинейные искажения группового сигнала, а амплитудно-частотная и фазовая – линейные искажения. Линейные искажения группового тракта отсутствуют, если модуль комплексно-

го коэффициента передачи тракта $|K(j\omega)| = const$ в полосе группового канала, а зависимость фазовых сдвигов от частоты $\varphi(\omega) = \tau\omega$ - линейная функция частоты, где $\tau = \delta\varphi / \delta\omega$ - групповое время запаздывания - постоянная величина. Отклонение указанных характеристик от идеальных (рисунок 12.4, а) приводит к деформации спектра группового сигнала, как показано на рисунке 12.4, б. Однако условие ортогональности канальных сигналов при этом сохраняется: Неравномерность коэффициента передачи тракта и группового запаздывания приводит к изменениям амплитудных и фазовых соотношений в спектрах канальных сигналов. При условии $\Delta F_{\Sigma} \gg \Delta F_k$ эти искажения становятся незначительными.

Нелинейные искажения, обусловленные отклонениями амплитудной характеристики группового тракта от линейной, связаны с появлением межканальных помех. Действительно, если представить нелинейную амплитудную характеристику степенным рядом

$$\tilde{s}_k(t) = \alpha_1 s_k(t) + \alpha_2 s_k^2(t) + \alpha_3 s_k^3(t) + \dots, \quad (12.1)$$

то первое слагаемое равенства (12.1) представляет неискаженный сигнал, а остальные - нелинейную функцию сигнала, т.е. помеху. Преобразовав по Фурье правую и левую части равенства (12.1), можно убедиться в том, что второе слагаемое в правой части приводит к образованию вторых гармоник составляющих группового сигнала $2\omega_k$ и комбинационных составляющих второго порядка $\omega_k \pm \omega_i$.

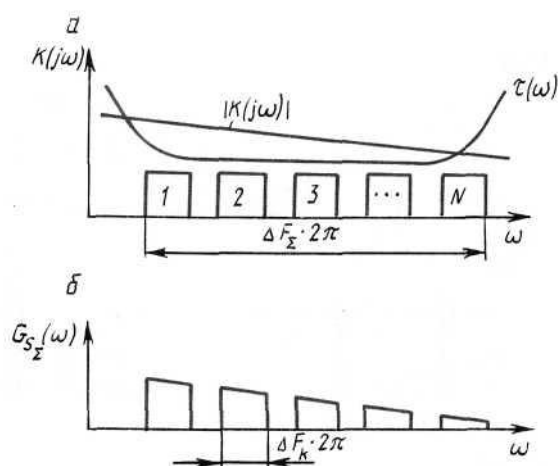


Рисунок 12.4.

Третье слагаемое в равенстве (12.1) соответствует третьим гармоникам $3\omega_k$, и комбинационным составляющим третьего порядка и т.п. Таким образом, наблюдается расширение спектра канального сигнала за счет нелинейности амплитудной характеристики группового тракта. Спектр нелинейных помех каждого из каналов перекрывают спектры соседних каналов, что приводит к возникновению перекрестных помех в соседних каналах. Кроме указан-

ных причин, перекрестные искажения в многоканальных системах возникают из-за интерференционных явлений. При наложении сигнала на колебания, появляющиеся на входе приемника и имеющие частоты, близкие к частоте сигнала, амплитуда и фаза полезного сигнала изменяются, что приводит к искажениям принятых сообщений. Особенно сильно такие помехи проявляются в условиях одновременной работы мощных сторонних радиосредств. В данном случае возникают задачи, характерные для проблемы электромагнитной совместимости радиосистем.

12.4. Системы с временным разделением каналов

12.4.1 Структурная схема системы ВРК

В многоканальных системах с ВРК каналные сигналы не перекрываются во времени, что обеспечивает их ортогональность.

Рассмотрим один из способов формирования каналных сигналов в системе с ВРК. Сообщения λ_k поступающие от источников (рисунок 12.5, а), подвергаются дискретизации по времени так, чтобы отсчеты одного сообщения не совпадали с отсчетами другого. В соответствии с моментами отсчетов вырабатываются импульсы, параметры которых (на рисунке 12.5, б - амплитуда), меняются в зависимости от значений сообщения в каждом отсчете.

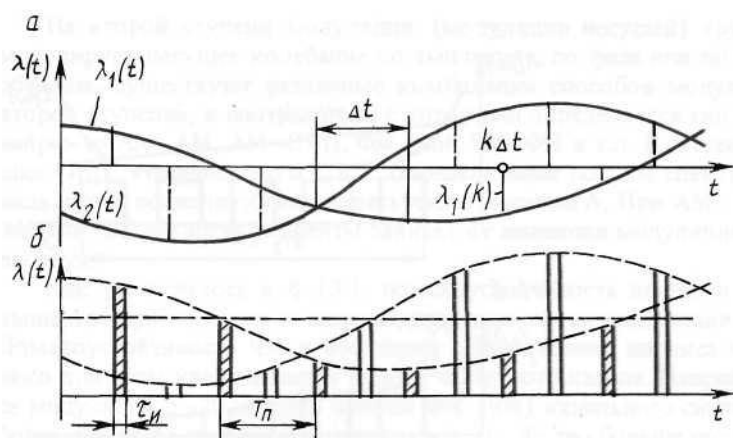


Рисунок 12.5.

На рисунке 12.6 приведена схема с ВРК, в которой пропорционально сообщениям изменяются амплитуды импульсов в каждом канале. Канальные сигналы, образованные из сообщения $\lambda_1 t$, не совпадают по времени с канальными сигналами, образованными из сообщения $\lambda_2 t$ (рисунок 12.5, б). Таким образом, в системе с ВРК происходит периодическое подключение каждого источника к линии связи. Частота подключения выбирается из условия восстановления непрерывного сообщения по его дискретным выборкам, т.е. в соответствии с теоремой Котельников. Переносчиком сообщений в каж-

дом канале является последовательность импульсов. В зависимости от того, какие параметры импульсной последовательности являются информативными, получают те или иные системы с ВРК. Однако всем разновидностям систем с ВРК присущи общие черты, которые отражены в структурной схеме, приведенной на рисунке 12.6. Генератор канальных импульсов (ГКИ) вырабатывает периодические последовательности импульсов, служащие переносчиками сообщения для N каналов. Снимаемые с выходов ГКИ импульсные поднесущие модулируются в модуляторах (М) сообщениями, поступающими от источников (И). Образующиеся каналные сигналы не перекрываются во времени (рисунок 12.5). Чтобы обеспечить разделение каналов, устройство формирования синхроимпульсов (УФСИ) на передающей стороне вырабатывает синхроимпульсы, параметры которых отличаются от параметров канальных импульсов, а период повторения совпадает с T_{II} . Синхроимпульсы объединяются с канальными импульсами, и суммарный поток подается на модулятор передатчика. Ритм работы всей системы обеспечивается генератором тактовых импульсов (ГТИ). В передатчике (Пер) реализуется вторая ступень модуляции, в результате чего формируется радиосигнал.

На приемной стороне этот радиосигнал демодулируется, и на выходе демодулятора (ДМ) выделяется импульсный поток группового сигнала. Селектор синхроимпульсов (ССИ) выделяет из этого потока синхроимпульсы, которые обеспечивают синхронную работу генератора селекторных импульсов (ГСИ). Разделение канальных импульсных потоков осуществляется временными селекторами (ВС), на которые с одной стороны подается групповой сигнал, а с другой - селекторные импульсы.

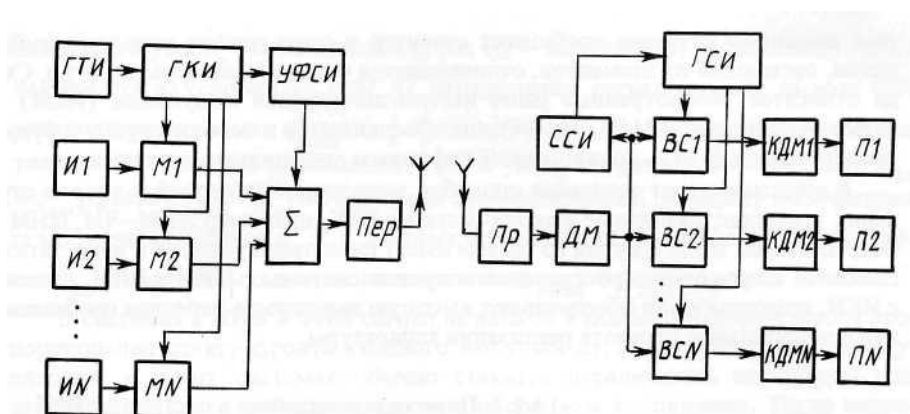


Рисунок 12.6.

При совпадении по времени канального и селекторного импульсов ВС пропускает первый на вход канального демодулятора (КДМ), в качестве которого используется фильтр нижних частот. На основании работы системы с ВРК можно сделать вывод об исключительно важной роли синхронизации. Канал синхронизации должен обладать повышенной помехоустойчивостью, чтобы исключить неправильную работу системы в целом.

Рассмотрим некоторые из возможных видов модуляции импульсных последовательностей. Периодическая последовательность импульсов может быть представлена в виде

$$s_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_0 f(t - iT_H - v_i),$$

где A_0 - амплитуда импульсов; $f(t)$ - функция, описывающая форму одиночного импульса с единичной амплитудой и длительностью τ_H ; T_H - период повторения импульсов; v_i - параметр, характеризующий начальный сдвиг последовательности.

Вид модуляции первой ступени определяется параметром импульсной последовательности, который изменяется в соответствии с сообщением. При изменении амплитуды $A_0 = A(t)$ имеем амплитудно-импульсную модуляцию (АИМ), при изменении длительности импульсов $\tau_H \equiv \tau_H(t)$ - широтно-импульсную модуляцию (ШИМ), при изменении временного положения $v_i = v_i(t)$ - время-импульсную модуляцию (ВИМ). Различают фазово-импульсную модуляцию (ФИМ) и частотно-импульсную модуляцию (ЧИМ) в зависимости от закона изменения $v_i(t)$. На второй ступени осуществляется модуляция параметров несущего колебания импульсным потоком группового сигнала. Для этого применяют АМ, ФМ или ЧМ.

Рассмотренные виды модуляции первой ступени относятся к параметрическим, так как основаны на изменении параметров импульсного потока. На практике используют и непараметрические методы модуляции при которых значения отсчетов сообщения ставится в соответствие кодовая комбинация, состоящая из элементов, отличающихся частотой, интервалом и т.п. Сюда относятся рассмотренные ранее импульсно-кодовая модуляция (ИКМ) и дельта-модуляция (ДМд). Эти методы объединяются в особую группу.

В зависимости от сочетания способов модуляции на первой и второй ступенях выделяют различные классы систем с ВРК, например АИМ-ЧМ, ШИМ-ФМ, ИКМ-ЧМ и т.д. Каждая из систем имеет свои преимущества и недостатки. Наиболее широкое распространение получили системы с ШИМ и ВИМ, а также с ИКМ, поскольку они обеспечивают высокую надежность передачи сообщений при относительной простоте реализации аппаратуры.

12.4.2 Помехи и искажения в системах ВРК

Дадим оценку помехоустойчивости многоканальных систем с различными видами импульсной модуляции: АИМ, ШИМ и ФИМ. Считаем, что на входе приемного устройства действуют групповой сигнал $s_{\Sigma}(t)$ и помеха $n(t)$, представляющая флуктуационный шум с нулевым средним значением и дисперсией σ_n^2 . Обозначим максимальное значение сигнала $s_{\Sigma}(t)$ через A_0 , тогда можно ввести отношение сигнал/шум $q_{ВХ} = A_0^2 / \sigma_n^2$. В зависимости от этого от-

ношения сообщение $\lambda^* t$ на выходе приемника сопровождается большими или меньшими ошибками εt . Если учесть также влияние переходных помех ηt , то сообщение $\lambda^* t$ на выходе приемника можно представить в виде $\lambda^* t = \lambda t + \varepsilon t + \eta t$.

Действие шума на качество воспроизведения сообщений определяется величиной отношения сигнал/шум. Принимая на выходе приемника отношение сигнал/шум равным $q_{ВВЛX} = A_{\max}^2 / \sigma_{П.В}^2$, где A_{\max} - максимальное значение полезного сигнала на выходе; $\sigma_{П.В}^2 = \langle \varepsilon^2 \rangle$ - средний квадрат ошибки, определим помехоустойчивость системы величиной выигрыша

$$g = q_{ВВЛX} / q_{ВX} . \quad (12.2)$$

Качество разделения канальных сигналов характеризуется коэффициентом защищенности A_{ik} определяемым отношением мощности полезного сообщения P_i к мощности P_{ik} переходной помехи: $A_3 \equiv A_{ik} = 10 \lg P_i / P_{ik}$.

Определим помехоустойчивость систем с ВРК, использующих простейшие канальные демодуляторы - ФНЧ. Пусть на входе демодулятора действует сумма сигнала s_k , и гауссовского шума $n t$ с дисперсией σ_n^2 . Сигнал представляет последовательность импульсов с амплитудой A_0 форма которых отличается от прямоугольной, поскольку при прохождении по тракту передачи фронты импульсов "затягиваются". Действие помехи приводит к появлению паразитной модуляции импульсов по амплитуде и по фазе.

Для систем с АИМ сообщение выделяется из группового сигнала после временного селектора и фильтрации в ФНЧ. На входе приемника отношение сигнал/шум $q_{ВX} = A_0^2 / \sigma_n^2$, где $\sigma_n^2 = N_0 \Delta f_c$ - средняя мощность шума в полосе Δf_c канального сигнала с АИМ. За счет временного селектирования средняя мощность шума σ_n^2 уменьшается в Q раз (Q - скважность). Если полоса ФНЧ выбирается из условия $\Delta F_b = \Delta f_c / Q$, то отношение сигнал/шумна выходе ФНЧ можно определить как $q_{ВВЛX} = \mu_a^2 A_0^2 / Q^2 / N_0 \Delta f_c / Q^2$. Отсюда выигрыш в системе с АИМ с учетом соотношения (12.2) и полученных выражений для $q_{ВX}$ и $q_{ВВЛX}$ равен $g_{АИМ} = \mu_a^2$, т.е. выигрыш пропорционален квадрату коэффициента модуляции. Обычно $\mu_a < 1$, поэтому отношение сигнал/шум $q_{ВВЛX}$ меньше, чем $q_{ВX}$. Максимально достижимое значение $g_{АИМ} = 1$ при $\mu_a = 1$.

В системах с ШИМ и ФИМ сигнал на выходе канального демодулятора пропорционален сдвигу фронта входного импульса $\Delta \tau$. Перед канальным демодулятором в таких системах обычно ставится ограничитель амплитуды или электронное реле, срабатывающее при пороговом напряжении. Тогда напряжение на выходе реле представляет прямоугольный импульс, фронт и срез которого из-за помех отклоняются от средних положений. Средний квадрат отклонения $\langle \delta \tau_\phi^2 \rangle$ фронта определяется выражением $\langle \delta \tau_\phi^2 \rangle = \sigma_n^2 \tau_\phi^2 / A_0^2$, где τ_ϕ - длительность фронта неискаженного импульса на входе реле. На выходе де-

модулятора ШИМ (ФИМ) отношение сигнал/шум определяется полезным сообщением, величина которого пропорциональна максимальному приращению длительности (фронта) импульса $\Delta\tau_{\max}$. Поэтому выигрыш можно вычислить на основании выражения (12.2) следующим образом:

$$g_{\text{ШИМ}} = \frac{\Delta\tau_{\max}^2}{\sigma_{\Pi}^2 \tau_{\phi}^2 / A_0^2} \frac{\sigma_{\Pi}^2}{A_0^2} = \Delta\tau_{\max} / \tau_{\phi} \quad (12.3)$$

Аналогичное выражение определяет систему с ФИМ. Как видно из соотношения (12.3), помехоустойчивость системы зависит от крутизны фронта импульса, поэтому уровень срабатывания порогового устройства (реле) следует выбирать равным напряжению, при котором крутизна фронта $S_{\phi} = A_0 / \tau_{\phi}$ наибольшая. Если девиация фронта $\Delta\tau_{\max}$ больше длительности τ_{ϕ} фронта, то выигрыш g систем с ШИМ и ФИМ оказывается больше единицы. Таким образом, эти системы превосходят системы с АИМ в отношении помехоустойчивости.

Переходные помехи между каналами в системах с временным уплотнением возникают из-за ограничения полосы пропускания группового тракта, неравномерности его АЧХ и нелинейности ФЧХ. Указанные причины приводят к переходным процессам, в результате чего импульсы искажаются и накладываются друг на друга. Наиболее сильно сказывается влияние соседних каналов.

13. РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. Чердынцев В.А. Радиотехнические системы. Учебное пособие. Минск: Вышэйшая школа, 1988.-368с.
2. Пестряков В.Б., Кузенков В.Д. Радиотехнические системы. М.: Радио и связь, 1985.-376с.
3. Радиотехнические системы /Ю.М. Казаринов, Ю.А. Коломенский Ю.К. Пестов и др.; Под ред. Ю.М. Казаринова. -М.: Сов. радио, 1968.-496с.
4. Дымова А.И., Альбац М.Е., Бонч-Бруевич А.М. Радиотехнические системы /Под ред. А.И. Дымовой. –М.: Сов. Радио, 1975.-440с.
5. Лезин Ю.С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем. – М.: Радио и связь, 1984.-256с.
6. Радиолокационные системы воздушных судов. Учебник. /П.С. Давыдов, А.И. Козлов, В.С. Уваров и др.: Под ред. П.С. Давыдова. –М.: Транспорт, 1988.-359с.
7. Шкирятов В.В. Радионавигационные системы и устройства. –М.: Радио и связь, 1984.-160с.
8. Пеннин П.И., Филиппов Л.И. Радиотехнические системы передачи информации. –М.: Радио и связь, 1984.-256с.
9. Ключев Н.И. Информационные основы передачи сообщений. –М.: Сов. Радио, 1966.-360с.