

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

Кафедра радиотехнических систем

В.П. Денисов

**ОСНОВЫ ТЕОРИИ СИСТЕМ И КОМПЛЕКСОВ
РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ**

Учебное пособие
для студентов радиотехнических специальностей вузов

Томск
2024

УДК 621.391
ББК 32.84
Д 33

Рецензенты:

А. С. Аникин, доцент кафедры радиотехнических систем ТУСУР,
канд. техн. наук,
В. А. Громов, доцент кафедры радиотехнических систем ТУСУР,
канд. техн. наук

Денисов, Вадим Прокопьевич

Д 33 **Основы теории систем и комплексов радиоэлектронной борьбы:** учебное пособие / В.П. Денисов. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2024. – 130 с.

В пособии рассмотрены физические основы методов активного и пассивного радиопротиводействия радиоэлектронным средствам. Даны расчётные соотношения для определения технических характеристик средств радиопротиводействия. Рассмотрены методы радиотехнической разведки радиоэлектронных средств.

Пособие является конспектом лекций по курсу «Основы теории систем и комплексов радиоэлектронной борьбы», который был записан в ходе учебного процесса студентами радиотехнического факультета специальности «Радиоэлектронные системы и комплексы» И. В. Аржевикиным, С. Р. Газитовым, А. Д. Сергановым.

Основные излагаемые материалы подчерпнуты автором из изданий, список которых приводится. Отдельные результаты получены в ходе научно-исследовательских работ, в которых довелось участвовать автору.

Одобрено на заседании каф. РТС протокол № 1 от 29.08.2024 г.

УДК 621.391
ББК 32.84

© Денисов В.П., 2024
© Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2024

ПРЕДИСЛОВИЕ

Предлагаемый вниманию студентов конспект лекций по курсу «Основы теории систем и комплексов радиоэлектронной борьбы» был записан в ходе учебного процесса студентами группы 124 радиотехнического факультета специальности «Радиоэлектронные системы и комплексы» И. В. Аржевикиным, С. Р. Газитовым, А. Д. Сергановым. Они же перевели текст в цифровую форму.

Накатившаяся на человечество пандемия коронавируса и вынужденное в связи с этим обучение по дистанционной технологии заставили учебное управление ТУСУР дать разрешение на размещение конспекта на научно образовательном портале ТУСУР, хотя он и не соответствовал требованиям по оформлению. Более подходящего материала для дистанционного обучения по утвержденной программе просто не было.

В 2023 году студенты группы 128 радиотехнического факультета, обучающиеся по специальности «Радиоэлектронные системы и комплексы», Н. И. Воронцов, И. С. Гогадзе, А. Д. Горбунов оформили конспект по правилам создания текстовых документов в ТУСУР.

Автор внес в текст минимально необходимые правки, сохранив стиль студенческого конспекта.

Окончательный вид конспекту лекций как учебному пособию придал доцент кафедры радиотехнических систем к.т.н. В. А. Громов.

Радиоэлектронная борьба – обширная, быстроразвивающаяся область радиотехнических систем, играющая важную, порой решающую, роль в военных конфликтах. Конспект не претендует на охват всего, что входит в понятие «радиоэлектронная борьба», а ограничивается вопросами, обозначенными в программе для студентов специальности «Радиоэлектронные системы и комплексы», утвержденной в ТУСУР.

Конспект не претендует на оригинальность. Основные излагаемые материалы подчерпнуты автором из изданий, список которых приводится. Отдельные результаты получены в ходе научно-исследовательских работ, в которых довелось участвовать автору.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ	3
Введение.....	6
Список условных обозначений и сокращений	7
1 ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ.....	8
1.1 Содержание дисциплины	8
1.2 История РЭБ.....	8
2 ОСНОВЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ.....	9
2.1 Виды разведки.....	9
2.2 Задачи радиотехнической разведки	9
2.3 Виды радиотехнической разведки	9
2.4 Методы определения координат излучающих средств станциями РТР	9
2.4.1 Пеленгационный метод	10
2.4.2 Градиентный метод.....	13
2.4.3 Угломестный метод	13
2.4.4 Разностно-дальномерный метод.....	14
2.4.5 Реализация разностно-дальномерного метода	16
2.5 Тактико-технические требования предъявляемые к станциям РТР	19
2.6 Дальность действия станции РТР.....	20
2.7 Диапазон частот разведываемых сигналов	25
2.8 Точность измерения координат источников радиоизлучения	25
2.8.1 Пеленгационный метод. Основные расчётные соотношения.....	25
2.8.2 Потенциальная точность	26
2.8.3 Амплитудный пеленгатор	27
2.8.4 Фазовый радиопеленгатор.....	29
2.8.5 Погрешности, связанные с распространением радиоволн.....	31
2.8.6 Влияние тропосферы	35
2.8.7 Быстрые флуктуации	35
2.8.8 Разностно-дальномерный метод местоопределения ИРИ	36
2.8.9 Пороговый метод	38
2.9 Укрупнённая структурная схема пеленгационного поста станции РТР	39
2.10 Система обнаружения	41
2.10.1 Параметры системы	41
2.10.2 Поиск по частоте	41
2.10.3 Беспойсковые по частоте системы обнаружения.....	44
2.10.4 Интерференционный метод измерения частоты.....	47
2.10.5 Поиск по направлению	48
2.11 Особенности проектирования пеленгаторов РТР.....	48
2.12 Точность пеленгования	53
2.13 Применение метода максимального правдоподобия для построения многобазовых фазовых пеленгаторов.....	58
3 РАДИОЭЛЕКТРОННОЕ ПРОТИВОДЕЙСТВИЕ	63
3.1 Классификация методов РЭП.....	63
3.2 Общие сведения о станциях активных шумовых помех.....	64
3.3 Генераторные шумовые помехи.....	68
3.3.1 Прямошумовые помехи.....	68
3.3.2 Модуляционные шумовые помехи.....	70
3.4 Ответные шумовые помехи заградительные по углу.....	72
3.4.1 Ответные непрерывные шумовые помехи	72
3.4.2 Ответные импульсные шумовые помехи	73
3.4.3 Хаотичная импульсная помеха	75
3.5 Ответные шумовые помехи прицельные по углу.....	76

3.5.1	Многолучевые антенные решётки.....	76
3.5.2	Решётки Ван-Атта.....	78
3.5.3	Ответная (прицельная) шумовая помеха на решетке Ван-Атта.....	79
3.6	Станция активных имитационных (прицельных) помех.....	80
3.6.1	Принцип действия.....	80
3.6.2	Помехи каналу дальности (уводящие).....	81
3.6.3	Генераторы ложных целей (ретрансляторы).....	84
3.6.4	Станции пространственно-разнесённых помех.....	85
3.6.5	Когерентные помехи из двух пространственно-разнесённых точек.....	85
3.7	Уравнение противорадиолокации.....	88
4	МАСКИРОВКА И НЕЗАМЕТНОСТЬ РЭС.....	92
4.1	Общая характеристика проблемы радиоэлектронной маскировки.....	92
4.2	Способы обеспечения радионезаметности.....	92
4.2.1	Оптимизация сигналов и их пространственно-временной обработки.....	92
4.2.2	Снижение заметности излучения по боковым лепесткам.....	94
4.2.3	Радионезаметность широкополосных сигналов.....	98
4.3	Снижение радиолокационной заметности.....	100
4.3.1	Снижение ЭПР за счёт выбора малоотражающей формы объекта.....	100
4.3.2	Применение противорадиолокационных покрытий.....	101
4.3.3	Уменьшение радиолокационной заметности антенных систем.....	102
4.3.4	Комплексное применение методов радиолокационной незаметности.....	103
4.4	Маскирующие воздействия на среду РРВ.....	103
4.4.1	Дипольные помехи.....	103
4.4.2	Плазмообразование.....	104
4.5	Воздействие на ионосферу.....	105
4.6	Защита РЛС от помех.....	105
4.6.1	Электромагнитное поражение (ЭМП) радиоэлектронных средств.....	105
4.6.2	Защита РЛС от пассивных помех.....	106
4.6.3	Когерентный метод непрерывного излучения.....	107
4.6.4	Когерентно-импульсные локаторы.....	108
4.6.5	Локаторы с внешней когерентностью.....	108
4.6.6	Локаторы с внутренней когерентностью.....	110
4.6.7	Фазовый детектор вектормерного типа.....	111
4.6.8	Компенсация помех от неподвижных отражателей.....	113
4.6.9	Эффективность когерентно-импульсных систем.....	116
4.6.10	Защита РЛС от активных помех.....	118
4.6.11	Пространственная селекция.....	118
4.7	Анализ и индикация помеховой обстановки.....	121
4.8	Защита от поляризационных помех.....	123
4.9	Защита от помех, уводящих по дальности и скорости.....	125
5	ПУТИ РАЗВИТИЯ ТЕХНОЛОГИЙ РЭБ.....	126
	Заключение.....	128
	Экзаменационные вопросы.....	129
	Список использованных источников.....	130

Введение

Вот как определяется понятие радиоэлектронной борьбы (РЭБ) в Википедии: РЭБ – разновидность вооруженной борьбы, в ходе которой осуществляется воздействие радиоизлучениями (радиопомехами) на радиоэлектронные средства управления, связи и разведки противника в целях изменения качества циркулирующей в них военной информации, защита своих систем от аналогичных воздействий, а также изменение условий распространения радиоволн.

В некоторых источниках вместо термина РЭБ употребляется слово «радиовойна». Термин ввел Р. Шлезингер в одноименной книге, изданной в США в 1961 году.

Надо ли нам, мирным жителям миролюбивой страны заниматься вопросами РЭБ?

Вот что пишет один из известных отечественных деятелей в области РЭБ А.И. Палий.

«Радиовойна» не объявляется и никогда не прекращается. Она не ограничена ни временем, ни пространством и не признает никаких государственных границ. Подготовка к радиовойне и ее «сражения» ведутся непрерывно и скрытно как в эфире, так и в научно-исследовательских лабораториях, в конструкторских бюро и на полигонах, где на основе разведывательных данных разрабатываются средства для подавления радиоэлектронной аппаратуры противника и для защиты своей аппаратуры от его средств подавления. При этом идет борьба методов и средств радиопротиводействия с методами и средствами «контррадиопротиводействия» [1].

Так что многие из вас так или иначе станут участниками РЭБ.

Приведу созвучное высказывание российского и советского военачальника прошлых лет Александра Андреевича Свечина.

«Наши пространства заставляют нас разбрасывать нашу энергию и способность к организации, затрудняют сбор сил для отпора. Они хранят в своих недрах богатейшие сокровища, отказаться от охраны которых – равносильно исторической измене. Они включают в свои пределы важнейшие политико-стратегические позиции, требующие серьезной военной силы хотя бы для того, чтобы сохранить нейтралитет и не быть втянутым в войну. Первый шаг к победе должен лежать в сознании, что на нас нет никаких географических доспехов, что наша грудь открыта для удара, что враг не спит, что завтра делается сегодня» [Военная мысль и революция, 1924 год.].

Список условных обозначений и сокращений

АСД – автоматическое сопровождение по дальности
АФАР – активная фазированная антенная решетка
ВЦ – входная цепь
ГБШ – генератор белого шума
ГВШ – генератор видеοшума
ГПИ – генератор пусковых импульсов
ДОС – диаграммообразующая схема
ЕСКД – единая система конструкторской документации
ИКО – индикатор кругового обзора
ИРИ – источник радиоизлучения
ЛБВ – лампа бегущей волны
МИЧ – мгновенный измеритель частоты
МШУ – малошумящий усилитель
ОГР – ограничитель амплитуды
ОС – обратная связь
ПП – поисковый приемник
РР – радиоразведка
РТР – радиотехническая разведка
РЭБ – радиоэлектронная борьба
САП – станция активных помех
САС – система анализа сигналов
САУ – система управления антенной
ТЗ – техническое задание
ТТТ – тактико-технические требования
УПЧ – усилитель промежуточной частоты
УН – устройство настройки
УЗЧ – устройство запоминания частоты
УУН – устройство устранения неоднозначности
УБЛ – уровень боковых лепестков
УМ – усилитель мощности
Ф – фазометр
ФАР – фазированная антенная решетка
ЦСП – цифровой сигнальный процессор
ЧПК – череспериодная компенсация
ЭМИ – электромагнитный импульс
ЭМП – электромагнитное поражение
ЭПР – эффективная поверхность рассеяния

1 ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

1.1 Содержание дисциплины

Составными частями РЭБ являются радиоэлектронное подавление и радиоэлектронная защита.

Объектами воздействия в ходе РЭБ являются элементы систем управления войсками и оружием, использующие радиосредства, нарушение или срыв работы которых приведет к уменьшению эффективности применения противником его вооружений. Основное средство РЭБ – радиопомехи. Целями радиопомех являются радиолинии связи, управления, наведения и навигации.

Помехи могут быть активными или пассивными. Активные содержат источники радиоизлучения, пассивные – отражения зондирующих сигналов РЛС от искусственных или естественных объектов, не являющихся целями.

Можно выделить следующие составные части РЭБ:

- радиоэлектронная разведка;
- радиоэлектронное подавление;
- радиоэлектронная защита;
- радиомаскировка.

Приведенная классификация, как и всякая другая, является условной. Тем не менее, она будет использоваться при изложении курса. Рассмотрим коротко содержание выделенных разделов.

Радиоэлектронную разведку делят на:

- радиоразведку;
- радиотехническую разведку.

Радиоразведка – разведка средств связи. Цель – перехват информации. Радиотехническая разведка – обнаружение работающих радиотехнических средств противника (главным образом, радиолокационных станций) определение их координат и параметров излучения. По полученным данным можно получить представление о численности противника, его дислокации, вооружении, перемещениях, сделать выводы о его намерениях. Полученные данные важны для планирования боевых операций.

Радиоэлектронное подавление – комплекс мероприятий по срыву работы радиоэлектронной аппаратуры противника путем воздействия на нее активных и пассивных помех (применение ложных целей, ловушек). Частный случай – электромагнитное поражение: воздействие на аппаратуру противника мощным электромагнитным импульсом (выводит из строя чувствительные полупроводниковые элементы приемника и другой аппаратуры).

Радиоэлектронная защита – важнейшая часть РЭБ, ее целью является обеспечение устойчивой работы своих РЭС при воздействии активных и пассивных помех противника.

Радиомаскировка – комплекс средств, делающих незаметными или малозаметными для противника носители своей радиоэлектронной аппаратуры: самолеты, корабли, беспилотники и т.д.

1.2 История РЭБ

Средства РЭБ появились сразу же, как только в войсках появилась радиосвязь (1905 год) и с тех пор непрерывно развиваются. Данный раздел курса студенты изучают самостоятельно по рекомендованной литературе.

2 ОСНОВЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ

2.1 Виды разведки

Радиоэлектронная разведка является одним из видов технических разведок [2]. Считается, что существуют два основных вида разведки: национальная и военная [3] (например, в США известные нам из средств массовой информации: АНБ – агентство национальной безопасности, ЦРУ).

Национальная разведка охватывает разведывательные органы правительственных учреждений, которые ведают вопросами разработки и осуществления национальной политики и безопасности государства.

Военную разведку ведут главным образом разведывательные органы вооруженных сил. Ее данные используются для разработки и осуществления военной политики, военных планов и программ. Военная разведка подразделяется на стратегическую и тактическую.

Стратегическая разведка ведется в интересах высших органов государственной власти и высшего военного командования, которые несут ответственность за планирование и осуществление военных операций в мирное и военное время.

Тактическая разведка используется при планировании и ведении боевых действий. Без тактической разведки ни один командир не сможет принять правильного решения об использовании огневых средств, определить лучшую форму маневра и расположения своих сил. Радиотехническая разведка является важным звеном во всех перечисленных видах разведки [4].

2.2 Задачи радиотехнической разведки

Выделяют следующие задачи радиотехнической разведки:

1. Обнаружение работающих радиотехнических средств противника;
2. Определение параметров излучения (тип модуляции, f_0 , $\tau_{и}$, $T_{и}$);
3. Определение местоположения излучателя (пеленгационным методом, разностно-дальномерным методом или их комбинацией).

2.3 Виды радиотехнической разведки

Радиотехническую разведку можно классифицировать по месту расположения разведывательной аппаратуры:

1. Наземная (разведка наземных излучающих средств с помощью наземной аппаратуры);
2. Корабельная (разведка излучающих средств с судов);
3. Воздушная (разведка наземных и воздушных средств с борта летательного аппарата);
4. Спутниковая (спутниковые приёмники могут принимать сигналы со всей поверхности Земли, других спутников и воздушных носителей радиоаппаратуры).

2.4 Методы определения координат излучающих средств станциями РТР

Особенностью средств радиотехнической разведки является то, что они пассивные, то есть не излучают радиосигналы. Поэтому определение дальности до объекта наблюдения по задержке принятого сигнала относительного излученного, как в активной локации, невозможно. Все методы определения координат источников радиоизлучения с помощью пассивной аппаратуры базовые, то есть предполагают прием сигналов ИРИ в двух или более разнесённых точках пространства.

2.4.1 Пеленгационный метод

Из двух пунктов Π_1 и Π_2 определяются направления на источник сигнала. Эти направления можно измерять как от “линии базы” (от линии соединяющей точки Π_1 и Π_2), так и от нормали к этой линии. Считаем, что они определяются от нормали. L – дальномерная база. Необходимо вычислить дальность (решить треугольник), то есть найти дальность из какой-либо точки Π_1 или Π_2 до источника излучения и тогда это будут координаты этого источника в полярной системе (см. Рисунок 2.1).

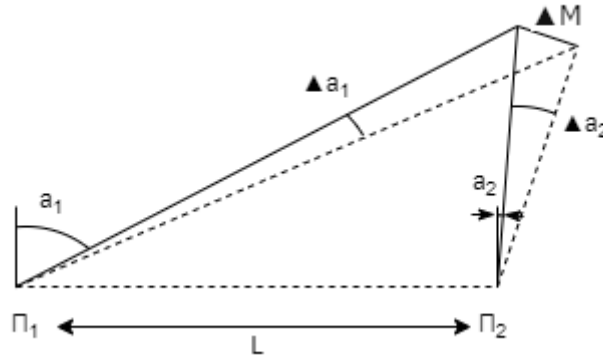


Рисунок 2.1 – Пеленгационный метод определения местоположения

Решая треугольник, получим формулу для расчёта дальности до источника радиоизлучения (ИРИ):

$$R = L \frac{\sin(\alpha_2)}{\sin(\alpha_1 - \alpha_2)}. \#(2.1)$$

Возможность применить этот метод зависит от того, какая требуется точность измерения координат (главным образом дальности) и можно ли реализовать эту точность. Общий подход к оценке достижимой точности измерения (в данном случае дальности):

$$\Delta R = \frac{dR}{d\alpha_1} \Delta\alpha_1 + \frac{dR}{d\alpha_2} \Delta\alpha_2.$$

Продифференцировав выражение, получим:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{R}{L} \cdot \frac{\cos(\alpha_1 - \alpha_2)}{\cos(\alpha_2)} \cdot (\Delta\alpha_1 - \Delta\alpha_2) + \Delta\alpha_2 \cdot \tan(\alpha_2), \#(2.2)$$

где $\frac{\Delta R}{R}$ – относительная точность (обычно эта цифра фигурирует в технических заданиях).

Погрешность измерения дальности возникает в следствие наличия погрешности измерения углов. Ошибка измерения пеленга определяется в первую очередь, а затем – зависящая от неё ошибка измерения дальности.

Чтобы вычислить дальность, требуется передать измеренные пеленги α_1 или α_2 из одного пункта в другой. Измерения передают с помощью радиосигнала, но это демаскирует станцию РТР, поэтому желательно иметь маленькую базу. Допустим $\frac{R}{L} \gg 1$. Тогда получим, что в формуле (2.2) определяющим является первый член, следовательно:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{R}{L} \cdot \frac{\cos(\alpha_1 - \alpha_2)}{\cos(\alpha_2)} \cdot (\Delta\alpha_1 - \Delta\alpha_2).$$

Предположим, что косинус в числителе равен единице, так как при большой дальности R по сравнению с базой L , разность углов $\alpha_1 - \alpha_2 \rightarrow 0$. Также, предположим, что $\Delta\alpha_1$ и $\Delta\alpha_2$ – случайные величины, с нулевыми математическими ожиданиями:

$$m_1\{\Delta\alpha_1\} = m_1\{\Delta\alpha_2\} = 0.$$

Предположим, что их дисперсии равны:

$$\sigma_{\alpha_1}^2 = \sigma_{\alpha_2}^2 = \sigma_{\alpha}^2.$$

Также, предположим, что эти величины коррелированы и коэффициент корреляции:

$$r_{\alpha} = \frac{m_1\{\Delta\alpha_1 \cdot \Delta\alpha_2\}}{\sigma_{\alpha}^2}.$$

Тогда из формулы (2.4) получим расчётную формулу для оценки точности измерения дальности, если погрешности случайны и имеют заданные статистические характеристики. Если погрешности не коррелированы, то дисперсия разности равняется сумме дисперсий. Формула относительной погрешности измерения дальности:

$$\frac{\sigma_R}{R} = \frac{R}{L} \cdot \sqrt{2} \cdot \sigma_{\alpha} \frac{1}{\cos(\alpha_2)} \sqrt{1 - r_{\alpha}}, \#(2.3)$$

где σ_R – среднеквадратическая погрешность измерения дальности.

Формулой возможно пользоваться если отношение $\frac{R}{L}$ велико. Однако это требует очень высокой точности пеленгования для получения достаточной точности измерения дальности.

К сожалению, это требование трудновыполнимо. В противном случае, можно воспользоваться методикой расчёта погрешности, изложенной в [5, 6].

Допустим в точках Π_1 и Π_2 расположены амплитудные пеленгаторы. Фиксируется попадание ИРИ в сектор, равный половине ширины ДНА $\theta_{0.5}$ с каждой стороны (см. Рисунок 2.2). Пересечение секторов определяет область, в которую попал ИРИ – область неопределённости. Исходя из геометрии задачи, площадь области неопределённости можно представить формулой

$$S_H = \frac{4R_1 R_2 \left(\operatorname{tg} \frac{\theta_{0.5}}{2} \right)^2}{\sin(\alpha_1 + \alpha_2)},$$

где все входящие в нее величины обозначены на рисунке (см. Рисунок 2.2).

Тогда «площадь неопределённости» находится по формуле:

$$S_H = 6.2R^2 \left(\operatorname{tg} \frac{\theta_{0.5}}{2} \right)^2. \#(2.4)$$

Наилучшая точность получается в том случае, если $\alpha_1 = \alpha_2 = 60^\circ$.

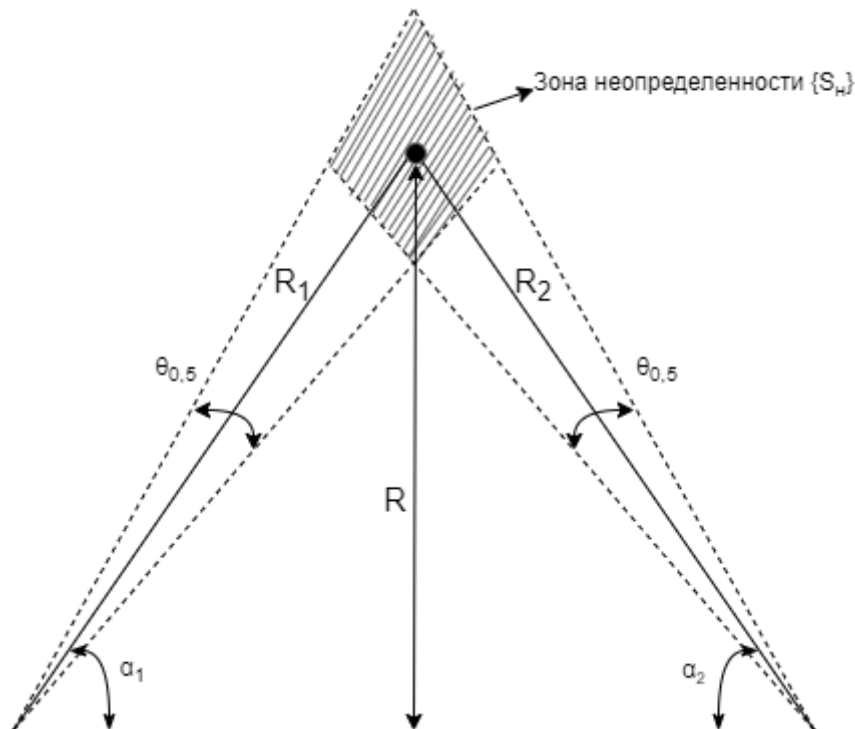


Рисунок 2.2 – Площадь неопределённости в пеленгационном методе

Ошибку места оценим, аппроксимируя «площадь неопределённости» равновелики кругом:

$$S_n = \pi \cdot \Delta R^2. \#(2.5)$$

Методику расчёта точности можно распространить и на случай, когда антенны пеленгаторов ненаправленные. Тогда половину ширины ДНА $\theta_{0,5}$ следует заменить погрешностью пеленгования.

Пеленгационный метод используется в станциях наземной разведки или станциях корабельной разведки, когда разведка ведется с двух кораблей. Бывает, когда разведка ведется с движущегося объекта, например, самолета, спутника или того же корабля. Пеленгатор один. По мере движения измеряется ряд углов и можно решить задачу местоопределения с учетом всех этих углов. Точность, в основном, определяется пунктами Π_1 и Π_2 разнесенными на максимальную базу L (см. Рисунок 2.3).

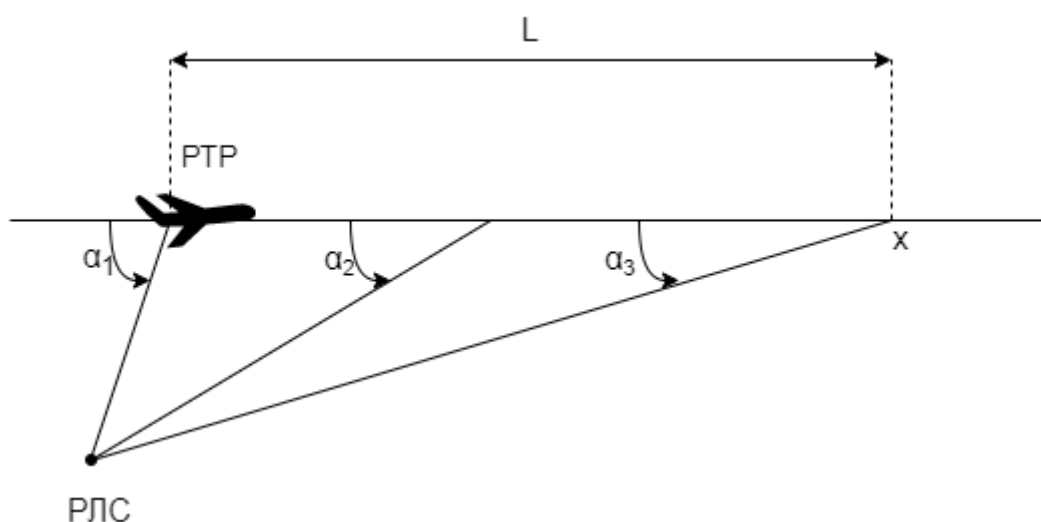
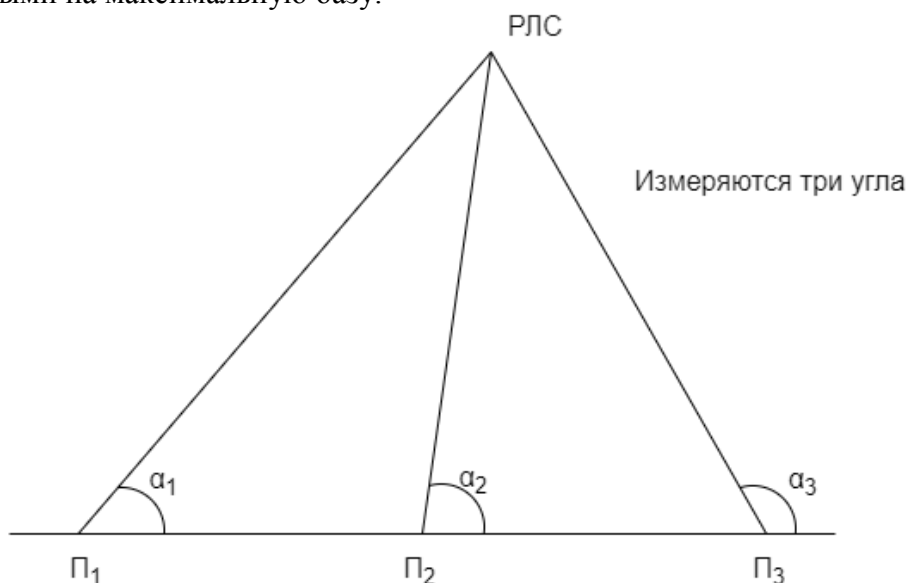


Рисунок 2.3 – Разведка с движущегося объекта

В наземной разведке часто для увеличения «живучести» комплекса применяют три поста (см. Рисунок 2.4). В этом случае, точность, в основном, определяется постами, разнесёнными на максимальную базу.



Точность определяется пунктами Π_1 и Π_2

Рисунок 2.4 – Пеленгационный метод с тремя постами РТР

2.4.2 Градиентный метод

Пеленгатор установлен на движущемся объекте. Дальность оценивают по скорости изменения пеленга. Чем больше R , тем меньше угловое перемещение ИРИ (см. Рисунок 2.5).

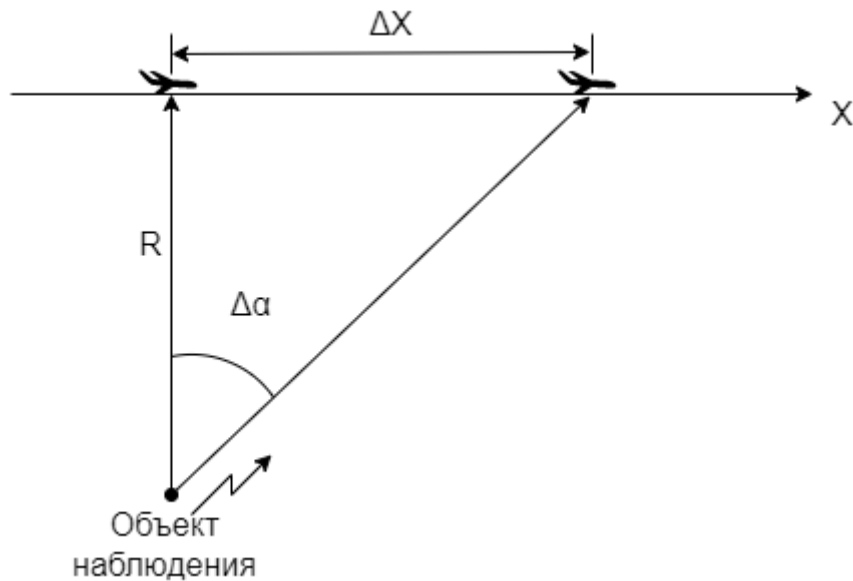


Рисунок 2.5 – Градиентный метод измерения дальности

Для градиентного метода справедливы следующие соотношения:

$$v = \frac{dx}{dt},$$

$$dx = R \cdot \Delta\alpha,$$

$$v = \frac{R \cdot \Delta\alpha}{\frac{\Delta t}{v}},$$

$$R = \frac{\Delta\alpha}{\frac{\Delta t}{v}}.$$

Если пеленгатор фазовый:

$$\varphi = \frac{2\pi l}{\lambda} \sin(\alpha),$$

$$\frac{d\alpha}{dt} = \frac{d\varphi}{dt} \cdot \frac{1}{\frac{2\pi l}{\lambda} \sin(\alpha)}.$$

Дальность можно определять по скорости изменения фазы. Если источник неподвижен, а движется пеленгатор, то справедлива та же самая формула.

Более сложный случай имеет место, когда движется и пеленгатор, и ИРИ. Например, пеленгатор установлен на борту движущегося корабля и работает по РЛС, установленной на другом корабле. В этой ситуации составляется уравнение состояния, связывающее координаты, вектор скорости и измеренные пеленги в фиксированные моменты времени со стороны пеленгатора, а также предполагаемые параметры движения ИРИ. Уравнение решается относительно параметров движения ИРИ численным методом, что удобно делать, используя аппарат фильтра Калмана.

2.4.3 Угломерный метод

На борту самолета устанавливается пеленгатор, он определяет азимут и угол места на источник (см. Рисунок 2.6). Дальность определяется из формулы:

$$\frac{H}{R} = \sin(\beta),$$

где H – высота полёта самолёта;
 β – направление на ИРИ в вертикальной плоскости (угол места).

$$R = \frac{H}{\sin(\beta)}. \#(2.6)$$

Этот метод используется в ЦКБА. Обладает большими ошибками. Действительно:

$$\Delta R = \frac{dR}{dH} \Delta H + \frac{dR}{d\beta} \Delta \beta,$$

$$\Delta R = \frac{1}{\sin(\beta)} \Delta H + H \cdot \sin^{-2}(\beta) \cdot \cos(\beta) \cdot \Delta \beta,$$

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{1}{\sin(\beta)} \cdot \frac{\sin(\beta)}{H} \cdot \Delta H + H \frac{\sin^{-2}(\beta) \cdot \cos(\beta) \cdot \Delta \beta}{H} \cdot \Delta \beta,$$

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta H}{H} + \frac{\Delta \beta}{\tan(\beta)}. \#(2.7)$$

В последней формуле величиной $\frac{\Delta H}{H}$ можно пренебречь, поскольку высота полета измеряется с относительно высокой точностью. В реальных условиях угол места β обычно мал, что и определяет большую ошибку измерения дальности.

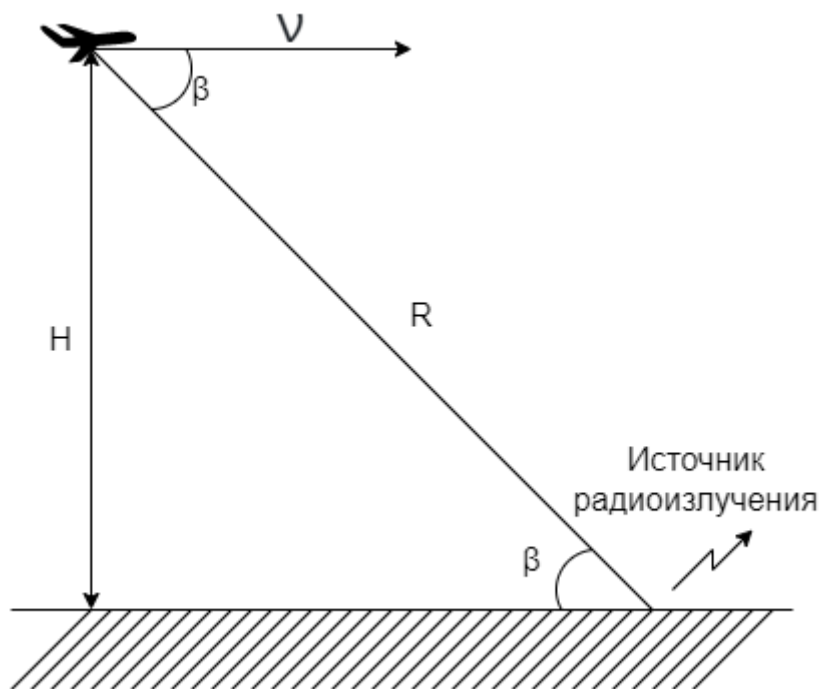


Рисунок 2.6 – Угломестный метод измерения дальности

2.4.4 Разностно-дальномерный метод

Метод был основным в дальней радионавигации пока не появились искусственные спутники земли. В первом поколении спутниковой навигации он также использовался.

Метод заключается в следующем. Имеются три приемных пункта (для простоты наземные), есть источник сигнала и измеряется разность времени прихода сигналов в эти пункты (А, В, С). Геометрическое место точек, равноудаленных от пунктов приема (линия положения) – это гипербола. Между точками А и В и С должна быть линия связи, чтобы иметь возможность измерять разность расстояний (см.Рисунок 2.7). Пересечение линий положения дает местоположение излучающего объекта.

$$\Delta R_{AB} = C \cdot \Delta t_{AB}, \#(2.8)$$

где $\Delta t_{AB} = \Delta t_A - \Delta t_B$ – разности времени прихода сигналов.

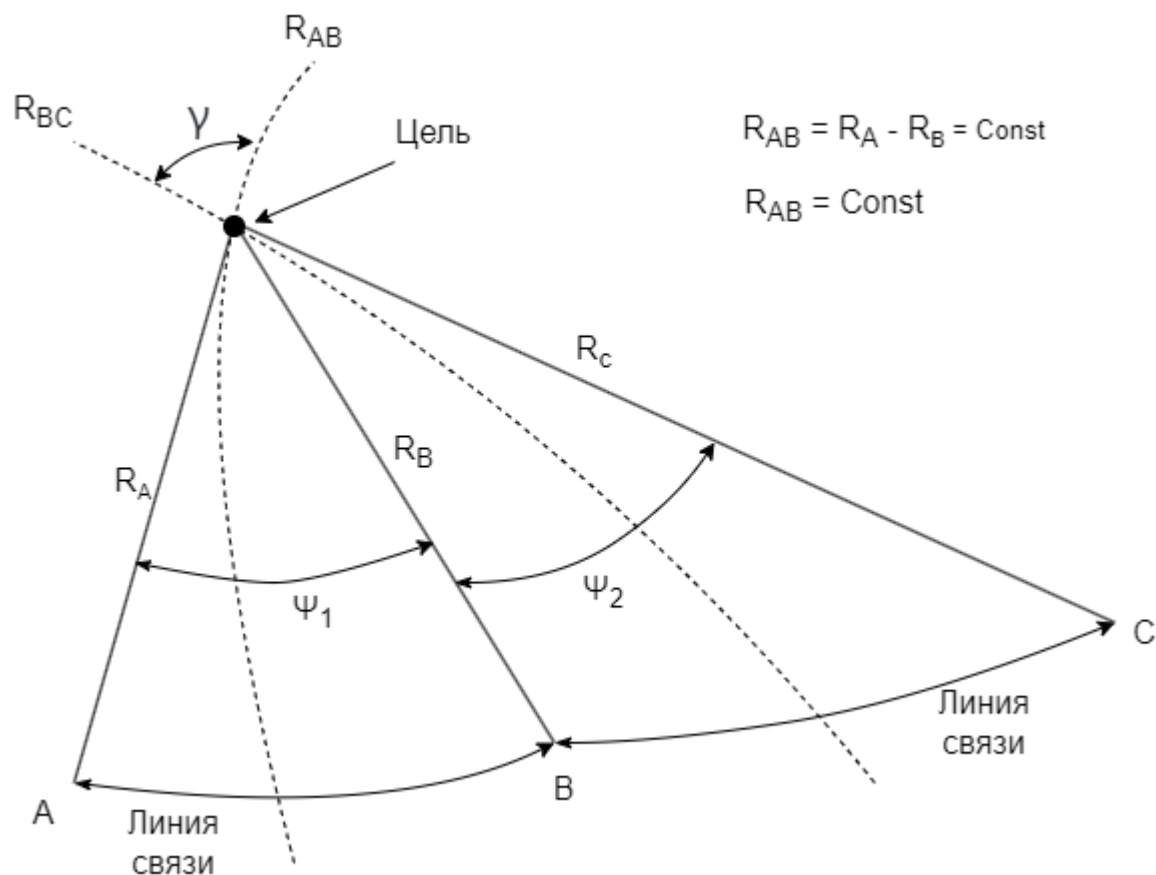


Рисунок 2.7 – Разностно-дальномерный метод

Если метод разностно-дальномерный, то чтобы измерить разность времени приходов сигналов в измерительные пункты, надо чтобы сигналы принимались ими одновременно. Как правило, главным лепестком ИРИ освещается только один пункт, другой может освещаться боковым, менее мощным. Чтобы реализовать метод, требуются высокочувствительные приемники или требуется работать в пределах прямой радиовидимости.

Какую точность можно обеспечить и почему возникает погрешность в разностно-дальномерных измерениях? Погрешность возникает, потому что есть погрешность определения разности времени прихода. Предположим, что погрешности измерения разности временных задержек – случайные величины с нулевыми средними значениями и равными дисперсиями. Тогда погрешности измерения разности времени прихода также имеют равные дисперсии $\sigma_{\Delta R}^2$ и коэффициент корреляции $r_{\Delta R}$. Среднеквадратическую погрешность места σ_M можно найти по формуле:

$$\sigma_M = \frac{\sigma_{\Delta R}}{\sin(\gamma)} \sqrt{\operatorname{cosec}^2\left(\frac{\psi_1}{2}\right) + \operatorname{cosec}^2\left(\frac{\psi_2}{2}\right) + 2r_{\Delta R} \cos(\gamma) \operatorname{cosec}\left(\frac{\psi_1}{2}\right) \operatorname{cosec}\left(\frac{\psi_2}{2}\right)}, \#(2.9)$$

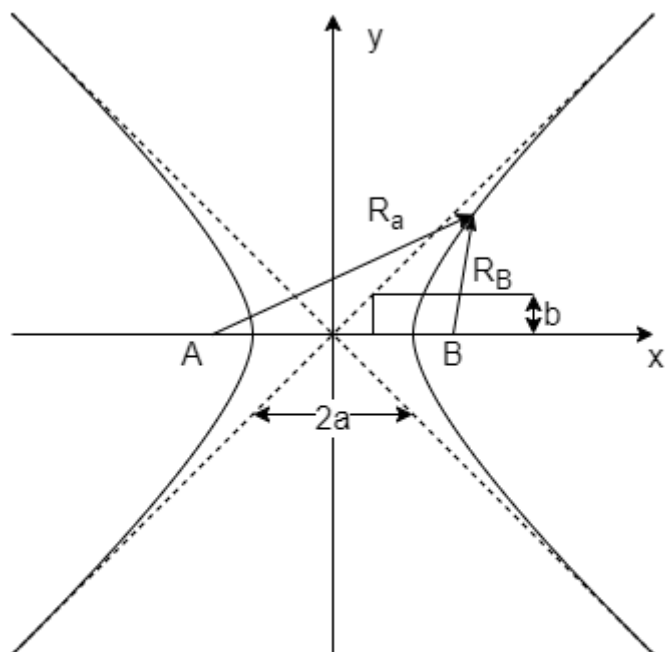
где γ – угол, под которым в точке O пересекаются линии положения;
 ψ_1, ψ_2 – угловые секторы видимости измерительных баз AB и BC из точки расположения ИРИ.

В наиболее благоприятном случае, когда $\gamma = \frac{\pi}{2}$ получим:

$$\sigma_M = \sigma_{\Delta R} \sqrt{\operatorname{cosec}^2\left(\frac{\psi_1}{2}\right) + \operatorname{cosec}^2\left(\frac{\psi_2}{2}\right)}, \#(2.10)$$

$$\sigma_M \geq 2\sigma_{\Delta R}.$$

Среднеквадратическая погрешность места сравнима со среднеквадратической погрешностью разности расстояний $\sigma_{\Delta R}$. Увеличение дальности до ИРИ приводит к уменьшению угла γ и потере точности. При большом отношении дальности к разному приёмных пунктов линии положения (гиперболы) асимптотически приближаются к прямым, проведённым через середины отрезков АВ, ВС и гиперболический метод превращается в пеленгационный. Положение гипербол относительно приёмных пунктов показано ниже (см.Рисунок 2.8).



$$\frac{x^2}{a^2} - \frac{y^2}{b^2} = 1 \text{ — уравнение гиперболы}$$

$$y = \frac{b}{a} \cdot x \text{ — асимптота}$$

Рисунок 2.8 – Положение гипербол относительно приёмных пунктов

2.4.5 Реализация разностно-дальномерного метода

Существуют два пути построения. В первом из них сигналы, принимаемые в одном из пунктов (например, А), передаются в пункт (например, В), в котором производится измерение разности времени прихода путём сравнения сигналов (см.Рисунок 2.9). Для импульсных сигналов:

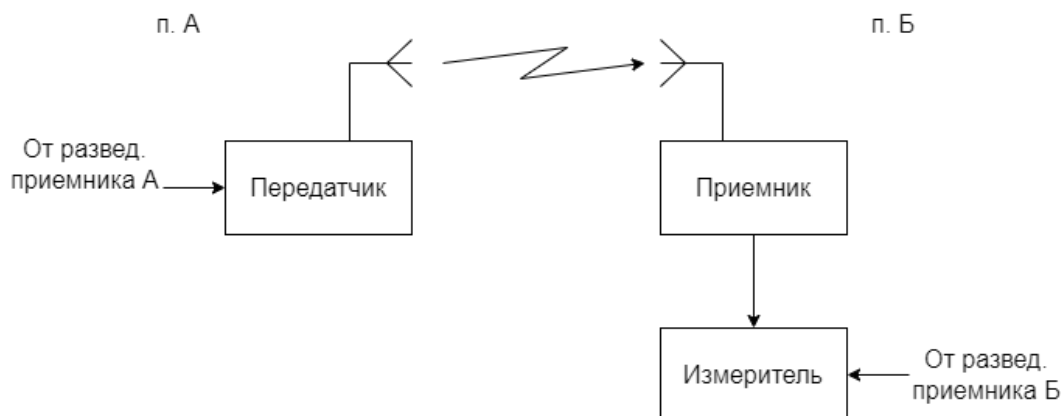


Рисунок 2.9 – Реализация РДМ

Измерение разности моментов прихода сигналов Δt – это, в простейшем случае, тривиальное устройство, основанное на счете импульсов (см.Рисунок 2.10)

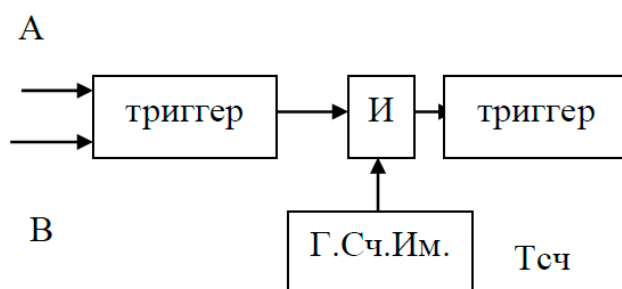


Рисунок 2.10 – Схема измерения Δt

где $T_{сч}$ – период сигналов импульсов.

Максимальная ошибка дискретности:

$$\Delta R = c \frac{T_{сч}}{2}. \#(2.11)$$

Если известно, что принимаемые сигналы непрерывные, то необходим коррелятор (см.Рисунок 2.11)

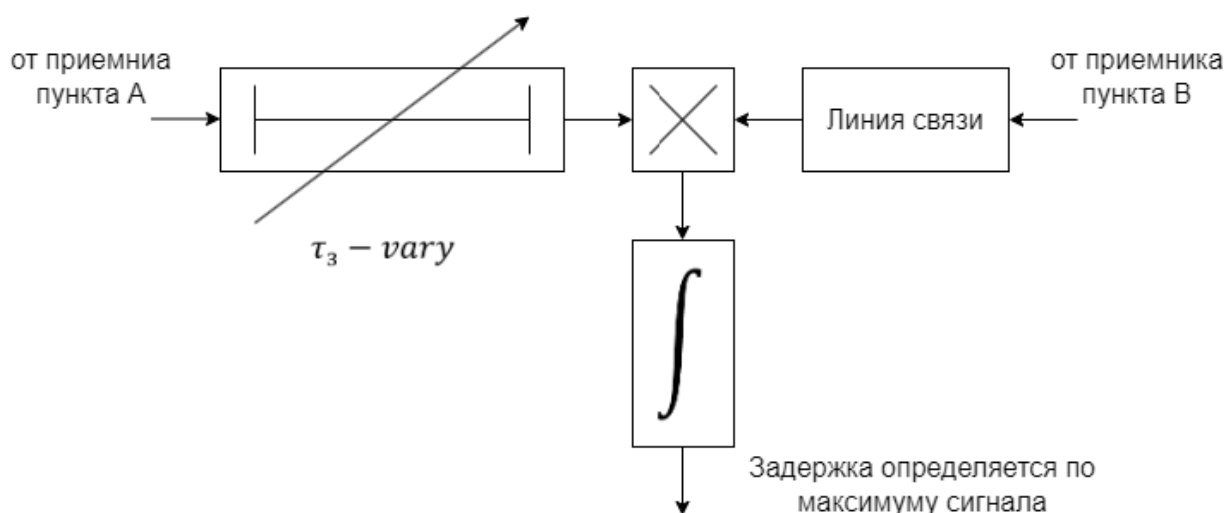


Рисунок 2.11 – Определение Δt для непрерывных сигналов

Метод несовременный, но все же используется.

Второй путь построения разностно-дальномерных систем основан на использовании точных систем единого времени в разнесенных пунктах приема (см.Рисунок 2.12). Моменты приема сигналов передаются из одного пункта в другой в цифровом виде.

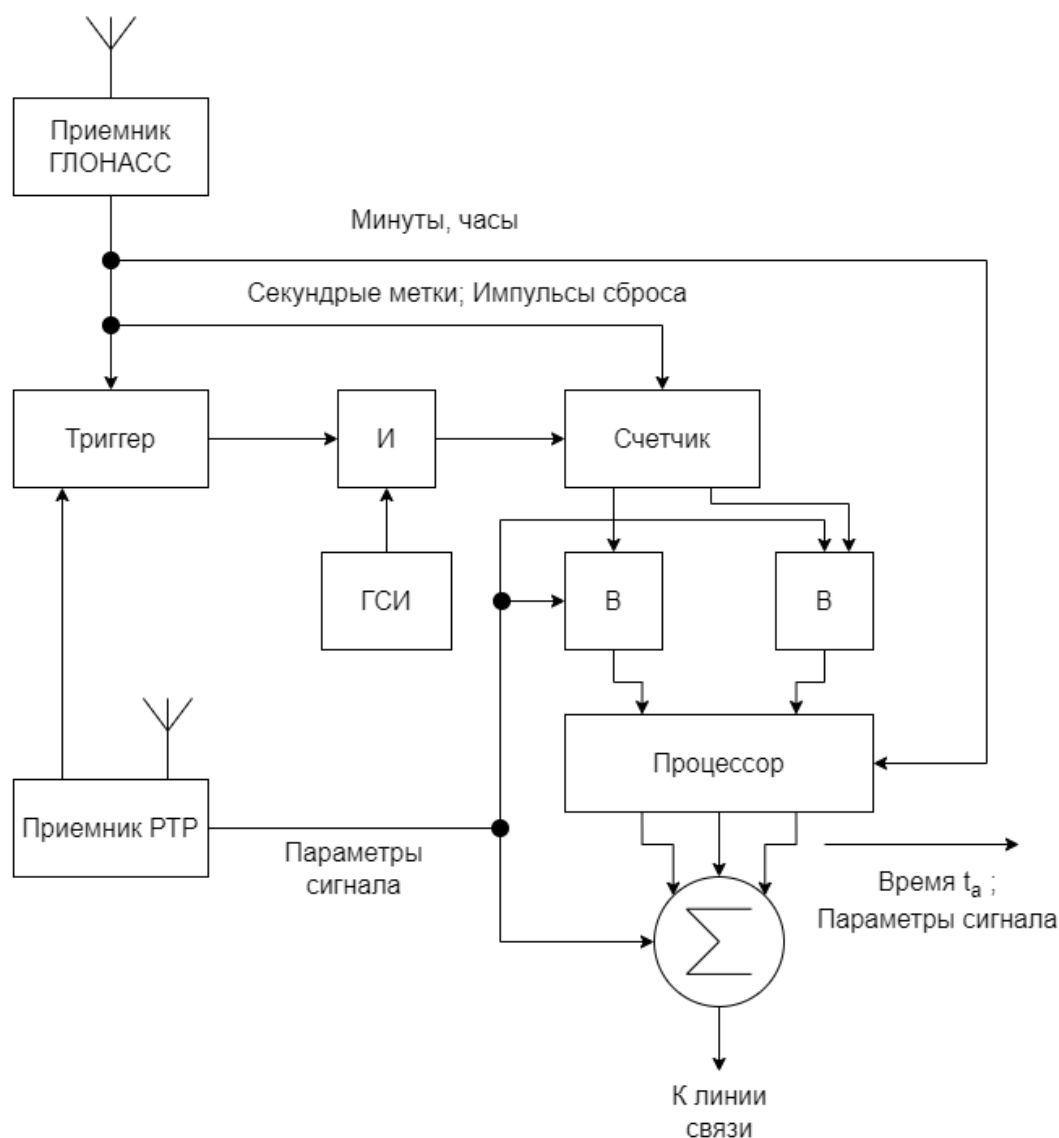


Рисунок 2.12 – Возможная схема одного из пунктов системы

В точках А и В измеряются моменты прихода сигналов относительно единой шкалы времени. Это может быть навигационная система ГЛОНАСС, но не обязательно.

Секундные метки поступают на триггер и его возводят в положение «единица». Схема позволяет измерять моменты приходов сигналов от многих локационных станций. Триггер формирует импульс, длительность которого равняется одной секунде. На схему «и» поступают сигналы от генератора счетных импульсов и дальше на счетчик. Счетчик считает импульсы в течение секунды. В любой момент можно подать на счетчик импульс сброса, чтобы считать время относительно секундной метки. Считывание производится импульсом от разведприемника, положение которого необходимо измерить. Коды времени через вентили все подаются на процессор. Сигналы РТР, после некоторой селекции, подаются на вентили для того, чтобы открыть их, когда придет сигнал и считать время. Моменты прихода считаются от начала секундного интервала. Необходимо знать, когда этот интервал начался, поэтому от ГЛОНАСС подаются на процессор минуты, часы и т.д. Здесь получается момент прихода сигналов, но надо знать это момент прихода какого сигнала, поэтому от РТР параметры сигнала также подаются на сумматор. Количество импульсов в секунду может достигать миллионов, поэтому необходимо вместе со временем прихода записывать и параметры сигнала. Вся эта смесь (время и параметры сигнала) передается

в цифровом виде с одного пункта на другой, и там уже в цифровом виде вычисляется разность времени прихода.

Существуют следующие примеры разностно-дальномерных систем:

1. PLSS (США): это разведка с воздуха РЛС Советского Союза для уничтожения. Три самолета летят на расстоянии друг относительно друга примерно 100 км, принимают сигналы GPS и по этим сигналам определяют время прихода сигнала излучающей станции, вычисляют разность времени прихода и определяют координаты излучателя.

2. Чехословацкие разработки: Разностно-дальномерная система наземная с дальностью действия в пределах прямой видимости (Шифр «Копач»), разработка в 50-х годов. Использовался метод определения разности времени прихода с трансляцией прямого сигнала из одного пункта в другой. Она нашла развитие. Впоследствии чехи спроектировали станции разведки большой дальности действия («Тамара», «Рогнеда») – сотни километров дальность.

2.5 Тактико-технические требования предъявляемые к станциям РТР

Тактические требования определяют возможности эксплуатационного применения. Технические требования определяют возможность выполнения тактических. Ваша специальность – радиотехнические системы и комплексы. Что такое система? Греческое слово «система» означает «целое, составленное из частей». По ЕСКД система – совокупность блоков, прибор, узлов, соединенных электрическими, оптическими, механическими или иными связями и имеющая самостоятельное эксплуатационное значение (например, телевизор и антенна). Станции РТР – системы. Системы обладают следующими признаками:

1. Целостность – связи между элементами системы более сильная, чем со средой;
2. Иерархичность построения – системы состоят из подсистем, которые в свою очередь состоят из более мелких подсистем, и так до элементов;
3. Эмерджентность – система обладает свойствами, не присущими ее составным частям.

Составление тактико-технических требований – важнейший этап проектирования для системотехника. Заказчик, формулируя задачу (проблему), которую должна решить система, не видит всех сторон взаимодействия системы с окружением, возможностей и ограничений техники. Это выясняется в процессе работы, которую и выполняет системотехник.

На этапе составления ТЗ различают внешнее и внутреннее проектирование [7]. Внешнее проектирование – фактически, составление ТЗ включает в себя следующие элементы:

1. формулирование задачи;
2. математическая модель;
3. планирование эксперимента.

Нельзя понять задачу, не сформулировав ее. Ее нельзя сформулировать четко, не решив наполовину. Поэтому этапы проектирования переплетаются. Внутреннее проектирование – разработка системы по составленным ТТТ. При разработке должны быть учтены такие условия: проектирование единичной ИРИ (надо посмотреть, как проходит один сигнал по всем цепям), второе, проектирование массовой нагрузки и наконец, состязательное проектирование.

По ЕСКД составление ТЗ соответствует этапу ОКР «Техническое предложение». К наиболее важным тактико-техническим параметрам станций РТР следует отнести:

1. Дальность действия R_{max} – максимальная дальность, на которой станция разведки выполняет свои функции;
2. Точность определения координат источников радиоизлучения;

3. Диапазон частот, в котором производится разведка средств вероятного противника. Действующие станции радиотехнической разведки работают в диапазоне 1-18 ГГц, проектируемые – 1-40 ГГц. В радиоразведке диапазон от 3 кГц и выше;
4. Быстродействие;
5. Точность и полнота анализа принятых излучений. Из анализа определяется, что за средство мы засекли и делаются выводы о том, какой перед нами противник;
6. Помехозащищенность – важная характеристика станции разведки;
7. Мобильность;
8. Применяемые источники питания.

2.6 Дальность действия станции РТР

Рассмотрим сначала дальность действия самолетных станций РТР, работающих по наземным источникам радиоизлучения (см. Рисунок 2.13). Для данной ситуации характерна работа в пределах дальности прямой радиовидимости. Она рассчитывается по формуле:

$$R_{\text{пв}} = 4.12(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}), \#(2.12)$$

где h_1 – высота станции РТР [м];
 h_2 – высота источника радиоизлучения [м];
 $R_{\text{пв}}$ – дальность прямой видимости [км].

Допустим, одна точка наземная, а другая на борту самолёта, тогда $h_1 = 0$ м;
 $h_2 = 10000$ м; $R_{\text{пв}} = 412$ км.

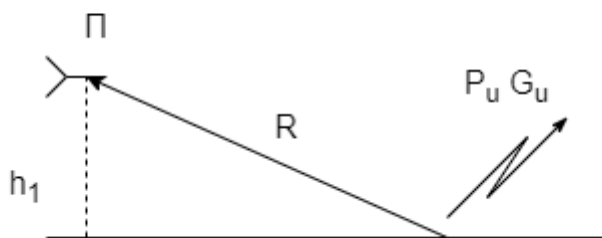


Рисунок 2.13 – Дальность прямой видимости

Пусть $P_i G_i$ – энергетический потенциал РЛС. Посчитаем, какая нужна чувствительность приёмника, расположенного на границе прямой радиовидимости.

Мощность на входе приёмника:

$$P_{\text{пр}} = \Pi \cdot S_A.$$

Плотность потока мощности у приёмника:

$$\Pi = \frac{P_i G_i}{4\pi R^2}.$$

Эффективная площадь приёмной антенны:

$$S_A = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\text{РТР}}.$$

Из формул плотности потока и эффективной площади приёмной антенны следует, что мощность на входе приёмника равна:

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_i G_i \lambda^2 G_{\text{РТР}}}{(4\pi R)^2}. \#(2.13)$$

Примем, что $R = 600$ км; $P_i = 10^5$ Вт; $G_i = 10^3$; $\lambda = 3$ см; $G_{\text{РТР}} = 100$. Тогда получим, что мощность $P_{\text{пр}} = 10^{-7}$ Вт.

Если станция разведки работает в пределах прямой видимости по основному излучению локатора, он может быть легко обнаружен. Как правило, разведку надо проводить не только по основному излучению, но требуется иметь возможность принимать сигнал и по боковому излучению.

Уровень боковых лепестков (УБЛ) = -(30-40) дБ. Это реализуется, если антенна установлена в таком месте, в котором на нее не оказывают влияние находящиеся рядом устройства. За пределами главного лепестка уровень сигнала, это случайный процесс, мощность которого меньше на 20 дБ, относительно главного лепестка. Настолько надо улучшить чувствительность приемника станции РТР. Обычно самолетный приемник – супергетеродинный перестраиваемый приемник.

Рассмотрим далее дальность действия наземных станций разведки. Для оценки требуемой дальности действия учтем, что станции РТР придаются определенным воинским частям. Дается следующая оценка глубины полосы боевых действий для армии США [3]:

- Дивизия (17 - 90) км;
- Корпус (90 - 135) км;
- Армия (135 - 510) км;

Здесь же говорится, что дальность разведки должна быть в 1.5 раза больше глубины действия соответствующих подразделений. Отсюда следует, что желаемая дальность армейских средств разведки составляет приблизительно 1000км, а дивизионных 150 – 200.

Рассмотрим возможность выполнения этих требований в сантиметровом диапазоне. Для ориентировки положим, что $h_1 = h_2 = 25$ м (см.Рисунок 2.14). Тогда дальность прямой радиовидимости $R_{пв} = 41,2$ км, что значительно меньше требуемой дальности действия. Учтём влияние отражения радиоволн от поверхности земли, считая её плоской:

$$e(t) = e_{пр}(t) + e_{отр}(t), \quad \#(2.14)$$

$$e_{пр}(t) = E_{пр} \cos(\omega_0 t + \varphi_{пр}),$$

$$e_{отр}(t) = E_{пр} p \cos(\omega_0 t + \varphi_{пр} + \varphi_{отр}),$$

где p – коэффициент отражения Френеля.

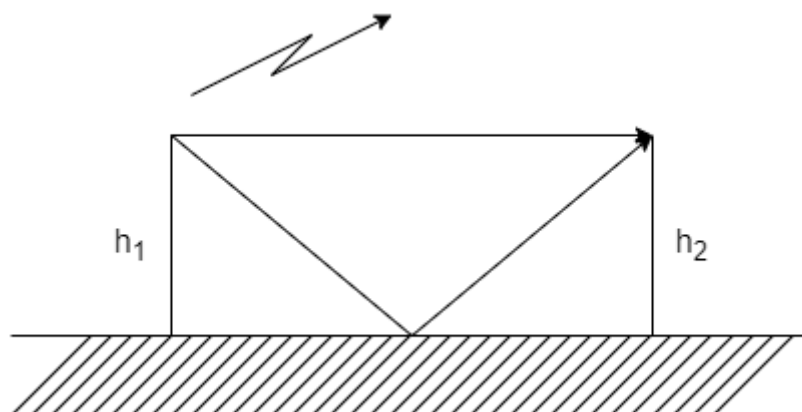


Рисунок 2.14 – Отражение волн от земли

Суммарный сигнал может быть как больше, так и меньше прямого в зависимости от фазы коэффициента отражения. Если сигналы синфазны, то они складываются:

$$E_{max} = E_{пр}(1 + p).$$

Если сигналы противофазны, то они вычитаются:

$$E_{min} = E_{пр}(1 - p).$$

В общем случае:

$$E_{\Sigma} = E_{\text{пр}} \cdot F, \#(2.15)$$

где $F = \left| 2 \sin \left(\frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda R} \right) \right| p$.

Ниже приведен график изменения напряженности поля при изменении дальности, если земля гладкая (см.Рисунок 2.15). В реальности поверхность земли имеет сложный рельеф, из-за которого рассчитать уровень сигнала сложно. При расчетах поля в пределах прямой радиовидимости можно считать поле для свободного пространства и уменьшить на 13 дБ.

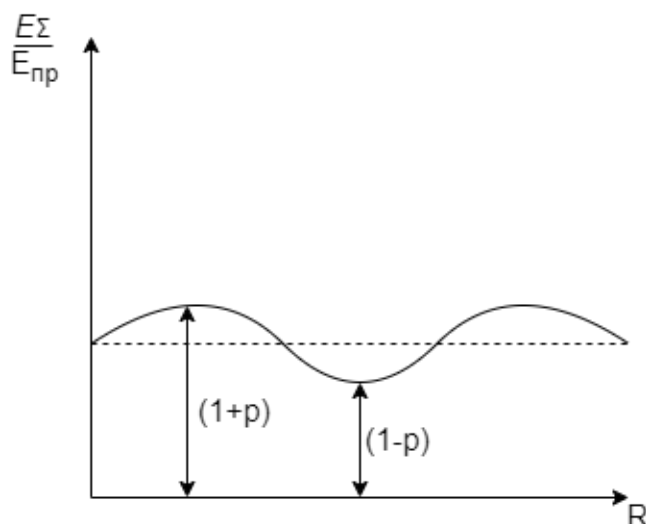


Рисунок 2.15 – График изменения напряженности поля при изменении дальности

За пределами ПРВ наступает зона дифракции (см.Рисунок 2.16). Поле быстро убывает с увеличением дальности. Точный расчет поля в зоне дифракции очень сложен. Ограничимся приближенными инженерными формулами.

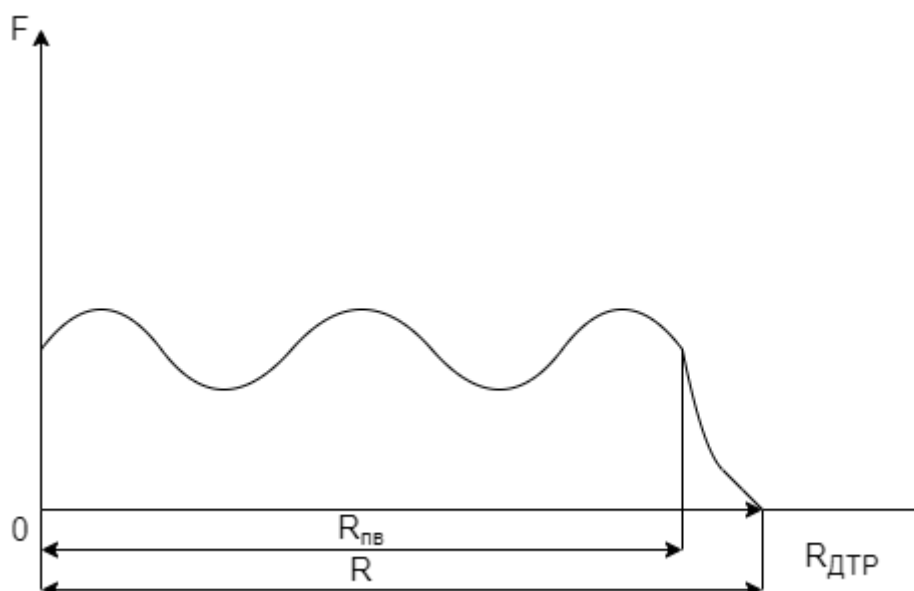


Рисунок 2.16 – Зоны распространения радиоволн

В зоне дифракции поле уменьшается с увеличением дальности линейно с ростом загоризонтного участка трассы $R - R_{\text{пв}}$. Общий множитель ослабления поля на трассе передатчик-приёмник:

$$F = F_0 - 13 \text{ дБ} - \Delta F(R - R_{\text{пр}}), \#(2.16)$$

где F_0 – множитель ослабления в свободном пространстве на участке трассы с прямой радиовидимостью;

$\Delta F = \frac{\sqrt[3]{\pi \cdot 17}}{\sqrt[3]{a_3^2 \cdot \lambda}}$ [дБ] – погонное ослабление на километр пути в зоне дифракции;

a_3 – эквивалентный радиус земли с учётом рефракции, который выражается из формулы:

$$\frac{1}{a_3} = \frac{1}{R_3} + \frac{dn}{dh}, \#(2.17)$$

где $\frac{dn}{dh} = 4 \cdot 10^{-8} \text{ 1.м}$ – градиент показателя преломления в тропосфере при нормальной рефракции.

При расчете уровня сигнала в зонах прямой радиовидимости и дифракции следует учитывать ослабление в тропосфере. Причинами ослабления являются поглощение и рассеяние радиоволн гидрометеорами, а также поглощение радиоволн молекулами атмосферных газов. Основой для расчетов служит формула:

$$R_{max} = R_{max0} 10^{-0.05\alpha R_{max}}, \#(2.18)$$

где α [дБ/км] – коэффициент поглощения.

За зоной дифракции существует флуктуирующее поле, уровень которого не подчиняется дифракционным формулам. Соответствующая область называется зоной дальнего тропосферного распространения (ДТР).

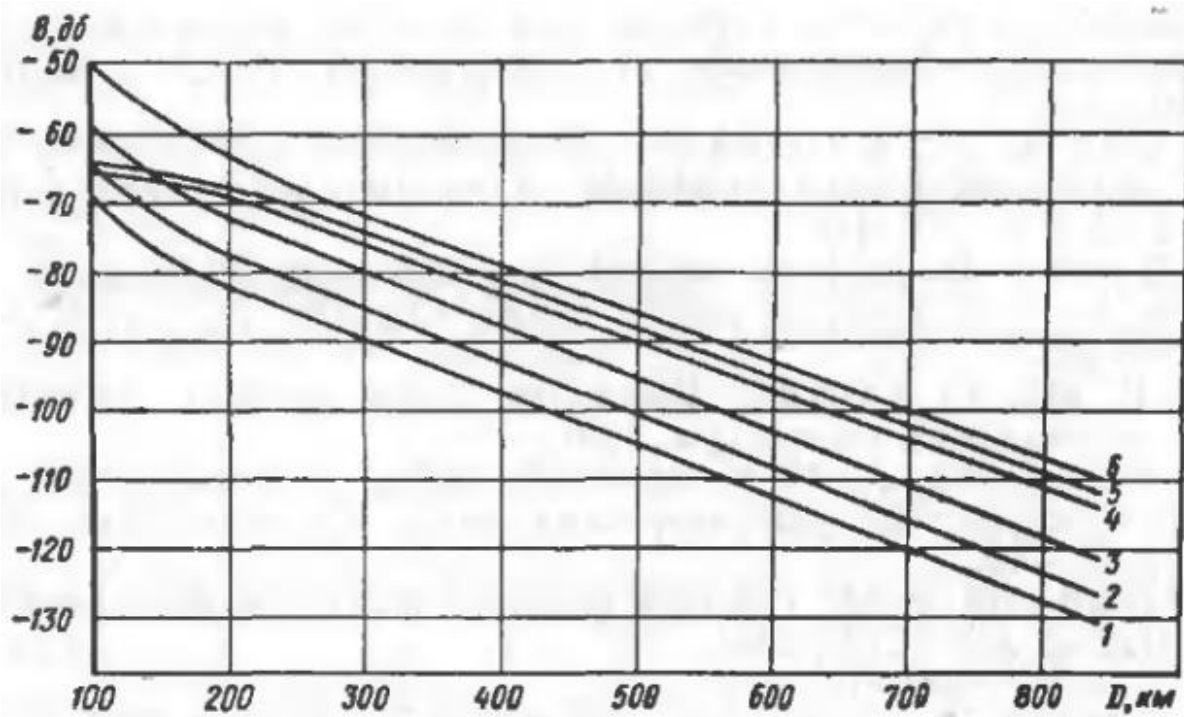
Тропосфера – очень сложное образование, турбулентное, содержащее слои с разными метеопараметрами. Коэффициент преломления радиоволн в тропосфере ($n = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}}$) зависит от метеопараметров, так как от них зависит диэлектрическая проницаемость воздуха $\varepsilon = f(\rho, e, \tau)$.

Эффект ДТР складывается как из рассеяния радиоволн на неоднородностях тропосферы турбулентного характера, так и их отражений от слоев. Методики точного расчета поля в области ДТР не существует. На практике пользуются усредненными экспериментальными данными. Средняя мощность сигнала, принимаемого в зоне ДТР оценивается по формуле:

$$P_{ДТР} = P_0 F, \#(2.19)$$

где P_0 – мощность, рассчитанная для свободного пространства; F – множитель ослабления.

Ниже приведена зависимость множителя ослабления от дальности (см.Рисунок 2.17) [8].



1 – при $\lambda = 3$ см; 2 – при $\lambda = 10$ см; 3 – при $\lambda = 30$ см; 4 – при $\lambda = 100$ см; 5 – при $\lambda = 144$ см; 6 – рассчитана по приближенной формуле [8]

Рисунок 2.17 – Зависимости множителя ослабления от расстояния при разных длинах волн

Медианный множитель ослабления можно аппроксимировать с помощью формулы [8]:

$$F = -50 + \frac{632}{f} - 0.216\sqrt{f} - 7.1R \cdot 10^{-0.2}, \#(2.20)$$

где R [км] – расстояние; f [МГц] – рабочая частота.

Поле в зоне ДТР флуктуирует, причем наблюдаются медленные и быстрые флуктуации. Интервал корреляции медленных – 1 – 10 минут, быстрых – единицы, десятки секунд. Характер сигнала иллюстрируется ниже (см.Рисунок 2.18).

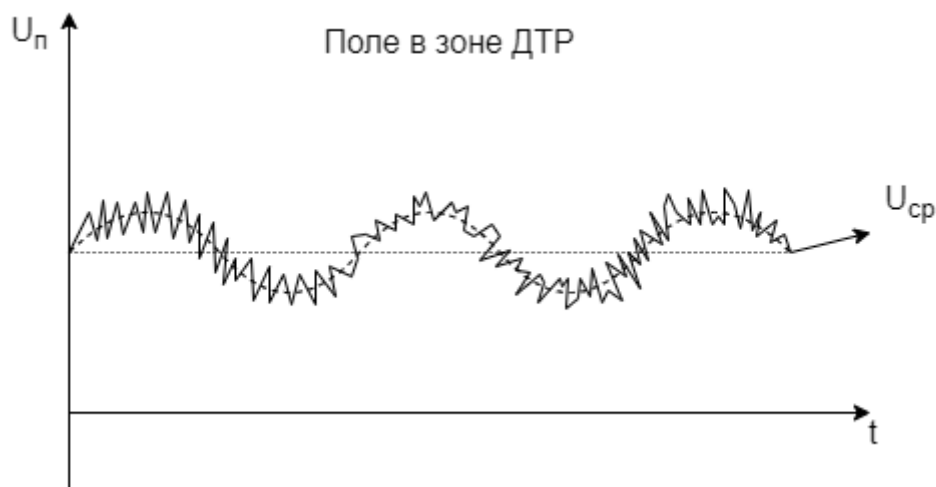


Рисунок 2.18 – Поле в зоне ДТР

Флуктуации можно характеризовать законом распределения вероятностей. Закон распределения вероятностей также находится экспериментальным путем. Он учитывается при строгом расчете зоны уверенного приема

При строгом расчете надо учесть еще уменьшение коэффициента усиления антенн за счет того, что фазовый фронт принимаемой волны в зоне ДТР не плоский.

Из приведенных материалов следует, что создание станций разведки радиолокационного диапазона для зоны ДТР – очень сложная задача.

2.7 Диапазон частот разведываемых сигналов

Для радиотехнической разведки диапазоны частот это 100 МГц-40 ГГц. Частотный диапазон приемников РТР постоянно увеличивается. В 60-е годы считалось, что диапазон 30 % – это хорошо. 10 лет назад считали, что разведывательный приемник должен перекрывать октаву или 2 октавы. Октава – это значит верхняя частота в 2 раза больше, чем нижняя.

Сейчас наши дипломники на предприятиях проектируют антенные системы пеленгаторов с перекрытием по частоте 10 раз.

Радиоразведка – это разведка средств связи, там нижняя частота $f_{0min} = 3000$ Гц, а $f_{0max} = 40$ ГГц. Низкая частота нужна для дальней связи. Низкие частоты мало затухают в морской воде и земле. Антенну такой линии связи можно закопать, ей не страшны ядерные взрывы.

2.8 Точность измерения координат источников радиоизлучения

2.8.1 Пеленгационный метод. Основные расчётные соотношения

Точность местоопределения характеризуется ошибкой места – это круговая ошибка. Ошибку места можно разложить на две составляющие одна составляющая параллельна линии R, вторая перпендикулярна.

В пеленгационном методе измеряются углы, следовательно, точность местоопределения зависит от точности измерения углов. Нормальная к R составляющая погрешности (см.Рисунок 2.19):

$$\Delta M_H = R \cdot \Delta \alpha_1,$$

$$\Delta \alpha_1 \leq \frac{\Delta M_H}{R}. \quad (2.21)$$

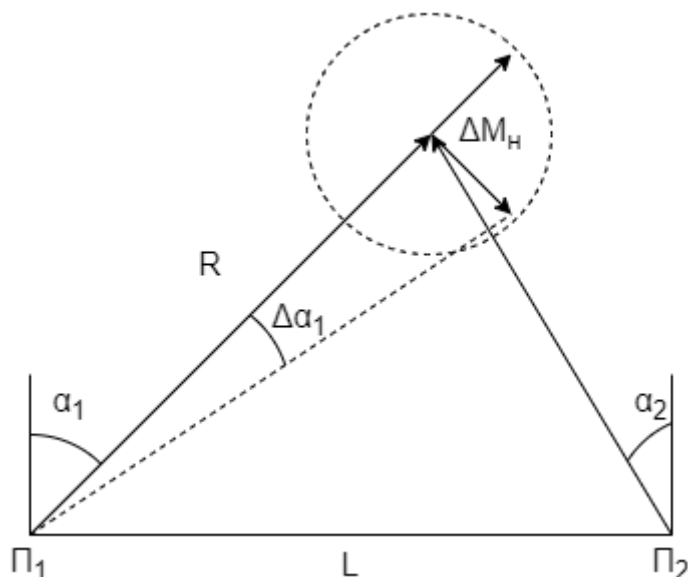


Рисунок 2.19 – Погрешность местоопределения при пеленгационном методе

Коллинеарная R составляющая погрешности (фактически, погрешность измерения дальности) определяется из формулы:

$$\frac{\sigma_R}{R} = \frac{R}{L} \cdot \sqrt{2} \cdot \sigma_\alpha \frac{1}{\cos(\alpha_2)},$$

где требуемая точность угловых измерений определена соотношением:

$$\sigma_\alpha = \frac{\sigma_R L}{R^2} \sqrt{2}. \#(2.22)$$

Сравнивая (2.21) и (2.22), видим, что требуемая точность пеленгования определяется точностью измерения дальности. Кроме того, при $\frac{R}{L} \gg 1$ в РТР требования к точности пеленгования более жёсткие, чем в активной локации. Необходимо учитывать все составляющие погрешности:

- 1) внутренние шумы;
- 2) неидеальность среды РРВ;
- 3) неидеальность измерительной аппаратуры.

2.8.2 Потенциальная точность

Потенциальная точность – это наивысшая точность возможная при данном отношении сигнал шум, когда источником погрешности является нормальный белый шум. Какая бы не была антенная система дисперсия эффективной оценки пеленга:

$$\sigma_{\alpha\text{эф}}^2 = \frac{1}{\frac{2E}{N_0} \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 l_{\text{ск}}^2}, \#(2.23)$$

где $l_{\text{ск}}$ – среднеквадратическая длина апертуры.

$$l_{\text{ск}}^2 = \left(\int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} x^2 |I(x)|^2 dx \right) / \left(\int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} |I(x)|^2 dx \right). \#(2.24)$$

Эта формула подразумевает, что распределение поля в апертуре антенны симметричное. Очень часто измерения проводятся за длительность импульса (см.Рисунок 2.20).

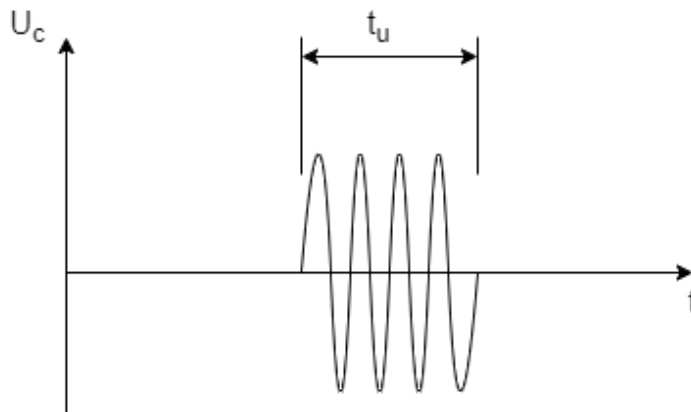


Рисунок 2.20 – Пример одиночного импульса

Тогда энергия сигнала равна:

$$\begin{aligned} E &= P_{\text{пр}} \tau_{\text{и}}; \\ N_0 &= \frac{P_{\text{ш}}}{\Delta f}; \\ B &= \Delta f \cdot \Delta \tau; \\ \frac{E}{N_0} &= \frac{P_{\text{пр}} \tau_{\text{и}} \Delta f}{P_{\text{ш}}}. \#(2.25) \end{aligned}$$

Если $\Delta f \cdot \Delta \tau = 1$, то $\frac{E}{N_0} = \frac{P_{пр}}{P_{ш}}$.

2.8.3 Амплитудный пеленгатор

В разведке используются как одноканальные, так и моноимпульсные пеленгаторы. Структурная схема одноканального пеленгатора, реализующего метод максимума приведена на рисунке (см.Рисунок 2.21). Схема содержит направленную антенну, приемник, индикаторное устройство, систему управления антенной, оператор может управлять антенной.

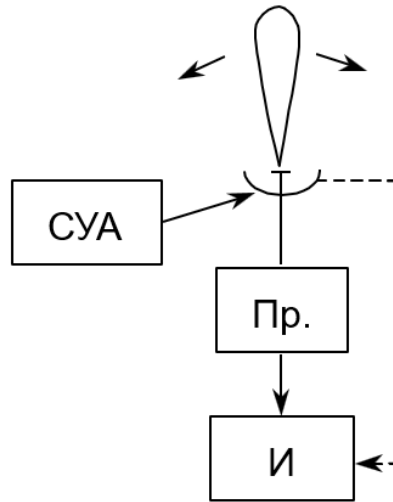


Рисунок 2.21 – Структурная схема одноканального пеленгатора

Вырисовывается диаграмма на индикаторе и по максимуму определяется пеленг (см.Рисунок 2.22). Считается, что ошибка в этом случае:

$$\sigma_{\alpha} = 0.1\theta_{0.5}, \#(2.26)$$

где $\theta_{0.5}$ – ширина диаграммы направленности.

Желательно использовать пеленгаторы моноимпульсные. НаРисунок 2.23 приведена схема логарифмического моноимпульсного пеленгатора.

Имеются два облучателя зеркала антенны и эти два облучателя формируют две пересекающиеся диаграммы направленности, образующие равносигнальное направление, то есть такое направление, где уровень сигнала, принимаемого по одной и другой диаграммам одинаков. Сигналы поступают на смесители и далее на логарифмические УПЧ. Обычно они включают в себя детекторы, сигналы с детекторов поступают на систему вычитания и оттуда на индикаторное устройство.

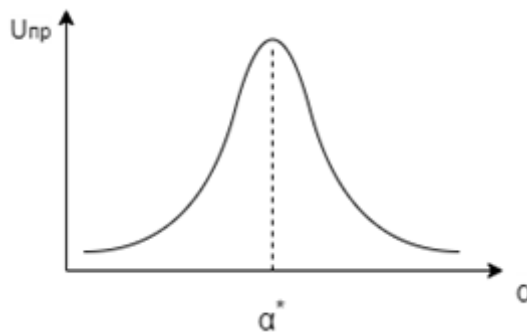


Рисунок 2.22 – Зависимость принятого сигнала от угла поворота антенны

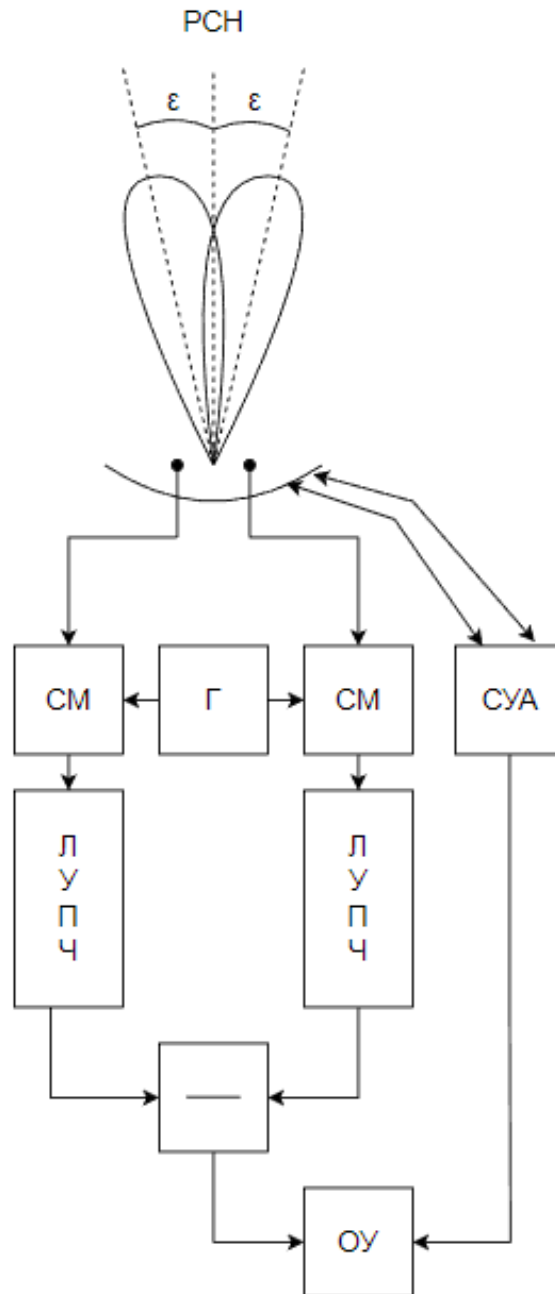


Рисунок 2.23 – Структурная схема моноимпульсного пеленгатора

Ниже приведены ДНА в декартовой системе координат (см.Рисунок 2.24).

Пунктирная линия – равносигнальное направление. Нижняя кривая называется пеленгационной характеристикой. Из одной диаграммы вычитается другая и мы получаем пеленгационную характеристику, она линейная в средней части. По величине сигнала судят о величине отклонения ИРИ от равносигнального направления. Считается, что ошибка в этом случае:

$$\sigma_{\alpha} = (0.02 - 0.01)\theta_{0.5}, \#(2.27)$$

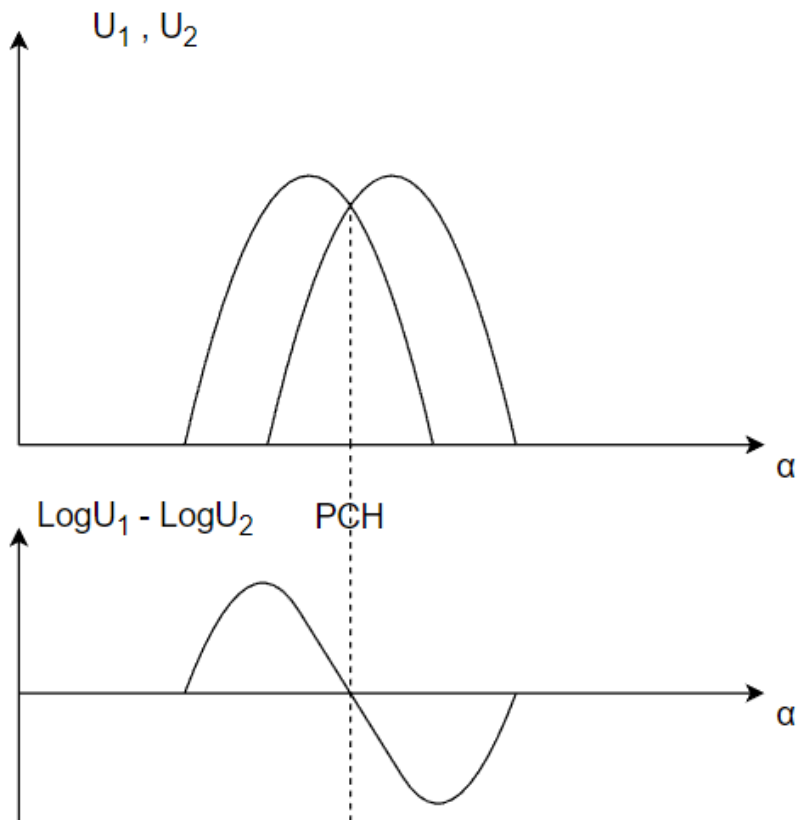


Рисунок 2.24 – Зависимость логарифма амплитуды принятого сигнала от угла поворота антенны и разность этих же логарифмов

2.8.4 Фазовый радиопеленгатор

Простейший фазовый пеленгатор содержит две одинаковые антенны, разнесенные в пространстве на известное расстояние, называемое базой, а также устройства для усиления принятых сигналов и измерения разности фаз между ними. Структурная схема пеленгатора изображена ниже (см.Рисунок 2.25).

Предположим, что расстояние от пеленгатора до источника сигнала намного больше базы l . Тогда падающую на антенную систему волну можно считать плоской. Задержка сигнала, поступающего на антенну A_1 , относительно сигнала, поступающего на антенну A_2 выражается формулой:

$$\tau_3 = \frac{l \cos(\alpha_x)}{c}, \#(2.28)$$

где τ_3 – задержка сигнала; α_x – угол прихода волны относительно линии базы (см.Рисунок 2.26).

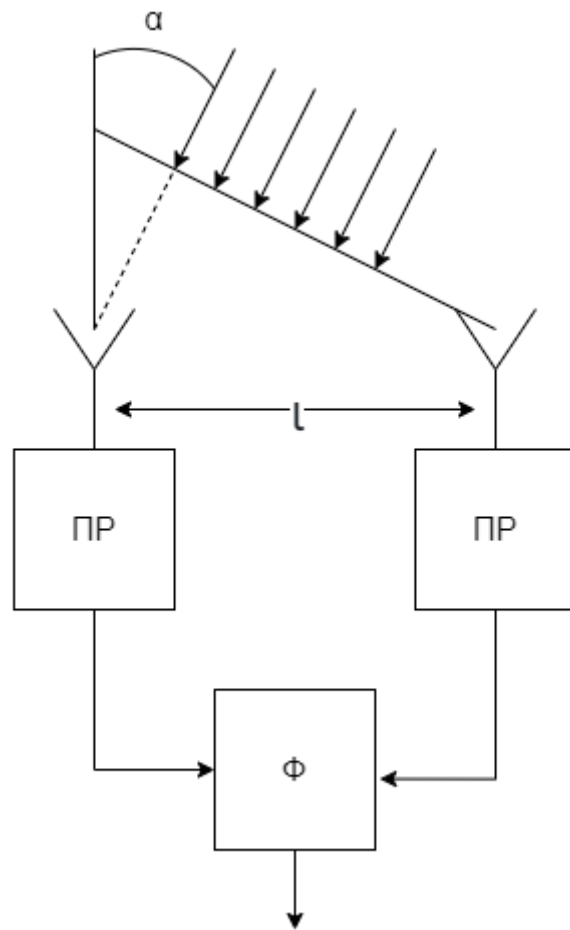


Рисунок 2.25 – Структурная схема фазового пеленгатора

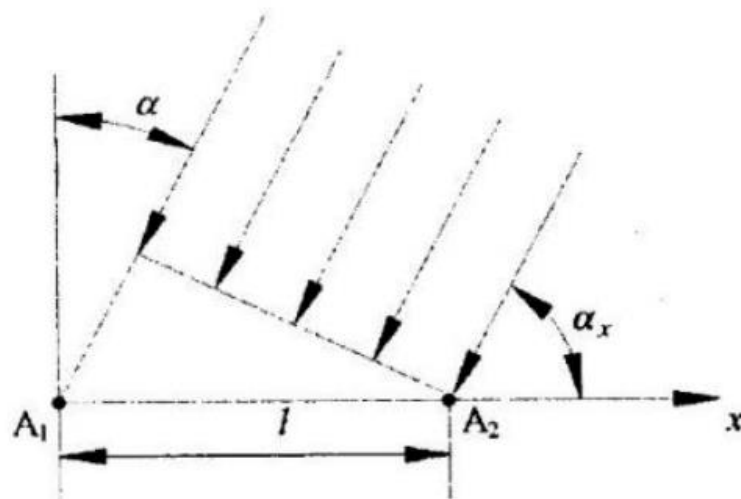


Рисунок 2.26 – Геометрические соотношения на плоскости

Фазовый сдвиг сигналов, соответствующий задержке τ_3 , определяется формулой:

$$\Phi = \frac{2\pi l}{\lambda} \cos(\alpha_x). \#(2.29)$$

Часто удобно угол прихода волны отсчитывать не от координатной оси, а от нормали к ней. Тогда, из формулы (2.29) следует:

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{\Phi\lambda}{2\pi l}\right). \#(2.30)$$

Совокупность факторов, перечисленных ранее, приводит к случайной погрешности измерения разности фаз Φ . Предположим, что среднеквадратичное значение этой погрешности σ_φ . Из формулы (2.30) получим выражение для среднеквадратичной погрешности пеленгования:

$$\sigma_\alpha^* = \frac{\sigma_\varphi}{\frac{2\pi l}{\lambda} \cos(\alpha)}. \#(2.31)$$

Из формулы (2.31) следует, что угловая погрешность при фиксированной фазовой ошибке σ_φ обратно пропорциональна $\cos(\alpha)$. Эта зависимость характерна для всех пеленгаторов, основанных на использовании неподвижных антенных решёток. Поэтому такие пеленгаторы, обычно, работают в секторе, не превышающем $\pm 60^\circ$ относительно нормали к антенной системе (см. Рисунок 2.27). В σ_φ нужно учесть все составляющие ошибки.

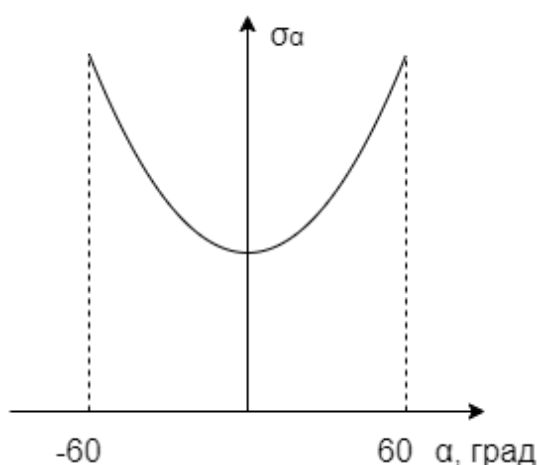


Рисунок 2.27 – Сектор работы фазового пеленгатора

2.8.5 Погрешности, связанные с распространением радиоволн

Погрешности, связанные с распространением радиоволн возникают в связи со следующими факторами:

- 1) Дифракция на укрывающих гребнях;
- 2) Отражения РВ от местности и предметов;
- 3) Рефракция в тропосфере.

Рассмотрим влияние перечисленных факторов на точность пеленгования, начиная с отражений. Допустим, на антенную систему пеленгатора падают две волны: прямая и отраженная от некоторого местного предмета в горизонтальной плоскости. Схематически это показано ниже (см.Рисунок 2.28). $U_{отр}$ – это сигнал, пришедший от отражающего объекта (например опушка леса или строение, или берег реки, склон холма). Пеленг – это нормаль к фазовому фронту (см.Рисунок 2.29).

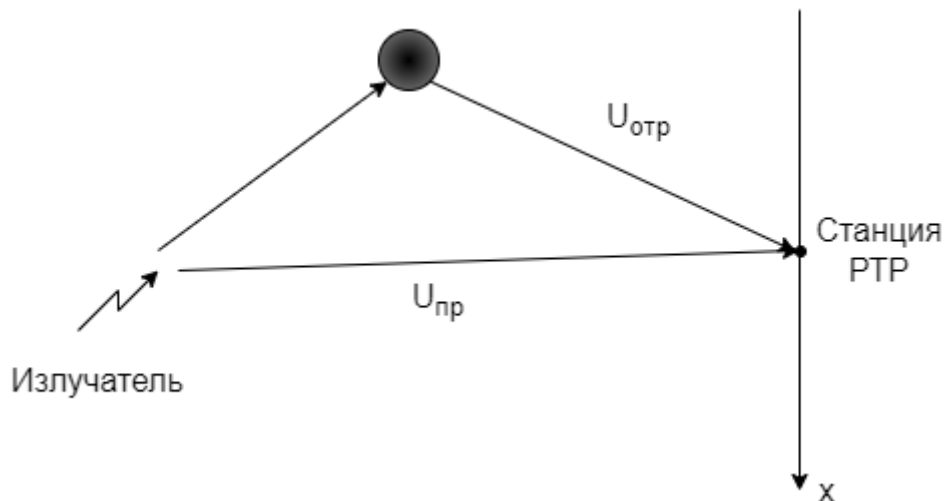


Рисунок 2.28 – Отражение РВ от местного предмета

В свободном пространстве фазовый фронт – сфера и нормаль к ней точно соответствует направлению на ИРИ, как показано ниже (см.Рисунок 2.29).

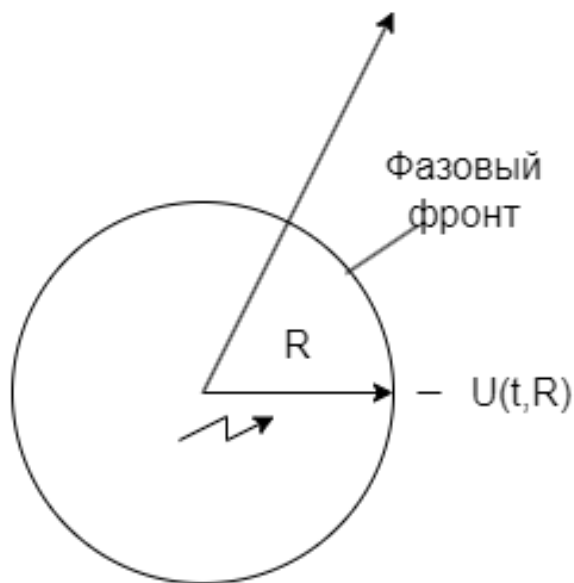


Рисунок 2.29 – Фазовый фронт излучённой волны

В рассматриваемом случае, на антенной системе пеленгатора интерферируют две волны (см.Рисунок 2.31), можно считать, что обе имеют плоский фазовый фронт, когерентны между собой. В каждой точке x антенной системы сигналы складываются векторно, следовательно:

$$u_{\Sigma}(t, x) = u_{\text{пр}}(t, x) + u_{\text{отр}}(t, x) = U_{\Sigma}(t, x) \cos(\omega t + \psi_{\Sigma}(t, x)), \#(2.32)$$

где $\psi_{\Sigma}(t, x)$ – фаза суммарного сигнала в точке x :

$$\psi_{\Sigma}(t, x) = \arctg \left(\frac{U_{\text{пр}} \sin(\varphi_{\text{пр}}) + U_{\text{отр}} \sin(\varphi_{\text{отр}})}{U_{\text{пр}} \cos(\varphi_{\text{пр}}) + U_{\text{отр}} \cos(\varphi_{\text{отр}})} \right).$$

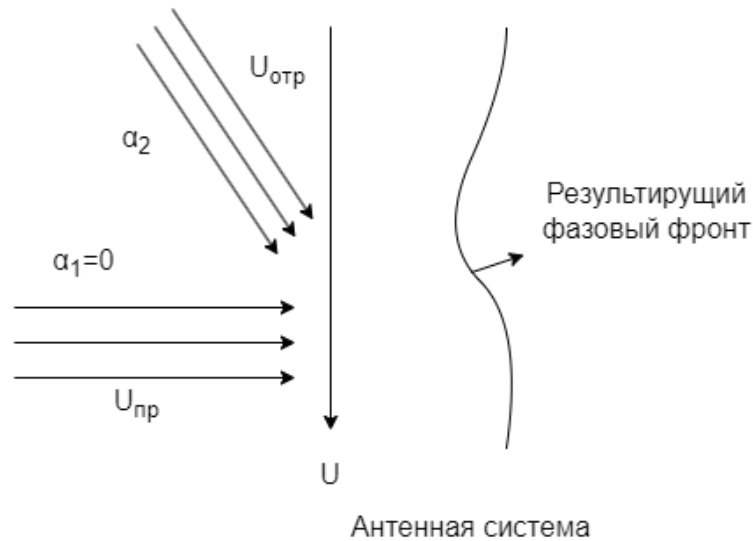


Рисунок 2.30– Результирующий фронт прямой и отражённой волн

Если мы посчитаем, как ведет себя фаза в разных точках, то окажется, что фазовый фронт получится периодической функцией пространственной координаты x (функция не гармоническая, но она периодическая), как показано на рисунке. Период пространственных колебаний:

$$T_x = \frac{\lambda}{\sin(\alpha_1) - \sin(\alpha_2)},$$

где α_1, α_2 – углы прихода на антенную систему прямой и отражённой волн.

Амплитуда пространственных колебаний фазы (см.Рисунок 2.31):

$$\psi_{max} = \frac{R}{\sqrt{1 - R^2}}.$$

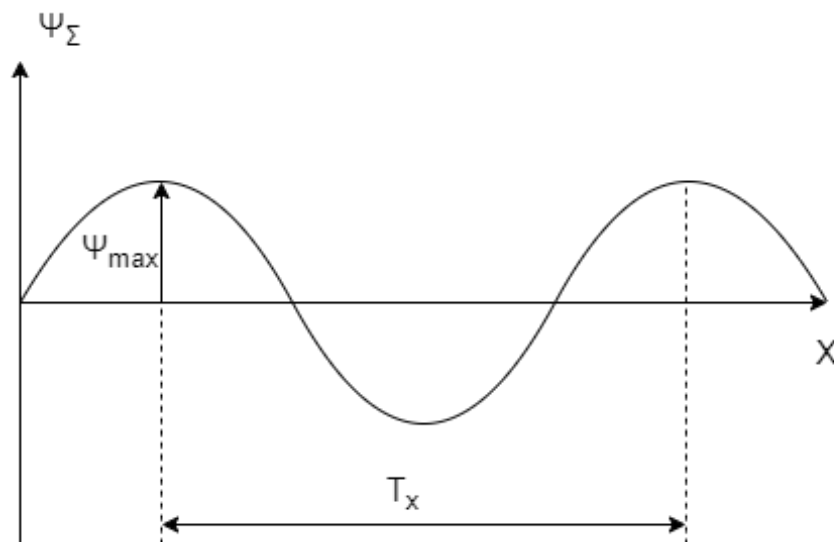


Рисунок 2.31 – Пространственные колебания фазы суммарного сигнала

В реальности между передающим и приемным пунктами много отражающих объектов и о периодичности фазового фронта говорить нельзя. Приходится считать, что $\psi(x)$ – это случайный процесс. Будем считать, что это процесс стационарный. Стационарный – это значит, что его статистические характеристики не зависят от x . Будем характеризовать $\psi(x)$ двумя параметрами: дисперсией фазы и ее корреляционной

функцией. Пространственная корреляционная функция фазы (нормированная, называемая также коэффициентом корреляции):

$$r_{\psi}(\Delta x) = m_1 \left\{ \frac{\psi(x_1)\psi(x_2)}{\sigma_{\psi}^2} \right\}.$$

Точность пеленгования зависит от разности фаз $\varphi(l) = \psi(x_1) - \psi(x_1 + l)$ пространственных флуктуаций в разнесённых точках антенной системы. Зависимость дисперсии разности фаз от базы:

$$\begin{aligned} \sigma_{\varphi}^2(l) &= m_1 \{ \psi(x_1) - \psi(x_1 + l) \}^2, \\ \sigma_{\varphi}^2(l) &= \sigma_{\psi}^2(x_1) - 2r_{\psi}(l) + \sigma_{\psi}^2(x_2). \end{aligned}$$

В конечном виде:

$$\sigma_{\varphi}^2(l) = 2\sigma_{\psi}^2 (1 - r_{\psi}(l)). \quad \#(2.33)$$

Функции σ_{ψ}^2 и $r_{\psi}(\Delta x)$ зависят от вида и протяжённости трассы. По экспериментальным данным НИИ РТС можно в пределах прямой радиовидимости принять дисперсию σ_{ψ}^2 равной от 10 до 20 градусов в квадрате, а пространственную корреляционную функцию аппроксимировать гауссоидой (см.Рисунок 2.32).

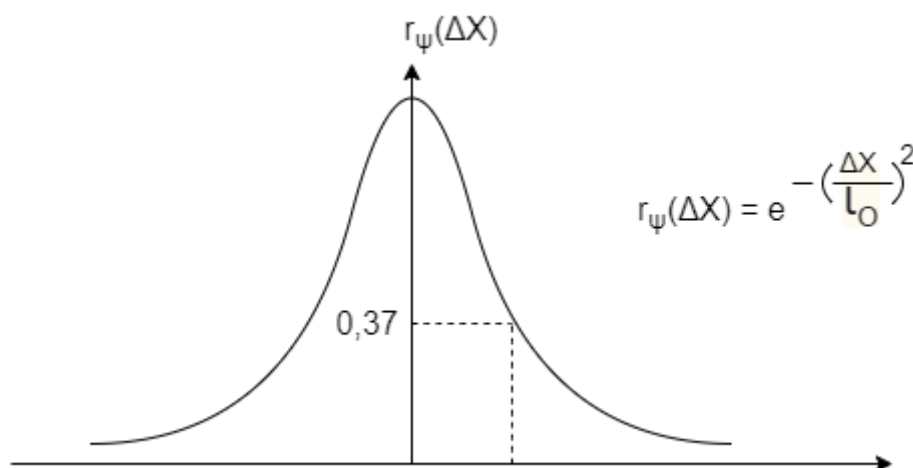


Рисунок 2.32 – Корреляционная функция, аппроксимированная гауссоидой

Функцию гауссоиды можно записать в следующем виде

$$r_{\psi}(\Delta x) = e^{-\left(\frac{\Delta x}{l_0}\right)^2}, \quad \#(2.34)$$

где l_0 – интервал пространственной корреляции ($l_0 = (20 \div 30)\lambda$).

Экспериментальные зависимости $\sigma_{\varphi}(l)$ имеют вид, представленный ниже (см.Рисунок 2.33).

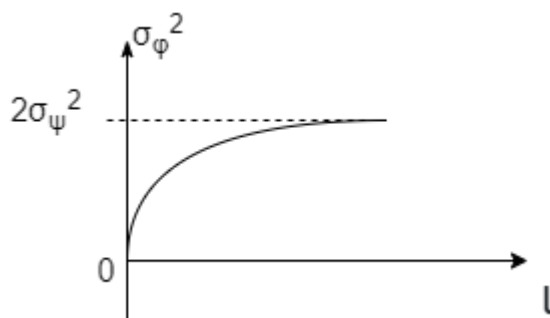


Рисунок 2.33 – Вид экспериментальной зависимости дисперсии разности фаз от базы

2.8.6 Влияние тропосферы

Влияние тропосферы обусловлено рефракцией. Рефракция возникает вследствие неоднородности тропосферы. Скорость распространения радиоволны в тропосфере:

$$c = \frac{c_0}{n},$$

где c_0 – скорость распространения в вакууме; $n = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}}$ – коэффициент преломления.

Диэлектрическая проницаемость воздуха ϵ зависит от температуры, влажности и давления и изменяется от точки к точке, что приводит к искажениям фазового фронта радиоволн и, следовательно, к погрешностям пеленгования. Различают быстрые и медленные изменения (флуктуации) фазового фронта.

2.8.7 Быстрые флуктуации

Антенная система пеленгатора – это не одна точка, имея точечную антенну пеленговать нельзя, так как по принятому сигналу невозможно определить положение фазового фронта.

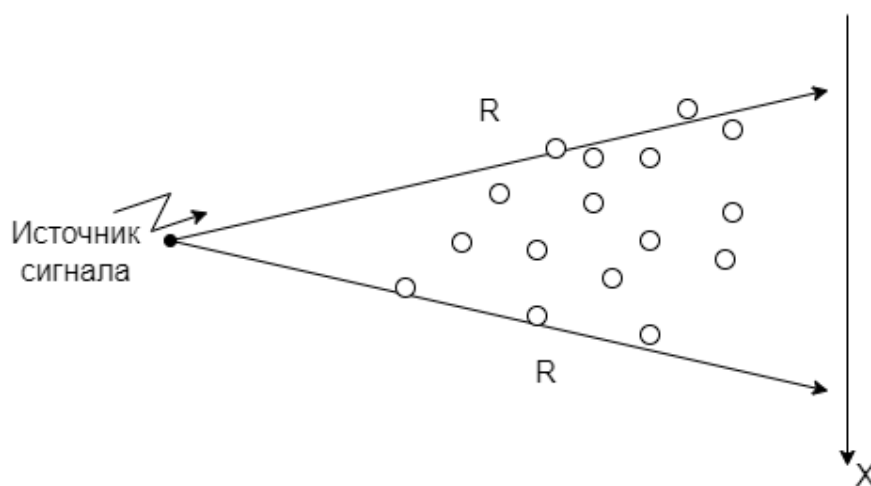


Рисунок 2.34 – Распространение волны в турбулентной среде

На пути распространения радиоволн к разнесенным точкам антенной системы встречаются разные неоднородности, фазовый набег получается разным. Для некоторой точки x_i :

$$\psi(x_i) = \omega_0 \tau_z = \frac{\omega_0 R}{c} = \frac{\omega_0 R}{c_0} \cdot \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}}.$$

В данном случае, ϵ – случайная величина, разная в разнесённых точках. Флуктуации фазы вдоль оси X описывают стационарным случайным процессом, так же как пространственные флуктуации, возникающие вследствие переотражений.

Удовлетворительного описания тропосферы везде и всегда еще никто не придумал.

На трассах прямой видимости флуктуации тропосферы влияют мало, влияют в основном отражения, а за радиогоризонтом влияние флуктуаций оказывается решающим.

Кроме быстрых флуктуаций, интервал корреляции которых составляет единицы секунд, есть медленные изменения фазового фронта, интервал корреляции которых измеряется часами. Быстрые во времени флуктуации имеют малый интервал пространственной корреляции, медленные большой, превосходящий размеры антенной системы пеленгатора. Их наличие связано с прохождением метеорологических фронтов или неоднородностью подстилающей поверхности на трассе распространения

радиоволн. Например, когда трасса проходит вдоль берега реки или вдоль края лесного массива. Тропосфера нагревается от земли, испарения создают влажность. Медленные изменения угла прихода (мы погрешность фиксируем как изменение угла прихода) могут даже на коротких трассах до 20 км достигать 0.5 градуса. Но вероятность их мала.

Вывод: чтобы точно пеленговать надо измерять состояние тропосферы.

2.8.8 Разностно-дальномерный метод местоопределения ИРИ

Источники ошибок прежние. Определяется разность времени приходов сигналов от ИРИ в пункты А и В, соответствующая линия положения – это гипербола. Определяется разность времени прихода сигналов в точки В и С, находится вторая линия положения $R_B - R_C = const$. Точка пересечения гипербол – это местоположение объекта (см.Рисунок 2.35).

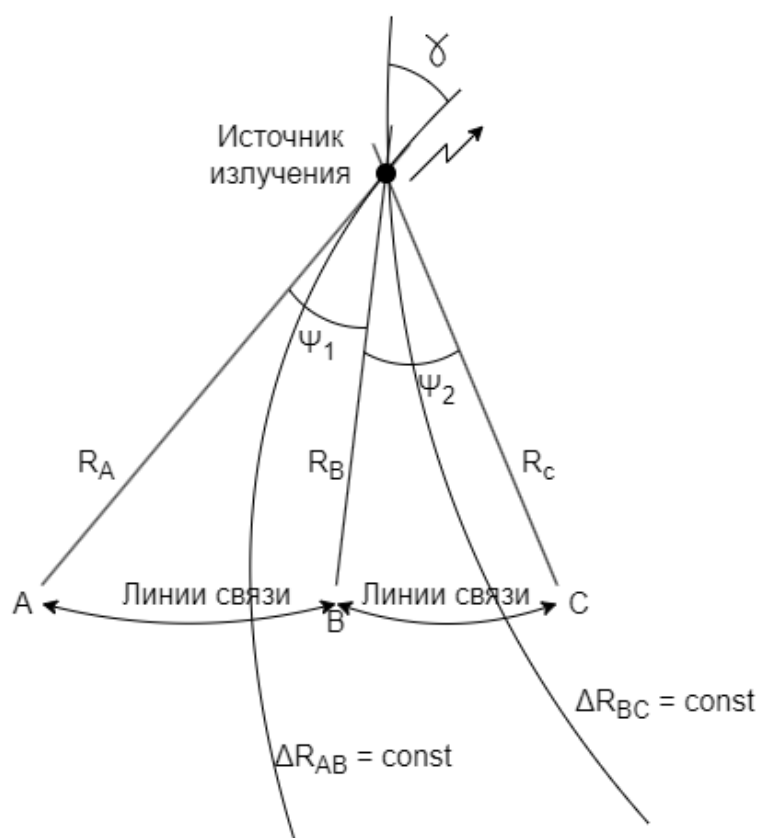


Рисунок 2.35 – Разностно-дальномерный метод местоопределения ИРИ

Чтобы найти разность времени прихода необходимо иметь линию связи между приемными пунктами. Погрешность определения местоположения можно вычислить, если мы знаем погрешности линий положения. Источники ошибок прежние: шумы, неидеальность аппаратуры и РРВ.

Потенциальную точность оценим для случая, когда единственный источник погрешностей – нормальный белый шум.

Формула для дисперсии эффективной оценки времени запаздывания была получена ранее в курсе радиолокации:

$$\sigma_{\tau\text{эф}}^* = \frac{1}{\frac{2E}{N_0} (2\pi)^2 \Delta f_{\text{ск}}^2}, \#(2.35)$$

где $\Delta f_{\text{ск}}^2$ – среднеквадратическая ширина спектра сигнала, который считается известным.

Это ошибка за счет шума предельно малая. Как реализовать эту точность: шум мы считаем нормальным (белым), в этом случае потенциальная точность реализуется если использовать корреляционный метод измерения, в соответствии с которым аппаратура строится по следующей схеме (см.Рисунок 2.36).

Сигнал ИРИ передается из пункта А в пункт В. В пункте В мы имеем приемник сигнала пункта А, линию задержки с изменяемой задержкой. В пункте В разведывательный приемник, сигналы с него поступают на перемножитель, куда поступают сигналы с линии задержки, далее интегратор и индикатор уровня. Это схема, где шумовая погрешность минимальна. Корреляционный метод позволяет получить минимальную шумовую ошибку.

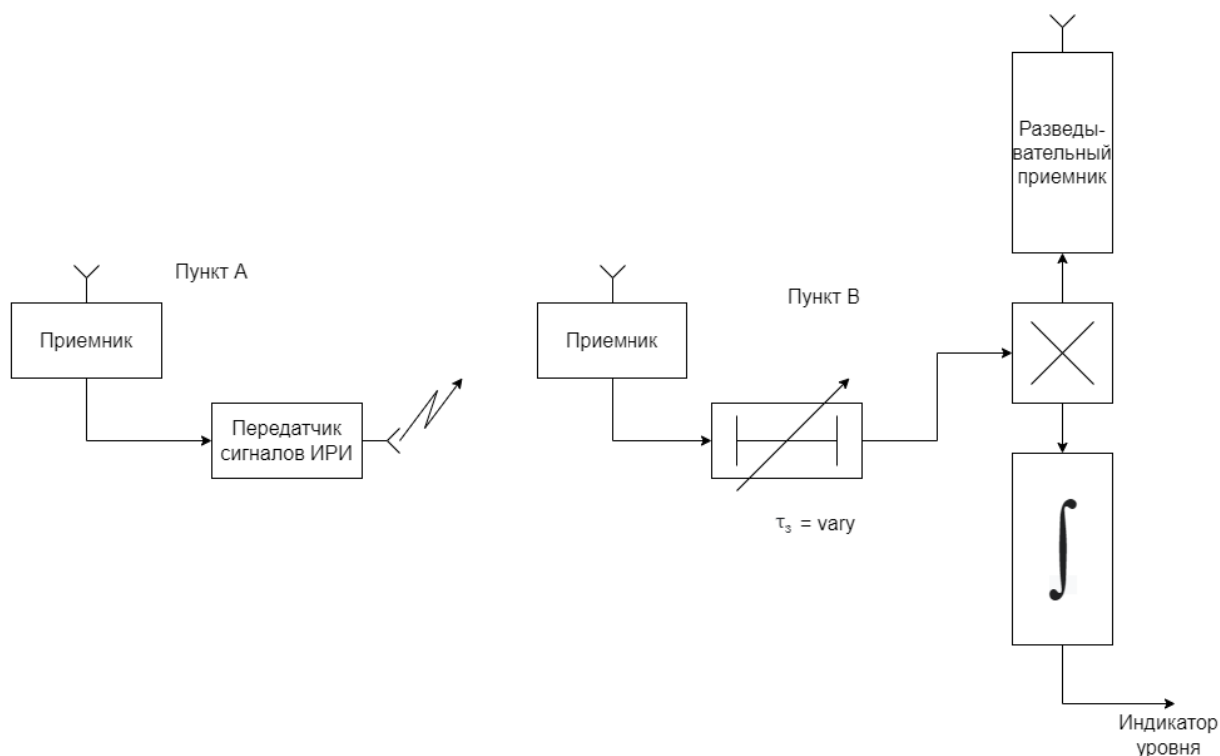


Рисунок 2.36 – Структурная схема измерителя разности времени прихода сигналов в разнесенные пункты

Рассмотрим далее влияние среды распространения радиоволн, где главным мешающим фактором являются отражения от местных предметов. Как влияют местные предметы (см.Рисунок 2.37).

Отраженный сигнал всегда приходит с запаздыванием относительно прямого, кроме того, всегда есть шумы (см.Рисунок 2.38). Если бы шумы отсутствовали, можно было бы вести измерения по «нулевому уровню» по прямому сигналу, так как он приходит первым.

Практически, измерения ведутся не по нулевому уровню, а обязательно на уровне, превышающем шум. Искажения суммарного сигнала в приемнике («завал» переднего фронта) приводят к погрешностям измерений. Оказывается, что корреляционный метод измерений не является наилучшим, наилучшим методом является пороговый.

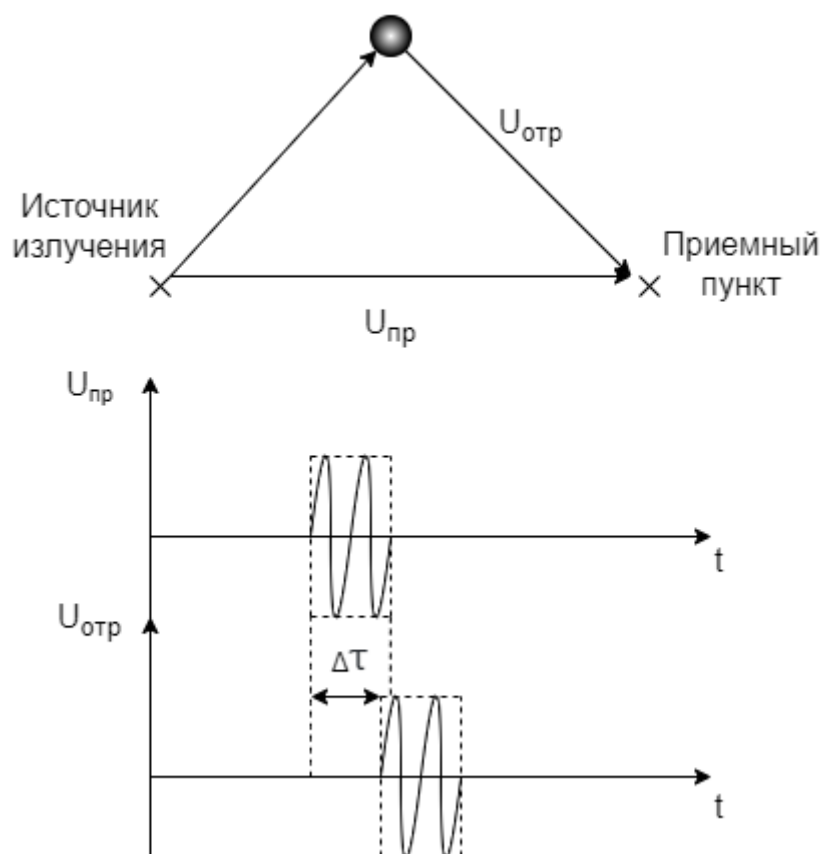


Рисунок 2.37 – Эюры напряжений прямого и отражённого сигналов

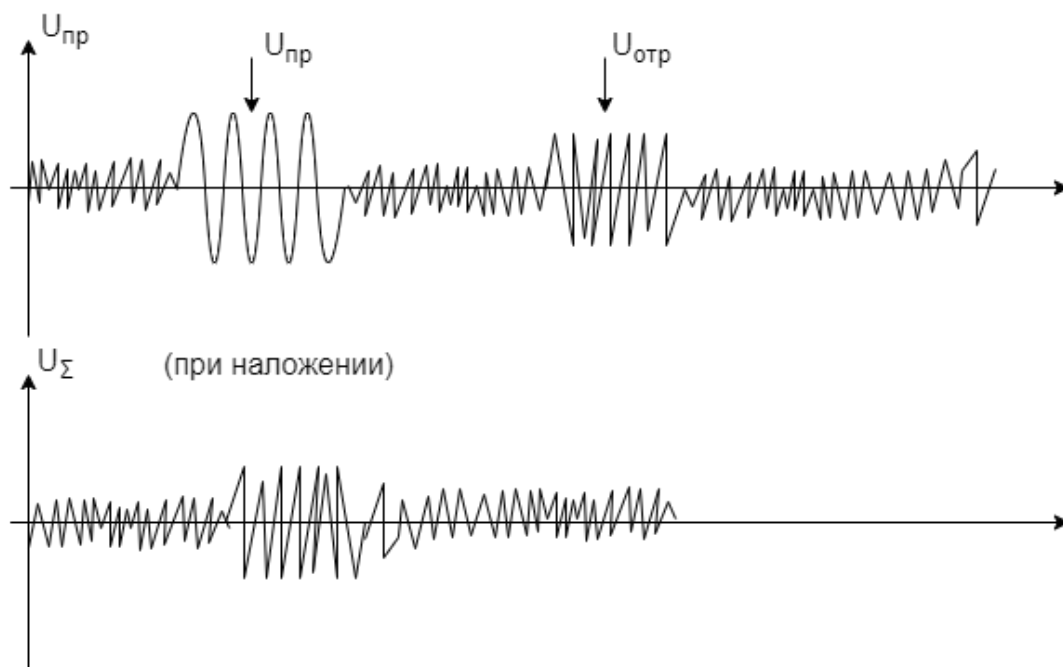


Рисунок 2.38 – Влияние шумов на прямой и отражённый сигналы

2.8.9 Пороговый метод

Пороговый метод заключается в фиксации момента времени, в который сигнал превышает некоторый порог. Это и есть момент приема сигнала.

Как это происходит: в разнесенных пунктах разностно-дальномерной системы должна быть единая система точного времени, в которой производятся измерения.

Можно использовать систему GPS, ГЛОНАСС, можно локальные системы единого времени.

Структурная схема реализации порогового метода (см.Рисунок 2.39): Антенна пункта А, далее сигнал подается на смеситель, ниже фильтр, усилитель, детектор и далее пороговое устройство. Далее схема чертится очень укрупненно, на схему совпадения подаются метки времени (счетные импульсы от системы единого времени). Фиксируется момент появления сигнала в системе единого времени. 1 на схеме – это сигнал с шумом после детектора. В точке 2 на схеме – чистый сигнал без шума, момент появления этого сигнала фиксируется с помощью счета импульсов от системы единого времени. Эта схема менее подвержена влиянию отражений от местных предметов.

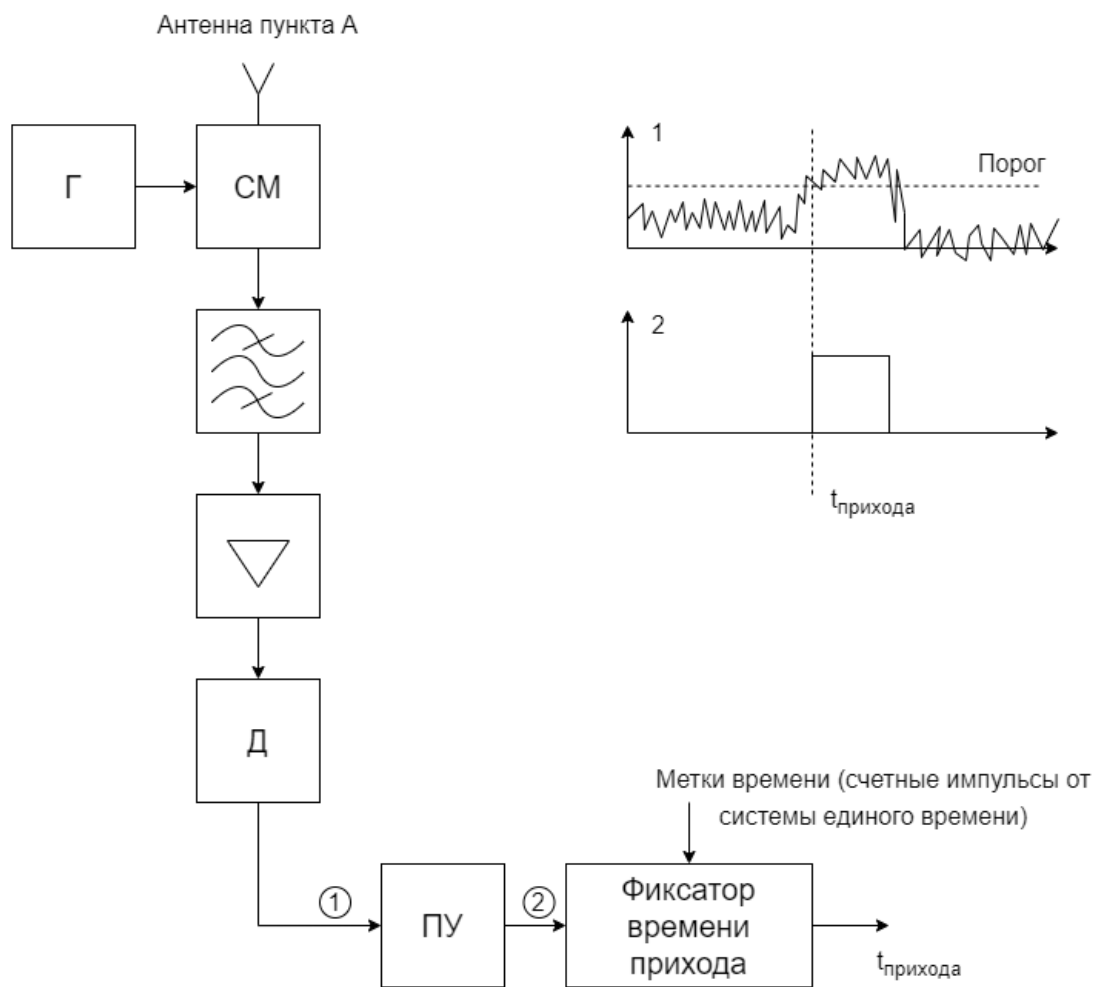


Рисунок 2.39 – Структурная схема реализации порогового метода

Время прихода передается в цифровом виде в пункт В. Там выполняются вычисления координат ИРИ. Если трассы открытые, то $\sigma_{\tau \text{ откр}} = (3 \div 5)$ нс. Если закрытые – σ_{τ} может составить единицы микросекунд.

Если требуется получить хорошую точность, то необходимо воспользоваться современными геоинформационными системами и учитывать пути распространения радиоволн на разных трассах

2.9 Укрупнённая структурная схема пеленгационного поста станции РТР

Рассмотрим станцию РТР, использующую пеленгационный метод местоопределения ИРИ. Станция состоит из двух пеленгационных пунктов. между ними

должна быть линия связи. Определяются пеленги на ИРИ, рассчитывается R из одной приемной точки.

Укрупненная схема одного поста приведена ниже (см.Рисунок 2.41).

С системы обнаружения на пеленгатор передается код несущей частоты ИРИ и пеленгатор настраивается на несущую частоту. Пеленгатор содержит как правило два или более каналов и каналы эти должны быть идентичными, а система обнаружения может быть и одноканальной и обладать предельно достижимой чувствительностью. СРП – вычислитель (счетно-решающий прибор), сюда передаются параметры сигнала и пеленги.

Система обнаружения должна обнаруживать сигнал и измерять его несущую частоту. Настраивается пеленгатор и пеленгуется источник сигнала, данные подаются на счетно-решающий прибор. Система анализа сигналов служит для измерения его параметров (длительность импульса, частоту повторения, параметры внутриимпульсной модуляции, если она есть). Если сигнал непрерывный – вид модуляции, девиацию частоты, частоту модуляции. С какой точностью необходимо это делать? По параметрам сигналов решаются две задачи:

1. Определение типа излучающего источника. Для этого в памяти системы анализа заложены параметры сигналов разных источников, сравниваем измеренное с тем, что в памяти и определяем тип источника излучения.

2. Идентификация принимаемых сигналов – определение принадлежности сигналов, принятых в разнесенных пунктах, одному и тому же источнику. Сложная задача, потому что параметры сигналов однотипных локаторов близкие. Измеряются тонкие параметры сигналов (время установления частоты сигнала, особенности формы сигнала и т.д.).

Выявление особенностей сигналов конкретных локаторов называется сигнатурной разведкой. Это позволяет в сложном поле радиолокационном решить задачу идентификации.

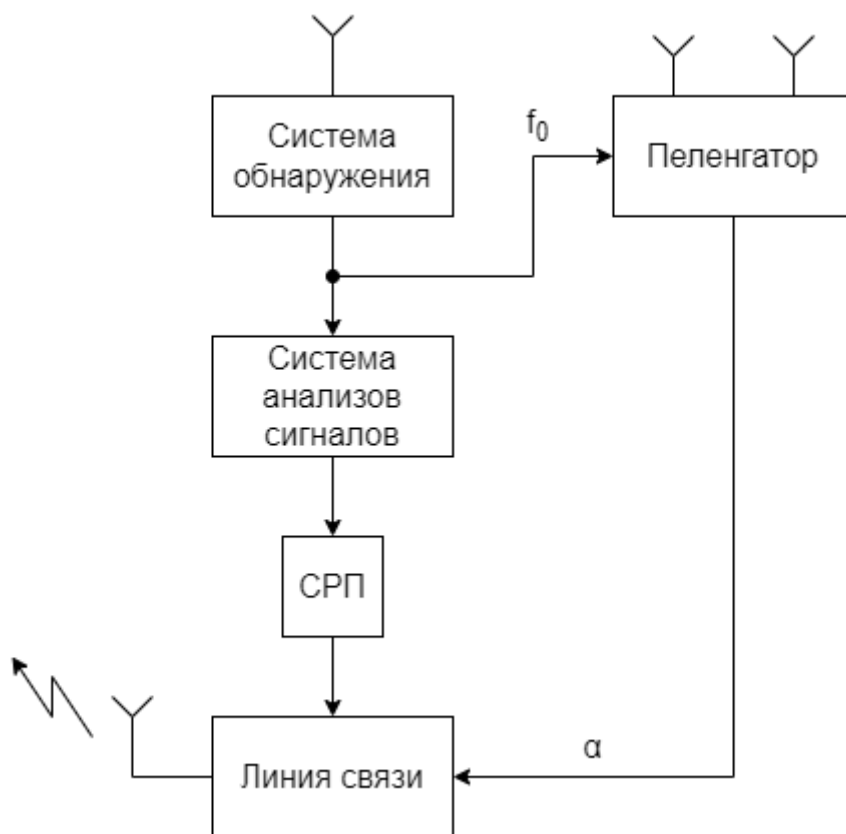


Рисунок 2.40 – Укрупнённая структурная схема поста станции РТР

2.10 Система обнаружения

2.10.1 Параметры системы

Принципиальным отличим систем обнаружения в разведке от рассмотренных ранее для активной локации является отсутствие априорных сведений о принимаемых сигналах, в связи с чем нельзя применить для оптимизации систем известные из локации алгоритмы.

Основными техническими параметрами системы обнаружения являются следующие.

1. Сектор разведки угловой (в каком секторе ведем разведку).
2. Полоса частот.
3. Вероятность обнаружения за заданное время.
4. Динамический диапазон входных сигналов ($D = P_{max}/P_{min}$). Учтем, что $P_{пр} \approx \frac{1}{R^2}$. Может получиться, что источники слабых сигналов расположены на больших дальностях, а их надо принимать. Источники сильных на маленьких дальностях и их тоже надо принимать. Это определяет требования к динамическому диапазону. Желательный динамический диапазон станций разведки порядка 100 дБ.

5. Точность измерения частоты и разрешающая способность по частоте. Отметим, что системы обнаружения могут быть поисковыми по частоте и направлению либо беспойсковыми. Поисковые по частоте это такие, которые ведут прием узкополосным приемником, перестраивающимся в полосе разведки. Полоса разведки это $[f_{min}; f_{max}]$. Беспойсковая по частоте система ведет прием сразу во всей полосе разведки. Поисковая по направлению система имеет узкий луч, который последовательно просматривает сектор разведки, а беспойсковая просматривает сразу весь сектор разведки.

2.10.2 Поиск по частоте

Устройства обнаружения с последовательным обзором по частоте фактически представляют собой панорамные приемники. Полоса разведки $\Delta f_p \in [f_{min}; f_{max}]$. Полоса приемника более узкая чем полоса разведки, мы выполняем поиск в полосе разведки.

Структурная схема поискового приемника приведена ниже (см. Рисунок 2.41). Схема может быть существенно изменена в зависимости от диапазона частот и технических требований.

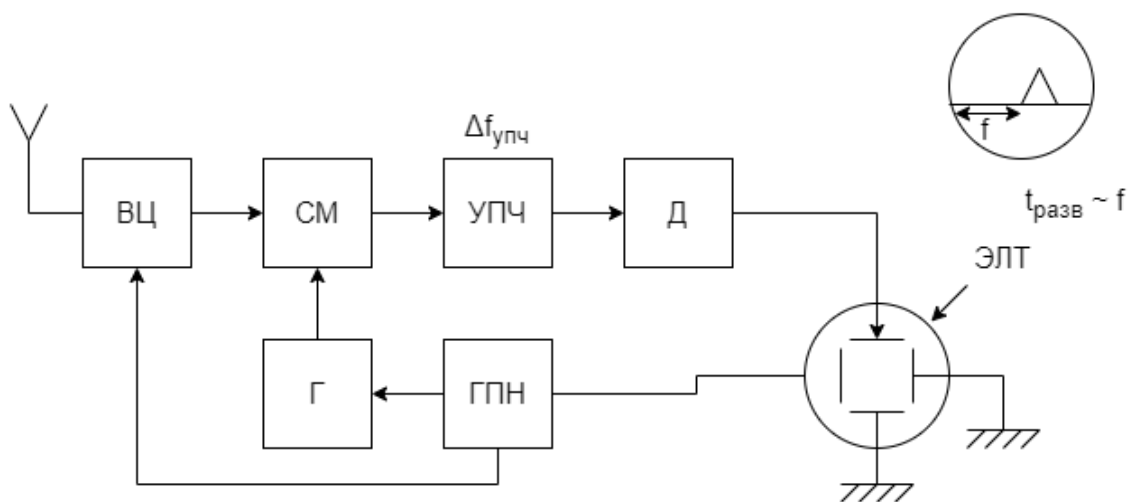


Рисунок 2.41 – Структурная схема поискового приёмника

ЭЛТ – электронно-лучевая трубка. Гетеродин перестраивается генератором пилообразного напряжения по линейному закону и его напряжение подается на горизонтальное отклонение, кроме того, перестраивается входная цепь этим же

напряжением. Гетеродин перестраивается, и мы принимаем сигнал в полосе УПЧ. Перестраивается линейно частота настройки и развертка тоже линейная. Отклонение луча по горизонтали пропорционально частоте настройки приемника. Отметки получаются в виде импульсов, которые возникают, когда сигнал проходит через УПЧ.

Обычно перестройка приемника периодическая. Обозначим период перестройки символом $T_{пер}$ (см. Рисунок 2.42). Если разведываемый сигнал существует непрерывно в течение $T_{пер}$, то он обязательно будет обнаружен. Импульсный сигнал за это время может быть и не обнаружен, так как во время существования импульсов приемник может быть настроен на другую частоту. Диаграмма перестройки поискового приемника (ПП) представлена на рисунке. Принимаемые импульсы представлены на ней в виде горизонтальных штрихов.

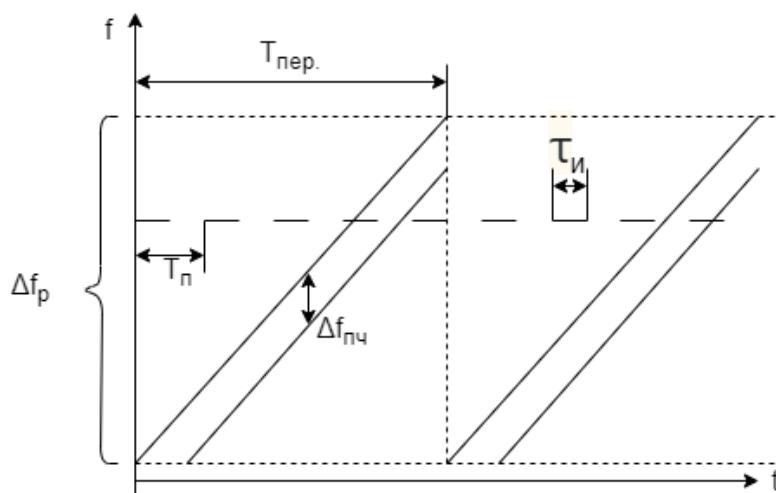


Рисунок 2.42 – Зависимость частоты настройки приемника от времени

В зависимости от периода перестройки, периода повторения принимаемых импульсных сигналов $T_{пер}$ и длительности принимаемых импульсов $\tau_и$ существуют следующие режимы поиска:

- 1) медленный гарантированный поиск;
- 2) быстрый гарантированный поиск;
- 3) поиск со средней скоростью (вероятностный).

При медленном гарантированном поиске перестройка приемника на полосу пропускания $T_{пр}$ происходит за большее время, чем период повторения принимаемых импульсов, следовательно:

$$T_{пер} \geq \frac{\Delta f_p}{f_{пч}} T_{п max} \cdot \#(2.36)$$

Допустим, $\Delta f_p = 4000$ МГц; $\Delta f = \frac{1}{\tau_и} = 1$ МГц; $T_{п max} = 0.01$ с. Тогда период перестройки 40 секунд, вполне приемлемая величина. Однако, если прием сигналов ведется только по главному лепестку ДНА сканирующей РЛС, максимальный период повторения импульсов в формуле (2.56) надо заменить на период сканирования. Получим:

$$T_{пер} = \frac{\Delta f_p}{f_{пч}} T_{скан}$$

При быстром гарантированном поиске перестройка приемника на полосу разведки производится за время меньшее или равное минимальной длительности принимаемых импульсов: $T_{пер} \leq \tau_{и min}$. Для этого требуется очень высокая скорость перестройки приемника $\gamma = \frac{\Delta f_p}{\tau_{и min}}$.

Физическое ограничение скорости перестройки - инерционность фильтрующих цепей (ВЦ и УПЧ). При больших скоростях перестройки расширяется полоса пропускания фильтра и уменьшается уровень выходного сигнала. На рисунке ниже (см.Рисунок 2.43) показаны АЧХ колебательного контура при разных скоростях перестройки [9]. Параметром семейства кривых служит величина:

$$k = \sqrt{\frac{\pi}{\gamma} f_{\text{пр}}}.$$

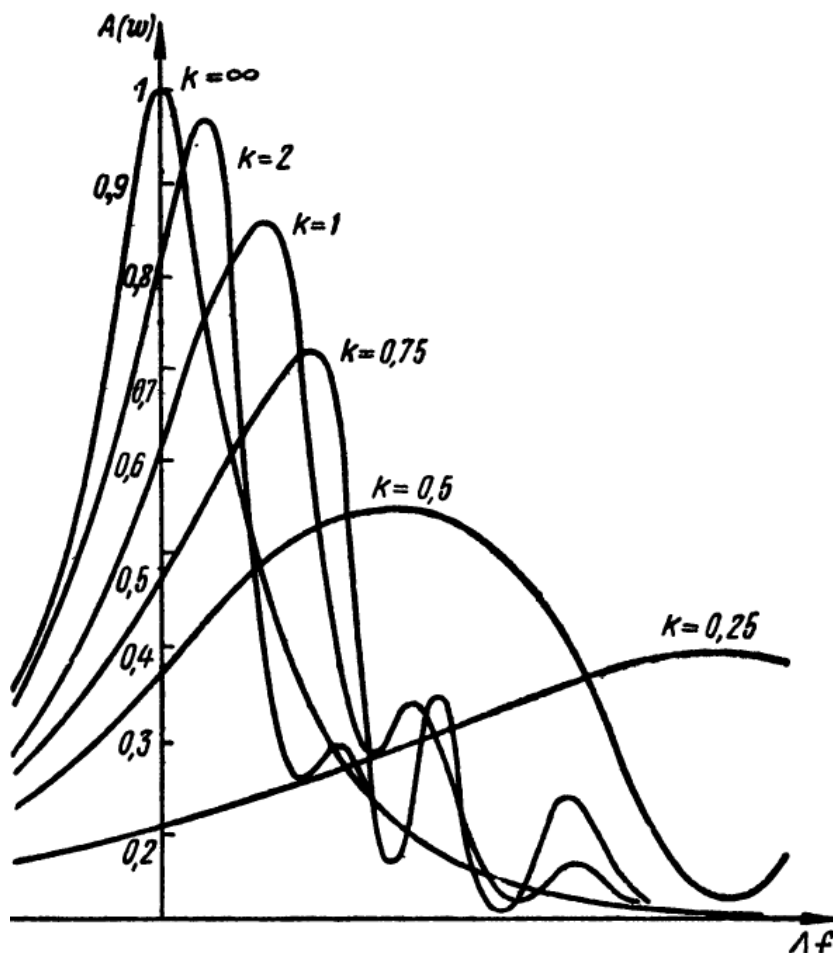


Рисунок 2.43 – АЧХ колебательного контура при разных скоростях перестройки

Указанные эффекты сопровождаются потерей чувствительности приемника, которую можно оценить по формуле:

$$P_{\text{пр}} = a P_{\text{пр}0},$$

где $a = \left(1 + 0.195 \left(\frac{\gamma}{\Delta f_{\text{упч}}^2}\right)^2\right)^{-\frac{1}{4}}$.

Поэтому увеличивать скорость перестройки можно только до определенного предела, а именно, пока время перестройки на полосу пропускания фильтра не станет равным его постоянной времени, определяемой формулой:

$$\tau_{\text{в}} = \frac{1}{\Delta f}.$$

Время перестройки на полосу пропускания:

$$\tau_{\text{пер}} = \frac{\Delta f}{\gamma}.$$

Приравнивая его к постоянной времени, находим допустимую скорость перестройки, откуда находим полосу пропускания фильтра:

$$\Delta f = \sqrt{\gamma} \cdot \#(2.37)$$

Полоса пропускания получается широкой, точность измерения частоты – низкой. Увеличиваем точность с помощью согласованного (добавочного) фильтра в цепи приемника:

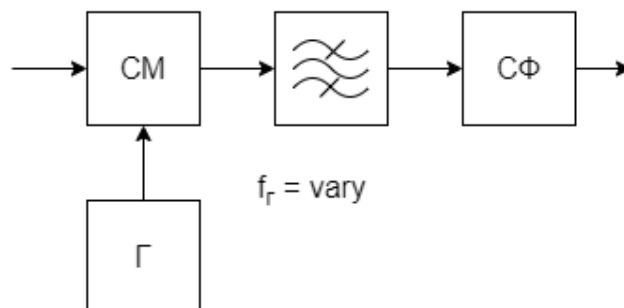


Рисунок 2.44 – Добавление согласованного фильтра

Быстрое изменение частоты гетеродина приводит к тому, что сигнал на выходе смесителя приобретает частотную модуляцию. Вот с этим ЛЧМ сигналом и согласован фильтр.

Вероятностный поиск – это такая ситуация, когда не выполняются условия ни медленного гарантированного, ни быстрого гарантированного. Для того, чтобы вероятность разведки была близка к единице, требуется время поиска такое же, как при медленном гарантированном.

2.10.3 Беспойсковые по частоте системы обнаружения

Системы обнаружения могут быть поисковыми по частоте и беспойсковыми. Беспойсковые могут быть построены по следующей схеме (см.Рисунок 2.45):

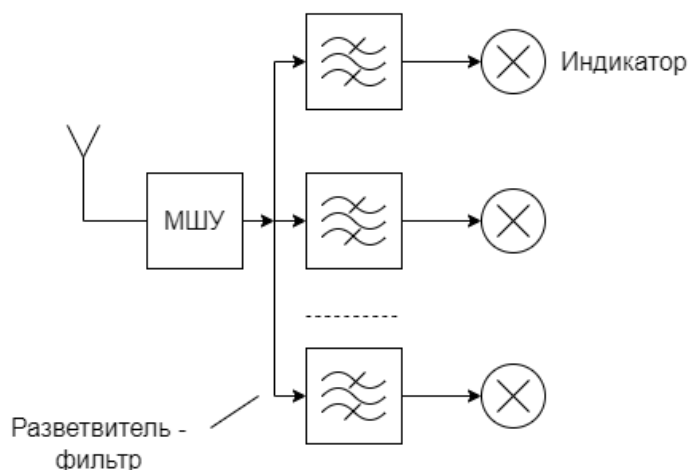


Рисунок 2.45 – Структурная схема беспойсковой системы обнаружения

МШУ – малозумящий усилитель. Сигналы с антенны поступают на малозумящий усилитель. Полоса пропускания у этого усилителя равна полосе разведки Δf_p . Далее сигналы поступают на полосовые фильтры, настроенные на разные частоты и индикатор. Фильтры полосовые невозможно сделать так, чтобы у них частотная характеристика была П образной. Частотные характеристики фильтров перекрываются, как показано на рисунке ниже (см.Рисунок 2.46). По горизонтальной оси отложена частота, по вертикальной – затухание сигнала в фильтре L (в дБ это отрицательная величина). Будем считать, что обнаружение сигнала происходит, если:

$$L + P \geq c,$$

где P – мощность сигнала; c – некоторый порог.

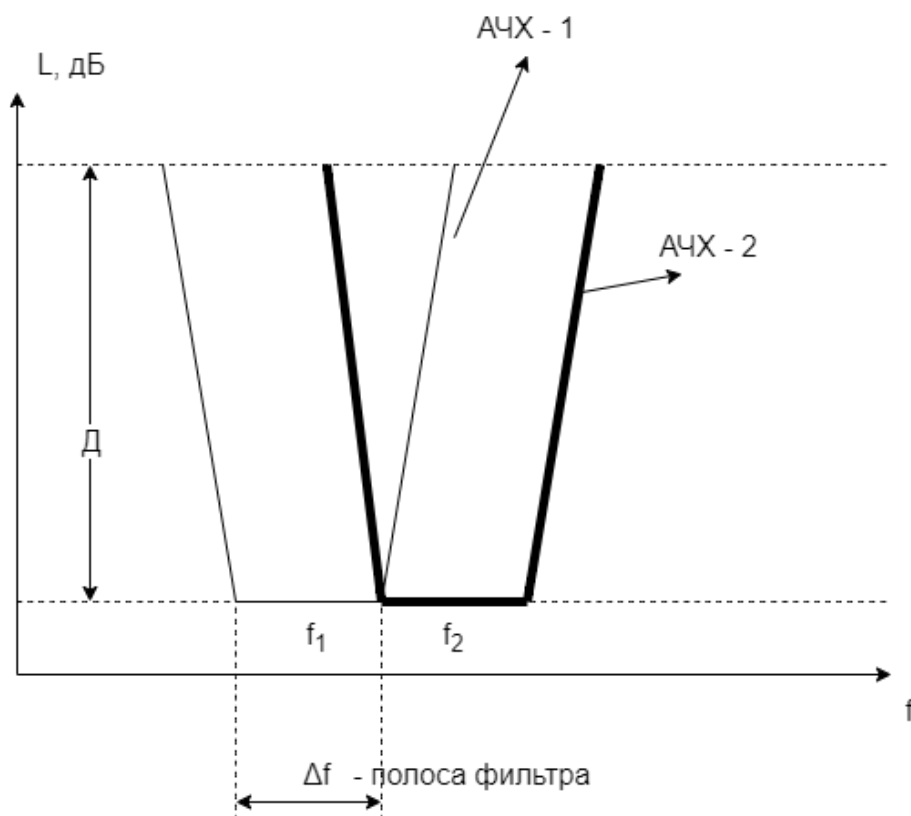


Рисунок 2.46 – АЧХ фильтров в схеме беспойскового приемника

Как видно из рисунка, при этом сигнал регистрируется в одном или в двух соседних фильтрах. Частота принимается равной либо f_i , либо $\frac{f_i + f_{i+1}}{2}$. Максимальная ошибка измерения частоты Δf равняется половине ширины фильтра по основанию:

$$\delta f = \frac{\Delta f}{2}.$$

У этой схемы есть два недостатка:

- 1) чувствительность плохая, так как широкая полоса пропускания;
- 2) требуется большое количество фильтров.

$$N = \frac{\Delta f_p}{\Delta f} = \frac{\Delta f_p}{2 \cdot \delta f}.$$

Количество фильтров может быть уменьшено в схеме, которая получила название матричной (см.Рисунок 2.47).

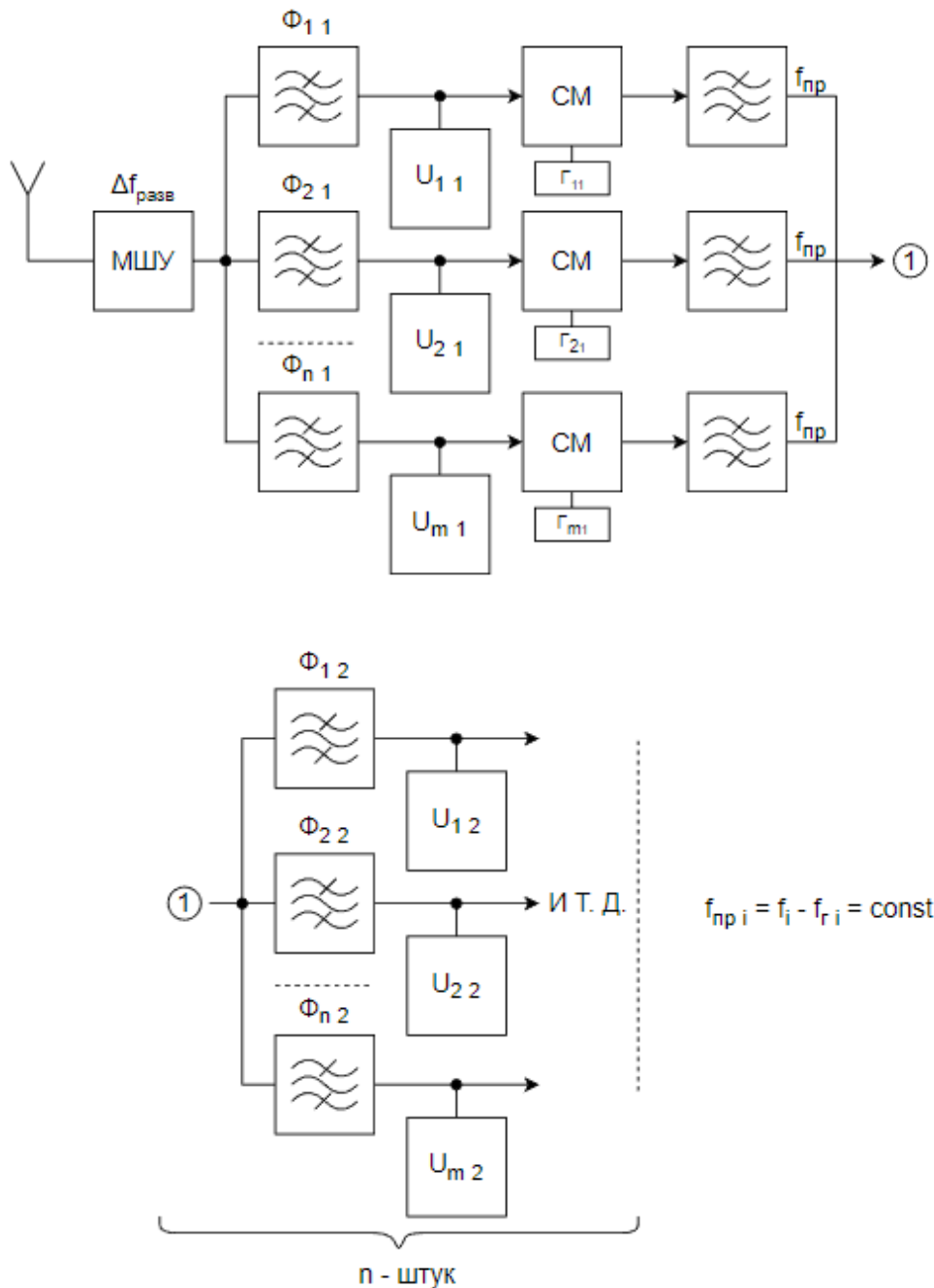


Рисунок 2.47 – Матричная схема беспоискового приемника

Полоса пропускания фильтров первого «столбца» в этой схеме

$$\Delta f_1 = \frac{\Delta f_p}{m},$$

где m – число «строк». На выходе каждого фильтра ставиться индикатор. Мы можем сказать, в какую строку попал сигнал, полоса всех фильтров одинакова (Δf_1). Далее сигналы подвергаются преобразованию. Частоты гетеродинов подобраны так, чтобы привести все частоты к одной и той же промежуточной частоте.

$$\Delta f_{np} = f_i - f_{r i}.$$

Во всех «строках» промежуточная частота будет одна и та же. На выходе фильтров находятся индикаторы.

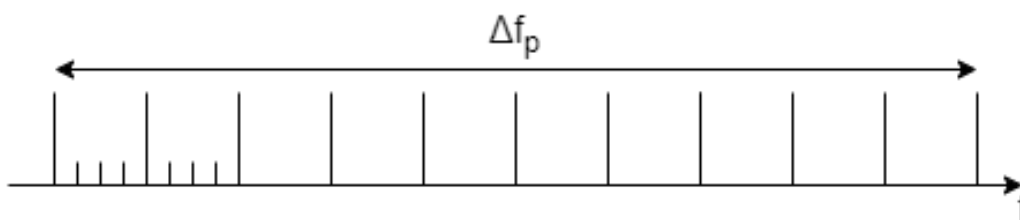


Рисунок 2.48 – Разбиение полосы разведки на полосы пропускания фильтров

Каждая полоска делится еще на n частей. Результирующая полоса:

$$\Delta f_{\text{рез}} = \frac{\Delta f_p}{m^n}.$$

Таким образом сократилось количество фильтров. По чувствительности мы ничего не выиграли, потому что мы должны индцировать сигнал на выходе первого фильтра, а полоса первого фильтра Δf_1 широкая. Но при той же разрешающей способности получаем выигрыш в количестве фильтров. Найдем его. Пусть в схеме с параллельной расфилтровкой количество фильтров $N = N_1$, а в матричной схеме $N = N_2 = mn$. Получим

$$\xi = \frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{n} \left(\frac{\Delta f_p}{\Delta f} \right)^{\frac{n-1}{n}}.$$

Если $n = 3$; $\frac{\Delta f_p}{\Delta f} = 1000$, то $\xi = 33$. Выигрыш ощутимый. Однако, схеме присущ следующий недостаток: сигнал может появиться не в одном канале, а во многих. Усилитель невозможно сделать полностью линейным, появляются гармоники, которые с другими сигналами дают частоты, которые появляются в каких-то фильтрах.

2.10.4 Интерференционный метод измерения частоты

Метод заключается в том, что сигналы с выхода антенны поступают на МШУ и полосовой фильтр, который выделяет полосу разведки, как показано на схеме (см.Рисунок 2.49). Далее сигналы поступают на такую схему: линия передачи и другая линия передачи, у которой другая длина L и $L + \Delta l$. Далее сигналы поступают на фазометр. Могут поступать не на фазометр, а на сумматор, далее на детектор.

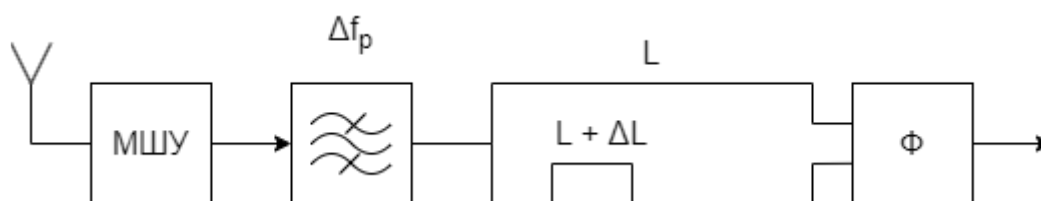


Рисунок 2.49 – Мгновенный измеритель частоты

Важно, что возникает разность фаз сигналов, прошедших по разным путям:

$$\varphi = \omega \frac{l}{c}, \#(2.38)$$

где c – скорость распространения волны в линии передачи. Например, в волноводе:

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{1 - \frac{\lambda}{2a}}},$$

где a – размер широкой стенки волновода.

Разность фаз пропорциональна частоте, которую следует определить с требуемой точностью:

$$\delta\varphi = 2\pi \frac{\Delta l}{c} \delta f;$$

$$\delta f = \frac{\delta \varphi}{2\pi \cdot \Delta l}.$$

Точность тем выше, чем больше разница длин путей Δl , но её нельзя сделать больше, чем $\Delta l > \lambda$, так как при этом условии $\varphi > 2\pi$.

$$\varphi + 2\pi k = 2\pi \frac{\Delta l \cdot f_0}{c}.$$

Необходимо определить k . Получается многошкальная система. Эти устройства называют мгновенными измерителями частоты (МИЧ).

2.10.5 Поиск по направлению

В этом случае система обнаружения имеет сканирующую направленную антенну. РЛС тоже имеет, как правило, сканирующую направленную антенну, есть боковые лепестки (см. Рисунок 2.50). Если чувствительность системы обнаружения маленькая, то обнаружение РЛС произойдет, когда главный лепесток антенной системы станции разведки и РЛС будут направлены друг на друга. Можно принимать по боковым лепесткам, если хватает чувствительности. Существует медленный гарантированный поиск, быстрый гарантированный поиск, поиск со средней скоростью.

Студентам предлагается разобрать этот материал самим.

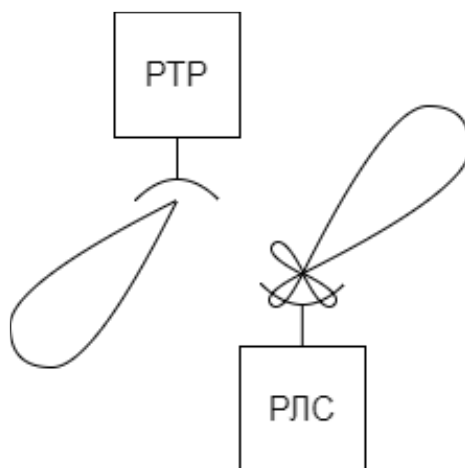


Рисунок 2.50 – Поиск по направлению

2.11 Особенности проектирования пеленгаторов РТР

При проектировании пеленгаторов станций РТР надо учитывать следующие основные технические требования:

1. высокая точность пеленгования;
2. высокая эквивалентная чувствительность;
3. высокое быстродействие;
4. простота и надежность.

Эквивалентной чувствительностью называют:

$$P_{\text{экв}} = \frac{P_{\text{пр мин}}}{G_{\text{пр}}}. \#(2.40)$$

От этой величины зависит дальность действия пеленгатора. Действительно, дальность действия находится из решения уравнения:

$$P_{\text{пр}}(R) = P_{\text{пр мин}}.$$

Решая данное уравнение, получим:

$$R = R_{\text{max}}.$$

Плотность потока мощности у станции разведки:

$$\Pi = \frac{P_i G_i}{4\pi R^2},$$

мощность принимаемого сигнала:

$$P_{пр} = \frac{P_i G_i}{4\pi R^2} S_A, \#(2.41)$$

коэффициент усиления приёмной антенны:

$$G_{пр} = \frac{4\pi}{\theta} = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_A.$$

Подставляя в (2.41), получим:

$$P_{пр} = \frac{P_i G_i G_{пр} \lambda^2}{(4\pi R)^2},$$

решение данного уравнения:

$$R_{max} = \sqrt{\frac{P_i G_i G_{пр} \lambda^2}{(4\pi)^2 P_{пр\ мин}}}.$$

Видно, что дальность действия зависит от отношения $\frac{P_{пр\ мин}}{G_{пр}}$. Чем меньше данная величина, тем больше дальность действия.

Конкурируют между собой амплитудные и фазовые пеленгаторы. Амплитудный пеленгатор имеет, как правило, остронаправленные антенны, а значит – большую эквивалентную чувствительность и, если нужна предельная дальность действия 300-500 км, выхода нет, применяют амплитудный метод пеленгования с направленной антенной. Если антенна слабонаправленная, то цель не обнаружить.

Фазовый пеленгатор имеет слабонаправленные антенны, которые одновременно просматривают весь сектор обзора – то есть они беспойсковые по направлению. На летательных аппаратах используют фазовый пеленгатор. Прямая видимость, сигнал большой. В космических системах тоже часто применяют фазовые пеленгаторы.

Фазовые радиопеленгаторы.

Принцип действия фазового пеленгатора рассмотрен ранее. На две антенны, направленность которых не играет роли, принимаются сигналы. На одну антенну сигналы приходят с запаздыванием, так как проходит в пространстве больший путь (см.Рисунок 2.51).

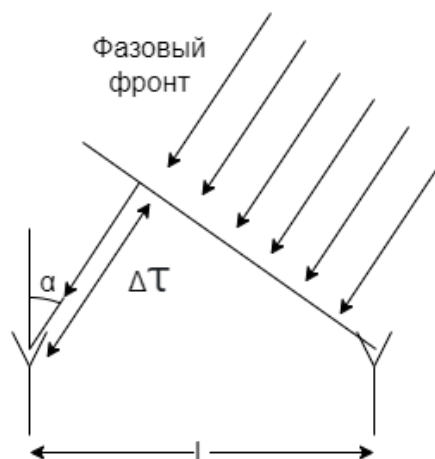


Рисунок 2.51 – Принцип действия фазового пеленгатора

Возникает разность фаз. Если волна, которая падает на антенную систему плоская, разность фаз выражается формулой:

$$\varphi = \frac{2\pi l}{\lambda} \sin(\alpha),$$

если α отсчитывается от нормали к антенной системе. Формула является основной для измерения пеленга α .

Рассмотрим, как строится аппаратура фазового пеленгатора. Пусть один из сигналов:

$$u(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \psi).$$

Как измерить фазу ψ ?

Фазу ψ можно измерить только относительно какого-либо опорного колебания, например, $U_0 \cos(\omega_0 t)$.

Методика: можно представить сигнал, в виде квадратур. Говорят, что сигналы находятся в квадратуре, если сдвиг фаз между ними 90 градусов.

$$u(t) = A(t) \cos(\psi) \cos(\omega_0 t) - A(t) \sin(\psi) \sin(\omega_0 t);$$

$$u(t) = I(t) \cos(\omega_0 t) - Q(t) \sin(\omega_0 t).$$

Разложили сигнал на квадратурные составляющие.

$I(t)$ и $Q(t)$ квадратуры, медленно меняющиеся напряжения по сравнению с $U_0 \cos(\omega_0 t)$, что удобно для построения цифровых измерителей.

Тогда, очевидно, фаза ψ будет равна:

$$\psi(t) = \arctg \left(\frac{Q(t)}{I(t)} \right).$$

Квадратуры получают с помощью фазовых детекторов. Фазовый детектор – это перемножитель и интегратор (см.Рисунок 2.52).

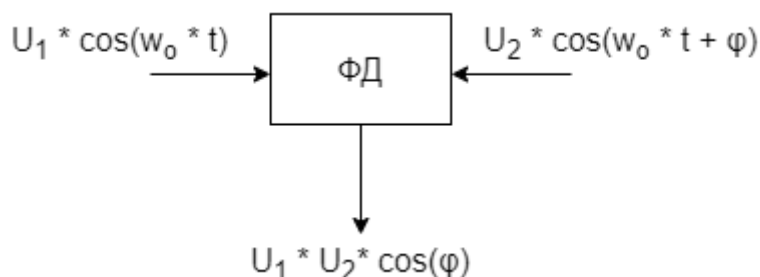


Рисунок 2.52 – Результат работы фазового детектора

Обе квадратуры получаем по схеме, представленной ниже (см.Рисунок 2.53)

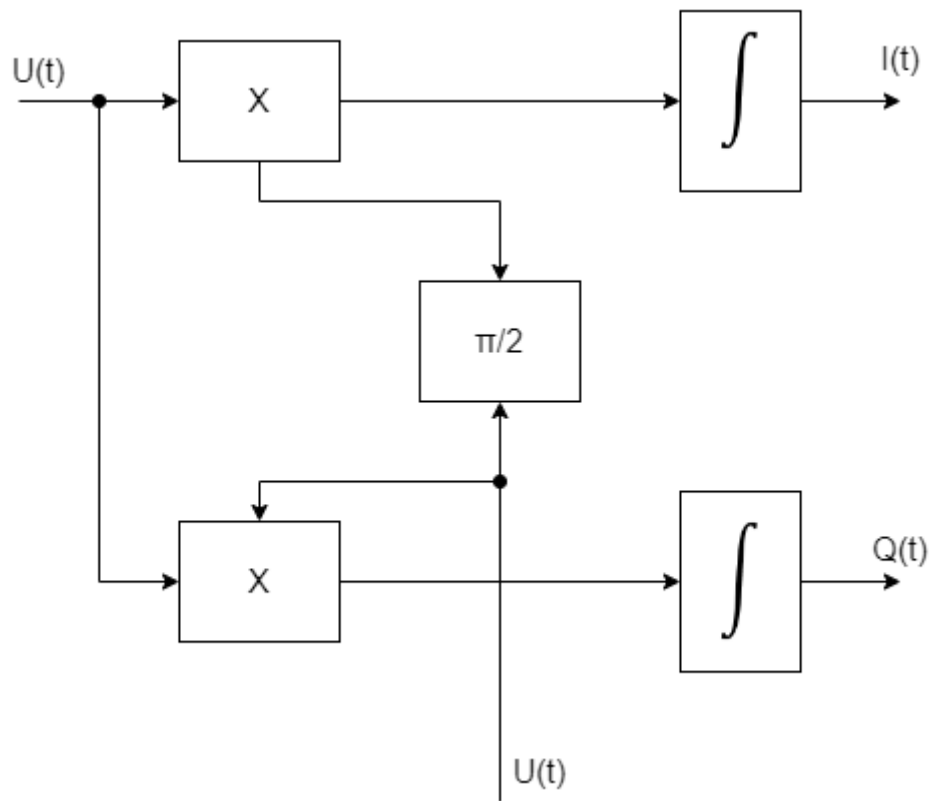


Рисунок 2.53 – Квадратурный расщепитель

Чтобы иметь опорный сигнал необходимо знать несущую частоту.

Возможная схема фазового пеленгатора приведена ниже (см.Рисунок 2.54). Сигналы от антенн поступают на преобразователь частоты. Принципиально, что гетеродин общий. Далее идут полосовые фильтры, которые выделяют разностную частоту. Далее стоит УПЧ-ограничитель – это ограничитель амплитуды. Далее ставится АЦП. Далее сигналы поступают на ПЛИС, далее цифровой сигнальный процессор и на выходе получаем разность фаз: $\varphi = \psi_1 - \psi_2$ и частоту f_0 .

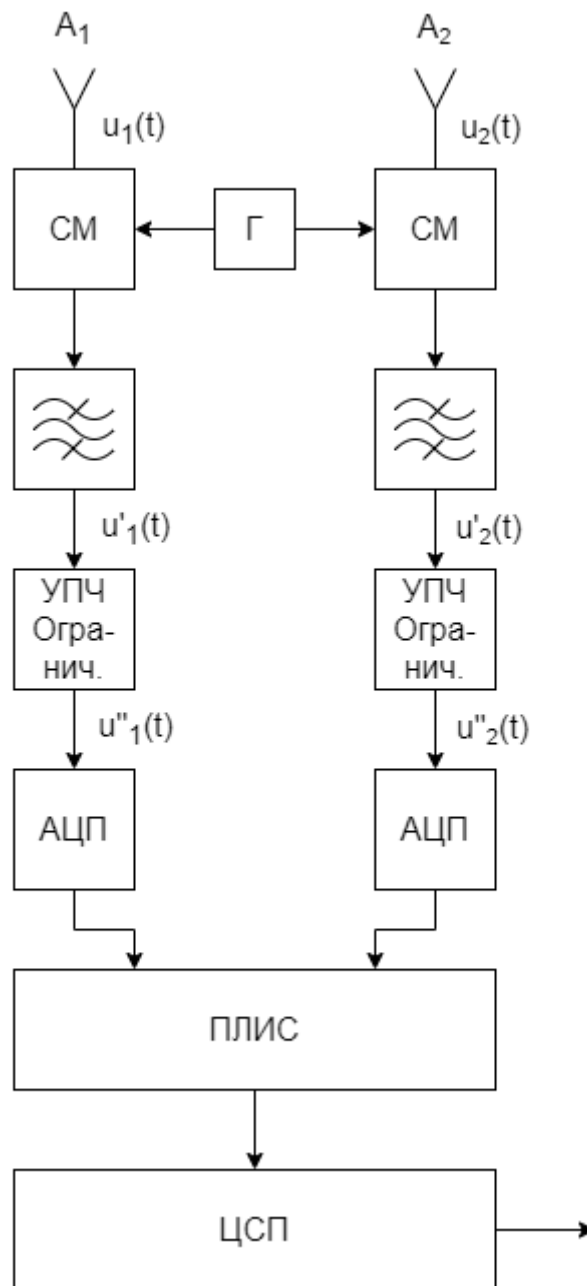


Рисунок 2.54 – Структурная схема фазового пеленгатора

Гетеродин общий для 2-х каналов:

- первый канал: $u_1(t) = A_1(t) \cos(\omega_0 t + \psi_1)$;
- второй канал: $u_2(t) = A_2(t) \cos(\omega_0 t + \psi_2)$;

Разность фаз: $\varphi = \psi_1 - \psi_2$. Сигналы на выходе фильтров:

$$u'_1(t) = A_1(t) \cos((\omega_0 - \omega_\Gamma)t + \psi_2 - \psi_\Gamma);$$

$$u'_2(t) = A_2(t) \cos((\omega_0 - \omega_\Gamma)t + \psi_1 - \psi_\Gamma).$$

При преобразовании вычитаются аргументы косинусов. На промежуточной частоте разность фаз сохраняется если у нас общий гетеродин. После УПЧ-ограничителя сразу стоит АЦП, а частота промежуточная может быть высокой (например, 300 МГц или 500 МГц). АЦП относительно низкочастотный. Здесь используется субдискретизация, для чего должно выполняться соотношение:

$$f_{\text{такт}} \geq 2\Delta f,$$

где Δf – полоса спектра сигнала.

ПЛИС служит для того, чтобы согласовать высокую относительно частоту дискретизации с частотой, с которой сможет работать ЦСП. В ЦСП выполняется преобразование Фурье.

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u'(t)e^{-j\omega t} dt;$$

$$F(j\omega) = a(\omega) - jb(\omega).$$

Отсюда получаем формулы для амплитуды и фазы спектральных составляющих:

$$|F(j\omega)| = \sqrt{a^2 + b^2};$$

$$\psi(\omega) = \operatorname{arctg}\left(\frac{b}{a}\right).$$

В цифровом виде определили и частоту, и разность фаз, нашли спектр.

Возможно, что в полосу пропускания УПЧ попадает не одна цель, а больше, и по каждой из них находится амплитуда и разность фаз.

2.12 Точность пеленгования

Из основной формулы разности фаз

$$\varphi = \frac{2\pi l}{\lambda} \sin(\alpha), \quad \#(2.42)$$

получаем соотношение для среднеквадратической погрешности пеленгования:

$$\sigma_\alpha = \frac{\sigma_\varphi}{\frac{2\pi l}{\lambda} \cos(\alpha)}.$$

Точность можно получить высокую, если большая база. Базу мы не можем брать слишком большой, потому что разность фаз может оказаться больше, чем интервал ее определения, равный 2π .

Разность фаз определена только на интервале 2π . Это определяет интервал однозначного определения пеленга. Допустим, $|\varphi| \leq \pi$ – интервал однозначного определения разности фаз. Рассчитанная по формуле (2.42) разность фаз может превосходить этот предел. Чтобы учесть это, перепишем её в виде:

$$\varphi + 2\pi k = \frac{2\pi l}{\lambda} \sin(\alpha).$$

Например, если $k = 1$, то:

$$\varphi_{\min} = \pi;$$

$$\varphi_{\max} = 3\pi.$$

Чтобы вычислить угол альфа нужно знать целое число периодов разных фаз, которые не измеряются, если разность фаз большая. Надо найти k . Нахождение k называется устранением неоднозначности фазовых измерений. Чтобы найти k используют разные методы. Метод уточнения заключается в том, что система строится многобазовая, имеется один фазометр, работающий с одной базой и другой, работающий с другой.

Если $|\varphi| \leq \pi$, то α лежит в интервале $\alpha \in \left(-\frac{\alpha_{\text{одн}}}{2}; \frac{\alpha_{\text{одн}}}{2}\right)$. Найдём его. На границе интервала:

$$-\pi = 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \sin\left(\frac{\alpha_{\text{одн}}}{2}\right);$$

$$\sin\left(\frac{\alpha_{\text{одн}}}{2}\right) = \frac{\lambda}{2l_1}.$$

Пеленгатор с такой базой имеет рассчитанный сектор однозначного пеленгования при $k = 0$ (см.Рисунок 2.55).

Если $k = 1$, тогда:

$$-\varphi = \varphi + 2\pi k;$$

$$\begin{aligned}\phi_{min} &= -\pi + 2\pi = \pi; \\ \phi_{max} &= \pi + 2\pi = 3\pi.\end{aligned}$$

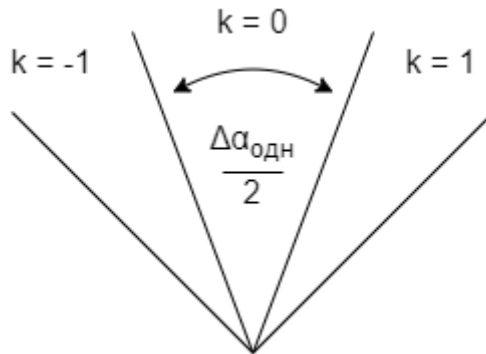


Рисунок 2.55 – Сектор однозначного пеленгования

Сектор работы пеленгатора можно разделить на интервалы однозначности (см.Рисунок 2.56):

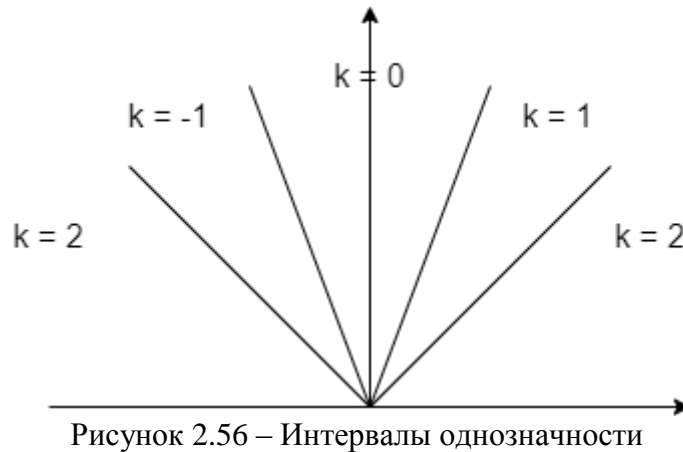


Рисунок 2.56 – Интервалы однозначности

Допустим, у нас есть две базы l_1 и l_2 . Первая база – однозначная, а вторая – неоднозначная (см.Рисунок 2.57).

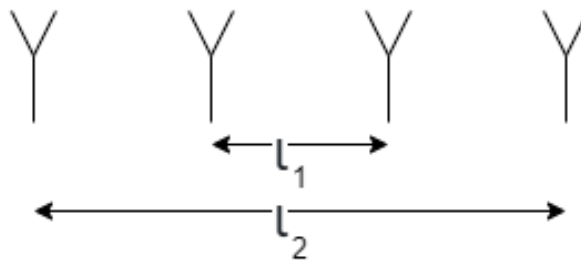


Рисунок 2.57 – Однозначная и неоднозначная базы

$$\begin{aligned}\phi_1 &= 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \sin(\alpha); \\ \phi_2 + 2\pi k &= 2\pi \frac{l_2}{\lambda} \sin(\alpha).\end{aligned}$$

Задача найти k . Допустим, у нас нет погрешности фазовых измерений, тогда на первой и второй базах $\sin(\alpha)$ измеряется точно. Тогда:

$$\sin(\alpha) = \frac{\phi_1 \lambda}{2\pi l_1} = \frac{(\phi_2 + 2\pi k) \lambda}{2\pi l_2}.$$

Выразим k :

$$k = \left(\phi_1 \frac{l_2}{l_1} - \phi_2 \right) \frac{1}{2\pi}.$$

На самом деле погрешности измерения есть, если бы их не было, то большую базу не нужно было бы делать. Находим k путём округления до ближайшего целого.

$$k^* = \left[\left(\phi_1 \frac{l_2}{l_1} - \phi_2 \right) \frac{1}{2\pi} \right],$$

где квадратные скобки означают округление до ближайшего целого числа. Поясним сказанное с помощью рисунка (см.Рисунок 2.58). Чтобы уйти от нелинейности, обозначим $\sin(\alpha) = v$; $v \in [-1; 1]$.

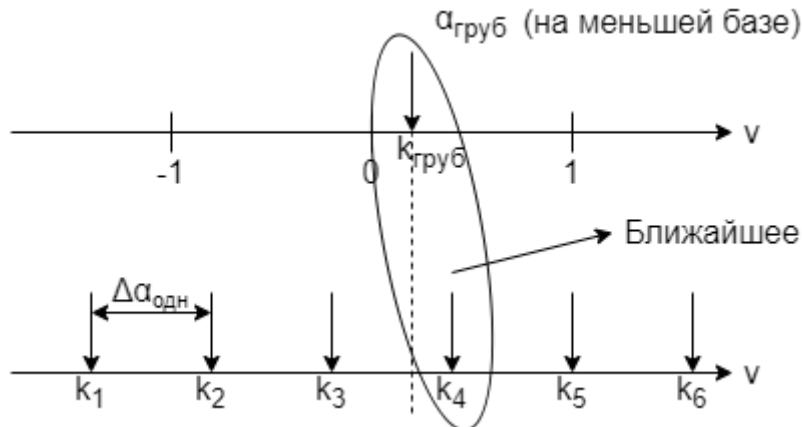


Рисунок 2.58 – Выбор отсчётов

На рисунке на точной базе имеется несколько отчетов, между которыми есть интервал, равный интервалу однозначности:

$$- \Delta\alpha_{\text{одн}} = \frac{\lambda}{l_2}.$$

Мы должны выбрать один из этих отчетов для того, чтобы по формуле найти угол альфа. Мы должны выбрать такое k , которое ближе к грубому отчету. Ошибка возможна, когда отчеты по точной базе сместятся больше чем на половину сектора однозначности вследствие погрешностей фазовых измерений. Возникает аномальная ошибка – это когда выбранное k не равно истинному k . Это значит, мы допускаем большую ошибку в измерении пеленга – больше, чем половину интервала однозначности, если k^* равняется k истинному, то это правильное устранение неоднозначности.

Фазовые пеленгаторы делают многобазовыми, чтобы они могли выполнять точное и однозначное пеленгование

Грубый отчет нужен для того, что выбрать точный отчет. Выбирается такой точный отчет, что разница между ним и грубым не превышает половины сектора однозначности (см.Рисунок 2.59).

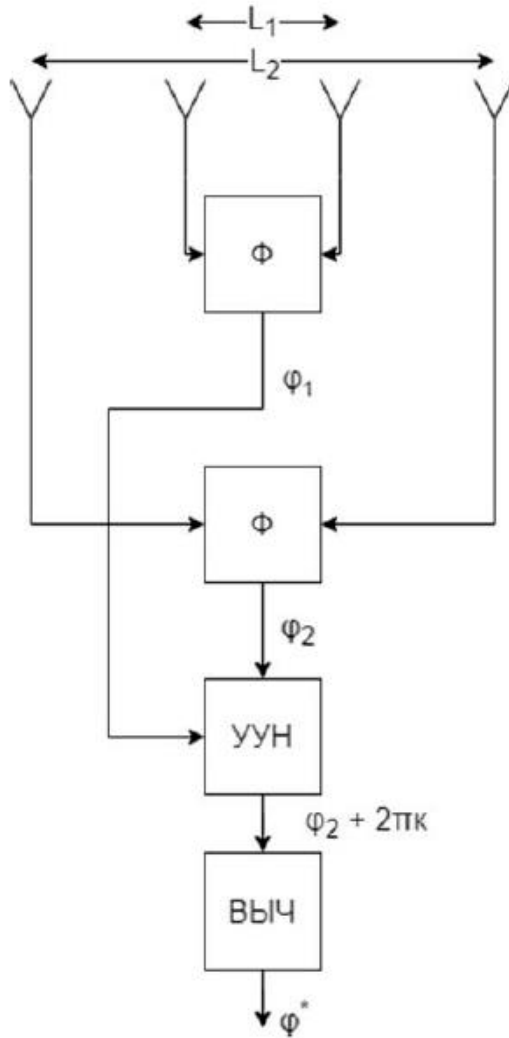


Рисунок 2.59 – Фазовый радиопеленгатор с устройством устранения неоднозначности

Вероятность правильного разрешения неоднозначности, фактически это вероятность того, что ошибка не превосходит половины сектора однозначности на большой базе. (Вероятность успеха). Обозначим эту вероятность символом:

$$p\{K^* = K_{\text{ист}}\} = p_0.$$

Правильное разрешение неоднозначности имеет место, если выполняется соотношение

$$\left| \xi_1 \frac{l_2}{l_1} - \xi_2 \right| \frac{1}{2\pi} < \frac{1}{2}.$$

Вероятность такой ситуации представим формулой,

$$p_0 = p\{|\eta| < \pi\},$$

где

$$\eta = \xi_1 \frac{l_2}{l_1} - \xi_2.$$

Для дальнейших расчетов необходимо задаться распределением вероятностей погрешностей измерений. Допустим, оно нормальное. Тогда:

$$p_0 = p\{|\eta| < \pi\} = \Phi\left(\frac{\pi}{\sqrt{2}\sigma_\eta}\right),$$

где

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt - \text{интеграл ошибок,}$$

где Φ – интеграл ошибок.

Пусть погрешности фазовых измерений ξ_1 и ξ_2 – нормальные случайные величины, некоррелированные и имеющие одинаковые дисперсии. Тогда

$$\sigma_{\eta}^2 = \sigma_{\phi}^2 \left(\frac{l_2}{l_1}\right)^2 + \sigma_{\phi}^2 = \sigma_{\phi}^2 \left(1 + \left(\frac{l_2}{l_1}\right)^2\right),$$

где σ_{ϕ}^2 – дисперсия фазовой погрешности.

Тогда

$$p_0 = \Phi \left(\frac{\pi}{\sqrt{2} * \sigma_{\phi} \sqrt{1 + \left(\frac{l_2}{l_1}\right)^2}} \right).$$

Как известно, в более общем случае дисперсия фазовых погрешностей складывается из трех составляющих

$$\sigma_{\phi}^2 = \sigma_{\phi_{\text{ш}}}^2 + \sigma_{\phi_{\text{РРВ}}}^2 + \sigma_{\phi_{\text{А}}}^2.$$

Шумовую составляющую можно оценить по формуле $\sigma_{\phi}^2 = \frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{с}}}$, а трассовую взять из экспериментальных данных [10]. Вид ее зависимости от базы иллюстрируется рисунком (см.Рисунок 2.60).

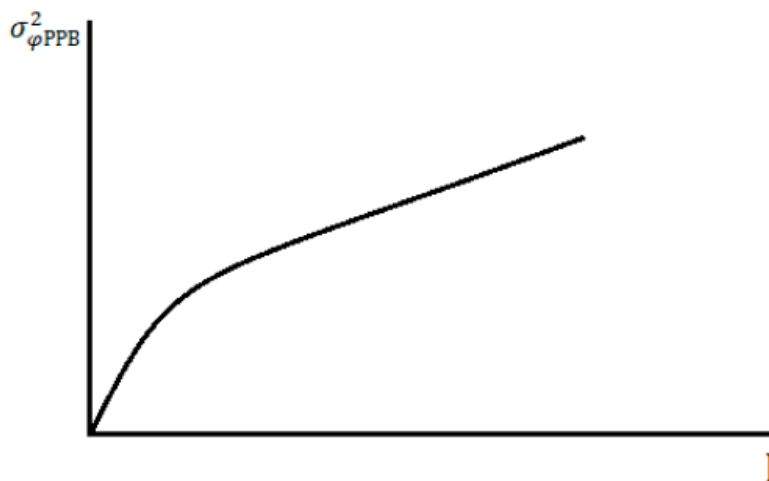


Рисунок 2.60 – Зависимость дисперсии трассовой составляющей погрешности от протяжённости базы

Меньшая база выбирается исходя из сектора однозначного пеленгования. Большая выбирается, исходя из требуемой точности. Если в двухбазовом пеленгаторе вероятность правильного разрешения неоднозначности недостаточно большая величина, применяем промежуточные базы, как показано на схеме ниже (см.Рисунок 2.61):

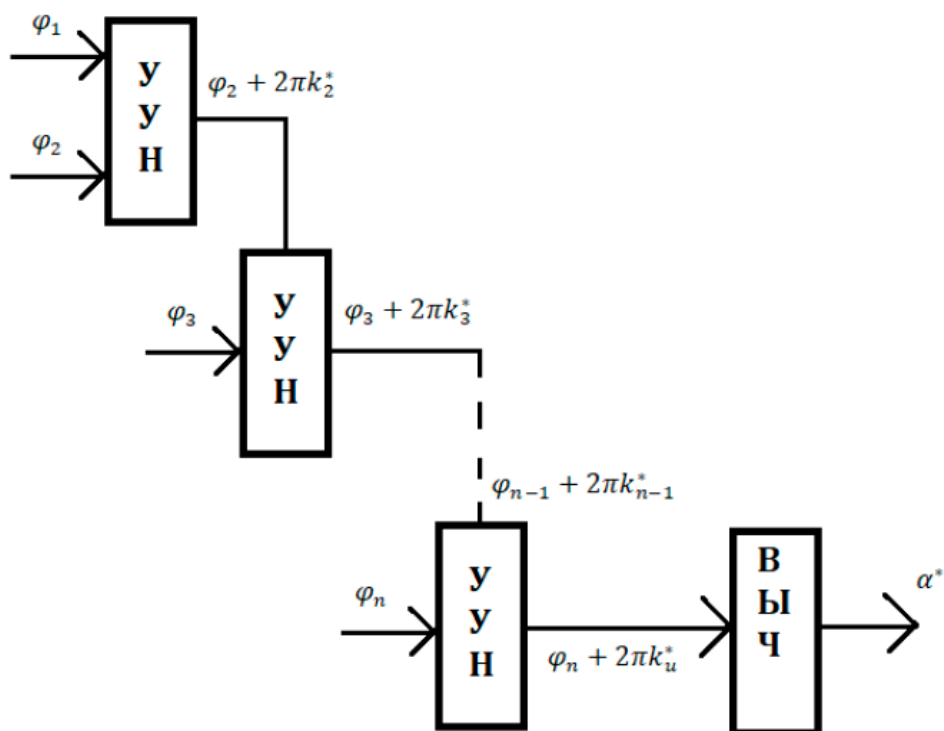


Рисунок 2.61 – Многобазовая фазовая система с последовательным устранением неоднозначности

Метод уточнений обладает недостатком. Пеленгатор имеет ряд баз, а точность определяется самой большой базой. Информация о пеленге находящаяся в малых базах используется не полностью.

2.13 Применение метода максимального правдоподобия для построения многобазовых фазовых пеленгаторов

Задача – полностью использовать антенную систему.

Вспомним существо метода максимального правдоподобия – метода оценки параметров распределений.

Надо измерить некоторую величину θ с помощью измерений совокупности случайных величин $x_1, x_2, \dots, x_n = \vec{x}$. Известна условная плотность распределения вероятностей этих случайных величин, оцениваемая величина является в ней параметром: $W(\vec{x}/\theta)$.

Найдём послеопытное (апостериорное) распределение. По теореме умножения вероятностей:

$$W(\theta/\vec{x}) \cdot W_n(\vec{x}) = W(\theta/\vec{x}) \cdot W(\theta),$$

$$W(\theta/\vec{x}) = \frac{W(\theta/\vec{x}) \cdot W(\theta)}{W_n(\vec{x})}.$$

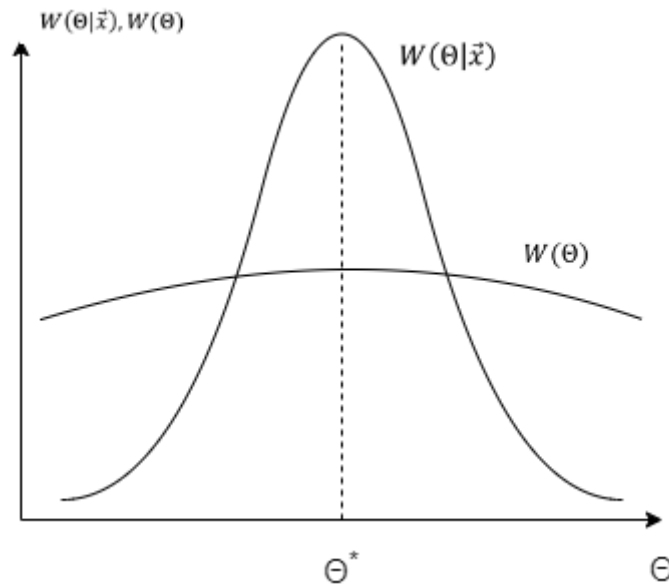


Рисунок 2.62 – Определение параметра по максимуму апостериорной вероятности

Априорное распределение параметра пологое. Метод максимального правдоподобия заключается в том, что априорное распределение параметра полагается равномерным, и тогда оценка находится по максимуму функции $W(\theta/\vec{x}) = L_x(\theta)$, которая называется функцией правдоподобия. Уравнение правдоподобия:

$$\frac{d}{d\theta} W(\theta/\vec{x}) = 0.$$

Решая его, определяем параметр θ .

Применим данный подход для построения многобазовых фазовых пеленгаторов.

Пусть на N -элементной решётке пеленгатора сформировано $n \leq N - 1$ линейно независимых фазометрических баз, а фазовые погрешности распределены нормально, имеют нулевые средние значения и известную корреляционную матрицу B_φ .

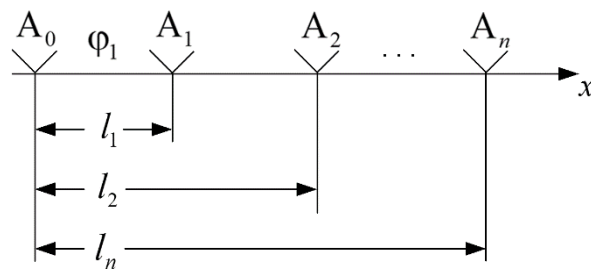


Рисунок 2.63 – Линейная антенная решётка фазового пеленгатора

Предположение о нормальности распределения фазовых погрешностей обосновано при расчёте точности и чувствительности пеленгатора, когда источником фазовых погрешностей являются внутренние шумы приёмных устройств. Во многих случаях оно остаётся справедливым и при учёте флуктуаций радиоволн на трассах распространения.

Запишем совместную плотность распределения вероятностей совокупности измеренных разностей фаз в виде

$$W_n(\vec{\varphi}/v) = k \exp \left\{ -\frac{1}{2} (\vec{\varphi} + \vec{k} - \vec{n}_x v)^T \mathbf{B}_\varphi^{-1} (\vec{\varphi} + \vec{k} - \vec{n}_x v) \right\}, \quad (2.43)$$

где $\vec{\varphi} = \begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \vdots \\ \varphi_n \end{pmatrix}$ – вектор-столбец измеренных разностей фаз в долях 2π , $-0,5 \leq \varphi_i < 0,5$,

n – количество измерительных баз,

$\vec{k} = \begin{pmatrix} k_1 \\ k_2 \\ \vdots \\ k_n \end{pmatrix}$ – вектор-столбец целых частей фаз на базах, утраченных при

измерениях (вектор неоднозначности),

$\vec{n}_x = \begin{pmatrix} n_{x1} \\ n_{x2} \\ \vdots \\ n_n \end{pmatrix}$ – вектор-столбец относительных баз (вектор неоднозначности) $n_{xi} = \frac{l_i}{\lambda}$

,

λ – длина волны,

$v = \sin \alpha$,

α – угол прихода плоской волны, отсчитанный относительно нормали к антенной системе,

B_φ – корреляционная матрица фазовых погрешностей.

Рассматривая формулу (2.43) как функцию правдоподобия параметра v , составим уравнение правдоподобия,

$$\frac{dW_n(\vec{\varphi}/v)}{dv} = 0. \quad (2.44)$$

Для решения уравнения представим n -мерную плотность распределения (2.43) в виде

$$dW_n(\vec{\varphi}/v) = k \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[\frac{(\vec{\varphi} + \vec{k})^T \mathbf{B}_\varphi^{-1} \vec{n}_x}{(\vec{n}_x^T \mathbf{B}_\varphi^{-1} \vec{n}_x)^{1/2}} - v(\vec{n}_x^T \mathbf{B}_\varphi^{-1} \vec{n}_x)^{1/2} \right]^2 + (\vec{\varphi} + \vec{k})^T \mathbf{G}(\vec{\varphi} + \vec{k}) \right\}, \quad (2.45)$$

где

$$\mathbf{G} = \mathbf{B}_\varphi - \frac{\mathbf{B}_\varphi^{-1} \vec{n}_x \vec{n}_x^T \mathbf{B}_\varphi^{-1}}{\vec{n}_x^T \mathbf{B}_\varphi^{-1} \vec{n}_x} \quad (2.46)$$

квадратная матрица размерами ($n \times n$), ортогональная по отношению к вектору масштабных коэффициентов шкал \vec{n}_x .

Как видно из формулы (2.45), функция правдоподобия параметра v является многомодальной, то есть имеет ряд максимумов. Её максимумы имеют место в точках

$$v_i = \frac{(\vec{\varphi} + \vec{k})^T \mathbf{B}_\varphi^{-1} \vec{n}_x}{\vec{n}_x^T \mathbf{B}_\varphi^{-1} \vec{n}_x}, \quad (2.47)$$

где первое слагаемое в показателе экспоненты в формуле (2.45) (в квадратных скобках) обращается в ноль. Каждый максимум соответствует определенному вектору неоднозначности \vec{k}_i . Совокупность $\{\vec{k}_i\}$ возможных векторов \vec{k}_i зависит от структуры антенной системы и может быть рассчитана априори.

Второе слагаемое в показателе степени формулы (2.45), которое с учетом возможных значений вектора \vec{k} из $\{\vec{k}_i\}$ запишем в виде

$$\Pi_{\vec{\varphi}}(\vec{k}_i) = (\vec{\varphi} + \vec{k}_i)^T \mathbf{B}_{\vec{\varphi}}^{-1} (\vec{\varphi} + \vec{k}_i) - \quad (2.48)$$

определяет значение функции $W(\vec{\varphi}/v)$ в соответствующем максимуме.

Чем меньше ее значение в точке \vec{k}_i , тем больше значение функции $W_n(\vec{\varphi}/v)$ в соответствующем максимуме. Максимально правдоподобная оценка v соответствует минимуму $\Pi_{\vec{\varphi}}(\vec{k}_i)$ среди всех возможных векторов неоднозначности $\{\vec{k}_i\}$. Обозначим значение вектора \vec{k}_i , минимизирующего $\Pi_{\vec{\varphi}}(\vec{k}_i)$ как \vec{k}^* . Исключая из квадратичной формы $\Pi_{\vec{\varphi}}(\vec{k}_i)$ члены, не зависящие от \vec{k}_i при данной совокупности фазовых измерений $\vec{\varphi}$, получим формулу для отыскания \vec{k}^* :

$$\begin{aligned} \vec{k}^* &= \arg \min \mathcal{Q}_{\vec{\varphi}}(\vec{k}_i), \\ \vec{k}_i &\in \{\vec{k}_i\}, \end{aligned} \quad (2.49)$$

где

$$\mathcal{Q}_{\vec{\varphi}}(\vec{k}_i) = 2\vec{\varphi}^T \mathbf{G} \vec{k}_i + \vec{k}_i^T \mathbf{G} \vec{k}_i. \quad (2.50)$$

Отыскание вектора \vec{k}^* по существу является устранением неоднозначности фазовых измерений.

При таком подходе к устранению неоднозначности не требуется, чтобы хотя бы одна из фазометрических баз обеспечивала однозначное пеленгование в рабочем секторе. Сектор однозначного пеленгования определяется всей совокупностью баз и находится из соотношения

$$\Delta v_{\text{одн}} h_x = \vec{e}, \quad (2.51)$$

где $\Delta v_{\text{одн}}$ – интервал однозначного измерения параметра $v = \sin \alpha$,

\vec{e} – вектор взаимно простых целых чисел.

Вектор \vec{e} определяет структуру антенной системы пеленгатора.

После устранения неоднозначности оценку $v = \sin \alpha$ найдём по формуле (2.47) заменив в ней \vec{k}_i на \vec{k}^* . По существу, оценка v^* представляется этой формулой в виде взвешенной суммы совокупности всех измеренных разностей фаз с учётом полных периодов,

$$v^* = \vec{q}^T (\vec{\varphi} + \vec{k}^*), \quad (2.47)$$

где $\vec{q}^T = \frac{\vec{n}_x^T \mathbf{B}_{\vec{\varphi}}^{-1}}{\vec{n}_x^T \mathbf{B}_{\vec{\varphi}}^{-1} \vec{n}_x}$ – вектор весовых коэффициентов, зависящий от структуры

антенной системы и корреляционной матрицы погрешностей фазовых измерений.

Из формулы (2.47) найдем дисперсию оценки синуса пеленга

$$\sigma_{v^*}^2 = \frac{1}{(2\pi)^2} \cdot \frac{1}{\vec{n}_x^T \mathbf{B}_\Phi^{-1} \vec{n}_x}. \quad (2.48)$$

Последнее выражение приобретает наглядный вид, если фазовые погрешности на измерительных базах независимы и имеют равные дисперсии σ_Φ^2 ,

$$\sigma_{v^*}^2 = \frac{1}{(2\pi)^2} \cdot \frac{\sigma_\Phi^2}{\sum_{i=1}^n \vec{n}_{x_i}^2}. \quad (2.49)$$

В формулах (2.48), (2.49) среднеквадратичная погрешность измерения разности фаз σ_Φ выражена в радианах. Из последней формулы видно, что среднеквадратичная погрешность измерения величины $v = \sin \alpha$ обратно пропорциональна некоторой эквивалентной фазометрической базе

$$l_\Sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^n l_i^2},$$

а не базе $l_n < l_\Sigma$, как при использовании метода уточнений, что свидетельствует о повышении точности измерений.

Обобщённая структурная схема пеленгатора, реализующего метод максимального правдоподобия, представлена ниже (см. Рисунок 2.64). На схеме Φ_i – фазометры, УУН – устройство устранения неоднозначности измерений. На схеме показано, что как устранение неоднозначности фазовых измерений, так и последующая оценка пеленга выполняются по совокупности всех измеренных разностей фаз.

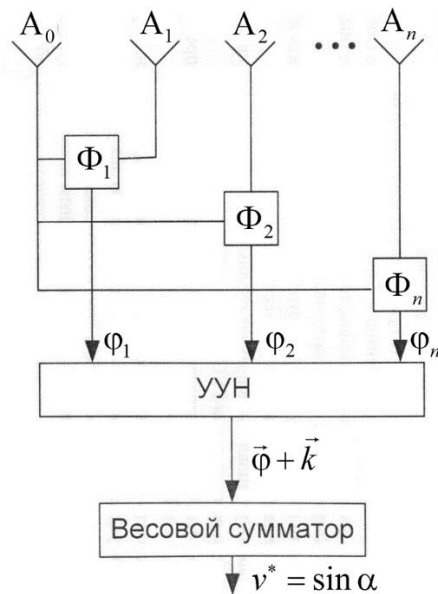


Рисунок 2.64 – Обобщённая структурная схема пеленгатора, реализующего метод максимального правдоподобия

3 РАДИОЭЛЕКТРОННОЕ ПРОТИВОДЕЙСТВИЕ

3.1 Классификация методов РЭП

Радиоэлектронное противодействие – комплекс мер по нарушению работы и снижению эффективности радиоэлектронных средств противника. Противодействие осуществляется следующим образом [11]:

1. Постановка помех РЭС противника;
2. Применение ложных РЛ целей и ловушек;
3. Воздействие на среду РРВ (ядерный взрыв, ионизация, распыление проводящего материала, например, графита);
4. Подавление (выводит из работы РЭС противника), в частности, огневое поражение противника

Классификационные признаки средств РЭП:

1. Место размещения:
 - на земле;
 - на корабле;
 - на самолете (на защищаемом самолете или на специальном самолете РЭП);
2. Характер подавления:
 - физическое уничтожение;
 - информационное подавление;
3. Характер применения средств РЭБ:
 - одноразовые (расходуемые, например, надувной шар в космосе);
 - многоразовые (нерасходуемые) – многоразового применения, например, передатчики помех;
4. Различают активные (устройства, содержащие источник энергии – разного рода излучения) и пассивные помехи (ложные цели, изменение среды распространения);
5. Назначение средств РЭП:
 - выведение из строя центров управления, линий связи, РЛС;
 - подавление отдельных подсистем локаторов (система, уводящая в сторону систему углового сопровождения, по скорости, по дальности);
 - срыв сопровождения цели.

Приведенные признаки классификации не разделяют средства РЭП на непересекающиеся классы. Например, одно и то же средство может быть одноразовым и пассивным (активным).

Искусственно создаваемые для целей РЭП помехи называют преднамеренными. Преднамеренные помехи классифицируют по целому ряду признаков. Активные помехи могут быть маскирующими или имитационными (имитирующими). Имитирующие помехи служат для внесения ложной информации в подавляемое средство. По своей структуре они подобны полезным сигналам и рассчитаны на отвлечение внимания оператора (автомата) от реальных целей (см.Рисунок 3.1).

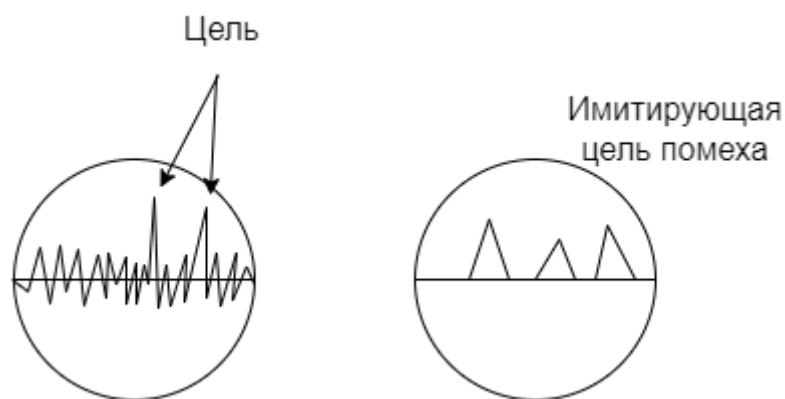


Рисунок 3.1 – Имитирующие помехи

Маскирующие помехи (имеет целью затруднить обнаружение или измерение координат целей). Маскирующие помехи делят на:

1. Заградительные;
2. Прицельные.

Могут быть заградительные помехи по частоте, углу (направлению), времени.

Ниже показан спектр сигнала подавляемой РЭС, спектр прицельной по частоте помехи (передатчик помех настроен на частоту РЭС, спектр помехи незначительно шире спектра РЭС) и спектр заградительной по частоте помехи (см.Рисунок 3.1). Он значительно шире спектра РЭС.

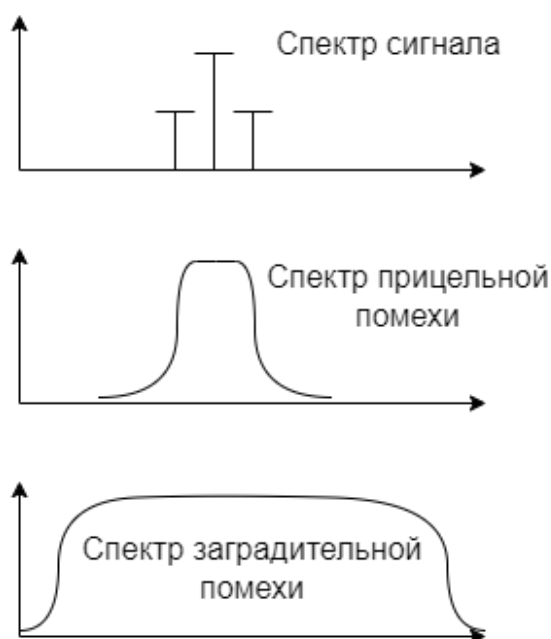


Рисунок 3.2 – Спектр прицельной и заградительной помех в сравнении со спектром сигнала

3.2 Общие сведения о станциях активных шумовых помех

Ниже приведена схема (см.Рисунок 3.3), отображающая возможные виды помех.

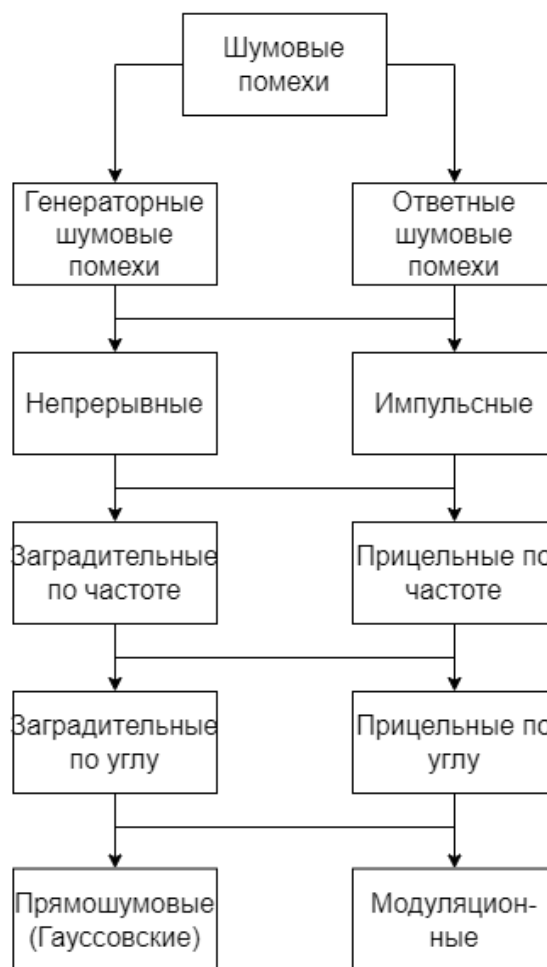


Рисунок 3.3 – Возможные виды помех

Генераторные шумовые помехи – включаются оператором. Ответные шумовые помехи – включаются автоматически в ответ на появление сигнала.

Самой важной характеристикой станций активных помех (САП) любого вида, является энергетический потенциал, под которым понимается произведение излучаемой мощности на коэффициент усиления передающей антенны. Всякая САП строится по схеме, приведенной на Рисунок 3.4.

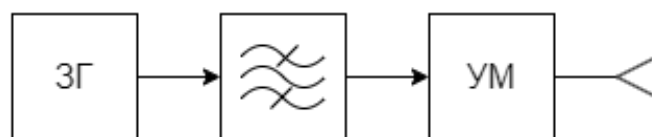


Рисунок 3.4 – Структурная схема САП

Усилители мощности строятся, в основном, на лампах бегущей волны, потому что они позволяют получить большую мощность (до 10 кВт) в малом объеме, имеют высокий КПД (до 70 %) и способны быстро перестраиваться по частоте. Упрощенная схема ЛБВ приведена на Рисунок 3.5.

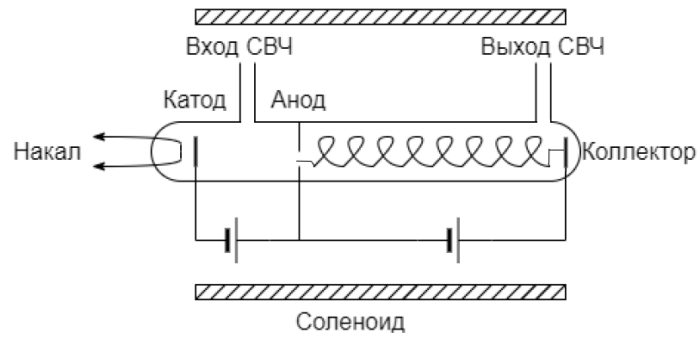


Рисунок 3.5 – Лампа бегущей волны

Генерация колебаний происходит при определенном напряжении на замедляющей системе (спирали) относительно катода (в зоне генерации).

В зоне генерации в зависимости от напряжения изменяется фаза выходного сигнала по отношению к входному.

$$U_{\text{вх}} = U_0 \cos(\omega t);$$

$$U_{\text{вых}} = U_1 \cos(\omega t - \Delta\phi);$$

$$U_{\text{вых}}(t) = U_1 \cos(\omega t - kU);$$

Положим, что напряжение на спирали U – линейно изменяющееся (пилообразное), $U = at$. Тогда

$$U_{\text{вых}}(t) = U_1 * \cos(\omega t - ka) = U_1 * \cos\{(\omega - ka)t\}.$$

На ЛБВ подаем пилообразное напряжение, частота изменяется, зависит от наклона модулирующей пилы.

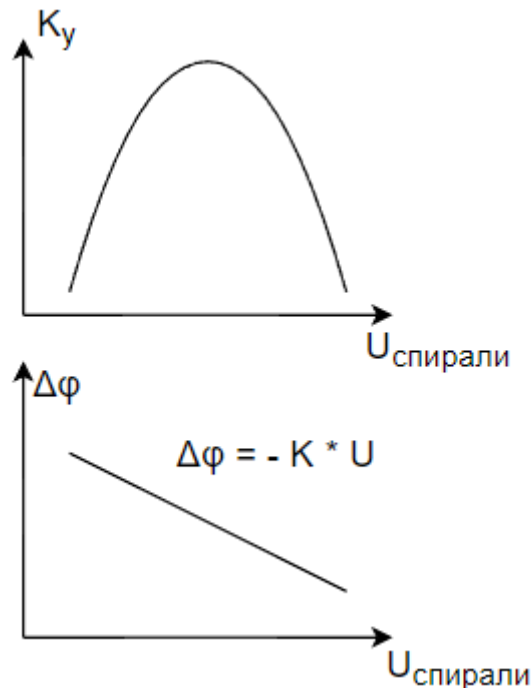


Рисунок 3.6 – Фаза выходного сигнала по отношению к входному

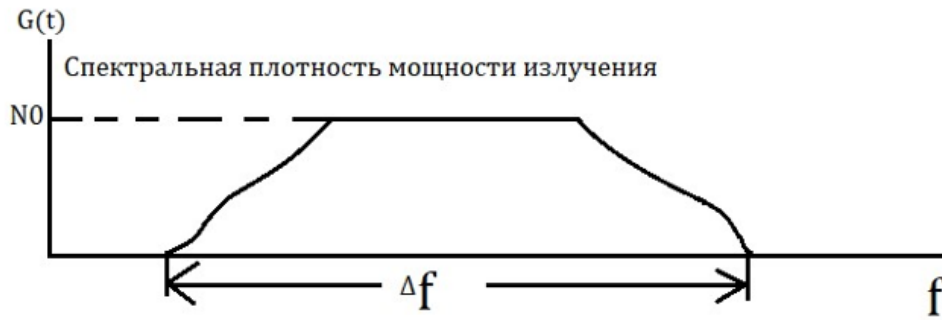


Рисунок 3.7 – Спектральная плотность мощности излучения

Важнейшей характеристикой САП является энергетический потенциал $P_u G_u$, где P_u – излучаемая мощность

$$P_u = \int_0^{\infty} G(f) df,$$

где $G(f)$ – энергетический спектр помехи (спектральная плотность мощности излучения).

Эффект от САП зависит от плотности потока мощности помехи на антенне подавляемого средства в полосе пропускания его приёмников.

$$\Pi = \frac{P_u * G_u}{4\pi R^2};$$

$$G_u = \frac{4\pi}{\theta_T}.$$

Допустим, диаграмма направленности имеет раскрыв 60 градусов в ортогональных плоскостях. Тогда плотность потока мощности у подавляемой РЛС:

$$\Pi = \frac{P_u}{R^2 * \theta};$$

$$\theta_T = 1;$$

$$\Pi = \frac{P_u}{\theta R^2} = \frac{P_u}{R^2};$$

$$\Pi = \frac{P_u}{4\pi R^2} = \frac{16P_u}{R^2}.$$

Уменьшение угла излучения существенно увеличивает плотности потока мощности помехи у подавляемого объекта.

Применяемые антенны для создания направленности:

1. Зеркальные – это поворотные антенны. Они могут быть не всегда уместны, так как для поворота в нужное направление нужно время.

2. Многолучевые антенные решетки. Эквидистантные линейные решетки могут иметь ряд независимых лучей. Для этого между элементами решетки и ее выходами включается диаграммообразующая схема, как показано на рисунке. Диаграммообразующие устройства строятся по схемам Батлера или Бласа. Количество лучей равно количеству антенных элементов и равно степени числа два. Ширина луча определяется размером решетки в целом.

3. Многолучевые САП могут быть построены также на основе линзы Лüneберга.

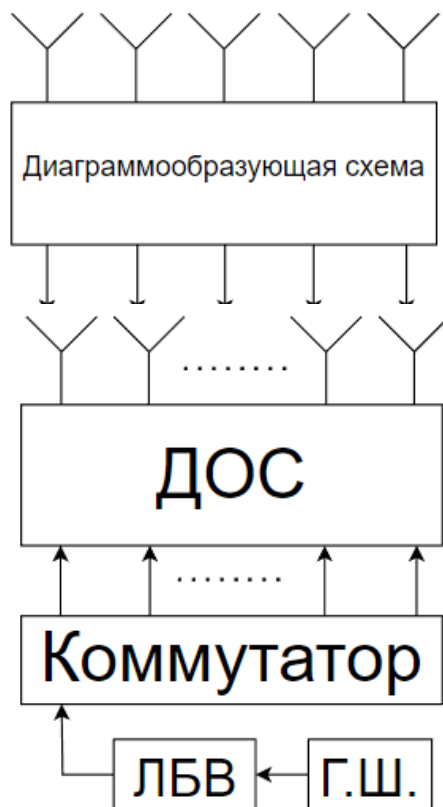


Рисунок 3.8 – Многолучевая антенная решётка

3.3 Генераторные шумовые помехи

3.3.1 Прямошумовые помехи

Шумовые помехи делятся на генераторные и ответные. Отличительная особенность генераторных – они включаются оператором. Генераторные делятся на прямошумовые и модуляционные.

Прямошумовые помехи создаются по элементарной схеме, представленной на рисунке (см.Рисунок 3.9). На схеме ГБШ – генератор белого шума, ОГР – амплитудный ограничитель.

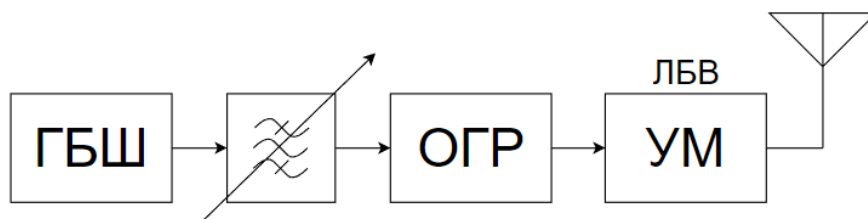


Рисунок 3.9 – Структурная схема генератора прямошумовых помех

Энергетический потенциал:

$$P_u G_u = N_0 \Delta f \frac{4\pi}{\theta_A}$$

Если сигнал узкополосный, то есть

$$\frac{\Delta f}{f_0} \ll 1,$$

создаваемый сигнал можно представить в виде гармонического колебания со случайными амплитудой и начальной фазой:

$$u_n = U_n(t) * \cos(\omega_0 t - \phi(t)).$$

Огибающая этого колебания подчиняется Релеевскому закону

$$W(U) = \frac{U}{\sigma^2} * \exp\left(\frac{-u^2}{2\sigma^2}\right), U \geq 0;$$

$$\sigma_U = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}}.$$

Устройство, которому мы создаем помеху, оно как правило оптимизировано к воздействию нормального белого шума (потому что собственный шум – это нормальный белый). Помеха действует также, как и внутренний шум и получается, что устройство, оптимизировано к этой помехе. Режим излучения нормального шума – это режим невыгодный энергетически.

$$P(U_n \leq 3\sigma) = 0.997.$$

Вероятность того, что СКО шума будет превышено в три раза равна 0.003, чтобы шум был нормальным процессом, весь усилительный тракт должен быть линейным. Линейность – это режим невыгодный энергетически. В схему включается ограничитель (см.Рисунок 3.10).

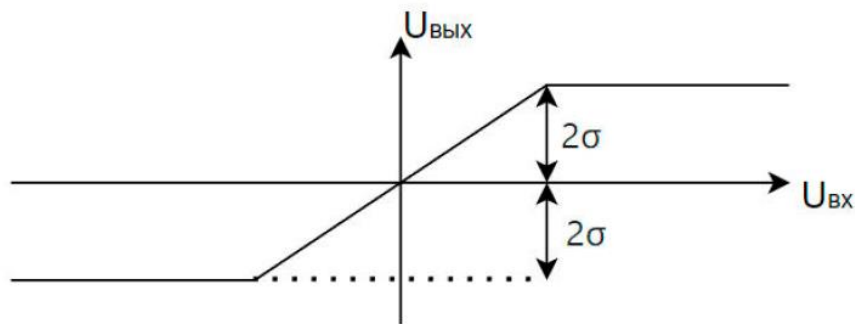


Рисунок 3.10 – Амплитудная характеристика ограничителя

Случайный процесс ограничивается на уровне два сигма. Получается процесс, который распределен по другому закону (см.Рисунок 3.11).

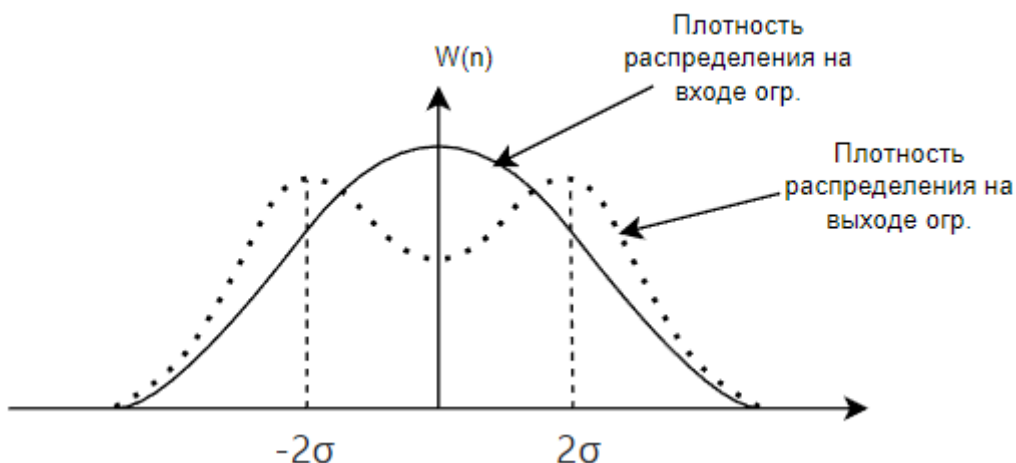


Рисунок 3.11 – Плотность распределения вероятности процесса сгенерированного шума

Если на входе ограничителя у нас было нормальное распределение, то на выходе (см.Рисунок 3.11). Речь идет о распределении не амплитуды, а самого сигнала, хотя распределение амплитуды (оггибающей) также изменяется. Плохо то, что мы вводим

нелинейность, а ограничитель – это нелинейность, так как изменяется спектр помехи. Появляются гармоники. Они вне полосы того источника, который мы давим.
Рассмотрим схему шумовой генераторной помехи (см.Рисунок 3.12).

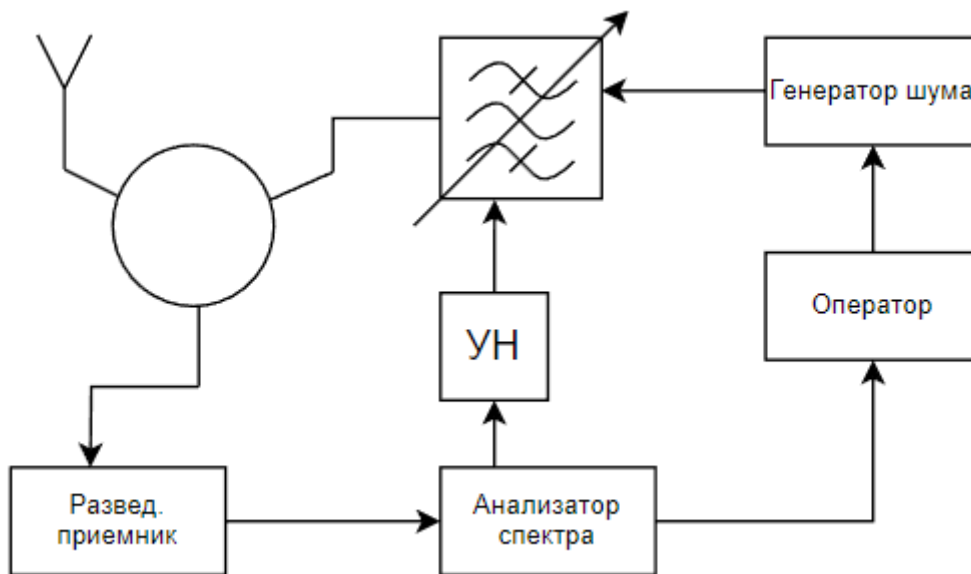


Рисунок 3.12 – Схема, основанная на использовании Y-циркулятора

Y-циркулятор – это ферритовое СВЧ устройство. Он отличается тем, что сигнал распространяется по кольцу только в одну сторону.

Сигнал приходит на вход 1 и распространяется на вход 2 и не распространяется на вход 3.

Идея такая: ко входу 2 подключен разведывательный приемник. На выходе приемника – анализатор сигналов. АС – это анализатор сигналов, но можно назвать и анализатор спектра. Он должен определить несущую. К входу 3 подключается генератор помех. УН – устройство настройки, АС перестраивает фильтр на нужную частоту. ГШ – генератор шума (помех). У нас помеха генераторная, она должна включаться оператором. Оператор наблюдает за АС, и когда надо – включает коммутатор, который соединен с генератором шума.

3.3.2 Модуляционные шумовые помехи

Модуляционные шумовые помехи – это помехи, распределение которых отличается от нормального. Помеха создается путем амплитудной и фазовой модуляции гармонического колебания. Схема генератора помех, реализующая эту идею (см.Рисунок 3.13):

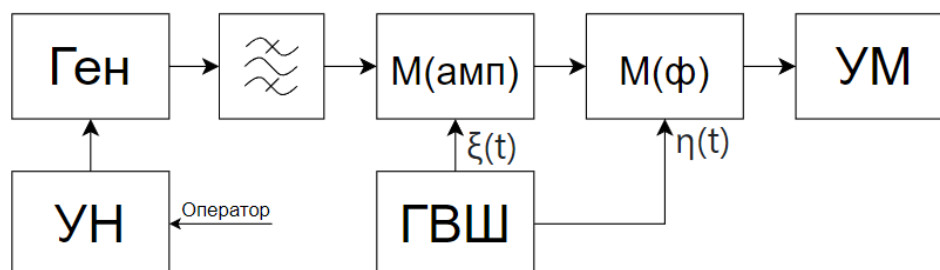


Рисунок 3.13 – Структурная схема генератора модуляционных шумовых помех

ЗГ – задающий генератор, он перестраивается с помощью УН (устройство настройки), которым руководит оператор. От ЗГ сигнал поступают на два модулятора (M1 и M2). Один модулятор модулирует сигнал по амплитуде, другой по фазе. На эти

модуляторы сигнал поступает с элемента, который обозначен как генератор виде шума (ГВШ). Один сигнал с ГВШ поступает на амплитудную модуляцию (М1), а второй на фазовую модуляцию (М2). УМ – усилитель мощности, после него антенна. Так или иначе в схеме должен быть приемник, который дает оператору данные для того, чтобы производить настройки. Сигнал, который излучается можно записать так:

$$u(t) = U_0(1 + m_1 \xi(t))\cos(\omega_0 t - m_2 \eta(t)).$$

Виде шум модулирует сигналы по амплитуде, а раз по амплитуде, то ширина спектра модулируемого колебания вдвое больше, чем ширина спектра модуляции (см.Рисунок 3.14). Есть фазовая модуляция, в которой, по идее, спектр бесконечный (все зависит от того по какому уровню его измерять).

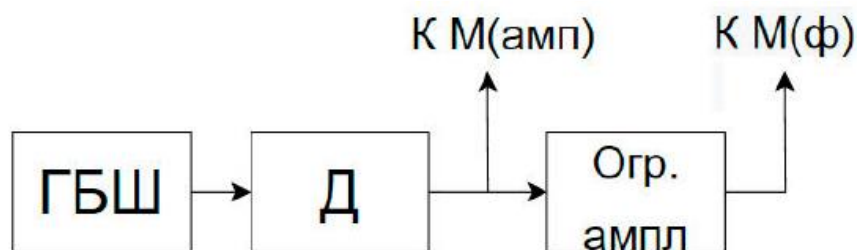


Рисунок 3.14 - Генератор виде шума

ГВШ – генератор белого шума. Нам нужно произвести АМ. Она производится при положительном напряжении, ставим фильтр полосовой и детектор – получаем виде шум на выходе детектора. Далее ограничиваем сигнал ограничителем амплитуды и получаем, в результате, два разных колебания. Одно из них используется для фазовой модуляции, другое – для амплитудной. Усилителем мощности часто используется ЛБВ, потому что это энергетически выгодно. Если изменять напряжение на спирали ЛБВ, то меняется фазовый сдвиг между входом и выходом. Если мы подаем на спираль линейно изменяющиеся напряжение, то мы изменяем частоту на выходе по отношению к тому, что на входе. Если крутизна изменяется, то мы получаем частотно- модулируемое колебание, а если мы изменяем амплитуду, меняется и выходная мощность, поэтому вся конструкция может быть выполнена на лампе бегущей волны (ЛБВ) (см.Рисунок 3.15).

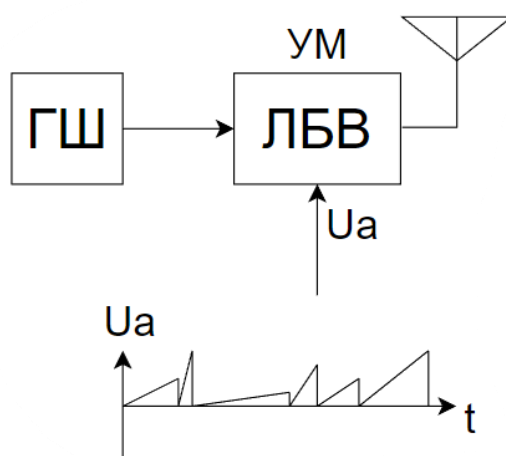


Рисунок 3.15 – Сигнал, подающийся на ЛБВ

ГШ – генератор шума. УМ – усилитель мощности. На спираль ЛБВ подается пилообразное напряжение. Сигнал $Ua(t)$ – это пила с изменяющейся крутизной (изменяется по случайному закону). Оно производит одновременно и фазовую, и амплитудную модуляцию.

3.4 Ответные шумовые помехи заградительные по углу

3.4.1 Ответные непрерывные шумовые помехи

Каждый приемник имеет на входе нелинейный элемент смеситель или детектор и, когда подается большой сигнал на вход этого приемника, то рабочая точка смесителя или детектора смещается и приемник теряет чувствительность. Он теряет способность принимать слабые сигналы. Настроится точно на частоту принимаемого сигнала сложно, поэтому используется шумовая помеха, имеющая достаточно широкий спектр.

Приемник РТР управляет станцией активных помех (САП, см.Рисунок 3.16). Заградительная по направлению, это значит, что ДНА САП широкая. Это приводит к тому, что энергетический потенциал небольшой, так как ДНА широкая. Применяется тогда, когда неизвестно, где РЛС, которую нужно подавить.

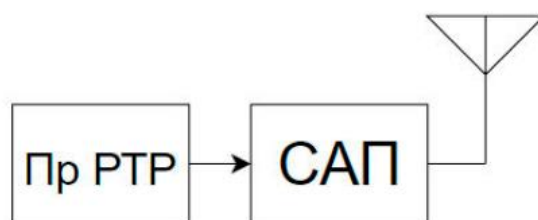


Рисунок 3.16 – Станция непрерывных ответных помех заградительных по углу

Возможные режимы излучения ответных шумовых помех:

1. Непрерывная помеха создается непрерывному сигналу. Подавляемый сигнал необязательно гармонический – это может квазинепрерывный сигнал, а может сигнал с частотной модуляцией, может с фазовой. Помеха создается в виде шума, пока сигнал действует, действует и помеха (см.Рисунок 3.17).

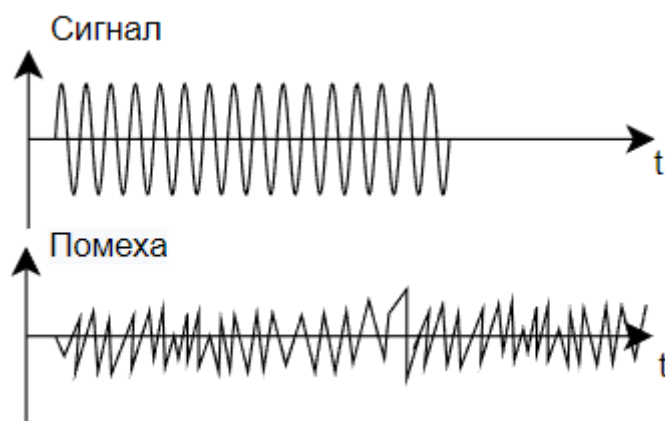


Рисунок 3.17 – Создание помехи для непрерывного сигнала

2. Сигнал имеет вид пачки импульсов. От локатора со сканирующей диаграммой, мы принимаем сигнал в виде пачки импульсов (см.Рисунок 3.18).

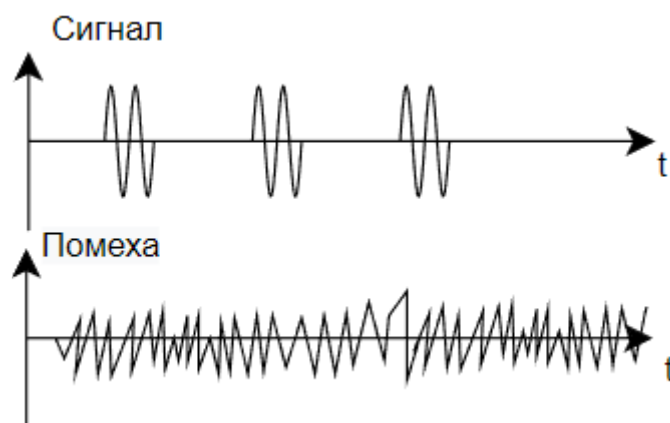


Рисунок 3.18 – Создание помехи для импульсного сигнала

Непрерывная шумовая помеха начинается, где начинается пачка.

В качестве станций ответных шумовых помех можно применять любую из схем генераторных шумовых помех, если поставить ее в специальный режим: генерация должна начинаться в момент приема сигналов от разведывательного приемника и заканчиваться в момент окончания приема. Но известны и специальные схемы для создания ответных шумовых помех. Приводится одна из них (см.Рисунок 3.19).

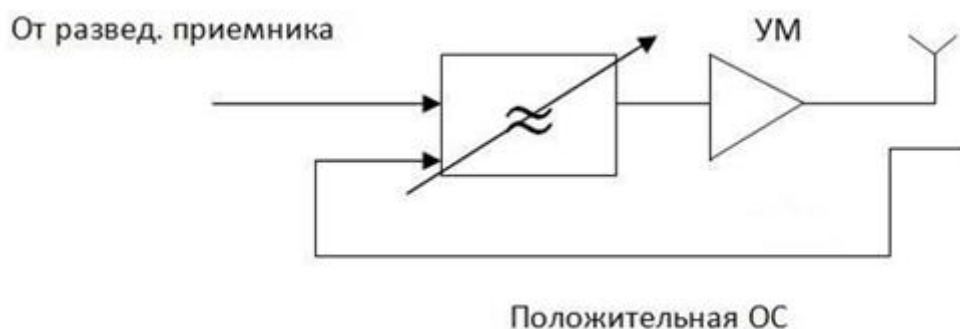


Рисунок 3.19 – Схема с положительной обратной связью (ОС)

Ответная помеха управляется сигналами от разведывательного приемника. Сигнал поступает на фильтр (перестраиваемый) и дальше на усилитель мощности (ЛБВ) и излучается. Изюминка схемы – цепь ОС (положительная). Если положительная ОС сильная, то это получается практически автогенератор. Автогенератор, генерирует колебания в полосе фильтра. Есть два возможных режима:

1. Имеется ПОС, но она не такая сильная чтобы это был автогенератор, но достаточно сильная для обеспечения регенеративного приема. Когда приходит сигнал на вход, он усиливается и искажается за счет нелинейности. Получается, что на выходе пока сигнал существует, имеется шум в полосе фильтра, но фильтр должен настраиваться от сигнала приемника.

2. Приходящий сигнал замыкает цепь ОС. Здесь выполняются условия генерации, и схема превращается в автогенератор, который генерирует колебания в полосе фильтра

3.4.2 Ответные импульсные шумовые помехи

Ответные помехи создаются на каждый принятый импульс. Современные средства связи и средства РЛ, могут строится так, что частота сигнала меняется от импульса к импульсу.

ППРЧ – псевдослучайная перестройка радиочастоты. До 1000 изменений частоты в секунду. Это реализуется, когда задающий генератор выполняется в виде синтезатора

частоты. Частота этого генератора соответствует коду, который поступает на вход. Возникает необходимость создавать помеху на каждый импульс. Ниже приведена структурная схема генератора ответных импульсных помех (см.Рисунок 3.20).

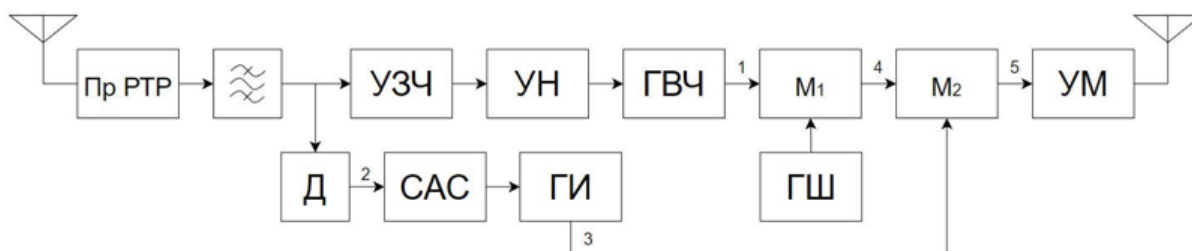


Рисунок 3.20 – Структурная схема генератора ответных импульсных помех

Сигнал поступает на вход разведывательного приемника и с него на устройство запоминания частоты (УЗЧ). От УЗЧ сигналы поступают на устройство настройки (УН) и от УН на задающий генератор (ЗГ). Мы приняли сигнал, измерили его частоту и создаем колебание с такой же частотой, как мы приняли, а нам надо создать помеху. С ЗГ подаем сигналы на модулятор М1, где из гармонического сигнала получается случайный сигнал, и далее на другой модулятор, где создаются импульсы. С выхода разведывательного приемника протектированные сигналы (уходим от радиочастоты) подаем на САС – систему анализа сигналов. САС – устройство или блок, которое измеряет частоту повторения и длительность импульсов. Генерируем сигналы с большей длительностью и той же частотой повторения с помощью генератора импульсов (ГИ). Этими импульсами модулируем случайный процесс. ГШ – генератор видеошума, представляющего собой огибающую нормального случайного процесса. Далее усилитель мощности и излучается помеха.

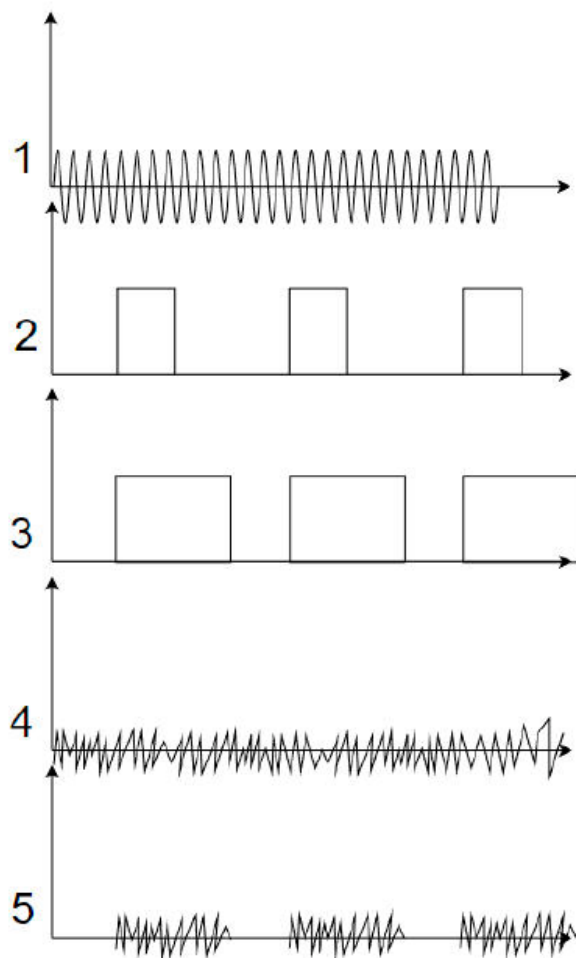


Рисунок 3.21 – Эпюры напряжений в схеме наРисунок 3.20

Номерам соответствуют следующие эпюры:

1. Гармоническое колебание с частотой, подавляемой РЭС;
2. Продетектированные входные импульсы (на выходе развед. приемника);
3. Огибающая тех сигналов, которые мы излучаем (имеют большую длительность и тот же период повторения, что и принимаемые сигналы);
4. Непрерывный случайный процесс;
5. Шум, который имеет длительность, большую, обычно, чем принимаемый сигнал. Это шумовая ответная помеха.

3.4.3 Хаотичная импульсная помеха

Это помеха на той же частоте, на которой мы приняли импульс, но не в виде одного импульса, а в виде серии импульсов с изменяющимся периодом повторения. Это маскирующая помеха, маскирует полезный сигнал.

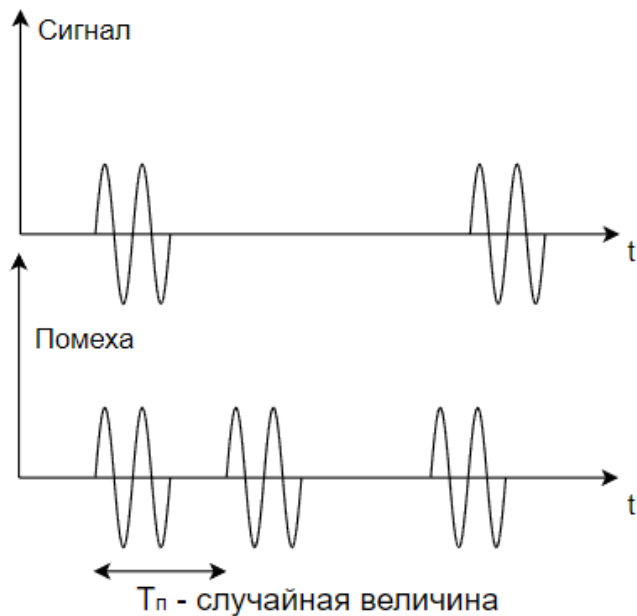


Рисунок 3.22 – Хаотичная импульсная помеха при наличии принятого сигнала

3.5 Ответные шумовые помехи прицельные по углу

3.5.1 Многолучевые антенные решётки

Общая схема организации ответных шумовых помех прицельных по углу представлена на Рисунок 3.23.



Рисунок 3.23 – Структурная схема станции ответных шумовых помех, прицельных по углу

САП – станция активных помех. Диаграмма направленности антенны должна быть узкой.

Нужно создавать помеху быстро в заданном направлении. Такая помеха может быть создана с помощью многолучевой антенной решетки. Принимать сигналы нужно из широкого сектора углов, для этого также используется многолучевая антенная решетка (см.Рисунок 3.24).

ДОС – диаграммобразующая схема. Сколько входов столько выходов. Это развязанные лучи. Должно быть 2^n выходов и 2^n элементов антенны. Столько лучей сколько антенных элементов. Каждый луч – это выход антенной решетки. Если на приемную решетку сигнал пришел с выхода 1, то известно, что в эту сторону надо направлять помеху. Должна быть еще одна решетка, такая же, и на нее подается сигнал от станции активных помех. Генератор активных помех будем с помощью коммутатора подключать к тому входу решетки передающей, которая соответствует принятому сигналу. На выходе детекторов коммутаторы. Диоды, чтобы из высокочастотного сигнала делать видеосигнал, потому что, если мы хотим управлять чем-то мы должны

управлять видеосигналом. Далее ставится генератор шума. С генератора подаем сигналы на коммутаторы. Коммутаторы подключают генератор шума через усилители к соответствующим входам передающей решетки. Управляющая ЭВМ включает те усилительные каналы, в которых на приемной решетке есть сигнал. Усилитель – ЛБВ. Если возникает сигнал в каком-то приемном канале, в том направлении откуда сигнал пришел, производится излучение. Схема может быть дополнена устройством управления коммутатором, который подключает генератор помех к нужному входу антенной решеток.

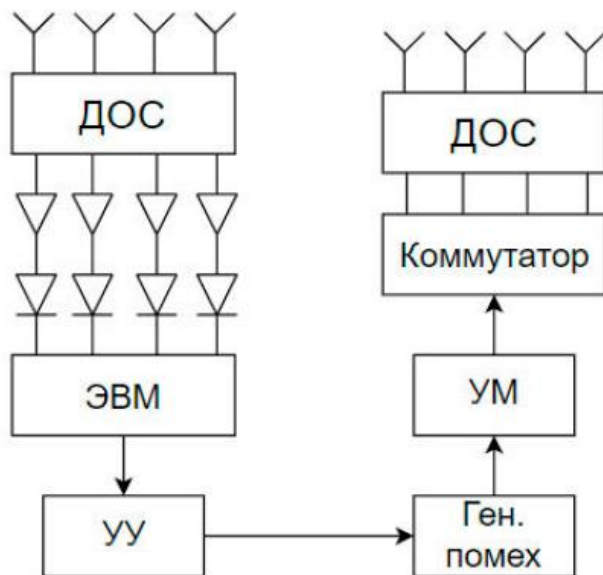


Рисунок 3.24 – Вариант построения ответной прицельной по углу помехи

Допустим, имеется эквидистантная линейная решетка из m элементов, расстояние между ними d . Запишем формулу ДН антенной решетки. Форма ДН приведена на Рисунок 3.25.

$$E(\theta) = \left[\frac{\sin \left[\frac{Nkd}{2} (\sin(\theta) - \sin(\theta_0)) \right]}{N \sin \left(\frac{kd}{2} (\sin(\theta) - \sin(\theta_0)) \right)} \right];$$

$$\arg E(\theta) = \sin(\theta) - \sin(\theta_0);$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda}.$$

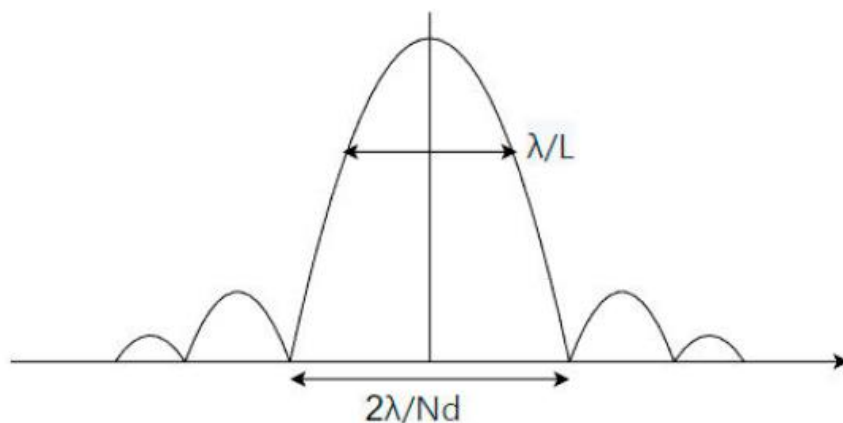


Рисунок 3.25 – Диаграмма направленности антенной решетки

Ширина диаграммы зависит от длины решетки. Действительно, первые нули диаграммы имеют место когда

$$\frac{Nkd}{2}(\sin(\theta) - \sin(\theta_0)) = \pm\pi,$$

Откуда ширина диаграммы направленности по нулям

$$\sin(\theta) - \sin(\theta_0) = \frac{\lambda}{Nd}.$$

3.5.2 Решётки Ван-Атта

Решетка Ван-Атта – устройство, которое без настройки переизлучает помеху в том направлении, из которого пришел сигнал. Вспомним вначале, как работает фазированная антенная решетка. Схема приемной решетки представлена на Рисунок 3.26.

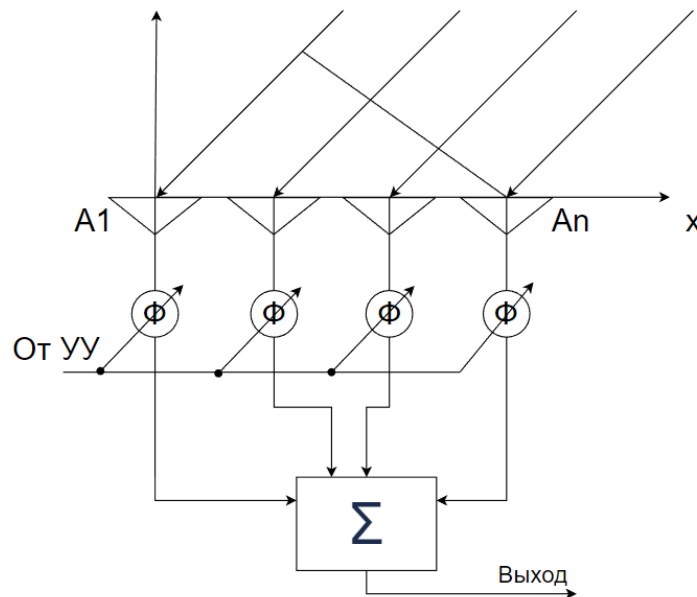


Рисунок 3.26 – Схема приёмной решётки

Фазовращатели обеспечивают синфазное суммирование сигналов, пришедших с заданного направления

Фаза принимаемого сигнала в точке x решетки:

$$\phi_{\text{пр}}(x) = 2\pi \frac{x}{t} \sin(\alpha) + \phi_0.$$

Соответствующий сигнал:

$$u(t, x) = U_{\text{пр}} * \cos(\omega_0 t - \phi_{\text{пр}}(x)).$$

Вносим фазовращателями такие фазовые сдвиги, чтобы сигналы со всех каналов складывались синфазно:

$$\phi_{\text{пр}}(x) + \phi_{\text{вн}}(x) = \text{const}.$$

Это обеспечивает максимум сигнала, приходящего с выбранного направления. Если при работе на прием фаза сигнала в антенне $A1$ отстает на некоторую величину от фазы в антенне A_n , то при работе на передачу (в обратном направлении) она должна опережать ее на эту же величину. На этом основана схема решетки Ван-Атта, приведенная ниже. Длина линий передачи, соединяющих элементы решетки на Рисунок 3.27, должна быть одинаковой.

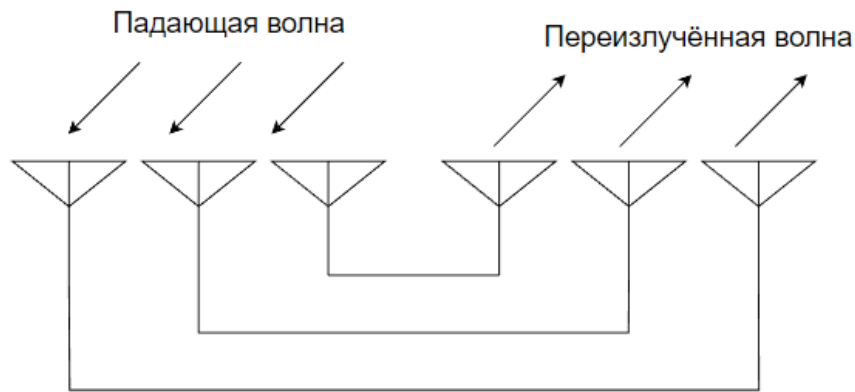


Рисунок 3.27 - Схема решётки Ван-Атта

3.5.3 Ответная (прицельная) шумовая помеха на решетке Ван-Атта
 Структурная схема САП на решетке Ван-Атта приведена на Рисунок 3.28.

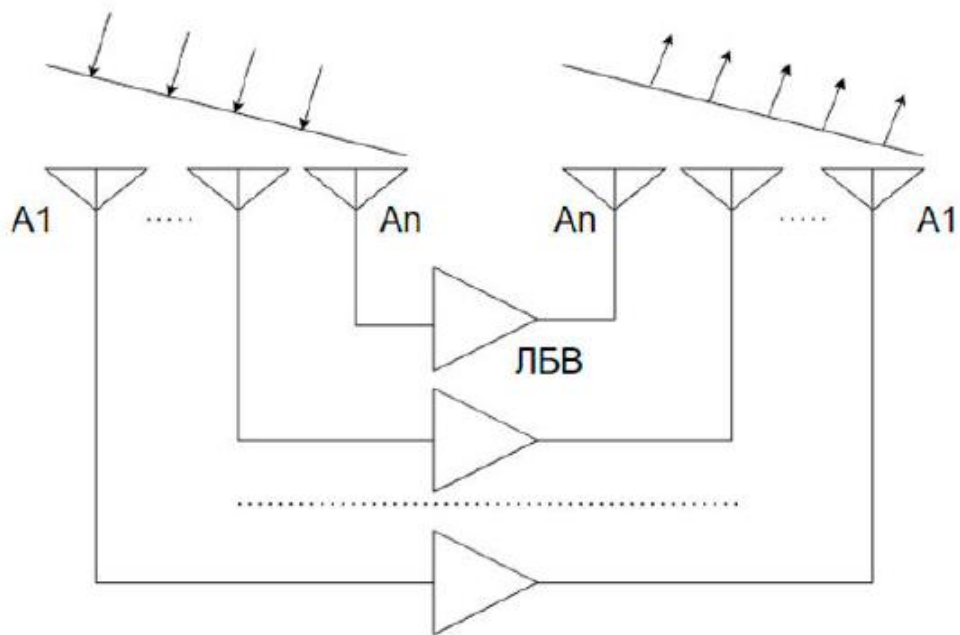


Рисунок 3.28 – Структурная схема САП на решётке Ван-Атта

Одни и те же элементы антенной системы можно использовать как на прием, так и на передачу, применяя Y-циркуляторы. Вариант схемы такой решетки приведен на Рисунок 3.29. В составе системы станция разведки, определяющая направление прихода сигнала.

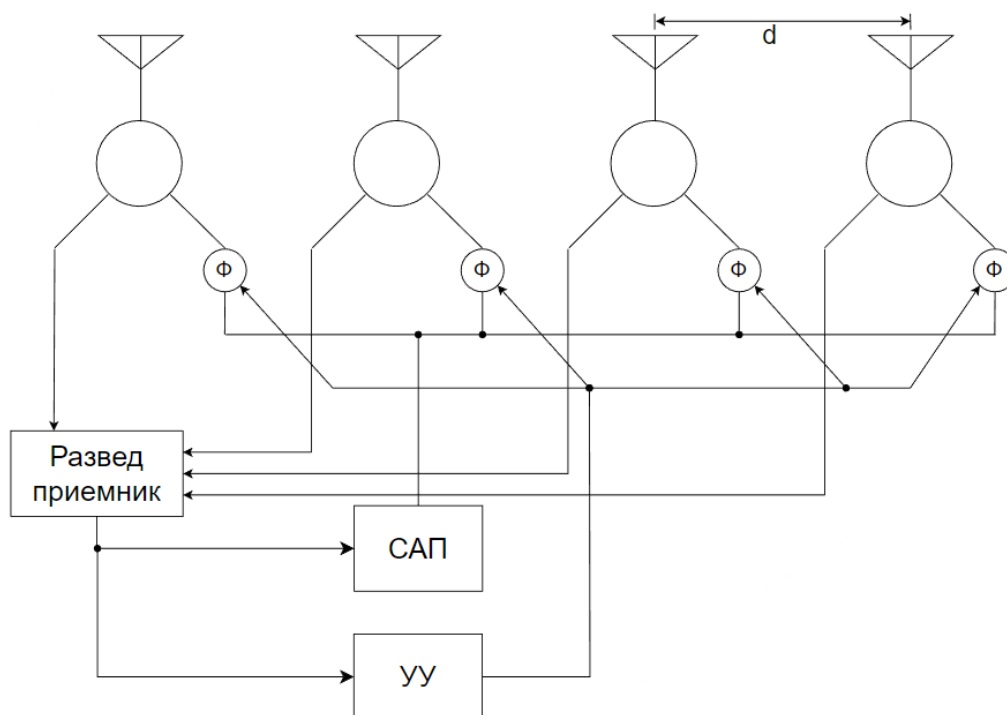


Рисунок 3.29 – Вариант схемы с Y-циркулятором

Фазовый сдвиг, вносимый фазовращателями:

$$\varphi = 4\pi \frac{x}{\lambda} \sin(\alpha).$$

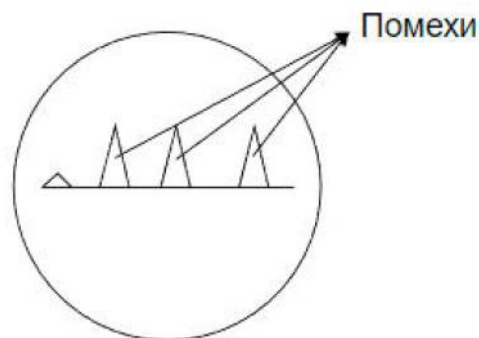
Эта величина складывается из разности фаз принимаемых сигналов на элементах решетки и вносимого фазового сдвига для переизлучения сигналов в обратном направлении.

Решетки Ван-Атта могут быть линейными или плоскими (чтобы управлять излучением в двух плоскостях).

3.6 Станция активных имитационных (прицельных) помех

3.6.1 Принцип действия

Помехи «сигналоподобные» создаются в ответ на принятый сигнал РЛС. Создают ложный сигнал, чтобы отвлечь оператора (или автомат) от истинной цели (см.Рисунок 3.30). Могут быть однократные, многократные.



Индикатор типа А

Рисунок 3.30– Сигналоподобные помехи на индикаторе

Уводящая (перенацеливающая) помеха уводит систему сопровождения от истинной цели (см.Рисунок 3.31). Помеха может быть уводящей по дальности, углу, скорости.

Типовая структурная схема создания уводящей помехи представлена на Рисунок 3.32. Для того, чтобы помеха была сигналоподобной, ее мощность не должна существенно превышать мощность полезного сигнала.

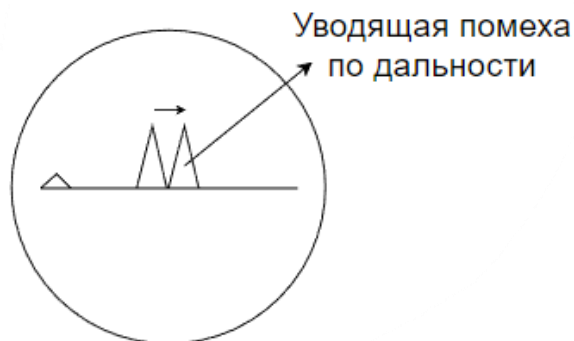


Рисунок 3.31 – Уводящая помеха на индикаторе

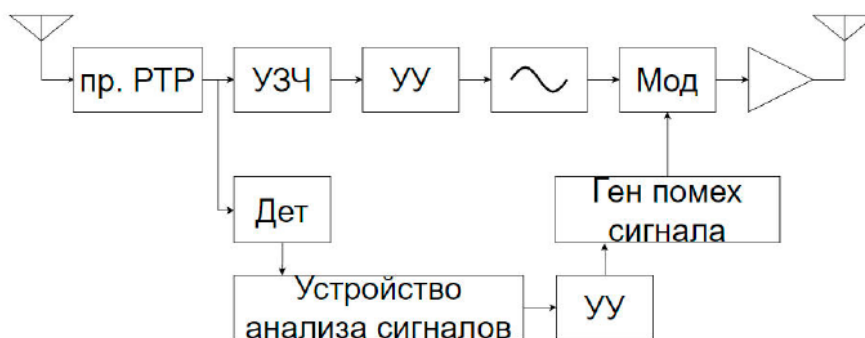


Рисунок 3.32 – Типовая структурная схема создания уводящей помехи

3.6.2 Помехи каналу дальности (уводящие)

Допустим, РЛС работает в режиме автосопровождения по дальности (в режиме непрерывного слежения за целью). Рассмотрим принципы формирования уводящей помехи по дальности. Обобщенная структурная схема автодальномера приведена на Рисунок 3.33.

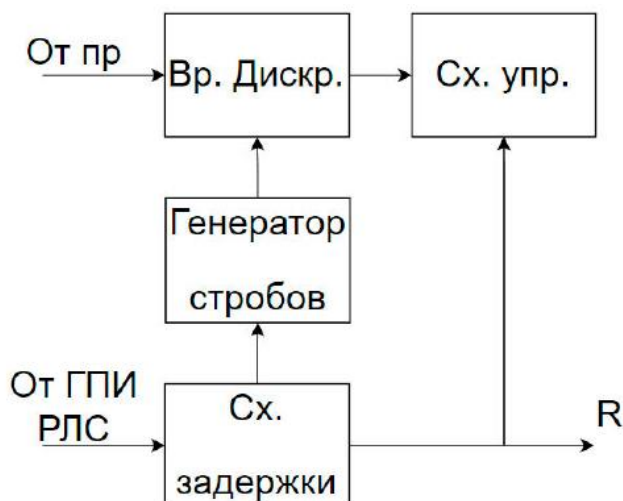


Рисунок 3.33 – Структурная схема автодальномера

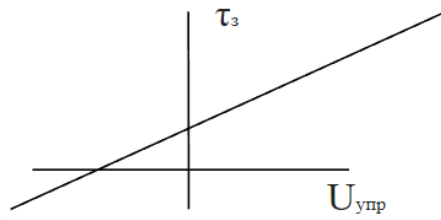
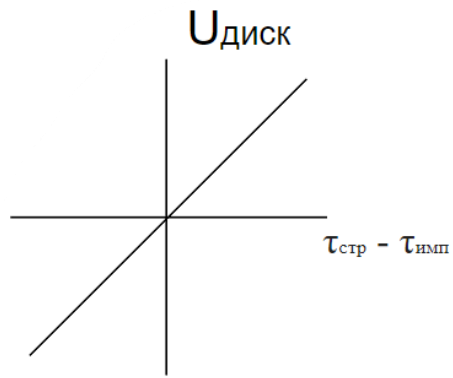


Рисунок 3.34 – Типовые зависимости в схеме автодальномера
Сигнал от цели перемещается относительно зондирующего сигнала.

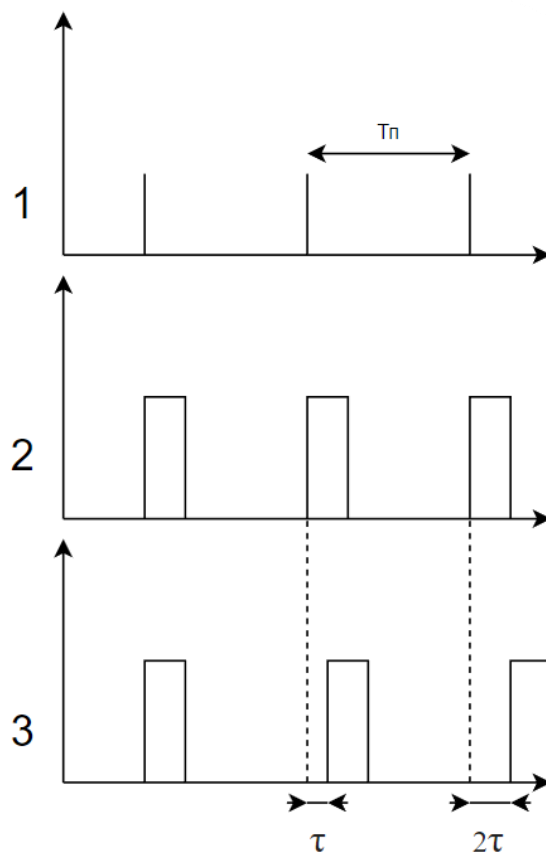


Рисунок 3.35 – Эпюры напряжений при перемещении цели

Создаем помеху, которая в первый момент времени совпадает с принятым сигналом, а потом будет сдвигаться относительно положения этого сигнала, медленно, чтобы система сопровождения успевала за ним следовать.

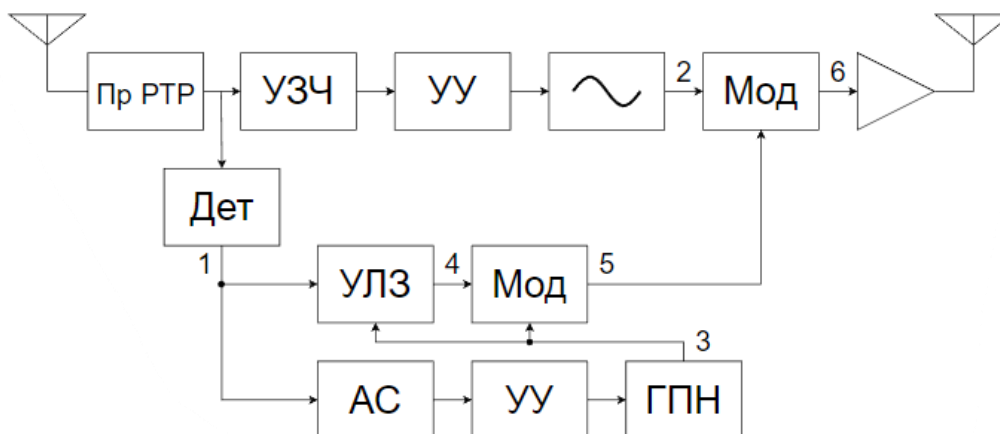


Рисунок 3.36 – Структурная схема генератора уводящей помехи

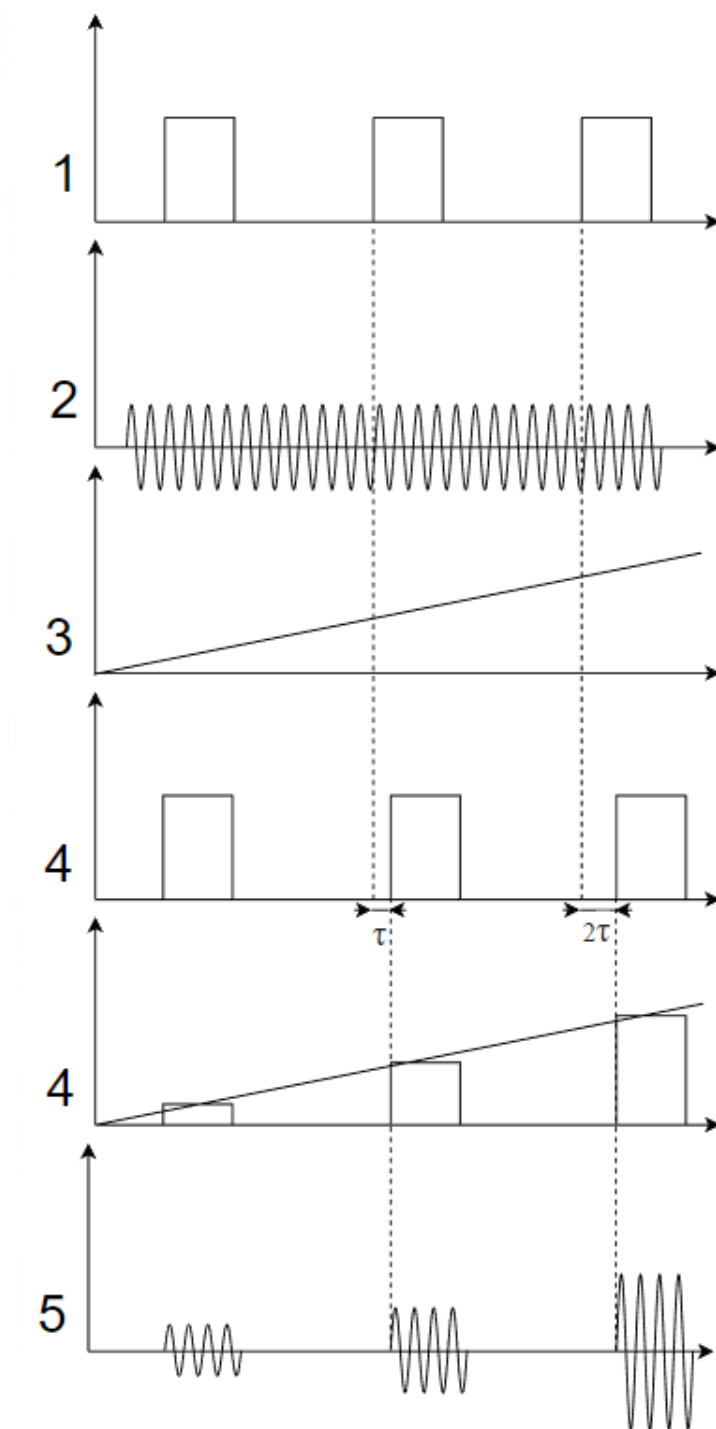


Рисунок 3.37 – Эюры напряжений для схемы генератора уводящей помехи

3.6.3 Генераторы ложных целей (ретрансляторы)

Запускают разные ложные цели, чтобы отвлечь противника от защищаемого объекта. Ложная цель должна иметь значительную ЭПР. Если это не реализуется, на ложной цели устанавливают передатчик ответных помех. Фактически, это ответные имитационные помехи. Надо переизлучить сигнал такой же, как и принятый.

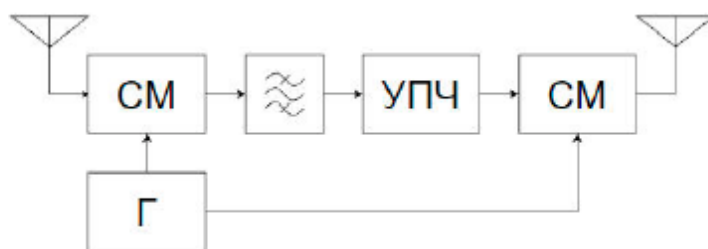


Рисунок 3.38 – Типовая схема генератора ложных целей

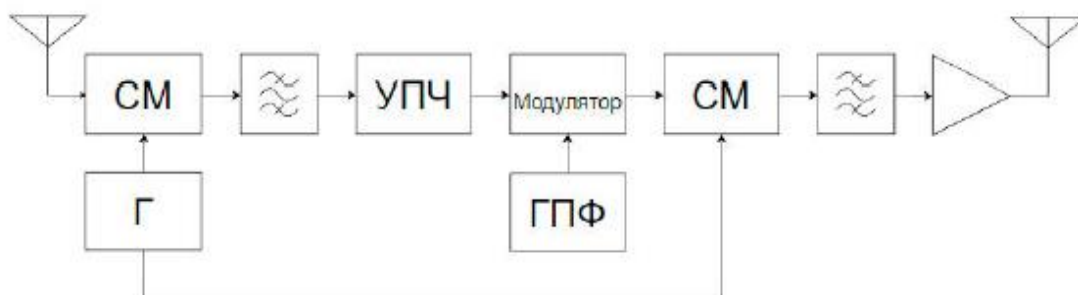


Рисунок 3.39 – Схема, отвечающая на сигналы сложной формы (ЛЧМ, ФКМ и др.)

Ложные цели создаются в воздухе, на земле и на море. Иногда их выстреливают на большие расстояния. Можно, например, создать имитацию ордера кораблей, конечно, более сложным устройством, чем ретранслятор.

3.6.4 Станции пространственно-разнесённых помех

Генераторы помех могут устанавливаться на защищаемом объекте, а могут размещаться в иной точке пространства, быть вынесенными от него. Виды пространственно разнесённых помех:

1. Маскирующие шумовые пространственно-разнесённые помехи;
2. Ложные цели;
3. Перенацеливающие помехи.

Типы носителей вынесенных источников помех:

1. Пилотируемые постановщики помех (коллективная защита боевых порядков);
2. Дистанционно-пилотируемые аппараты;
3. Медленно-опускающиеся ЛА (парашют, аэростат, воздушный шар с передатчиками одноразового действия);
4. Буксируемые радиолокационные ловушки;
5. Отстреливаемые снаряды и ракеты с передатчиками помех одноразового действия.

Передатчик помех – объект для самонаведения. Как сделать его менее уязвимым?

3.6.5 Когерентные помехи из двух пространственно-разнесённых точек

Когерентные колебания – это колебания, жестко связанные между собой по фазе. Если речь о помехах, которые создаются из разных точек пространства, то между ними устанавливаются определенные фазовые соотношения.

Если источник помех находится на защищаемом объекте, то возможно наведение на объект по излучаемым помехам. Когерентные помехи из разнесённых точек служат для того, чтобы исключить эту возможность или сильно уменьшить ее вероятность.

В изотропной среде пеленг на точечный излучатель определяется по нормали к фазовому фронту. На Рисунок 3.40 приведена поверхность равных фаз, где:

$$U(t, R) = U_0 \cos(\omega_0(t - \tau_3)) = U_0 \cos(\omega_0 t - \psi);$$

$$\tau_3 = \frac{R}{c};$$

$$\psi = \omega_0 * \frac{R}{c}.$$

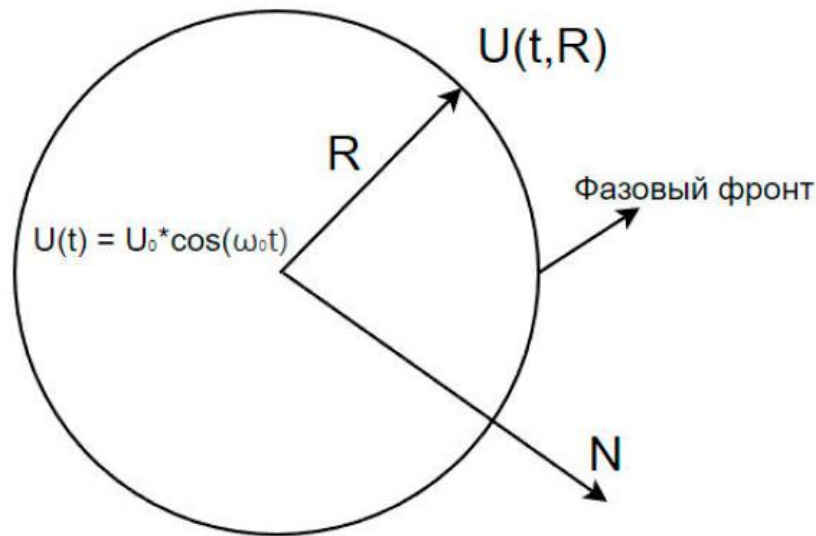


Рисунок 3.40 – Поверхность равных фаз точечного излучателя в изотропной среде распространения радиоволн

Из этого следует, что значение фазы зависит только от дальности до источника. Следовательно, поверхность равных фаз – это сфера. В однородной среде, пеленг – это нормаль к фазовому фронту.

Помеха создается из двух разнесенных на расстояние L точек, излучающих когерентные колебания. Расстояния от этих точек до точки наблюдения, соответственно, R1 и R2.

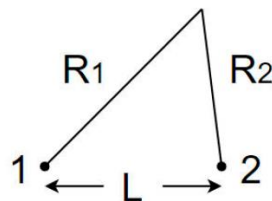


Рисунок 3.41 – Визуализация метода

Тогда поле в точке приёма будет определяться как:

$$U_{\Sigma} = U_1(t, x, y) + U_2(t, x, y),$$

а его фаза:

$$\Psi_{\Sigma} = \arctg \left(\frac{U_1 * \sin(\phi_1) + U_2 * \sin(\phi_2)}{U_1 * \cos(\phi_1) + U_2 * \cos(\phi_2)} \right).$$

На Рисунок 3.42 приведена векторная диаграмма сложения полей.

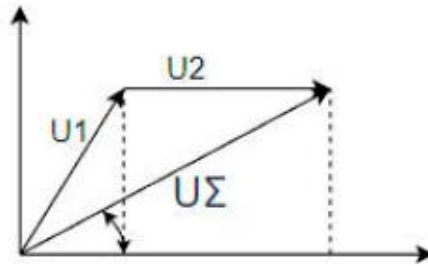


Рисунок 3.42 – Суммарное поле в векторной форме

Таким образом, фазовый фронт не является сферой. Получившаяся диаграмма направленности будет иметь вид:

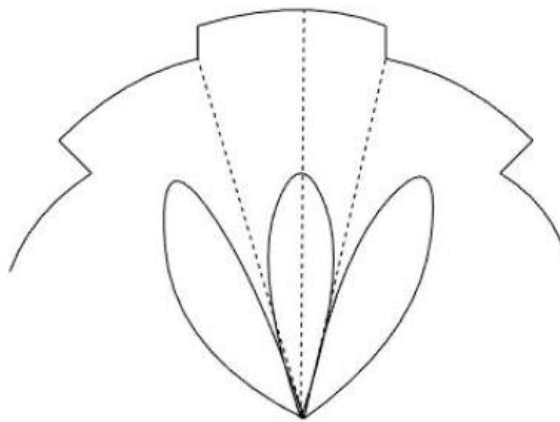


Рисунок 3.43 – Полученная диаграмма направленности

Ширина одного лепестка будет равняться:

$$\theta = \frac{\lambda}{L}$$

Фазовый фронт при равных амплитудах суммирующихся колебаний представляет собой ступенчатую структуру, со скачками фазы в точках провала диаграммы направленности. Определим погрешность пеленгования источника когерентных помех:

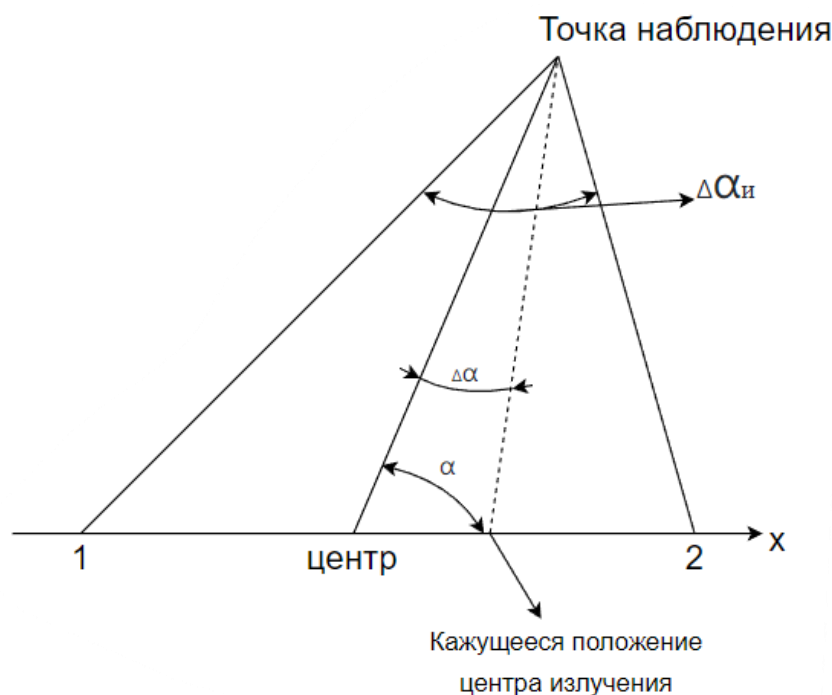


Рисунок 3.44 – Определение погрешности пеленгования источника помех

Погрешность пеленгования источника когерентных помех из некоторой точки пространства определяется выражением:

$$\frac{\Delta\alpha}{\Delta\alpha_{и}} = \frac{1 - a^2}{2 \left[1 + a^2 + 2a * \cos\left(\frac{2\pi L * \sin(\alpha)}{\lambda} + \phi\right) \right]}$$

где $\Delta\alpha$ – ошибка определения пеленга;

$\Delta\alpha_{и}$ – угловой разнос источников из точки наблюдения;

a – отношение амплитуд когерентных помех;

ϕ – разность фаз между когерентными колебаниями.

Данное выражение определяет погрешность пеленгования геометрического центра «парной цели». Для анализа формулы положим $\alpha = 0$. Тогда:

$$\frac{\Delta\alpha}{\Delta\alpha_{и}} = \frac{1 - a^2}{2(1 + a^2 + 2a * \cos(\phi))}$$

Наибольшая ошибка получается, когда $\phi = \pi$, $\cos(\phi) = -1$. Тогда:

$$\frac{\Delta\alpha}{\Delta\alpha_{и}} = \frac{1 + a}{2(1 - a)}$$

Если $a \rightarrow 1$, $\Delta\alpha \rightarrow \infty$, ошибка пеленгования равна 90 градусам. Если $a \neq 1$, эффективность системы уменьшается. Если $a = 0.2$, ошибка не превосходит $\alpha_{и}$.

Применение пространственно разнесенных когерентных помех – эффективный способ маскировать станцию от вражеских средств РЭБ.

3.7 Уравнение противорадиолокации

Как оценить эффективность помехи? Критерии эффективности помех делятся на две группы:

1. Оперативно-тактические критерии – такие критерии, которые определяют вероятность выполнения боевой задачи;

2. Критерии информационного ущерба – уменьшение вероятности выполнения подавляемой РЛС своей задачи.

Критерий нагляден, если подавляется РЛС кругового обзора с индикатором кругового обзора (ИКО). Данный критерий связан с тем, какая часть области обзора локатора поражена помехами, так что на ней невозможно обнаружение целей.

На экране ИКО высвечиваются цели в виде яркой дужки. Локатор имеет основной и боковой лепестки и сканирует пространство. Активная помеха принимается как по основному лепестку, так и по боковому. Таким образом, ИКО может быть «забит» помехами как в направлении цели, так и в других направлениях.

Отношение мощности помехи к мощности сигнала на входе локатора, при которой помеха эффективна называется коэффициентом подавления:

$$\left(\frac{P_{п}}{P_{с}}\right) = K_{п}.$$

Предполагаем, что в локаторе происходит оптимальная процедура обнаружения сигнала с неизвестными амплитудой и начальной фазой. Таким образом приемник может быть построен по схеме коррелятора или на основе согласованного фильтра. Ниже приведена схема с согласованным фильтром (СФ). Непринципиальные для данного рассмотрения элементы схемы опущены.

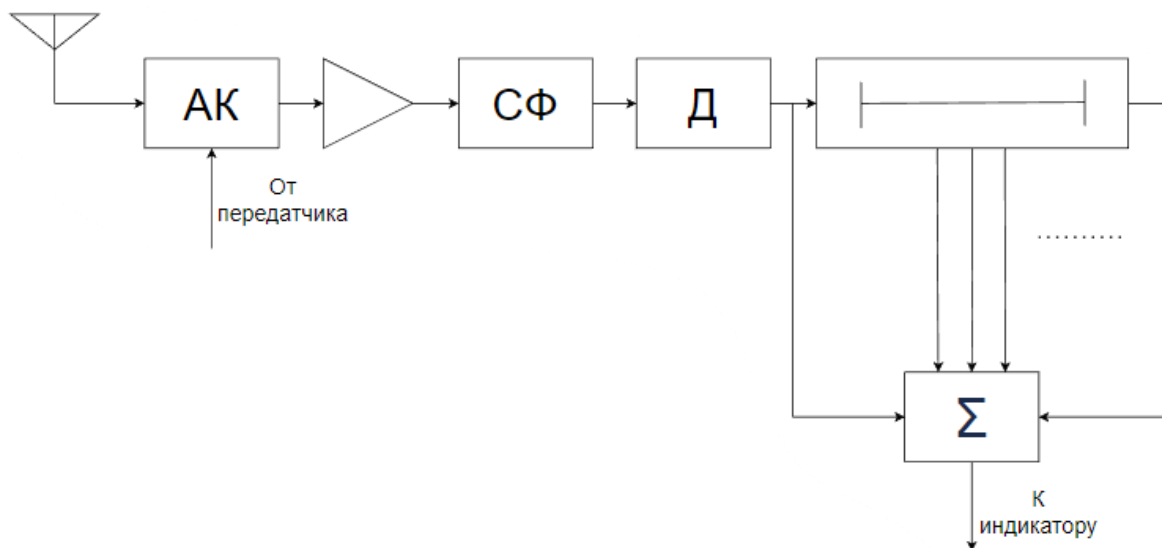


Рисунок 3.45 – Приёмник, построенный на основе согласованного фильтра

Сигнал поступает на СФ с одиночным импульсом. Затем на детектор. Чтобы полностью использовать пачку импульсов, отраженных от цели в процессе обзора пространства направленной антенной, используем накопитель. Если после накопителя сигнал превышает пороговое значение (z_0), то считаем, что сигнал есть. Основное назначение накопителя заключается в суммировании энергии импульсов пачки, что повышает вероятность правильного обнаружения. В ИКО функции накопителя выполняет экран электронно-лучевой трубки с длительным послесвечением. Накопитель в виде линии задержки и сумматора, показанный на рисунке, не нужен. После накопителя сигнал поступает на пороговое устройство. Превышение порога считается фактом обнаружения.

При учете характеристик накопления сигнала электронно-лучевой трубкой неодинаковости амплитуд импульсов в пачке, отношение сигнал/шум по энергии $2E/N_0$ будет определяться как:

$$q = \sqrt{\frac{P_{с}}{P_{ш}} * 2.6N},$$

где N – количество накопленных импульсов.

По характеристикам обнаружения сигнала с неизвестными амплитудой и начальной фазой находим для вероятности правильного обнаружения 0.5 и вероятности ложной тревоги десять в минус пятой $q = 4$. Откуда $k_{\text{п}} = \frac{n}{6}$.

Уравнение противорадиолокации позволяет рассчитать отношение мощности помехи к мощности полезного сигнала на входе радиолокатора. На рисунке изображены РЛС, цель и САП. Цель находится в главном лепестке ДНА РЛС, помеха принимается по боковым лепесткам.

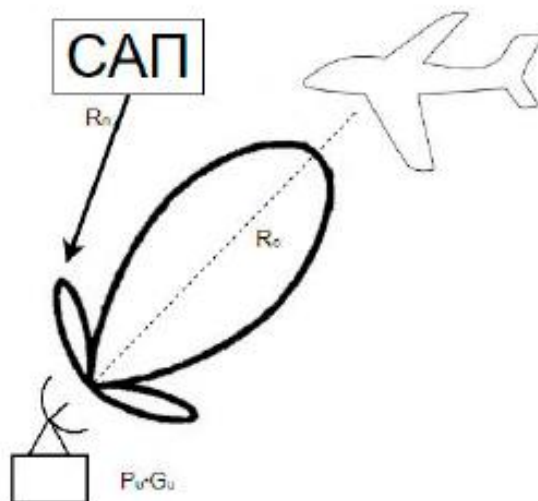


Рисунок 3.46 – РЛС, цель и САП

Уравнение противорадиолокации:

$$\frac{P_{\text{пом}}}{P_c} = \frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}} S_A F_E^2(\alpha, \beta) \Delta f_{\text{пр}} \gamma R_c^2}{\Delta f_{\text{п}} R_{\text{п}}^2 P_{\text{и}} G_{\text{и}} \sigma_{\text{э}} S_A},$$

- где $P_{\text{пом}}$ – мощность помехи на входе;
 P_c – мощность сигнала на входе;
 $P_{\text{п}} G_{\text{п}}$ – энергетический потенциал САП;
 $F_E^2(\alpha, \beta)$ – диаграмма направленности антенны РЛС по напряжённости поля;
 $\Delta f_{\text{пр}}$ – полоса пропускания приёмника локатора;
 R_c – расстояние от РЛС до цели;
 $P_{\text{и}} G_{\text{и}}$ – энергетический потенциал РЛС;
 $R_{\text{п}}$ – расстояние от САП до РЛС;
 $\Delta f_{\text{п}}$ – полоса помехи;
 γ – коэффициент, учитывающий несовпадение поляризаций РЛС и САП.

Смысл этого уравнения в том, что оно определяет эффективность помехи. Если значение выражения больше $k_{\text{п}}$, то помеха эффективна. При фиксированном расстоянии между РЛС и источником помех отношение мощности помехи к мощности сигнала на входе приемника пропорционально четвертой степени дальности до цели. Отсюда следует что при фиксированном расстоянии между РЛС и источником помех существует некоторое критическое расстояние между РЛС и целью, такое, что, если оно превышает, помеха эффективна, а если не превышает – помеха не эффективна.

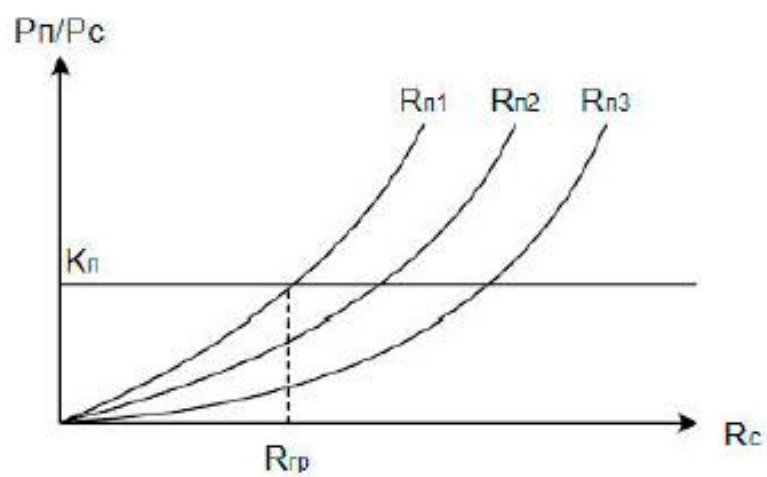


Рисунок 3.47 – Зависимость коэффициента подавления от расстояния между РЛС и целью

4 МАСКИРОВКА И НЕЗАМЕТНОСТЬ РЭС

4.1 Общая характеристика проблемы радиоэлектронной маскировки

Радиоэлектронная маскировка — это комплекс технических и организационных мероприятий, направленных на снижение эффективности средств РР, РТР и РЛС противника.

Объекты разведки создают электромагнитное излучение несколькими способами. Во-первых, излучают РЭС, расположенные на объекте. Излучение делится на основное и побочное. Побочное – по боковым лепесткам ДНА или вне спектра передаваемого сигнала. Кроме того, существует непреднамеренное излучение, как-то гетеродинов, сильноточных цепей вычислительных средств. Во-вторых, электромагнитное излучение может быть следствием рассеяния радиоволн, создаваемых внешним по отношению к объекту разведки источником.

Представим перечисленные возможности в виде таблицы 4.1.

Таблица 4.1 – Способы уменьшения заметности

Категория	Причина	Способ уменьшения
Заметность для средств РР и РТР	Основное излучение	Применение оптимальных методов приёма и обработка сигналов; Применение широкополосных сигналов; Модификация среды РРВ
	Побочное излучение (непреднамеренное)	Снижение уровня побочного излучения; Экранирование; Модификация среды РРВ;
Заметность для РЛС	Уменьшение ЭПР	Выбор формы объекта; Применение противорадиолокационных покрытий
	Модификация среды распространения	Распыление аэрозолей и пассивных помех

4.2 Способы обеспечения радионезаметности

4.2.1 Оптимизация сигналов и их пространственно-временной обработки

Для обеспечения незаметности РЛС применяют сигналы сложной формы. Это позволяет уменьшить мощность излучения.

Сигнал сложной формы – это сигналы с базой много большей единицы. База – это произведение длительности импульса на ширину полосы его спектра.

Сигналы сложной формы обрабатывают с помощью корреляторов или согласованных фильтров. Для этого должна быть известна структура сигнала. После прохождения СФ или коррелятора сигнал сжимается в базу раз. Это возможно только в активных системах (радиолокации, связи и т.д.) так как в них осуществляется прием сигнала с известной формой.

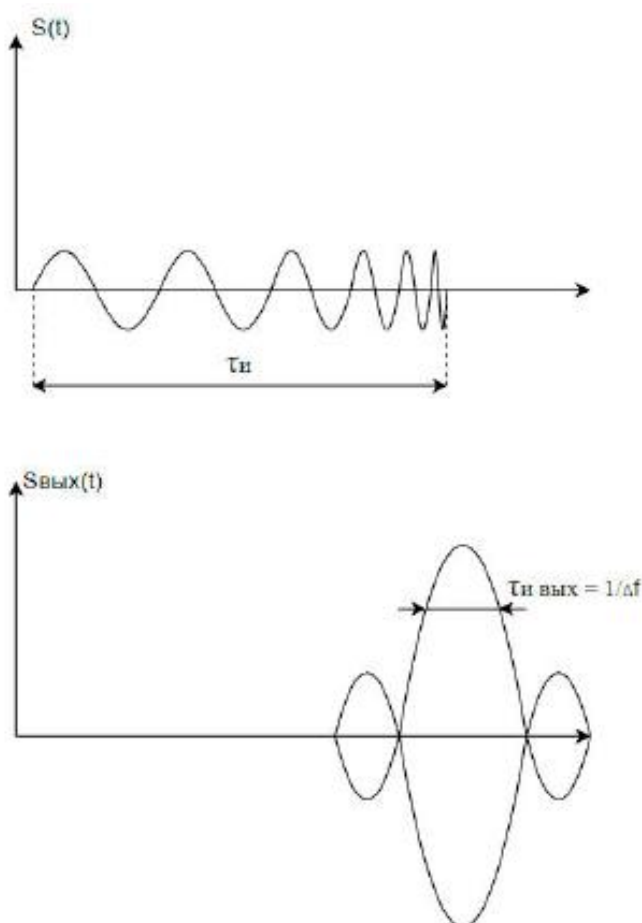


Рисунок 4.1 – Сигнал до и после согласованной фильтрации (показана огибающая сигнала)

Оптимизация обработки сигнала позволяет полностью использовать его энергию для обнаружения или измерения параметров. Увеличение длительности сигнала при сохранении энергии позволяет уменьшить мощность излучения. Со стороны разведки структура сигнала априори неизвестна. Дальность обнаружения РЭС зависит от мощности излучения. Уменьшение мощности сигнала, излучаемого РЭС, за счет увеличения его длительности приводит к уменьшению дальности его обнаружения средствами разведки.

РЭС может иметь не одну, а ряд антенн. В РЛС это ФАР, в связи – технологии, обозначаемые английской аббревиатурой MIMO: multiple input – multiple output.

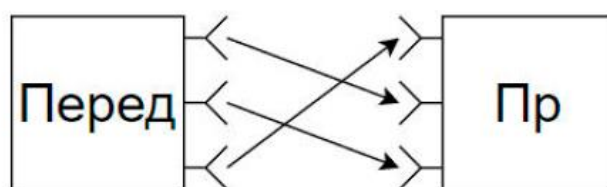


Рисунок 4.2 – MIMO-РЛС

Пространственная обработка – это обработка совокупности сигналов, принятых в один и тот же момент времени но в разных точках пространства. Данное построение позволяет сделать систему более устойчивой к параметрам среды. Но сигналы могут приходить на антенны в разное время в силу того, что волна движется с конечной скоростью (вспомните фазовый пеленгатор). Возникает задача оптимизации

пространственно-временной обработки. Теоретически это те же методы оптимизации, что и во временной области. Для радиолокации задача решается только для пространственно узкополосных сигналов, то есть таких, что время распространения сигналов вдоль антенной системы пренебрежимо мало по сравнению с длительностью сигнала, так что огибающая сигналов на всех ее точках одинакова.

В этом случае, пространственно-временная обработка распадается на временную и пространственную. Временная – согласованная фильтрация. Пространственная – формирование нужной диаграммы направленности антенной системы. В радиолокации применение АР - уже пространственная обработка.

4.2.2 Снижение заметности излучения по боковым лепесткам

УБЛ – уровень боковых лепестков. Все направленные антенны имеют главные и боковые лепестки диаграммы направленности. УБЛ определяется как:

$$\text{УБЛ} = 20 \log \left(\frac{F_{\text{бок}}(\alpha, \beta)}{F_{\text{осн}}(\alpha, \beta)} \right).$$

На данный момент хорошим УБЛ считается -30дБ.

ДНА, в частности УБЛ, определяются пространственным распределением электромагнитного поля в излучающей апертуре. Причем распределение поля в апертуре и ДНА связаны между собой преобразованием Фурье. Покажем это.

Изобразим поле, создаваемое направленной антенной и характеризуемое амплитудой и фазой, в декартовой системе координат.

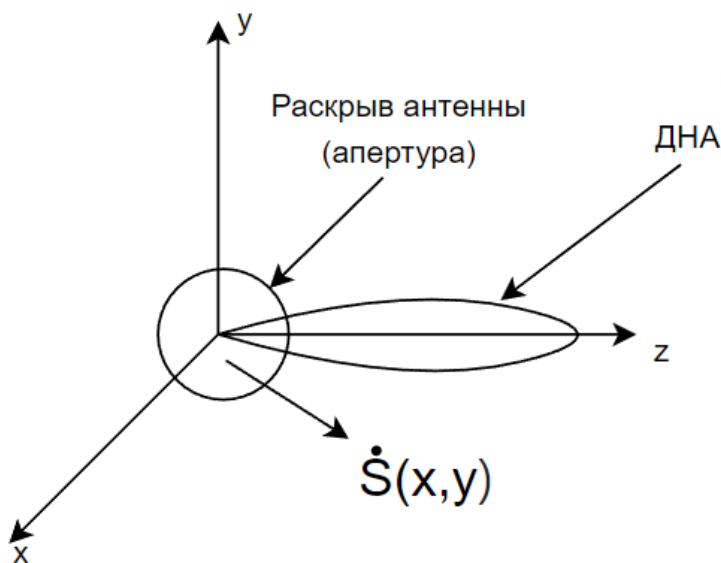


Рисунок 4.3 – Поле, создаваемое антенной

Рассмотрим, как задать поле в апертуре, чтобы иметь необходимую диаграмму направленности.

Воспользуемся преобразованием Фурье. Вспомним, как представляется в спектральной области сигнал, являющийся функцией времени. Время-частотный спектр (спектральная плотность амплитуды):

$$\hat{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt.$$

По аналогии разложим поле в апертуре на гармонические составляющие, считая его функцией координат.

$$\hat{S}(f_x, f_y) = \iint_{-\infty}^{+\infty} \hat{S}(x, y) e^{-j2\pi(xf_x + yf_y)} dx dy.$$

Это не время-частотный спектр, это пространственно-частотный спектр, так как x, y – координаты точки раскрыва.

Рассмотрим простейший пример: пусть задано распределение поля равномерное по амплитуде в линейной антенне от $-L/2$ до $L/2$.

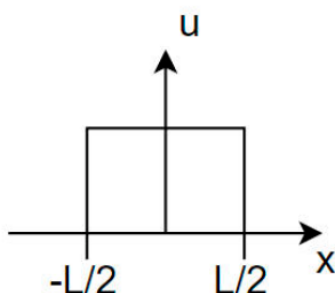


Рисунок 4.4 – Распределение поля равномерное по амплитуде

Спектральная плотность определяется выражением:

$$\dot{S}(f_x) = aL \frac{\sin(\pi f_x L)}{\pi f_x L}.$$

Графически выглядит следующим образом:

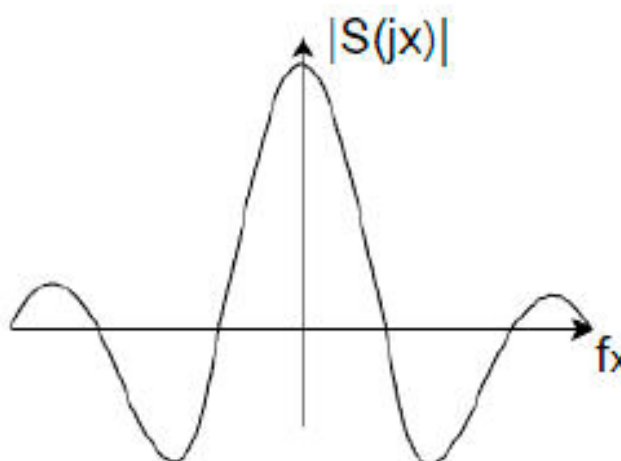


Рисунок 4.5 – Модуль спектральной плотности

Первый ноль спектра находится в точке, где $\pi f_x L = \pi$, следовательно, в этой точке $f_x = 1/L$.

Получаются пространственные частоты. То есть, функцию, которая является функцией координаты x разложили на синусоиды. Амплитуды синусоид определены выше. Комплексность проявляется в том, что существуют составляющие спектра на отрицательных частотах. На оси x мы можем начертить ряд синусоид с размерностью частоты $1/m$. Такой спектр называется пространственно – частотным.

Так как существует прямое преобразование Фурье, то существует и обратное.

Запишем обратное преобразование Фурье, согласно которому, двумерный сигнал будет определяться формулой:

$$\dot{S}(x, y) = \left(\frac{1}{2\pi}\right)^2 \iint_{-\infty}^{+\infty} \dot{s}(f_x, f_y) e^{-j2\pi(xf_x + yf_y)} d(2\pi f_x) d(2\pi f_y).$$

Когда преобразование двумерное, пространственные частоты трудно представляются. Перейдем от пространственного спектра к угловому. Допустим, что вдоль оси OZ распространяется плоская волна. Уравнение волны определяется выражением, зависящим только от z . Изменяется только фаза волны:

$$s(z) = a_0 e^{j2\pi \frac{z}{\lambda}}.$$

Если волна распространяется, в произвольном направлении, то ее можно задать через направляющие косинусы.

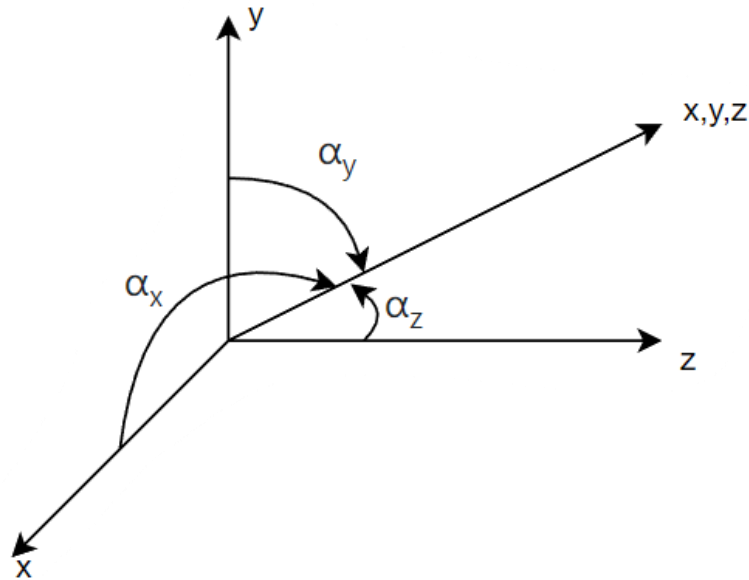


Рисунок 4.6 – Распространение волны через направляющие косинусы

Известное правило для направляющих косинусов:

$$\cos^2(\alpha_x) + \cos^2(\alpha_y) + \cos^2(\alpha_z) = 1,$$

где углы отсчитываются от соответствующих координатных осей.

Волна, заданная с помощью направляющих косинусов, может быть описана выражением (при амплитуде равной 1):

$$\dot{s}(x, y, z) = \exp \left[j * \frac{2\pi}{\lambda} (x * \cos(\alpha_x) + y * \cos(\alpha_y) + z * \cos(\alpha_z)) \right].$$

Сравнивая данное выражение с экспонентой в подынтегральной функции в обратном преобразовании Фурье, заметим, что они идентичны, если положить:

$$f_x = \frac{\cos(\alpha_x)}{\lambda}; f_y = \frac{\cos(\alpha_y)}{\lambda};$$

$$f_x \lambda = \cos(\alpha_x); f_y \lambda = \cos(\alpha_y);$$

$$\cos(\alpha_z) = \sqrt{1 - (\cos^2(\alpha_x) + \cos^2(\alpha_y))}.$$

Основываясь на этом, запишем:

$$s(x, y) = \iint \dot{s} \left(\frac{\cos(\alpha_x)}{\lambda}, \frac{\cos(\alpha_y)}{\lambda} \right) e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(x*\cos(\alpha_x)+y*\cos(\alpha_y))} d \frac{\cos(\alpha_x)}{\lambda} d \frac{\cos(\alpha_y)}{\lambda}.$$

Это уравнение волн, распространяющихся в пространстве под углами $\alpha_x, \alpha_y, \alpha_z$. Таким образом, сигнал в апертуре может быть представлен как результат интерференции совокупности плоских волн, которые приходят под углами $\alpha_x, \alpha_y, \alpha_z$.

Теперь запишем обратное преобразование Фурье:

$$\dot{s} \left(\frac{\cos(\alpha_x)}{\lambda}, \frac{\cos(\alpha_y)}{\lambda} \right) = \iint \dot{s}(x, y) * e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(x*\cos(\alpha_x)+y*\cos(\alpha_y))} dx dy.$$

Если мы имеем в апертуре сигнал $s(x, y)$, то он имеет угловой спектр, который может быть вычислен через преобразование Фурье, полученное выше.

Распределение поля в апертуре и ДН связаны с помощью преобразования Фурье. Основываясь на данном математическом аппарате, можно по требованиям к ДН (УБЛ и ширина главного лепестка) вычислить, какое поле должно быть в апертуре.

Можно ли предложить такое поле в раскрыве антенны, при котором не будет УБЛ? Да. Это гауссоида. Но она определена на интервале от минус бесконечности до плюс бесконечности, так что соответствующая антенна должна иметь бесконечно большие размеры.

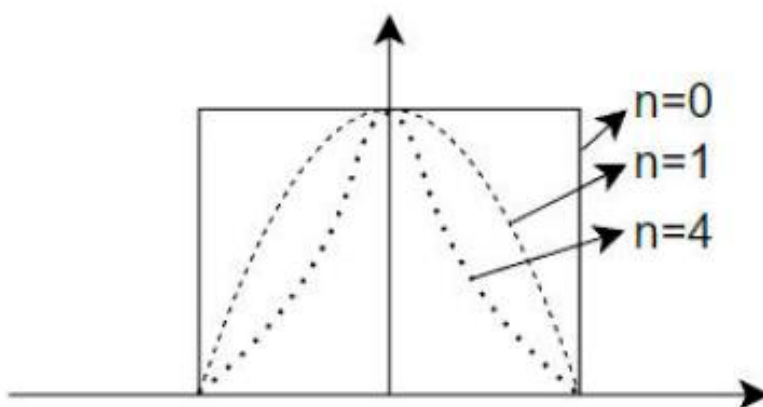


Рисунок 4.7 – Изменение ширины главного лепестка при различном n

Удобным способом описания распределения, которое можно реально применить является косинусоида. Можно представить амплитуду поля в раскрыве антенны как:

$$s(x, y) = \cos^n \left(\frac{\pi}{L} x + \frac{\pi}{L} y \right),$$

где $|x| \leq \frac{L}{2}$;
 $|y| \leq \frac{L}{2}$.

На Рисунок 4.7 представлены графики $s(x, y)$ при различных значениях $n=0,1,4$. Предполагается, что антенная имеет прямоугольный раскрыв и линейные размеры равны L :

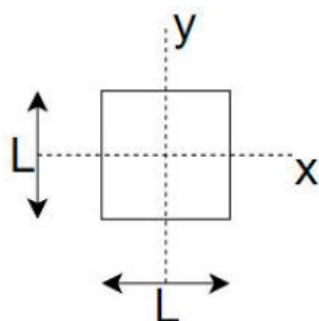


Рисунок 4.8 – Раскрыв антенны

Данная аппроксимация позволяет получать как равномерное распределение, так и распределение, близкое к гауссоиду. Уменьшение уровня поля на границах раскрыва приводит к уменьшению УБЛ, но к расширению ДН и уменьшению коэффициента усиления.

В таблице 4.2 сведены зависимость коэффициента усиления, ширины ДН и УБЛ от степени косинусоиды n .

Таблица 4.2 – Зависимость КУ, ширины ДН и УБЛ от степени косинусоиды

n	$G(x, y)$	$\theta_{\alpha 0.5}, \theta_{\beta 0.5}$, град	УБЛ, дБ
0	$12.57 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2$	$50 \frac{\lambda}{L}$	-13.2
1	$10.8 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2$	$69 \frac{\lambda}{L}$	-23
4	$6.7 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2$	$111 \frac{\lambda}{L}$	-48

Для получения более низкого уровня УБЛ требуется более высокая степень косинусоиды.

Пути технической реализации: если антенна зеркальная, то необходимо создать облучатель с заданной характеристикой. Если создадим узкую ДН облучателя, то плохо используется апертура. А если сделать широкую ДН, то возникают боковые и задние лепестки с высоким уровнем. Другой способ – это использование радиопоглощающих покрытий для частей зеркала, однако это приводит к потере энергии.

На данный момент используют ФАР для формирования узких ДН с низким УБЛ. Как дальнейшее развитие сейчас используют активные фазированные антенные решетки (АФАР). Изобразим грубую схему АФАР.

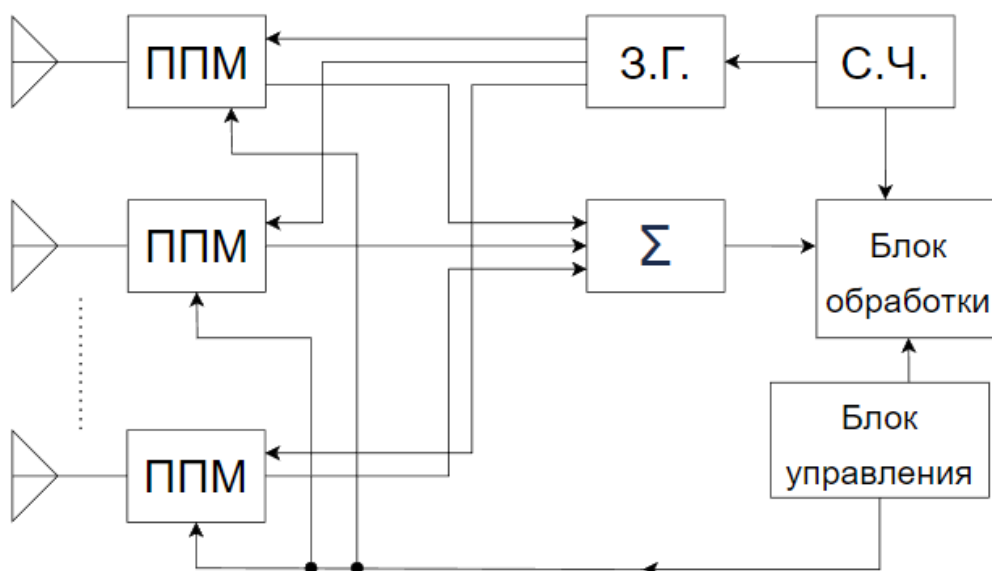


Рисунок 4.9 – Структурная схема АФАР

Каждый элемент должен излучать сигнал со своей рассчитанной амплитудой и фазой. Данные особенности позволяют формировать с помощью АФАР не одну диаграмму, а несколько. Всё это стало возможно при использовании цифровой обработки сигналов по той причине, что цифровая техника позволяет определять разницу фазовых набегов сигналов в усилительных каналах решетки и учитывать ее при обработке.

4.2.3 Радионезаметность широкополосных сигналов

Различают:

- Энергетическую скрытность;
- Структурную скрытность;
- Информационную скрытность.

Энергетическая скрытность зависит от обнаружения сигнала средствами разведки. Чем меньше мощность излучаемого сигнала, тем он более скрытен. Основывается на использовании сигналов сложной формы (сигналы с большой базой).

$$\Delta f * \tau_{и} \gg 1.$$

Чем меньше отношение сигнал шум на входе приемника, тем он скрытнее. Запишем отношение мощности сигнала к мощности шума:

$$\frac{P_c}{P_{ш}} = \frac{E}{\tau_{и} N_0 \Delta f} = \frac{E}{N_0} * \frac{1}{b}, \text{ где } b \text{ – база сигнала}$$

Не стоит забывать, что дальность действия системы зависит от энергии сигнала. Так при заданной энергии чем больше база, тем больше длительность импульса, тем меньше излучаемая мощность и тем выше скрытность сигнала.

Структурная скрытность – это способность сигналов противостоять их распознаванию средствами разведки противника. Скрытность заключается в том, чтобы в пункте РТР не было понятно назначение РЭС, которым принадлежат принятые сигналы, их важность. Скрытность достигается изменением параметров сигналов, шифрованием сигналов с помощью специальной аппаратуры.

Информационная скрытность – это скрытность передаваемой информации. Скрытность достигается с использованием кодирования и шифрования.

Один из способов увеличения скрытности – это перестройка частоты:

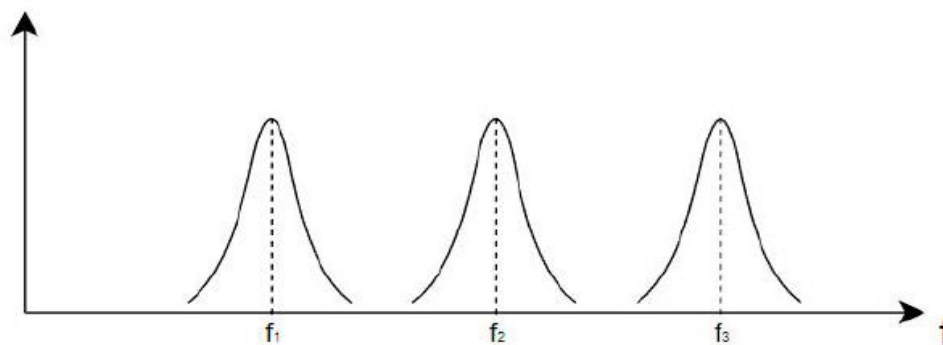


Рисунок 4.10 – Перестройка по частоте

Настройка на определенную частоту может выполняться вручную, путем нажатия кнопок или поворота ручки настройки. Но это долго. На данный момент широкое распространение получила ППРЧ (псевдослучайная перестройка радиочастоты). Она обеспечивает быструю, непредсказуемую неприятелем перестройку частоты. Обобщенная структурная схема системы с ППРЧ приведена на рисунке. Несущая частота передачи и приема определяется синтезаторами частоты, которые управляются генератором псевдослучайной последовательности.



Рисунок 4.11 – Структурная схема системы с ППРЧ

Длительность передачи на определенной частоте должна быть достаточно большой, чтобы производить когерентное накопление сигнала (до тысячи переключений в секунду). Это определяет допустимую скорость переключения.

Различают частоты мирного и военного времени.

4.3 Снижение радиолокационной заметности

4.3.1 Снижение ЭПР за счёт выбора малоотражающей формы объекта

Снижение заметности своих кораблей и самолётов - важная часть РЭБ. Основным критерием заметности целей для радиолокации является эффективная поверхность рассеяния (ЭПР). По определению, ЭПР – поперечное сечение такой цели, которая, рассеивая падающую на неё мощность равномерно во все стороны, создает у РЛС такую же плотность потока мощности, как и реальная цель.

В общем случае, математически ЭПР определяется как:

$$\sigma_{\Sigma} = 4\pi R^2 \frac{P_2}{P_1}$$

Данное выражение определяет ЭПР цели, которая рассеивает мощность во все стороны равномерно. Но поскольку таких целей не существует, то в зависимости от направления прихода волны ЭПР будет определяться как:

$$\sigma_{\Sigma} = \sigma_{\Sigma max} * F(\alpha, \beta), \text{ где } F(\alpha, \beta) \text{ – диаграмма рассеяния.}$$

В таблице 4.3 приведены ЭПР простых объектов, которые могут быть элементами конструкций радиолокационных целей.

Таблица 4.3 – ЭПР отдельных объектов

Тело	Максимальная ЭПР, м ²
Шар (a – радиус шара, при условии $\lambda \ll a$)	$\pi * a^2$
Плоский лист (S – площадь листа, для волны нормально падающей на лист)	$4\pi \frac{S^2}{\lambda^2}$
Угловой отражатель (a – ребро отражателя, для сектора углов $\approx 45^\circ$)	$\frac{4\pi a^4}{3\lambda^2}$
Коническое тело (a – радиус основания, α – угол при вершине;	$4a^2 * tg^2(\alpha)$

Основываясь на данных таблицы можно определить следующие правила построения объектов военной техники:

1) При компоновке объектов надо избегать плоскостей, расположенных под прямым углом, к возможному направлению прихода волны.

2) Следует использовать конструкцию с узкой диаграммой рассеяния, направленной не в сторону прихода сигнала.

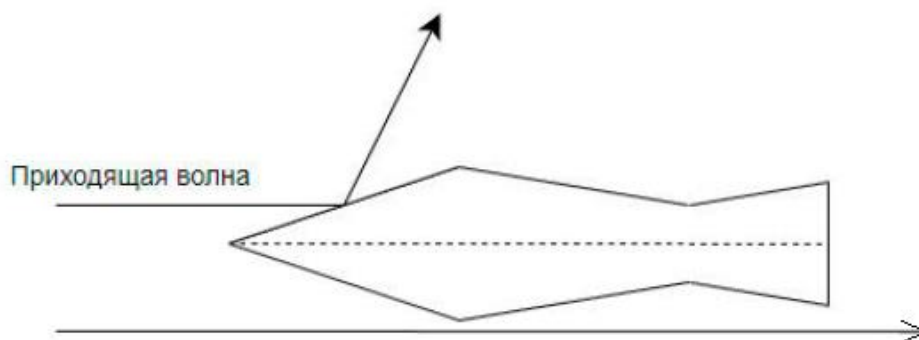


Рисунок 4.12 – Один из вариантов уменьшения ЭПР

4.3.2 Применение противорадиолокационных покрытий

Необходимо не только грамотно выбирать форму объекта, но и использовать малоотражающее покрытие ее поверхности. Есть два основных направления создания покрытий:

1) Градиентное покрытие – такое покрытие, в котором с толщиной изменяется коэффициент преломления n . На поверхности покрытия коэффициент преломления равняется единице, следовательно, от него радиоволны не отражаются. Изменение коэффициента преломления с глубиной покрытия подобрано таким образом, чтобы минимизировать отражения. Покрытие содержит поглощающее вещество. Поглощающим веществом, как правило, являются ферриты, размолотые в порошок. Наполнители, как правило, это каучуки или похожие пластмассы с изменяющимся коэффициентом преломления. Покрытия наносят слоями, как краску. Толщина покрытий – единицы мм.

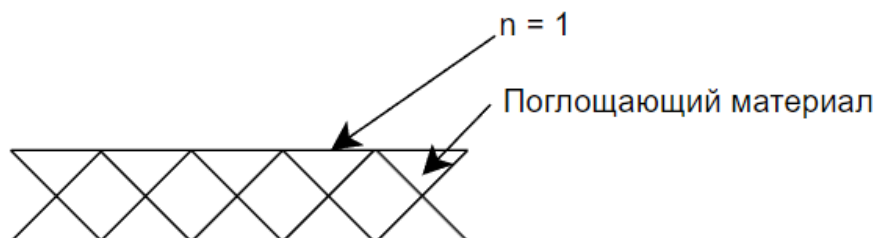


Рисунок 4.13 – Градиентное покрытие

2) Интерференционное покрытие, основанное на явлении отражения радиоволн как от верхней границы покрытия, так и от нижней. Причём отраженные сигналы на поверхности покрытия находятся в противофазе друг относительно друга и в результате

интерференции дают «ноль». Такие покрытия работают при полосе частот в 30 % от несущей.

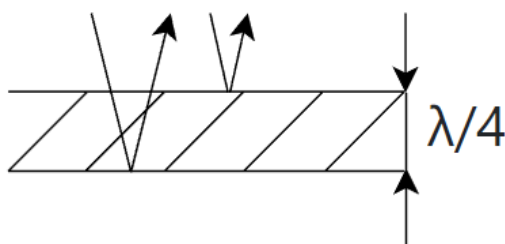


Рисунок 4.14 – Интерференционное покрытие

К материалам покрытий предъявляются высокие требования по механической прочности, жаростойкости, стабильности параметров в диапазоне частот, температур. По открытым литературным данным ЭПР уменьшается на 20 дБ в тридцатипроцентной полосе частот. Перспективными являются так называемые киральные среды (от греческого «кира» - рука) – металлические среды с необычными свойствами. Следует отметить, что покрытия делают не гладкими, а «зубчатыми» или «пилообразными». Такое построение позволяет существенно усилить поглощения волны в материале. Отметим также тенденцию изготовления элементов конструкций военной техники из неотражающих радиоволны композитных материалов.

4.3.3 Уменьшение радиолокационной заметности антенных систем

В реальной военной технике на кораблях и самолётах устанавливают большое количество антенн, до ста и более. Антенны выполняют большинство целевых задач: навигации, связи, радиолокации и прочие. Вклад в общую ЭПР антеннами достигает 10 – 50%. Наибольший вклад вносят зеркальные антенны и плоские АР.

Уменьшение радиолокационной заметности возможно в нескольких направлениях:

1) Одна антенна применяется для нескольких радиоэлектронных средств. Наиболее удобно это делать на ФАР. На одной антенной решетке возможно реализовывать несколько различных ДН, что позволяет использовать ее для различных РЭС одновременно.

2) Уменьшение ЭПР отдельных антенн. Для этого применяют пространственные фильтры, пропускающие сигналы в определенной полосе частот, определенной поляризации и поглощающие остальные. Например, фильтры на зеркале параболических антенн в виде сетки параллельных проводников определенной толщины и с определенным расстоянием между ними. Данные нити поглощают сигналы ортогональной поляризации по отношению к излучаемой.

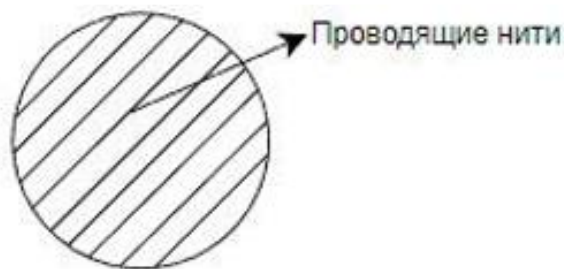


Рисунок 4.15 – Фильтр на зеркале параболической антенны

3) Уменьшение размеров антенн за счёт использования ферритов. Размеры антенн уменьшаются в μ раз. μ – магнитная проницаемость феррита. Данный способ не

применяется на очень высоких частотах (сантиметровый диапазон и выше) из-за слишком высоких потерь.

4.3.4 Комплексное применение методов радиолокационной незаметности

Для увеличения незаметности объектов радиолокационного наблюдения надо уменьшать их ЭПР. Технология уменьшения ЭПР путем применения комплекса мер получила у американцев название Stealth. Уменьшение ЭПР достигается путем совершенствования формы наружной поверхности объектов и применения специальных конструкционных материалов. Цель – снизить ЭПР самолетов до 0.001 – 0.01 квадратных метра, практически невидимый самолет. Снижение ЭПР кораблей – так чтобы было эффективным применение ими средств РЭП.

По расчёту ЭПР истребителей пятого поколения F-22, F-35 (США) должна достигать 0.0015 м², фактически получается 0.1 – 0.3 м². Цели с такой ЭПР обнаруживаются современными локаторами. Данная технология неэффективна в силу высокой дороговизны и малой боевой эффективности.

РЭБ плюс маневренность, характерно для отечественных самолётов пятого поколения (МиГ – 35).

4.4 Маскирующие воздействия на среду РРВ

Модификация среды РРВ используется для защиты своих объектов от иностранных разведок, в частности радиолокационных (таблица 4.4).

Таблица 4.4 – Способы модификации среды

Пассивные помехи	Дипольные отражатели
	Аэрозоли
Плазмообразование	Местные (локальные)
	Глобальные

4.4.1 Дипольные помехи

Между целью и РЛС «разбрасывается» облако полуволновых отражателей. В простейшем случае дипольный отражатель представляет собой ленту из фольги или кусок проволоки, размером в половину длины волны. Форма диполя может быть более сложной, чтобы он подольше «парил» в воздухе, а не опускался на землю. Характерное значение ЭПР одного диполя при падении волны под прямым углом определяется выражением:

$$\sigma_3 = 0.86\lambda^2.$$

ЭПР одного диполя при падении волны под произвольным углом:

$$\sigma_{\text{эср}} = 0.17\lambda^2.$$

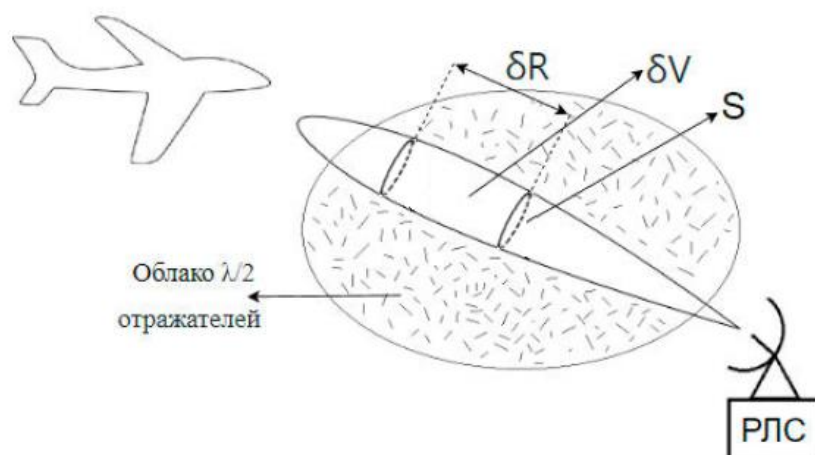


Рисунок 4.16 – Пример использования диполей

Необходимое число полуволновых диполей в единице объема на самом деле очень мало. Так на дальности в 10 км, один полуволновый отражатель может покрывать 210 м^3 пространства.

Для оценки эффективности помехи, необходимо знать спектр сигнала, отраженного от облака диполей. Допустим, что излучается монохроматический сигнал РЛС, тогда «спектр помехи» будет являться спектром огибающей этой помехи. Спектр огибающей имеет случайный характер в связи с отражением от облака диполей. Спектральную плотность мощности можно аппроксимировать выражением [12],

$$G(f) = e^{-\pi \left(\frac{f}{\Delta f_3} \right)^2},$$

где $\Delta f_3 = \frac{120}{\lambda [\text{см}]}$ – эффективная ширина спектра [Гц].

4.4.2 Плазмообразование

Плазма – ионизированная газовая среда. Это не облако диполей, а среда. Если в такой среде расстояние между частицами меньше длины волны, то среда будет поглощать, преломлять и отражать радиоволны. Свойства среды определяются электронной концентрацией.

Ионизация воздуха может происходить:

1) При воздействии УФ излучения, рентгеновского излучения, гамма излучения, α - и β -частиц. α (осколки ядер) и β (поток электронов) – это частицы, которые создаются в процессе распада тяжелых ядер (уран, радий, торий). Одним словом, это радиоактивное излучение. Гамма излучение – это электромагнитное излучение (ЭМИ) с длиной волны 10^{-10} м ,

$$f = 3 \times 10^{18} \text{ Гц.}$$

2) Под действием сильного нагрева:

- Ионизация струй воздуха под действием реактивных двигателей самолётов.
- Лазерные лучи создают пространства ионизированной плазмы так же за счёт нагрева.

- Взрывы ядерных зарядов, это самое мощное воздействие на среду. Причём атмосферные взрывы на высоте до 16 км не создают устойчивую ионизацию, а высотные взрывы, на высоте 40 – 50 км вызывают устойчивую ионизацию. На ионизацию уходит 80% энергии взрыва. Ионизация существует несколько часов и влияет на РЭС метрового диапазона.

Применение возможно в ситуациях:

1) Создание облака плазмы между маскируемым объектом и РЛС с помощью подрыва ядерного заряда (в таком случае концентрация электронов в облаке достигает

$10^{17-18} \text{ м}^{-3}$), подрыв ядерного заряда может полностью экранировать цель, при этом ионизация сопровождается свечением газов.

2) Создание облака неотражающего газа с помощью ультрафиолетового, рентгеновского и других излучений вокруг защищаемого объекта, например, самолёта. Например, если на борту ЛА установить ускоритель заряженных частиц. Однако для экранировки самолёта на волне 3 см. мощность источника питания для работы ускорителя должна быть не менее 1 МВт.

3) Нанесение изотопов на корпус ЛА, позволяет ослаблять сигнал на 18 дБ.

4.5 Воздействие на ионосферу

Ионосфера – область атмосферы, где воздух естественно ионизирован под действием космического излучения: ультрафиолетового излучения солнца и рентгеновского излучения (80-1000 км). Она имеет слоистую структуру:

- D = 80 км (нижний слой) – разлагаются молекулы.
- E – средний слой.
- F = 150 км (верхний слой) – разлагаются атомы.

Погода на земле и состояние ионосферы связаны числом Вольфа. Число Вольфа – число солнечных пятен, которые определяют состояние ионосферы.

Ионосфера используется как отражатель для создания радиосвязи в метровом и более низкочастотных диапазонах волн, для загоризонтной радиолокации, рефракция радиоволн в ионосфере учитывается в глобальных спутниковых радионавигационных системах.

Способы воздействия на ионосферу:

1) Рассеяние аэрозолей с ракет или со спутников, тем самым увеличивается электронная концентрация.

2) «Подогрев» (или «разогрев») ионосферы с помощью радиоизлучения, тем самым так же увеличивается электронная концентрация.

Системы изучения ионосферы и воздействия на нее существуют у разных стран.

1) Российский полигон «СУРА» - расположен вблизи Нижнего Новгорода.

2) Система США – расположена на Аляске в районе геомагнитного полюса земли (точка, из которой можно влиять на ионосферу глобально). Это так называемая HAARP – High Frequency Active Auroral Research Program (высокочастотная активная программа исследования северного сияния). Поле излучателей (360 штук), крестообразных, работающих на частотах 2,8-10 МГц, общей мощностью 3,6 МВт.

Кроме исследовательского система может иметь и военное значение. Например, одновременное оповещение всех подлодок в океане, находящихся под водой. За счет нелинейных явлений в ионосфере создается излучение на инфранизких частотах, которое хорошо распространяется в морской воде. Оно и используется для связи.

В США зафиксировано увеличение дальности УКВ связи до нескольких тысяч километров, что связывается с состоянием ионосферы.

4.6 Защита РЛС от помех

4.6.1 Электромагнитное поражение (ЭМП) радиоэлектронных средств

Входные цепи приемников РЭС проектируются на воздействие очень слабых сигналов. Сильные сигналы выводят их из строя. Воздействующие на РЭС помехи могут привести к выходу из строя не только приемников, но и иных низкопотенциальных устройств. Помехи в виде мощного электромагнитного импульса приводят к функциональным поражениям РЭС, то есть к неспособности выполнять требуемые функции.

Функциональные поражения РЭС классифицируются следующим образом.

- 1) Невосстанавливаемый (катастрофический) отказ.
- 2) Временный отказ (специалист может быстро наладить оборудование).
- 3) Уменьшение эффективности.

Функциональные поражения возникают вследствие следующих эффектов.

- 1) Выгорание входных цепей
- 2) Тепловое разрушение элементов схем
- 3) Пробой полупроводников

Источники ЭМИ могут быть одноразового и многократного использования.

Пример источника многократного использования – генератор непрерывного СВЧ излучения гиротрон.

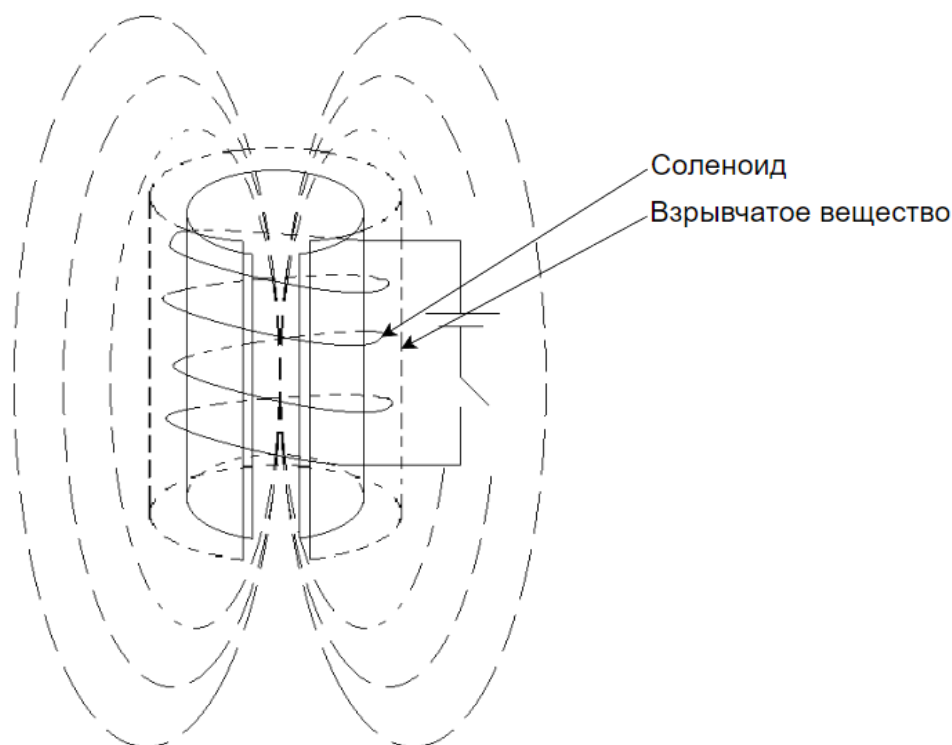


Рисунок 4.17 – Взрывомагнитный генератор

Источником импульсного ЭМИ может служить взрывомагнитный генератор. Его идея предложена в 1951 году советским академиком А.Д. Сахаровым – «отцом» советской водородной бомбы, а впоследствии правозащитником и видным общественным деятелем.

Устройство: имеется металлический цилиндр, вокруг которого намотана катушка (соленоид), который подключается к батарее, и помещен во взрывчатое вещество (ВВ). В определенный момент (при подаче сильного тока) инициируется взрыв. Происходит сжатие магнитного поля со скоростью 1 км/с. Возникает очень сильное электромагнитное поле. Мощность излучения 10^{12-13} Вт. Происходит выгорание радиоаппаратуры, находящейся на расстоянии до 10 км. Американцы применили взрывомагнитный генератор во время войны в Ираке.

4.6.2 Защита РЛС от пассивных помех

Пассивные помехи – отражения собственного излучения РЛС от объектов, не являющихся целями. Типичный пример пассивных помех – дипольные отражатели. Главное отличие источников пассивных помех от радиолокационных целей – их относительно малая скорость перемещения. Поэтому борьбу с пассивными помехами в радиолокации называют селекцией движущихся целей. Данный раздел излагается на лекциях, в основном, в соответствии с книгой [13].

Методы селекции движущихся целей делятся на когерентные и некогерентные.

1. Когерентные (методы основаны на эффекте Доплера);
2. Некогерентные (все другие методы)

В основном используются когерентные методы, то есть такие, в которых используется эффект Доплера. Суть когерентного метода: излучаемый сигнал:

$$U_{\text{изл}}(t) = U_{\text{изл}} \cos(\omega_0 t + \phi_0).$$

Принимаемый сигнал:

$$U_{\text{пр}}(t) = U_{\text{изл}} \cos((\omega_0 + \omega_d)t + \phi_0).$$

Частота Доплера:

$$\omega_d = \omega_0 * \frac{2V_r}{c},$$

где $V_r = \frac{dR}{dt}$ – радиальная скорость цели.

4.6.3 Когерентный метод непрерывного излучения

На Рисунок 4.18 приведена система подавления пассивной помехи.

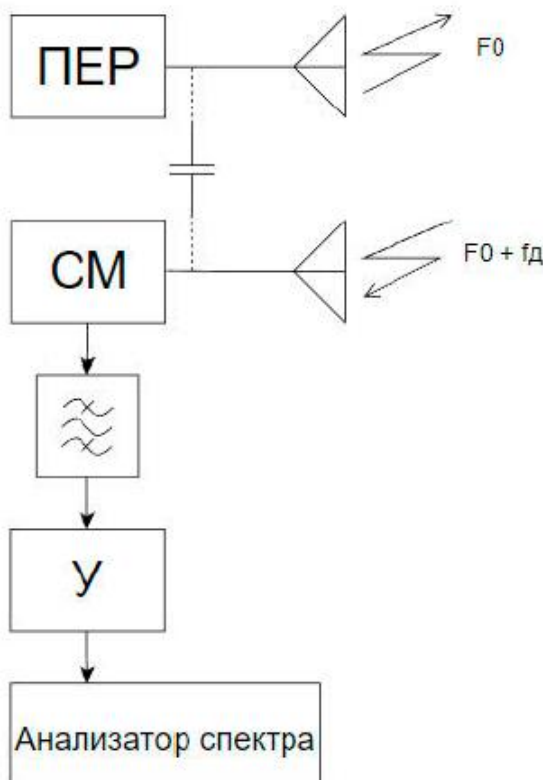


Рисунок 4.18 – Система подавления пассивной помехи

Излучается непрерывный гармонический сигнал. Принятый и излученный сигналы подаются на смеситель. Далее ставится фильтр (может быть полосовой или ФНЧ), и с помощью него выделяется Доплеровская частота. Далее ставится усилитель и индикатор (частотомер).

В данной системе есть возможность подавить помеху на 80 дБ. Такие схемы используются как измерители скорости или в комплексах наведения (например, в американском комплексе ХОК).

Крупный недостаток: излучение непрерывное, поэтому нельзя измерить дальность, что во многих случаях совершенно необходимо.

4.6.4 Когерентно-импульсные локаторы

В импульсных локаторах дальность до цели находится по задержке отраженного импульса относительно зондирующего:

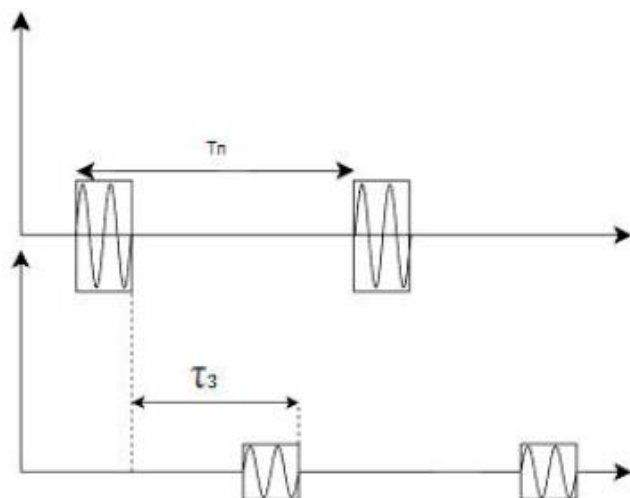


Рисунок 4.19 – Определение дальности до цели по задержке

Сигнал, отраженный от неподвижной цели – когерентный с излученным, а сигнал, отраженный от подвижной цели – некогерентный.

Нужно создать когерентное напряжение, которое будет существовать на всем периоде повторения зондирующих сигналов.

Методы создания когерентного излучения:

- 1) Внешняя когерентность (опора вне локатора);
- 2) Внутренняя когерентность (опора внутри локатора).

4.6.5 Локаторы с внешней когерентностью

На Рисунок 4.20 приведена структурная схема локатора с внешней когерентностью.

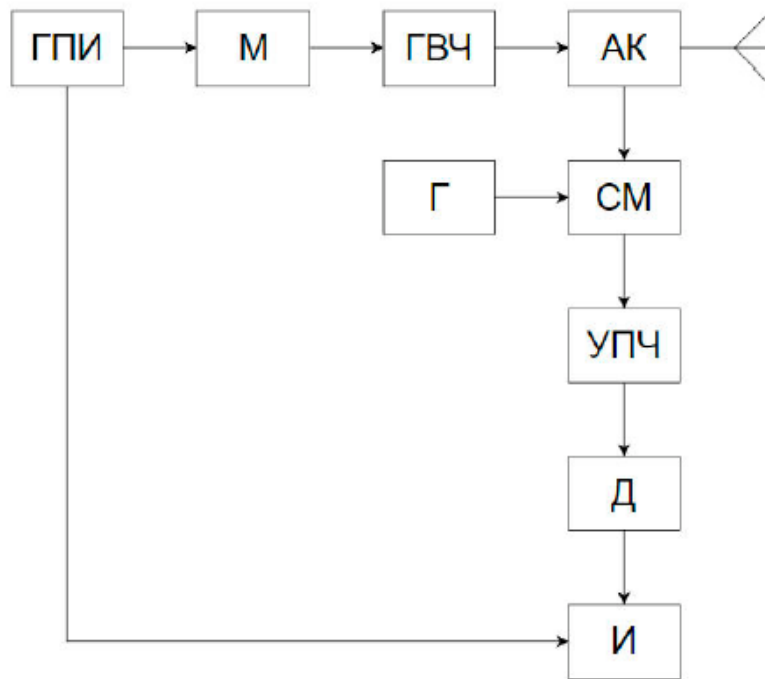


Рисунок 4.20 – Структурная схема лоатора с внешней когерентностью

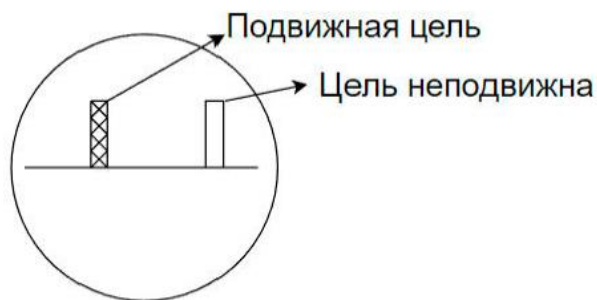


Рисунок 4.21 – Подвижная и неподвижная цели

Принимаемый сигнал (смесь сигнала и помех):

$$U_{\text{пр}}(t) = U_c(t) + U_{\text{п}}(t).$$

Сигнал:

$$U_c(t) = U_c \cos(\omega_0 t + \omega_d t + \phi_c).$$

Помеха:

$$U_{\text{п}}(t) = U_{\text{п}} \cos(\omega_0 t + \phi_{\text{п}});$$

$$U_{\text{вых}} = K * \sqrt{U_c^2 + U_{\text{п}}^2 + 2U_c U_{\text{п}} \cos(\omega_d t + \phi_c - \phi_{\text{п}})};$$

При $U_{\text{п}} \gg U_c$:

$$U_{\text{вых.дет}} = U_{\text{п}} \sqrt{1 + \frac{2U_c}{U_{\text{п}}} \cos(\omega_d t + \phi_c - \phi_{\text{п}})};$$

$$U_{\text{вых.дет}} \approx [1 + m * \cos(\omega_d t + \phi_c - \phi_{\text{п}})],$$

где $m = \frac{U_c}{U_{\text{п}}}$ – индекс модуляции.

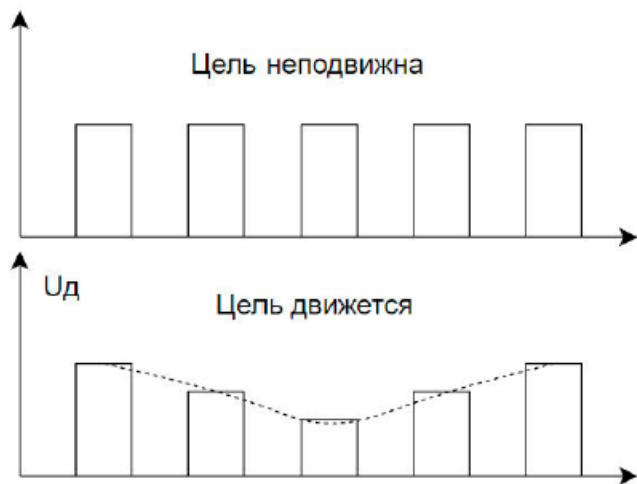


Рисунок 4.22 – Подвижная и неподвижная цели

Если цель неподвижна, то амплитуда сигнала постоянна (не наблюдается амплитудно-импульсная модуляция), если цель подвижна, то амплитуда будет меняться. Амплитудная модуляция является признаком, по которому выделяются движущиеся цели.

4.6.6 Локаторы с внутренней когерентностью

В локаторах с внутренней когерентностью напряжение, когерентное с излученным, создается внутри него самого. Существует ряд схем таких локаторов.

Схемы различаются по следующим признакам:

- 1) Что и от чего синхронизируется (либо передатчик от когерентного гетеродина, либо гетеродин от передатчика);
- 2) На какой частоте происходит сравнение (на высокой частоте или же на промежуточной).

Первая схема (см.Рисунок 4.23).

Радиолокатор, в котором синхронизация передатчика происходит от когерентного гетеродина, а сравнение принятых сигналов с излученными производится на промежуточной частоте:

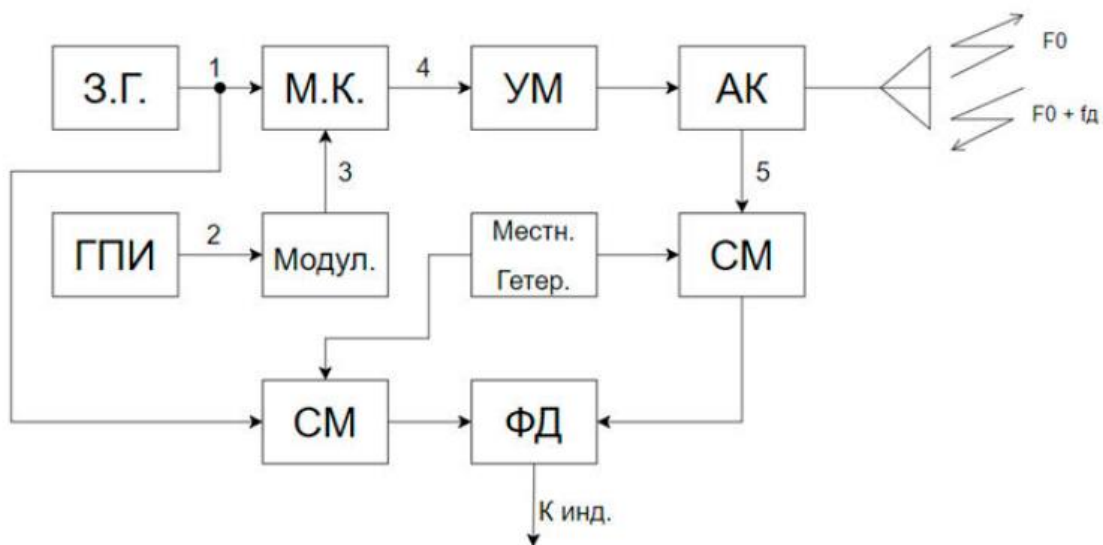


Рисунок 4.23 – Структурная схема радиолокатора с истинной когерентностью

Поскольку излучаемые импульсы когерентны между собой, локатор называется «с истинной когерентностью». Фазовый детектор в схеме выполняет следующую функцию,

$$U_{\text{вых.дет}} = U_1 * U_2 * \cos(\omega_d t + \phi_c - \phi_n),$$

где U_1, U_2 – амплитуды входных сигналов, ϕ_c, ϕ_n – их начальные фазы. Как видим, если цель подвижна, выходное напряжение – гармоническое колебание с частотой Допплера, которое существует в течение длительности отраженного импульса. В противном случае это импульсы постоянной амплитуды.

4.6.7 Фазовый детектор вектормерного типа

Рассмотрим возможную схему фазового детектора. В ней детекторы – квадратичные.

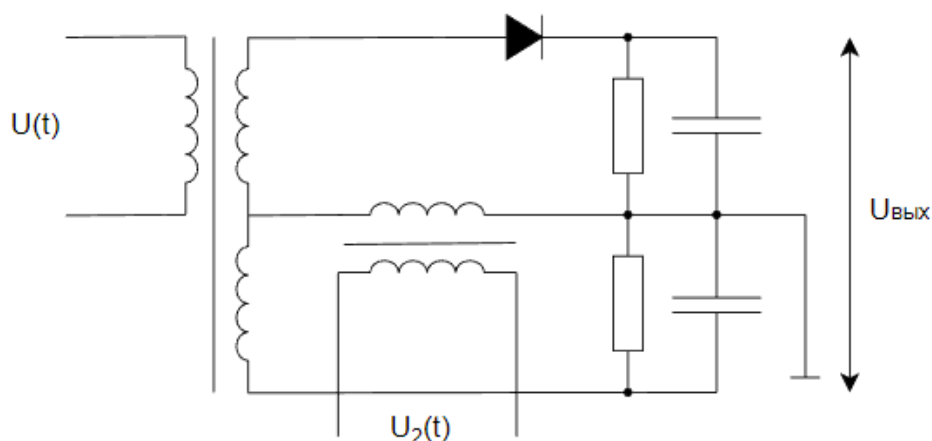


Рисунок 4.24 – ФД вектормерного типа

$$U_{\text{дет}} = U_{\Sigma 1}^2 - U_{\Sigma 2}^2 = 4U_1 U_2 \cos(\psi_1 - \psi_2).$$

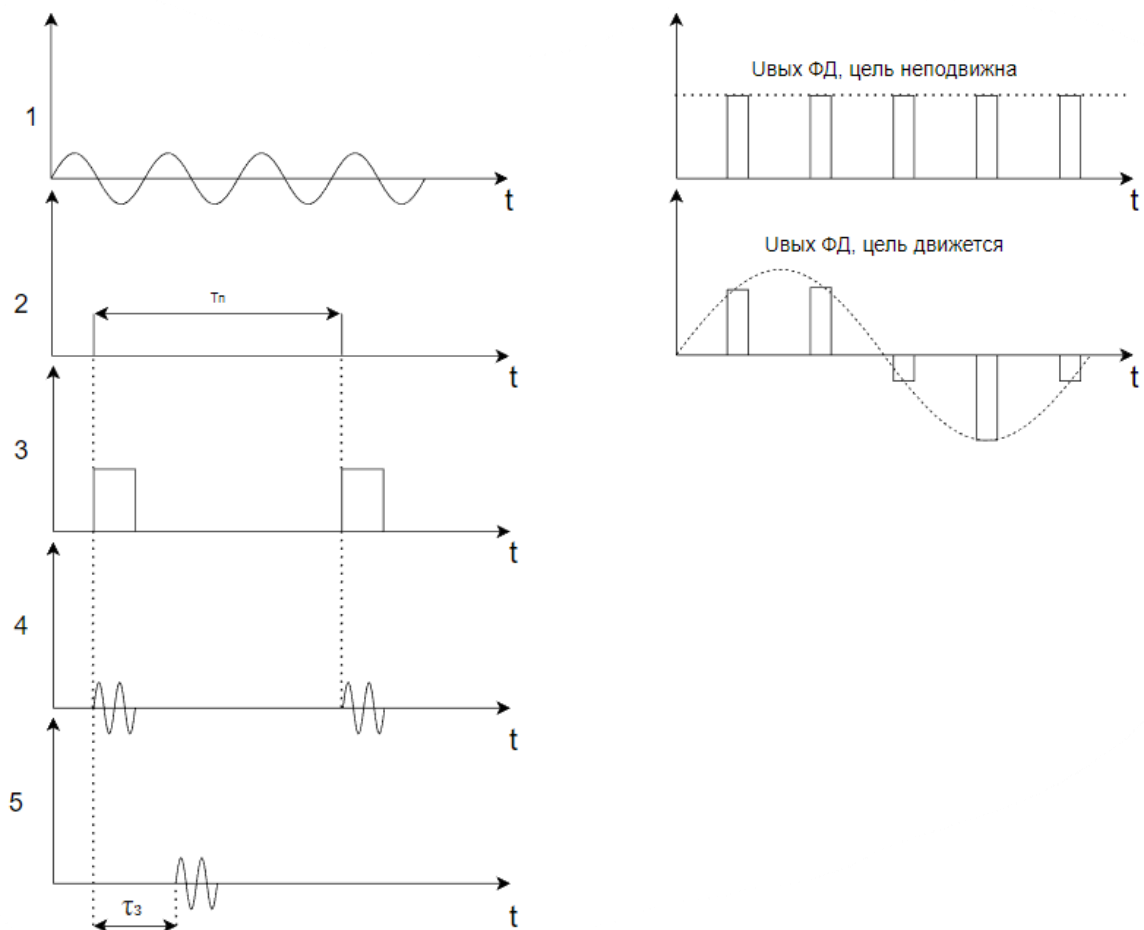


Рисунок 4.25 – Эпюры напряжений к структурной схеме РЛС с псевдокогерентностью

Вторая схема (Рисунок 4.26).

Когерентный гетеродин синхронизируется от передатчика, сравнение принятого и когерентного сигналов производится на промежуточной частоте. Излучаемые импульсы не когерентны между собой. Поэтому схема называется «с псевдокогерентностью».

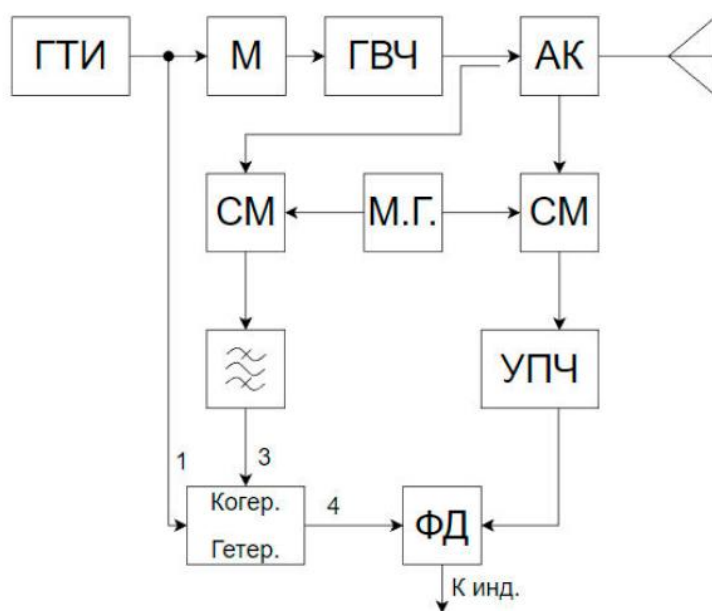


Рисунок 4.26 – Структурная схема РЛС с псевдокогерентностью

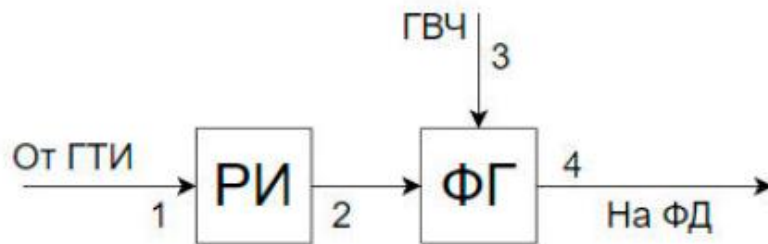


Рисунок 4.27 – Структурная схема когерентного гетеродина

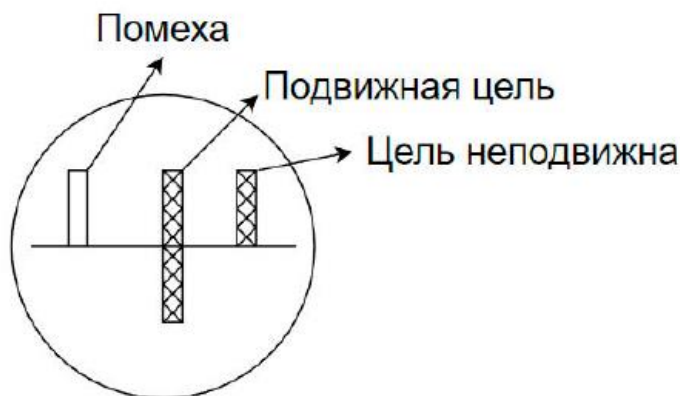


Рисунок 4.28 – Индикатор с амплитудной отметкой

Данные методы не убирают помеху на индикаторе с амплитудной отметкой, но делают помеху и сигнал различимыми. На индикаторах с яркостной отметкой помеха и сигнал не различимы.

4.6.8 Компенсация помех от неподвижных отражателей

На выходе амплитудного детектора в схеме на Рисунок 4.20 или фазового детектора в схемах на Рисунок 4.23, Рисунок 4.26 сигналы от неподвижных отражателей представляют собой периодическую последовательность импульсов постоянной амплитуды. Сигналы от подвижных целей модулированы частотой Доплера. Для компенсации неподвижных помех используют череспериодную компенсацию (ЧПК): из последующего импульса вычитается предыдущий. Устанавливается после детектора.

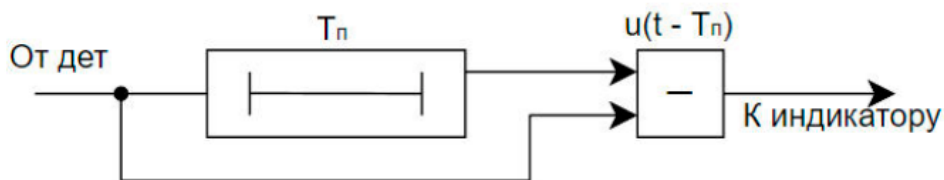


Рисунок 4.29 – Схема череспериодной компенсации

На выходе амплитудного детектора (входе ЧПК) имеем

$$U(t) = U_x (1 + m \cos(\omega_d t + \phi_c - \phi_n)).$$

Задержанный на период повторения сигнал

$$U(t - T_n) = U_x (1 + m \cos(\omega_d (t - T_n) + \phi_c - \phi_n)).$$

На выходе схемы ЧПК имеем

$$U(t) - U(t - T_{\Pi}) = mU_x [\cos(\omega_d t + \phi_c - \phi_{\Pi}) - \cos(\omega_d(t - T_{\Pi}) + \phi_c - \phi_{\Pi})] = \\ = mU_x 2 \sin\left(\omega_d * \frac{T_{\Pi}}{2}\right) * \sin\left(\omega_d\left(t - \frac{T_{\Pi}}{2}\right) + \phi_c - \phi_{\Pi}\right).$$

Получилась периодическая последовательность импульсов с амплитудой A , зависящей от скорости цели

$$A = mU_x 2 \sin\left(\omega_d * \frac{T_{\Pi}}{2}\right).$$

Если цель неподвижна, $\omega_d = 0$, и $A = 0$. Сигнал на выходе ЧПК отсутствует. Но есть такие скорости, при которых сигнал на выходе ЧПК также равен нулю. Они называются слепыми.

$$f_d = \frac{n}{T_{\Pi}} \rightarrow f_d = f_0 \frac{2V_r}{c} = \frac{2V_r}{\lambda}.$$

За период следования цель пролетает половину длины волны. Фаза меняется на 2π . Цель не видна, если $V_r = \frac{n * \lambda}{2 * T_{\Pi}}$.

Рассмотрим работу ЧПК в частотной области.

Схема ЧПК – линейная цепь. Ее передаточная функция

$$K(j\omega) = \frac{e^{j\omega t} - e^{j\omega(t-T_{\Pi})}}{e^{j\omega t}} = 1 - e^{j\omega T_{\Pi}}.$$

Найдем ее модуль (амплитудно-частотную характеристику),

$$K(j\omega) * K^*(j\omega) = |K(j\omega)|^2 = (1 - e^{j\omega T_{\Pi}})(1 - e^{j\omega T_{\Pi}}) = \\ = 1 - e^{j\omega T_{\Pi}} - e^{j\omega T_{\Pi}} + e^{-(\omega T_{\Pi})^2} = 2(1 - \cos(\omega T_{\Pi})) = 4 \sin^2\left(\frac{\omega T_{\Pi}}{2}\right).$$

Заметим, что если цель неподвижна, и отражения от нее на выходе детектора представляют собой периодическую последовательность немодулированных импульсов, то спектр такой последовательности дискретный и состоит из составляющих вида nF_{Π} на которых расположены нули передаточной функции системы ЧПК. Поэтому данные сигналы через систему ЧПК не проходят. Если цель подвижна, в спектре выходного сигнала детектора появляются составляющие вида $nF_{\Pi} \pm f_d$, которые проходят через систему ЧПК (см.Рисунок 4.30).

Реальные помехи обычно не являются абсолютно неподвижными относительно локатора: дипольные отражатели перемещаются ветром и опускаются на землю под собственным весом, по поверхности моря бегут волны и т. д. Поэтому в спектре помехи вместо дискретных составляющих имеются спектральные области. В конкретной ситуации может оказаться эффективным последовательное включение двух или более систем ЧПК, как показано на Рисунок 4.32.

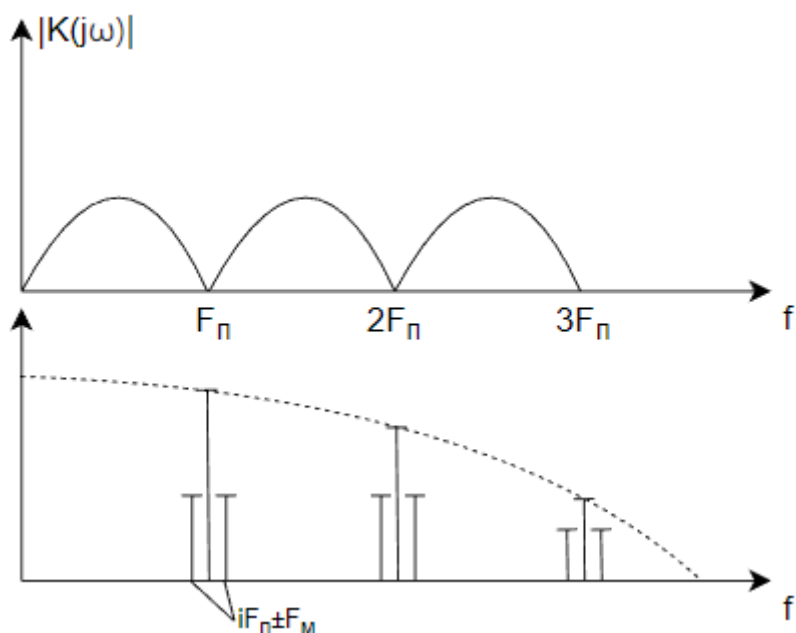


Рисунок 4.30 – Спектр модулированной последовательности импульсов.

В реальности спектр помех состоит не из дискретных составляющих iF_n , а из узких областей вокруг них, как показано на Рисунок 4.31.

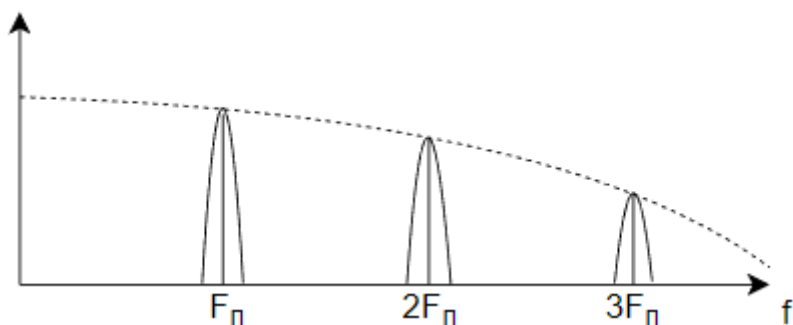


Рисунок 4.31 – Реальный спектр помехи

Чтобы убрать такую помеху, ставят двукратную ЧПК.

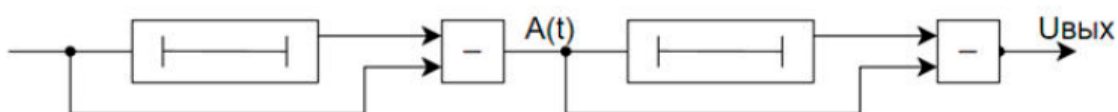


Рисунок 4.32 – Структурная схема двукратной ЧПК

$$A(t) = U(t) - U(t - T_n);$$

$$U_{\text{вых}}(t) = U(t) - 2U(t - T_n) + U(t + 2T_n).$$

Данное выражение дает возможность представить схему двукратной ЧПК в виде

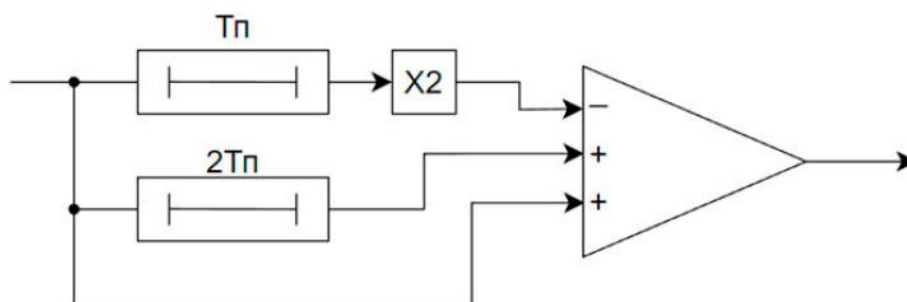


Рисунок 4.33 – Устройство двукратной ЧПК.

Техническая реализация системы ЧПК может быть аналоговой или цифровой. Исторически первыми были аналоговые ЧПК, в которых применялись ультразвуковые линии задержки (УЛЗ). В настоящее время все большее распространение получают цифровые системы, где легко реализовать задержку сигнала на период повторения (см.Рисунок 4.34).

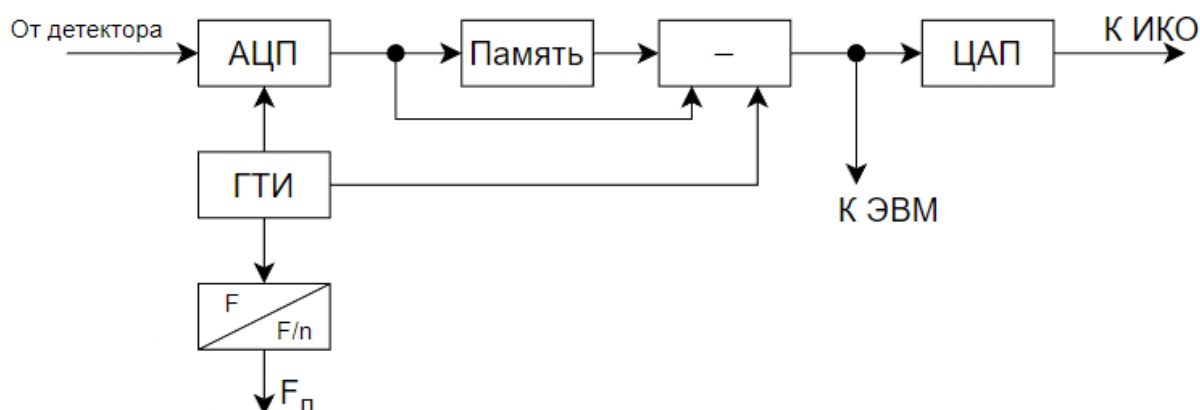


Рисунок 4.34 – Укрупнённая структурная схема цифровой АЦП

На рисунке F – тактовая частота АЦП, $F_{п} = \frac{1}{T_{п}}$ – частота следования импульсов РЛС.

Разрядность чисел r найдем соотношения

$$\frac{U_{max} - U_{min}}{U_{min}} = \frac{U_{max} - \sigma_{ш}}{\sigma_{ш}} \approx \frac{U_{max}}{\sigma_{ш}} \leq 2^r, r \geq \log_2 \frac{U_{max}}{\sigma_{ш}}.$$

Количество чисел в памяти $N = \frac{T_{п}}{0,5\tau_{п}}$.

4.6.9 Эффективность когерентно-импульсных систем

Положим, схема СДЦ до ЧПК работает идеально, так что ее эффективность полностью определяется блоком ЧПК.

Используются следующие показатели эффективности работы системы СДЦ:

1) Коэффициент подавления помехи – отношение мощности помехи на входе к мощности помехи на выходе.

$$k_{п} = \frac{P_{п.Вх}}{P_{п.Вых}}.$$

Данная характеристика не является полной, так как при прохождении через систему ослабляется не только помеха, но и полезный сигнал.

2) Коэффициент улучшения отношения сигнал/помеха

$$k_y = \frac{(P_C/P_\Pi)_{\text{Вых}}}{(P_C/P_\Pi)_{\text{Вх}}} = \frac{P_{\text{С.Вых}} P_{\Pi.\text{Вх}}}{P_{\Pi.\text{Вых}} P_{\text{С.Вх}}}, \quad k_y = |K(j\omega)|^2 k_\Pi.$$

В некоторых источниках коэффициент улучшения отношения сигнал/помеха называют коэффициентом подпомеховой видимости.

Рассмотрим методику расчета коэффициента подавления помехи. Очевидно, он зависит от вида помехи. Зададимся видом помехи. Пусть помеха на входе системы ЧПК – стационарный случайный процесс с корреляционной функцией.

$$R_\Pi(\tau) = \sigma_\Pi^2 r(\tau),$$

где $\sigma_\Pi^2 = P_{\Pi.\text{Вх}}$ – мощность помехи на входе; $r(\tau)$ – нормированная корреляционная функция входной помехи (коэффициент корреляции).

Напряжение на выходе устройства ЧПК

$$u_{\text{Вых}}(t) = u_{\text{Вх}}(t) - u_{\text{Вх}}(t - T_\Pi),$$

а мощность

$$P_{\Pi.\text{Вых}} = M \left\{ \left[u_{\text{Вх}}(t) - u_{\text{Вх}}(t - T_\Pi) \right]^2 \right\}.$$

Возводя в квадрат и производя почленное усреднение, получим

$$P_{\Pi.\text{Вых}} = 2P_{\Pi.\text{Вх}} - 2P_{\Pi.\text{Вх}} r(T_\Pi) = 2P_{\Pi.\text{Вх}} [1 - r(T_\Pi)],$$

где $r(T_\Pi)$ – значение коэффициента корреляции в точке $\tau = T_\Pi$.

Отсюда,

$$k_\Pi = \frac{P_{\Pi.\text{Вх}}}{P_{\Pi.\text{Вых}}} = \frac{0,5}{1 - r(T_\Pi)}.$$

Данная формула применяется для практических расчетов. Входящая в нее корреляционная функция обычно рассчитывается как преобразование Фурье энергетического спектра помехи. Если интервал корреляции помехи много больше периода повторения зондирующих сигналов,

$$r(T_\Pi) = 1; K_\Pi \rightarrow \infty.$$

Если интервал корреляции помехи много меньше периода повторения,

$$r(T_\Pi) = 0; K_\Pi \rightarrow \frac{1}{2}.$$

Используя далее полученные формулы запишем выражение для коэффициента улучшения отношения сигнал/помеха

$$k_y = \left| \sin \pi f_D T_\Pi \right|^2 \frac{1}{1 - r(T_\Pi)}.$$

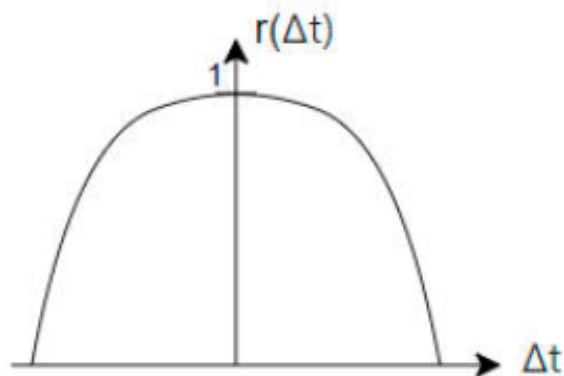


Рисунок 4.35 – Вид корреляционной функции помехи

Приведем некоторые практические данные о коэффициенте подавления помехи, полученные в сантиметровом диапазоне. Помеха: металлизированные ленты (искусственные помехи), море при ветре $k_{\Pi} = 10 \div 35$ дБ; облака – $k_{\Pi} = 5 \div 30$ дБ [6].

4.6.10 Защита РЛС от активных помех

Помехозащищенность РЛС в условиях РЭБ оценивается вероятностью решения всех задач, стоящих перед ней. В общем случае это обнаружение целей, распознавание целей, определение координат, сопровождение. Технические средства защиты от активных помех основаны на различных способах селекции полезных сигналов:

- А) по пространству,
- Б) по частоте,
- В) по поляризации,
- Г) по амплитуде,
- Д) по времени.

Рассмотрим коротко эти способы.

4.6.11 Пространственная селекция

Помеха большей частью ставится по боковым лепесткам ДНА РЛС (см.Рисунок 4.36). Для увеличения помехозащищенности надо иметь антенны с низким уровнем боковых лепестков. Свести их к нулю невозможно, но можно создавать такие диаграммы, которые имели бы минимум в направлении САП. Теоретическая основа – диаграмма направленности антенны есть преобразование Фурье от поля в ее раскрыве. Надо оценить обстановку и создать нужное амплитудно-фазовое распределение в раскрыве антенны с нулем ДНА в направлении на источник помех. Это возможно сделать на основе активной фазированной антенной решетки (АФАР) (см.Рисунок 4.37).

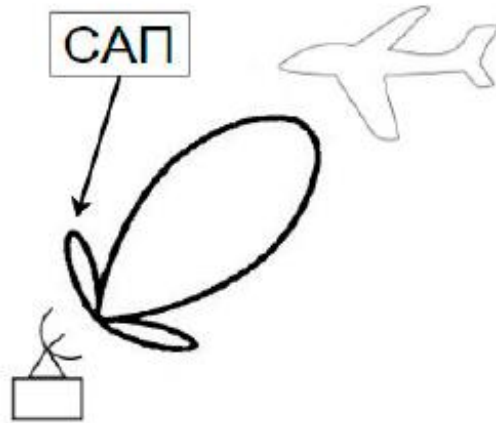


Рисунок 4.36 – Пространственная селекция

Вспомним, как работает антенная решетка. Фазовращатели создают необходимое фазовое распределение поля на раскрытие решетки. Как создать амплитудное? Включением усилителей с нужными коэффициентами усиления в цепи элементов АР.

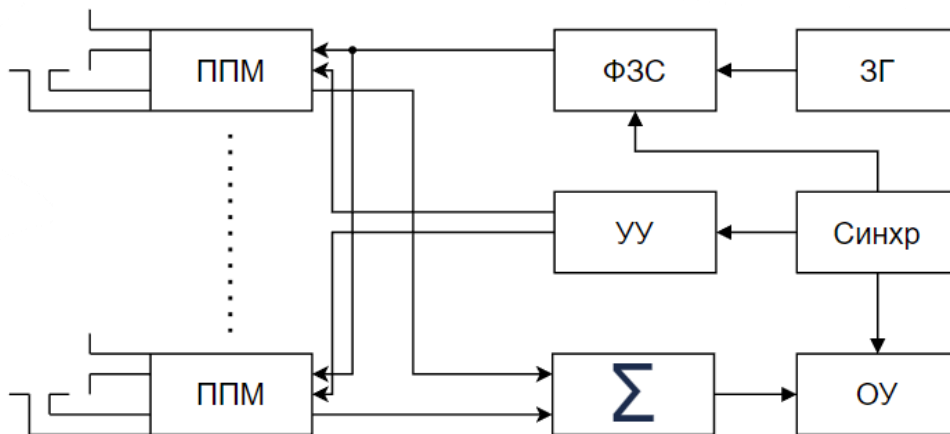


Рисунок 4.37 – Структурная схема АФАР

На рисунке ППМ – приемно-передающий модуль. Его структурна схема приведена наРисунок 4.38.

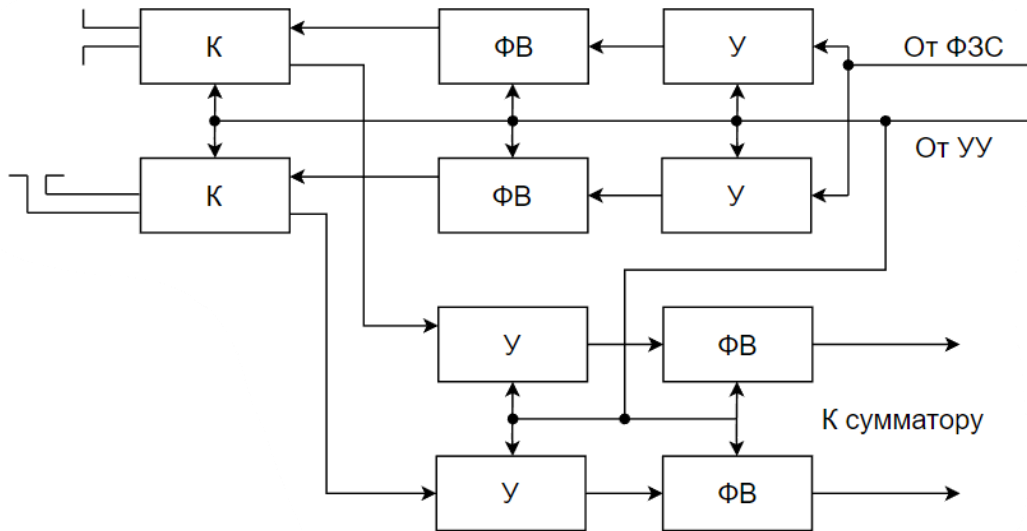


Рисунок 4.38 – Структурная схема приемно-передающего модуля АФАР

В каждом канале АФАР установлены фазовращатели и усилители, работающие как на излучение, так и на прием. Это и позволяет создать нужное амплитудно- фазовое распределение на элементах решетки.

На рисунках ЗГ – задающий генератор, ФЗС – формирователь зондирующего сигнала, ППМ – приемно-передающий модуль, ОУ – оконечное устройство, У – усилители, УУ – устройство управления.

Недостаток рассмотренного подхода – его сложность, а, следовательно, дороговизна.

Минимум приема в направлении САП можно создать с помощью двухканальной схемы, приведенной на Рисунок 4.39. Решетки имеют разные ДНА, $F_1(\alpha), F_2(\alpha)$, принятые сигналы суммируются на ВЧ с весовым множителем $W(\alpha)$, так, чтобы в направлении на помеху λ_n был минимум приема

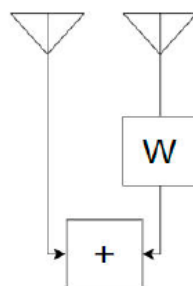


Рисунок 4.39 – Простейшая схема пространственной фильтрации

Из уравнения

$$F_1(\alpha_n) + F_2(\alpha_n) \cdot W(\alpha_n) = 0,$$

находим весовой множитель

$$W(\alpha_n) = \frac{F_1(\alpha_n)}{F_2(\alpha_n)}.$$

Основная и компенсационная антенны должны быть расположены достаточно близко друг к другу, чтобы углы прихода сигнала и помехи на них можно было считать

одинаковыми при расчете фазовой структуры диаграмм $F_1(\alpha), F_2(\alpha)$. Для подавления помех от N источников необходимо столько же компенсационных антенн.

Недостаток метода – его сложность и дороговизна. Более просты схемы с зеркальными антеннами и компенсацией помехи на видеочастоте. Применяются основная и вспомогательная антенны. Основная антенна остронаправленная. Вспомогательная должна иметь достаточно широкую ДНА с коэффициентом усиления, большим чем по боковым лепесткам основной. Остальное ясно из Рисунок 4.40 и Рисунок 4.41.

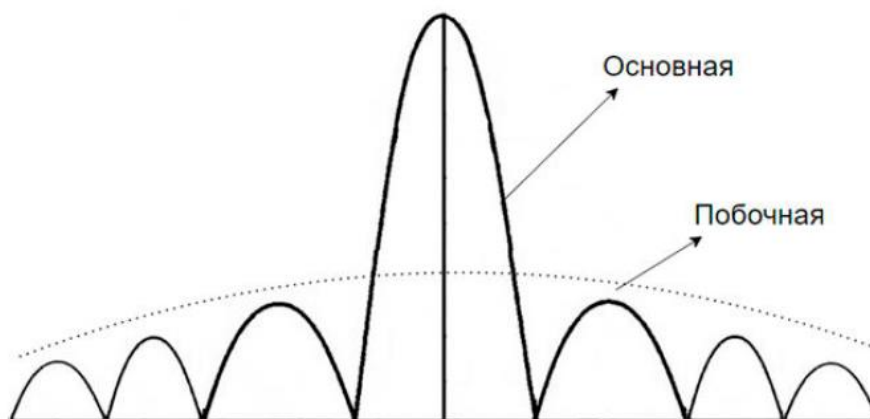


Рисунок 4.40 – Диаграммы направленности основной и компенсационной антенн

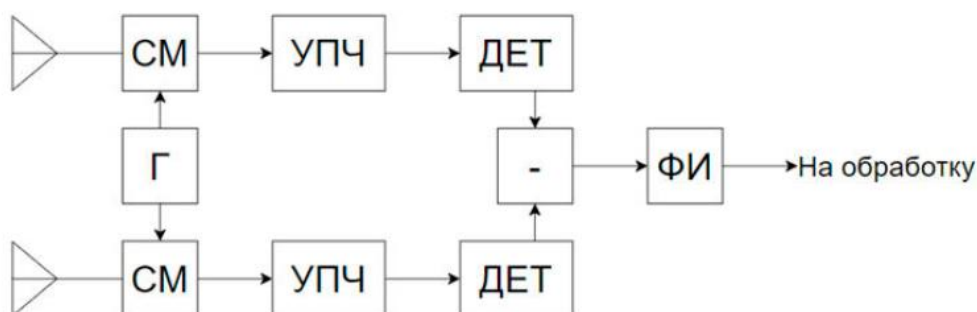


Рисунок 4.41 – Структурная схема с добавлением антенны для приёма шума по боковым лепесткам

Так как же определить, где источники помех?

4.7 Анализ и индикация помеховой обстановки

Для определения наилучших способов работы РЛС в условиях радиопротиводействия и для выбора оптимальных методов помехозащиты необходимо основываться на сведениях о помеховой обстановке. Оперативные данные о помеховой обстановке используют для адаптации как в автоматическом режиме, так и в автоматизированном, когда работой РЛС управляет оператор.

Для оператора прежде всего нужен индикатор с отображением помеховой обстановки и зоны подавления РЛС помехой. В РЛС с индикаторами кругового обзора (ИКО) для оператора индицируется дальность и азимут $\alpha_{ц}$ цели, как показано на Рисунок 4.42

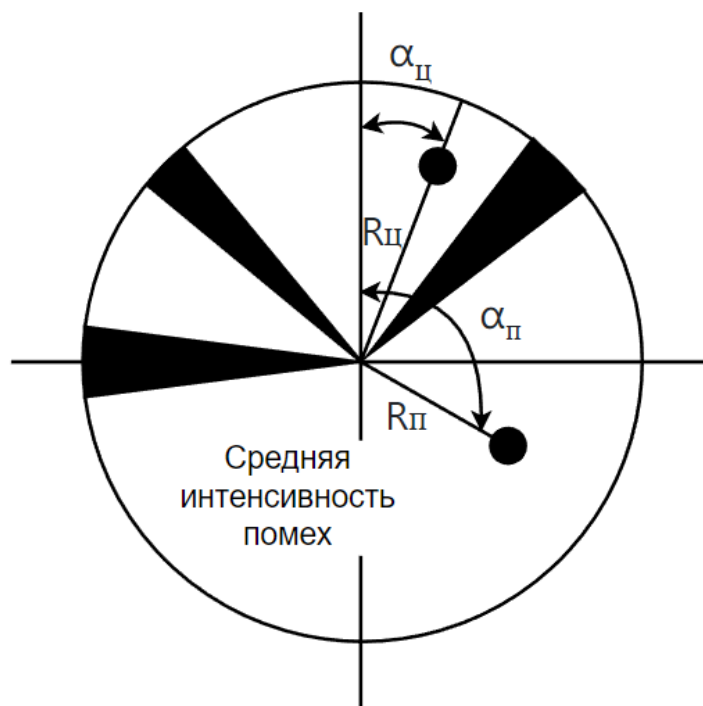


Рисунок 4.42 – Помехи и сигналы на ИКО

Обнаруженные шумовые помехи создают на ИКО засвеченные секторы с информацией лишь об азимуте помехи α_{Π} . Уменьшение коэффициента усиления приемника сужает сектор помех до линии, положение которой определяет направление на источник помех. Это неполная информация о цели, прикрываемой помехами. Но и этой информации бывает достаточно для решения некоторых задач, например для определения положения САП пеленгационным методом. Положение САП в пространстве можно определить с помощью двух локаторов, используя пеленгационный метод, как показано на Рисунок 4.43.

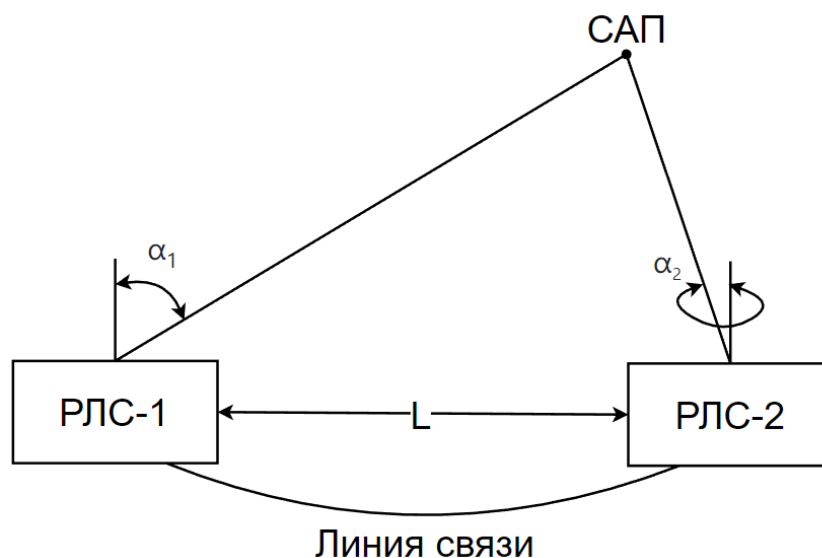


Рисунок 4.43 – Схема определения координат двумя РЛС пеленгационным методом

Можно использовать и разностно-дальномерный метод, но для этого надо использовать по крайней мере три локатора. Разность времени прихода шумоподобных сигналов в разнесенные точки пространства определяют корреляционным методом.

4.8 Защита от поляризационных помех

Поляризацию в радиотехнике определяют по положению в пространстве вектора электрического поля.

Различают:

1. Линейную (вертикальная, горизонтальная).
2. Круговую (правокруговая, левокруговая).
3. Эллиптическую.

Любую поляризацию можно создать из двух ортогональных (например, вертикальной и горизонтальной), создавая между ними определенные фазовые и амплитудные соотношения.

В современных локаторах с ФАР элементы ФАР «запитываются» по приведенной схеме (см.Рисунок 4.44). РЛС выбирает поляризацию наименее подверженную помехам. До 16 различных поляризаций. Идея защиты от поляризационных помех: подобрать поляризацию, ортогональную помехе.

Рассмотрим влияние поляризации на работу зеркальных антенн. Утверждение, что антенна принимает сигнал только одной поляризации, строго говоря, соблюдается только на её оси (см.Рисунок 4.45). Антенна принимает сигнал и ортогональной поляризации, но имеет на ней другую диаграмму направленности. Падающее на рефлектор поле наводит в нем токи. В каждом элементе рефлектора имеется составляющая вектора тока, соответствующего по поляризации облучателю, что и приводит к приему на ортогональной поляризации.

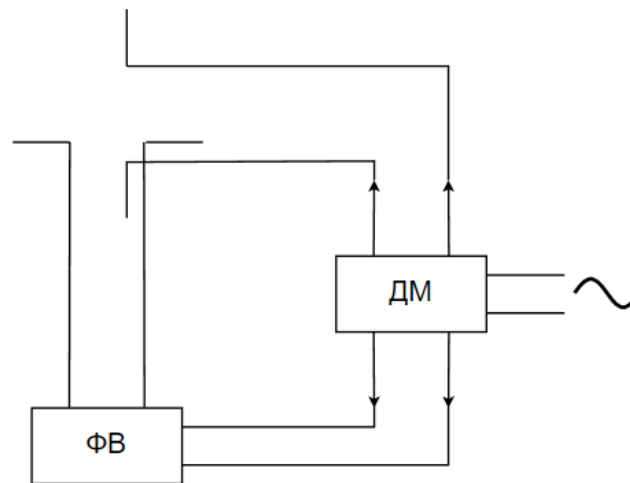


Рисунок 4.44 – Схема создания необходимой поляризации из вертикальной и горизонтальной (ДМ – делитель мощности, ФВ – фазовращатель)

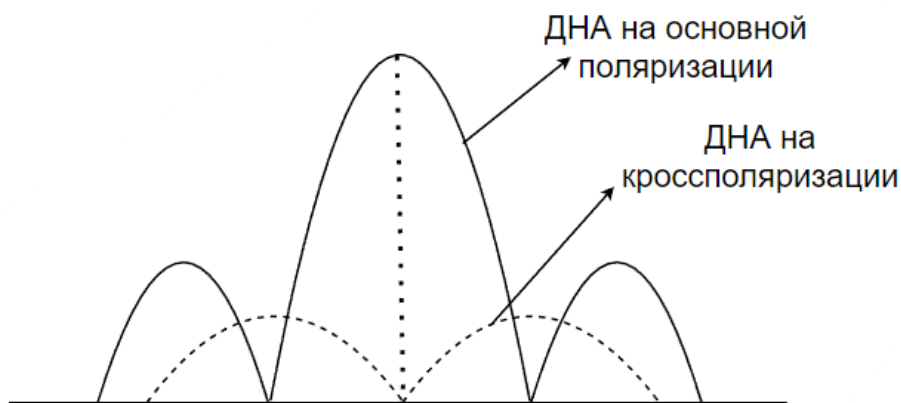


Рисунок 4.45 – ДН зеркальной антенны на основной и кроссполяризации

Для компенсации помех на ортогональной поляризации нужна дополнительная антенна, как показано на Рисунок 4.46.

Антенны A_1 и A_2 должны быть совмещены в пространстве иначе фазовый сдвиг будет изменяться при движении цели или САП. Выравнив амплитуду и фазу помехи при помощи цепи автоподстройки, можно в принципе её в значительной мере компенсировать, так что на выход в блок обработки информации (БОИ) поступит лишь полезный сигнал. Компенсация поляризационной помехи возможна и после демодулятора несущей, в видеополосе.

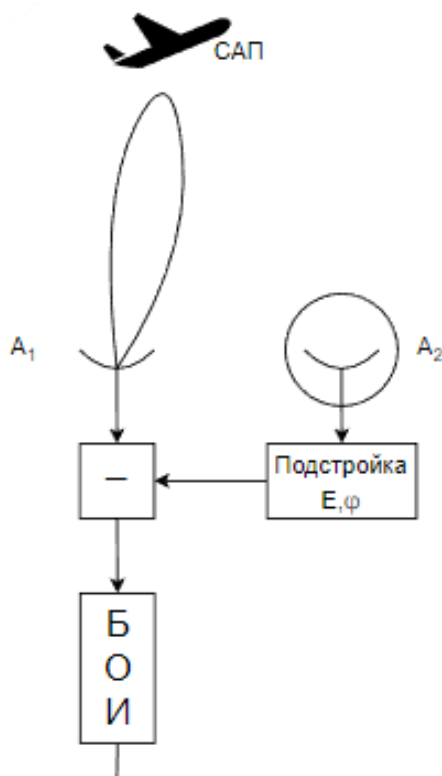


Рисунок 4.46 – Схема компенсации помех на ортогональной поляризации

4.9 Защита от помех, уводящих по дальности и скорости

Для защиты подсистем РЛС, сопровождающих цели по дальности и по скорости, от уводящих помех нужно, прежде всего, обнаружить сам факт такого противодействия. Эта задача решается с использованием всей доступной информации о различиях собственных полезных сигналов РЛС и вредных имитационных помех.

Универсальный способ защиты РЛС от помех, уводящих по дальности, – использование в автоматической системе сопровождения по дальности (АСД) помимо основного строба дальности двух дополнительных сторожевых стробов. Эти стробы располагаются слева и справа от основного строба (на меньших и на больших дальностях), как показано на Рисунок 4.47.

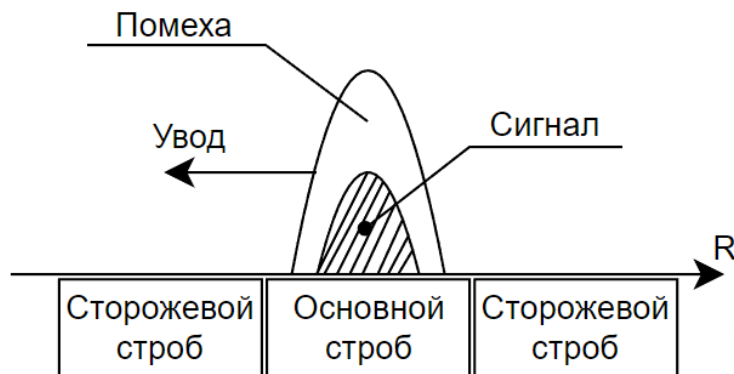


Рисунок 4.47 – Сторожевые стробы для защиты от уводящих помех

При работе системы автосопровождения в отсутствии помех в сторожевом стробе сигнала нет. Как только будет поставлена уводящая помеха, основной строб дальности будет смещаться, а сторожевые – нет. Но при этом через некоторое время в сторожевом стробе (правом или левом в зависимости от направления увода) обнаружится импульс сигнала. По факту обнаружения алгоритм помехозащиты может вернуть основной строб на местоположение истинного сигнала и возобновить слежение за ним.

Импульсно-доплеровские РЛС могут одновременно использовать сторожевые стробы как по скорости, так и по дальности.

Один из важных признаков, по которому можно идентифицировать уводящую помеху, – это зависимость между дальностью и скоростью: помеха с изменяющейся дальностью должна иметь несущую частоту с доплеровским смещением. Поэтому если одновременно оценивать скорость по доплеровскому смещению $\dot{R}^*(t)$ при помощи системы автосопровождения по скорости (АСС) и формировать косвенные измерения скорости по производной от измеряемой дальности $\frac{dR^*(t)}{dt}$ в АСД, а потом сравнивать полученные оценки, можно обнаружить уводящую помеху по несогласованности оценок, если:

$$\dot{R}^*(t) \neq \frac{dR^*(t)}{dt}.$$

5 ПУТИ РАЗВИТИЯ ТЕХНОЛОГИЙ РЭБ

Данный раздел излагается на основании книги «Радиоэлектронная борьба» под ред. Колесова И.А., Насенкова И.Г., М., 2015 год. Авторы – ведущие сотрудники Российской фирмы КРЭТ – Концерн «Радиоэлектронные технологии». Книга написана на основании анализа деятельности фирм, занимающихся РЭБ в разных странах мира [14].

Обозначим основные направления, в которых работают ученые и инженеры ведущих компаний – создателей средств, комплексов и решений в области радиоэлектронной борьбы.

1) *Введение комплексов РЭБ в сетевые автоматизированные комплексы управления войсками.* На данный момент страны имеющие мощные армии имеют тенденцию при возникновении сложных ситуаций (Сирия, Афганистан, Ирак и т.д.) средства разведки, средства связи, средства управления, средства нападения объединять единой информационной сетью. Это позволит в кратчайшее время доводить сведения о противнике до органов управления армией и органов управления оружием, в кратчайшее время и наиболее достоверно. А это основа успеха боевых действий.

В эту сеть включаются средства РЭБ. Средствам РЭБ уделяется важная роль: они могут наиболее быстро организовать свои действия и быстро расстроить действия противника. Осознавая это, ведущие страны мира ведут собственные программы по автоматизации и объединению систем боевого управления.

2) *Конвергенция классических методов РЭБ и кибер-войн.* Кибернетика – это, изначально, наука об управлении. На данный момент всё, что связано с вычислительной техникой называют кибернетикой. На данный момент, кибер-война – это действие одного национального государства с проникновением в компьютерные сети другого государства с нанесением ущерба или разрушения. Конвергенция – это проникновение.

Конвергенция средств РЭБ и кибер-войн – это использование средств радио для проникновения в компьютерные сети для вредоносного воздействия на последние.

3) *Объединения методов и решений РЭБ со средствами систем государственного опознавания.* В наше время на каждое судно (морское или воздушное) ставится ответчик «свой-чужой». Эти запросы шифруются для защиты от постороннего просмотра. В данных системах устанавливаются система блокировки наведения своего оружия на свои цели. Внедрение с помощью средств РЭБ в системы опознавания позволит обходить защиту вооруженных средств для нанесения удара.

4) *Объединение средств и комплексов РЭБ со средствами функционального поражения.* Функциональное поражение — это генерирование мощных СВЧ импульсов для выжигания аппаратуры противника. Объединение этих систем позволяет выводить из строя средства огневого поражения противника и различные средства активной радиоразведки и радиолокации противника.

Основным недостатком такого метода является неизбежное поражение всех средств в зоне. Достоинствами этого метода являются: универсальность, нет необходимости точно знать полосу работы оборудования, отсутствие эффективных средств защиты от данного воздействия.

5) *Разработка широкополосных АФАР.* Это связано с тем, что радиолокация сейчас многопозиционная: необслуживаемые передатчики и обслуживаемые приемники. Это позволяет работать со многими передатчиками и приемниками.

6) *Искусственный интеллект.* До настоящего момента средства РЭБ шли «вслед» за средствами нападения. Появилась радиосвязь – появилась радиоразведка, помехи. Появились РЛС - появилась радиотехническая разведка, имитационные помехи, ложные цели, защитные покрытия и т.д. В данный момент успехи в создании технических устройств и алгоритмов работы позволяют на основании развединформации, её обобщении делать выводы о развитии средств РЭБ. Если определены пути развития и

закономерности изменяющегося состояния РЭБ, то можно прогнозировать развитие будущего.

7) *Развитие элементной базы* – ключевое направление в совершенствовании средств РЭБ. Современная элементная база радиоэлектроники – интегральные схемы на основе наногетероструктур арсенида и нитрида галлия. Арсенид галлия позволяет работать на частотах до 250 ГГц. Нитрид галлия позволяет иметь высокие выходные мощности.

По мнению авторов книги [14], дальнейшее развитие компонентной базы связано с **графеновой** электроникой. Графен был экспериментально получен в 2004 году двумя бывшими советскими физиками Андреем Геймом и Константином Новоселовым. Графен представляет собой слой атомов углерода, образующих двумерную кристаллическую решетку: по сути пленка углерода толщиной в один атом, имеющая кристаллическую структуру. Подвижность электронов в графене на порядок выше, чем в арсениде галлия, что дает возможность работать на терагерцовых частотах. Графен – самый тонкий и прочный материал, известный человеку. «Одноатомный транзистор» был создан австралийскими учеными в 2012 году, однако его коммерческое использование пока невозможно, так как он работает при температуре, близкой к абсолютному нулю (Комсомольская правда, 26.12.18).

Классическая электроника по своим возможностям достигает физического предела. Дальнейшее развитие техники ученые связывают с фотоникой. Фотон – квант электромагнитного излучения (не только оптического!). В отличие от электрона не имеет массы покоя и заряда. Поэтому фотонные системы не подвержены влиянию внешних электромагнитных полей. Возникла и развивается новая область техники – радиофотоника, где используется взаимодействие оптического излучения и СВЧ сигналов. Это одно из направлений создания новой элементной базы радиоэлектроники.

«Стремительно надвигающаяся радиофотонная революция в технике РЭБ, связи и радиолокации сможет поделить воюющие стороны на те, кто может побеждать на поле боя малыми силами и с минимальными потерями, и на те, чей удел подчиниться воле сильного. Примерно так же, как когда-то аналогичным образом поделило страны и народы изобретение стреляющих пороха или ядерного оружия. Не отстать, не проиграть в той гонке науки и техники на переднем крае прогресса, которая называется радиоэлектронной борьбой – теперь вопрос сохранения независимости и процветания России в XXI веке» [14].

Вот такие задачи стоят перед нынешними выпускниками ТУСУРа!

Заключение

Настоящий курс лекций (учебное пособие) издается в связи с тем, что учебника, соответствующего вузовской дисциплине «Основы теории систем и комплексов радиоэлектронной борьбы» пока не существует. Американцы называют соответствующую область науки и техники более определенно – «Радиоэлектронная война». В пособии коротко рассмотрены основные разделы данного понятия. Это радиоэлектронная разведка, радиоэлектронное противодействие, радиомаскировка и радионезаметность работы радиоэлектронных средств различного назначения, а также защита от организованных помех противника.

Радиоэлектронное вооружение современных армий постоянно совершенствуется с учетом требований РЭБ. Сокращается время выхода излучения в эфир, уменьшается его мощность за счет использования широкополосных сигналов сложной структуры. Вслед за этим совершенствуются и средства РЭБ, причем они должны быть эффективны в изменяющейся радиотехнической обстановке. Однако все перечисленные выше разделы РЭБ остаются востребованными, их базовое содержание сохраняется. Как и в каждой борьбе есть разведка, нападение (радиоэлектронное подавление) и защита (радионезаметность своего вооружения, борьба с помехами).

Основное средство радиопротиводействия в РЭБ – активные помехи. В пособии рассмотрены различные виды активных помех. Эффективность применения помех зависит от их преобразования в приемных трактах «атакуемых» устройств, взаимодействия в этих трактах с полезными сигналами. Поэтому студентам, которые в своей будущей профессиональной деятельности собираются заниматься вопросами РЭБ, необходимо основательно изучать традиционные радиотехнические дисциплины, такие как распространение радиоволн, антенны (включая антенные решетки), радиоприемные устройства, радиопередающие устройства, устройства цифровой обработки сигналов, статистическую радиотехнику.

Пути развития технологий РЭБ изложены в специальном разделе пособия. Они сформулированы ведущими сотрудниками российского концерна КРЭТ («Радиоэлектронные технологии») на основании анализа деятельности фирм, занимающихся РЭБ, в разных странах мира. Нам нет необходимости повторять в заключении содержание упомянутого раздела. Отметим только, что в области совершенствования устройств это уменьшение их веса и габаритов, увеличение быстродействия на основе использования последних достижений в области электроники и радиофотоники. Кардинальной линией в области развития систем является то, что РЭБ становится неотъемлемой составляющей современных сетецентрических войн, когда в одну информационную систему объединяются средства разведки, связи, РЭБ, управления войсками, управления оружием, цифровой обработки данных от различных источников и их анализа. Это позволяет наиболее быстро и достоверно выявлять обстановку на театре военных действий и своевременно принимать разумные решения в области управления войсками и оружием.

Как заметил один из авторитетных отечественных специалистов в области РЭБ А.И. Палий «Радиовойна не объявляется и никогда не прекращается». Ученые и инженеры, участвующие в создании новых устройств и систем военного назначения, совершенствовании их элементной базы фактически являются участниками РЭБ.

Такая же участь ожидает наших выпускников, кто будет работать по специальности. Успехов вам в вашей будущей деятельности во славу России!

Экзаменационные вопросы

1. Общая характеристика средств РЭБ.
2. Методы определения координат источников радиоизлучения станциями радиотехнической разведки.
3. Дальность действия станций радиотехнической разведки в зонах прямой радиовидимости, дифракции и дальнего тропосферного распространения радиоволн.
4. Точность определения координат источников радиоизлучения станциями радиотехнической разведки.
5. Структурная схема пеленгационного поста станции радиотехнической разведки
6. Режимы поиска источника радиоизлучения по частоте в станциях радиотехнической разведки.
7. Фазовый радиопеленгатор: принцип действия, структурная схема, точность измерения пеленга.
8. Фазовый пеленгатор: устранение неоднозначности измерений методом уточнений.
9. Фазовый радиопеленгатор: обработка совокупности измеренных разностей фаз методом максимального правдоподобия.
10. Влияние тропосферы на дальность действия станций радиотехнической разведки.
11. Классификация методов радиоэлектронного противодействия.
12. Классификация и принципы построения станций активных шумовых помех.
13. Заградительные и прицельные станции прямошумовых помех.
14. Заградительные и прицельные станции модуляционных помех.
15. Станции активных шумовых помех, заградительных по углу.
16. Станции ответных импульсных помех.
17. Станции ответных прицельных по углу помех. Решетки Ван Атта.
18. Станции активных имитационных помех.
19. Станции пространственно-разнесенных помех.
20. Уравнение противорадиолокации.
21. Общая характеристика способов радиоэлектронной маскировки.
22. Способы обеспечения незаметности радиолокационных целей: оптимизация сигналов и их пространственно-временной обработки.
23. Снижение заметности излучения по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны.
24. Угловой спектр излучения и его физический смысл.
25. Снижение заметности широкополосных сигналов.
26. Снижение радиолокационной заметности объектов военной техники, противорадиолокационные покрытия.
27. Уменьшение заметности радиоэлектронных систем.
28. Модификация среды распространения радиоволн в целях РЭБ.
29. Обнаружение движущихся радиолокационных целей на фоне пассивных помех: когерентный метод непрерывного излучения.
30. Основные схемы когерентно-импульсных локаторов с внутренней когерентностью.
31. Компенсация сигналов неподвижных отражателей в когерентно-импульсных системах селекции движущихся целей.
32. Эффективность когерентно импульсных систем селекции движущихся целей
33. Защита РЛС от активных помех.
34. Пути дальнейшего развития средств РЭБ.

Список использованных источников

1. А.И. Палий. Радиоэлектронная борьба. М.: Воениздат, 1989, 350 с.
2. С. М. Меньшаков Ю.К. Теоретические основы технических разведок. Изд. МГТУ, 2008, 536 с.
3. И. Хеймонт. Тактическая разведка в современной войне, перевод с англ. – М.: Воениздат, 1963, 195 с.
4. Ю.А. Смирнов. Радиотехническая разведка. – М.: Воениздат, 2001, 456 с.
5. Р. Дж. Шлезингер. Радиоэлектронная война. – М.: Воениздат, 1963, 318 с.
6. С.А. Вакин, Л.Н. Шустов. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. - М.: Сов. Радио, 1968 год, 444 с.
7. Г.Х. Гуд, Р.Э. Макол. Системотехника, введение в проектирование больших систем. – М.: Сов.Радио, 1962 , 383 с.
8. М.П.Долуханов. Дальнее распространение ультракоротких волн: научное издание - М. : Связьиздат, 1962. – 176 с.
9. В.А. Мартынов, Ю.И. Селихов. Панорамные приемники и анализаторы спектра. – М.: Сов. Радио, 1964 г.
10. Пространственно-временные искажения сантиметровых радиосигналов на наземных трассах распространения и их влияние на точность пассивных систем местоопределения / Под ред. В.П. Денисова. Томск, изд. ТУСУР, 2014, – 502 с.
11. Куприянов А.И., Шустов Л.Н. Радиоэлектронная борьба. Основы теории. М.: Вузовская книга, 2017, – 800 с.
12. Васин В.В., Степанов Б.М. Справочник-задачник по радиолокации. М.: Сов. Радио, 1977, 315 с
13. Денисов В.П., Дудко Б.П. Радиотехнические системы. Томск, изд. ТУСУР, 2002, 252 с.
14. Радиоэлектронная борьба. От экспериментов прошлого до решающего фронта будущего. Под ред. Н.А. Колесова, И.Г. Насенкова. М.: Центр анализа стратегий и технологий, 2015, 248 с.