

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ
(ТУСУР)

Кафедра радиотехнических систем (РТС)

**Курс лекций по дисциплине «Основы теории систем и комплексов
радиоэлектронной борьбы» для студентов специальности 11.05.01
«Радиоэлектронные системы и комплексы»**

Лектор

Доктор технических наук, профессор каф. РТС

Денисов В.П.

Лекции записали студенты групп 124-1, 124-2

Аржевикин И.В.

Газитов С.Р.

Серганов А.Д.

Томск

2019

1. Что такое РЭБ

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»

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» [А.И. Палий Радиовойна, Воениздат, 1963 год].

Так что все вы, кто будет работать по специальности, станете участниками радиоэлектронной борьбы.

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». [А.А.Свечин. Военная мысль и революция, 1924 год].

2. РАБОЧАЯ ПРОГРАММА ДИСЦИПЛИНЫ

Уровень образования: **высшее образование - специалитет**

Направление подготовки / специальность: **11.05.01 Радиоэлектронные системы и комплексы**

Форма обучения: **очная**

Факультет: **РТФ, Радиотехнический факультет**

Кафедра: **РТС, Кафедра радиотехнических систем**

Курс: **5**

Семестр: **9**

Учебный план набора 2016 года

Распределение рабочего времени

№	Виды учебной деятельности	10 семестр	Всего	Единицы
1	Лекции	36	36	часов
2	Практические занятия	36	36	часов
3	Лабораторные работы	18	18	часов
4	Всего аудиторных занятий	90	90	часов
5	Самостоятельная работа	54	54	часов
6	Всего (без экзамена)	144	144	часов
7	Подготовка и сдача экзамена	36	36	часов
8	Общая трудоемкость	180	180	часов
		5.0	5.0	З.Е.

Экзамен: **9 семестр**

1. Цели и задачи дисциплины

2.1. Цели дисциплины

Цель преподавания дисциплины состоит в том, чтобы обеспечить формирование у студентов компетенций, позволяющих на математическом и физическом уровне учитывать требования РЭБ при проектировании и эксплуатации радиолокационной, радионавигационной и связной радиоэлектронной аппаратуры.

2.2. Задачи дисциплины

Сформировать знания, навыки и умения, позволяющие самостоятельно применять методы исследования характеристик радиоэлектронных систем в условиях РЭБ

3. Место дисциплины в структуре ОПОП

Дисциплина «Основы теории систем и комплексов радиозлектронной борьбы» (Б1.В.ОД.11) относится к блоку 1 (вариативная часть).

Предшествующими дисциплинами, формирующими начальные знания, являются: Основы теории радиолокационных систем и комплексов, Системотехника.

Последующими дисциплинами являются: Защита выпускной квалификационной работы, включая подготовку к процедуре защиты и процедуру защиты.

4. Требования к результатам освоения дисциплины

Процесс изучения дисциплины направлен на формирование следующих компетенций:

ПК-12 способностью выполнять исследования новых процессов и явлений в радиотехнике, позволяющих повысить эффективность радиоэлектронных систем и устройств;

В результате изучения дисциплины обучающийся должен:

– **знать** - принципы построения и достижимые технические характеристики типовых станций радио и радиотехнической разведки; - принципы создания и основные структурные схемы станций создания активных помех радиоэлектронным средствам противоборствующей стороны; - принципы защиты «своих» радиоэлектронных средств от преднамеренных помех; - принципы радиомаскировки носителей радиоэлектронной аппаратуры.

– **уметь** - объяснить физические процессы преобразования сигналов и помех в типовых устройствах обработки радиолокационных сигналов;

– выполнить энергетический расчет активных и пассивных средств РЭБ;

– составлять структурные схемы средств РЭБ по заданным техническим требованиям.

– **владеть** – приемами применения статистических методов для описания сигналов и помех в системах РЭБ;

– приемами применения традиционных методов статистического синтеза и анализа оптимальных и субоптимальных устройств обработки сигналов в условиях помех;

- оценки эффективности средств РЭБ

5. Объем дисциплины и виды учебной работы

Общая трудоемкость дисциплины составляет 4.0 зачетных единицы и представлена в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Трудоемкость дисциплины

Виды учебной деятельности	Всего часов	Семестры 9 семестр
Аудиторные занятия (всего)	90	90
Лекции	36	36
Практические занятия	36	36
Лабораторные работы	18	18
Самостоятельная работа (всего)	54	54
Оформление отчетов по лабораторным работам	15	15
Проработка лекционного материала	7	7
Подготовка к практическим занятиям, семинарам	32	32
Всего (без экзамена)	144	144
Подготовка и сдача экзамена	36	36
Общая трудоемкость, ч	180	180
Зачетные Единицы	5.0	5.0

6. Содержание дисциплины

6.1. Разделы дисциплины и виды занятий

Разделы дисциплины и виды занятий приведены в таблице 5.1.

Таблица 5.1 – Разделы дисциплины и виды занятий

Названия разделов дисциплины	Ле	к,	ч	ра	к,	за	б,	ра	б.,	м.	ра	б.,	в	(б	ез	м	ир	ус	м	ые	ко
1 Основы радио-и радиотехнической разведки.	0				8			6			12			34							ПК-12
2 Принципы построения и основные структурные схемы станций создания активных помех радиоэлектронным средствам противоборствующей стороны.	20				8			4			10			45							ПК-12
3 . Принципы радиомаскировки радиоэлектрон-ной аппаратуры.	8				8			8			12			39							ПК-12
4 Защита «своих» радиосистем и комплексов от средств РЭБ	8				8			0			8			26							ПК-12
Итого за семестр	36				36			18			42			144							
Итого	36				36			18			54			144							

6.2. Содержание разделов дисциплины (по лекциям)

Содержание разделов дисциплин (по лекциям) приведено в таблице 5.2.

Таблица 5.2 – Содержание разделов дисциплин (по лекциям)

Названия разделов	Содержание разделов дисциплины по лекциям	л	е	к	с	м	о	с	м	ы	е	ко		
													9 семестр	
2 Принципы построения и основные структурные схемы станций создания активных помех радиоэлектронным средствам противоборствующей стороны.	Содержание понятия РЭБ. История РЭБ. Разделы курса Основные понятия и определения. Виды РТР. Методы определения координат ИРИ станциями РТР. Дальность действия станций РТР в области прямой радиовидимости, дифракции, ДТР. Точность определения координат. Источники погрешностей. Влияние условий распространения радиоволн на точность определения координат. Представление флуктуационной составляющей принимаемого сигнала в виде стационарного по времени и пространственной координате гауссовского случайного процесса. Угловой спектр и его физический смысл. Системы обнаружения в станциях РТР. Поиск по частоте: медленный гарантированный, быстрый гарантированный, вероятностный. Беспойсковые по частоте станции РТР. Поиск по направлению. Системы анализа сигналов в станциях РТР. Измерение несущей частоты и параметров модуляции сигналов. Многобазовые фазовые пеленгаторы. Устранение												10	ПК-12

	неоднозначности измерений «методом уточнений» и методом максимального правдоподобия: вывод основных теоретических соотношений, структурные схемы и достижимые технические параметры. Оптическая обработка сигналов в станциях РТР («дифракция света на ультразвуке»). Применение теории массового обслуживания к задачам РТР		
	Классификация методов и средств радиоэлектронного противодействия. Станции активных шумовых помех: генераторные, модуляционные, прямошумовые помехи. Ответные шумовые помехи, заградительные по углу. Ответные шумовые помехи, прицельные по углу. Многолучевые антенные решетки, решетки Ван-Атта. Станции активных имитационных помех. Принципы создания, эффективность. Генераторы ложных целей. Помехи каналу дальности. Помехи каналу скорости. Помехи угломерным каналам с коническим сканированием. Помехи моноимпульсным пеленгаторам. Вынесенные имитационные помехи.	10	
	Итого	20	
3. Принципы радиомаскировки радиоэлектронной аппаратуры.	Общая характеристика проблемы радиоэлектронной маскировки. Способы создания радионезаметности. Оптимизация сигналов и их пространственно-временной обработки. Экранирование. Снижение заметности излучения по боковым лепесткам диаграмм направленности антенн. Радионезаметность широкополосных сигналов (ШПС). Широкополосные сигналы: определение и применение. Классы ШПС. Расширение спектра за счет перестройки частоты. Сигналы с частотно-фазовой манипуляцией. Снижение заметности объектов радиолокационного наблюдения. Снижение ЭПР за счет выбора формы. Применение противорадиолокационных покрытий. Уменьшение заметности антенных систем. Комплексное применение методов противорадиолокационной маскировки. Маскирующее воздействие на среду распространения радиоволн. Модификация среды распространения. Дипольные помехи. Маскировка плазменными образованиями. Модификация сигнального пространства. Ложные цели	8	ПК-12
3. Принципы	Общая характеристика проблемы	8	ПК-12

радиомаскировки радиоэлектронной аппаратуры.	<p>радиоэлектронной маскировки. Способы создания радионезаметности. Оптимизация сигналов и их пространственно-временной обработки. Экранирование. Снижение заметности излучения по боковым лепесткам диаграмм направленности антенн. Радионезаметность широкополосных сигналов (ШПС). Широкополосные сигналы: определение и применение. Классы ШПС. Расширение спектра за счет перестройки частоты. Сигналы с частотно-фазовой манипуляцией. Снижение заметности объектов радиолокационного наблюдения. Снижение ЭПР за счет выбора формы. Применение противорадиолокационных покрытий. Уменьшение заметности антенных систем. Комплексное применение методов противорадиолокационной маскировки. Маскирующее воздействие на среду распространения радиоволн. Модификация среды распространения. Дипольные помехи. Маскировка плазменными образованиями. Модификация сигнального пространства. Ложные цели</p>	8	
4 Защита «своих» радиосистем и комплексов от средств РЭБ	<p>Итого</p> <p>Помехозащита радиоприемных устройств. Виды помех и методы помехозащиты. Средства помехозащиты. Средства селекции сигналов. АРУ. Применение ограничителей. Использование техники сжатия импульсов. Специальные схемы подавления. Радиоэлектронная защита РЛС. Выбор зондирующего сигнала и способа его обработки. Выбор антенной системы. Анализ и индикация помеховой обстановки. Защита от помех, уводящих по дальности. Защита от поляризационных помех. Селекция движущихся целей. Основные схемы когерентно-импульсных локаторов. Компенсация сигналов неподвижных отражателей и ее эффективность. Эффективность средств радиоэлектронной борьбы.</p>	8	ПК-12
Итого за семестр	Итого	8	36

7. При подготовке лекций использовалась следующая основная литература

1. В.В.Цветнов, В.П. Демин, А.И.Куприянов. Радиоэлектронная борьба: Радиоразведка и радиопротиводействие. Изд-во МАИ, 1998г.
2. В.В.Цветнов, В.П. Демин, А.И.Куприянов. Радиоэлектронная борьба: Радиомаскировка и помехозащита. Изд-во МАИ, 1999г.
3. А.И. Куприянов. Радиоэлектронная борьба. М., Вузовская книга, 2013 год.
4. В.Д. Добыкин, А.И.Куприянов, В.Г. Пономарев, Л.Н. Шустов. Радиоэлектронная борьба. Цифровое запоминание и воспроизведение электромагнитных волн. М.: Вузовская книга, 2009 год.
5. С.А. Вакин, Л.Н. Шустов. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. М.: Сов.Радио, 1968 год.
6. Р. Шлезингер. Радиоэлектронная война. М.: Воениздат, 1963 год.
7. Васин В.В., Степанов Б.М. Справочник- задачник по радиолокации. М.: Сов. Радио, 1977, 315 стр. (наличие в библиотеке ТУСУР - 40 экз.)

8. Основные понятия и определения

8.1 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.

Целями радиопомех являются радиолинии связи, управления, наведения, навигации. Помехи могут быть активными или пассивными. Активно - содержащие источники радиоизлучения, использующие отражения радиоволн от различных отражателей Полуволновые отражатели, ложные цели и т. д.

Можно выделить следующие составные части РЭБ.

- Радиоэлектронная разведка.
- Радиоэлектронное подавление.
- Радиоэлектронная защита.
- Радиоэлектронная маскировка.

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 и 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.

9. ОСНОВЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ

9.1. Виды разведки

Радиоэлектронная разведка является одним из видов технических разведок (См. Меньшаков Ю.К. Теоретические основы технических разведок. Изд. МГТУ, 2008, 536 с.). В книге Ирвинга Хеймонта «Тактическая разведка в современной войне» (Перевод с англ. Воениздат.М., 1963 год) говорится, что существуют два основных вида разведки: национальная и военная (напр. в США известные нам из средств массовой информации АНБ –агентство национальной безопасности и 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.

9.2. ЗАДАЧИ радиотехнической РАЗВЕДКИ

Обнаружение работающих РТ средств противника.

1. Определение параметров излучения (вид излучения, вид модуляции , f_0, τ_u, T_n .)
2. Определение местоположения излучателя (пеленгационным методом и разностно-дальномерный методом)

9.3 Виды РТР

Виды радиотехнической разведки можно классифицировать по месту расположения разведывательной аппаратуры.

1. Наземная (задача: разведка наземных излучающих средств с помощью наземной аппаратуры)
2. Корабельная (разведка излучающих средств с судов)
3. Самолетная (разведка наземных и самолетных средств с борта самолета)
4. Спутниковая (спутниковые приемники могут принимать сигналы со всей поверхности земли, других спутников и воздушных носителей радиоаппаратуры).

Лекция 2 (19.09.2018)

9.4. Методы определения координат излучающих средств станциями РТР.

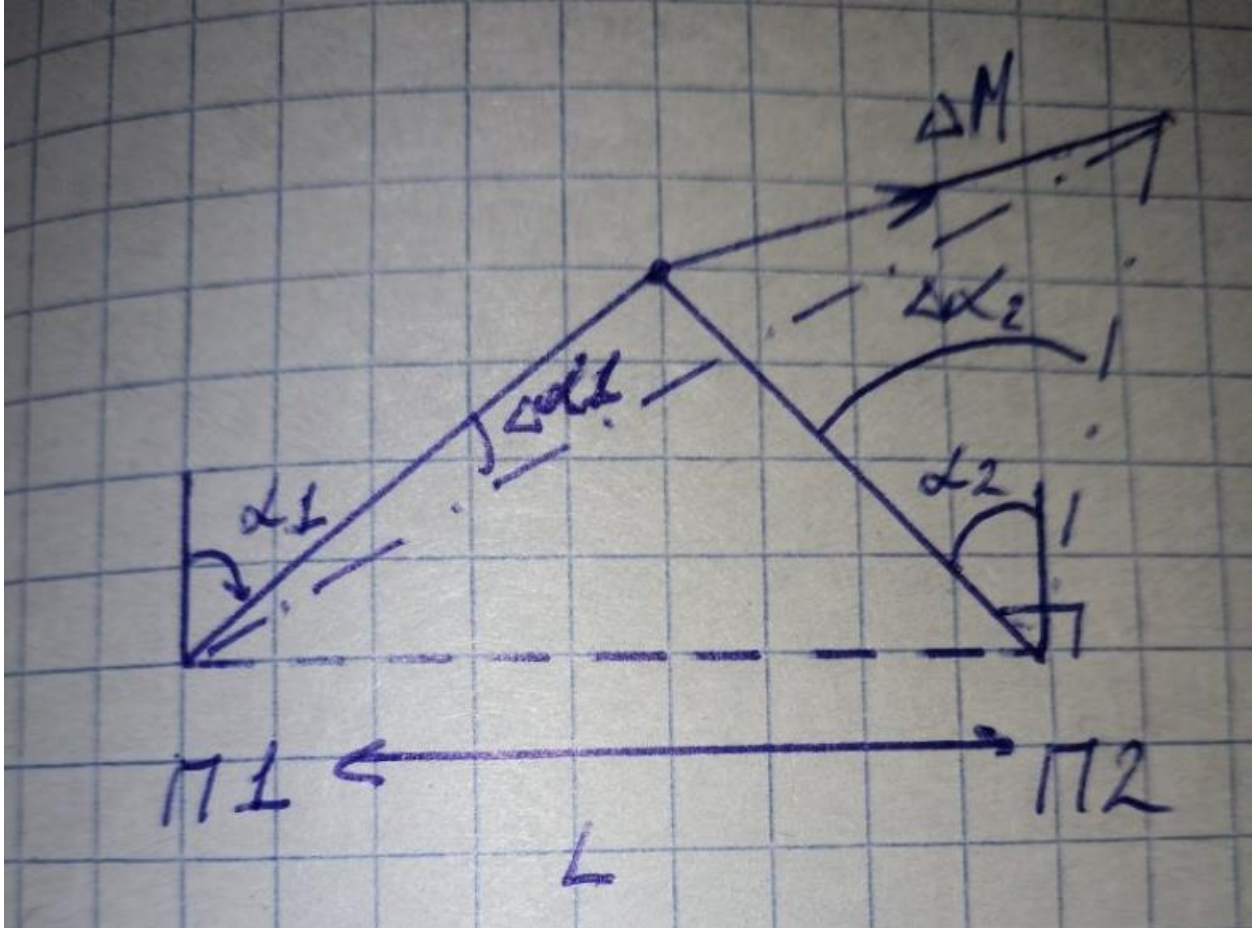
Особенностью средств радиотехнической разведки является то, что они пассивные, то есть не излучают радиосигналы. Поэтому определение дальности до объекта наблюдения по задержке принятого сигнала относительного излученного, как в активной локации, невозможно. Все методы определения координат источников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

9.4.1 Пеленгационный метод

Суть метода: из двух пунктов определяется направление на источник излучения, а затем решается треугольник по теореме синусов и вычисляется дальность.

Из двух пунктов П1 и П2 определяются направления на источник сигнала. Эти направления можно измерять как от “линии базы” (от линии соединяющей точки П1 и П2), так и от нормали к этой линии. Считаем, что

они определяются от нормали. База дальномера-L. Необходимо вычислить дальность (решить треугольник), то есть найти дальность из какой-либо точки П1 или П2 до источника излучения и тогда это будут координаты этого источника в полярной системе.



ΔM -ошибка места.

Решая треугольник получаем формулу:

$$R = L * \frac{\cos \alpha_2}{\sin (\alpha_1 - \alpha_2)} \quad (2.1)$$

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)

$$\Delta R = \frac{dR}{d\alpha_1} \Delta \alpha_1 + \frac{dR}{d\alpha_2} \Delta \alpha_2 \quad (2.2)$$

Продифференцировав получаем:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{R \cos(\alpha_2 - \alpha_1)}{L \cos \alpha_2} (\Delta \alpha_2 - \Delta \alpha_1) + \Delta \alpha_2 \operatorname{tg} \alpha_2, \quad (2.3)$$

$\frac{\Delta R}{R}$ - относительная точность (обычно эта цифра и фигурирует в технических заданиях)

Погрешность измерений дальности возникает, потому что имеют место погрешности измерения углов.

Ошибка измерения пеленга определяется в первую очередь, а зависящая от нее ошибка дальности затем.

Чтобы вычислить дальность. надо в одном пункте иметь α_1 и α_2 , то есть надо передать α_1 или α_2 из одного пункта в другой. Передают с помощью радио, но это демаскирует станцию РТР, поэтому желательно иметь базу поменьше. Допустим $\frac{R}{L} \gg 1$. Тогда получаем что в формуле (2.3) определяющим является первый член, потому что перед ним стоит $\frac{R}{L}$.

Получаем, что:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{R}{L} * \frac{\cos(\alpha_1 - \alpha_2)}{\cos \alpha_2} * (\Delta \alpha_2 - \Delta \alpha_1) \quad (2.4)$$

Косинус в числителе можно положить равным единице, потому что если дальность большая по сравнению с базой, то $(\alpha_1 - \alpha_2)$ маленькая величина.

Предположим, что $\Delta \alpha_1$ и $\Delta \alpha_2$ - случайные величины.

Предположим, что их средние значения равны нулю, но раз они случайные, а не систематические, тогда это резонно.

$$m_1 \{\Delta \alpha_1\} = m_1 \{\Delta \alpha_2\} = 0, \quad (2.5)$$

где m_1 - знак математического ожидания.

Предположим, что их дисперсии:

$$\sigma^2_{\alpha_1} = \sigma^2_{\alpha_2} = \sigma^2_{\alpha} \quad (2.6)$$

Предположим, что эти величины коррелированы и коэффициент корреляции

$$r_{\alpha} = \frac{m_1 \{\Delta\alpha_1 * \Delta\alpha_2\}}{\sigma^2_{\alpha}} \quad (2.7)$$

Из формулы (2.4) получаем расчетную формулу для оценки точности измерения дальности если погрешности случайны и имеют такие стат. характеристики. Дисперсия разности равняется сумме дисперсий, если нет корреляции. Формула относительной погрешности измерения дальности:

$$\frac{\sigma_R}{R} = \frac{R}{L} * \sqrt{2} * \sigma_{\alpha} * \frac{1}{\cos\alpha_2} * \sqrt{1 - r_{\alpha}} \quad , \quad (2.8)$$

где σ_R - среднеквадратическая погрешность измерения дальности.

Формулой возможно пользоваться если $\frac{R}{L}$ велико.

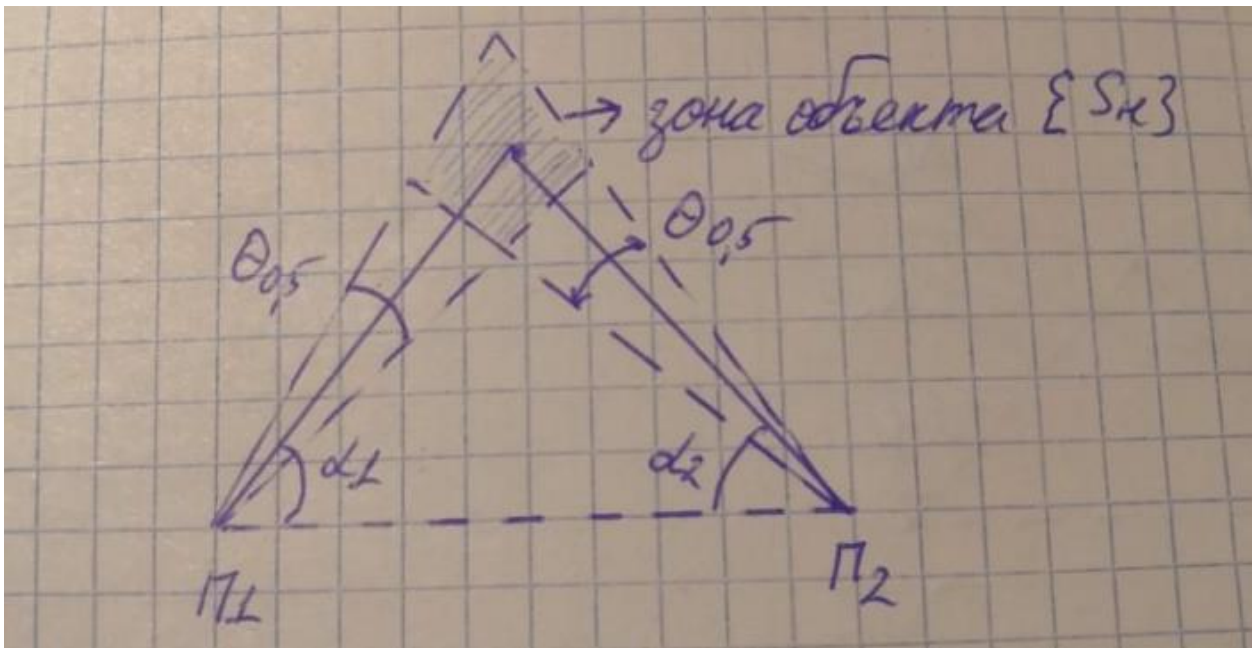
К сожалению, так бывает не всегда. В противном случае можно воспользоваться методикой расчета погрешности, изложенной в [5, 6].

Допустим в точках Π_1 и Π_2 расположены пеленгаторы. Фиксируется попадание ИРИ в сектор, равный половине ширины ДНА $\mathcal{G}_{0,5}$ с каждой стороны (см. рисунок). Тогда «площадь неопределенности» находится по формуле

$$S_H = 6.2 * R^2 * \tan \frac{\theta_{0,5}}{2} \quad , \quad (2.9)$$

где S_H - площадь неопределенности.

Наилучшая точность получается, когда $\alpha_1 = \alpha_2 = 60$.



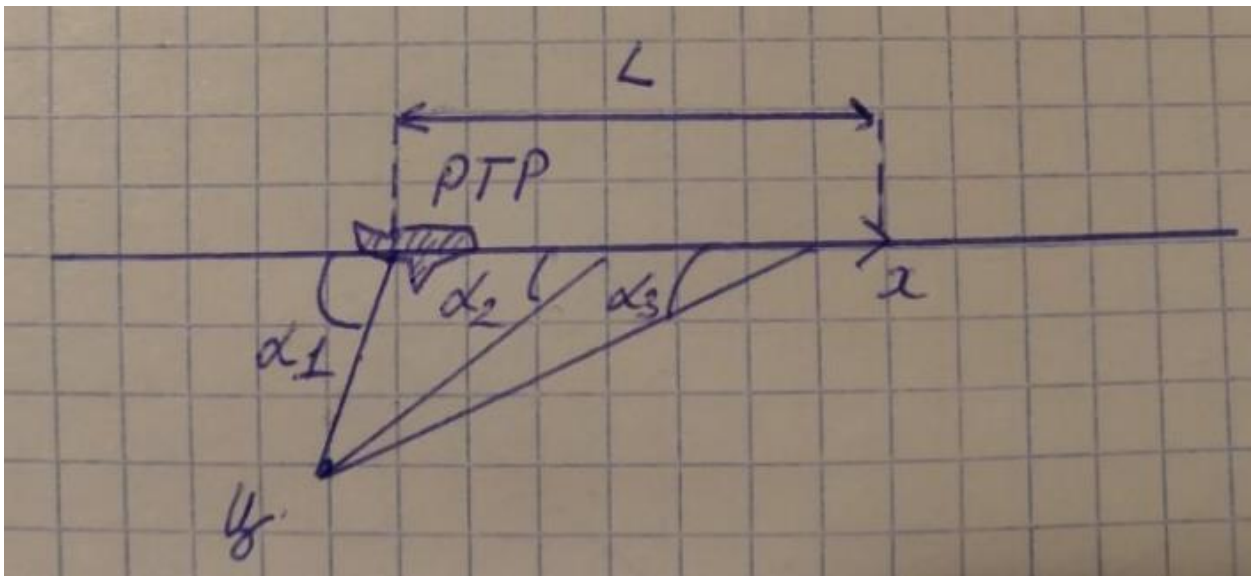
Ошибку места ΔR оценим, аппроксимируя «площадь неопределенности» равновеликим кругом ,

$$S_{\text{н}} = \pi * (\Delta R^2), \quad (2.10)$$

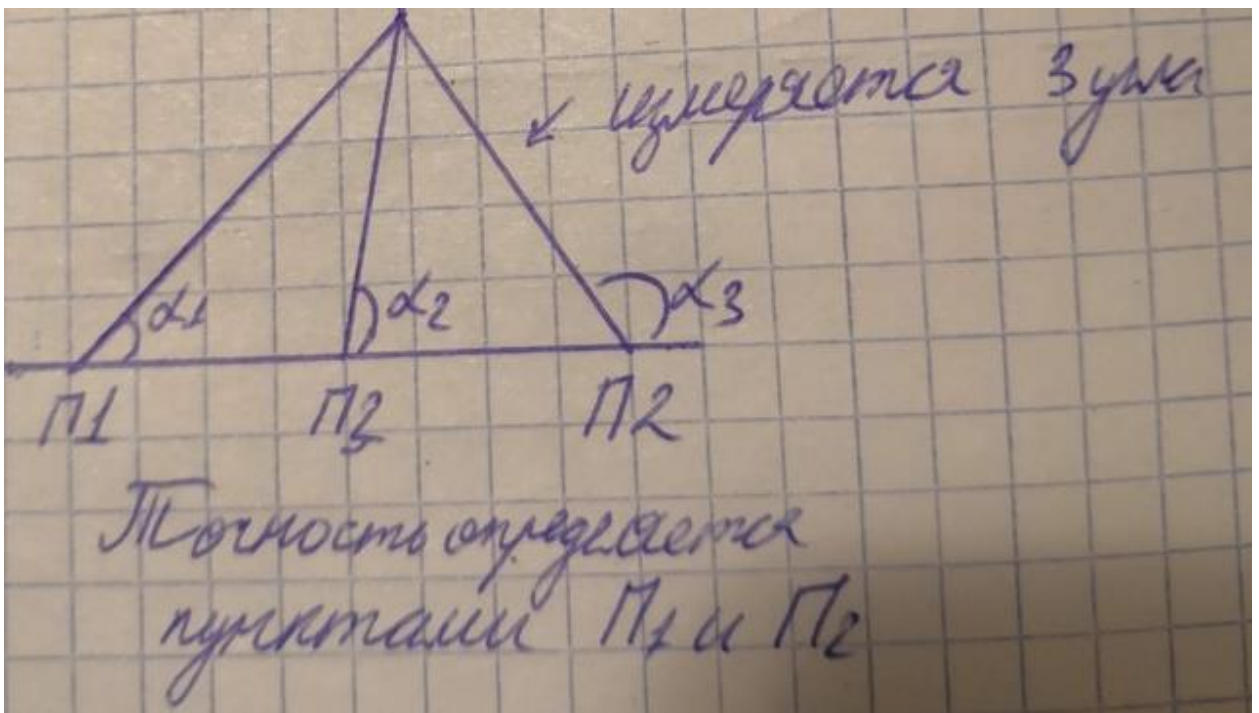
Откуда находим ΔR .

Методику расчета точности можно распространить и на случай, когда антенны пеленгаторов ненаправленные. Тогда половину ширины ДНА $\vartheta_{0,5}$ 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 П1 и П2 разнесенными на максимальную базу L.

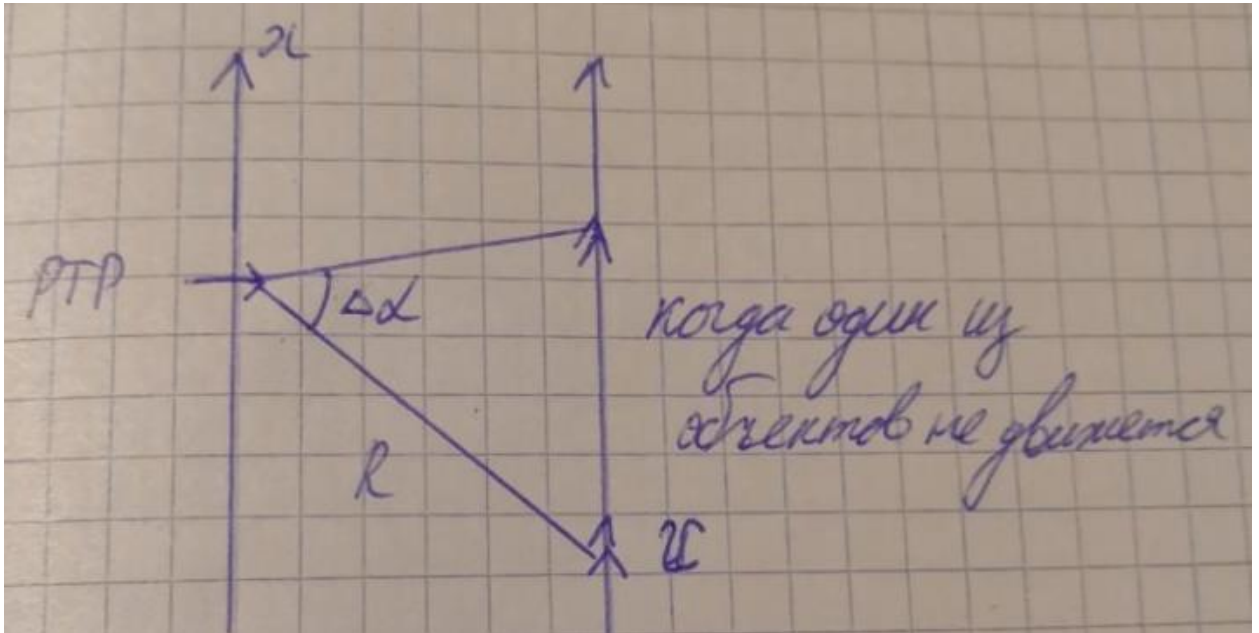


В наземной разведке часто для увеличения «живучести» комплекса применяют три поста, как показано на рисунке. В этом случае точность также, в основном, определяется постами, разнесенными на максимальную базу.



9.4.2 Градиентный метод

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



$$v = \frac{dx}{dt}, \quad (2.11)$$

$$dx = R * \Delta\alpha, \quad (2.12)$$

$$v = \frac{R * \Delta\alpha}{\Delta t}, \quad (2.13)$$

$$R = \frac{v}{\frac{\Delta\alpha}{\Delta t}}. \quad (2.14)$$

Если пеленгатор фазовый,

$$\varphi = 2\pi \frac{l}{\lambda} \sin \alpha, \quad \frac{d\alpha}{dt} = \frac{d\varphi}{dt} \frac{1}{2\pi \frac{l}{\lambda} \cos \alpha},$$

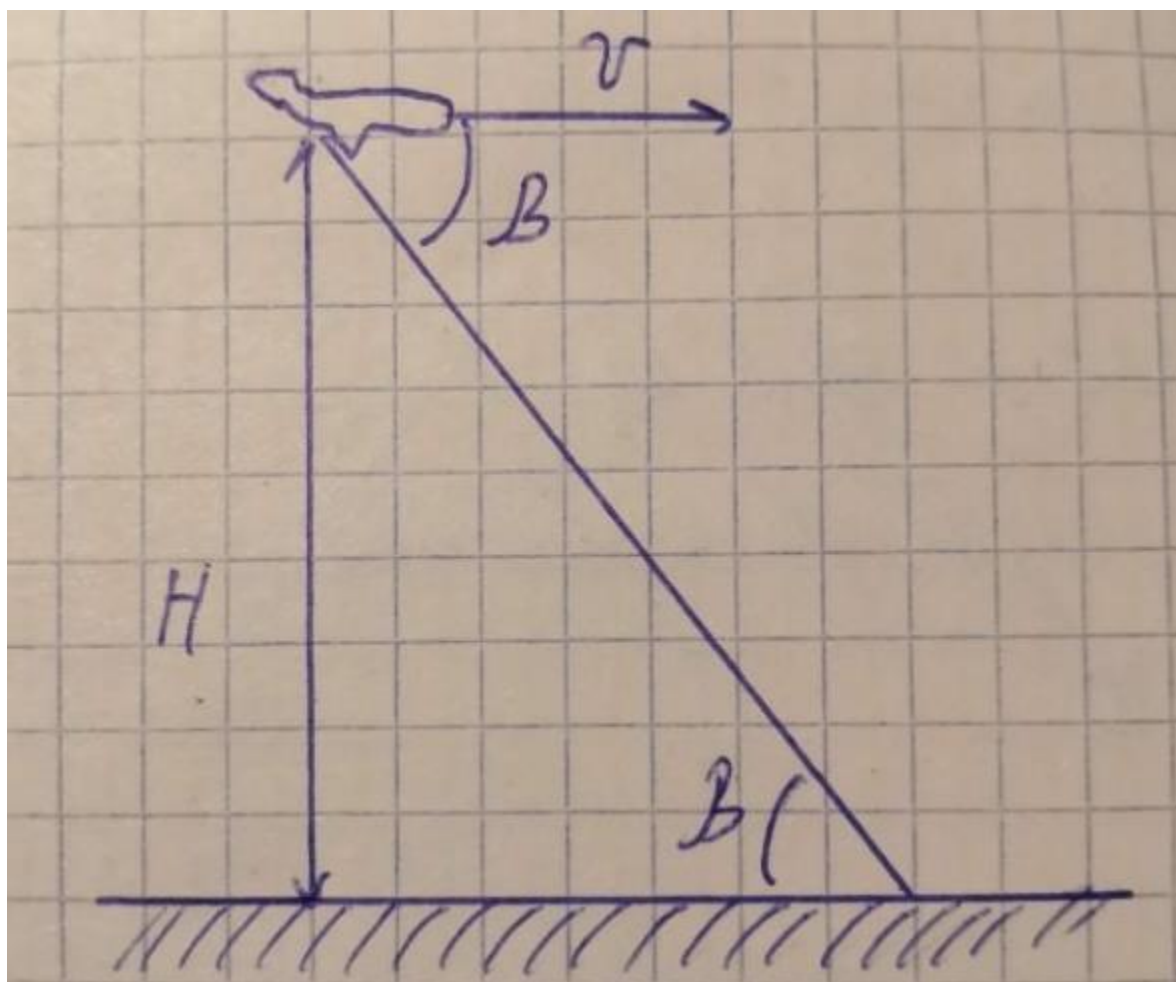
дальность можно определять по

скорости изменения фазы. Имеем «фазо-градиентный» метод.

Если источник неподвижен, 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.

9.4.3. Угломестный метод



На борту самолета устанавливается пеленгатор, он определяет азимут и угол места на источник. Дальность определяется из формулы

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

где H - высота полета самолета.

Получаем,

$$R = \frac{H}{\sin \beta} \quad (2.15)$$

Этот метод используется в ЦКБА. Обладает большими ошибками.

Действительно,

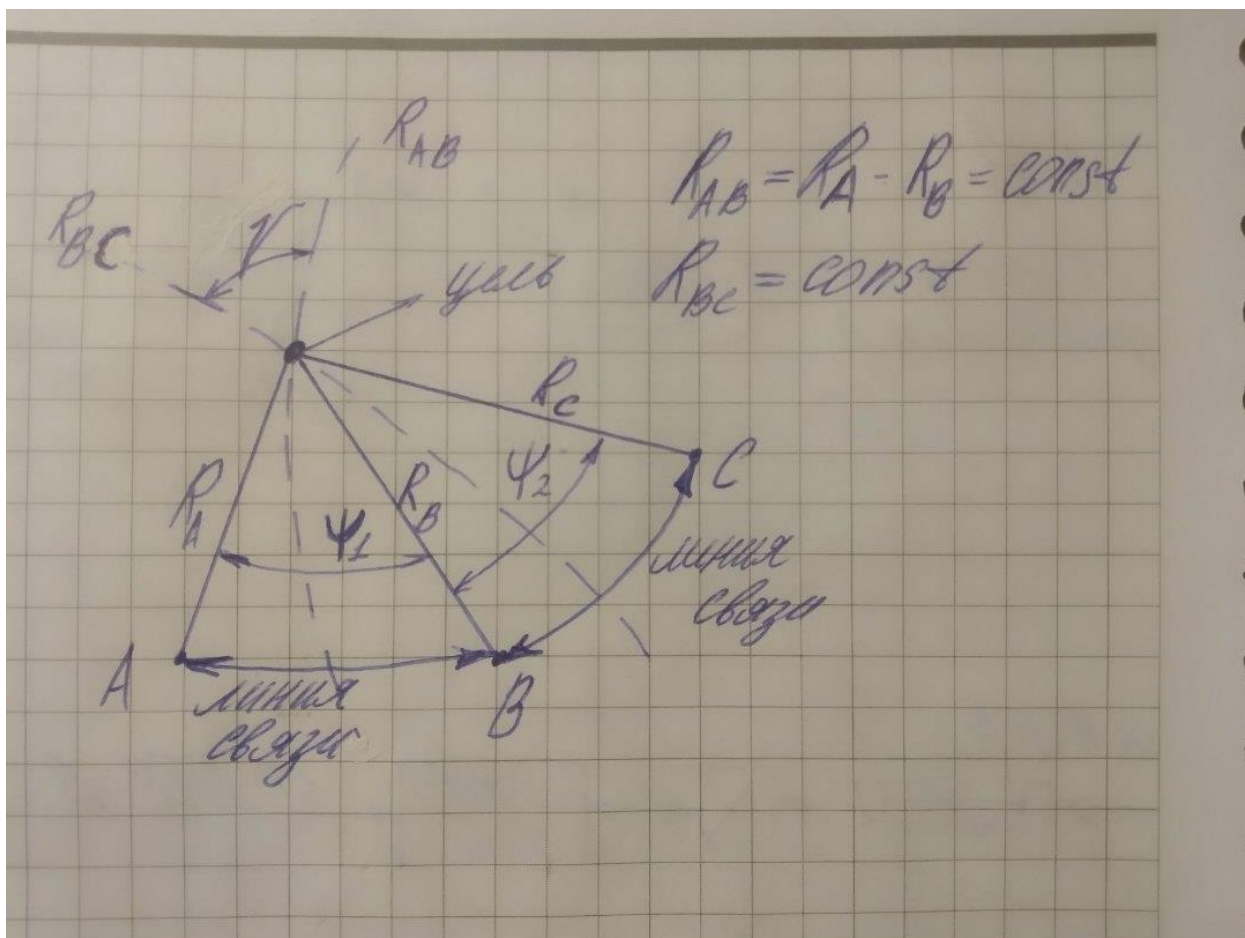
$$\Delta R = \frac{dR}{dH} * \Delta H + \frac{dR}{d\beta} * \Delta \beta, \quad (2.16)$$

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

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{1}{\sin \beta} * \frac{\sin \beta}{H} * \Delta H + H * \frac{\sin \beta^{-2} \cos \beta * \sin \beta}{H} * \Delta \beta = \frac{\Delta H}{H} + \frac{\Delta \beta}{\tan \beta} .$$

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.

9.4.4. Разностно- дальномерный метод



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

Имеются три приемных пункта (для простоты наземные), есть источник сигнала и измеряется разность времени прихода сигналов в эти пункты (A, B, C). Геометрическое место точек, равноудаленных от пунктов приема (линия положения) — это гипербола. Между точками A и B и C должна быть линия связи, чтобы иметь возможность измерять разность расстояний. Пересечение линий положения дает местоположение излучающего объекта.

$$\Delta R_{AB} = C * \Delta t_{AB} \quad (2.17)$$

$\Delta t_{AB} = \Delta t_A - \Delta t_B$ - разность времени приходов сигналов

Выбор между разностно-дальномерным и пеленгационным методами зависит от двух факторов:

1. Точность
2. Если метод пеленгационный, то можно в начале запеленговать РЛС одним пунктом, когда главный луч направлен на этот пункт, а потом запеленговать вторым.

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

Какую точность можно обеспечить и почему возникает погрешность в разностно-дальномерных измерениях? Погрешность возникает потому, 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 $r_{\Delta R}$.

Тогда среднеквадратическую погрешность места σ_M можно найти по формуле

$$\sigma_M = \frac{\sigma_{\Delta R}}{\sin \gamma} \sqrt{\operatorname{cosec}^2 \frac{\Psi_1}{2} + \operatorname{cosec}^2 \frac{\Psi_2}{2} + 2r_{\Delta R} \cos \gamma \cdot \operatorname{cosec} \frac{\Psi_1}{2} \cdot \operatorname{cosec} \frac{\Psi_2}{2}}, \quad (2.18)$$

где γ – угол, под которым в точке О пересекаются линии положения, Ψ_1, Ψ_2 – угловые секторы видимости измерительных баз АВ и ВС из точки расположения ИРИ.

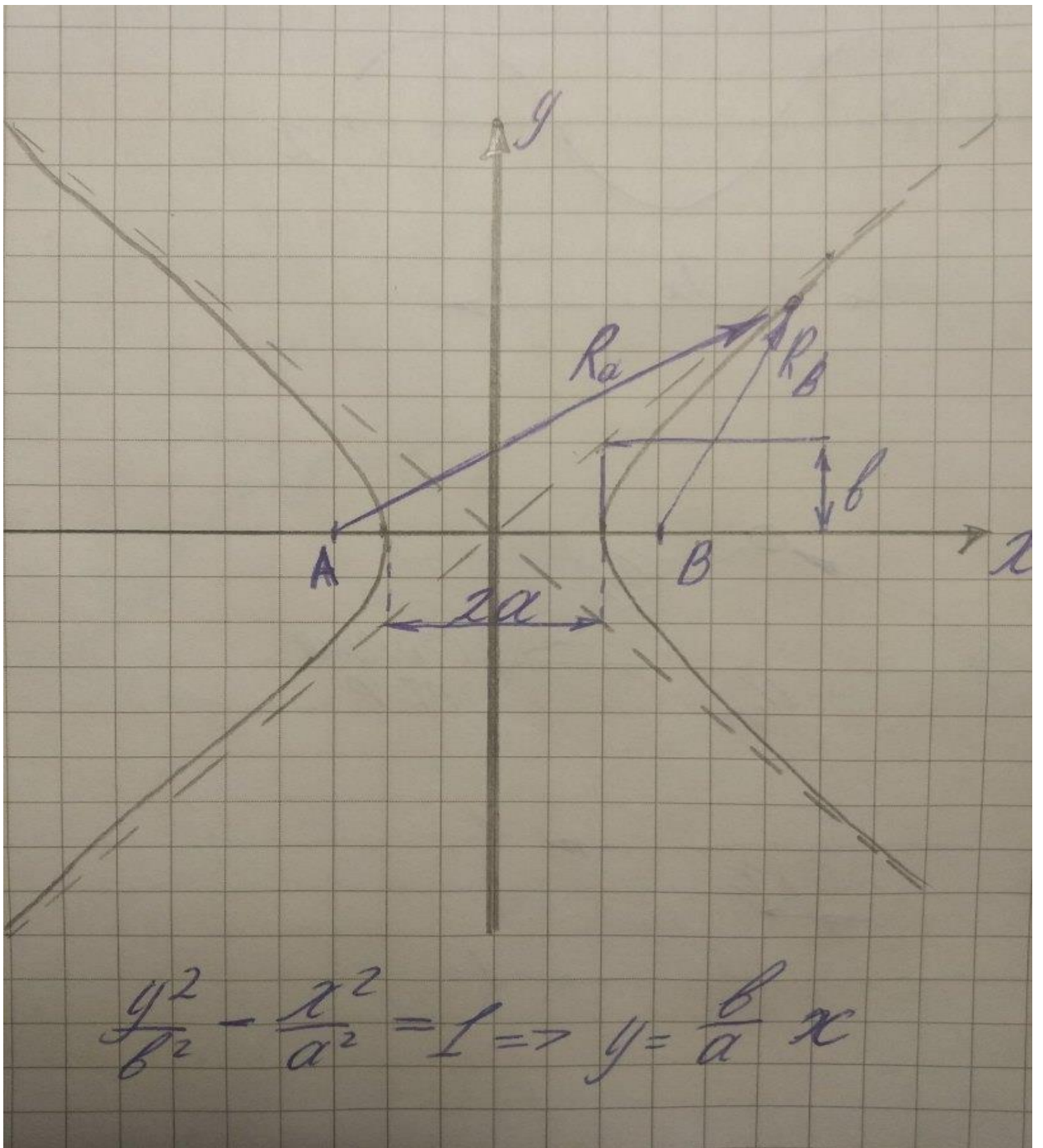
В наиболее благоприятном случае, когда $\gamma = \frac{\pi}{2}$,

$$\sigma_M = \sigma_{\Delta R} \sqrt{\operatorname{cosec}^2 \frac{\Psi_1}{2} + \operatorname{cosec}^2 \frac{\Psi_2}{2}}, \quad (2.19)$$

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

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 разнесу приёмных пунктов линии положения (гиперболы) асимптотически приближаются к прямым, проведённым через середины отрезков АВ, ВС и гиперболический метод превращается в пеленгационный.

$$\sigma_M \geq 2^* \sigma_{\Delta R} \quad (2.20)$$



9.4.5. Реализация РДМ

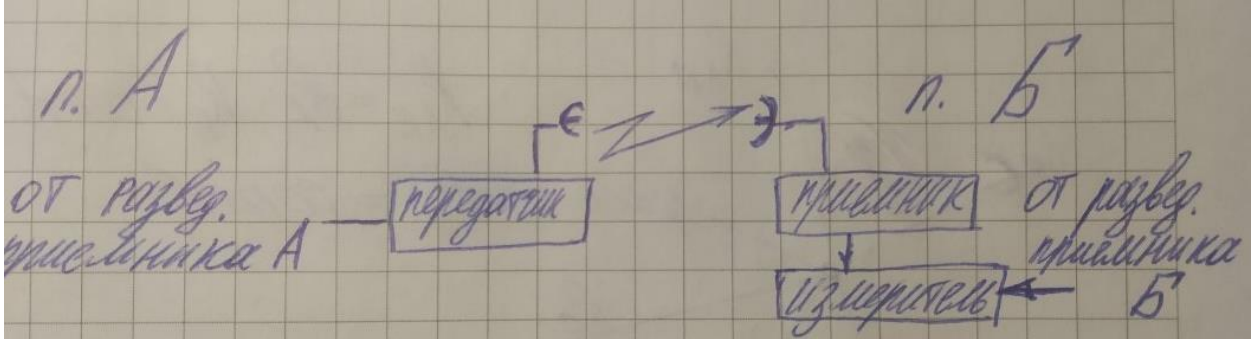
Существуют два пути построения.

В первом из них сигналы, принимаемые в одном из пунктов, (например, А), передается в пункт (например В) и там производится измерение разности времени прихода путем сравнения сигналов.

а) импульсные сигналы

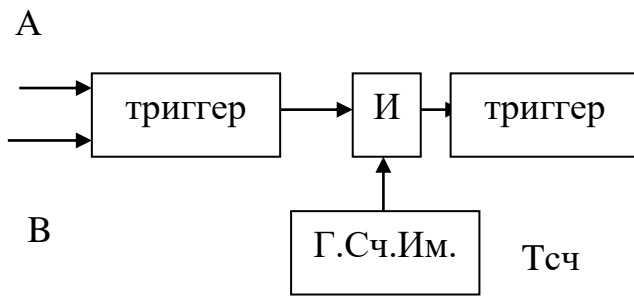
Пункт А

От развед. Приемника



Изм Δt – в простейшем случае это тривиальное устройство

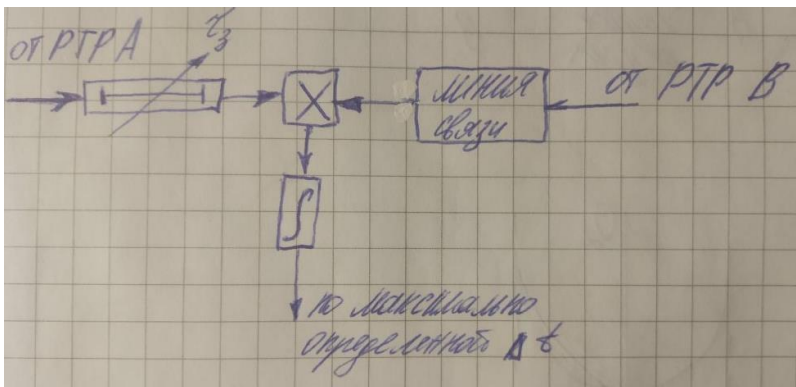
Измерение Δt :



$$\Delta R = c * \frac{T_{сч}}{2} \text{ -максимальная ошибка дискретности} \quad (2.21)$$

Метод пригоден, когда точно известно, что сигнал импульсный.

б) непрерывные сигналы. Необходим коррелятор.



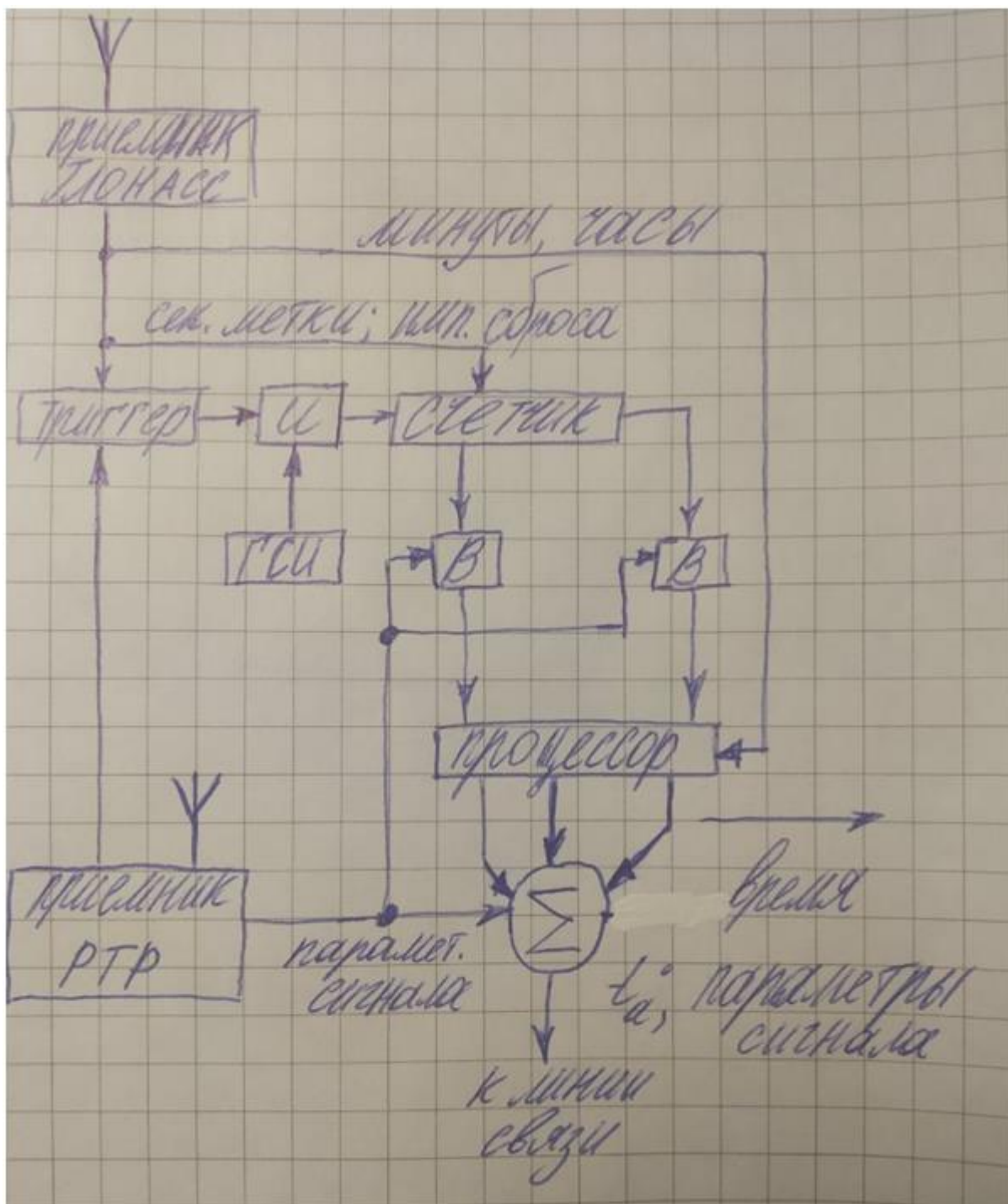
Метод несовременный, но все же используется.

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

Возможная схема одного из пунктов системы.

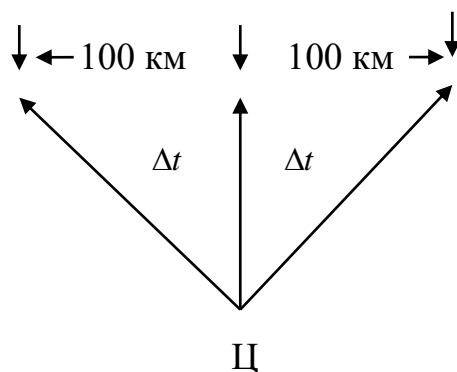
В точках А и В измеряются моменты прихода сигналов относительно единой шкалы времени. Это может быть навигационная система глонасс, но не обязательно.

Секундные метки поступают на триггер и его возводят в положение 1. 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, каждую секунду нужно подать на счетчик импульс сброса, чтобы он начинал все с нуля. С этого счетчика необходимо считать, когда придет импульс, положение которого необходимо измерить. Как делали в локации, коды времени через вентили все подаем на процессор. Сигналы РТР после некоторой селекции подаем 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 подаем на процессор такую связь, где заполняются минуты, часы и т.д. Здесь получается момент прихода сигналов, но надо знать это момент прихода какого сигнала, поэтому от РТР параметры сигнала тоже подаем на сумматор. Количество импульсов в секунду может достигать миллиона поэтому необходимо вместе с временем прихода писать и параметры сигнала, и вот эта вот смесь (время и параметры сигнала) передается в цифровом виде с одного пункта на другой и там уже в цифровом виде вычисляется разность времени прихода.



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 и принимают сигналы GPS и по этим сигналам определяют время прихода сигнала излучающей станции, вычисляют разность времени прихода и определяют координаты этого 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)- сотни километров дальность.

Лекция 3 (26.09.2018)

9.5. Тактико-технические требования (ТТТ) 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, соединенное разными 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 ТТТ - 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 (См. Гуд, Макол. Системотехника, введение в проектирование больших систем, 1962 г.).

Внешнее проектирование

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.

Математическая модель – при ее 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 ТТТ 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 - область обзора)

2. Точность определения координат источников радиоизлучения.
3. Диапазон частот. (диапазон частот в котором работают действующие станции радиотехнической разведки 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. Источники питания

9.6. Дальность действия станций РТР

Рассмотрим сначала дальность действия самолетных станций РТР, работающих по наземным источникам радиоизлучения. Для данной ситуации характерна большая дальность прямой радиовидимости. Она рассчитывается по формуле,

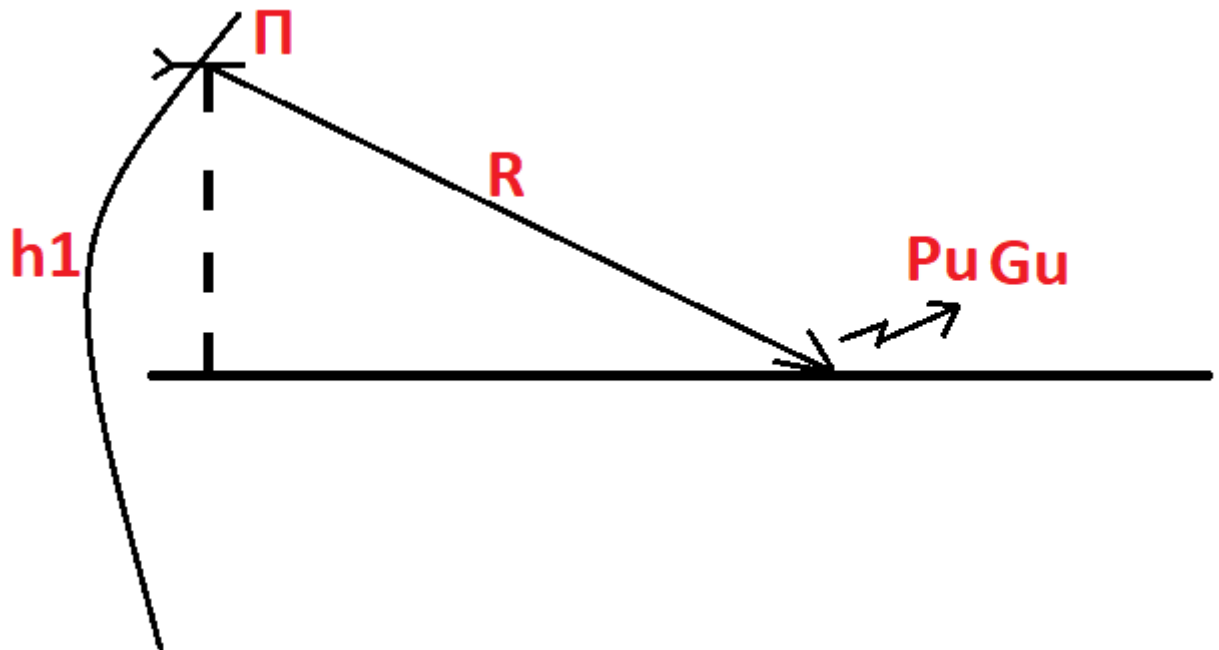
$$R_{пв} = 4.12(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}), h_2$$

где h_1 и h_2 -высоты корреспондирующих функций,

$$[h_i] = \text{м}, [[R_{пв}]] = \text{км}$$

Допустим одна точка наземная, а другая на борту самолета,

$$h_1 = 0, h_2 = 10000 \text{ м}, R_{пв} = 412 \text{ км}$$



Пусть $P_u * G_u$ (коэффициент усиления антенны) – энергетический потенциал РЛС.

Посчитаем, какая нужна чувствительность приемника, расположенного на границе прямой радиовидимости.

$R=600$ км

$\frac{P_u * G_u}{4\pi * R^2}$ – плотность потока мощности у приемника,

$P_{пр} = \Pi * S_A$, S_A – эффективная приемная площадь приемной антенны,

Q_A (телесный угол диаграммы) = $\theta_\alpha * \theta_\beta$

$$G_{РГР} = \frac{4\pi}{\theta_\alpha}; \theta_\beta = \frac{\lambda^2}{S_A}$$

$$S_A = \frac{\lambda^2}{\theta_\alpha} = \frac{\lambda^2}{4\pi} * G_{РГР}$$

$$P_{пр} = \frac{P_u * G_u * \lambda^2 * G_{РГР}}{4\pi R^2 * 4\pi}$$

Чтобы принять сигнал нужно:

$P_{пр} \geq P_{пр min}$ – чувствительность приемника.

Для R (дальность) = 600 км;; $P_u = 10^5$ Вт; $G_u = 10^3$; $\lambda = 3$ см; $G_{РТР} = 100$

получаем

$$P_{пр} = \frac{10^8 * 10^3 * 0.03^2 * 10^2}{4\pi R^2 * 36 * 10^4 * 10^6} = 10^{-7} \text{ Вт}$$

Если станция разведки работает в пределах прямой видимости, по основному излучению локатора, она может быть легко обнаружена. Как правило, разведку надо проводить не только по основному излучению, надо иметь возможность принимать сигнал 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. В книге Ирвинга Хеймонта «Тактическая разведка в современной войне» (Перевод с англ. Воениздат.М., 1963 год) дается следующая оценка глубины полосы боевых действий для армии США.

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.

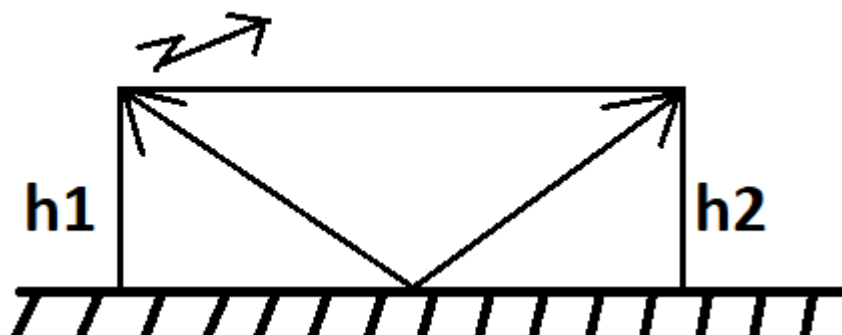
Рассмотрим возможность выполнения этих требований в сантиметровом диапазоне.

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

$$[h_i] = \text{м}, [R_{\text{пв}}] = \text{км}$$

Положим для ориентировки $h_1 = h_2 = 25 \text{ м}$

Тогда дальность прямой радиовидимости 41,2 км, то есть значительно меньше требуемой дальности действия.



Отражение волн от земли

Учтем влияние отражения радиоволн от поверхности земли, считая ее плоской.

$$e(t) = e_{\text{пр}}(t) + e_{\text{отр}}(t)$$

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

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

где p - коэффициент отражения Френеля.

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

$$E_{\text{max}} = E_{\text{пр}} + pE_{\text{пр}} = E_{\text{пр}}(1 + p)$$

Если сигналы противофазны, то они вычитаются,

$$E_{min} = E_{пр}(1 - p)$$

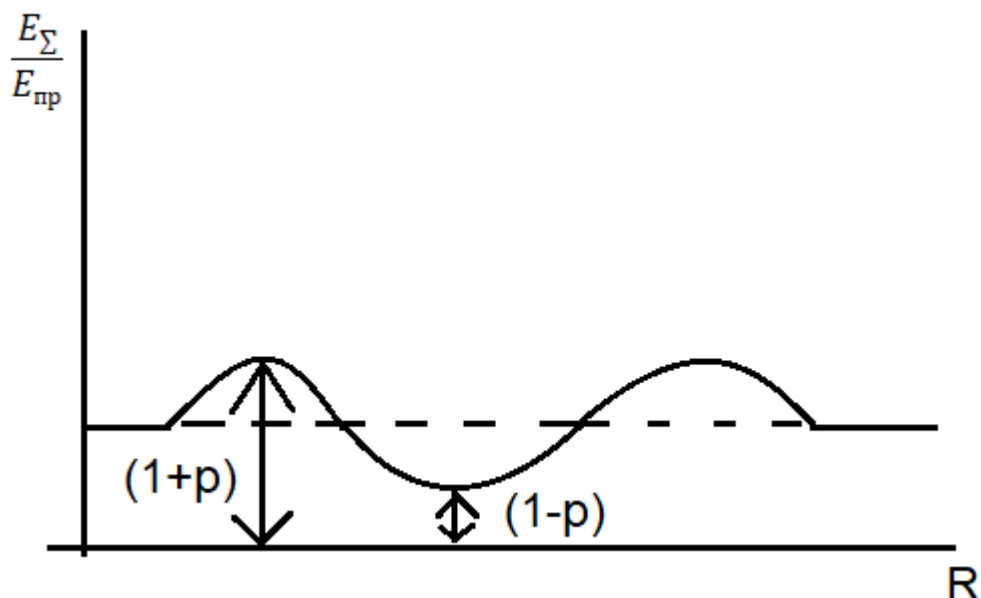
P (коэффициент отражения) = (0,2 - 0,8).

В общем случае

$$E_{\Sigma} = E_{пр} * F, \text{ где}$$

$$F = \left| 2 * \sin * \frac{2\pi h_1 * h_2}{\lambda R} \right| * P$$

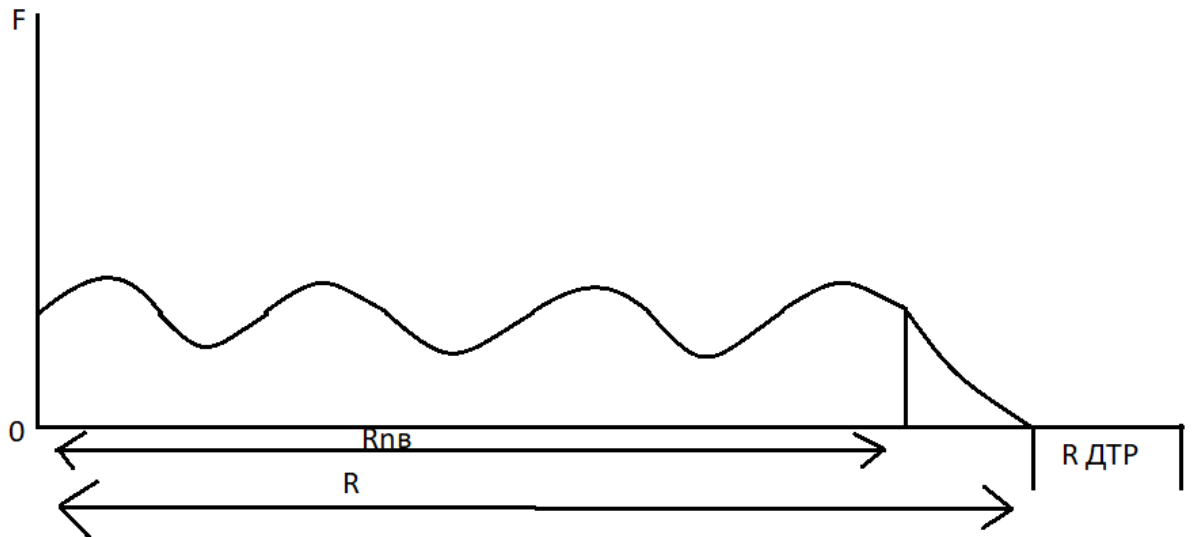
На рисунке приведен график изменения напряженности поля при изменении дальности, если земля гладкая.



Реально поверхность земли имеет сложный рельеф и рассчитать уровень сигнала сложно.

При расчетах поля в пределах прямой радиовидимости считать поле для свободного пространства и уменьшить на 13 дБ

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



В зоне дифракции поле уменьшается с увеличением дальности линейно с ростом загоризонтного участка трассы $R - R_{пр}$. Протяженность участка прямой радиовидимости считается как $R_{пр} = 4,12\sqrt{h_{РТР}}$, где $h_{РТР}$ - высота подъема антенны станции разведки.

Посчитаем общий множитель ослабления поля на трассе передатчик - приемник

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

где F_0 - множитель ослабления в свободном пространстве на участке трассы с прямой радиовидимостью,

$$\Delta F = \frac{\sqrt[3]{\pi * 17}}{\sqrt[3]{a_3^2 * \lambda}} \text{ дБ} - \text{погонное ослабление, ослабление на километр пути в}$$

зоне дифракции,

a_3 - эквивалентный R_3 (радиус Земли) с учетом рефракции, который находится

из формулы,

$$\frac{1}{a_3} = \frac{1}{R_3} + \frac{d_n}{d_h}$$

Где $\frac{dn}{dh} = 4 * 10^{-8}$ 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

$$R_{max} = R_{max0} * 10^{-0.05\alpha R_{max}}, [\alpha] = \text{дб/км} - \text{коэффициент поглощения.}$$

Этот материал изучался в курсе радиолокации. Его надлежит вспомнить к экзамену.

За зоной дифракции существует флуктуирующее поле, которое 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 зависит от метеопараметров,

$$n = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}}, \text{ так как от них зависит диэлектрическая проницаемость}$$

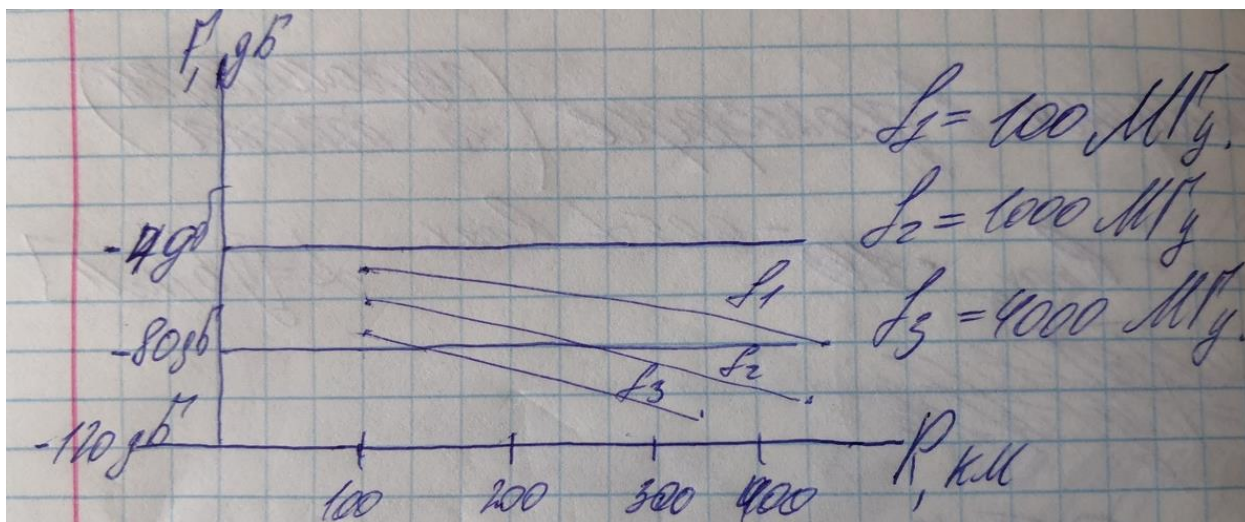
воздуха ϵ , $\epsilon = f(p, e, \tau)$.

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

$$P_{ДТР} = P_0 F,$$

где P_0 - мощность, рассчитанная для свободного пространства, F - множитель ослабления. Зависимость множителя ослабления от дальности

иллюстрируется рисунком (Долуханов М.П. Дальнее распространение УКВ. Связьиздат, 1962)



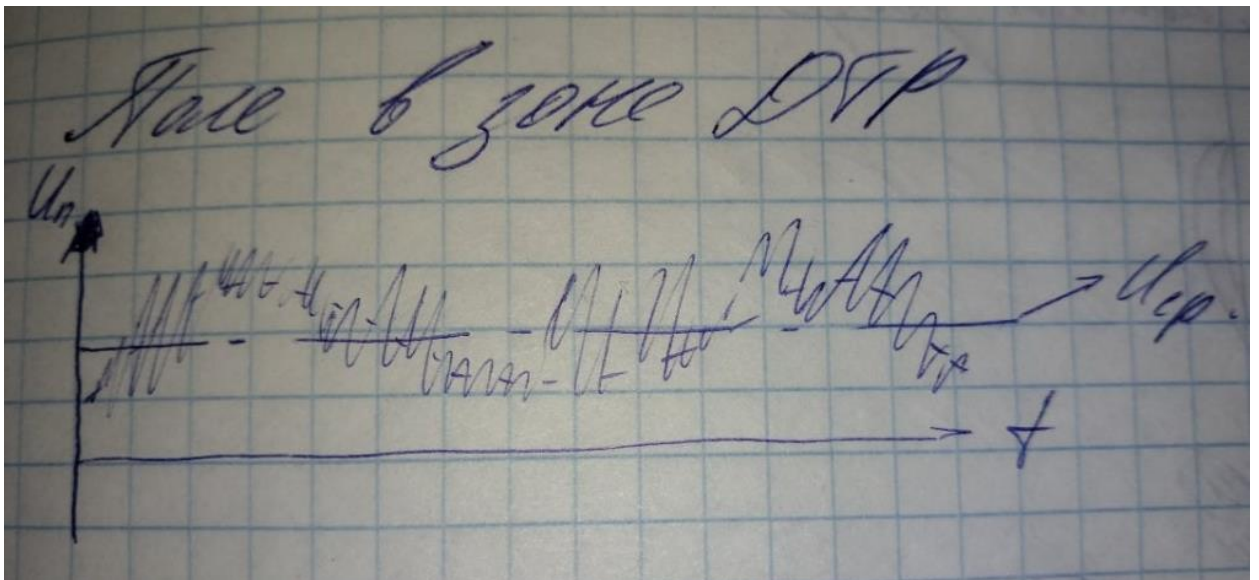
Медианный множитель ослабления можно аппроксимировать формулой (Мандель А.Е., Замотринский В.А. Распространение радиоволн. Томск, ТУСУР, 2006)

$$F = -50 + \frac{632}{f} - 0,216\sqrt{f} - 7,1R \times 10^{-0,2},$$

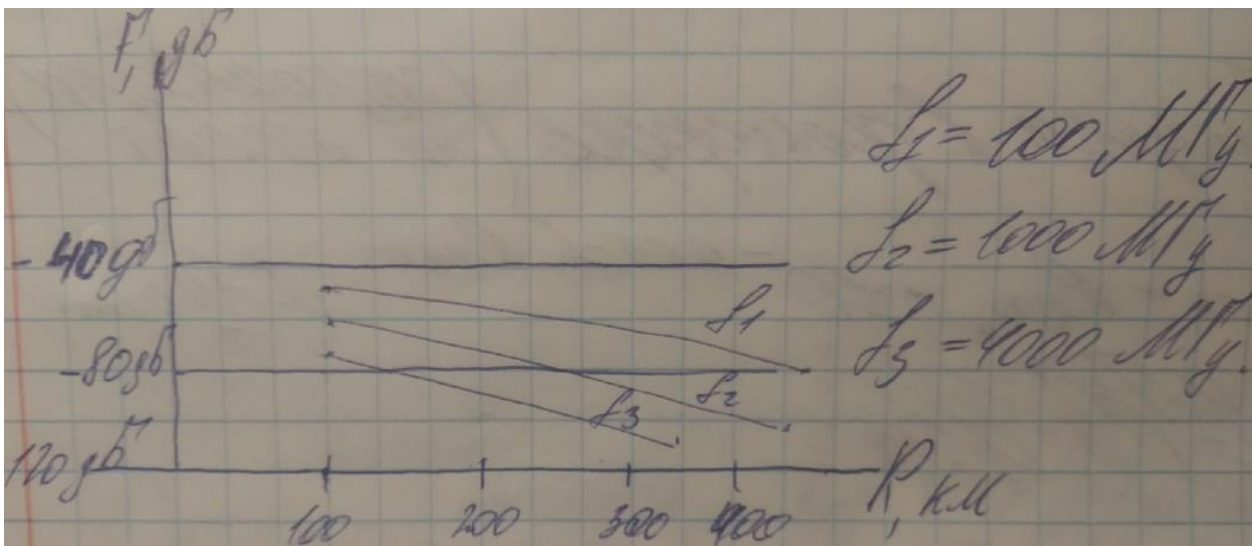
Где [R] = км,

[f] = МГц, [F] – дБ.

Поле в зоне ДТР флуктуирует, причем наблюдаются медленные и быстрые флуктуации. Интервал корреляции медленных – 1 – 10 минут, быстрых – единицы, десятки секунд. Характер сигнала иллюстрируется рисунком.



Флуктуации можно характеризовать законом распределения вероятностей. Закон распределения вероятностей тоже получается экспериментальным путем. Пример дан на рисунке

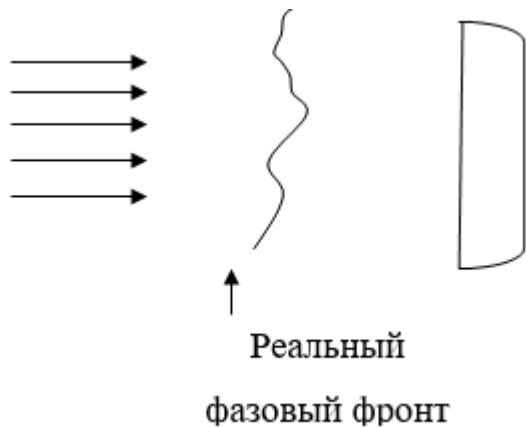


t-процесс времени в течении которого, глубина замирания меньше чем на

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

Лекция 4 (03.10.18)



Считаем, что поле плоское, фазовый фронт параллелен плоскости раскрывается тогда, когда мы получаем оптимальный фазовый фронт. Если поле флуктуирует, оно флуктуирует не только по амплитуде, но и по фазе-поле получается флуктуирующим и мы получаем реальный фазовый фронт ДТР.

Коэффициент усиления антенны уменьшается. Этот эффект сказывается тем больше, чем больше раскрыв антенны.

9.7. Диапазон частот разведываемых сигналов.

Для РТР разведки диапазоны частот это 100 МГц-40 ГГц.

Диапазон приемников РТР постоянно увеличивается.

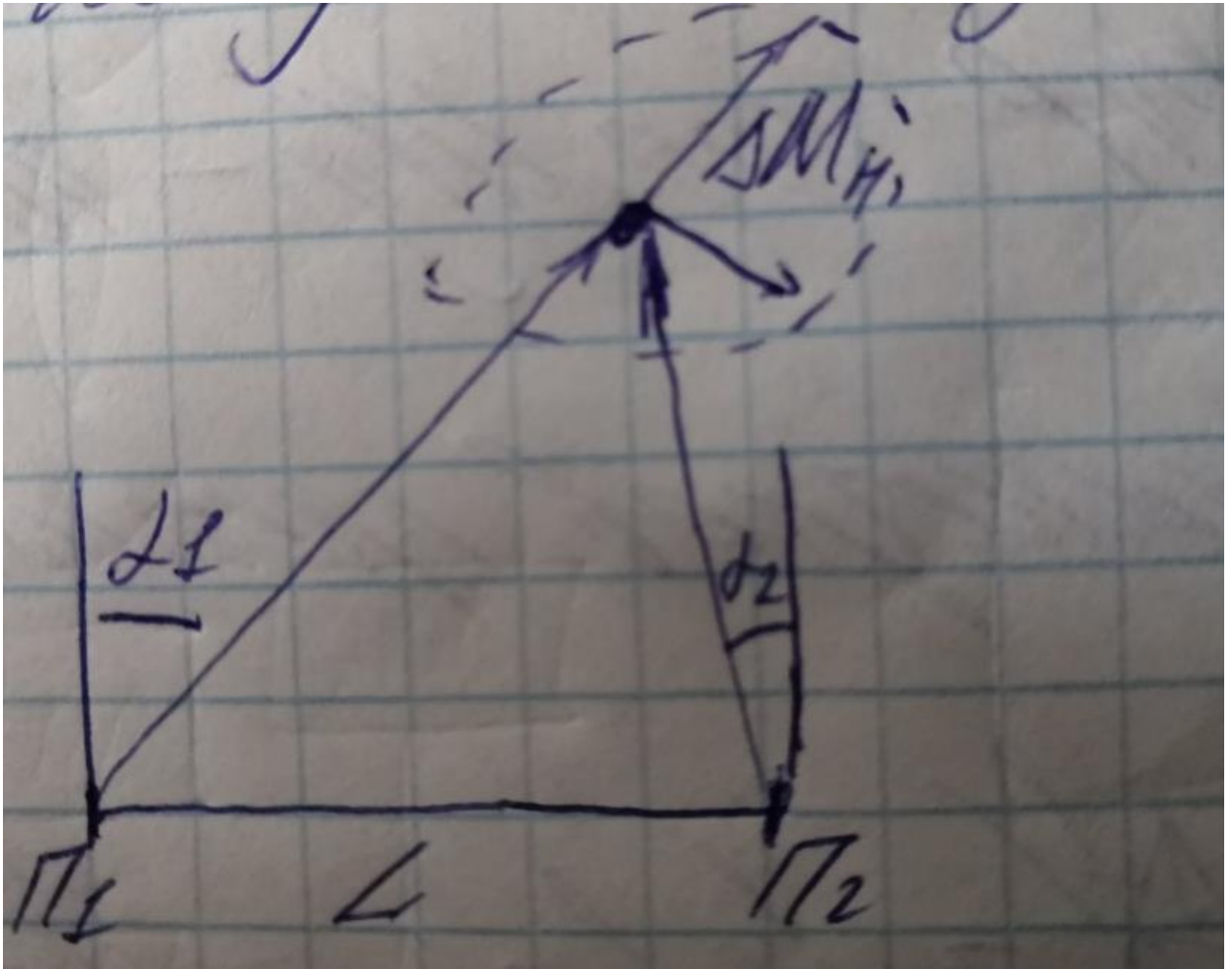
В 60-е годы считалось, что диапазон 30 %- это хорошо.

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 $f_{0\min} = 3000$ Гц, а $f_{0\max} = 40$ 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.

9.8 Точность измерения координат источников радиоизлучения.

9.8.1. Метод пеленгационный. Основные расчетные 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, точность местоопределения зависит от точности измерения углов. Нормальная к R составляющая погрешности

$$\Delta M_n = R \times \Delta \alpha_1 - \text{погрешность места,}$$

$$\Delta\alpha_1 \leq \frac{\Delta M}{R}. \quad (2.22)$$

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

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{R}{L} \times \sqrt{2} \sigma_\alpha \times \frac{1}{\cos \alpha_2},$$

откуда требуемая точность угловых измерений

$$\sigma_\alpha = \frac{\sigma_R}{R} \frac{L}{R} \sqrt{2}. \quad (2.23)$$

Сравнивая (2.22), (2.23), видим, что требуемая точность пеленгования определяется требуемой точностью измерения дальности. Кроме того при

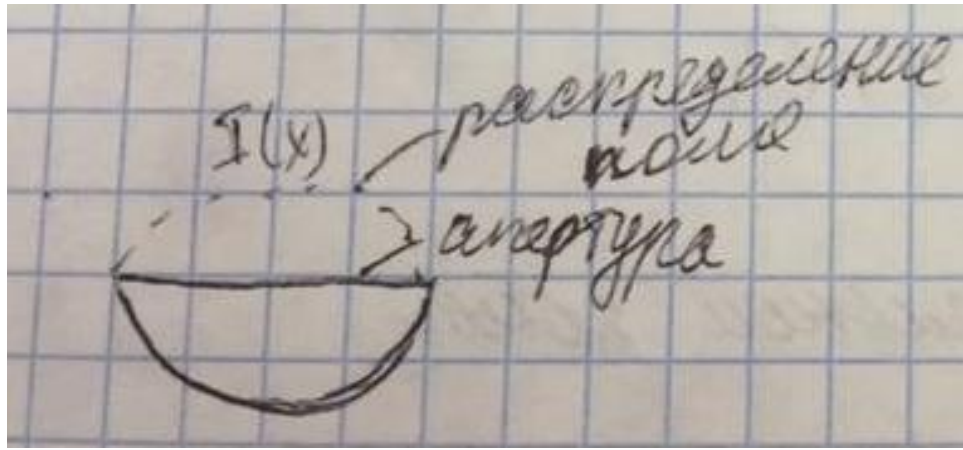
$\frac{L}{R} \ll 1$ - (хотя бы заказчики), в РТР требования к точности пеленгования

более жесткие, чем в активной локации. Необходимо учитывать все составляющие погрешности:

1. внутренние шумы.
2. не идеальность среды распространения.
3. неидеальность измерительной аппаратуры.

9.8.2 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

$$\sigma^2_{\alpha_{эф}} = \frac{1}{\frac{2E}{N_0} \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right)^2 l_{ск}^2},$$

где $l_{ск}$ - среднеквадратическая длина апертуры.

$$l_{ск}^2 = \frac{\int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} x^2 \times |I(x)|^2 dx}{\int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} |I(x)|^2 dx}$$

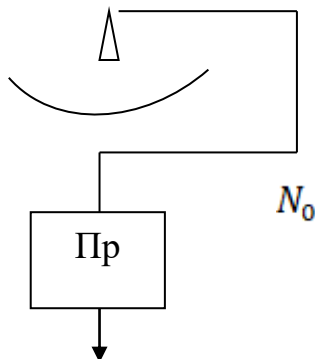
$$P_u = k_u \times k \times T \times \Delta f = N_0 \Delta f$$

$$N_0 = \frac{P_u}{\Delta f}$$

$$\frac{E}{N_0} = \frac{P_{np} \times B}{P_u} = \{B=1\} = \frac{P_{np}}{P_u}$$

B - база - $\Delta f \times \Delta f$

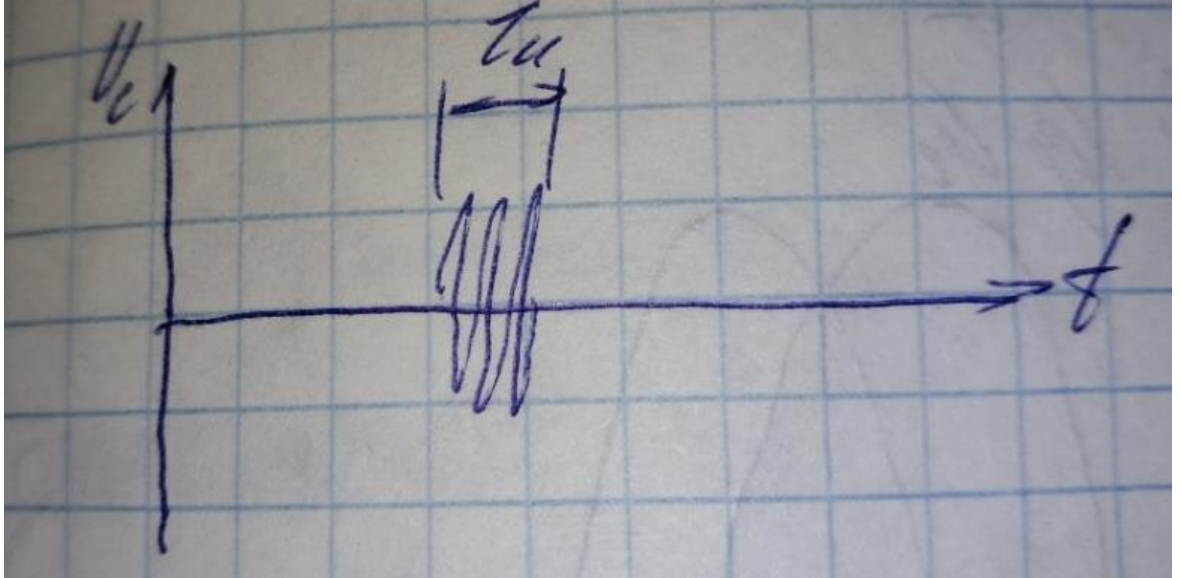
Эта формула подразумевает, что распределение поля в апертуре антенны симметричное.



$$P_u = k_u \times k \times T \times \Delta f = N_0 \Delta f$$

$$N_0 = k_u \times k \times T$$

Очень часто измерения проводятся за длительность импульса. В моноимпульсных системах.



Тогда энергия сигнала:

$$E = P_{np} \times \tau_u$$

$$N_0 = \frac{P_{ш}}{\Delta f}$$

B – база – $\Delta f \times \Delta \tau$

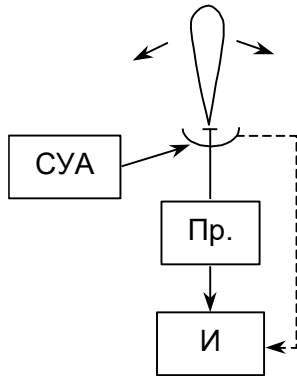
$$\frac{E}{N_0} = \frac{P_{np} \times \tau_u \times \Delta f}{P_{ш}}$$

Если $\tau_u \times \Delta f = 1$, то $\frac{E}{N_0} = \frac{P_c}{P_{ш}}$

9.8.3 Амплитудный пеленгатор

В разведке используются как одноканальные, так и моноимпульсные пеленгаторы. Структурная схема одноканального пеленгатора, реализующего

метод максимума приведена на рисунке. Схема содержит направленную антенну, приемник, индикаторное устройство, систему управления антенной, оператор может управлять антенной.



Вырисовывается диаграмма на индикаторе и по максимуму определяется пеленг. Считается, что аппаратная ошибка в этом случае:

$$\sigma_{\alpha_{\text{аппарат}}} = 0.1 \times \Theta_{\alpha}$$

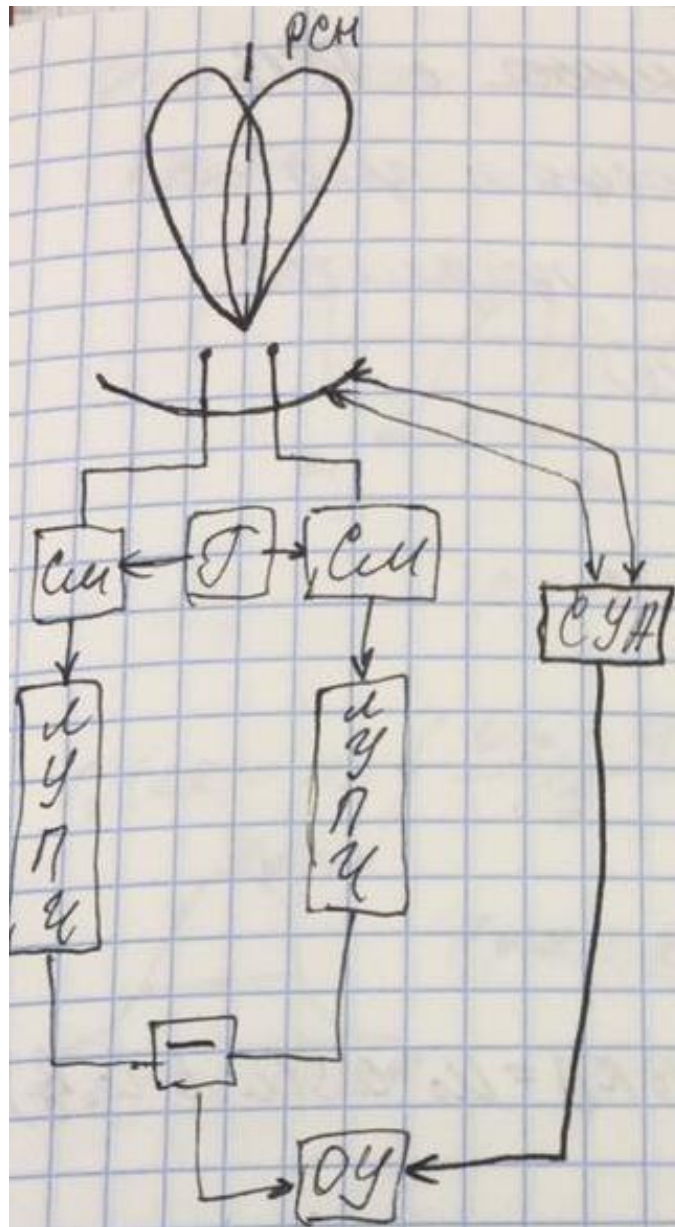


α - ширина диаграммы направленности.

Желательно использовать пеленгаторы моноимпульсные. На рисунке приведена схема логарифмического моноимпульсного пеленгатора.

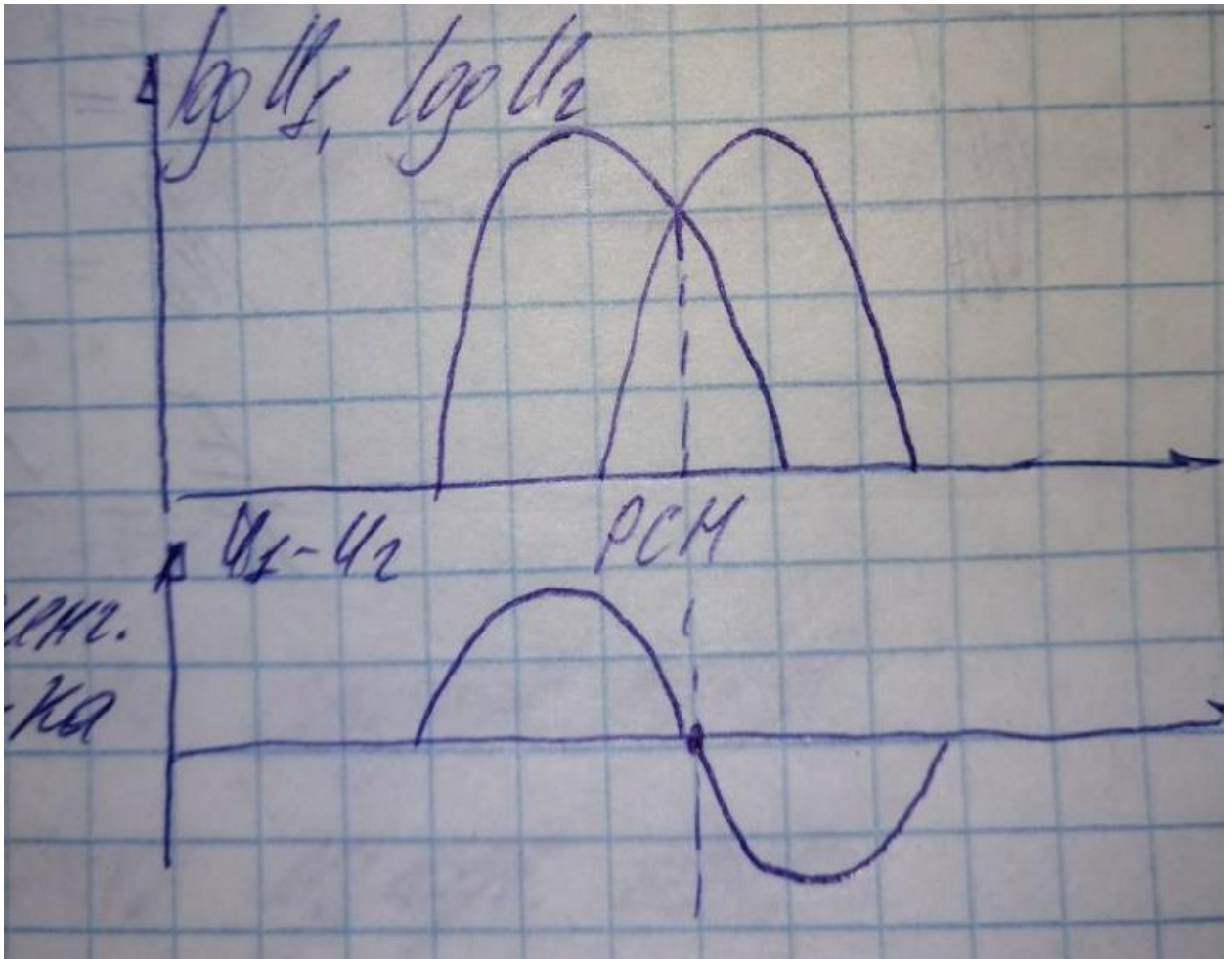
Имеются два облучателя зеркала антенны и эти два облучателя формируют две пересекающиеся диаграммы направленности, образующие равносигнальное направление, то есть такое направление, где уровень сигнала, принимаемого по одной и другой диаграммам одинаков.

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.



ЛУПЧ-логарифмические УПЧ

Ниже приведены ДНА в декартовой системе координат.



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 от равносигнального направления. По порядку

$$\sigma_{\alpha} = (0.01 - 0.02) \times \Theta_{0.5}$$

9.8.4 Фазовый радиопеленгатор

Простейший фазовый пеленгатор содержит две одинаковые антенны, разнесенные в пространстве на известное расстояние, называемое обычно базой, а также устройства для усиления принятых сигналов и измерения разности фаз между ними. Структурная схема пеленгатора изображена на рис.2.8.1. 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 (см. рис.2)

выражается формулой.

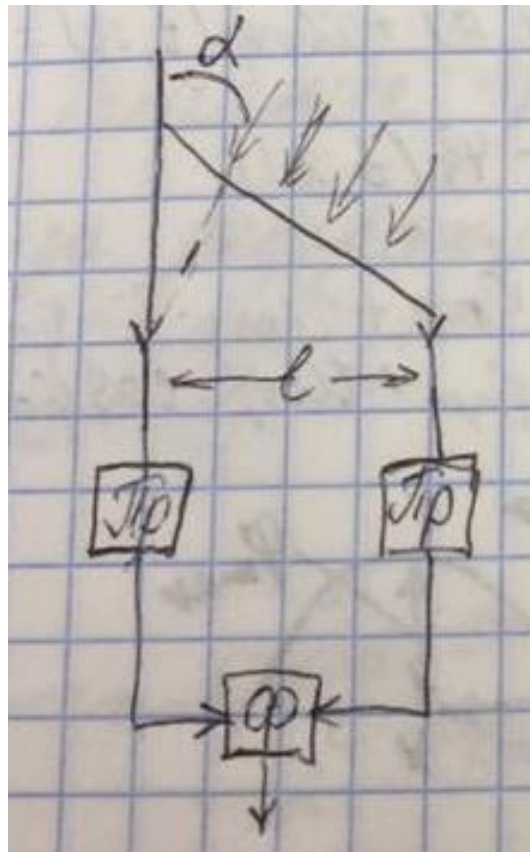


Рис. 2.8.1

$$\tau_3 = \frac{l \cos \alpha_x}{c}, \quad (2.24)$$

где τ_3 – задержка сигнала, c – скорость распространения радиоволн, α_x – угол прихода волны, отсчитанный относительно оси X, на которой расположены фазовые центры антенн A_1, A_2 .

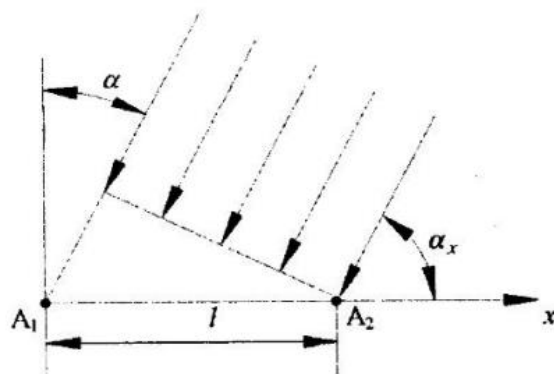


Рис. 2.8.2 Геометрические соотношения на плоскости

Фазовый сдвиг сигналов, соответствующий задержке τ_z , определяется формулой

$$\Phi = 2\pi \cdot \frac{l}{\lambda} \cdot \cos \alpha_x, \quad (2.25)$$

где Φ – фазовый сдвиг в радианах, λ – длина волны

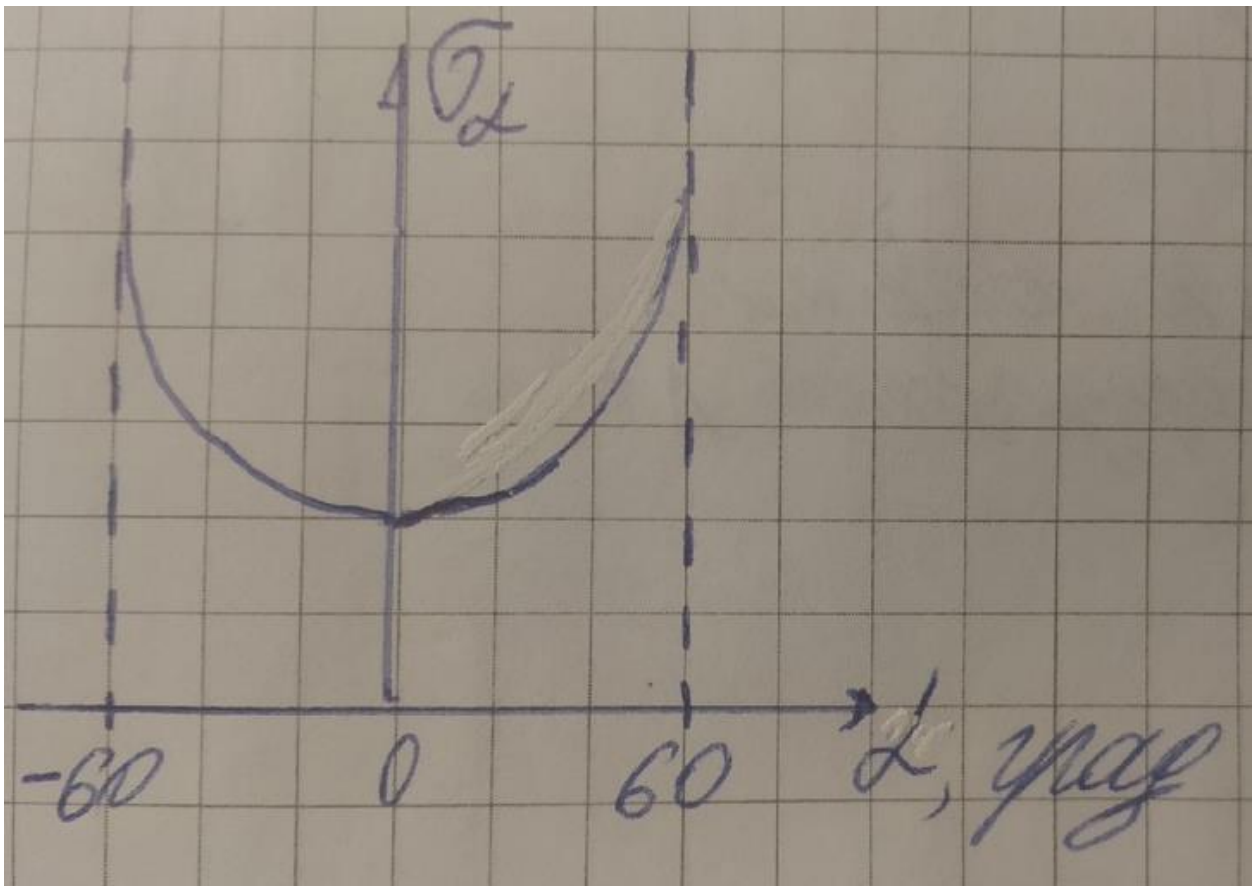
Часто удобно угол прихода волны отсчитывать не от координатной оси X, а от нормали к ней. На рис.2.8.2 он обозначен буквой α . Из (2.25) следует, что

$$\alpha = \arcsin \frac{\Phi \cdot \lambda}{2\pi \cdot l}. \quad (2.26)$$

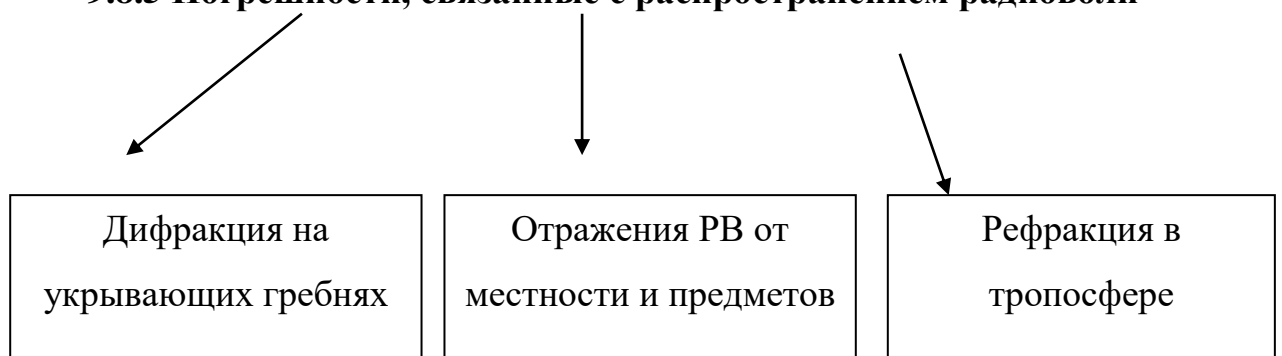
Совокупность факторов, перечисленных ранее, приводит к случайной погрешности измерения разности фаз Φ . Предположим, что среднеквадратичное значение этой погрешности σ_Φ . Из формулы (2.26) получим выражение для среднеквадратичной погрешности пеленгования

$$\sigma_{\alpha^*} = \frac{\sigma_\Phi}{2\pi \cdot \frac{l}{\lambda} \cdot \cos \alpha}. \quad (2.27)$$

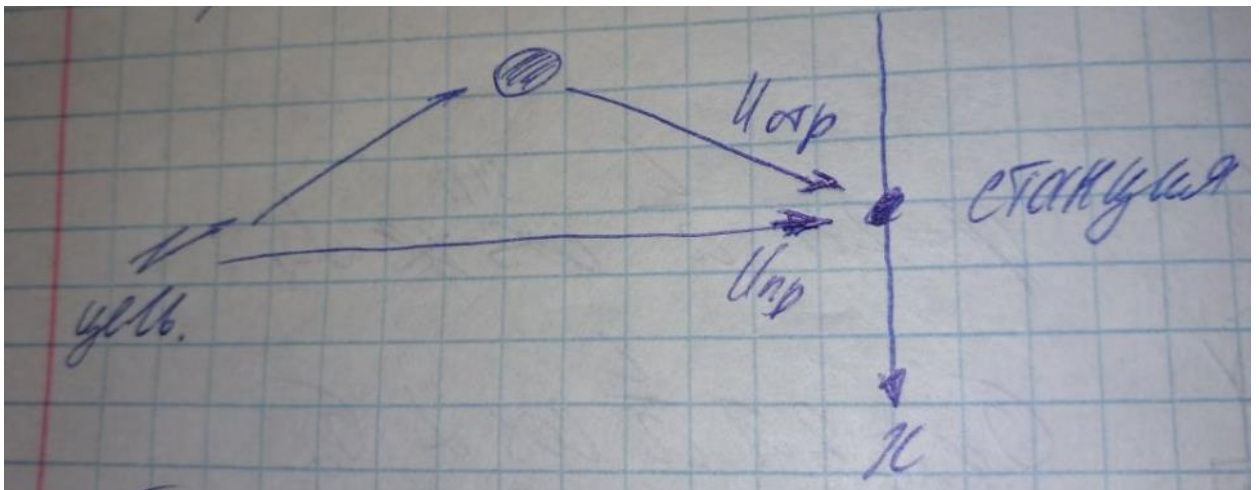
Из формулы (2.27) видно, что угловая погрешность при фиксированной фазовой ошибке σ_Φ обратно пропорциональна $\cos \alpha$. Эта зависимость характерна для всех пеленгаторов, основанных на использовании неподвижных антенных решеток. Поэтому такие пеленгаторы обычно работают в секторе, не превышающем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



9.8.5 Погрешности, связанные с распространением радиоволн

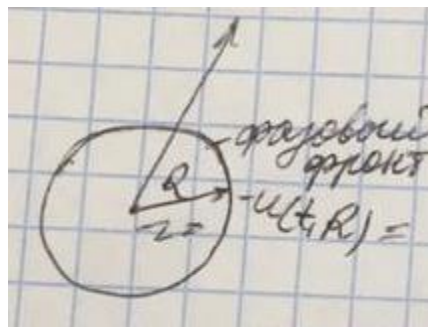


Рассмотрим влияние перечисленных факторов на точность пеленгования, начиная с отражений. Допустим, на антенную систему пеленгатора падают две волны: прямая и отраженная от некоторого местного предмета в горизонтальной плоскости. Схематически это показано на рисунке.



$U_{отр}$ - это сигнал пришедший от отражающего объекта (например опушка леса или строение, или берег реки, склон холма)

Пеленг-это нормаль к фазовому фронту.



В свободном пространстве фазовый фронт – сфера и нормаль к ней точно соответствует направлению на ИРИ, как показано на рисунке.



В рассматриваемом случае на антенной системе пеленгатора интерферируют две волны, можно считать, что обе имеют плоский фазовый

фронт когерентны между собой. В каждой точке x антенной системы сигналы складываются векторно, так что

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

где

$$\psi_{\Sigma}(t, x) = \operatorname{arctg} \frac{U_{\text{прям}} \times \sin \varphi_{\text{прям}} + U_{\text{отр}} \times \sin \varphi_{\text{отр}}}{U_{\text{прям}} \times \cos \varphi_{\text{прям}} + U_{\text{отр}} \times \cos \varphi_{\text{отр}}} - \text{фаза суммарного}$$

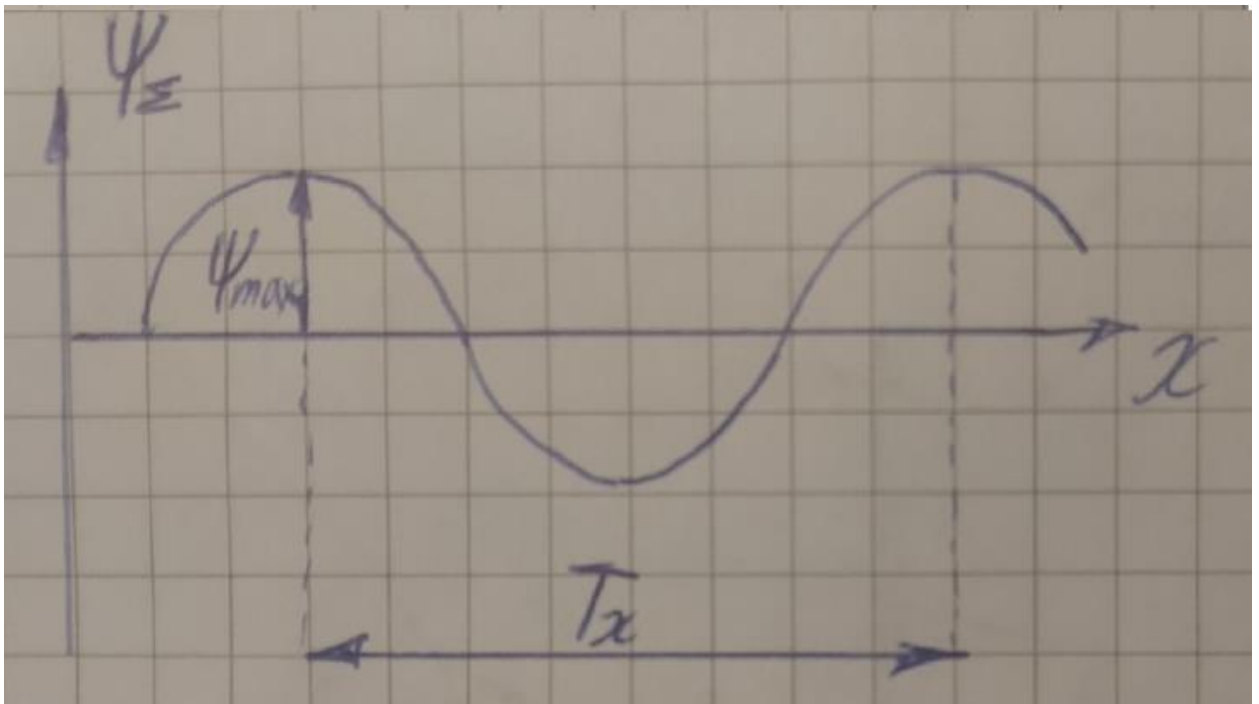
сигнала в точке X .

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

$$T_x = \frac{\lambda}{\sin \alpha_1 - \sin \alpha_2}, \quad (2.29)$$

где α_1, α_2 - углы прихода на антенную систему прямой и отраженной волн.

Амплитуда пространственных колебаний



$$\psi_{\max} = \frac{R}{\sqrt{1-R^2}} \quad (2.30)$$

где

$$R = \frac{U_{\text{отп}}}{U_{\text{прям}}} < 1$$

В реальности между передающим и приемным пунктами много отражающих объектов и о периодичности фазового фронта говорить нельзя. Приходится считать, что $\Psi(x)$ - фаза 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 корреляционной функцией.

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

$$r_{\psi}(\Delta x) = m_1 \left\{ \frac{\Psi(x_1) \times \Psi(x_2)}{\sigma_{\psi}^2} \right\} \quad (2.31)$$

σ_{ψ}^2 - дисперсия фазы.

Точность пеленгования зависит от разности фаз пространственных флуктуаций в разнесенных точках антенной системы,

$$\varphi(l) = \psi(x_1) - \psi(x_1 + l),$$

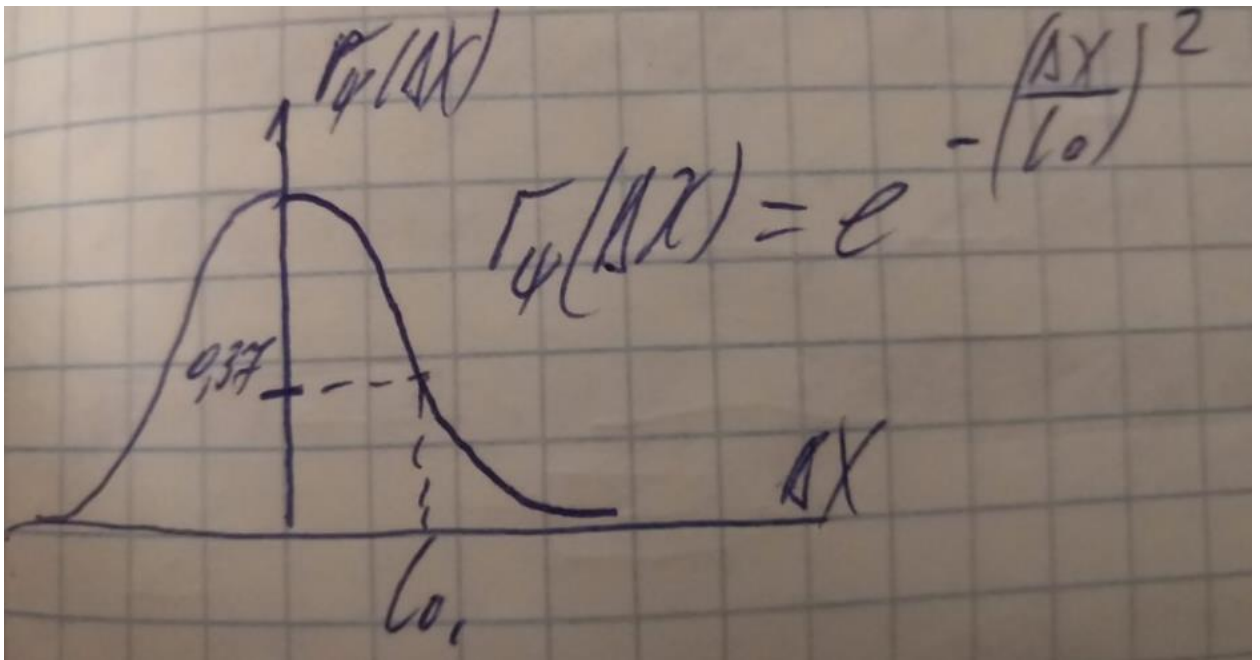
Зависимость дисперсии разности фаз от базы

$$\sigma_{\varphi}^2(l) = m_1 \{ \psi(x_1) - \psi(x_1 + l) \}^2 = \sigma_{\psi}^2(x_1) - 2 \times r_{\psi}(l) + \sigma_{\psi}^2(x_2)$$

или

$$\sigma_{\varphi}^2(l) = 2 \times \sigma_{\psi}^2 (1 - r_{\psi}(l)). \quad (2.32)$$

Функции $\sigma_{\psi}^2, r_{\psi}(\Delta x)$ зависят от вида и протяженности трассы. По экспериментальным данным НИИ РТС можно в пределах прямой радиовидимости принять дисперсию σ_{ψ}^2 равной [(10-30)] градусов в квадрате, а пространственную корреляционную функцию аппроксимировать гауссоидой

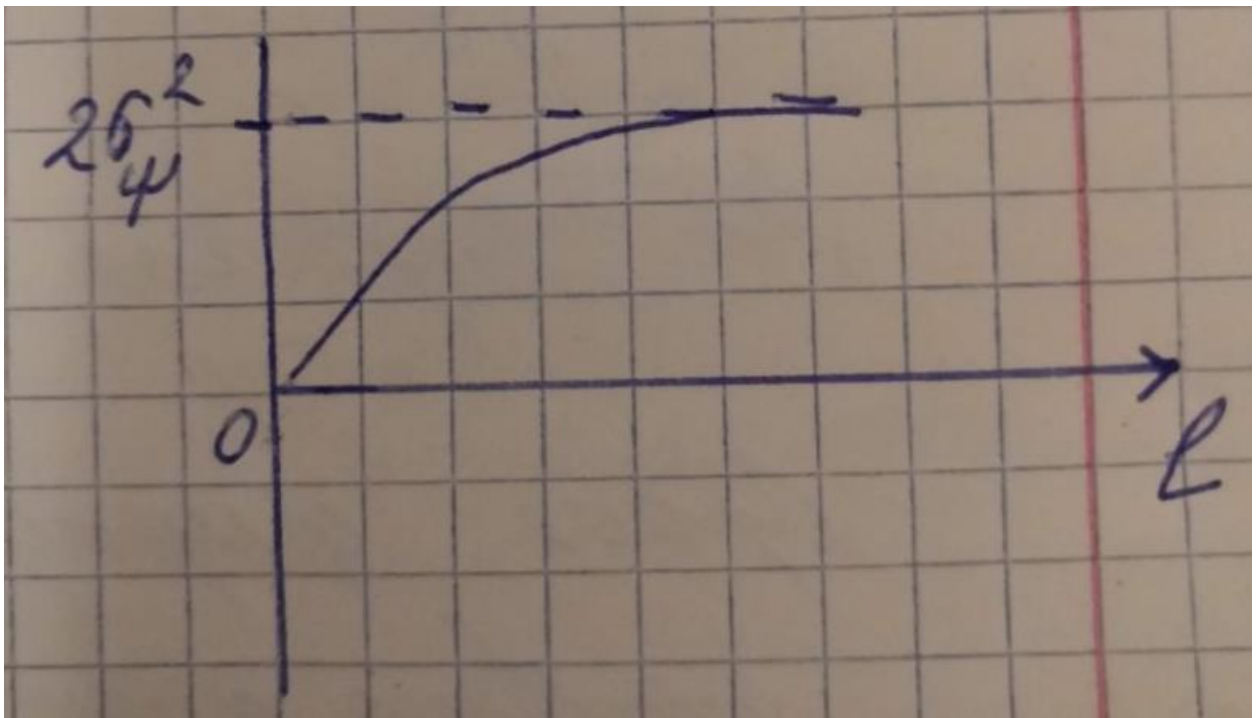


$$r_{\psi}(\Delta x) = e^{-\left(\frac{\Delta x}{l_0}\right)^2} \quad (2.33)$$

l_0 -интервал пространственной корреляции.

$l_0 = (20, 30) \times \lambda$ - в пределах прямой видимости.

Экспериментальные зависимости σ_{φ} от базы l имеют вид.



9.8.6 Влияние тропосферы

Влияние тропосферы обусловлено рефракцией. Рефракция возникает вследствие неоднородности тропосферы. Скорость распространения радиоволны $c = \frac{c_0}{n}$. c_0 - скорость распространения в вакууме, а n - коэффициент преломления,

$$n = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}}$$

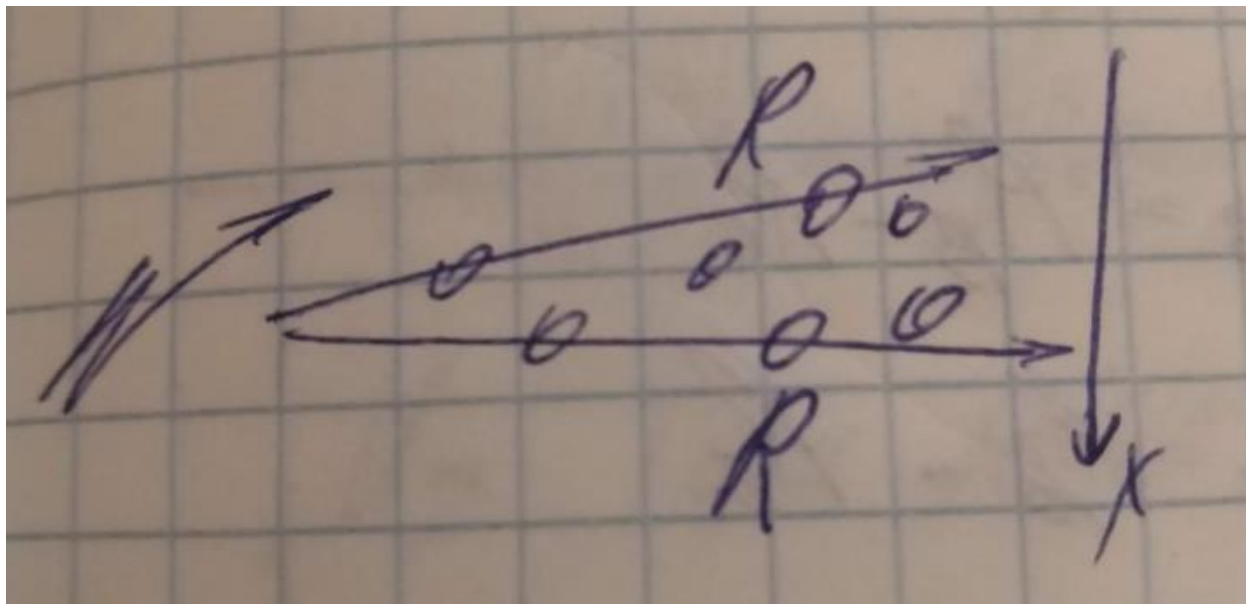
ε зависит от температуры, влажности и давления.

$$\varepsilon = f(T, e, p)$$

ε 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.

9.8.7 Быстрые флуктуации.

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

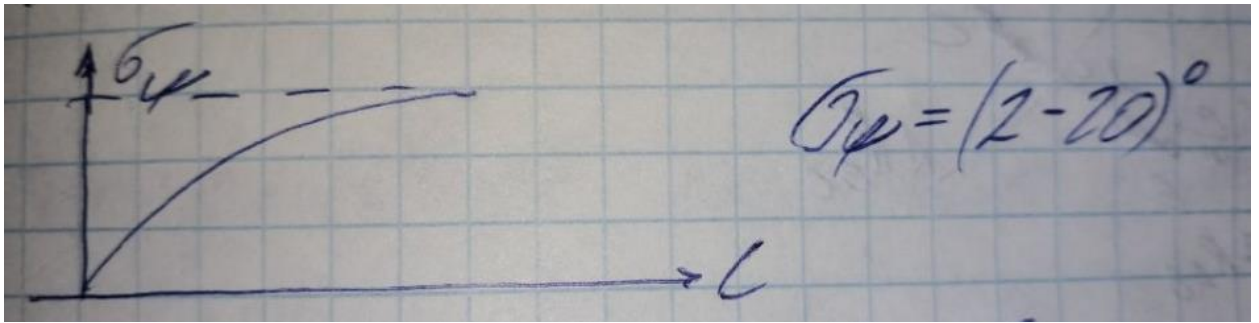


На пути распространения радиоволн к разнесенным точкам антенной системы встречаются разные неоднородности, фазовый набег получается разным. Для некоторой точки x_i

$$\psi(x_i) = \omega_0 \tau_3 = \omega_0 \frac{R}{c}, \quad c = \frac{c_0}{n} = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon}} = c_0 - \Delta c.$$

$\sqrt{\varepsilon}$ - случайная величина, разная в разнесенных точках, фаза флуктуирует.

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.

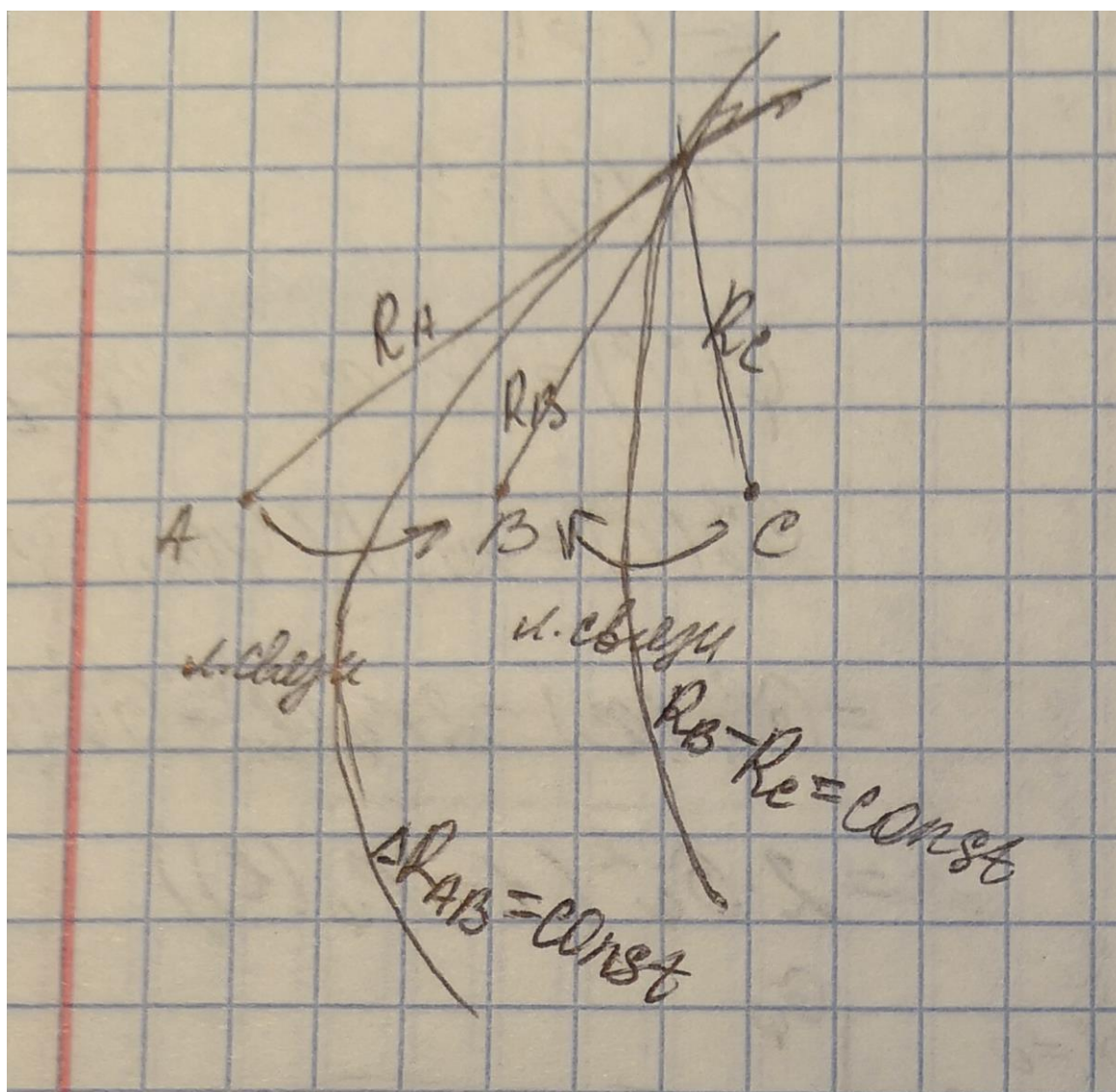
Вывод: чтобы точно пеленговать надо измерять состояние тропосферы.

9.8.8 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 $R_B - R_C = \text{const}$. Точка пересечения гипербол — это местоположение объекта. 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.

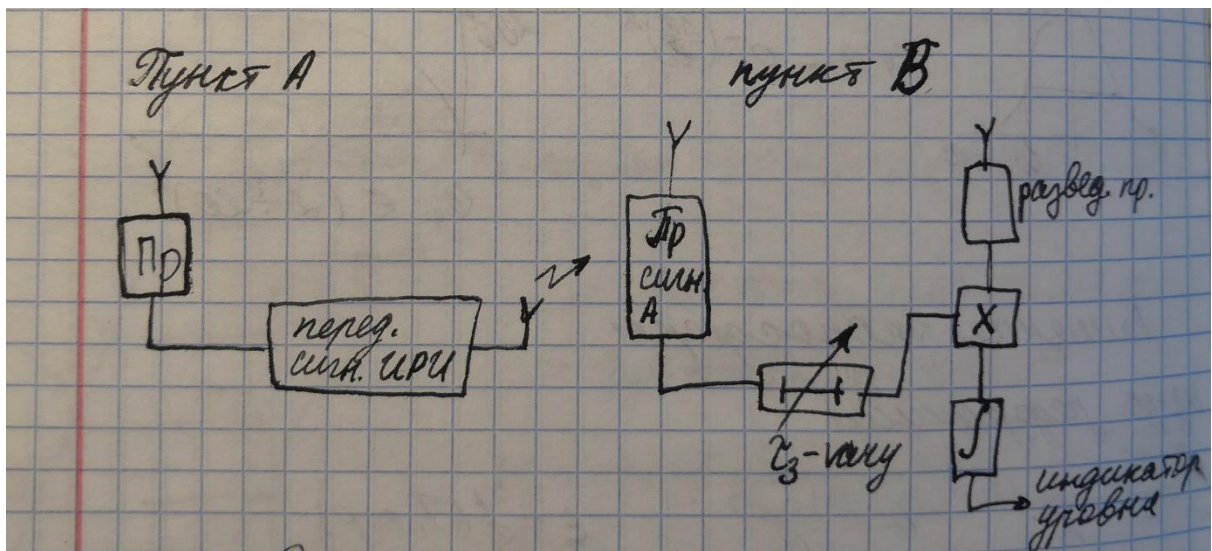


Формула для дисперсии эффективной оценки времени запаздывания была получена ранее в курсе радиолокации:

$$\sigma_{\tau_{эф}}^2 = \frac{1}{\frac{2E}{N_0} (2\pi)^2 \Delta f_{СК}^2},$$

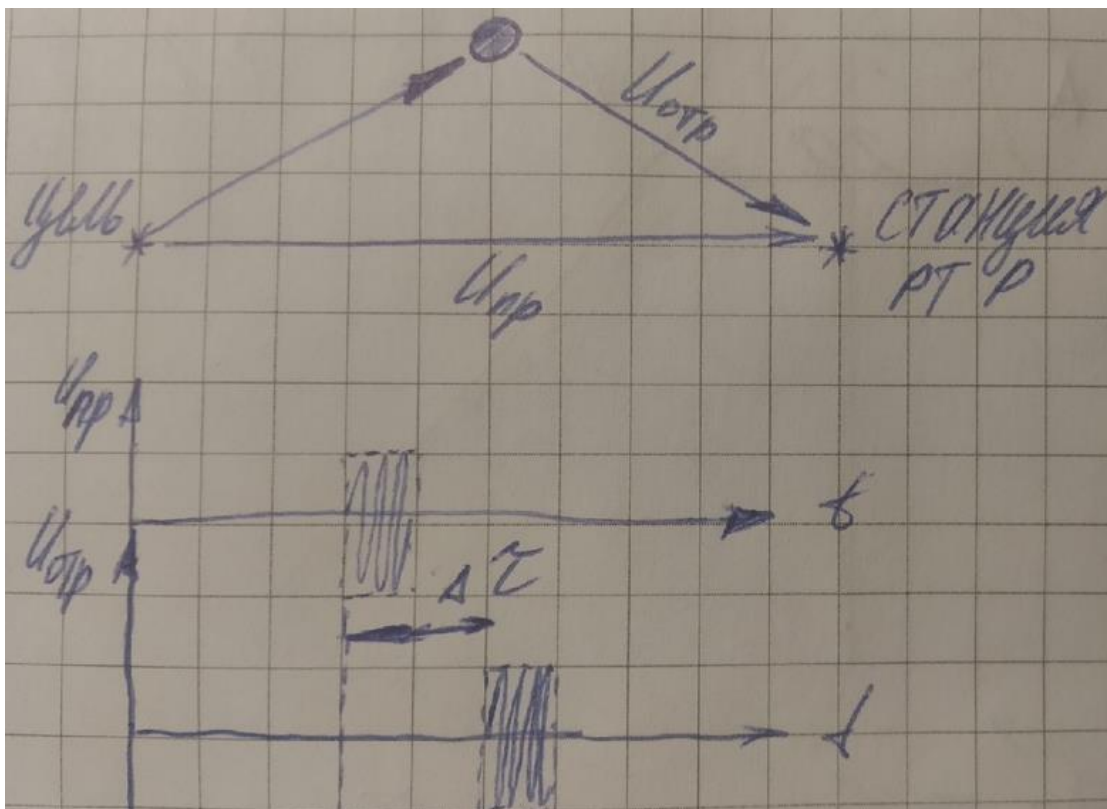
где $\Delta f_{СК}^2$ -среднеквадратическая ширина спектра.

Это ошибка за счет шума минимально достижимая. 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.

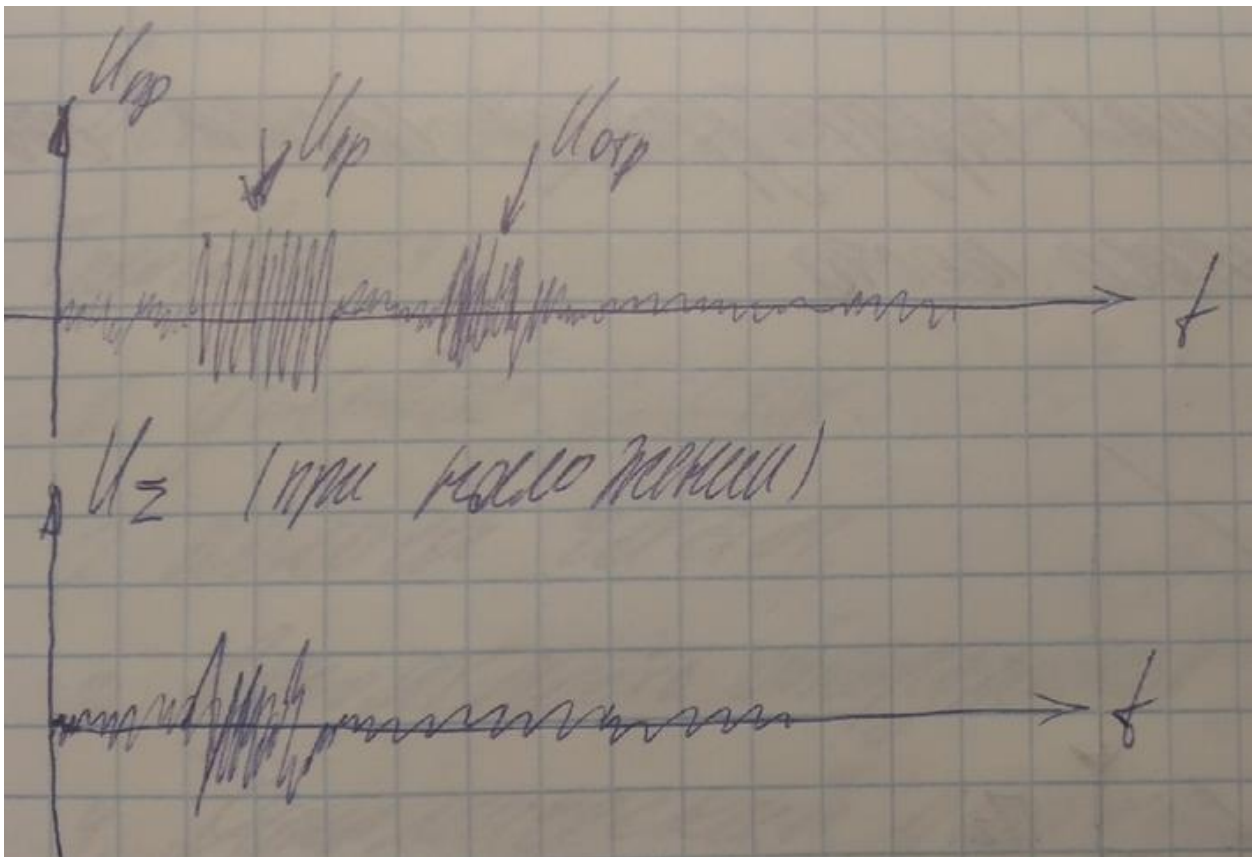


Сигнал ИРИ передается из пункта А в пункт В. В пункте В мы имеем приемник сигнала пункта А, линию задержки с изменяемой задержкой. В пункте В разведывательный приемник, сигналы с него поступают на перемножитель, куда поступают сигналы с линии задержки, далее интегратор и индикатор уровня. Эта схема где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

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



Отраженный сигнал всегда приходит с запаздыванием относительно прямого, кроме того всегда есть шумы. 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 метод является пороговый.

9.8.9 Пороговый метод

Фиксируется момент времени, в который сигнал превышает некоторый порог. Это и есть момент приема сигнала.

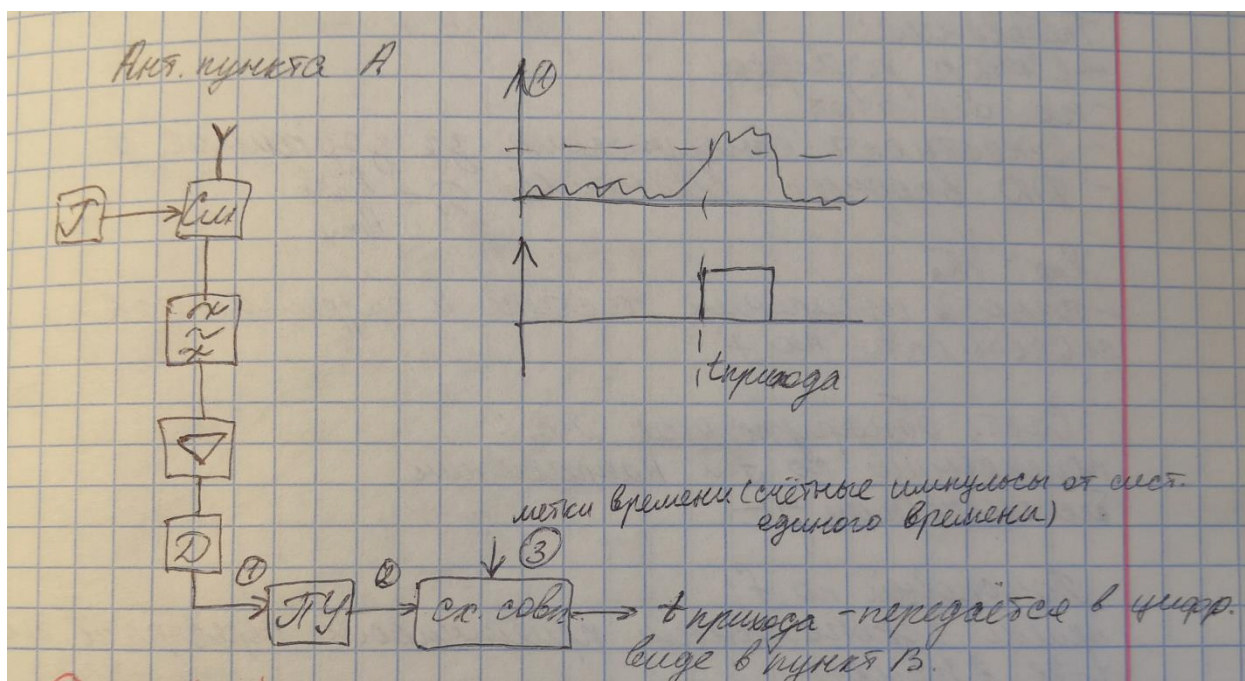
Как это происходит: во-первых, в разнесенных пунктах разностно-дальномерной системы должна быть единая система точного времени, в которой производятся измерения. Можно использовать систему GPS, ГЛОНАСС, можно локальные системы.

Схема: Антенна пункта А, далее сигнал подаем 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. t прихода передается в цифровом виде в пункт В. Там выполняются вычисления координат ИРИ.



Если трассы открытые, то $\sigma_{\text{откр}} \text{ трассы} = (3:5) \text{ нс.}$

Закрытые трассы $\sigma_{\text{закр}} \text{ трассы} = 1 \text{ мкс}$

Если хотим получить хорошую точность мы должны воспользоваться современными геоинформационными системами, учитывать пути распространения радиоволн на разных трассах и получать нужную точность.

9.9 Укрупненная структурная схема пеленгационного поста станции РТР

Рассмотри станцию РТР, использующую пеленгационный метод местоопределения ИРИ. Станция состоит из двух пеленгационных пунктов.

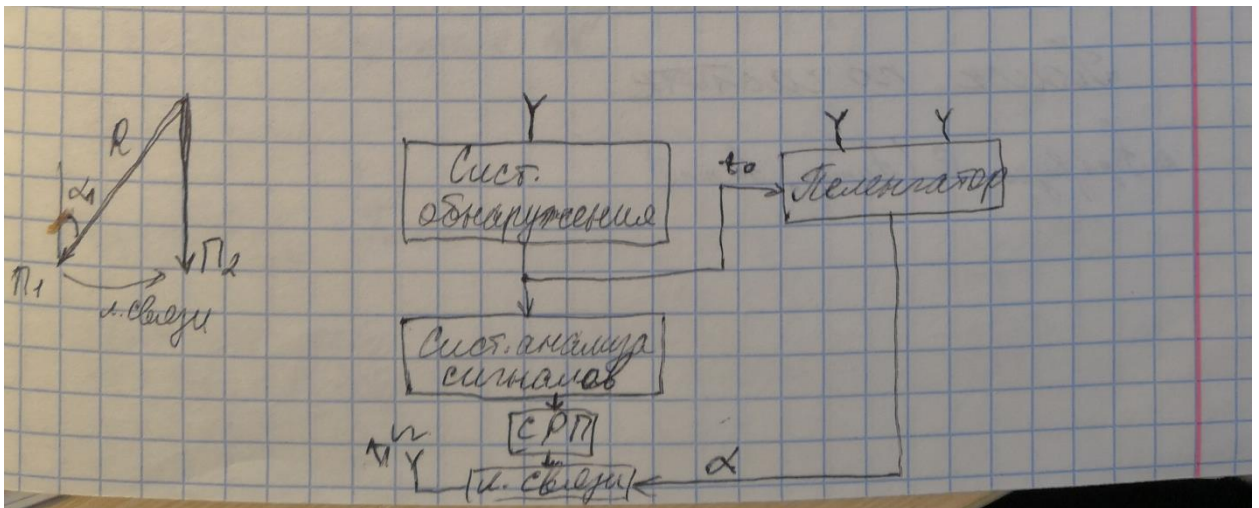
между ними должна быть линия связи. Определяются пеленги на ИРИ, рассчитывается R из одной точки.

Укрупненная схема одного поста приведена на рисунке. 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 локоаторов близкие. Измеряются тонкие параметры сигналов (время установления частоты сигнала, особенности формы сигнала и т.д.). Выявление особенностей сигналов конкретных локоаторов называется сигнатурной разведкой. Это позволяет в сложном поле радиолокационном решить задачу идентификации.



9.10. Система обнаружения

9.10.1 Параметры системы

Принципиальным отличием систем обнаружения в разведке от рассмотренных ранее для активной локации является отсутствие априорных сведений о сигнале, в связи с чем нельзя применить для синтеза систем известные статистические критерии.

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. Динамический диапазон- это

отношение:
$$D = \frac{P_{\max}}{P_{\min}}$$

Поскольку
$$P_{\text{прин}} \approx \frac{1}{R^2},$$

может получиться, что слабые сигналы расположены на больших дальностях, а их надо принимать. Сильные 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 беспойковыми.

Поисковые по частоте это такие, которые ведут прием узкополосным приемником, перестраиваемым в полосе разведки. Полоса разведки это

$\frac{f_{\max}}{f_{\min}}$. Беспойковая по частоте система ведет прием сразу во всей полосе

разведки. Поисковая по направлению система имеет узкий луч, который просматривает весь сектор разведки, а беспойковая просматривает сразу весь сектор разведки.

9.10.2 Поиск по частоте.

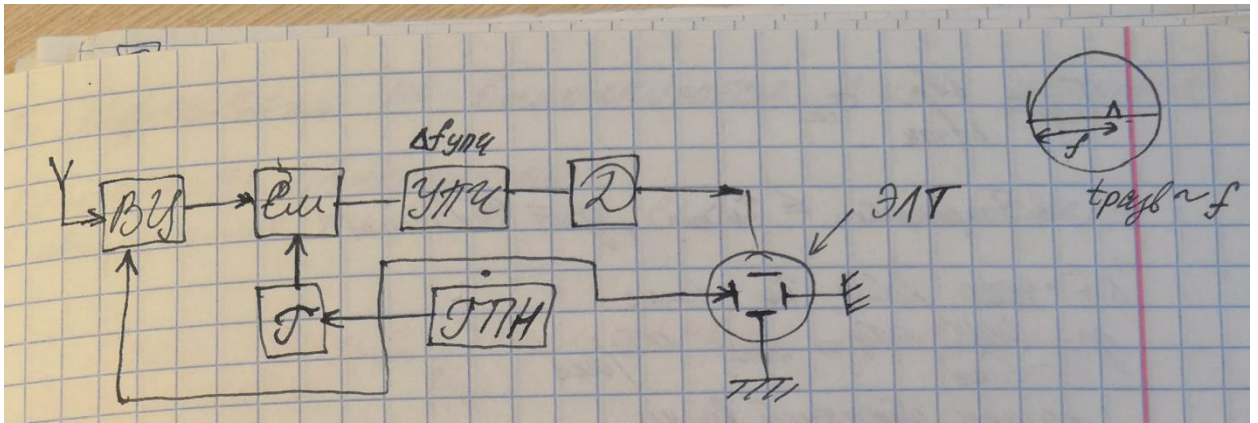
Устройства обнаружения с последовательным обзором по частоте фактически представляют собой панорамные приемники

Полоса разведки:

$$\Delta f_{\text{разведки}} \in (f_{0\min}, f_{0\max})$$

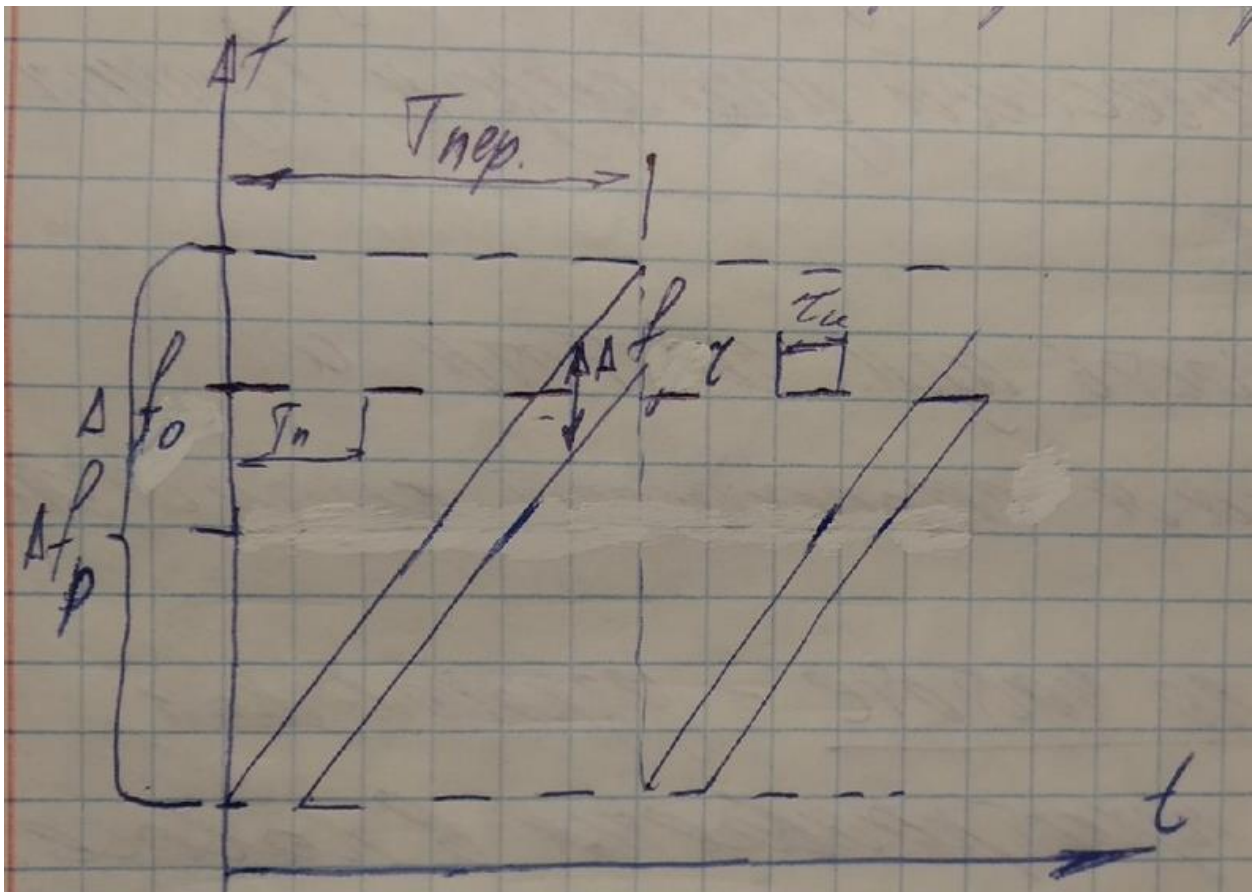
Полоса приемника более узкая чем полоса разведки, мы выполняем поиск в полосе разведки.

Структурная схема поискового приемника приведена на рисунке. Схема может быть существенно изменена в зависимости от диапазона частот и технических требований.



УПЧ содержит узкополосный фильтр.

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 $T_{пер}$. Если разведваемый сигнал существует $\tau_{и}$ непрерывно в течение $T_{пер}$, 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.

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

1. Медленный гарантированный поиск.
2. Быстрый гарантированный поиск.
3. Поиск со средней скоростью (вероятностью).

При медленном гарантированном поиске перестройка приемника на полосу пропускания $T_{ПР}^1$ происходит за большее время, чем период повторения принимаемых импульсов.

$$T_{ПР}^1 \geq T_{ПМАХ}, \text{ откуда}$$

$$T_{пер} = \frac{f_p}{f_{ynч}} \times T_{n\max} \quad (2.34)$$

Допустим,

$$\Delta f_p = 4000 \text{ МГц.}; \quad \Delta f = \frac{1}{\tau_u} = 1 \text{ МГц.}; \quad T_{П\text{МАХ}} = 0,01 \text{ с.}$$

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 (2.34) надо заменить на период сканирования. Получим

$$T_{пер} = \frac{\Delta f_p}{\Delta f_{ynч}} \times T_{ск}, \text{ неприемлемо большое время перестройки}$$

При быстром гарантированном поиске перестройка приемника на полосу разведки производится за время меньшее или равное минимальной длительности принимаемых импульсов

$$T_{перестройки} \leq \tau_{u\min},$$

Для этого требуется очень высокая скорость перестройки приемника

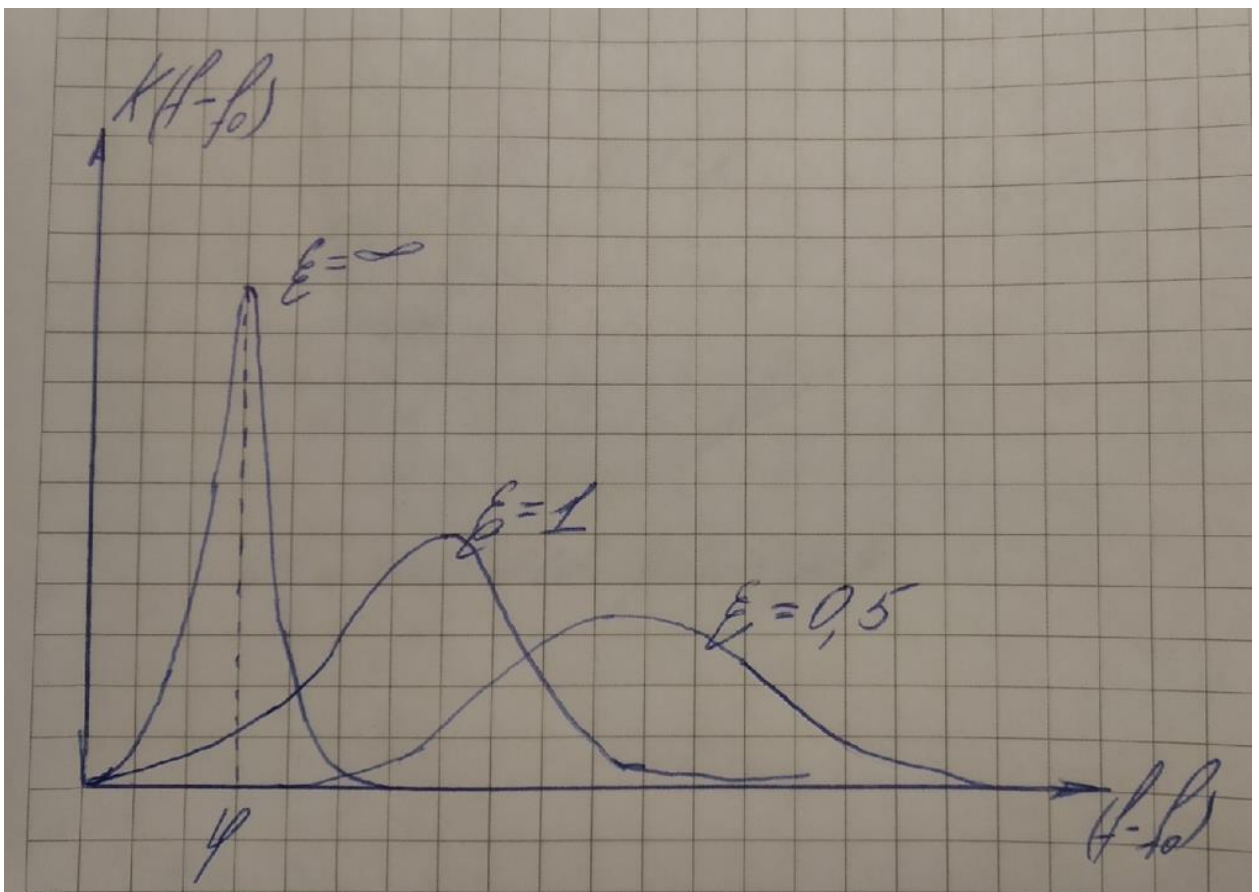
$$\gamma = \frac{\Delta f_{РАЗ}}{\tau_{u\min}}. \text{ Допустим,}$$

$$\Delta f = 4000 \text{ МГц, } \tau_u = 1 \text{ мкс, тогда скорость перестройки}$$

$$\gamma = \frac{4000}{1\text{мкс}} \text{ МГц} = 4000 \frac{\text{МГц}}{\text{мкс}}. \text{ Технически это реализуемо.}$$

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 показаны АЧХ колебательного контура при разных скоростях перестройки. Параметром семейства кривых служит величина

$$\zeta = \sqrt{\frac{\pi}{\gamma}} f_{np} .$$



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

$$P_{np} = aP_{np0} ,$$

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

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,

$$\tau_e = \frac{1}{\Delta f} . \text{Время перестройки на полосу пропускания}$$

$$\tau_{пер} = \frac{\Delta f}{\gamma} . \text{Приравнявая его постоянной времени,}$$

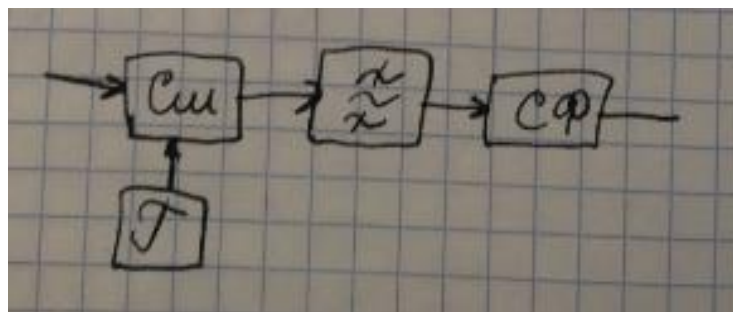
$$\frac{1}{\Delta f} = \frac{\Delta f}{\gamma} , \text{находим допустимую скорость перестройки,}$$

$$\gamma = \Delta f^2 , \text{откуда находим полосу пропускания фильтра}$$

$$\Delta f = \sqrt{\gamma} .$$

Полоса пропускания получается широкой, точность измерения частоты - низкой.

Увеличиваем точность с помощью согласованного (добавочного) фильтра в цепи приемника:



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

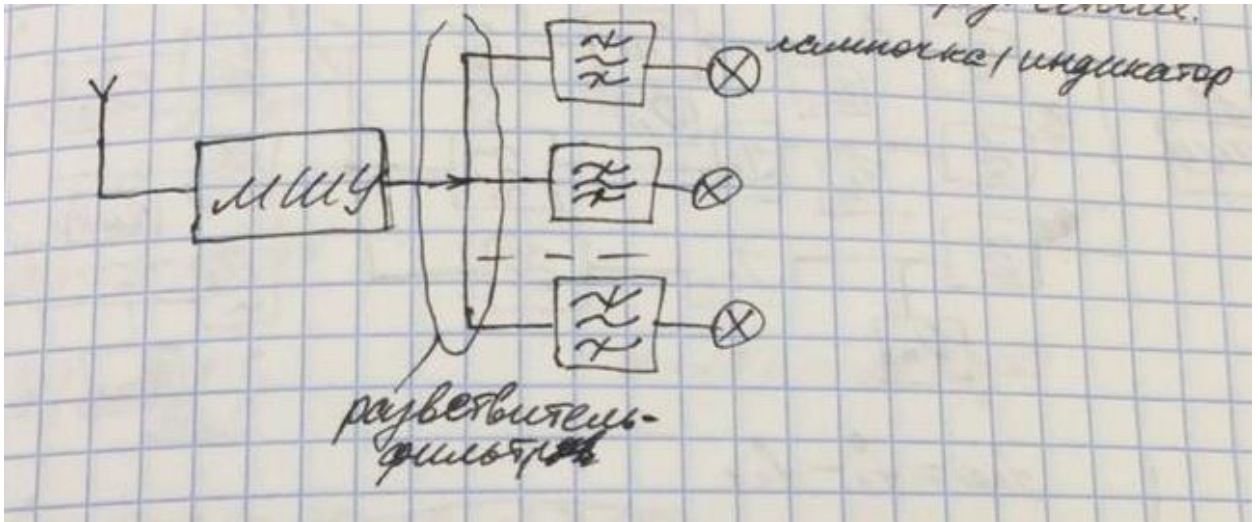
Вероятностный поиск – это такая ситуация, когда не выполняются условия ни медленного гарантированного, ни быстрого гарантированного.

Лекция 5 (10.10.18)

9.10.3 Беспойсковые по частоте системы обнаружения.

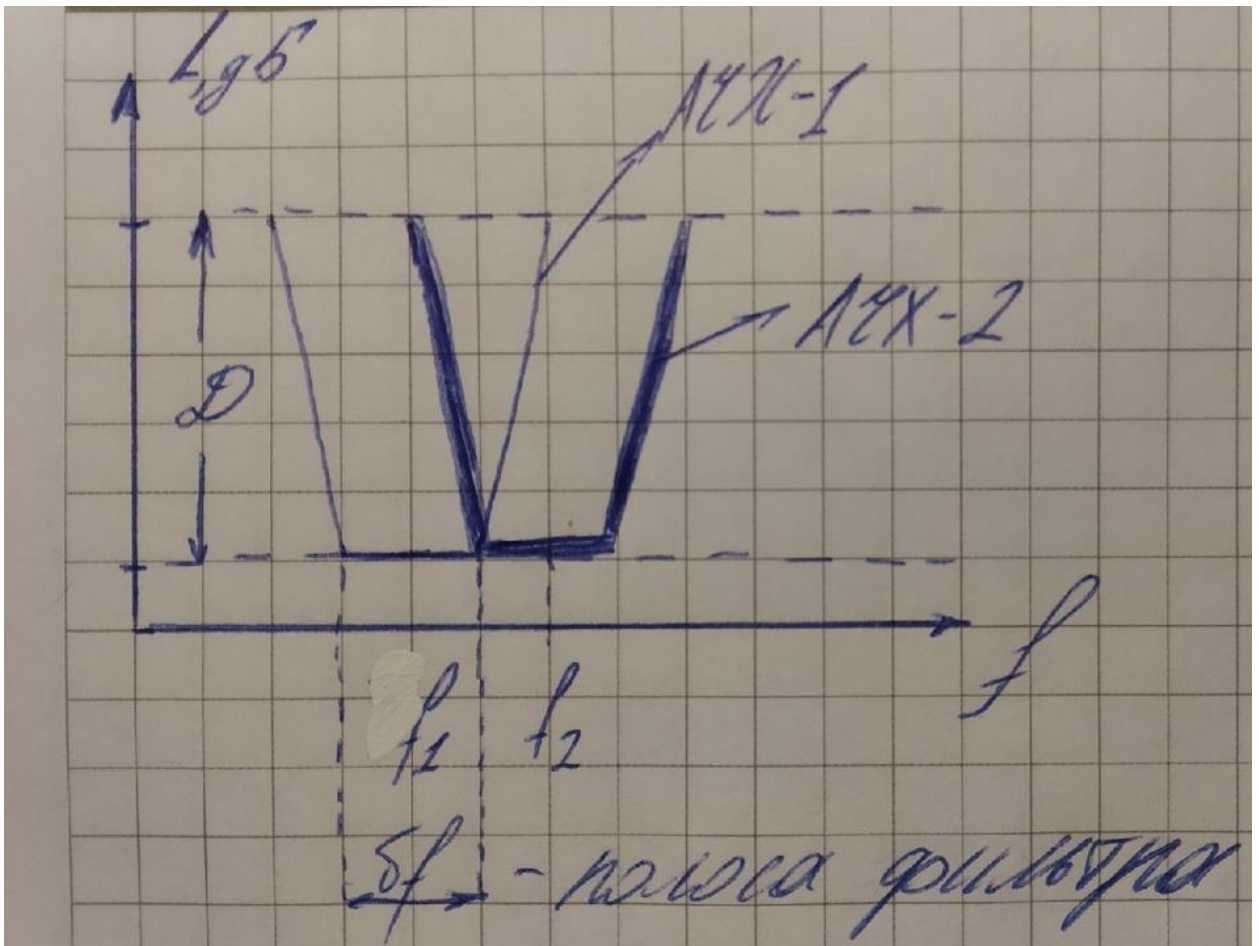
Системы обнаружения могут быть поисковыми по частоте и беспойсковыми.

Беспойсковые могут быть построены по следующей схеме.



МШУ- малозумящий усилитель. Сигналы с антенны поступают на малозумящий усилитель. Полоса у этого усилителя $\Delta f_{разведки}$. 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. По горизонтальной оси отложена частота, по вертикальной – затухание сигнала в фильтре L (в дБ это отрицательная величина). Будем считать, что обнаружение сигнала происходит, если

$L(\text{дБ}) + P(\text{дБ}) \geq c$, где P - мощность сигнала, c – некоторый порог.



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.

$$\Delta f = \frac{\sigma f}{2}$$

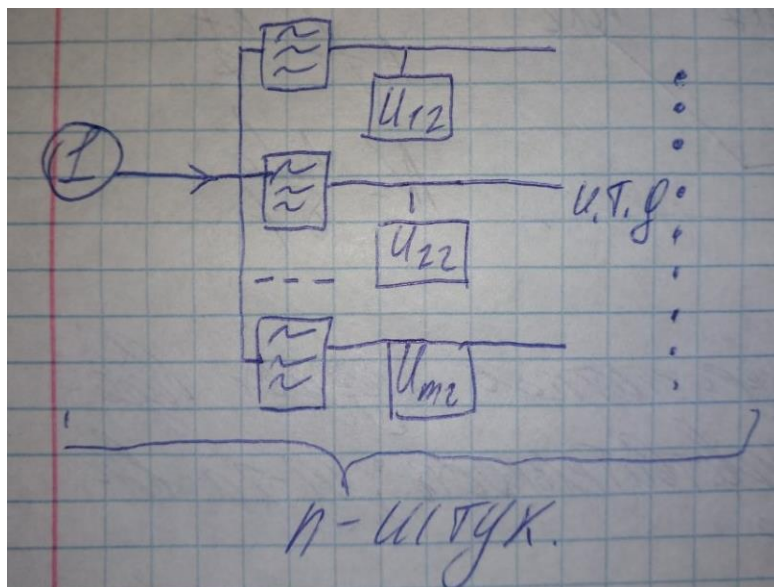
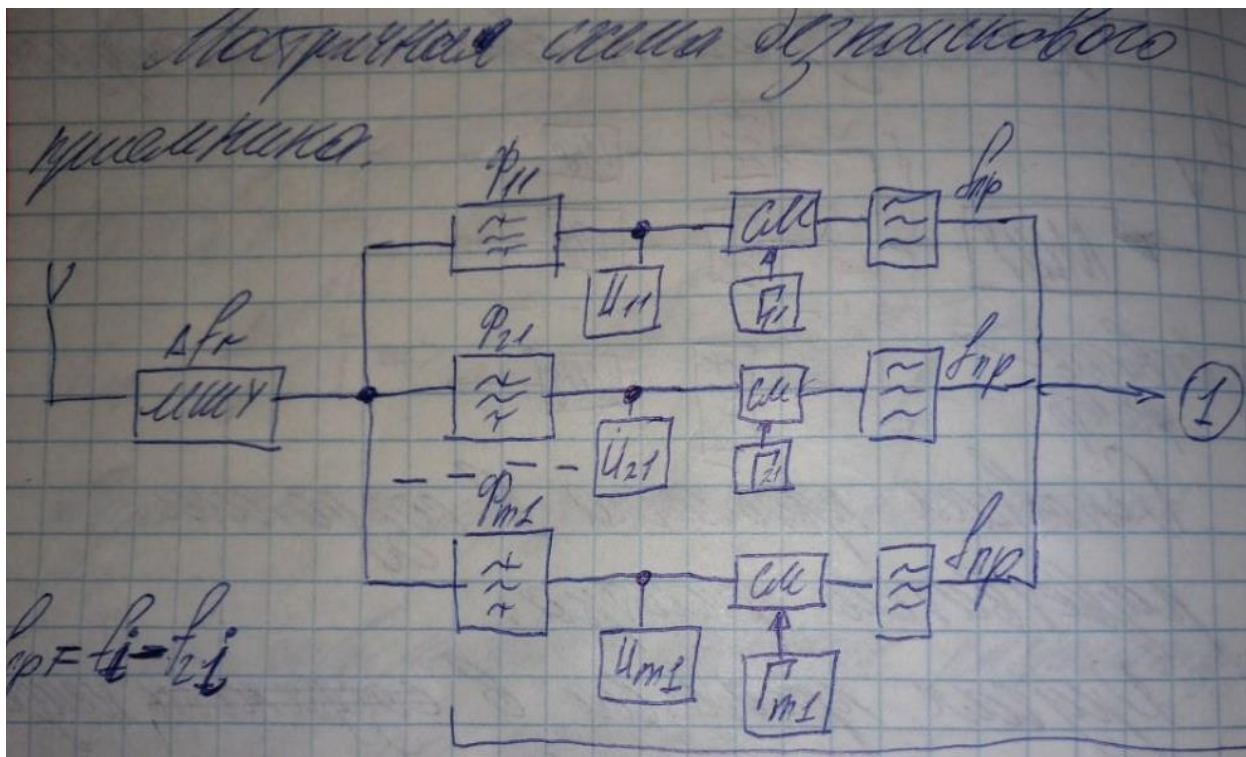
У этой схемы есть два недостатка:

1. Чувствительность плохая, так как широкая полоса пропускания.
2. Требуется большое количество фильтров.

$$N = \frac{\Delta f_p}{\sigma f} = \frac{\Delta f_p}{2 \times \Delta f}$$

Количество фильтров может быть уменьшено в схеме, которая получила название матричной.

Матричная схема беспойсского приемника:



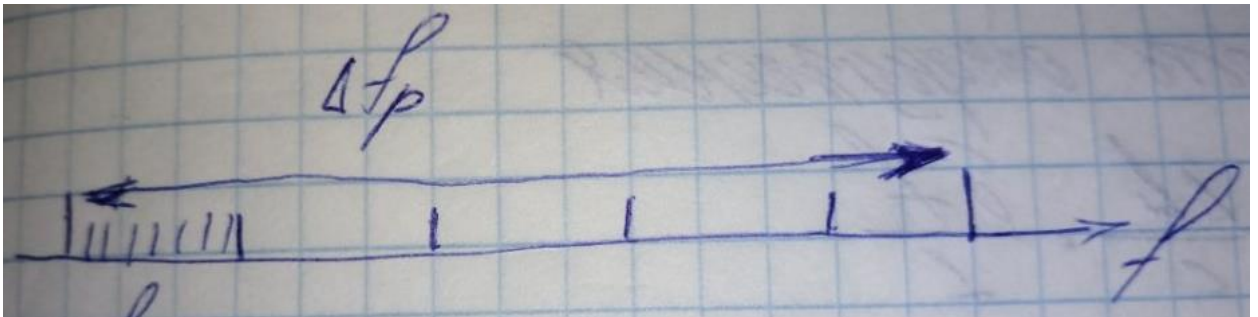
$$\Delta f_1 = \frac{\Delta f_p}{m}$$

m - число строк в этой схеме. На выходе каждого фильтра ставится индикатор. Мы можем сказать, в какую строку попал сигнал, полоса всех

фильтров одинакова $\Delta f_1 = \frac{\Delta f_p}{m}$. Далее сигналы подвергаются преобразованию. Частоты гетеродинов подобраны так, чтобы привести все частоты к одной и той же промежуточной частоте.

$$\Delta f_{np} = f_I - f_{ГГ}$$

Во всех строчках промежуточная частота будет одна. На выходе фильтров находятся индикаторы.



Каждая полоска делится еще на n частей:

$$\Delta f_1 = \frac{\Delta f_p}{m^2}$$

Результирующая полоса:

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

Таким образом сократилось количество фильтров. По чувствительности мы ничего не выиграли, потому что мы должны индицировать сигнал на выходе первого фильтра, а полоса первого фильтра

$\Delta f_1 = \frac{\Delta f_p}{m}$ широкая. По количеству фильтров выиграли. Выиграли, потому

что полосочки мы все приводим к одной, все строки мы соединяем в одну. Затем смотрим в какой строке у нас сигнал. Допустим в первой строке, тогда индикаторы показывают о коде частоты, выигрыш потому что мы совмещаем

эти полосы. При той же разрешающей способности получаем выигрыш в количестве фильтров. Найдем его. Пусть в схеме с параллельной расфилтровкой количество фильтров $N=N_1$

N - количество фильтров

Если матричная схема:

$$N = N_2 = mn, \Delta f = \frac{\Delta f_p}{m^n},$$

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

m – число строк, n – число столбцов.

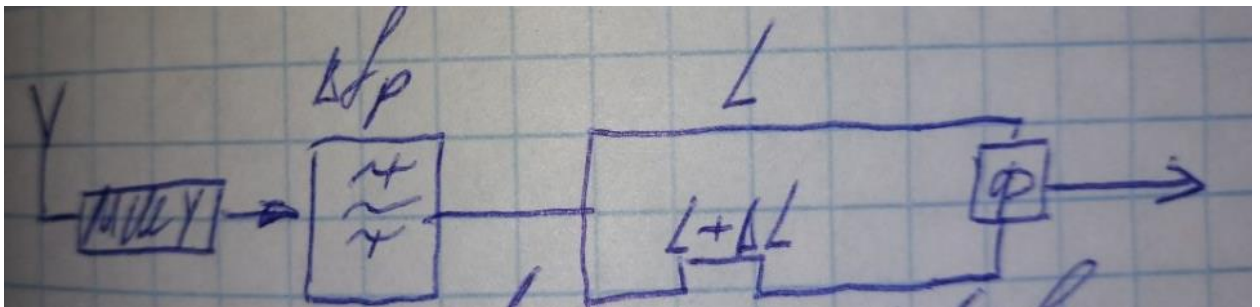
Если $n=3$, $\frac{\Delta f_p}{\Delta f} = 1000$ то $\xi = 33$.

Выигрыш ощутимый.

Недостатки:

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.

9.10.4 Интерференционный метод измерения частоты



Заключается в том, что сигналы с выхода антенны поступают на, МШУ и полосовой фильтр, который выделяет полосу разведки. Далее сигналы поступают на такую схему: линия передачи и другая линия передачи, у которой другая длина L и $L+1$. Далее сигналы поступают на фазометр.

Могут поступать не на фазометр, а на сумматор, дальше на детектор. Важно, что возникает разность фаз сигналов, прошедших по разным путям:

φ - разность фаз. $\varphi = \omega \frac{l}{c}$, где c – скорость распространения волны в линии

передачи. Например,

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{1 - \frac{\lambda}{2a}}} \text{ - скорость света в волноводе}$$

Разность фаз пропорциональна частоте. Нужно определить частоту с определенной точностью.

$$\partial\varphi = 2\pi \times \frac{\Delta L}{c} \times \partial f \text{ - точность измерения разности фаз}$$

$$\partial f = \frac{\partial\varphi}{2\pi \times \Delta L} \times c \text{ - точность измерения частоты}$$

Точность тем выше, чем больше разница длин путей ΔL , но ее нельзя просто так сделать большой, потому что если $\Delta L \succ \lambda_{\text{линии}}$, то $\varphi \succ 2\pi$.

$$\varphi + 2\pi \times k = 2\pi \times \frac{\Delta L \times f_0}{c}$$

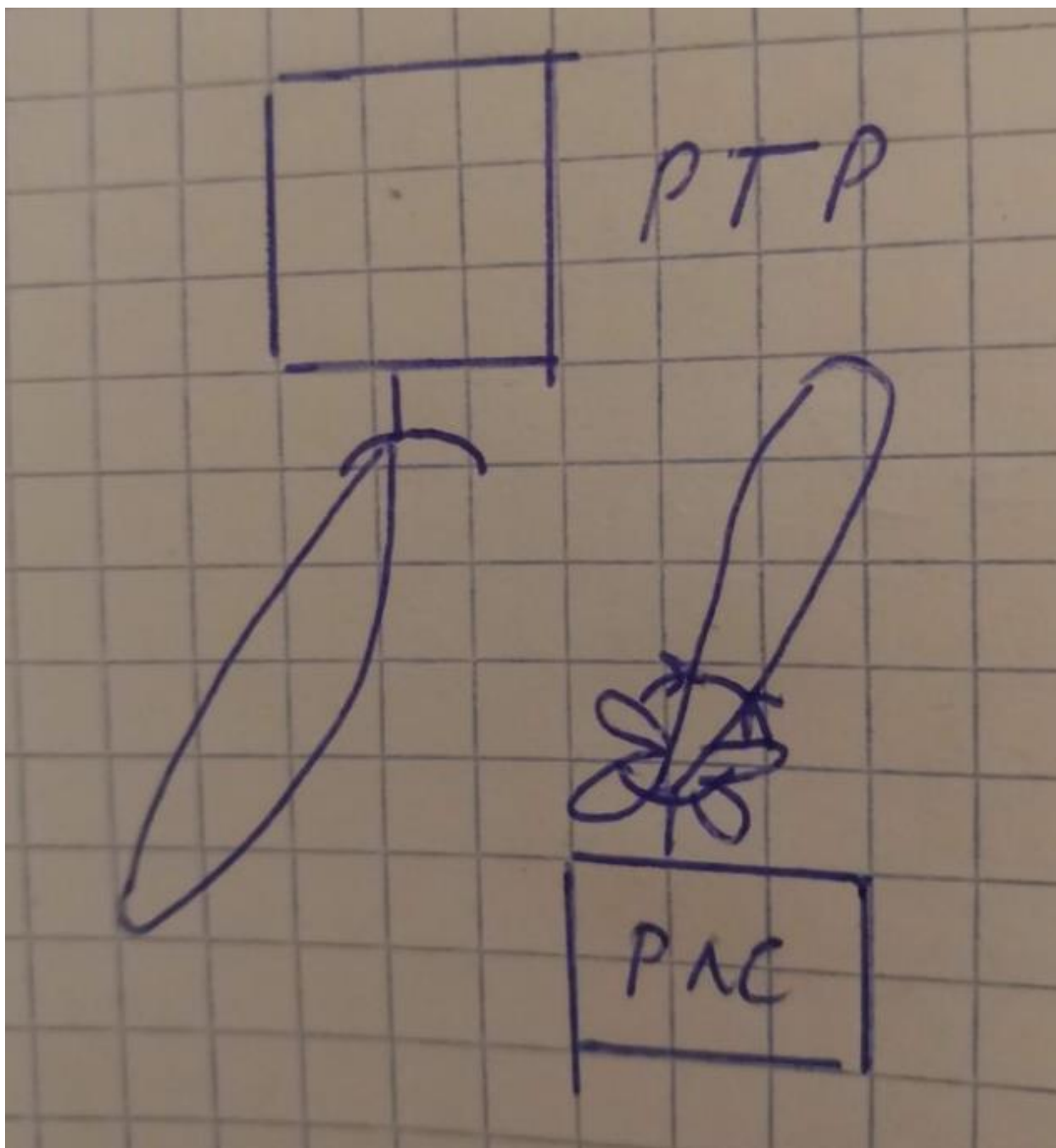
k -необходимо определить, получается многошкальная система. Эти устройства называют мгновенными измерителями частоты (МИЧ).

9.10.5 Поиск по направлению

Система обнаружения имеет сканирующую направленную антенну. РЛС тоже имеет как правило сканирующую направленную антенну, есть боковые лепестки. Если чувствительность системы обнаружения маленькая, то обнаружение РЛС произойдет, когда главный лепесток системы 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.



9.11 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:

$$P_{\text{экв}} = \frac{P_{\text{пр}} \text{мин}}{G_{\text{пр}}}$$

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

$$P_{\text{пр}}(R) = P_{\text{пр}} \text{мин}, \text{ решая его, получаем}$$

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

Плотность потока мощности у станции разведки:

$$\Pi = \frac{P_u \times G_u}{4\pi \times R^2},$$

мощность принимаемого сигнала,

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_u \times G_u \times S_{\text{Апр}}}{4\pi \times R^2}, \quad (2.35)$$

коэффициент усиления приемной антенны

$$G_{\text{пр}} = \frac{4\pi}{\Theta_A} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \times S_A.$$

Подставляя в (2.35), получим,

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_u \times G_u \times G_{\text{пр}} \times \lambda^2}{(4\pi)^2 \times R^2}.$$

Решение этого уравнения

$$R_{\max} = \frac{P_u \times G_u \times G_{np} \times \lambda^2}{(4\pi)^2 \times P_{np \min}}$$

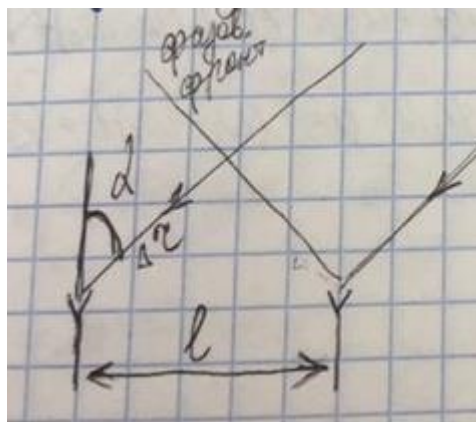
Видно, что дальность действия зависит от $\frac{P_{np \min}}{G_{np}}$. Чем меньше данная величина, тем больше дальность действия.

Конкурируют между собой амплитудные и фазовые пеленгаторы. Амплитудный пеленгатор имеет как правило (не всегда) остронаправленные антенны и 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.

9.12 Фазовые радиопеленгаторы

Принцип действия фазового пеленгатора рассмотрен ранее.



На две антенны, направленность которых не играет никакой роли, принимаются сигналы. На одну антенну сигналы приходят с запаздыванием,

так как проходят в пространстве больший путь, что иллюстрируется рисунком.

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

$$\varphi = 2\pi \frac{\ell}{\lambda} \sin \alpha ,$$

если α отсчитывается от нормали к антенной системе. Формула является основой 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.

$$u(t) = A(t) \cos \psi \times \cos \omega_0 t - A(t) \sin \psi \times \sin \omega_0 t = Q(t) \cos \omega_0 t - I(t) \sin \omega_0 t$$

Разложили сигнал на квадратурные составляющие.

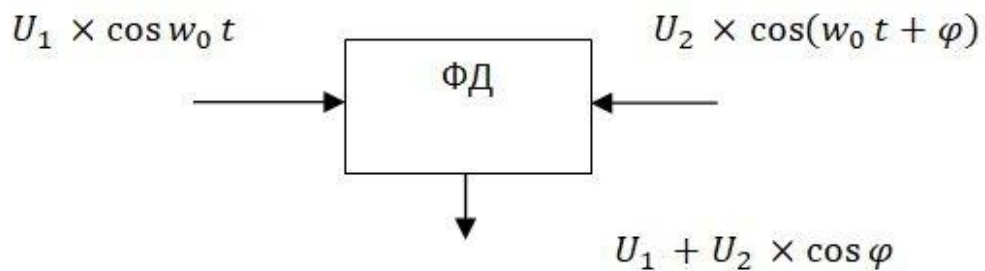
$Q(t)$ и $I(t)$ квадратуры - медленно меняющиеся напряжения по сравнению

с $U_0 \cos \omega_0 t$, что удобно для построения цифровых измерителей .

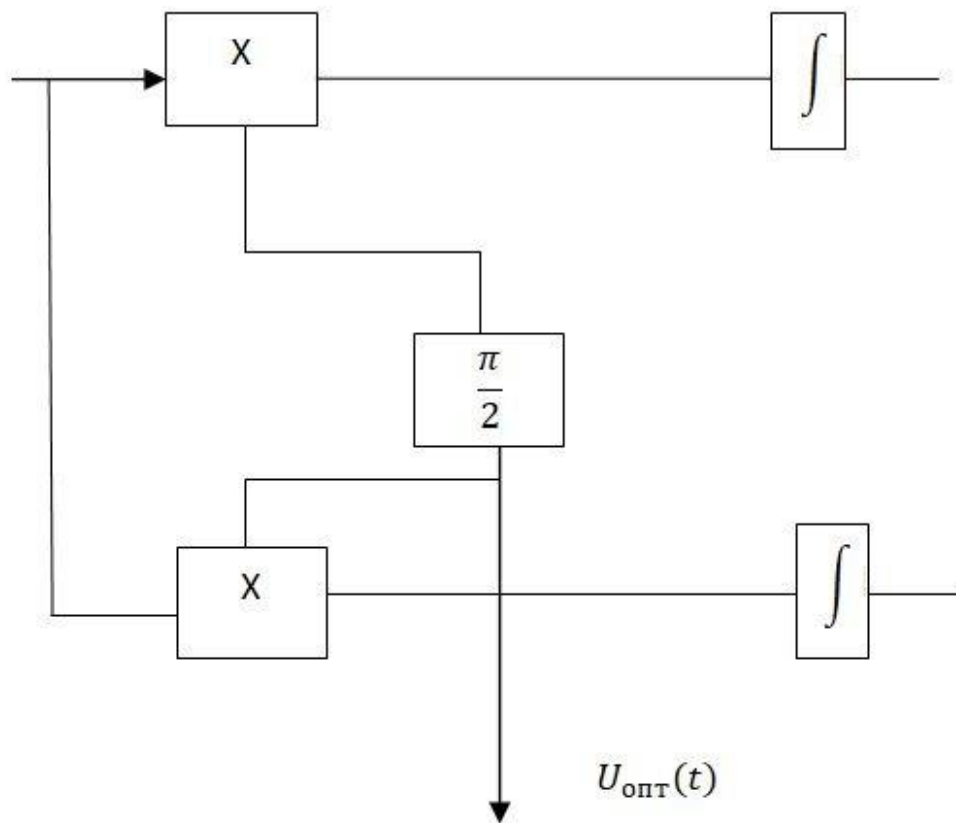
Тогда, очевидно, фаза ψ будет равна

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

Квадратуры получают с помощью фазовых детекторов. Если имеем ФД и на него поступают два сигнала, то на выходе получаем:



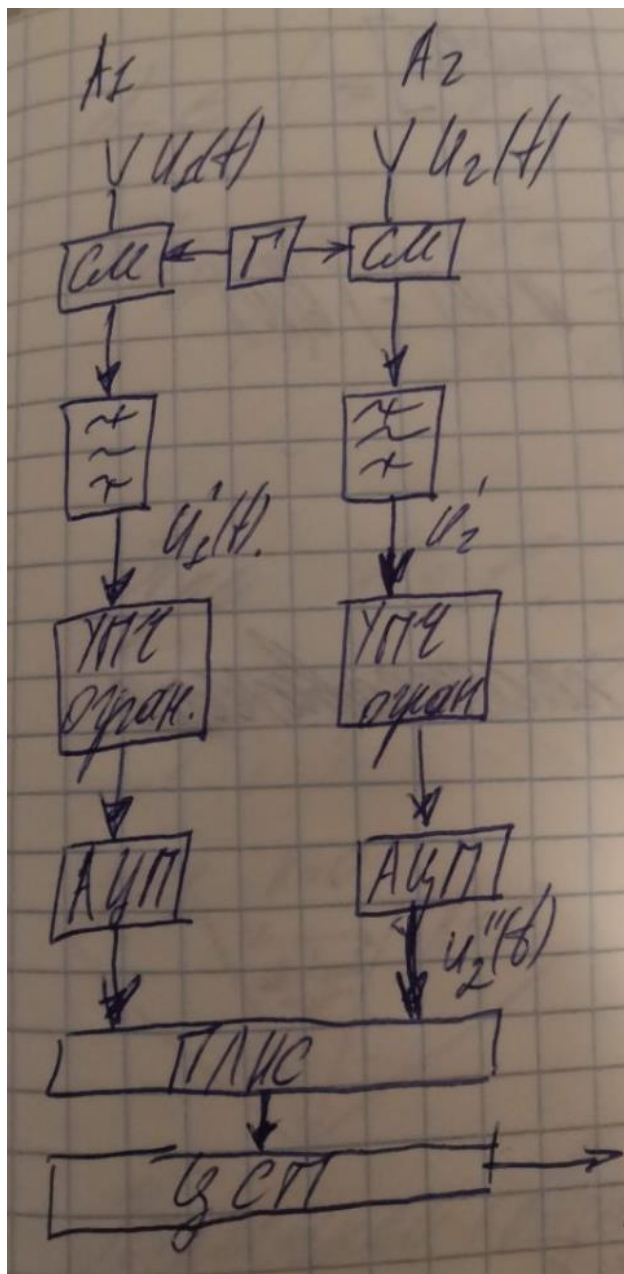
Фазовый детектор - это множитель и интегратор. Квадратурный расщепитель:



Чтобы иметь опорный сигнал необходимо знать несущую частоту.

Возможная схема фазового пеленгатора. 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. Дальше сигналы поступают на ПЛИС, дальше цифровой сигнальный процессор и на выходе получаем разность фаз: $\varphi = \psi_1 - \psi_2$ и частоту f_0 .



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.

$$u_2'(t) = A_2(t) \cos [(\omega_0 - \omega_{\Gamma})t + \psi_1 - \psi_{\Gamma}]$$

При преобразовании вычитаются аргументы косинусов. На промежуточной частоте разность фаз сохраняется если у нас общий гетеродин.

$$u_1'(t) = A_1(t) \cos [(\omega_0 - \omega_{\Gamma})t + \psi_2 - \psi_{\Gamma}]$$

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

$$f_{\text{такт}} \geq 2\Delta f$$

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.

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u''(t) \times e^{-j\omega t} dt, \text{ или}$$

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u''(t) \times e^{-j\omega t} dt = |F(j\omega)| [e^{j\psi(\omega)}] = |F(j\omega)| [\cos \psi(\omega) - j \sin \psi(\omega)]$$

что можно представить в виде

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

Отсюда получаем формулы для амплитуды и фазы спектральных

составляющих,

$$\psi(\omega) = \text{arctg} \frac{b}{a}$$

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

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.

9.13 Точность (погрешность) пеленгования

Из основной формулы фазовой пеленгации

$$\varphi = 2\pi \frac{\ell}{\lambda} \sin \alpha, \quad (2.36)$$

получаем соотношение для среднеквадратичной погрешности пеленгования

$$\sigma_{\alpha} = \frac{\sigma_{\varphi}}{2\pi \frac{\ell}{\lambda} \cos \alpha}$$

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 (2.36) разность фаз может превосходить этот предел. Чтобы учесть это, перепишем ее в виде

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

Например, если $k=1$ то

$$\varphi_{\min} = -\pi + 2\pi = \pi$$

$$\varphi_{\max} = \pi + 2\pi = 3\pi$$

Чтобы вычислить альфа нужно знать целое число периодов разных фаз, которые не измеряются, если разность фаз большая. Надо находить k .

Нахождение k называется устранением неоднозначности фазовых измерений. Чтобы найти k используют разные методы.

Метод уточнения - заключается в том, что система строится много базовая имеется один фазометр работающий с одной базой и другой работающий с другой.

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

$$\pi = 2\pi \frac{\ell_1}{\lambda} \sin \frac{\alpha_{одн}}{2}, \text{ откуда}$$

$$\sin \frac{\Delta\alpha_{одн}}{2} = \frac{\lambda}{2 \times \ell}.$$

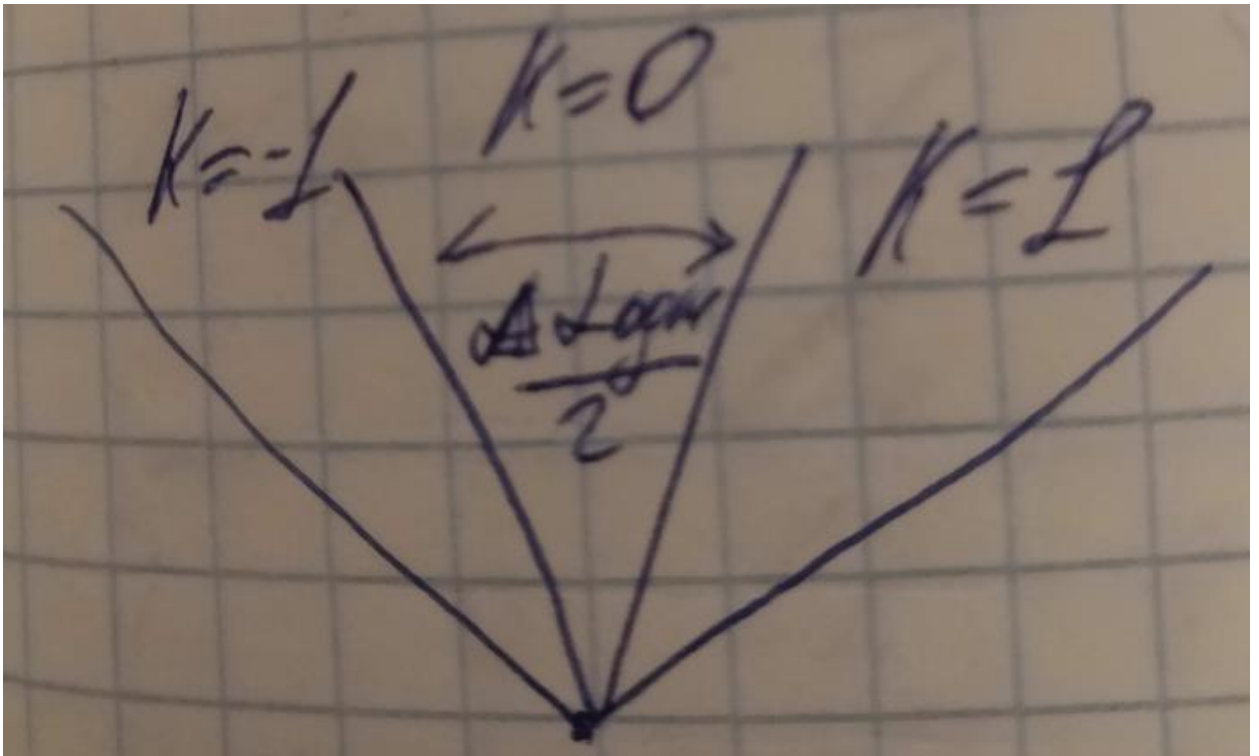
Пеленгатор с такой базой имеет рассчитанный сектор однозначного пеленгования при $k=0$.

Если $k=1$, тогда:

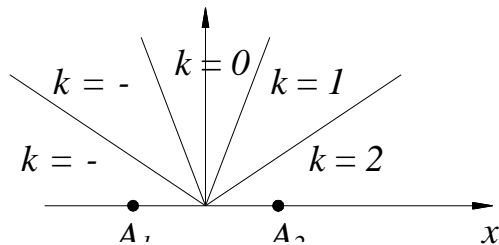
$$\varphi = \varphi + 2\pi \times k$$

$$\varphi_{\min} = -\pi + 2\pi = \pi$$

$$\varphi_{\max} = \pi + 2\pi = 3\pi$$



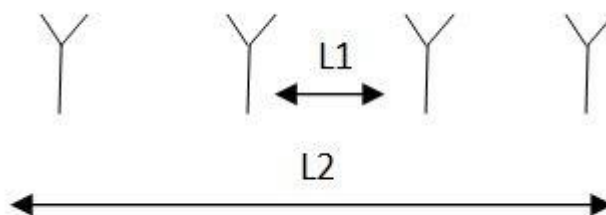
Сектор работы пеленгатора можно разделить на интервалы однозначности.



Секторы однозначного пеленгования для пеленгатора с базой $l = 2\lambda$

Как найти.

Допустим у нас есть две базы l_1 и l_2 . l_1 однозначная база. Вторая база неоднозначная.



$$\varphi_1 = 2\pi \frac{\ell_1}{\lambda} \sin \alpha$$

$$\varphi_2 + 2\pi k = 2\pi \frac{\ell_2}{\lambda} \sin \alpha$$

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

$$\sin \alpha = \frac{\varphi_1 \lambda}{2\pi \ell_1} = \frac{(\varphi_2 + 2\pi k) \lambda}{2\pi \ell_2}$$

Выразим k :

$$k = \left(\varphi_1 \frac{\ell_2}{\ell_1} - \varphi_2 \right) \frac{1}{2\pi}$$

На самом деле погрешности измерения есть, если бы их не было большую базу не нужно было бы делать.

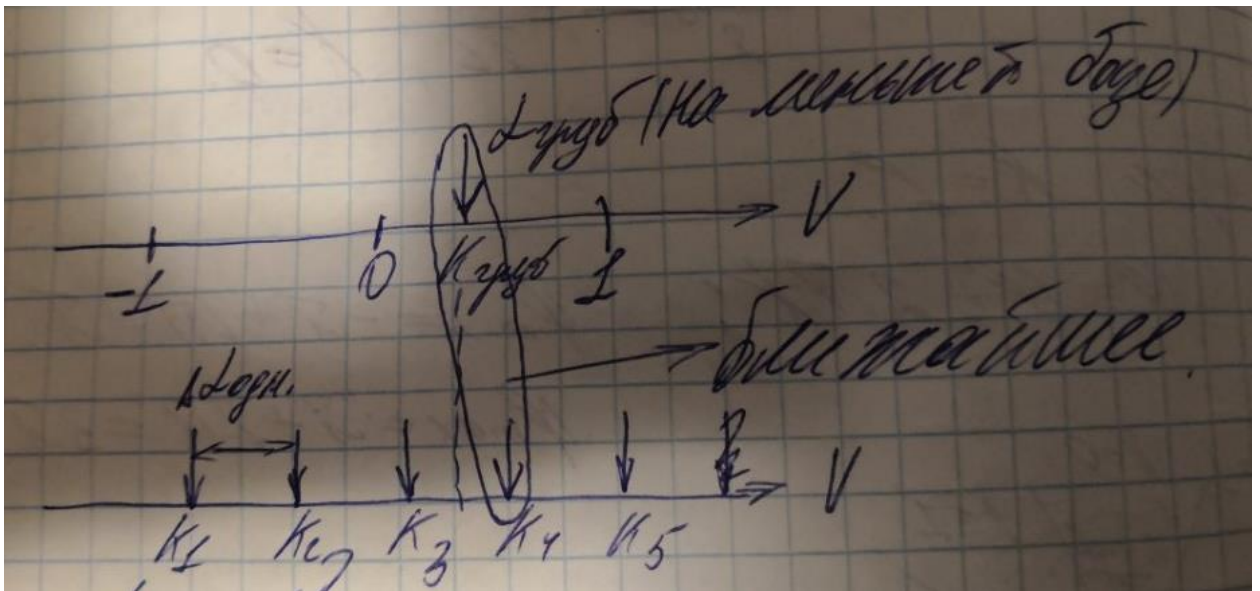
k -целое число, находим k путем округления. Оценка k равняется :

$$k^* = \left[\left(\varphi_1 \frac{\ell_2}{\ell_1} - \varphi_2 \right) \frac{1}{2\pi} \right] - \text{где квадратные скобки означают округление до}$$

ближайшего целого числа.

Чтобы уйти от нелинейности обозначим: $\sin \alpha = v$

$v \in (-1;1)$.



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

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

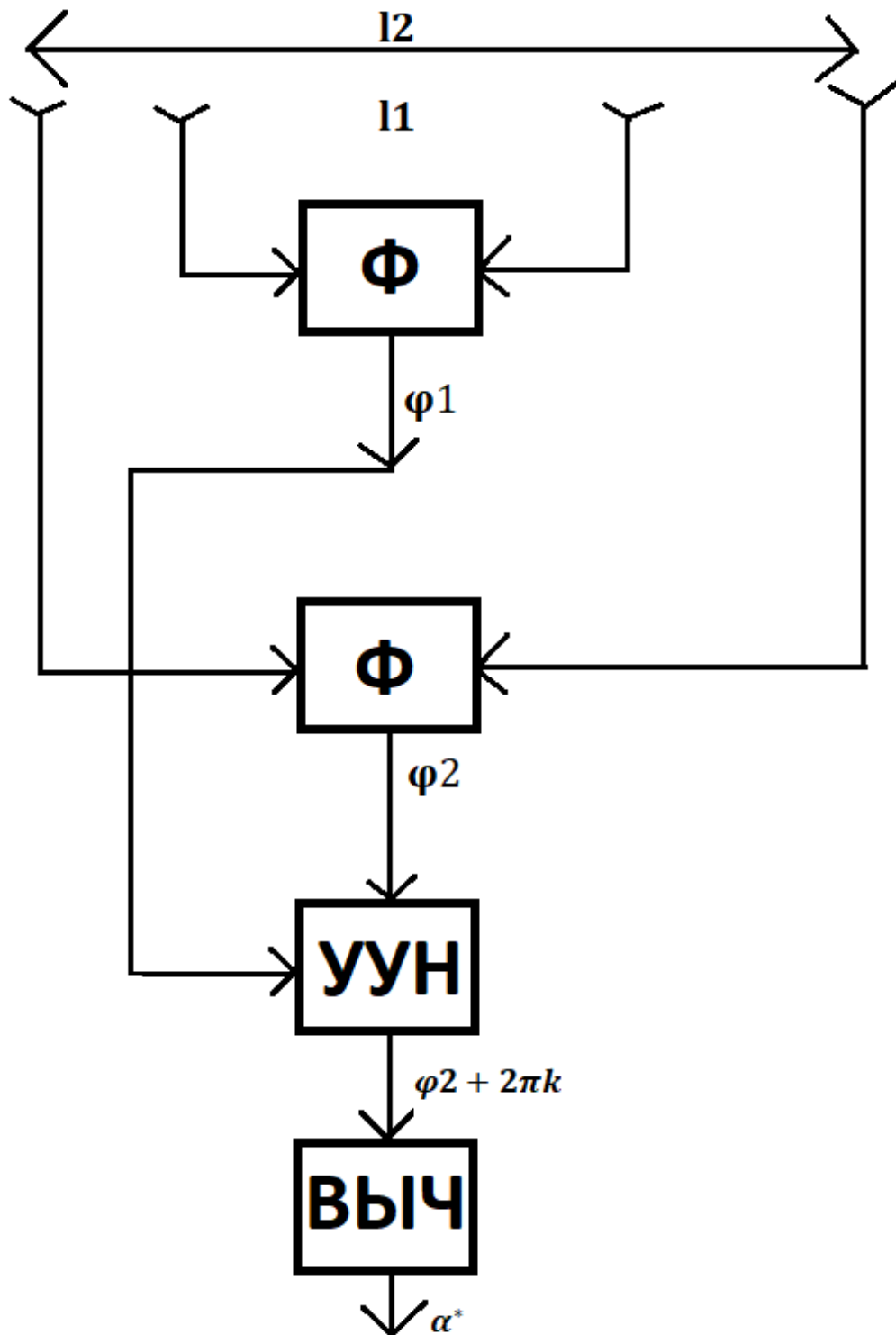
Мы должны выбрать один из этих отчетов для того, чтобы по формуле найти альфа. Мы должны выбрать такое k которое ближайшее к круглому числу.

Ошибка возможна, когда вся картинка сместится больше чем на половину сектора однозначности. Это аномальная ошибка - это когда k которое необходимо 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.

Лекция 6 (17.10.18)

9.14 Фазовые радиопеленгаторы

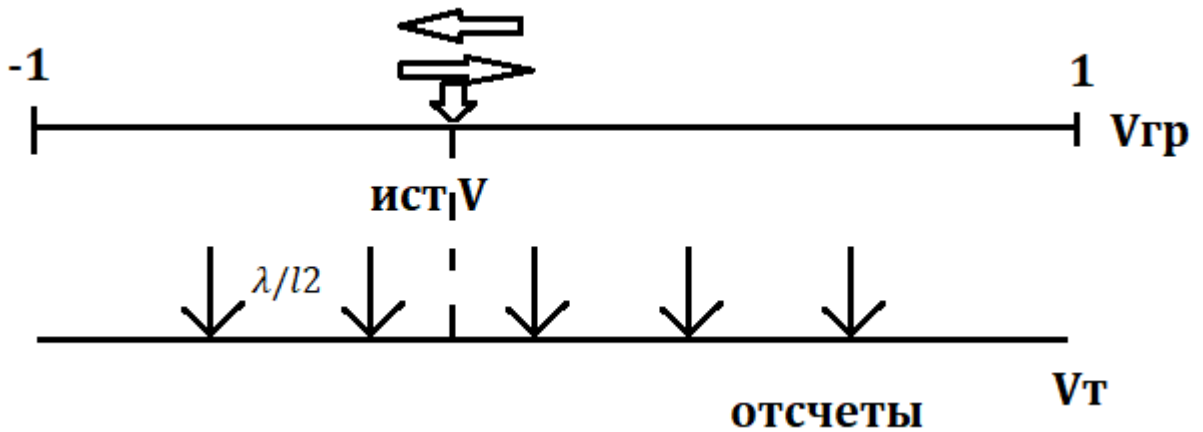
Фазовые пеленгаторы делают многобазовыми, чтобы они могли выполнять точное и однозначное пеленгование.



Устройство устранения неоднозначности (УУН)

$$|\varphi| < \pi$$

$$V = \sin \alpha$$



Грубый отсчет нужен для того, чтобы выбрать точный отсчет. Выбирается такой точный отсчет, чтобы разница между ними грубым не превышает половины сектора однозначности.

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

$$\left| \xi_1 \frac{l_2}{l_1} - \xi_2 \right| * \frac{1}{2\pi} < \frac{1}{2} \text{ — не возникает погрешности измерения}$$

Приводим последние соотношения к виду

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

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

η — нормальное с. в. Тогда

$$p_0 = p\{|\eta| < \pi\} = \Phi\left(\frac{\pi}{\sqrt{2}\sigma_2}\right)$$

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

$\xi_1 \xi_2$

– погрешности фазовых измерений, нормальные с. в. , некоррелированы,

Имеют одинаковые дисперсии

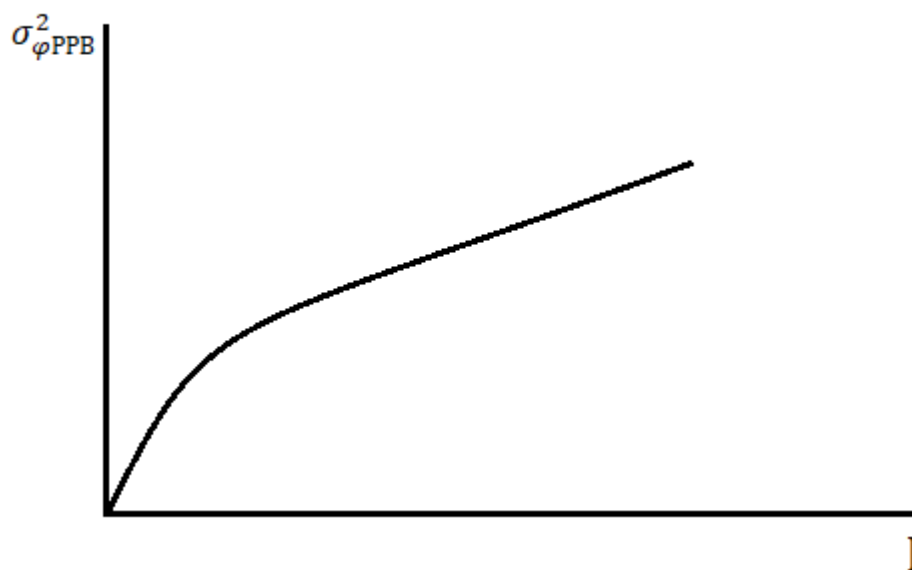
$$m_1\{\xi_1\} = m_2\{\xi_2\}, \sigma^2 \varphi$$

$$\sigma_{\eta}^2 = \sigma_{\varphi}^2 \left(\frac{l_2}{l_1}\right)^2 + \sigma_{\varphi}^2 = \sigma_{\varphi}^2 \left(1 + \left(\frac{l_2}{l_1}\right)^2\right) - \text{разностная дисперсия суммируется.}$$

$$p_0 = \Phi \left(\frac{\pi}{\sqrt{2} \sigma_{\eta} \sqrt{1 + \left(\frac{l_2}{l_1}\right)^2}} \right) - \text{расчетная формула}$$

$$\sigma_{\varphi}^2 = \sigma_{\varphi_{\text{ш}}}^2 + \sigma_{\varphi_{\text{РРВ}}}^2 + \sigma_{\varphi_{\text{А}}}^2 - \text{дисперсия фазовой ошибки}$$

$$\sigma_{\varphi_{\text{ш}}}^2 = \frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{с}}}$$

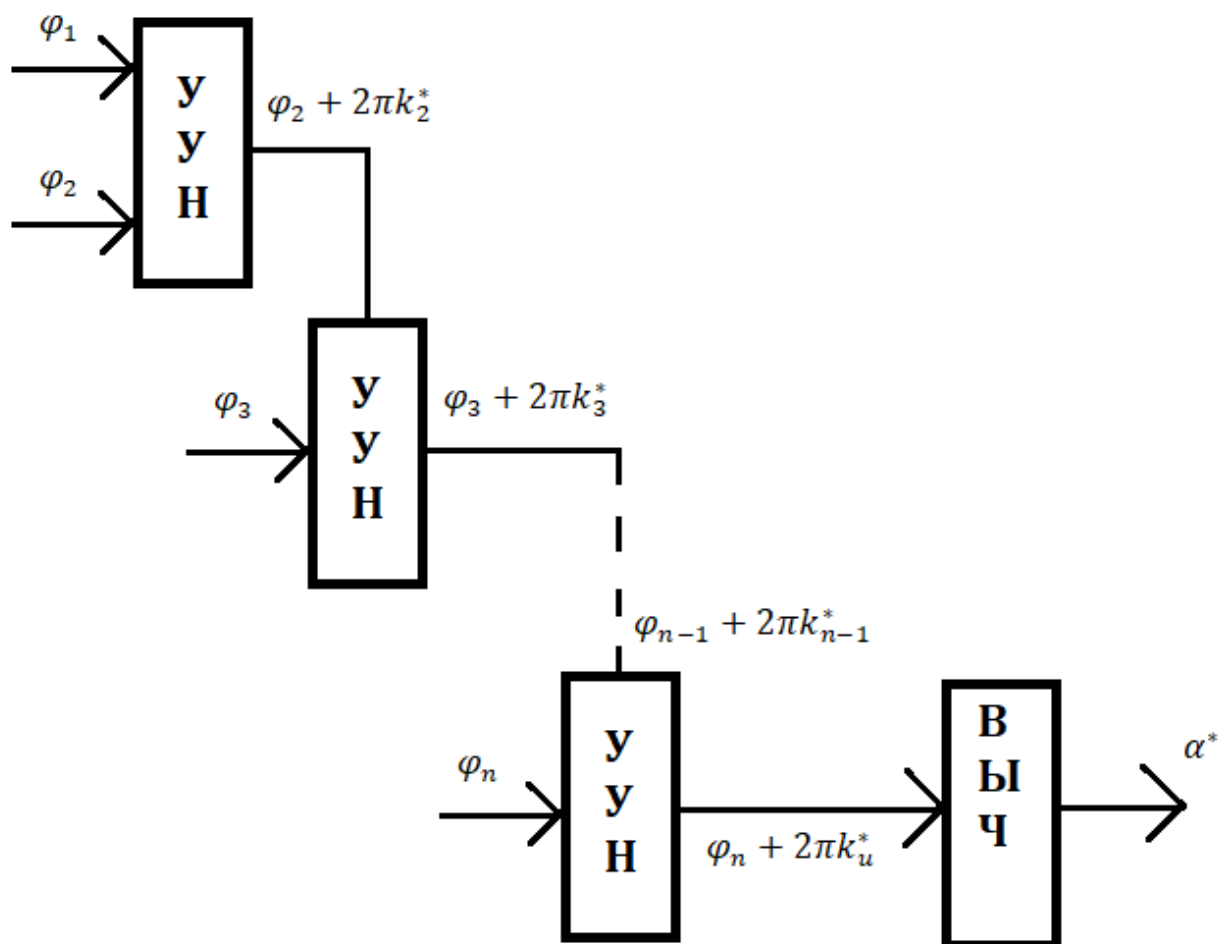


Зависимость дисперсии трассовой составляющей погрешности от базы

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



Многобазовая фазовая система с последовательным устранением неоднозначности.

Обладает недостатком – ряд баз, точность определяется большой базой, информация о пеленге находится в малых и ее нужно использовать.

9. 15 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 , $x_1, x_2, \dots, x_n = \vec{x}$. Известна условная плотность распределения вероятностей этих случайных величин, оцениваемая величина является в ней параметром.

$W(x_1, x_2, \dots, x_n / \theta)$ - некоторая условная плотность распределения.

Например,

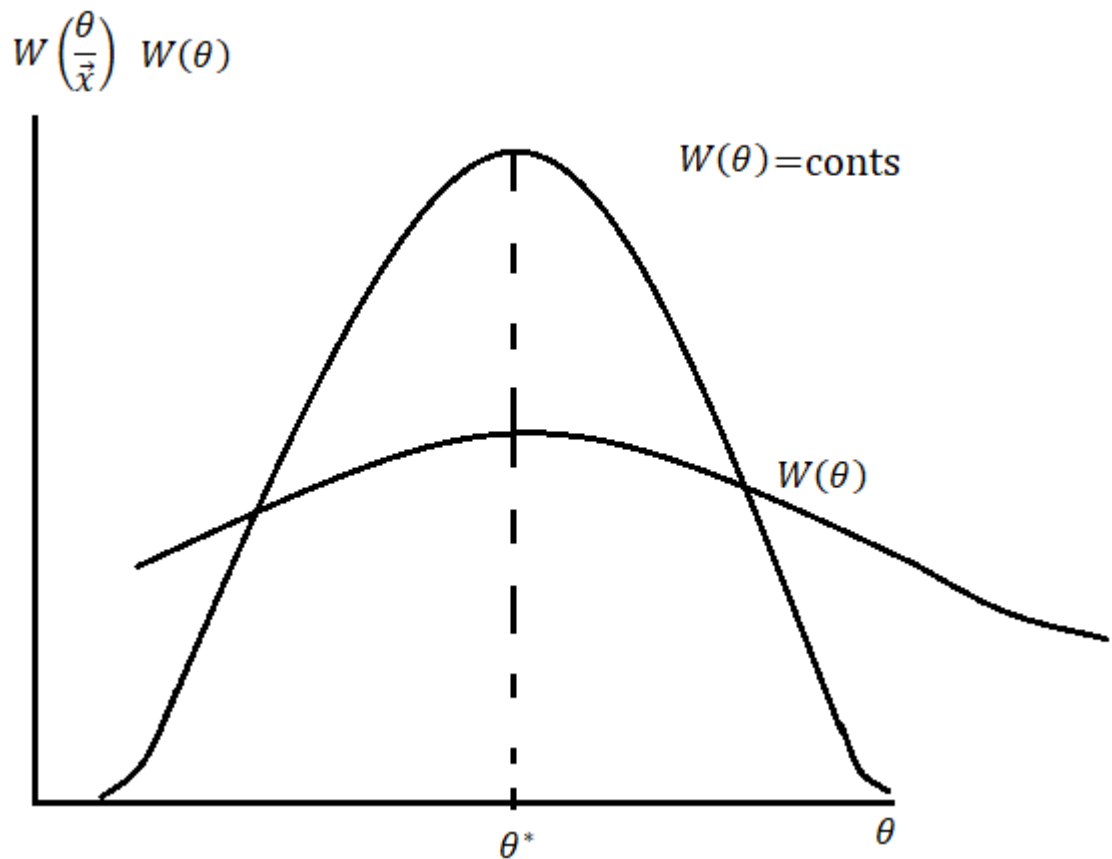
$W(x_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} * e^{-\frac{1}{2}(x-\theta)^2}$ параметр, который нужно определить

Найдем послеопытное (апостериорное) распределение

$W\left(\frac{\theta}{\vec{x}}\right)$
По теореме умножения вероятностей

$W\left(\frac{\theta}{\vec{x}}\right) * W_n(\vec{x}) = W\left(\frac{\theta}{\vec{x}}\right) * W(\theta)$, откуда

$W\left(\frac{\theta}{\vec{x}}\right) = \frac{W\left(\frac{\theta}{\vec{x}}\right) * W(\theta)}{W_n(\vec{x})}$
- искомое послеопытное распределение.



Определение параметра по максимуму апостериорной вероятности

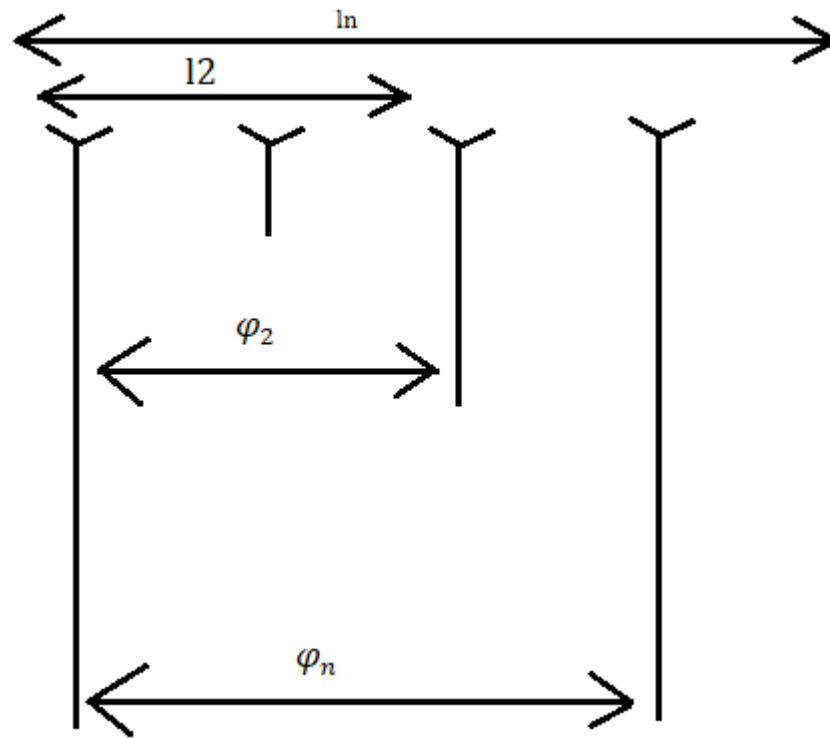
Априорное распределение параметра пологое.

Метод максимального правдоподобия заключается в том, что априорное распределение параметра полагается равным постоянной величине, и тогда оценка находится по максимуму функции.

$W\left(\frac{\theta}{\vec{x}}\right) = L_x(\theta)$, которая называется функцией правдоподобия.

$$\frac{d}{d\theta} W\left(\frac{\theta}{\vec{x}}\right) = 0 \text{ Уравнение для правдоподобия}$$

θ^*



Антенная система фазового пеленгатора

$\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$ выборка, от которой зависит пеленг

Каждая база может быть неоднозначной:

$$\varphi_i + 2\pi k_i = 2\pi \frac{l_i}{\lambda} * \sin\alpha \quad \varphi_i - \text{выличины измеренные с ошибками.}$$

$$m\{\varphi_i + 2\pi k_i\} = 2\pi \frac{l_i}{\lambda} V$$

Все погрешности распределены по нормальному закону.

$$V = \sin\alpha$$

B_φ – корреляционная матрица фазовых погрешностей

Функция правдоподобия:

$$W_n \left(\frac{\vec{\varphi}}{v} \right) = L_{\vec{\varphi}}(v) = k * \exp \left(\left\{ -\frac{1}{2} \vec{\varphi} + \vec{k} - \vec{n}_x \right\}^T * B_\varphi^{-1} (\vec{\varphi} + \vec{k} - \vec{n}_x v) \right)$$

, В этой формуле и во всех последующих в этом подразделе разность фаз измеряется в долях двух пи, то есть

$$\varphi \rightarrow \frac{\varphi_{\text{изм}}}{2\pi},$$

так что пределы изменения разности фаз: $-0,5 - 0,5$.

$$\vec{\varphi} = \begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \varphi_n \end{pmatrix} \quad \vec{k} = \begin{pmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_n \end{pmatrix} \quad \vec{n}_x = \begin{pmatrix} n_{x1} \\ n_{x2} \\ n_{xn} \end{pmatrix}$$

$$n_{xi} = l_i/\lambda$$

$$\frac{d}{dV} L_{\vec{\varphi}}(v) = 0$$

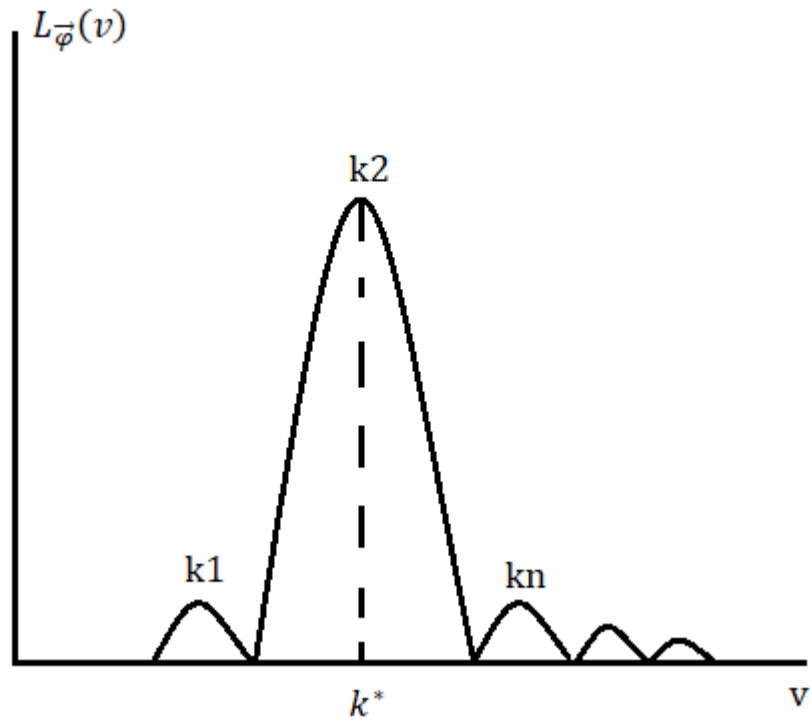
$$W_n \left(\frac{\vec{\varphi}}{v} \right) = L_{\vec{\varphi}}(v)$$

$$= k$$

$$* \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[\frac{(\vec{\varphi} + \vec{k})^T * B_{\varphi}^{-1} * \vec{n}_x}{(\vec{n}_x^T * B_{\varphi}^{-1} * \vec{n}_x)^{\frac{1}{2}}} - v(\vec{n}_x^T B_{\varphi}^{-1} \vec{n}_x)^{\frac{1}{2}} \right]^2 + (\vec{\varphi} + \vec{k})^T * G * (\vec{\varphi} + \vec{k}) \right\}$$

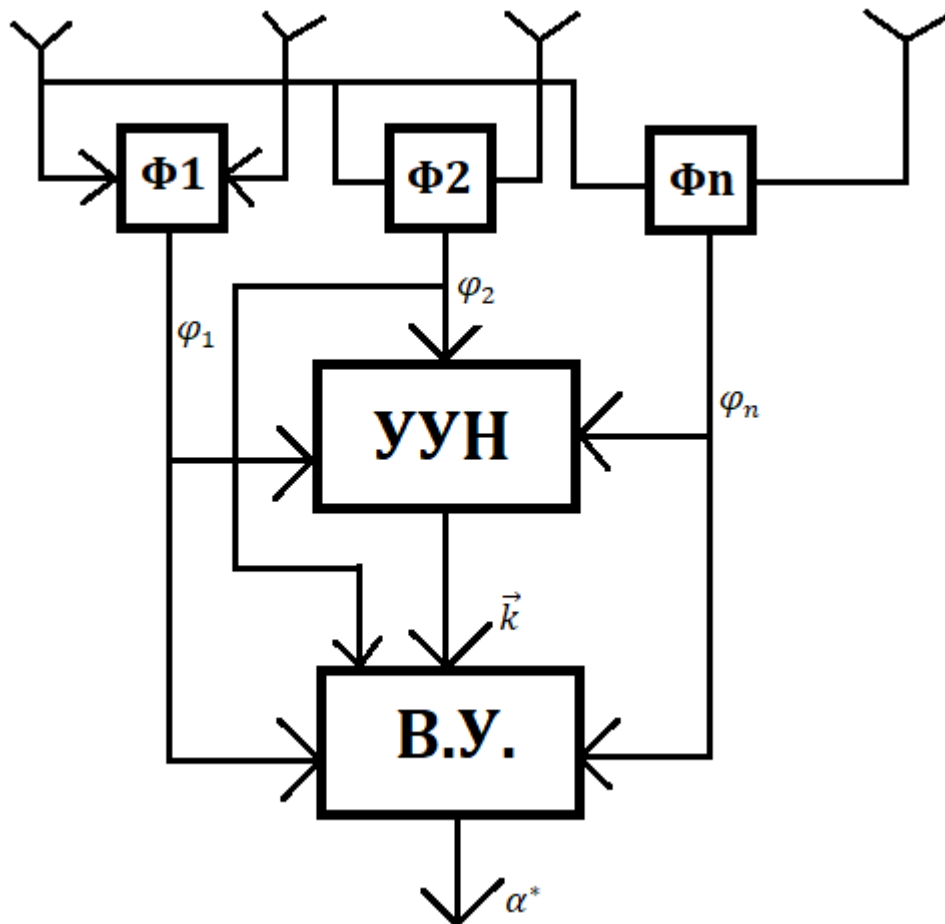
$$G = B_{\varphi}^{-1} - \frac{B_{\varphi}^{-1} * \vec{n}_x * \vec{n}_x^T * B_{\varphi}^{-1}}{\vec{n}_x^T * B_{\varphi}^{-1} * \vec{n}_x}$$

$$v = \frac{(\vec{\varphi} + \vec{k})^T * B_{\varphi}^{-1} * \vec{n}_x}{\vec{n}_x^T * B_{\varphi}^{-1} * \vec{n}_x} \text{ при этом значение } v \text{ в скобках} = 0$$



$$\inf \{ (\vec{\varphi} + \vec{k})^T * G(\vec{\varphi} + \vec{k}) \}$$

- из этого соотношения находится вектор
неоднозначности.



Структурная схема пеленгатора, построенная в соответствии с принципом максимального правдоподобия. Устройство устранения неоднозначности одно на все фазометры.

Рассмотрим частный случай, когда погрешности фазовых измерений на базах независимы имеют равные дисперсии. Из общих соотношений

$$v^* = \frac{(\vec{\varphi} + \vec{k})^T * B_{\varphi}^{-1} \vec{n}_x^T}{\vec{n}_x^T B_{\varphi}^{-1} \vec{n}_x} = (\vec{\varphi} + \vec{k})^T * \vec{g}$$

$$\vec{g} = \frac{B_{\varphi}^{-1} \vec{n}_x}{\vec{n}_x^T B_{\varphi}^{-1} \vec{n}_x}, \text{ получаем}$$

$$G_{\varphi}^2, B_{\varphi} = G_{\varphi}^2 * E, E = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$v^* = \frac{1}{\sum_{i=1}^n \left(\frac{l_i}{\lambda}\right)^2} \sum_{i=1}^n (\varphi + k_i) \frac{l_i}{\lambda}$$

чем больше база, тем больше ее вес в оценке пленга.

$$G_{v^*}^2 = \left(\frac{1}{\sum_{i=1}^n \left(\frac{l_i}{\lambda}\right)^2} \right)^2 \sum_{i=1}^n G_{\varphi}^2 * \left(\frac{l_i}{\lambda}\right)^2 = \frac{G_{\varphi}^2}{\sum_{i=1}^n \left(\frac{l_i}{\lambda}\right)^2}$$

$$G_{v^*}^2 = \frac{G_{\varphi}^2}{\left(\frac{l_i}{\lambda}\right)^2}$$

$$\sum_{i=1}^n l_i^2, l_3 = \sqrt{\sum_{i=1}^n l_i^2}$$

Сектор однозначного пленгования находится из формулы $\vec{n}_x \Delta v_{ОДН} = \vec{e}$, где

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

Лекция 7 (24.10.18)

10 Радиоэлектронное противодействие (РЭП)

10.1 Классификация методов РЭП

РЭП - комплекс мер по нарушению работы и снижению эффективности радиоэлектронных средств.

Противодействие осуществляется следующим образом:

Пути:

1. Постановка помех РЭС противника.
2. Применение ложных РЛ целей и ловушек
3. Воздействие на среду РРВ (ядерный взрыв, ионизация, распыление проводящего материал, а, например, графита)
4. Огневое поражение противника

Подавление (выводит из работы РЭС 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 РЭП:

- одноразовые (расходуемые, например, надувной шар в космосе)
- многократные (нерасходуемые – многократного применения, например, передатчики помех)

4. Различают активные (устройства, содержащие источник энергии – разного рода излучения) и пассивные помехи (ложные цели, изменение среды распространения).

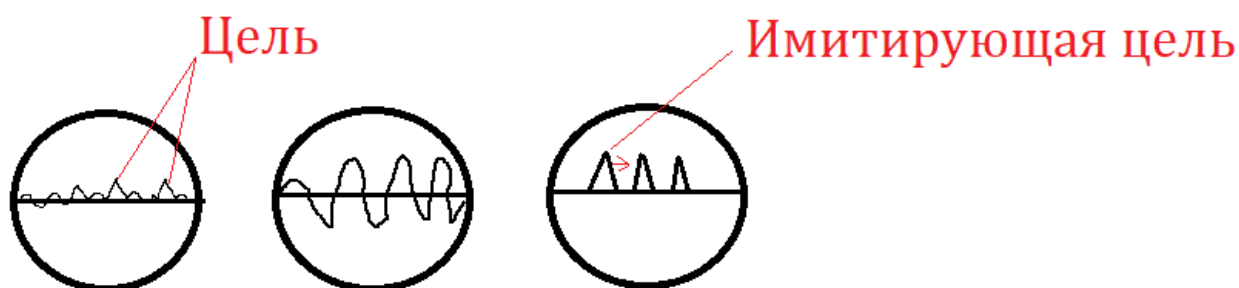
5. Назначение средств РЭП:

- 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).



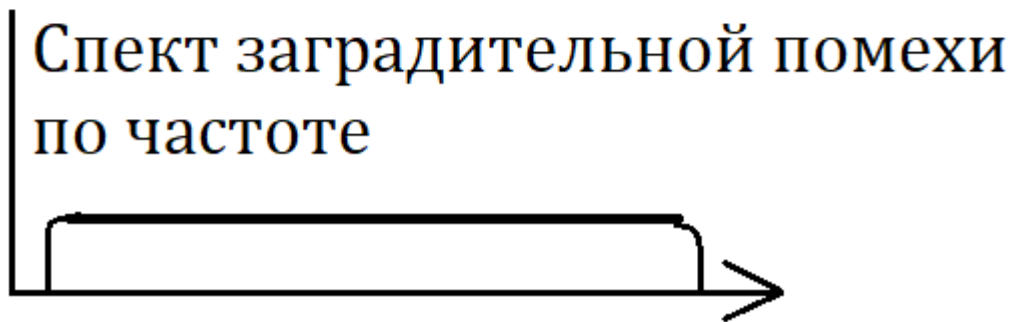
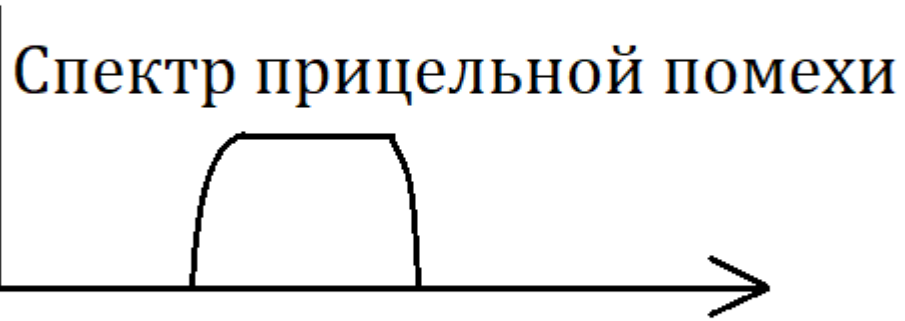
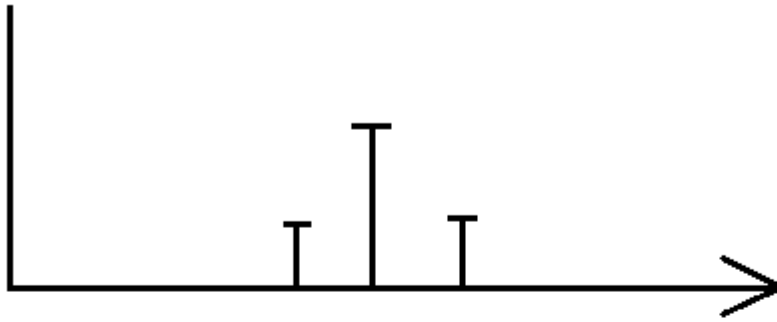
Имитирующие помехи служат для внесения ложной информации в подавляемое средство. По своей структуре они подобны полезным сигналам и рассчитаны на отвлечение внимания оператора (автомата) от реальных целей.

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

Маскирующие помехи делят на

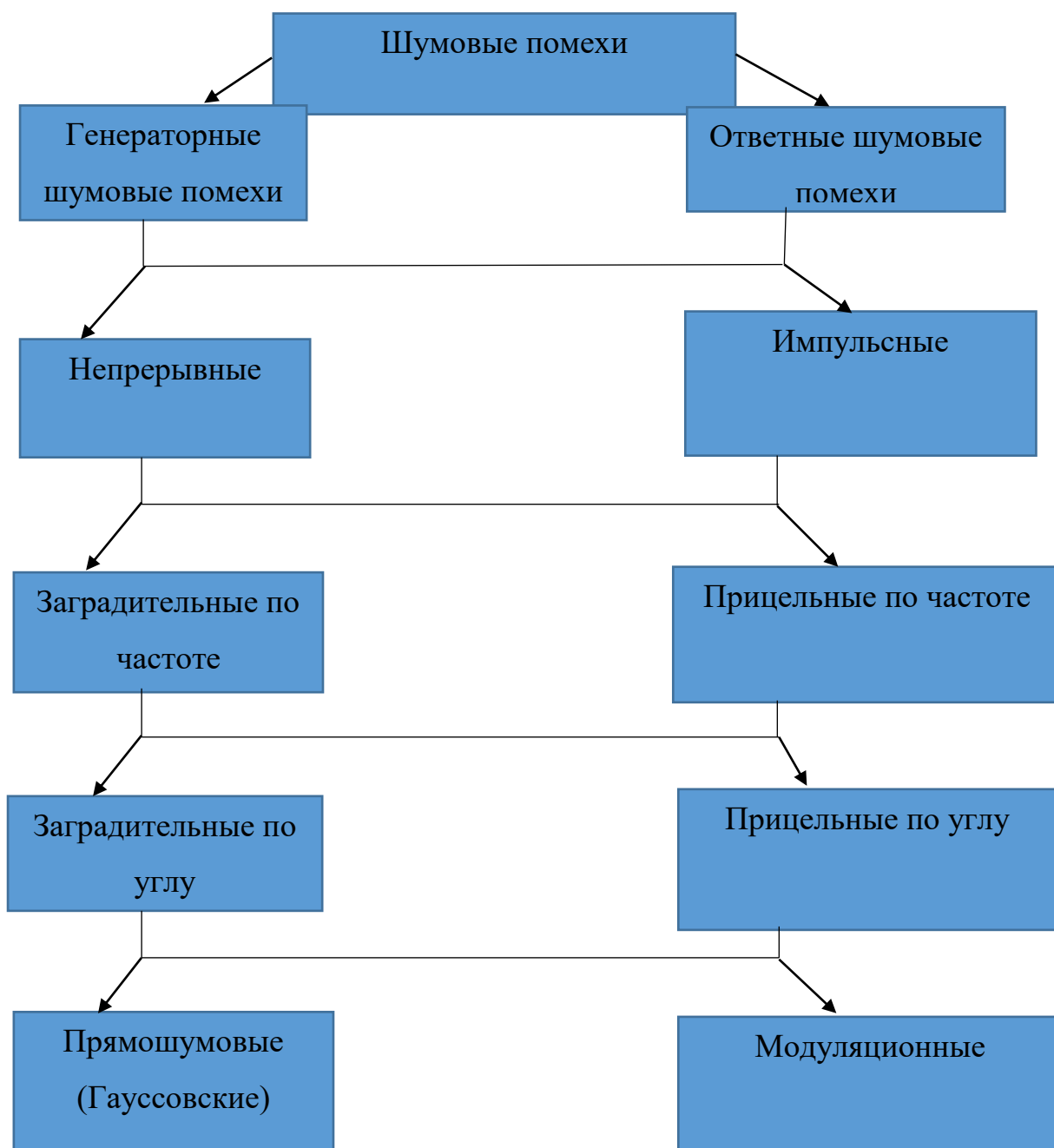
1. Заградительные
2. Прицельные

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



10.2 Общие сведения о станциях активных шумов помех

Приведенная ниже таблица показывает возможные виды помех.

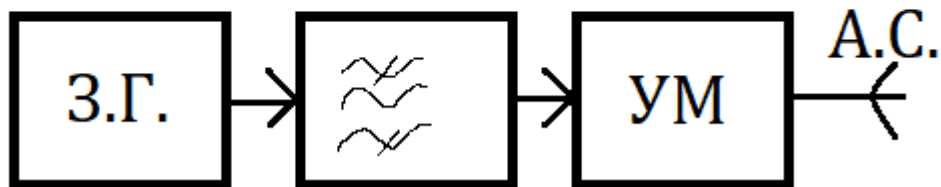


Генераторные шумовые помехи – включаются оператором.

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

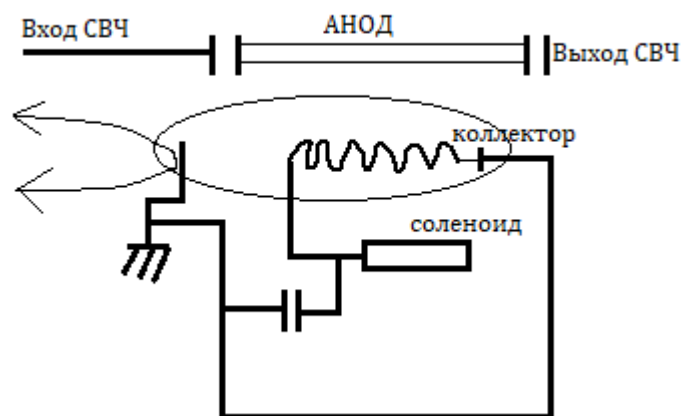
Самой важной характеристикой станций активных помех (САП) любого вида является энергетический потенциал, под которым понимается произведение

излучаемой мощности на коэффициент усиления передающей антенны.
 Всякая САП строится по схеме, приведенной на рисунке.



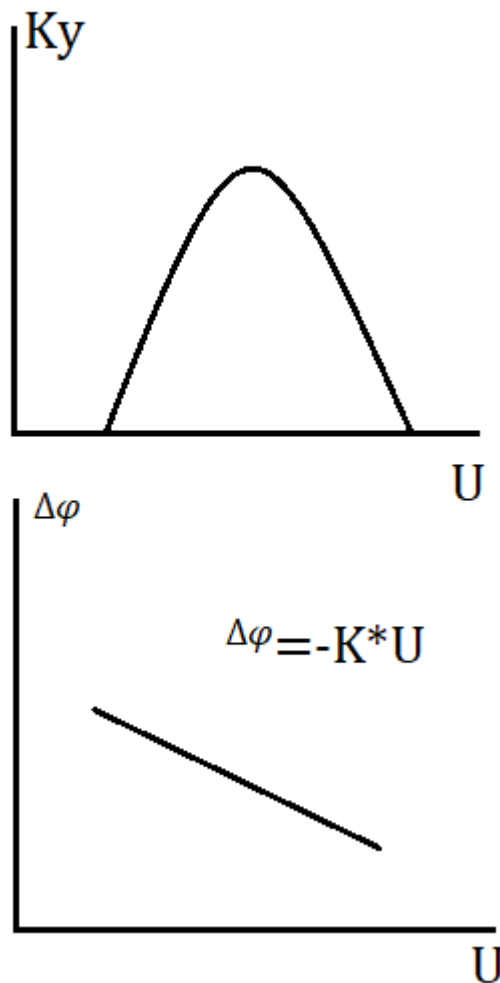
Усилители мощности строятся, в основном, на лампах бегущей волны, потому что они позволяют получить большую мощность в малом объеме, имеют высокий КПД и способны быстро перестраиваться по частоте.

$P_{\text{и}}$ до 10 кВт, $\eta \leq 70\%$



Лампа бегущей волны

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



$$U_{\text{вх}} = U_0 * \cos\omega t$$

$$U_{\text{вых}} = U_1 * \cos(\omega t - \Delta\varphi) \quad \Delta\varphi$$

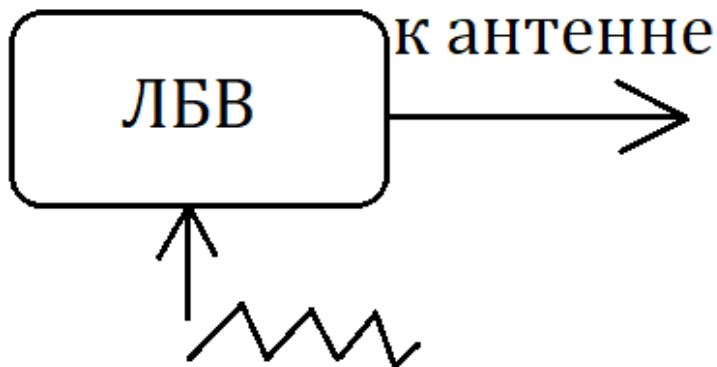
– фазовый сдвиг входного сигнала, ведёт себя линейно

$$U_{\text{вых}}(t) = U_1 * \cos(\omega t - kU) \text{ положим, что } k$$

– это пилообразное напряжение

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

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



Важнейшей характеристикой САП является энергетический потенциал

$$P_u * G_u$$

$$P_u = \int_0^{\infty} G(f) df \text{ — излучаемая мощность}$$

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

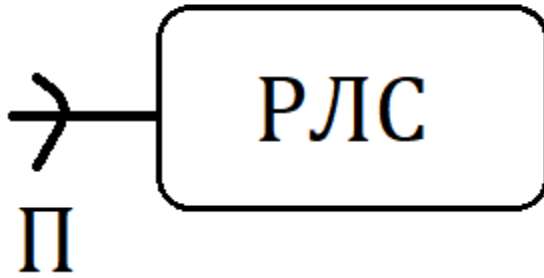


$$\Pi = \frac{P_u * G_u}{4\pi R^2} - \text{плотность потока мощности}$$

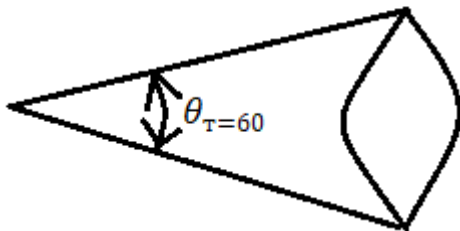
помехи у подавляемой РЭС.

$$G_u = \frac{4\pi}{\theta_{\tau} \text{ телесный угол}} - \text{коэффициент усиления}$$

САП.



$$\Pi = \frac{P_{\Pi}}{R^2 \theta}$$



Допустим, диаграмма имеет раскрыв 60 градусов в ортогональных плоскостях.

$$\theta_{\tau} = 1 \text{ радиан}$$

$$\Pi = \frac{P_u}{\theta R^2} = \frac{P_u}{R^2} - \text{плотность потока мощности}$$

у подавляемой РЛС.

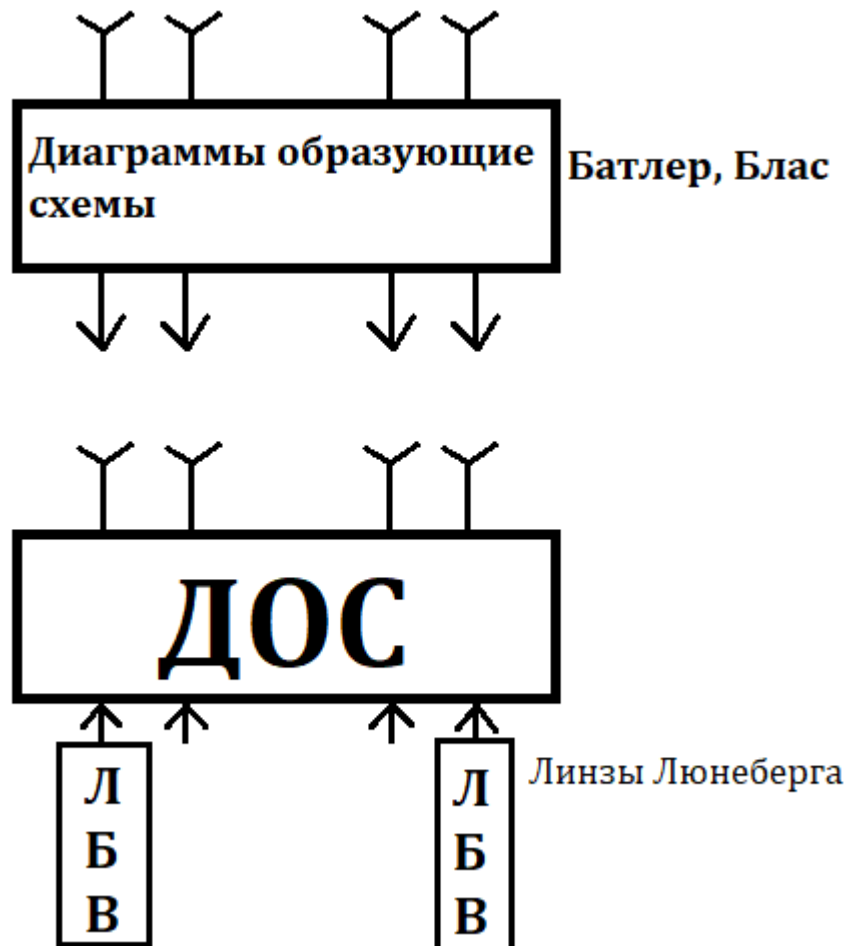
$$\theta = 15^{\circ} \quad \theta_{\tau} = \left(\frac{1}{4}\right)^2 = \frac{1}{16}$$

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

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 применимы.
2. Многолучевые антенные решетки. 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.



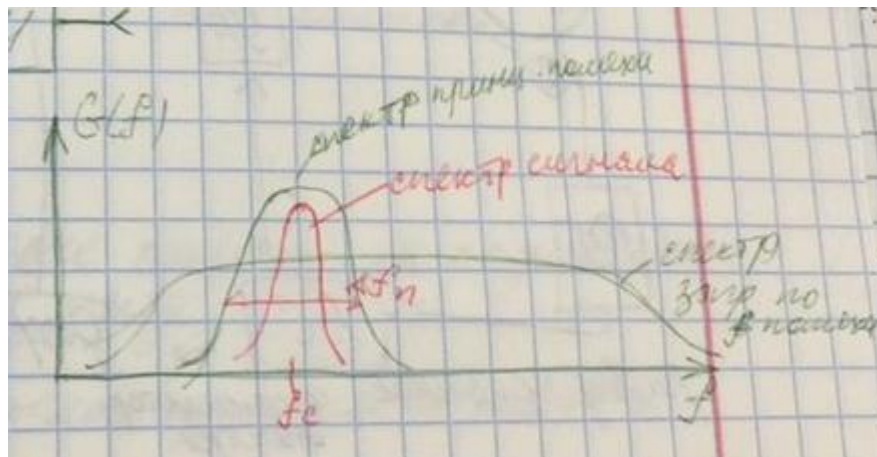
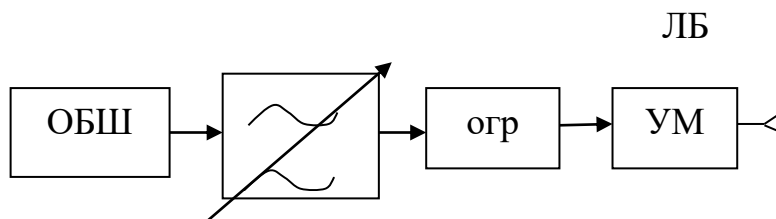
Лекция 8 (31.10.18)

10.3 Генераторные шумовые помехи.

10.3.1 Прямошумовые помехи

Шумовые помехи делятся на генераторные и ответные. Генераторные делятся на прямошумовые и модуляционные

Прямошумовые помехи создаются по элементарной схеме:



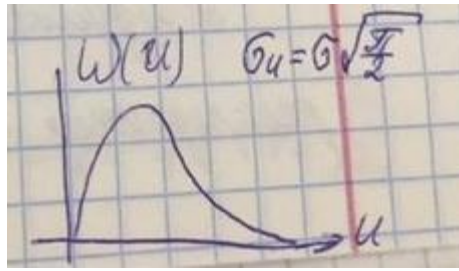
$$\text{ЭП} = P_u G_u = N_0 \Delta f \frac{4\pi}{\Theta_A}$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} \ll 1 \text{ - узкополосный сигнал.}$$

$$u_n(t) = U_n(t) \cos(\omega_0 t - \varphi(t))$$

$$W(U) = \frac{U}{\sigma^2} \times e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}}, U \geq 0$$

σ^2 - среднеквадратическое значение нормального шума.



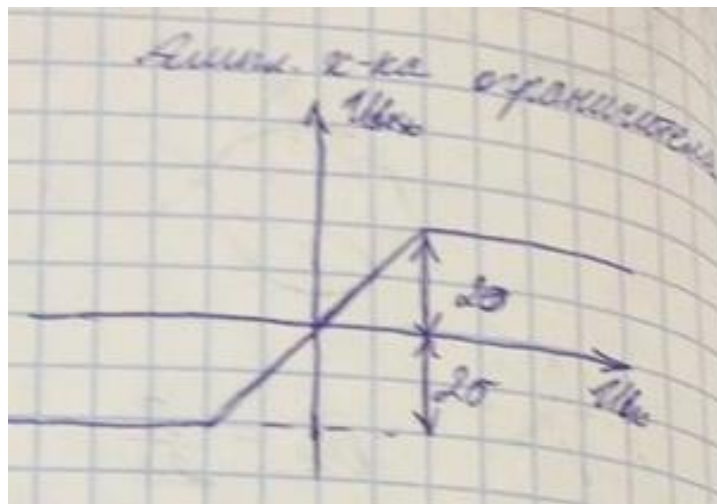
$$\sigma_U = \sigma \times \sqrt{\frac{\pi}{2}}$$

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, оптимизированное к этой помехе. Режим излучения нормального шума- это режим невыгодный энергетически.

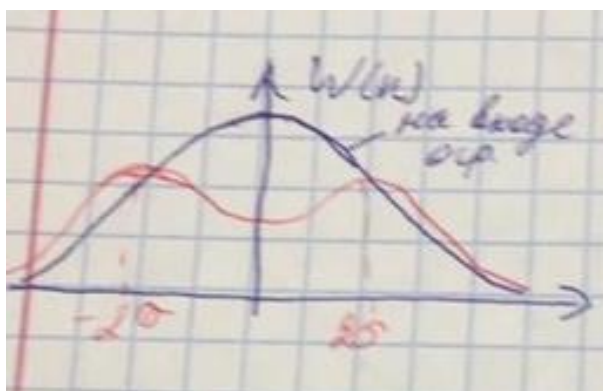
$$P(U_n \leq 3\sigma) = 0.997$$

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.

Амплитудная характеристика ограничителя:



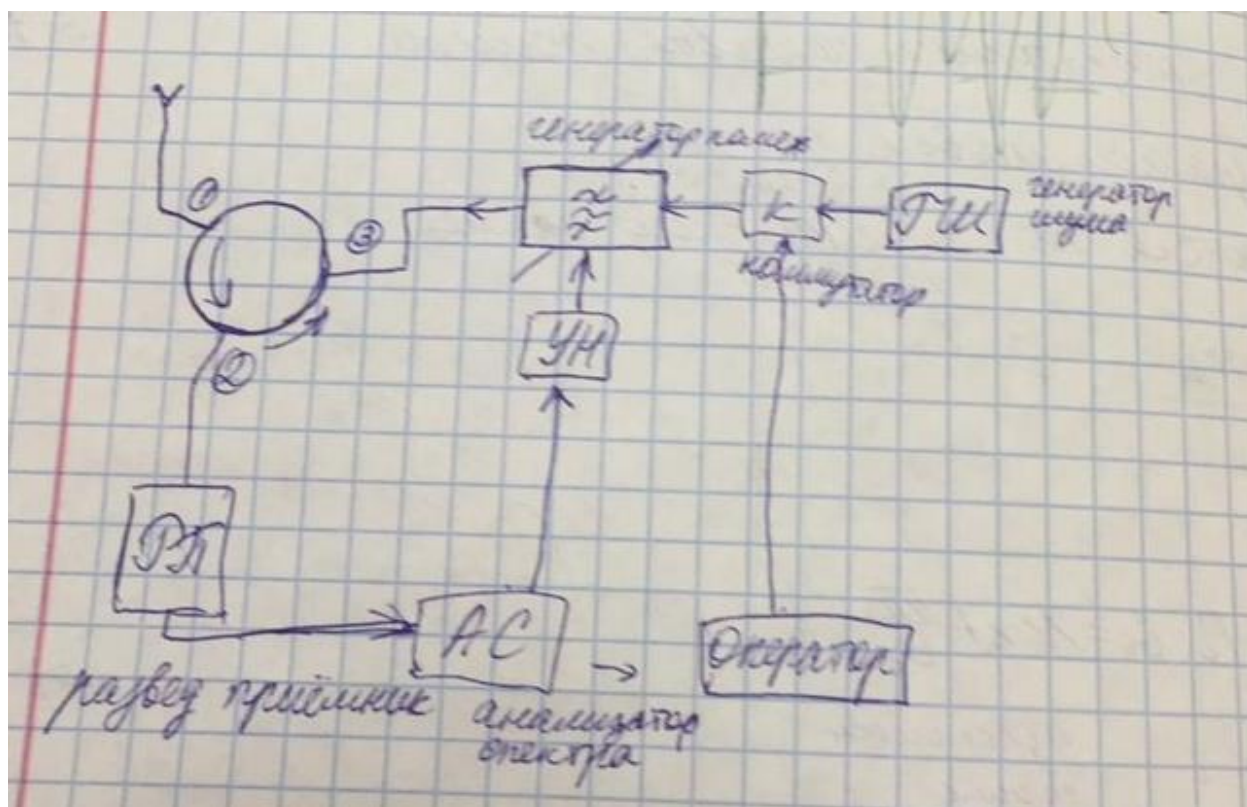
Случайный процесс ограничивается его на уровне два сигма. Получается процесс, который распределен по другому закону.



Если на входе ограничителя у нас было нормальное распределение, то на выходе (красный цвет). Речь идет о распределении не амплитуды, а самого сигнала. 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 генераторной ответной помехи.

Схема, основанная на использовании Y- циркулятора:



Y- циркулятор – это ферритовое СВЧ устройство. Он отличается тем, что сигнал распространяется по этому колечку 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 **подцеплен** развед. приемник. На выходе развед. приемника анализатор сигналов. АС-это анализатор сигналов, но можно назвать и анализатор спектра. Он должен определить несущую.

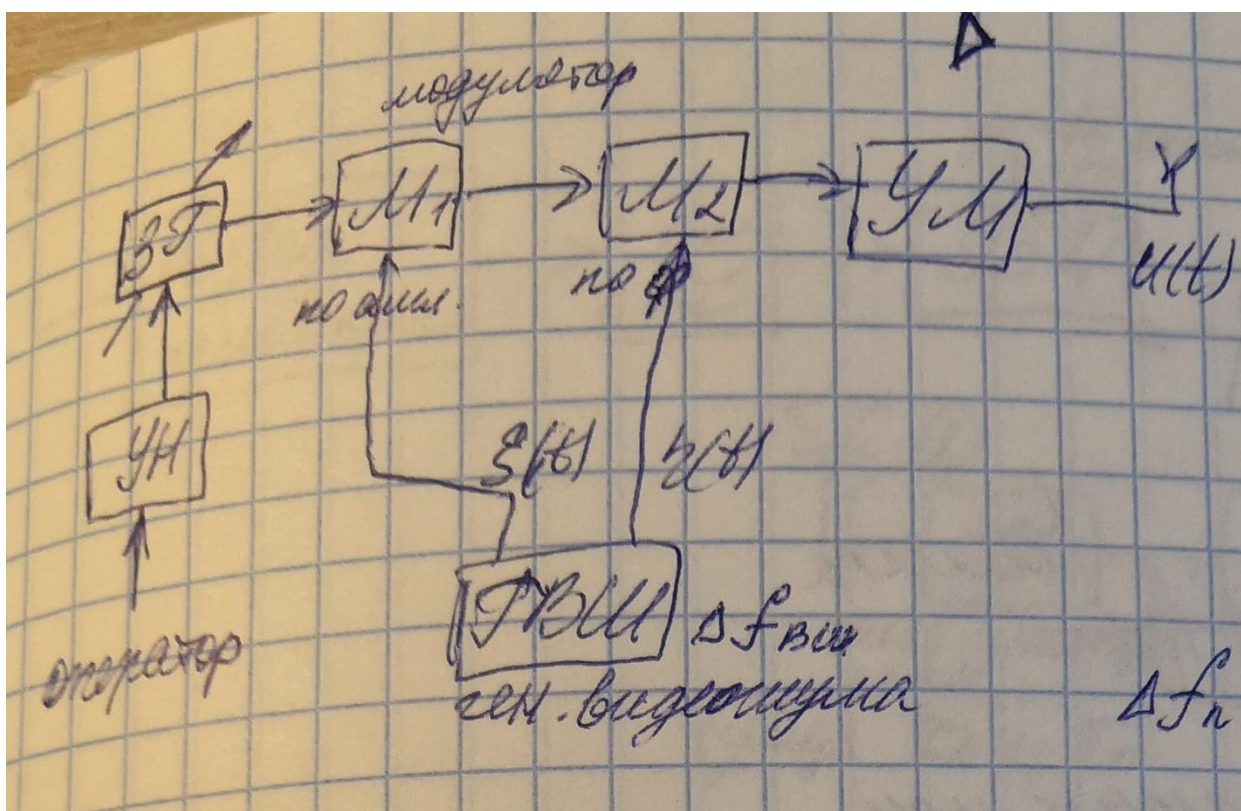
К 3 входу подключается генератор помех. УН- устройство настройки, АС перестраивает фильтр на нужную частоту. ГШ- генератор шума (помех). У нас помеха генераторная, она должна включатся оператором. Оператор наблюдает за АС и когда надо включает коммутатор, который соединен с генератором шума.

10.3.2 Модуляционные шумовые помехи.

(Рассматриваем в рамках помех генераторных)

Это помехи распределение которых отличается от нормального. Помеха создается путем амплитудной и фазовой модуляции гармонического колебания.

Схема генератора помех, реализующая эту идею:



ЗГ- задающий генератор, он перестраивается с помощью УН (устройство настройки), которым руководит оператор. От ЗГ сигнал поступают на 2

модулятора (M1 и M2). Один модулятор модулирует сигнал по амплитуде, другой по фазе. На эти модуляторы сигнал поступает с элемента, который обозначен как генератор видеοшума (ГВШ). Один сигнал с ГВШ поступает на амплитудную модуляцию (M1), а второй на фазовую модуляцию (M2).

УМ- усилитель мощности, после него антенна.

Так или иначе в схеме должен быть развед. приемник который дает оператору данные для того чтобы производить настройки (в схеме нет).

Сигнал, который излучается можно записать так:

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

Ширина

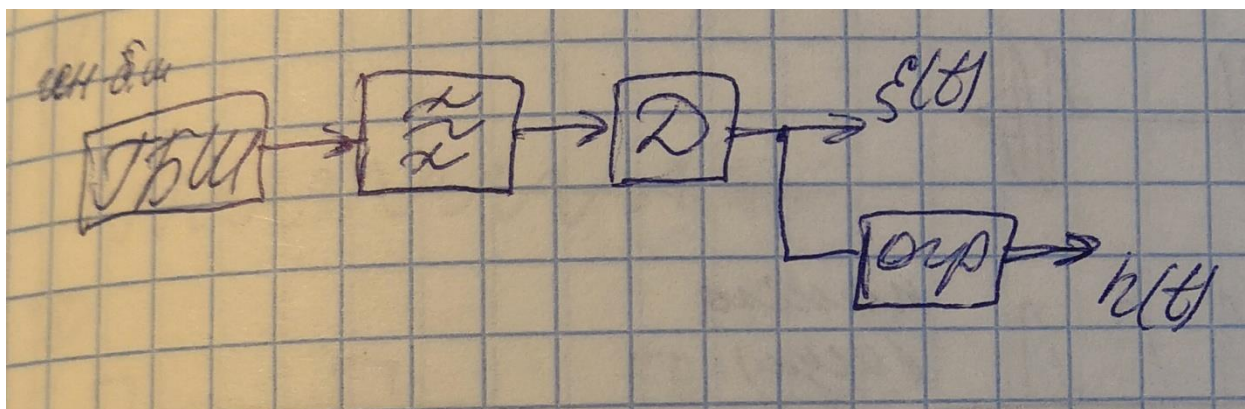
спектра помехи:

$$\Delta f_n = 2\Delta f_{вш} \mu, \mu \geq 1$$

1. Видеошум модулирует сигналы по амплитуде, а раз по амплитуде, то ширина спектра модулируемого колебания в двое больше чем ширина спектра модуляции.

2. Есть фазовая модуляции в ней по идее спектр бесконечный, все зависит от того по какому уровню его измерять.

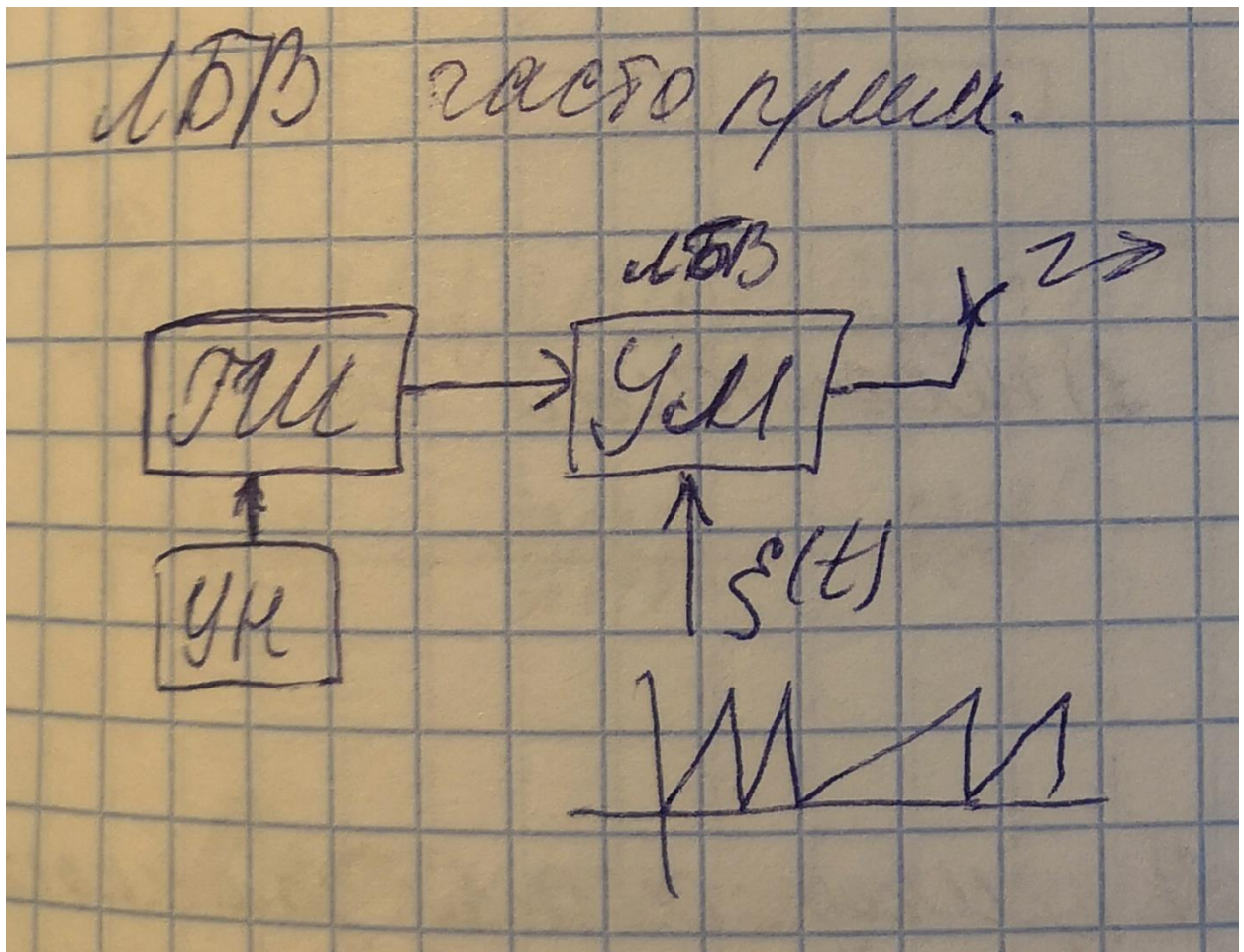
Как можно создать генератор видеοшума:



ГВШ - генератор белого шума. Нам нужно произвести АМ. Она производится при положительном напряжении, ставим фильтр полосовой и детектор, получаем видеοшум на выходе детектора. Дальше 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 изменяющееся 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).



ГШ- генератор шума. УМ- усилитель мощности это ЛБВ. На спираль ЛБВ подается пилообразное напряжение . Сигнал $\varepsilon(t)$ - это пила с изменяющейся крутизной (изменяется по случайному закону). Оно производит

одновременно и фазовую и амплитудную модуляцию. Это схема генераторной модуляционной помехи.

10.4 Ответные шумовые помехи заградительные по углу.

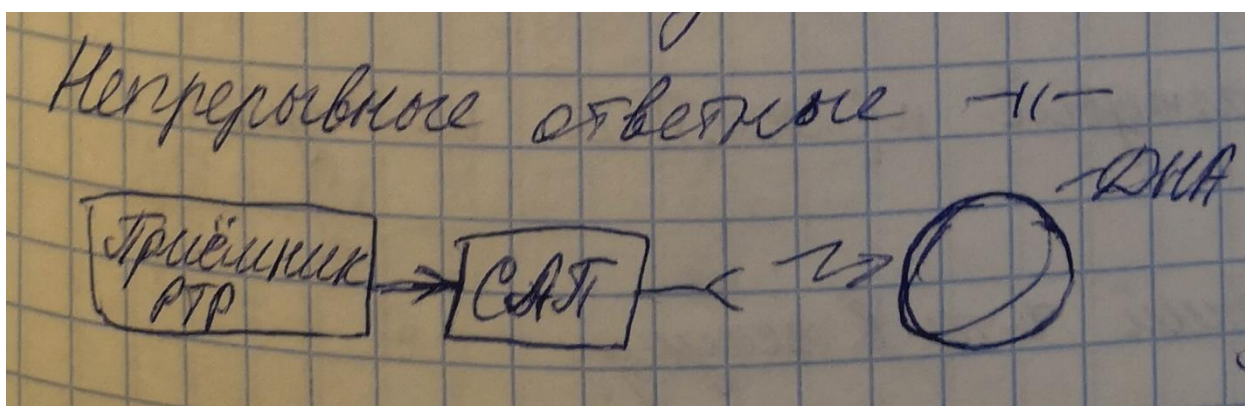
Помехи могут быть непрерывные и импульсные.

10.4.1 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 на частоту принимаемого сигнала сложно, поэтому рассматривается шумовая помеха.

Непрерывные шумовые помехи заградительные по углу.

Станция непрерывных ответных помех заградительных по углу:



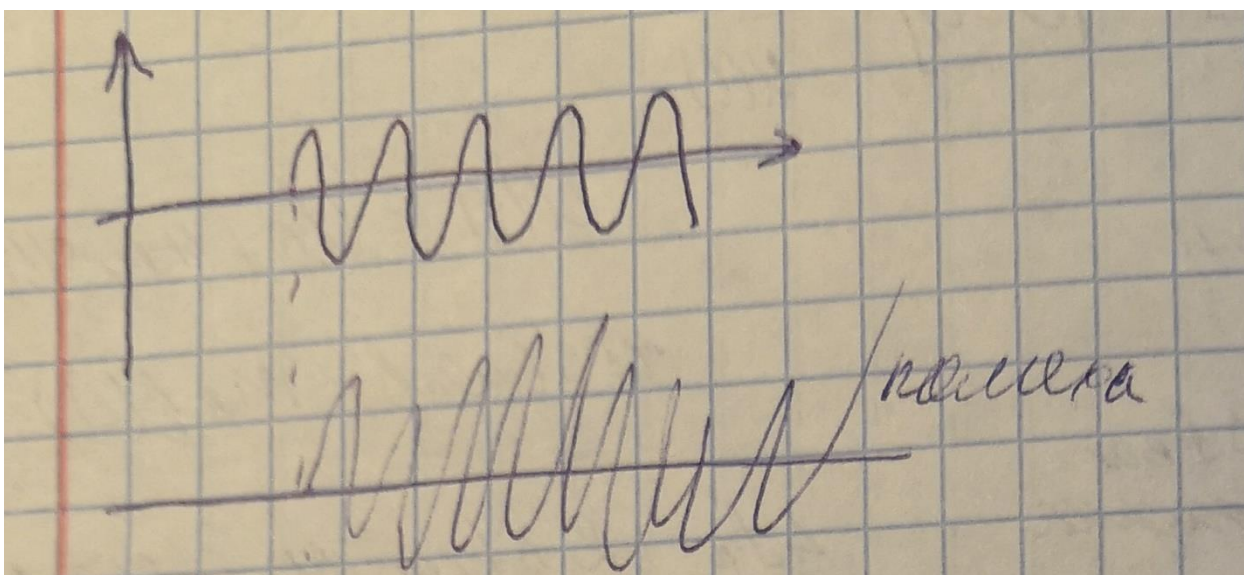
Приемник РТР управляет станцией активных помех (САП). Заградительных это значит, что ДНА САП широкая. Это приводит к тому, что энергетический потенциал:

$$\text{ЭП} = P_u G_u = P_u \frac{4\pi}{\theta_n}$$

небольшой, так как ДНА широкая. Применяется тогда, когда неизвестно, где РЛС, которую нужно подавить..

Возможные режимы излучения ответных шумовых помех.

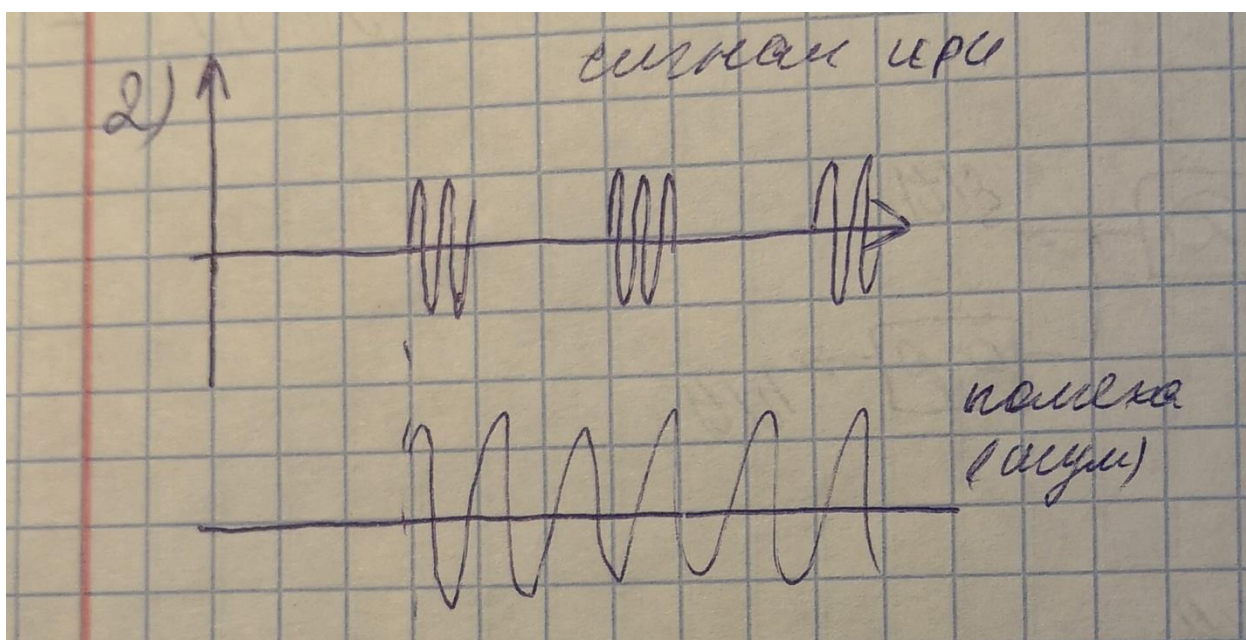
1. Непрерывная помеха создается непрерывному сигналу.



Подавляемый сигнал необязательно гармонический — это может квазинепрерывный сигнал, а может сигнал с частотной модуляцией, может с фазовой, и может связной сигнал.

Первый режим — это когда помеха создается в виде шума, пока сигнал действует, действует и помеха.

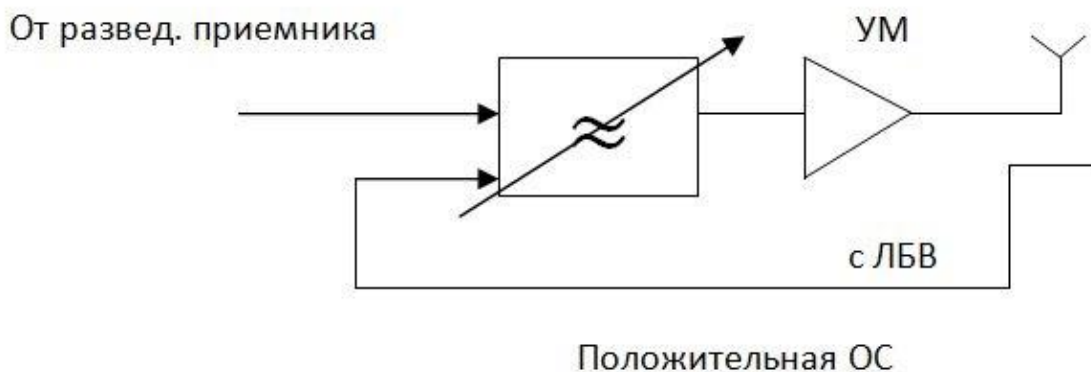
2. Сигнал имеет вид пачки импульсов. От локатора со сканирующей диаграммой, мы принимаем сигнал в виде пачки импульсов.



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 развед. приемника и заканчиваться с в момент окончания приема. Но известны и специальные схемы для создания ответных шумовых помех. Приводится одна из них.



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

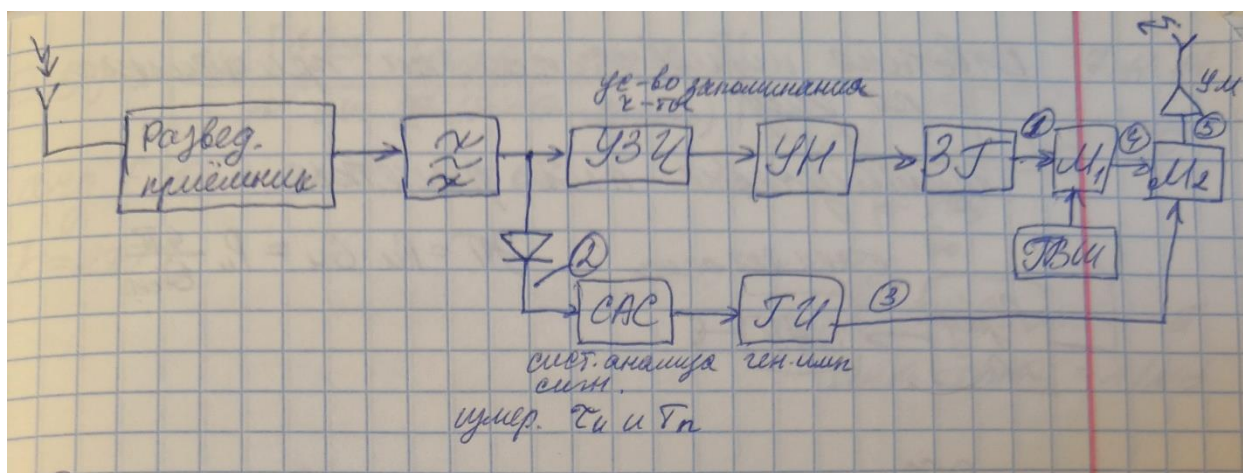
1. Имеется ПОС, но она не такая сильная чтобы это был автогенератор, но достаточно сильная для обеспечения регенеративного приема. Когда приходит сигнал на вход, он усиливается и искажается за счет нелинейности. Получается, что на выходе пока сигнал существует, имеется шум в полосе фильтра, но фильтр должен настраивается от сигнала приемника.
2. Приходящий сигнал замыкает цепь ОС. Здесь выполняются условия генерации, и схема превращается в автогенератор, который генерирует колебания в полосе фильтра.

10.4.2 Ответные импульсные шумовые помехи

Ответные помехи создаются на каждый принятый импульс. Современные средства связи и средства РЛ, могут строиться 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.

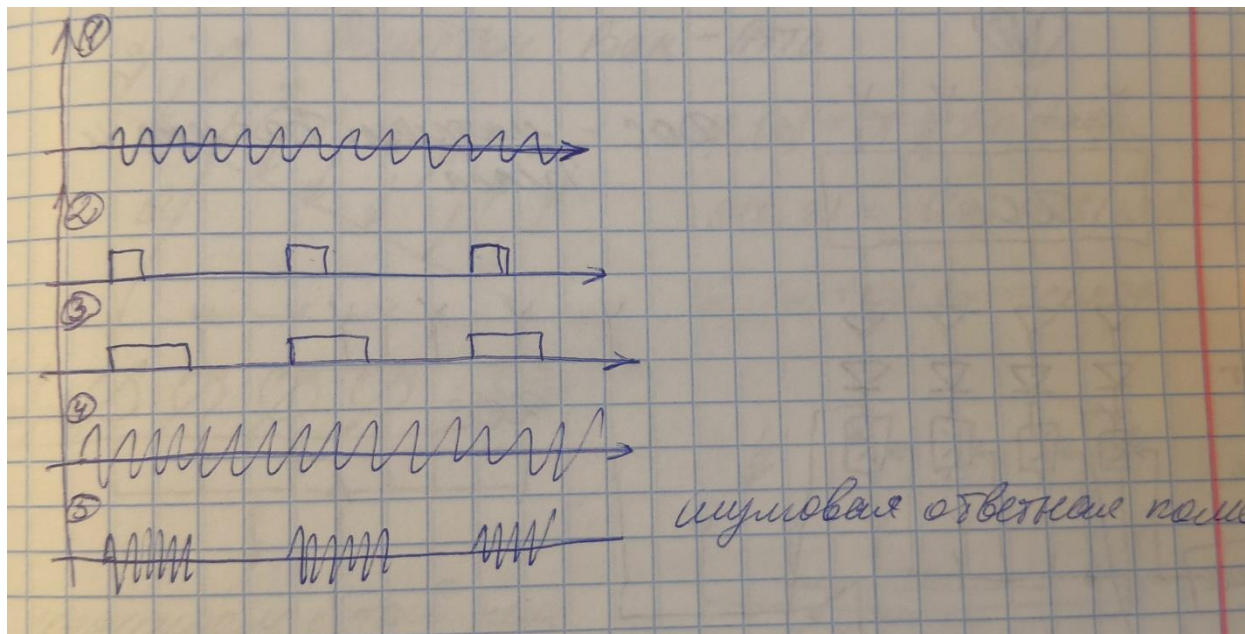
Схема:



Сигнал поступает на вход развед. приемника и с него на устройство запоминания частоты (УЗЧ). От УЗЧ сигналы поступают на устройство настройки (УН) и от УН на задающий генератор (ЗГ). Идея: 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 развед. приемника продетектированные 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. ГВШ- генератор видеошума, который из гармонического колебания создает случайный процесс путем его модуляции. Далее усилитель мощности и излучается помеха.

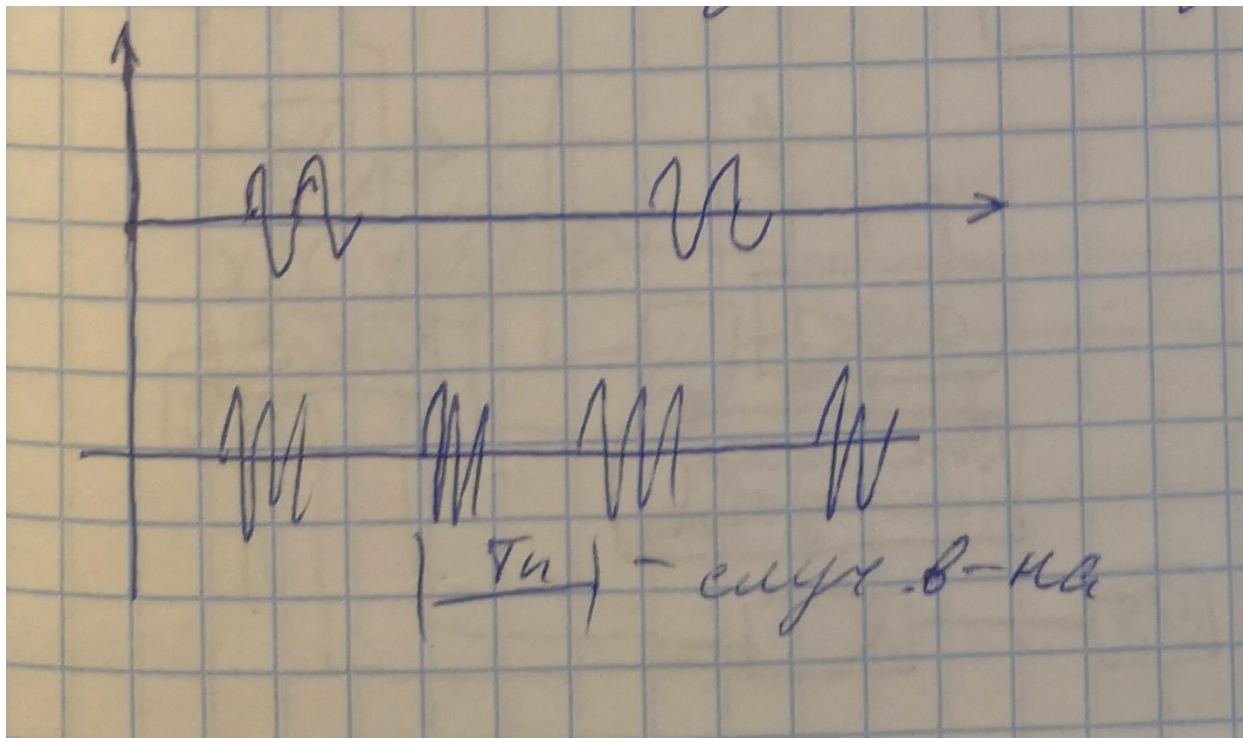
Эпюры напряжений (по номерам):



- 1- Гармоническое колебание с частотой, подавляемой РЭС.
- 2- Протектированные входные импульсы (на вых. 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 некоторую длительность, большую обычно, чем принимаемого сигнала. Это шумовая ответная помеха.

10.4.3 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.

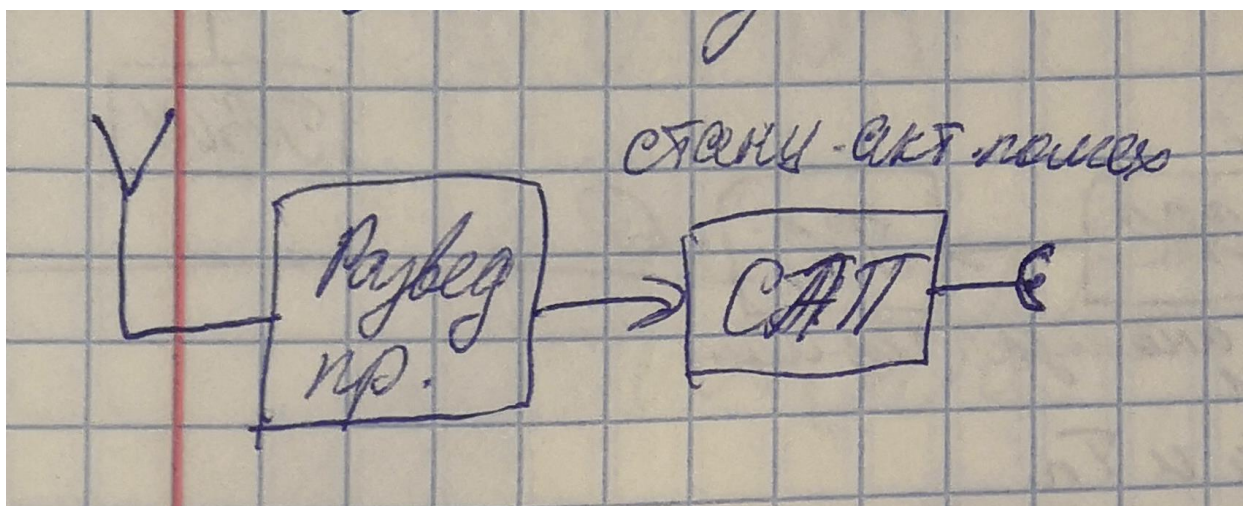


Это маскирующая помеха, маскирует полезный сигнал.

10.5 Ответные шумовые помехи прицельные по углу.

10.5.1 Многолучевые антенные решетки.

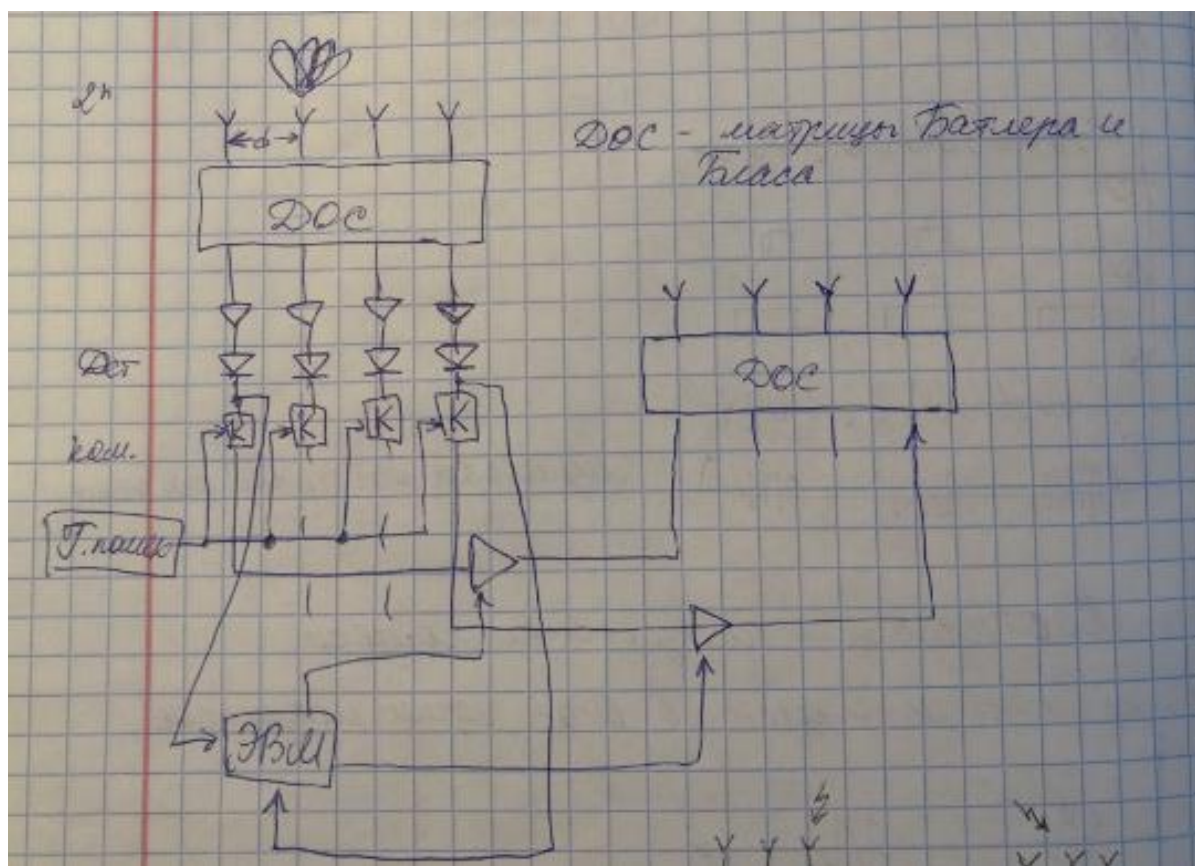
Общая схема организации ответных шумовых помех, прицельных по углу.



САП-станция активных помех. Диаграмма направленности антенны должна быть узкой. Энергетический потенциал станции:

$$\text{ЭП} = P_u G_u = P_u \frac{4\pi}{\theta_{\text{САП}}}$$

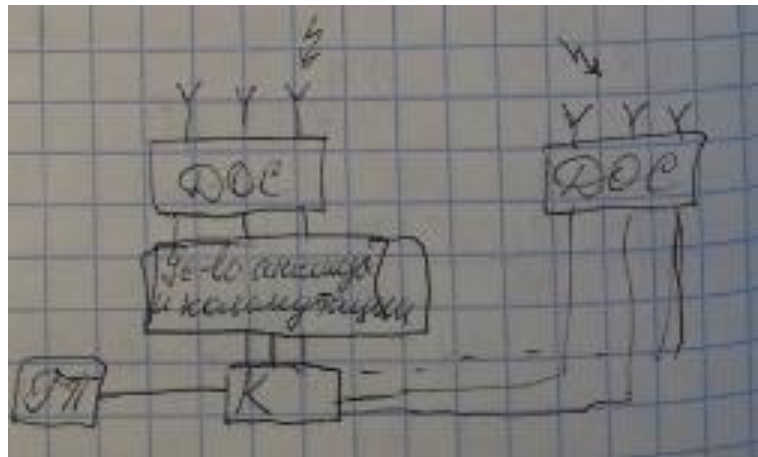
Нужно создавать помеху быстро в заданном направлении. Такая помеха может быть создана с помощью многолучевой антенной решеткой. Принимать сигналы нужно тоже с широкого сектора углов, для этого также используется многолучевая антенная решетка.



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 приемной решетке сигнал пришел с выхода 1, то известно, что в эту сторону надо направлять помеху. Должна быть еще одна решетка такая же и туда 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 дополнена устройством управления. Вариант построения ответной прицельной по углу помехи.



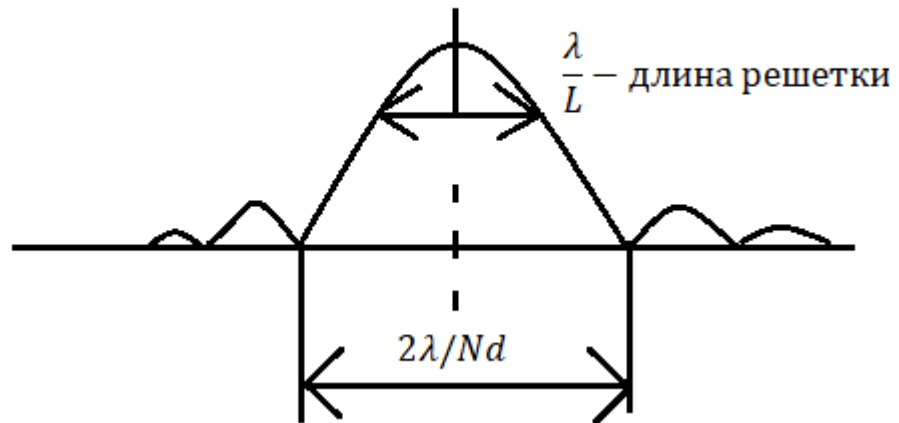
У нас m элементов антенной решетки, расстояние между ними d . Запишем формулу ДН антенной решетки.

Формула для ДН антенной решетки:

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

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

$$k = 2\pi/\lambda$$



Ширина диаграммы зависит от длины решетки.

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

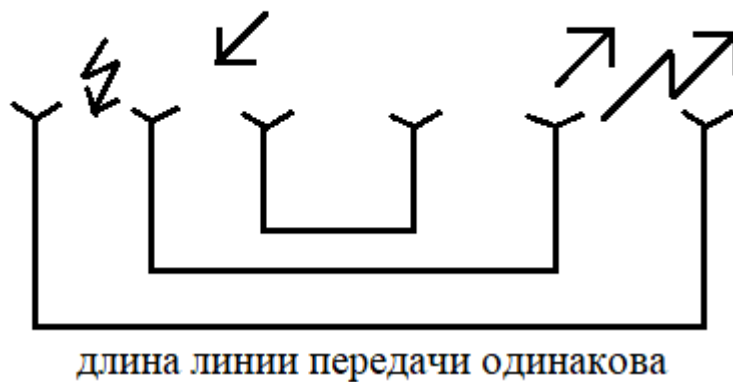
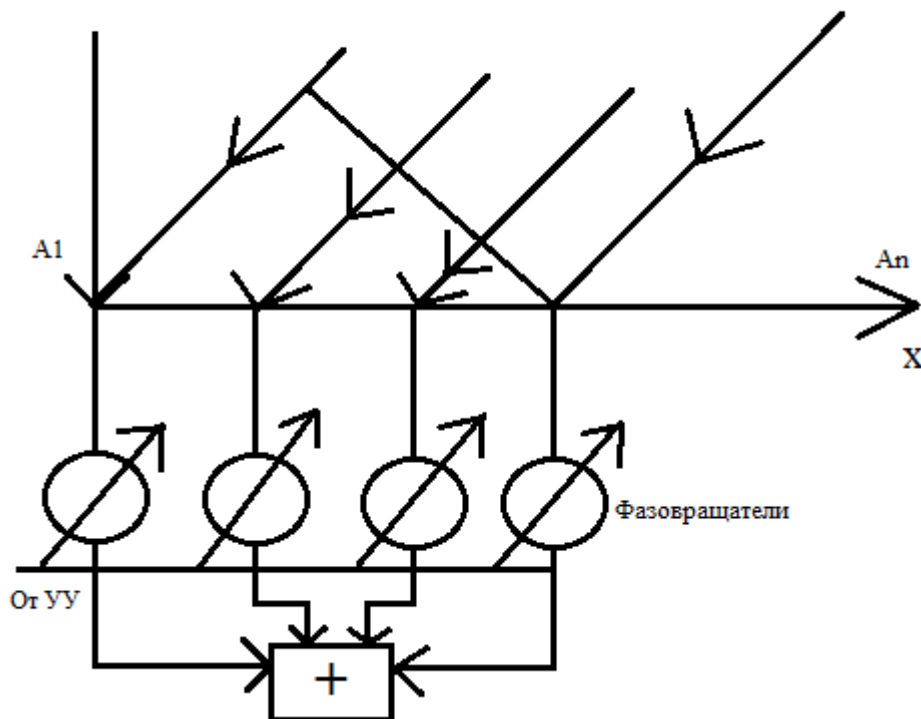
$$\sin\theta - \sin\theta_0 = \lambda/Nd$$

Лекция 9 (7.11.18)

10.5.2 Решетки Ван-Атта

Решетка Ван-Атта – устройство, которое без настройки переизлучает помеху в том направлении, в котором пришел сигнал.

Вспомним вначале, как работает фазированная антенная решетка. Схема приемной решетки представлена на рисунке.



$$\varphi_{\text{пр}}(x) = 2\pi \frac{x}{t} \sin \alpha + \varphi_0 - \text{фаза принимаемого сигнала}$$

Соответствующий сигнал

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

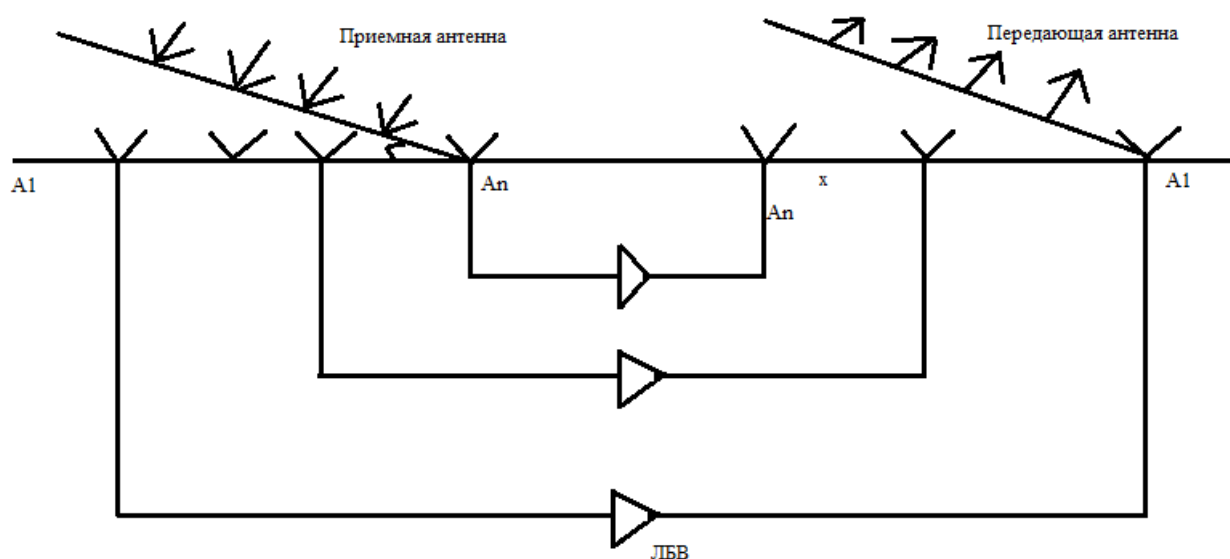
Вносим фазовращателями такие фазовые сдвиги, чтобы сигналы со всех каналов складывались синфазно.

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

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 An, 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 должна быть одинаковой.



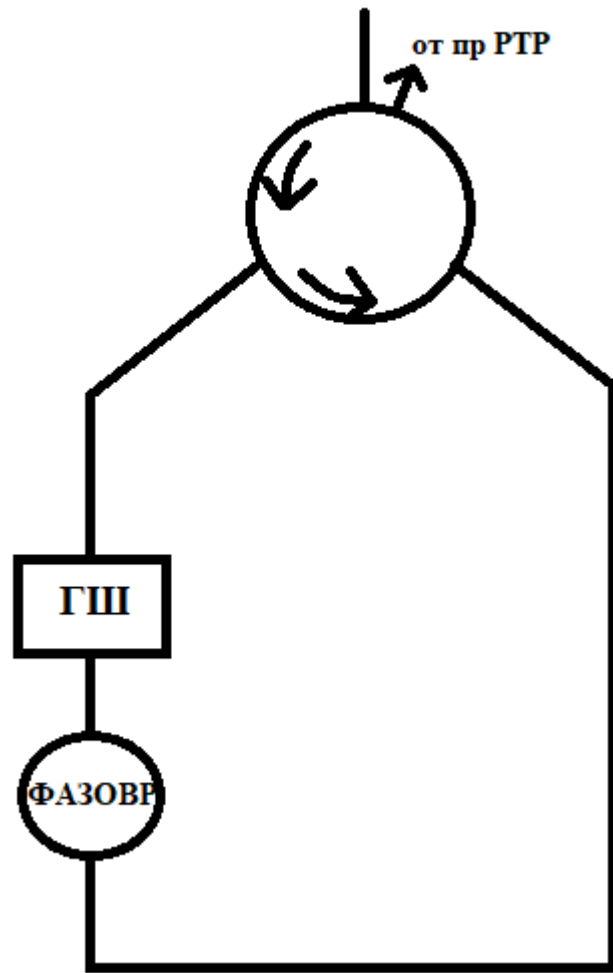
Ответная (прицельная) шумовая помеха на решетке Ван-Атта

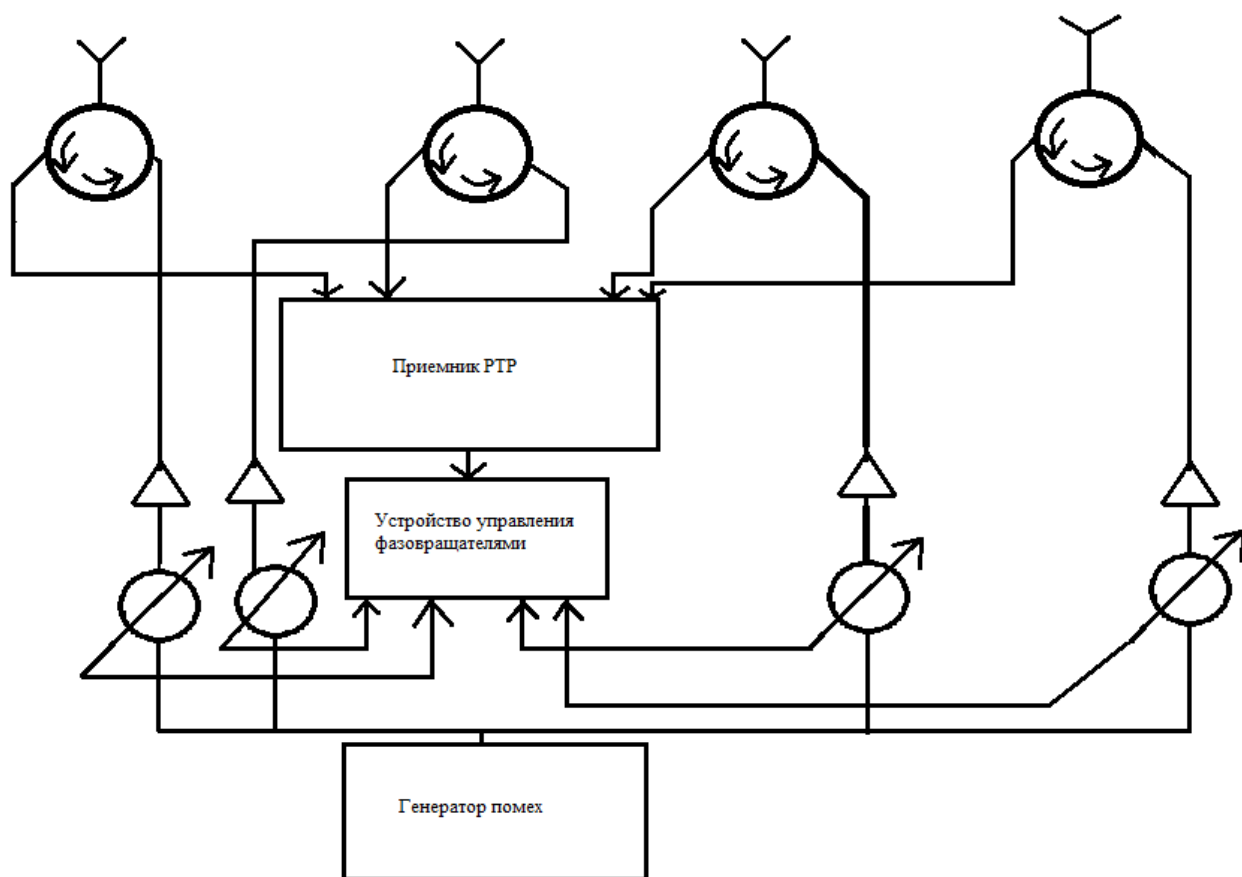
Одни и те же элементы антенной системы можно использовать как на прием, так и на передачу, используя Y-циркуляторы. Вариант схемы такой решетки приведен на рисунке. В составе системы станция разведки, определяющая направление прихода сигнала. Фазовый сдвиг, вносимый фазовращателями

$$\varphi = 4\pi \frac{x}{\lambda} * \sin\alpha - \text{фазовый сдвиг}$$

Эта величина определяется как запаздыванием принимаемых сигналов, так и необходимостью опережения излучаемых

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





10.6 Станция активных имитационных (прицельных) помех.

10.6.1 Принцип действия

Имитационные помехи – прицельные.

Существо радиопротиводействия.

1. Помехи «сигналоподобные», создаются в ответ на принятый сигнал РЛС. Создают ложный сигнал, чтобы отвлечь оператора (или автомат) от истины цели.

Могут быть однократные, многократные



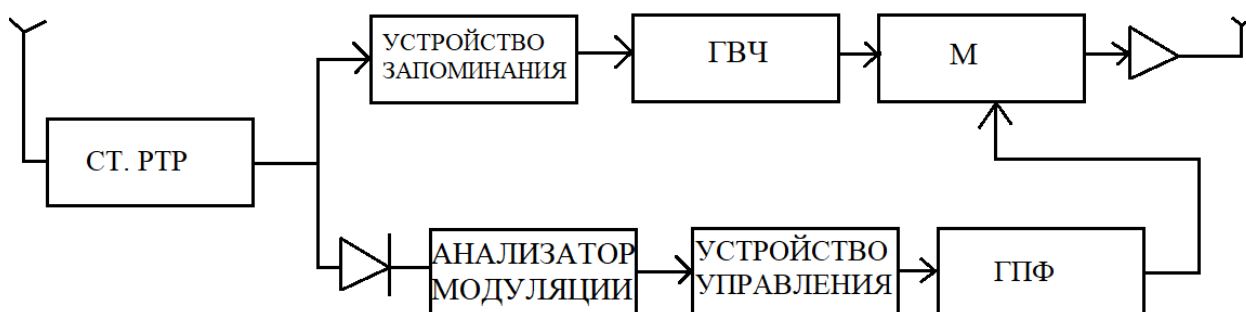
Индикатор типа А

2. Уводящие (перенацеливающая помеха – уводит систему сопровождения от истины цели). Помеха может быть уводящей по дальности, углу, скорости.



Типовая структурная схема создания уводящей помехи.

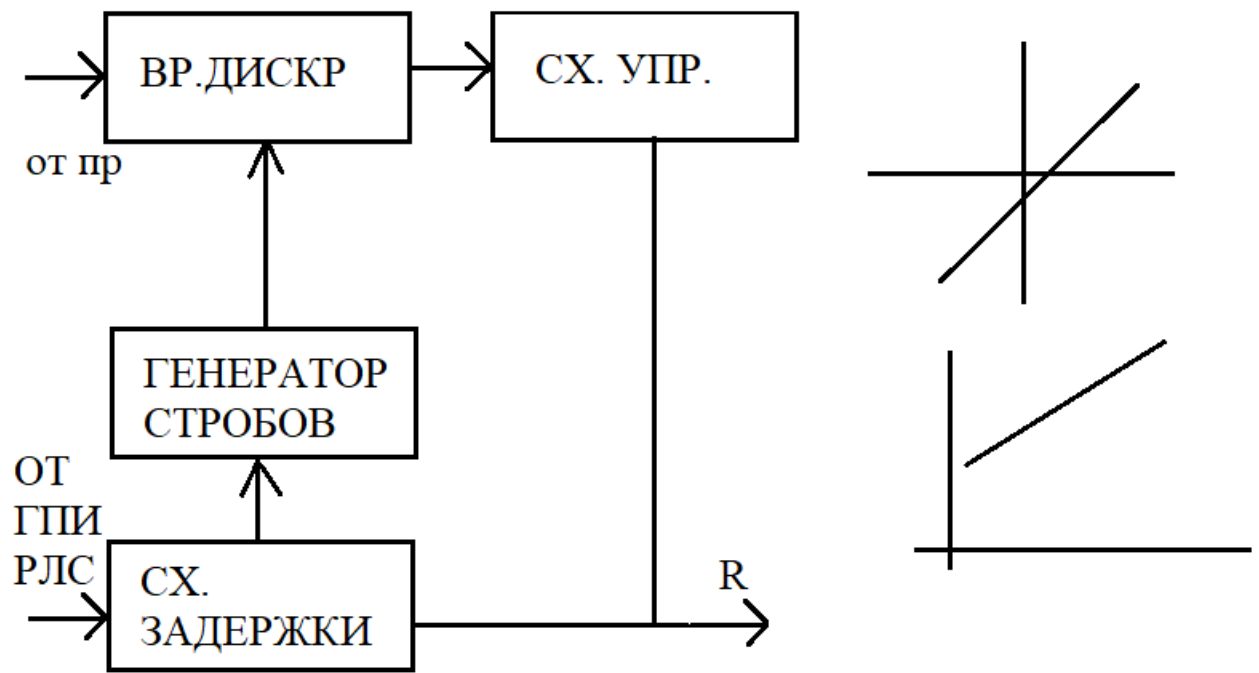
Для того, чтобы помеха была «сигналоподобной» ее мощность не должна существенно превышать мощность полезного сигнала.



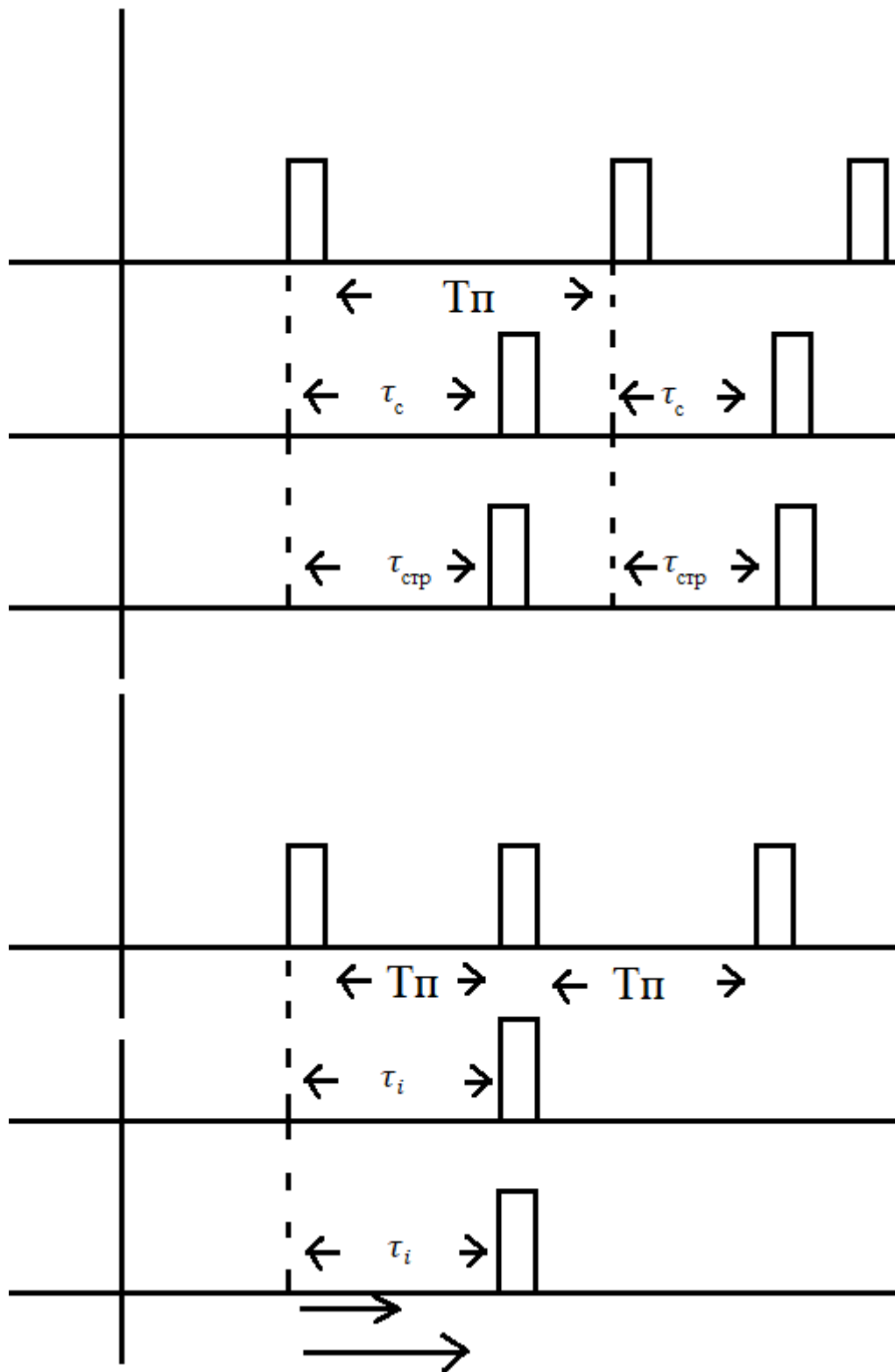
10.6.2 Помехи каналу дальности (уводящие)

Допустим, что РЛС работает в режиме автосопровождения по дальности (в режиме непрерывного слежения за целью). Рассмотрим принципы формирования уводящей помехи по дальности.

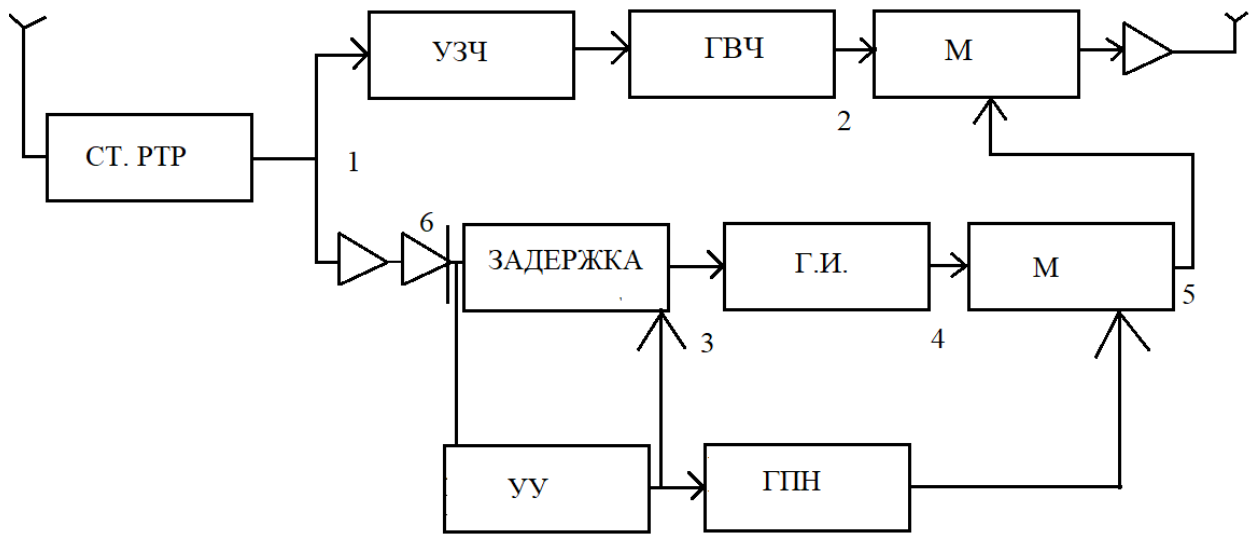
Структурная схема автодальномера приведена на рисунке.



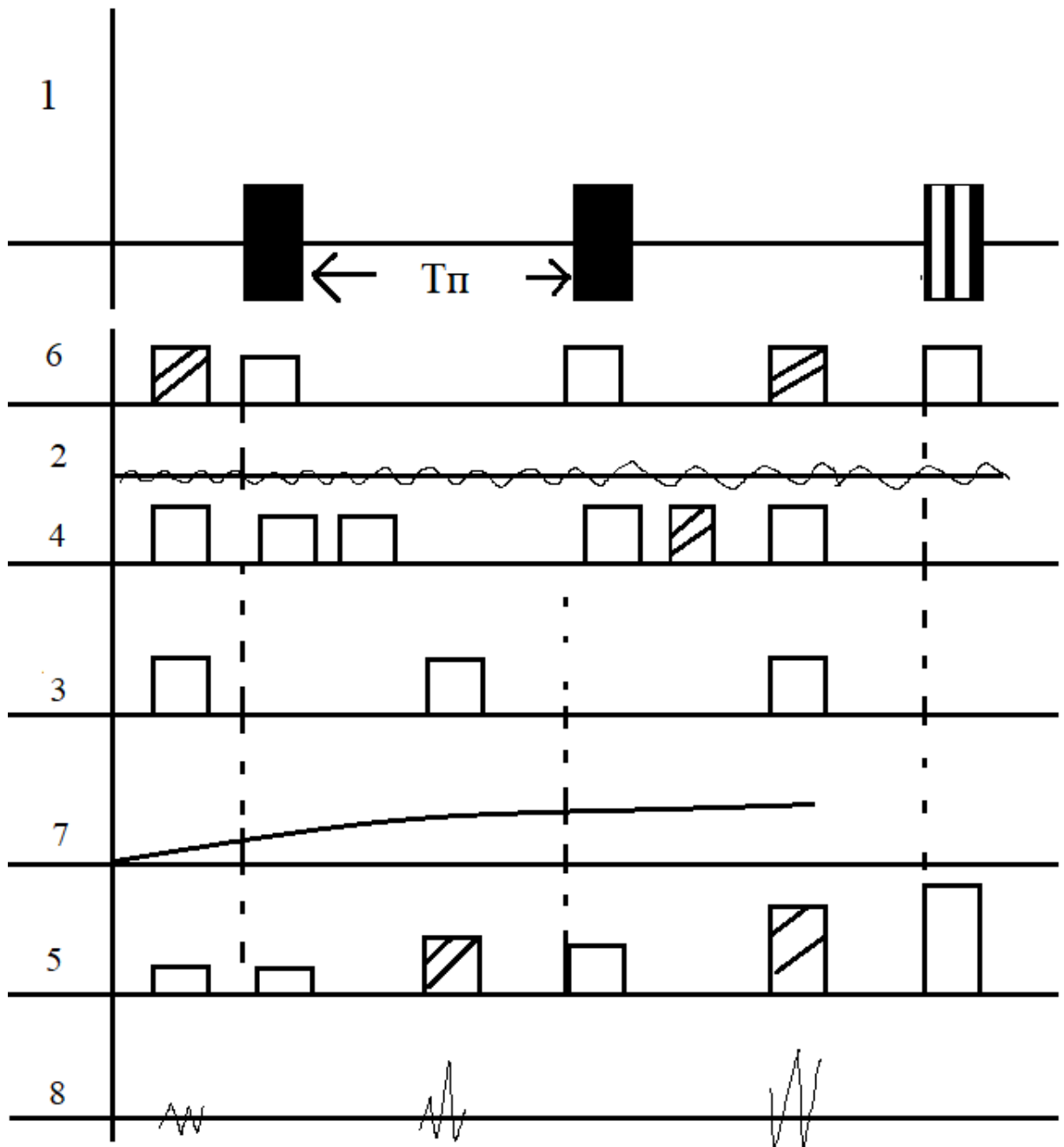
Сигнал от цели перемещается относительно зондирующего сигнала.



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 следить.



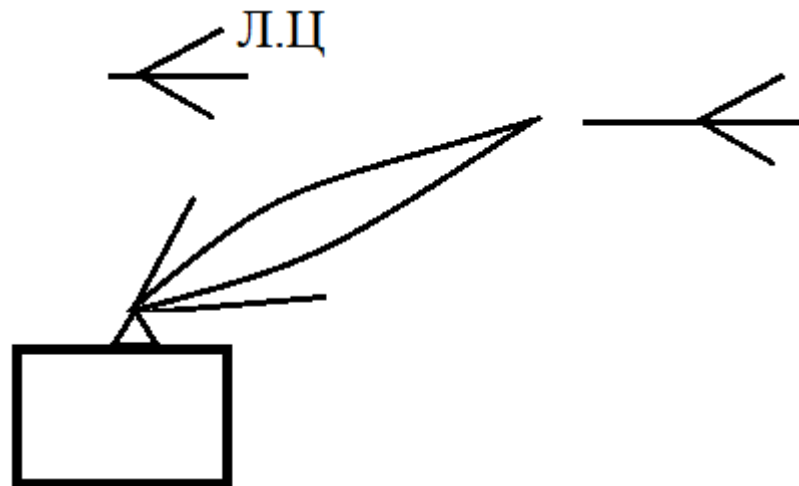
Создается помеховый импульс, задержка которого относительно сигнального импульса медленно изменяется.



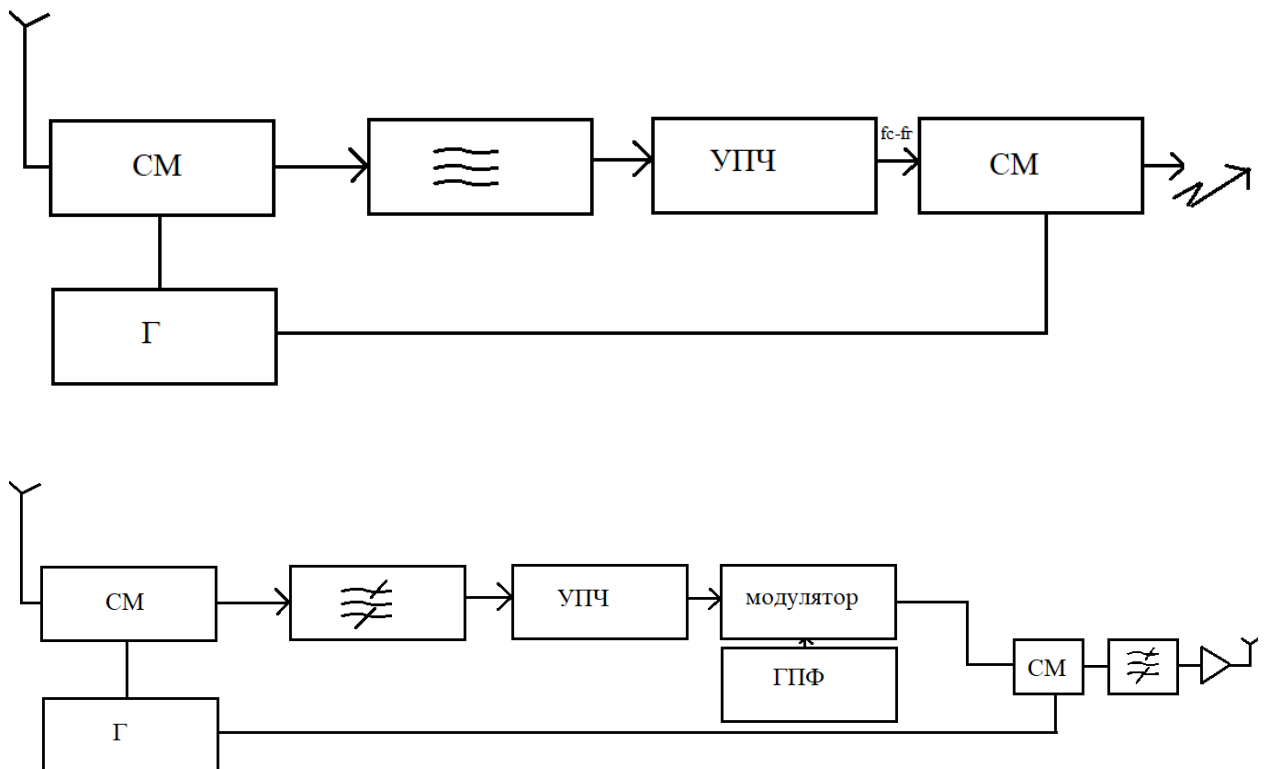
10.6.3. Генераторы ложных целей (ретрансляторы)

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.



Типовая схема генератора ложных целей.



Приведенная схема отвечает и 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.

10.6.4 Станции пространственно-разнесенных помех

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

1. Маскирующие шумовые пространственно-разнесенные 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?

Лекция 10 (14.11.18)

10.6.5 Когерентные помехи из двух пространственно разнесенных 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.

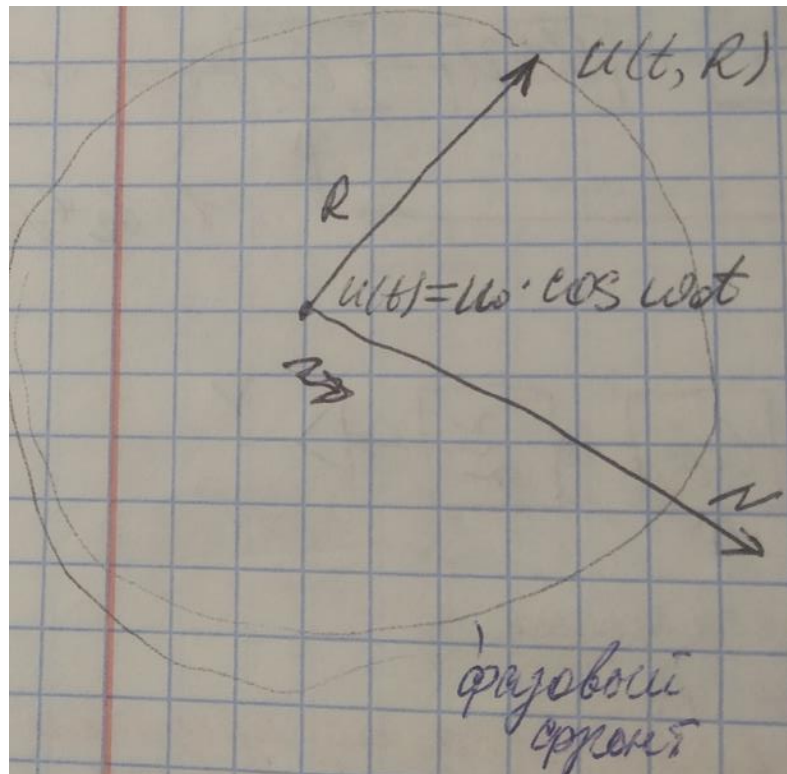
Когерентные помехи из разнесенных точек служат для того, чтобы исключить эту возможность или сильно уменьшить ее вероятность.

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

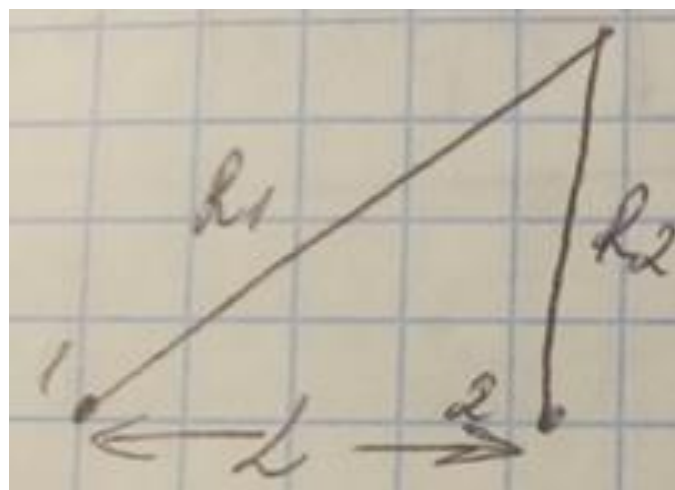
$$U(t, R) = U_0 \cos(\omega_0(t - \tau_z)) = U_0 \cos(\omega_0 t - \psi)$$

$$\tau_z = R/c; \quad \psi = \omega_0 R/c$$

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, R_1 и R_2 .



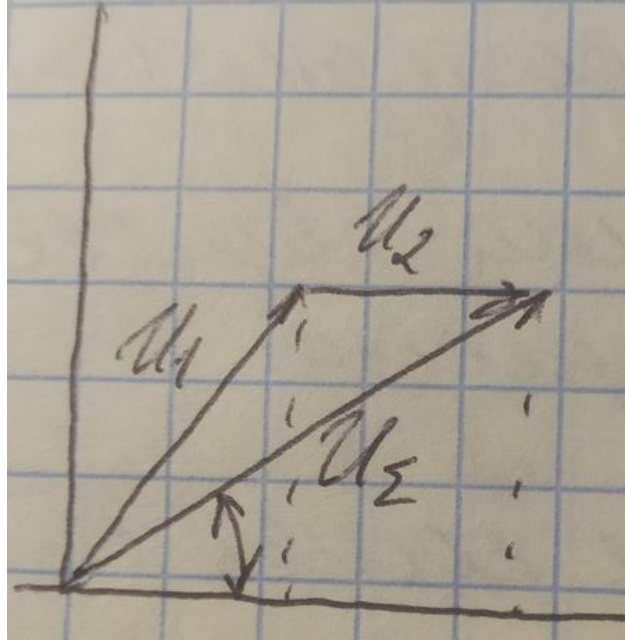
Тогда поле в точке приема будет определяться как:

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

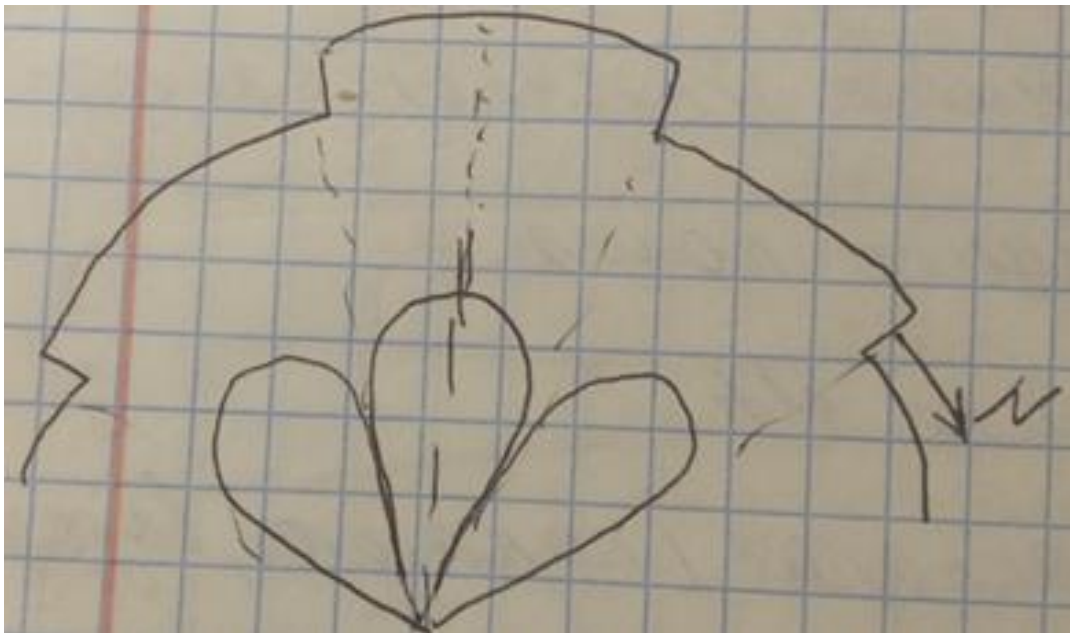
а его фаза:

$$\psi_{\Sigma} = \arctg \frac{U_1 * \sin(\varphi_1) + U_2 * \sin(\varphi_2)}{U_1 * \cos(\varphi_1) + U_2 * \cos(\varphi_2)}$$

В векторной форме суммарное поле будет определяться как:



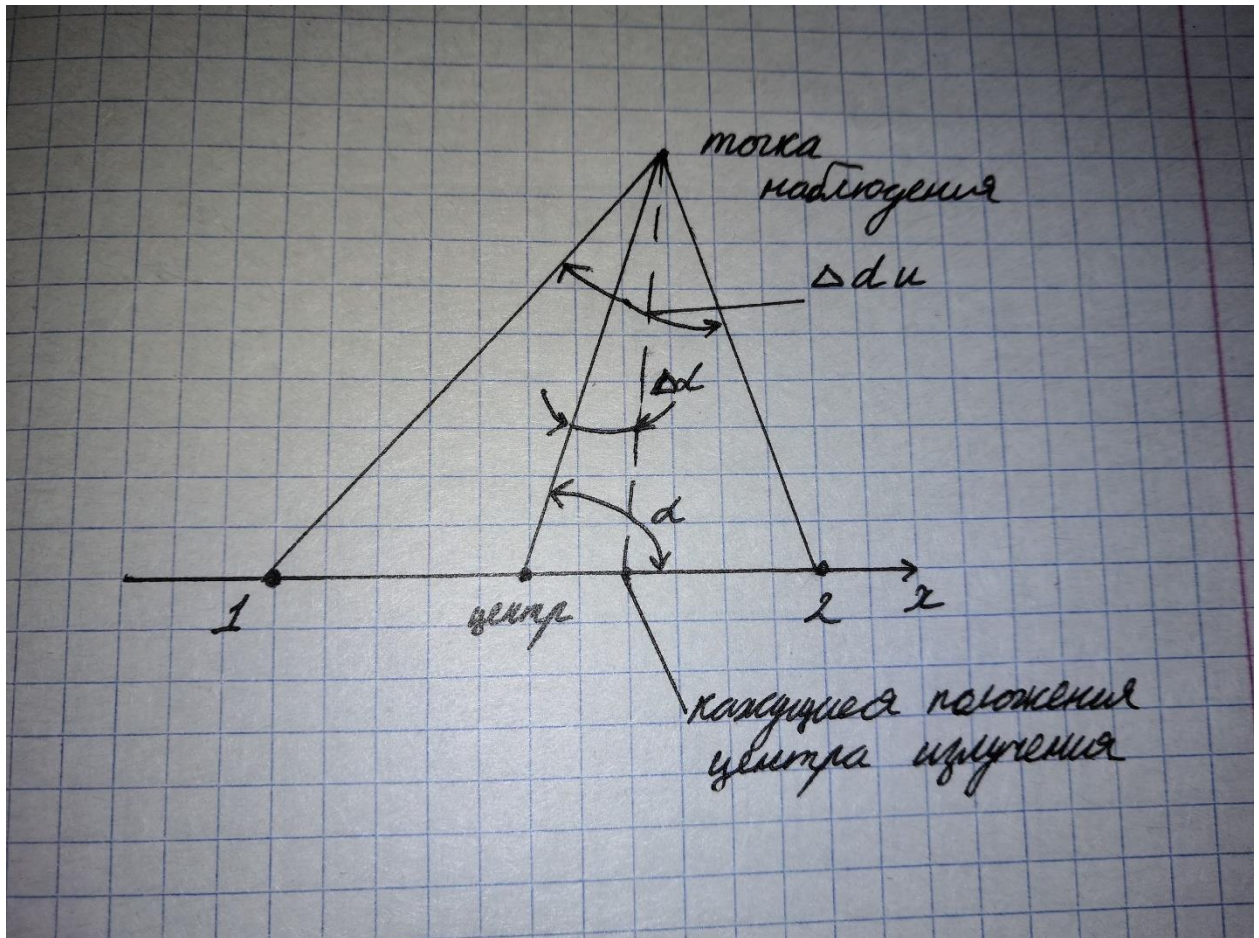
Таким образом, фазовый фронт не является сферой. Получившаяся диаграмма направленности будет иметь вид:



Ширина одного лепестка будет равняться: $\theta = \lambda/L$

А 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:



α – угол, под которым видна цель из точки наблюдения;

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

$$\frac{\Delta\alpha}{\Delta\alpha_n} = \frac{1 - a^2}{2[1 + a^2 + 2a * \cos(\frac{2\pi L * \sin(\alpha)}{\lambda} + \varphi)]}$$

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

$\Delta\alpha_n$ - 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

$$\frac{\Delta\alpha}{\alpha_{II}} = \frac{1 - a^2}{2(1 + a^2 + 2a\cos\varphi)}.$$

Наибольшая ошибка получается, когда $\varphi = \pi$, $\cos\varphi = -1$. Тогда

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

Если $a \rightarrow 1$, $\Delta\alpha \rightarrow \infty$, ошибка пеленгования равна девяноста градусов. Если $a \neq 1$, эффективность системы уменьшается. Если $a = 0,2$, ошибка не превосходит α_{II} .

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

10.6.6 Уравнение противорадиолокации

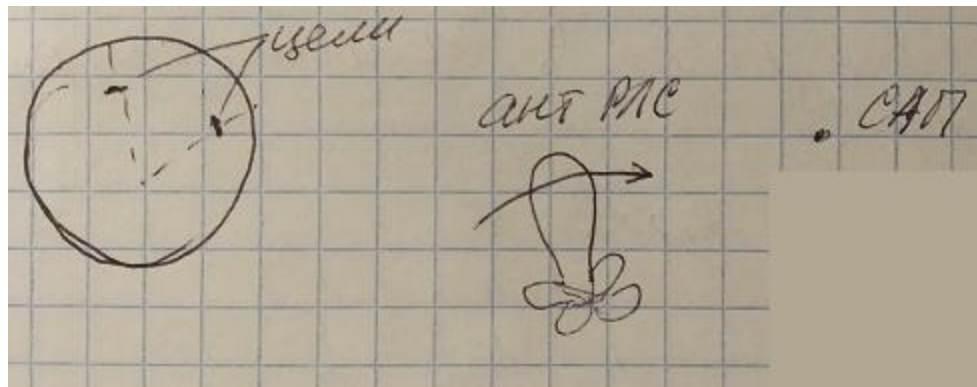
Как оценить эффективность помехи?

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.

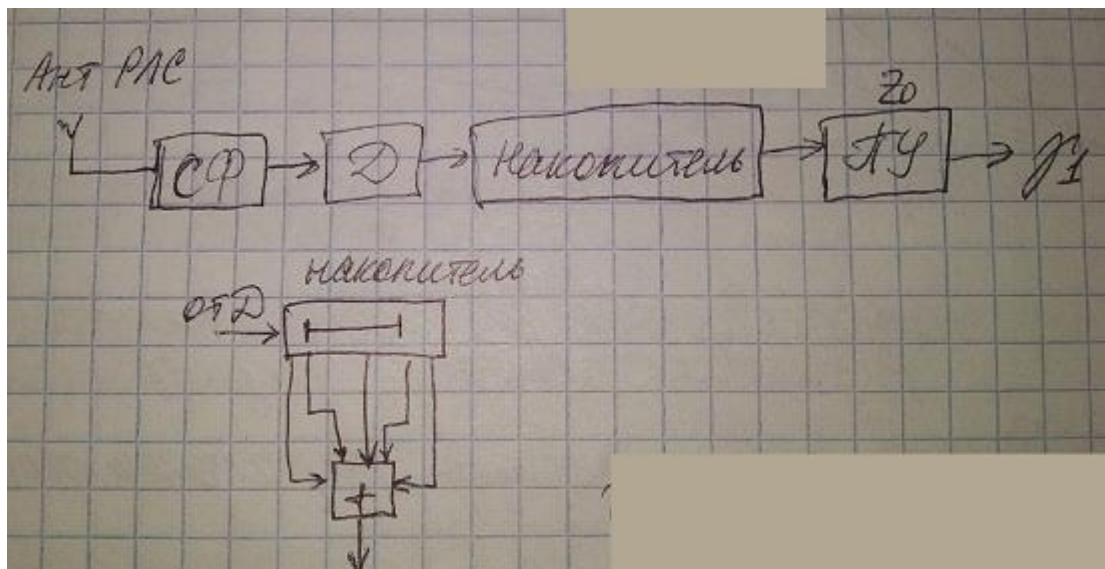
На экране ИКО высвечиваются цели в виде яркой дужки. Локатор имеет основной и боковой лепестки и сканирует пространство. Активная помеха принимается как по основному лепестку, так и по боковому. Таким образом, ИКО может быть «забит» помехами как в направлении цели, так и в других направлениях.



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

$$\left(\frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}}\right)_{\text{вх}} = K_{\text{п}}$$

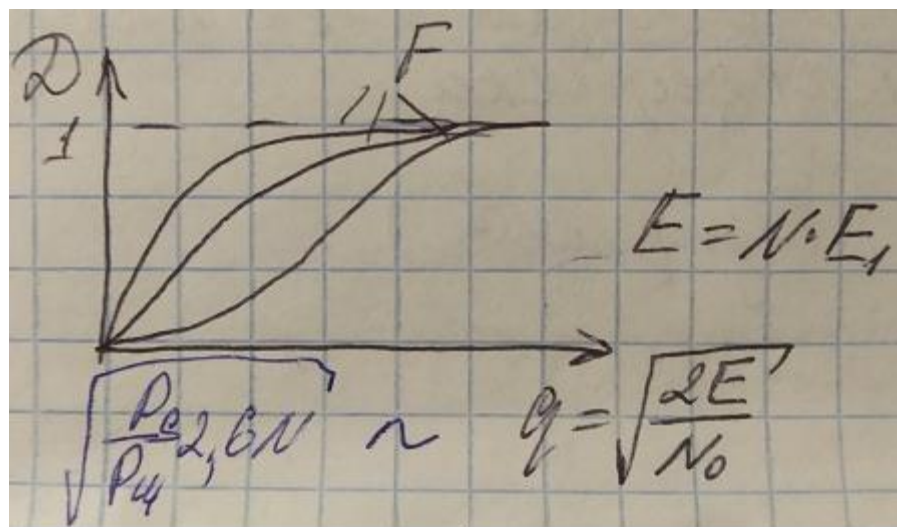
Предполагаем, что в локаторе происходит оптимальная процедура обнаружения сигнала с неизвестными амплитудой и начальной фазой, таким образом приемник может быть построен по схеме коррелятора или на основе согласованного фильтра. Ниже приведена схема с согласованным фильтром (СФ). Непринципиальные для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



Сигнал поступает на СФ с единичным 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.

Характеристики обнаружения



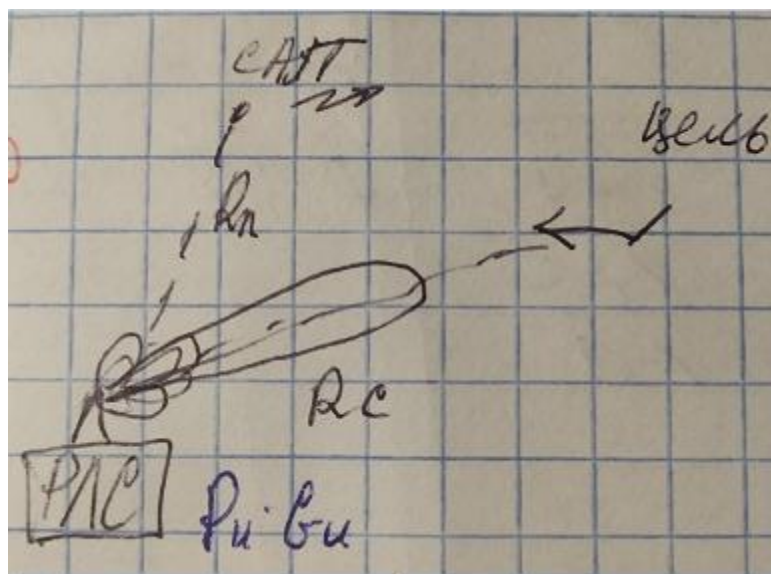
При учете характеристик накопления сигнала электронно-лучевой трубкой неодинаковости амплитуд импульсов в пачке, отношение сигнал/шум будет определяться как:

$$q = \sqrt{\frac{P_c}{P_{ш}} * 2,6N}, \text{ где } N \text{ — количество накопленных импульсов.}$$

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 $k_{II} = \frac{n}{6}$.

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.



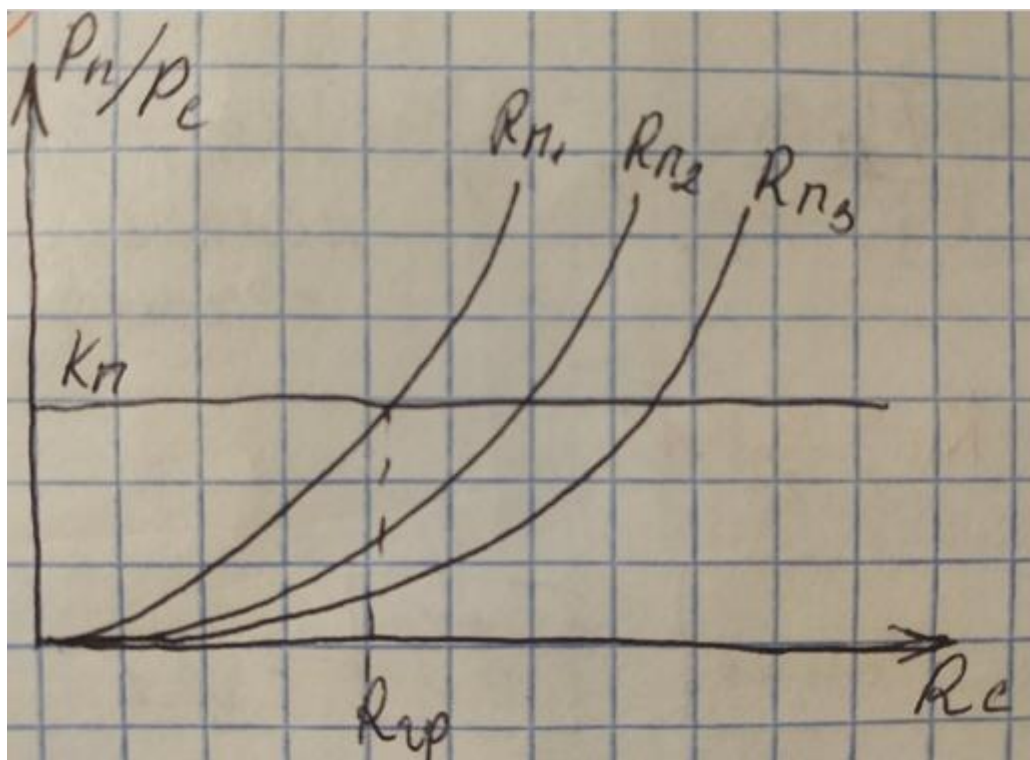
Уравнение противорадиолокации:

$$\frac{P_{\Pi}}{P_{\Sigma}} = \frac{P_{\Pi} G_{\Pi} S_A F_E^2(\alpha, \beta) \Delta f_{\text{пр}} \gamma}{\Delta f_{\Pi} 4\pi R_{\Pi}^2 P_{\Sigma} G_{\Sigma} \sigma_{\Sigma} S_A} (4\pi R_C^2)^2$$

где P_{Π} - мощность помехи на входе; P_{Σ} - мощность сигнала на входе, $P_{\Pi} G_{\Pi}$ - энергетический потенциал станции активных помех; $F_E^2(\alpha, \beta)$ - диаграмма направленности антенны РЛС по напряженности поля; $\Delta f_{\text{пр}}$ - полоса пропускания приемника локатора; R_C - расстояние от РЛС до цели; $P_{\Sigma} G_{\Sigma}$ - энергетический потенциал РЛС; R_{Π} - расстояние от САП до РЛС; Δf_{Π} - 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_{Π} - 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.



11 Маскировка и незаметность РЭС

11.1 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 таблицей.

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

11.2 Способы обеспечения радионезаметности

11.2.1 Оптимизация сигналов и их пространственно – временной обработки.

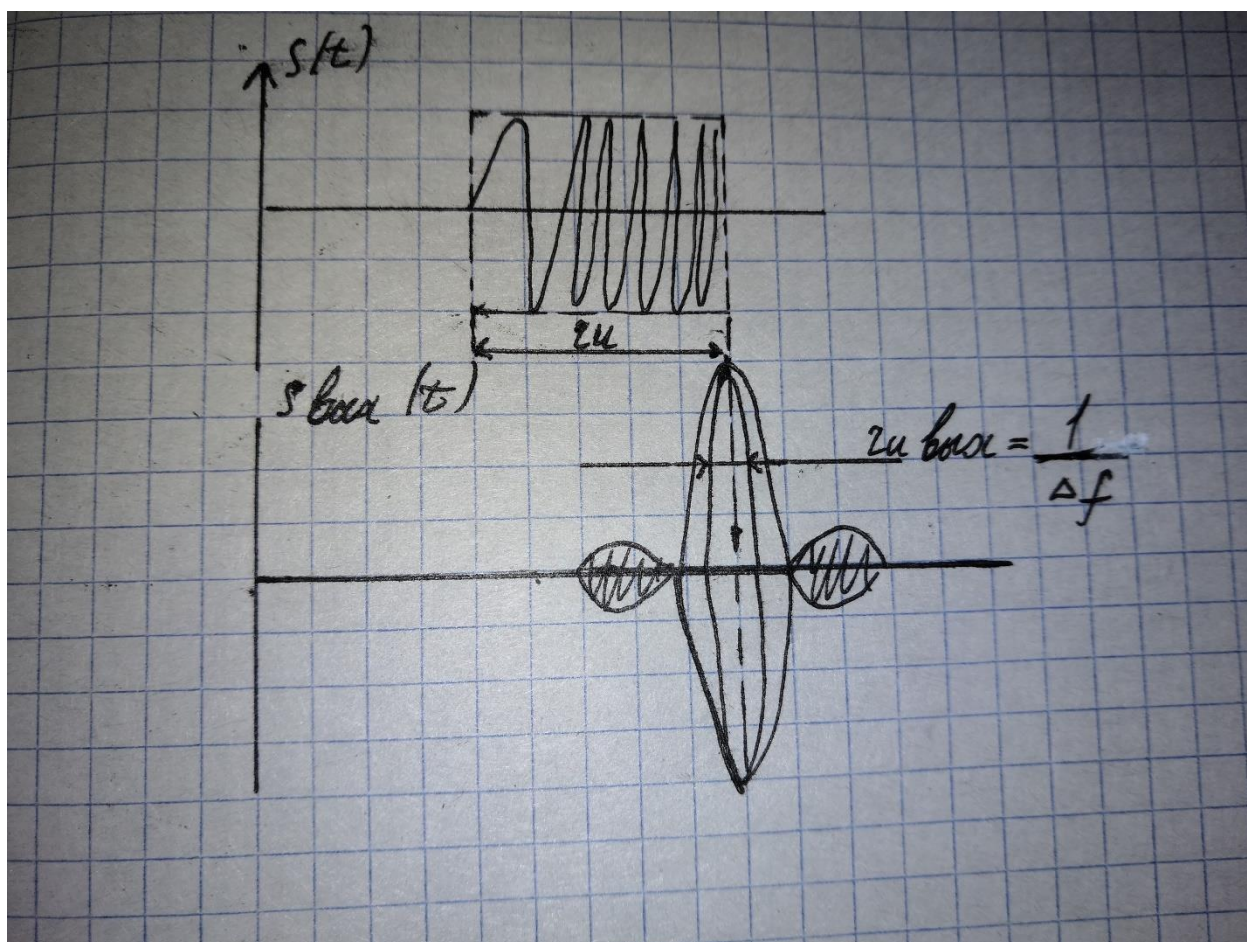
Для обеспечения незаметности РЛС применяют сигналы сложной формы. Это позволяет уменьшить мощность излучения.

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

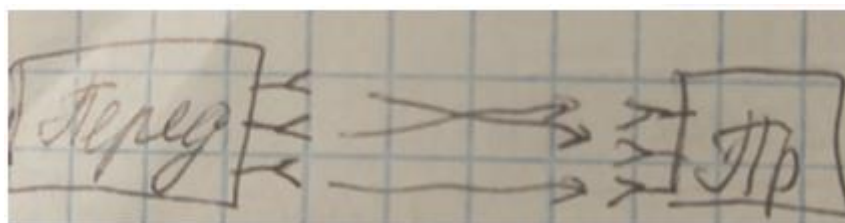
Сигналы сложной формы обрабатывают с помощью корреляторов или согласованных фильтров. Для этого должна быть известна структура сигнала. После прохождения СФ или коррелятора сигнал сжимается в базу раз. Это возможно только в активных системах (радиолокации, связи и т.д.) так как в

них осуществляется прием сигнала с известной формой. 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 за счет увеличения длительности приводит к уменьшению дальности.

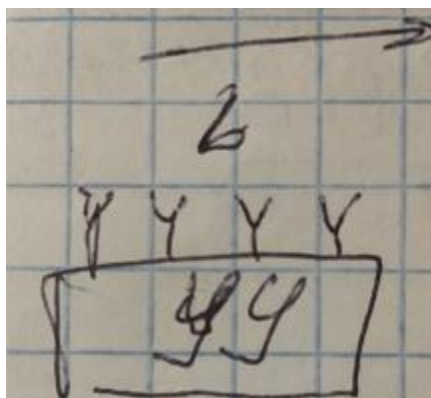
На рисунке ниже представлен сигнал до и после обработки сигнала на СФ.



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



Пространственная обработка — это обработка совокупности сигналов, принятых в один и тот же момент времени. 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 решетки пренебрежимо мало и огибающая сигналов на всех антеннах 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 AP уже пространственная обработка.

Лекция 21.11

11.2.2 Снижение заметности излучения по боковым лепесткам

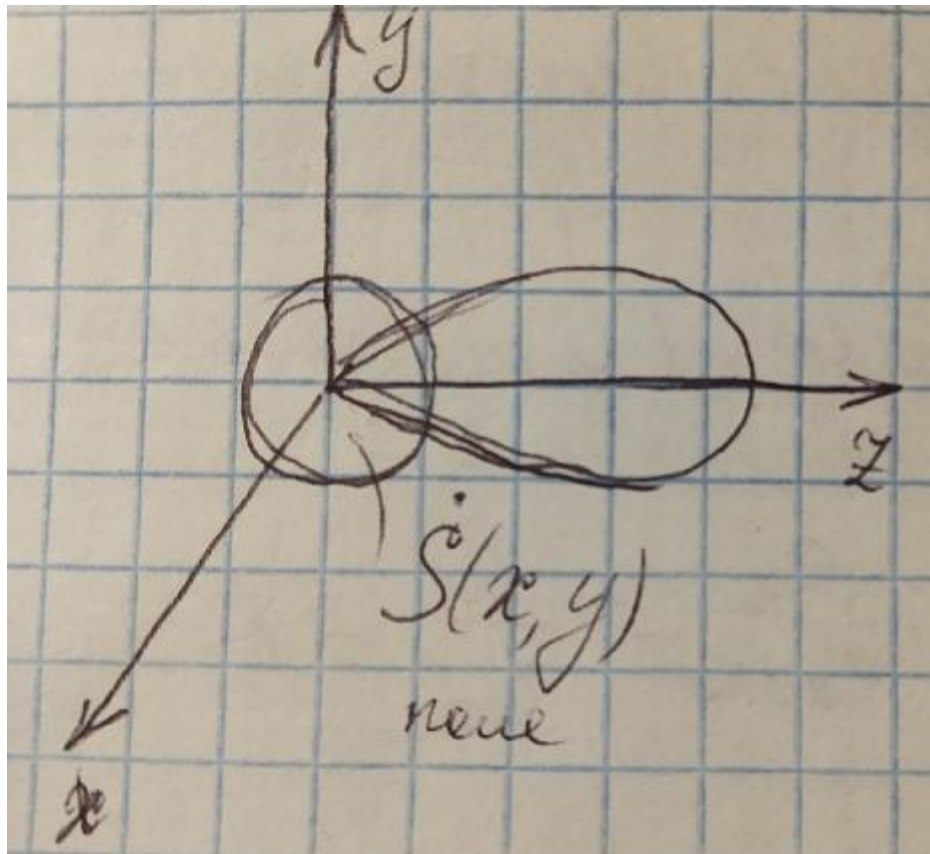
УБЛ – уровень боковых лепестков. Все направленные антенны имеют главные и боковые лепестки диаграммы направленности. УБЛ определяется как:

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

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 в ДСК, характеризуемое амплитудой и фазой.



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

Воспользуемся преобразованием Фурье. Вспомним, как представляется в спектральной области сигнал, являющийся функцией времени.

$$\dot{S}(w) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)e^{-j\omega t} dt \text{ — время частотный спектр}$$

(спектральная

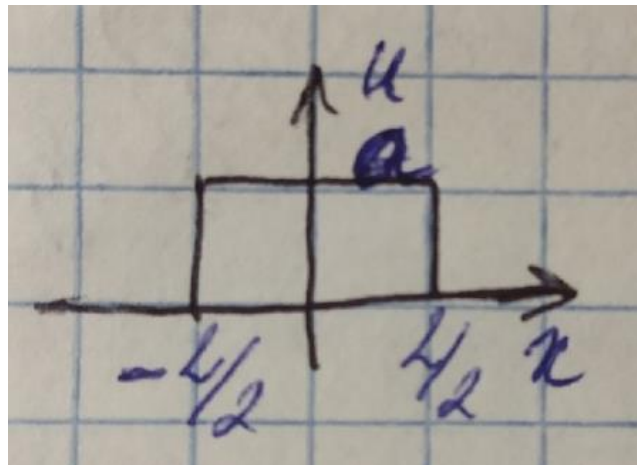
плотность амплитуды).

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

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

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

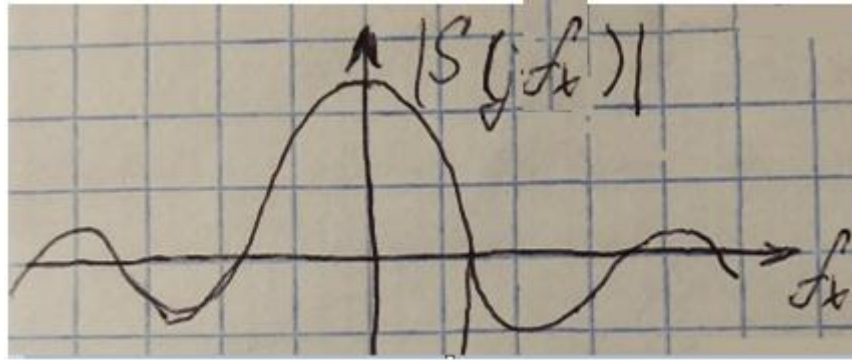
Рассмотрим простейший пример. Пусть задано распределение поля равномерное по амплитуде в линейной антенне от $-L/2$ до $L/2$.



Спектральная плотность определяется выражением:

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

И графически выглядит так:



Первый ноль спектра находятся в точке, где

$$\pi f_x L = \pi$$

, так что в этой точке

$$f_x = 1/L$$

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

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

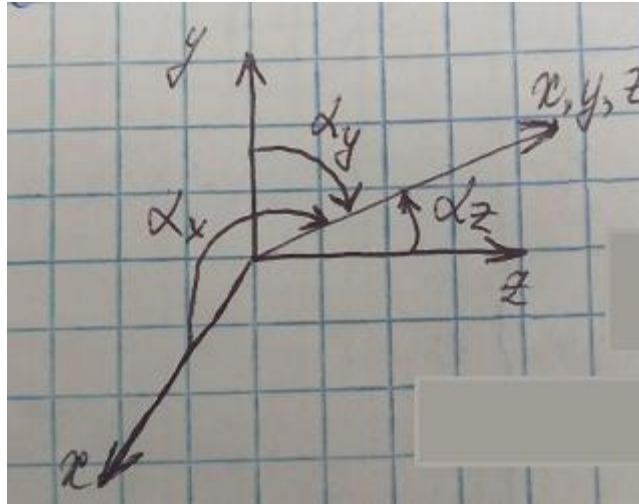
Запишем обратное преобразование Фурье, согласно которому, двумерный сигнал будет определяться формулой:

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

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.



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):

$$\dot{s}(x, y, z) = e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (x \cos \alpha_x + y \cos \alpha_y + z \cos \alpha_z)}$$

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

$$f_x = \frac{\cos \alpha_x}{\lambda} \quad f_y = \frac{\cos \alpha_y}{\lambda}$$

$$f_x \lambda = \cos \alpha_x \quad f_y \lambda = \cos \alpha_y$$

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

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, распространяющиеся 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 $\alpha_x, \alpha_y, \alpha_z$.

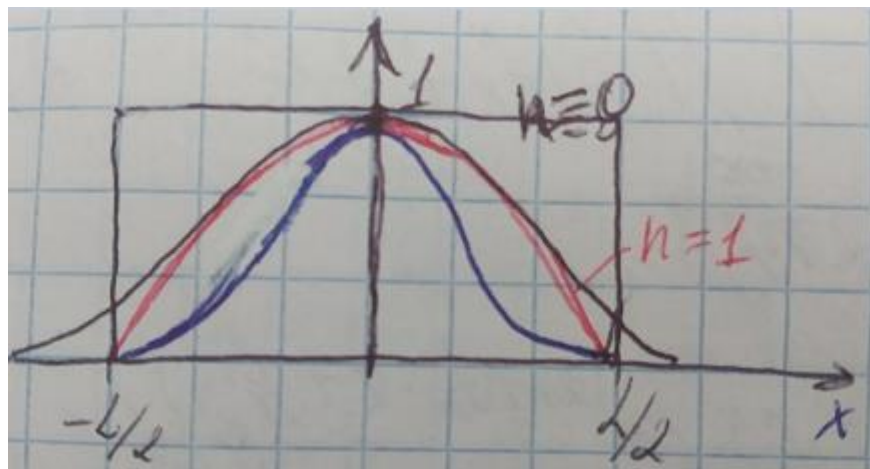
Теперь запишем обратное преобразование Фурье.

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

Если мы имеем в апертуре сигнал $f(x, y)$, 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, при котором не будет УБЛ? Это гауссоида, однако она не может быть реально применена, так как она определена на интервале от минус бесконечности до плюс бесконечности.



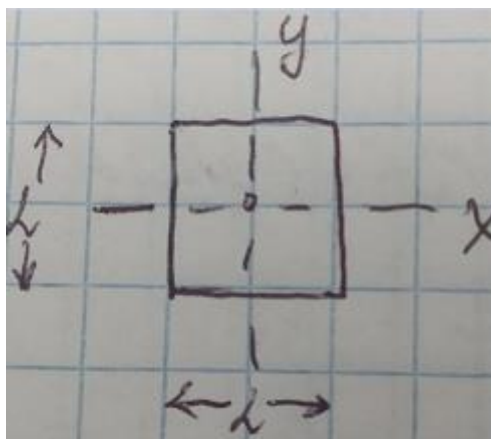
Удобным способом описания распределения, которое можно применить является косинусоида. Можно представить амплитуду поля в раскрыве антенны как

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

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

На рисунке выше представлены графики $s(x, y)$ при различных значениях n (0 - черный; 1 - красный; 4 - синий).

Предполагается, что антенная имеет прямоугольный раскрыв и линейные размеры равны L :



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

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
---	--	-------------------------	-----

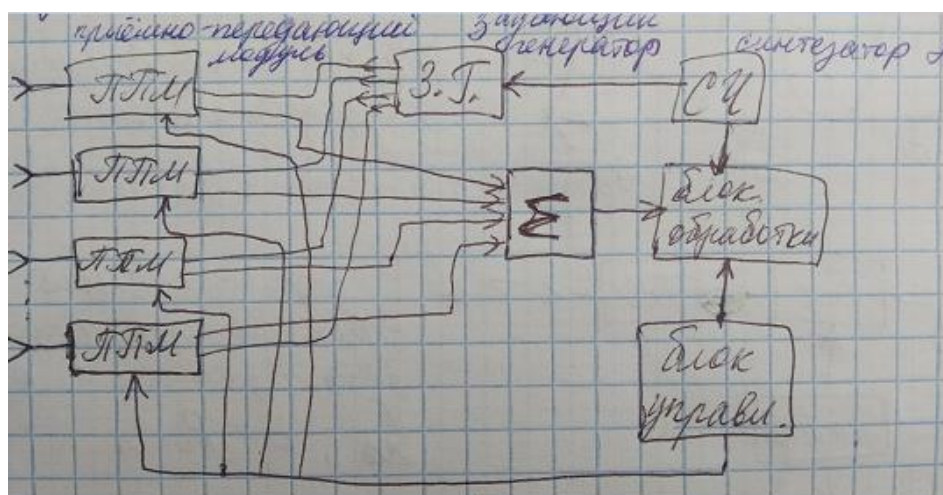
Для более низкого уровня УБЛ требуется более высокая степень косинусоиды.

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.



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 учитывать разницу фазовых набегов сигналов в усилительных каналах решетки и учитывать ее при обработке.

11.2.3 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).

$$\Delta f * \tau_n \gg 1$$

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

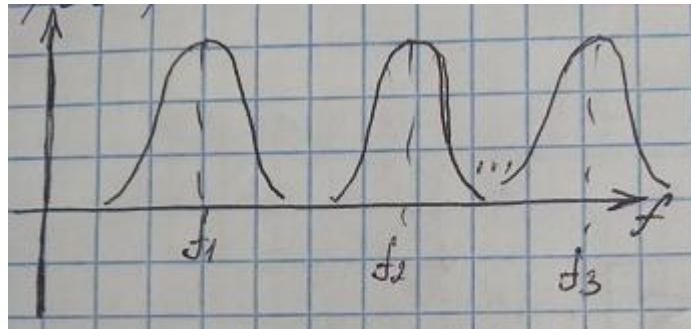
$$\frac{P_c}{P_{ш}} = \frac{E}{\tau_n N_0 \Delta f} = \frac{E}{N_0} * \frac{1}{b}$$

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.

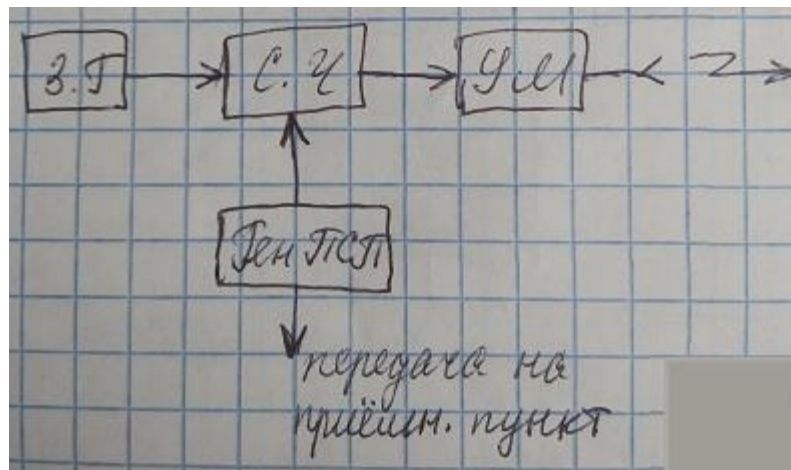
Информационная скрытность — это скрытность передаваемой информации. Скрытность достигается с использованием кодирования и шифрования.

Один из способов увеличения скрытности — это перестройка частоты:



Настройка на определенную частоту может выполняться вручную, путем нажатия кнопок. Различают частоты мирного времени и военного времени. На данный момент широкое распространение получила ППРЧ (псевдослучайная перестройка радиочастоты).

Обобщенная структурная схема такой системы с ППРЧ:



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

Лекция (5.12.18)

11.3 Снижение радиолокационной заметности

11.3.1 Снижение ЭПР за счет выбора малоотражающей формы объекта

Снижение заметности своих кораблей и самолётов - важная часть РЭБ. Основным критерием заметности целей является ЭПР. ЭПР – поперечное сечение такой цели, которая рассеивая падающую мощность равномерно во все стороны, создает у РЛС такой же поток 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:

$$\sigma_{\Sigma} = \sigma_{\Sigma \max} * F(\alpha, \beta)$$

Рассмотрим ЭПР отдельных объектов:

Тело	ЭПР максимальная, м ²
Шар (а – 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 (а – ребро отражателя, для сектора углов $\approx 45^\circ$)	$\frac{4\pi a^4}{3\lambda^2}$
Коническое тело (а – радиус основания, α – угол при вершине;	$4a^2 \operatorname{tg}^2 \alpha$

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

- 1) При компоновке объектов надо избегать плоскостей, расположенных прямым углом, к возможному направлению прихода волны.
- 2) Следует использовать конструкцию с узкой диаграммой рассеяния, направленной не в сторону прихода сигнала.

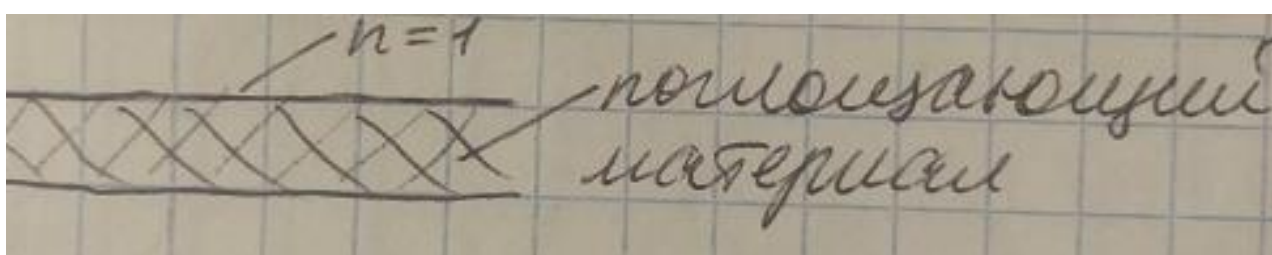


11.3.2 Применение противорадиолокационных покрытий

Необходимо не только грамотно выбирать форму объекта, но и подбирать соответствующее покрытие. Есть два основных направления применения покрытий.

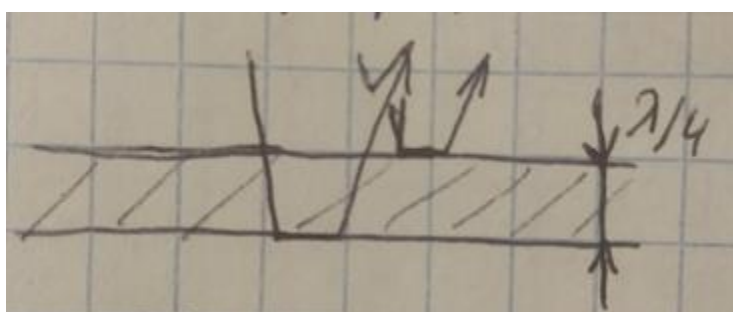
- 1) Градиентное покрытие – такое покрытие, в котором с толщиной изменяется коэффициент преломления n . На поверхности покрытия

коэффициент преломления равняется единице, следовательно, от него радиоволны не отражаются. Изменение коэффициента преломления с глубиной покрытия подобрано таким образом, чтобы минимизировать отражения. 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.



2) Интерференционное покрытие

В основе применения интерференционных покрытий служит явление отражения радиоволн, как от верхнего слоя материала, так и от нижнего. Причём отраженные сигналы на поверхности покрытия находятся в противофазе друг относительно друга и в результате дают «ноль».



Такие покрытия работают при полосе частот в 30 % от несущей.

$$\frac{\Delta f}{f_0} \approx 30\%$$

К материалам покрытий предъявляются высокие требования по механической прочности, жаростойкости, стабильности параметров в

диапазоне температур. По открытым литературным данным ЭПР уменьшается на 20дБ 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 не отражающих радиоволны композитных материалов

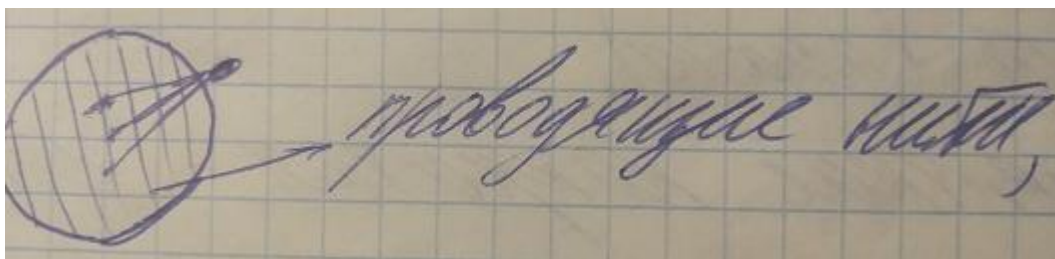
11.3.3 Уменьшение радиолокационной заметности антенных систем.

В реальной 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 решетке возможно применять разные устройства обработки и реализовывать несколько ДН.

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.



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.

11.3.4 Комплексное применение методов радиолокационной незаметности

- Для увеличения незаметности объектов радиолокационного наблюдения надо уменьшать их ЭПР. Соответствующая технология 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. Данная технология неэффективна в силу высокой дороговизны и малой боевой эффективности.

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

11.4 Маскирующее воздействие на среду РРВ

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

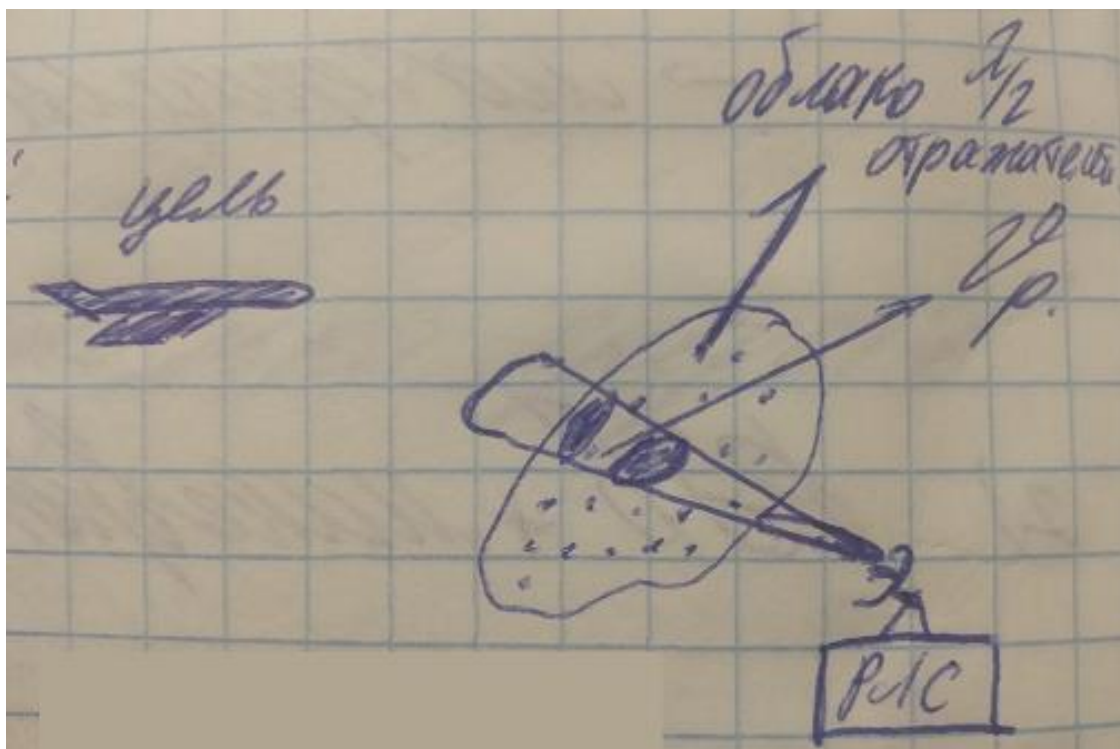
Способы модификации среды	
А) Пассивные помехи	1) Дипольные отражатели
	2) Аэрозоли
Б) Плазмообразование	1) Местные (локальные)
	2) Глобальные

11.5 Дипольные помехи

Между целью и РЛС «разбрасывается» облако полуволновых отражателей. Один дипольный отражатель представляет собой ленту из фольги или кусок проволоки, которые могут быть достаточны. Характерное значение ЭПР одного диполя определяется выражением:

$\sigma_3 = 0,86\lambda^2$ – максимальное значение ЭПР одного диполя, если волна падает под прямым углом.

$\sigma_3 = 0,17\lambda^2$ – усредненное значение ЭПР одного диполя, если волна падает под произвольным углом.



Необходимое число полуволновых диполей на самом деле очень мало. Так на дальности в 10 км, один полуволновый отражатель может покрывать 210 м³ пространства.

Для оценки эффективности помехи, необходимо знать спектр сигнала, отраженного от облака диполей. Допустим, что излучается монохромный сигнал РЛС, тогда «спектр помехи» будет являться спектром огибающей этой помехи. Спектр огибающей имеет случайных характер в связи с отражением от облака диполей. Он имеет специальную форму:

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

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

Плазмообразование

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

Способы создания плазмы:

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. Гамма излучение — это ЭМИ с длинной волны 10^{-10} м.

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 ионизацию. 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.

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

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

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

Лекция (5.12.18)

11.6 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:

Д = 80 км (нижний слой) – разлагаются молекулы.

Е – 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.

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.

Существуют системы у разных стран:

1) Российская система «СУРА» - расположена в Нижнем Новгороде.

2) Система США – расположена на Аляске в районе геомагнитного полюса (точка, из которой можно влиять на ионосферу глобально). Это система «HARP» - высокочастотная активная программа передачи северного сияния. Оповещение подлодок в океане.

Поле излучателей (360 штук), крестообразных, работающих на частотах 2,8-10 МГц, общей мощностью 3,6 МВт.

В США зафиксировано увеличение УКВ связи до нескольких тысяч километров, за счет увеличения от ионосферы.

11.7 Защита от помех РЛС

11.7.1 Электромагнитное поражение (ЭМП) радиоэлектронных средств

Приемники очень чувствительны к мощным сигналам.

Воздействующие на РЛС помехи могут привести к выходу из строя РЭС.

Функциональные поражения:

1) Невосстанавливаемый (катастрофический) отказ

2) Временный отказ (специалист может быстро наладить оборудование)

3) Уменьшение эффективности

Воздействие:

1. Выгорание сходных цепей

А) Тепловой

Б) Пробой полупроводников

Взрывомагнитный генератор (1951 год – Сахаров):

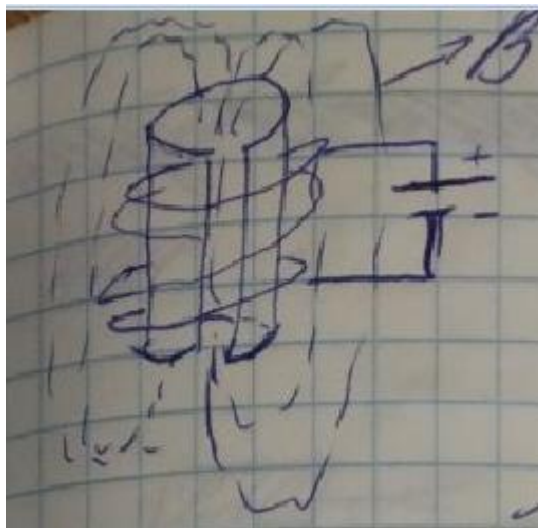


Рисунок – Взрывомагнитный генератор

Устройство: имеется металлический цилиндр, вокруг которого намотана катушка (соленоид), который подключается к батарее, и помещен в взрывчатое вещество (ВВ). В определенный момент (при подаче сильного тока) происходит взрыв. Происходит сжатие со скоростью 1 км/ч. Возникает очень сильное поле. Происходит выгорание радиоаппаратуры. Мощность излучения $10^{12} - 10^{13}$ Вт.

11.7.2 Защита РЛС от помех

Помехи:

1) Активные

2) Пассивные

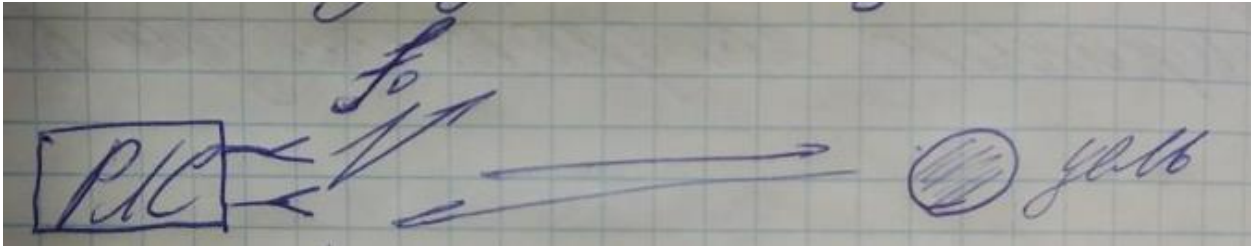
11.7.3 Защита РЛС от пассивных помех

Защита с использованием дипольных отражателей.

Методы селекции движущихся целей:

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

В основном используются когерентные методы. Суть когерентного метода:



Излучаемый сигнал:

$$U_{изл}(t) = U_{изл}(\cos(\omega_0 t + \varphi_0))$$

Принимаемый сигнал:

$$U_{пр}(t) = U_{изл}(\cos((\omega_0 + \omega_\delta)t + \varphi_0))$$

Частота Доплера:

$$\omega_\delta = \omega_0 \cdot \frac{2Vr}{C}$$

Скорость:

$$Vr = \frac{dR}{dt}$$

11.7.4 Когерентный метод непрерывного излучения

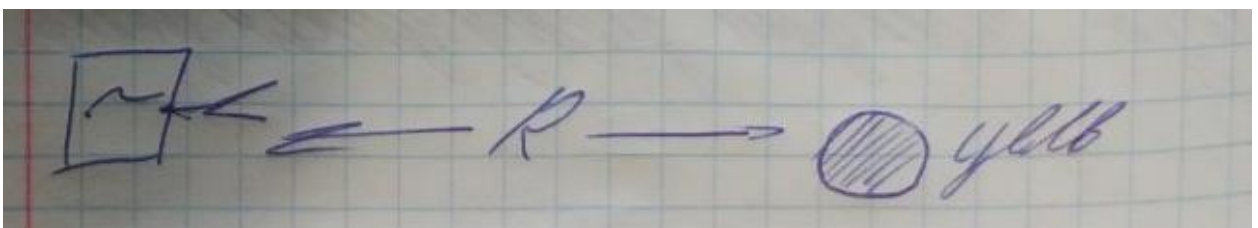


Рисунок - Когерентный метод непрерывного излучения

Появляется Доплеровское смещение:

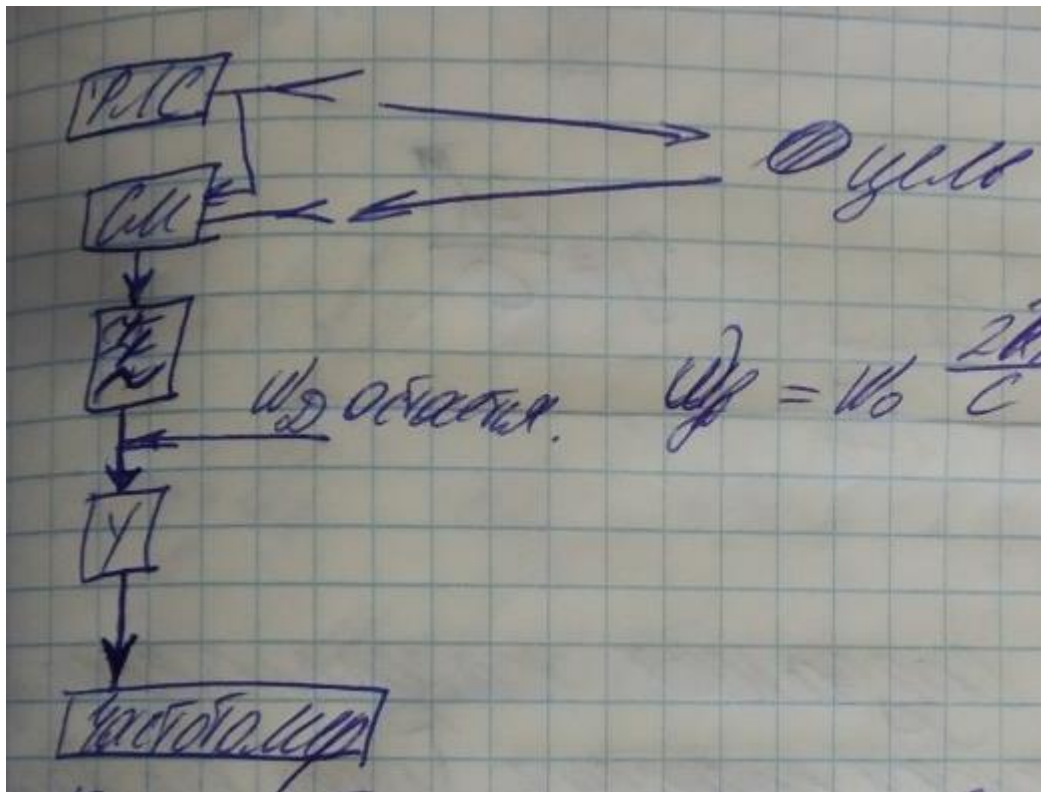


Рисунок – Система подавления пассивной помехи

Излучается сигнал. Принятый сигнал подается 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 комплексе ХОК).

Крупный недостаток: излучение непрерывное, поэтому нельзя измерить дальность, что в наше время очень необходимо.

11.7.5 Когерентно-импульсные локации (импульсная РЛС, в которой поиск).

Дальность до цели находится по задержке.

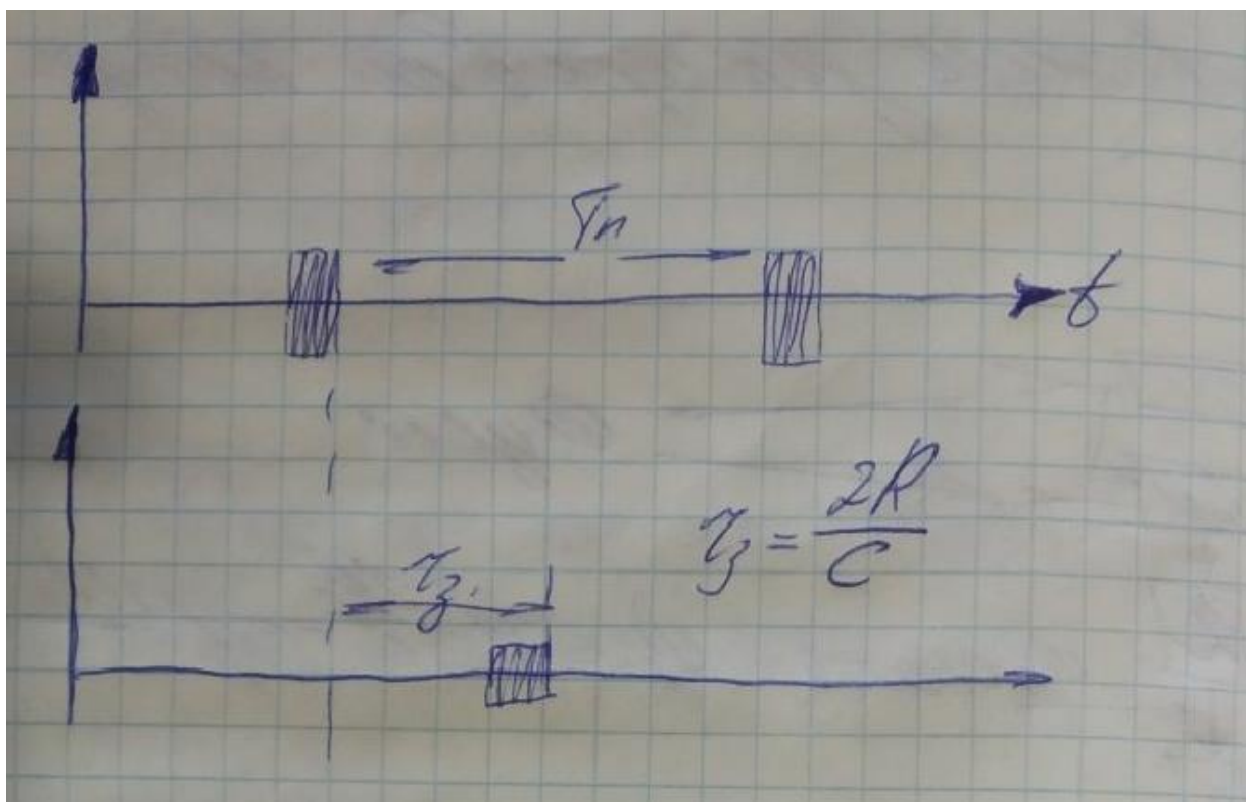


Рисунок – График импульсов и определения дальности до цели по задержке

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

Нужно создать когерентное напряжение, которое будет когерентно на всем периоде повторения.

Методы создания когерентного излучения:

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

11.7.6 Локаторы с внешней когерентностью

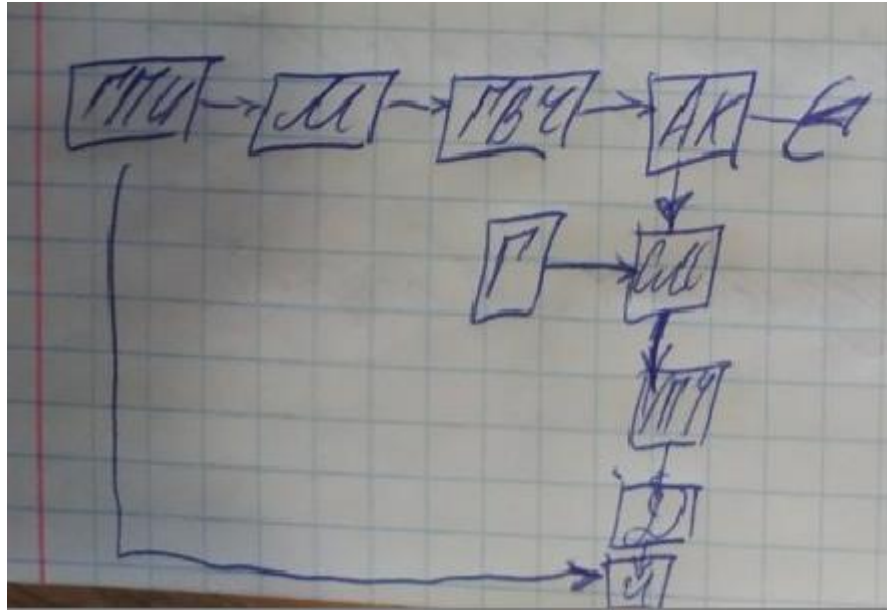


Рисунок - Локатор с внешней когерентностью

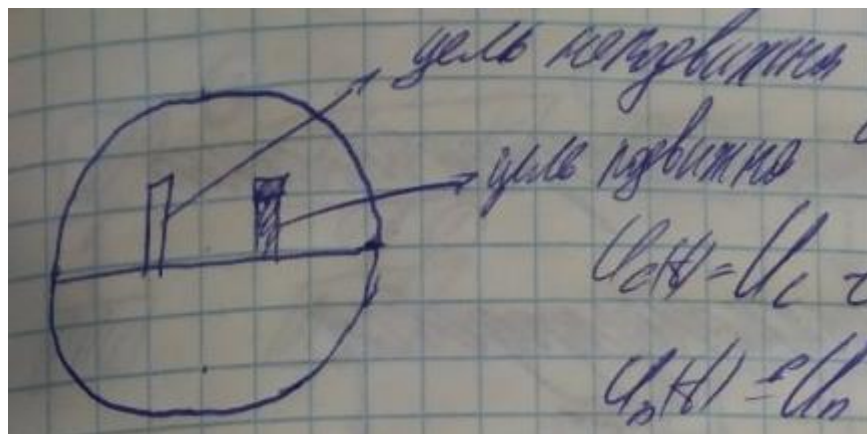


Рисунок – Подвижная и неподвижная цель

Принимаемый сигнал (смесь сигнала и помехи):

$$U_{np}(t) = U_c(t) + U_n(t)$$

Сигнал:

$$U_c(t) = U_c \cdot \cos(\omega_0 t + \omega_d t + \varphi_c)$$

Помеха:

$$U_n(t) = U_n \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_n)$$

$$U_{вых} = K \cdot \sqrt{U_c^2 + U_n^2 + 2U_c U_n \cos(\omega_0 t + \varphi_c - \varphi_n)}$$

При $U_n \gg U_c$:

$$U_{\text{вых.дет}} = U_n \sqrt{1 + \frac{2U_c}{U_n} \cdot \cos(\omega_\delta t + \varphi_c - \varphi_n)}$$

$$U_{\text{вых.дет}} \approx [1 + m \cdot \cos(\omega_\delta t + \varphi_c - \varphi_n)]$$

$$m = \frac{U_c}{U_n} - \text{индекс модуляции}$$

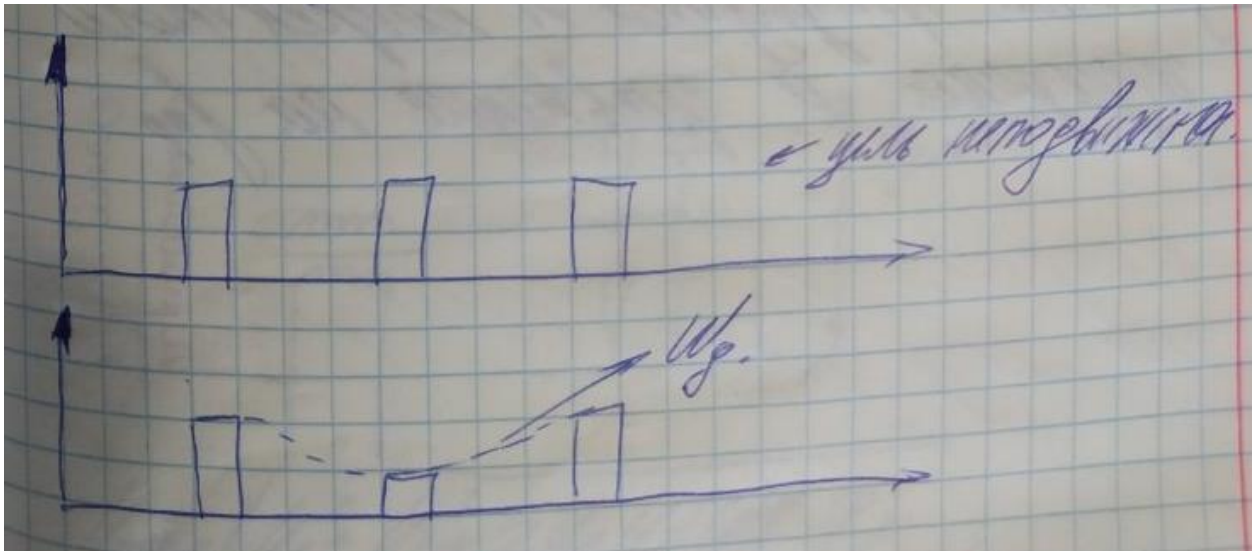


Рисунок – Подвижная и неподвижная цели

Если цель неподвижна, то её амплитуда постоянна (не наблюдается амплитудно-импульсная модуляция), если цель подвижна, то амплитуда будет меняться.

11.7.7 Схемы с внутренней когерентностью

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)

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

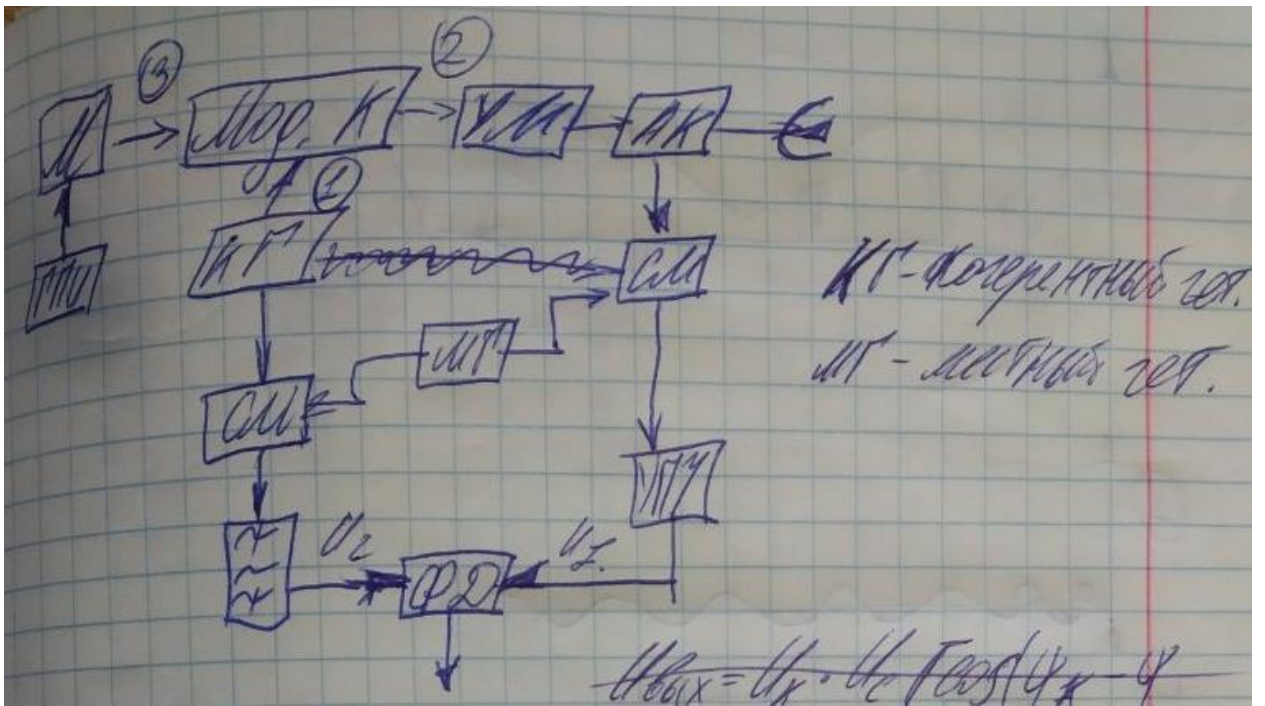


Рисунок – Принципиальная схема радиолокатора

$$U_{вых.дет} = U1 \cdot U2 \cdot \cos(\omega_{\delta}t + \varphi_c - \varphi_n)$$

Лекция (12.12.18)

11.7.8 Вектормерный тип фазового детектора

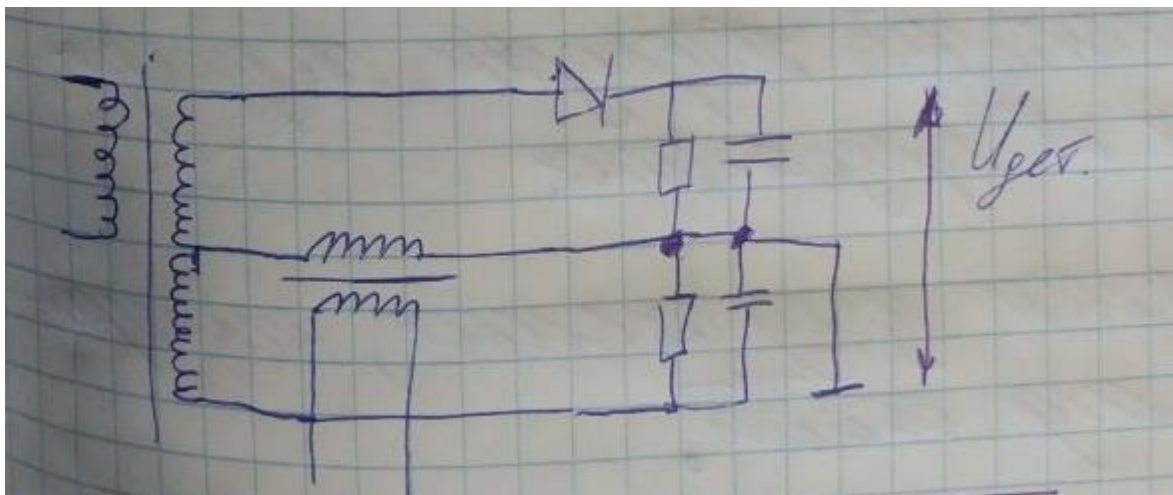


Рисунок - Вектормерный тип ФД

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

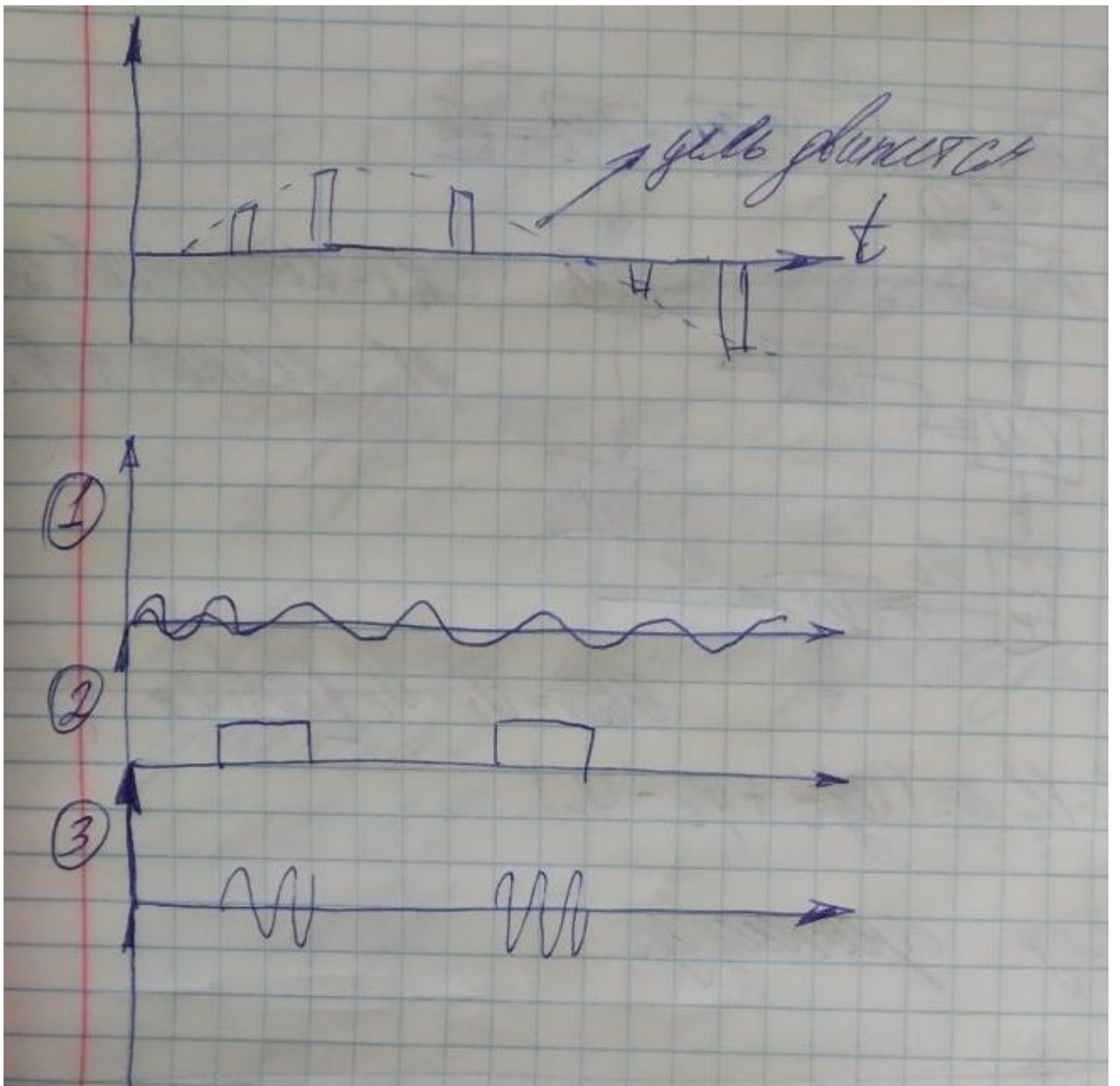


Рисунок – Эпюры напряжений

Когерентный гетеродин синхронизируется от передатчика.

Излучаемые импульсы некогерентные между собой.

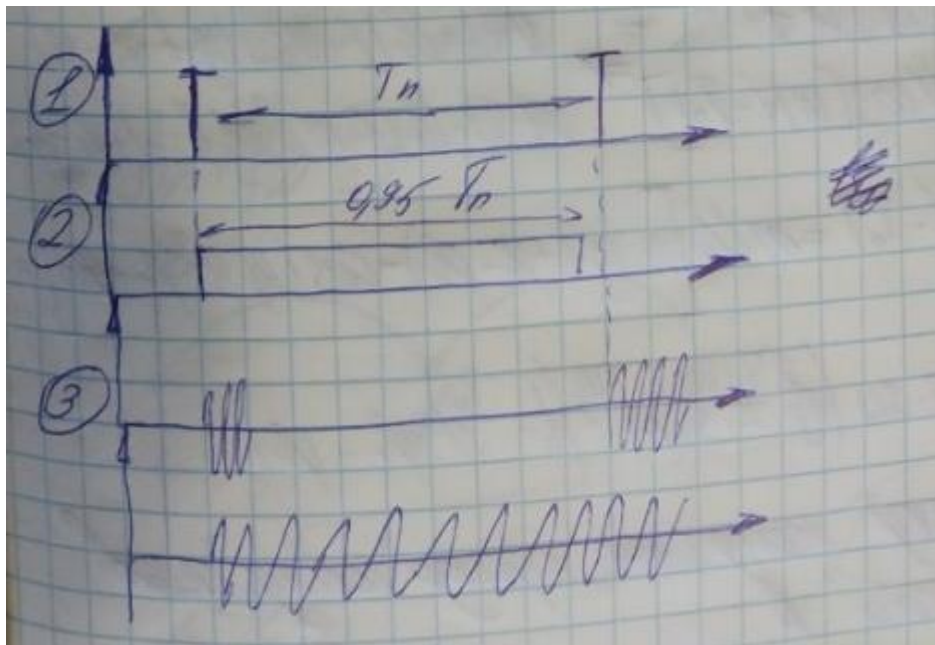
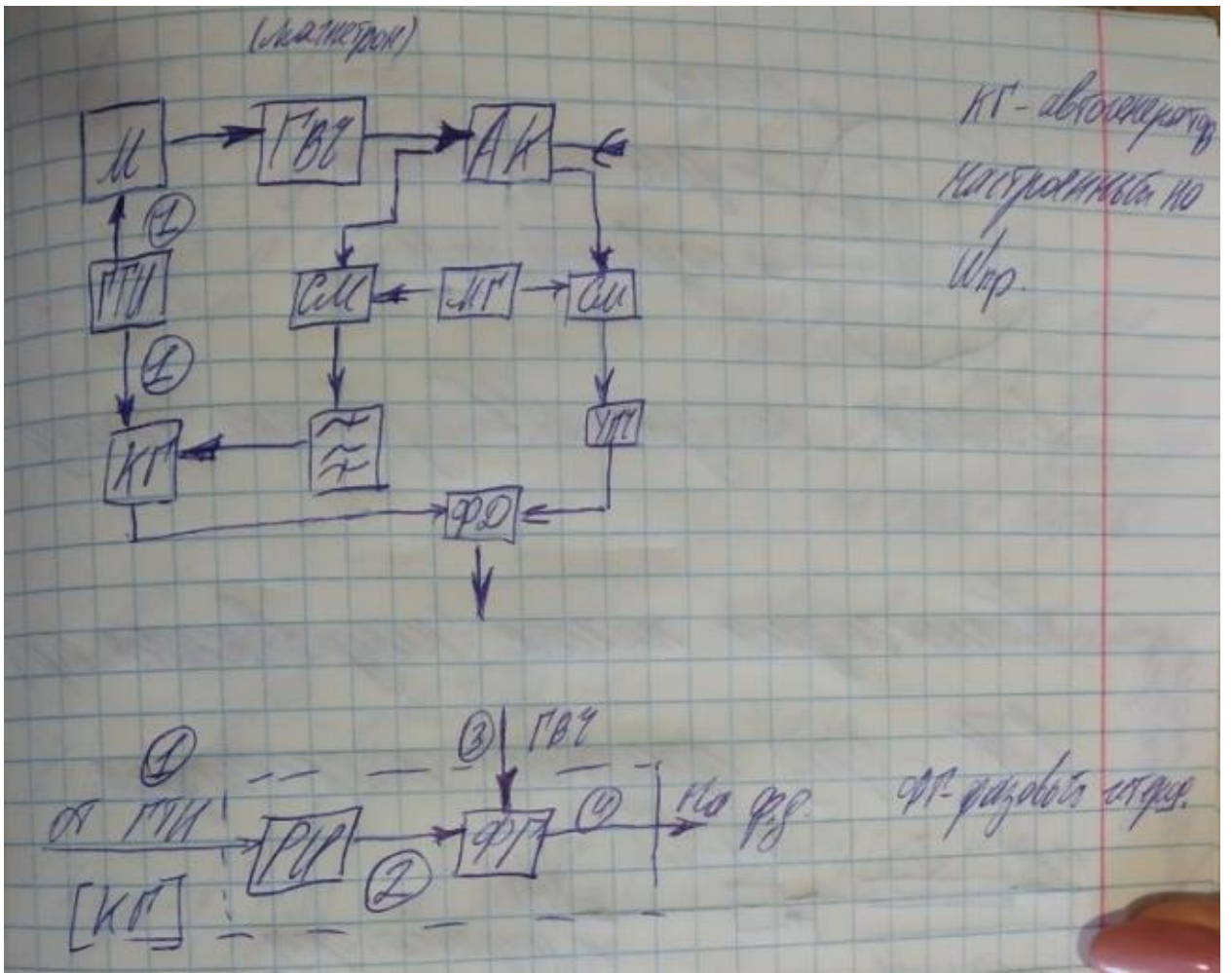
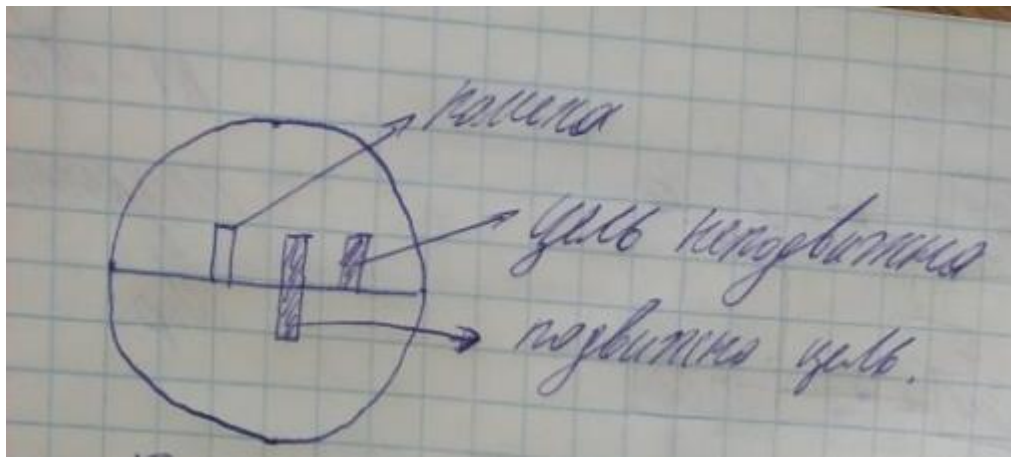


Рисунок – Эпюры напряжений

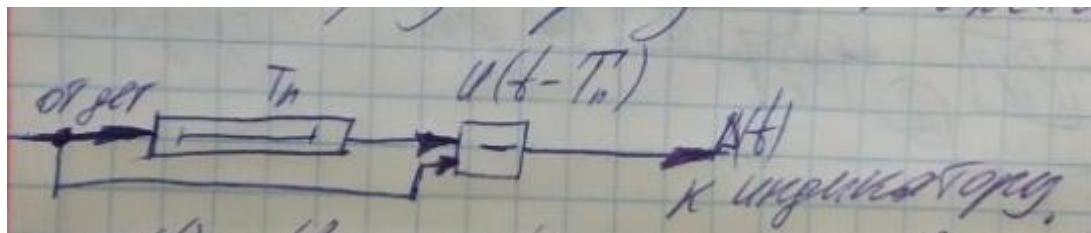


Данные методы не убирают помеху.

Компенсация помех (неподвижных ...)

ЧПК – через периодная компенсация.

Устанавливается после детектора:



$$U(t) = U \cos(\omega \cdot t)$$

$$U(t) = \frac{U_x}{1 + m \cos(\omega_d \cdot t + \varphi_c - \varphi_n)}$$

$$U(t - T_n) = U \cos(\omega \cdot (t - T_n))$$

$$U(t - T_n) = \frac{U_x}{1 + m \cos(\omega_d (t - T_n) + \varphi_c - \varphi_n)}$$

$$\begin{aligned} U(t) - U(t - T_n) &= m \cdot U_x \cdot [\cos(\omega_d \cdot t + \varphi_c - \varphi_n) - \cos(\omega_d \cdot (t - T_n) + \varphi_c - \varphi_n)] = \\ &= m \cdot U_x \cdot 2 \sin(\omega_d \cdot \frac{T_n}{2}) \cdot \sin(\omega_d \cdot (t - \frac{T_n}{2}) + \varphi_c + \varphi_n) \end{aligned}$$

По факту получаем период импульсов с переменной А.

$$A=0; \omega_d = 0;$$

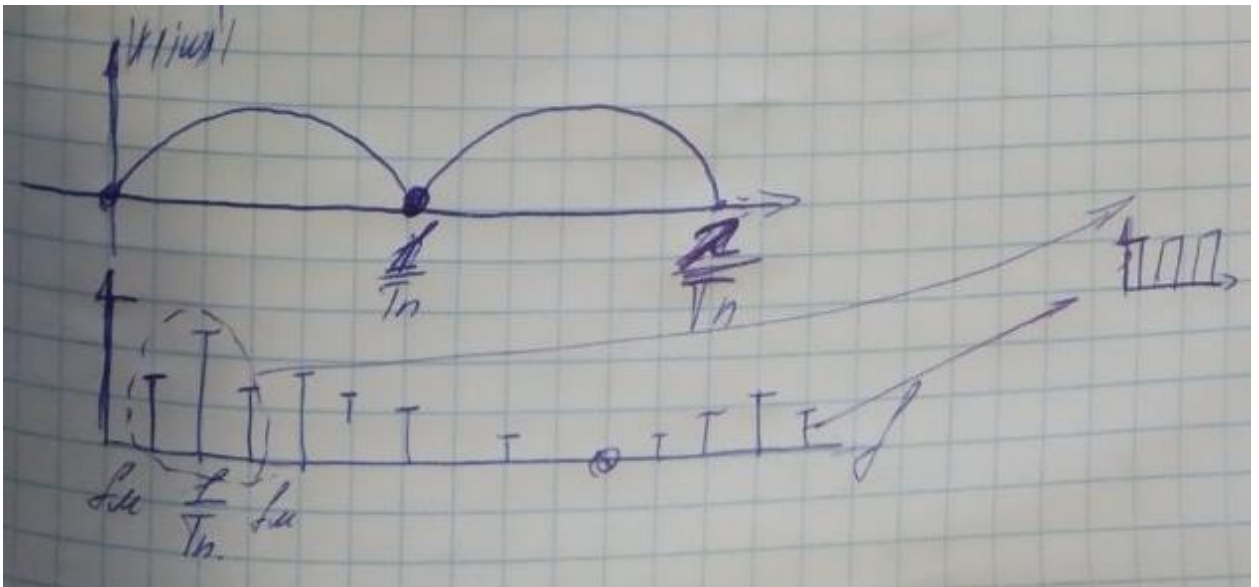
$$f_d = \frac{n}{T_n} \rightarrow f_d = f_0 \frac{2V_R}{c} = \frac{2V_R}{\lambda}$$

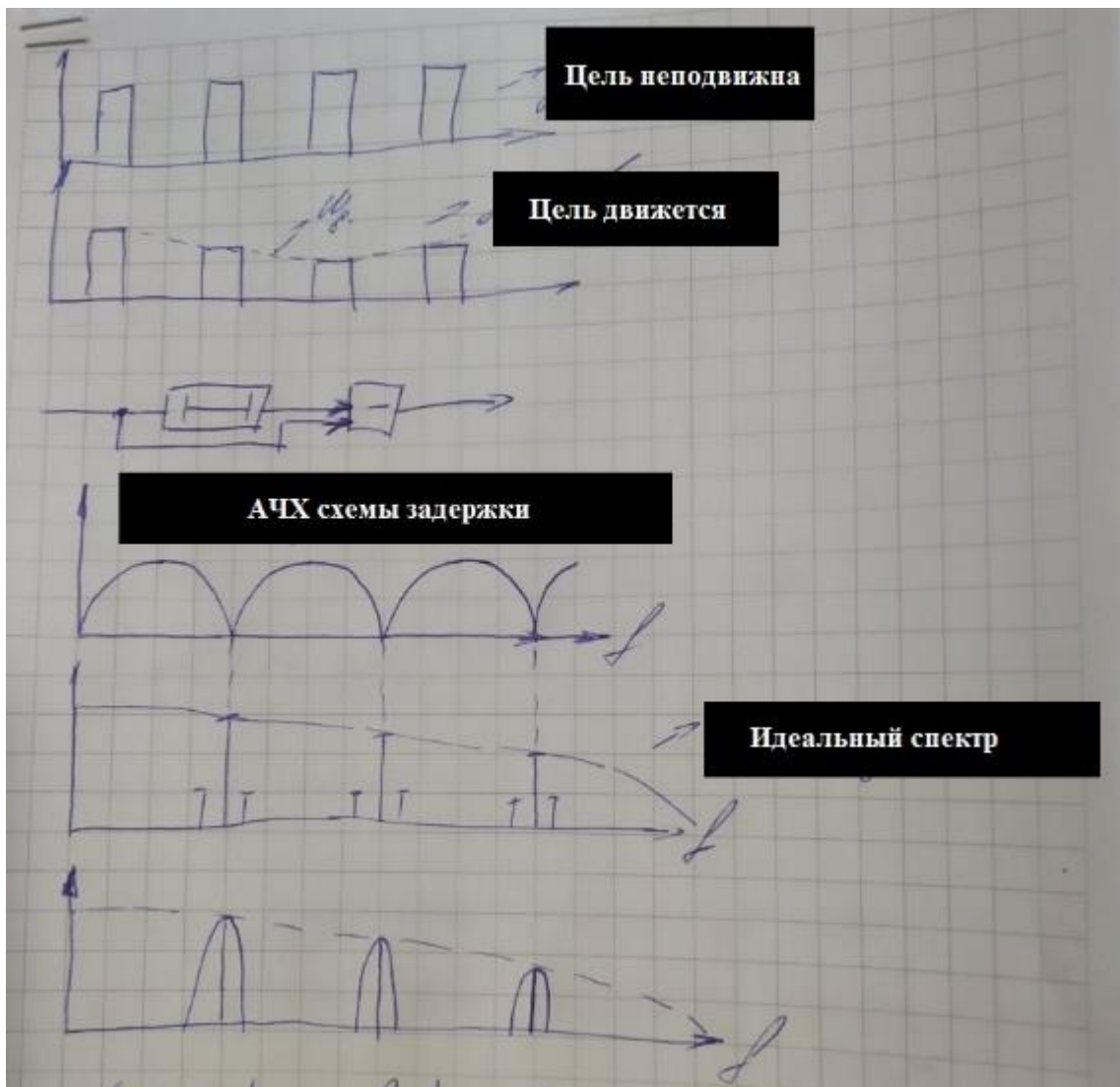
За период следования цель пролетает половину длины волны. Фаза однозначно меняется на 2π . Цель не видна, если $V_R = \frac{n \cdot \lambda}{2 \cdot T_n}$.

Рассмотрим работу ЧПК в частотной области:

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

$$\begin{aligned} K(j\omega) \cdot K^*(j\omega) &= |K(j\omega)|^2 = (1 - e^{j\omega T_n}) \cdot (1 - e^{-j\omega T_n}) = \\ &= 1 - e^{j\omega T_n} - e^{-j\omega T_n} + e^{-j\omega T_n + j\omega T_n} = 2(1 - \cos \omega T_n) = \\ &= 4 \sin^2\left(\omega \frac{T_n}{2}\right) \end{aligned}$$





АЧХ схемы задержки:

$$K(j\omega) = |\sin \pi f_0 f|$$

Чтобы убрать ставят фильтр 2-ого порядка.



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

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

Таким образом:

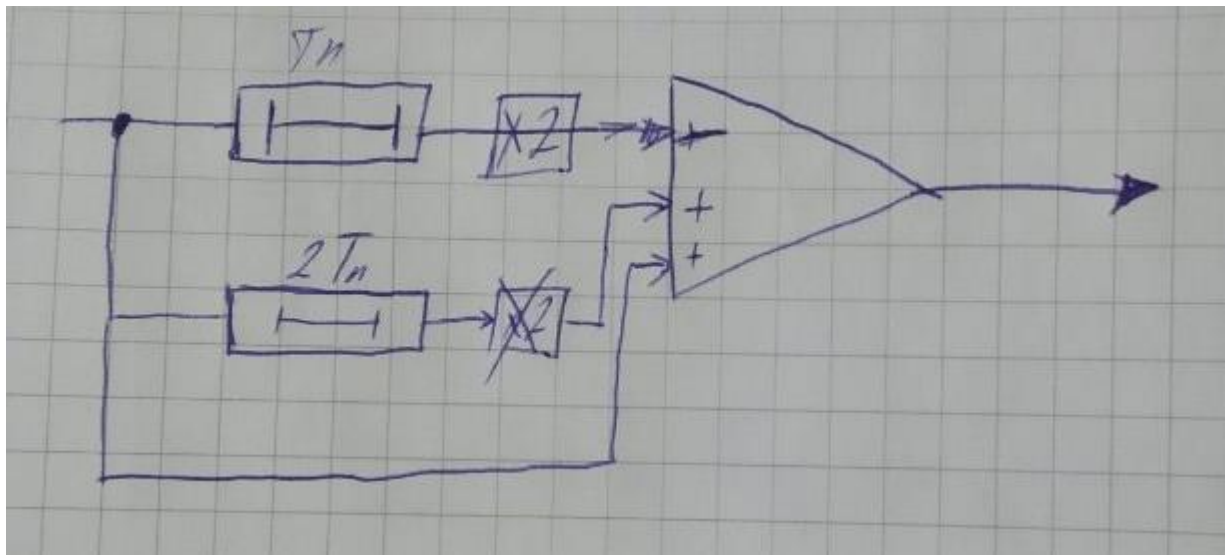
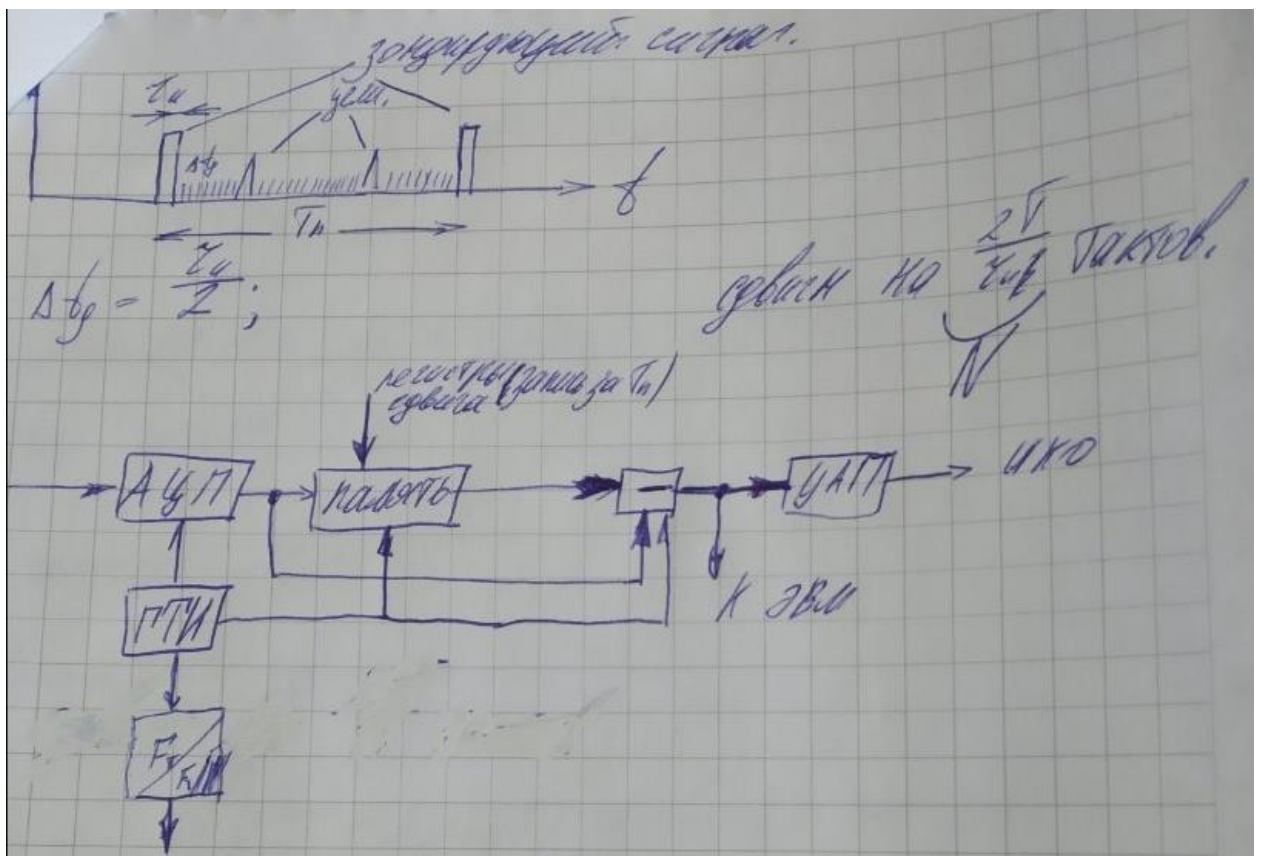
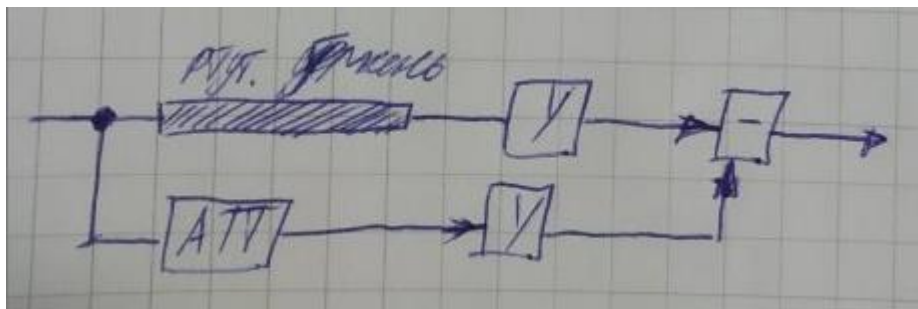


Схема задержки строится на УЗВ (ртутный стержень). Очень высокое ослабление: до 80 дБ.



$$n = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\min}} = \frac{U_{\max} - \sigma_{ш}}{\sigma_{ш}} \approx \frac{U_{\max}}{\sigma_{ш}} \leq \lambda^{\Gamma}$$

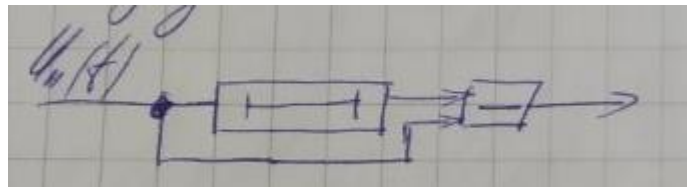
$$\Gamma = \log_2 \frac{U_{\max}}{\sigma_{ш}}$$

$B = \Gamma \cdot N$ - объем памяти

Эффективность когерентно-импульсных систем

Считается, что эффективность можно оценить через схему ЧПК.

Зададим $U_n(t)$



Коэффициент подавления:

$$K_n = \frac{P_{пвх}}{P_{пвых}}$$

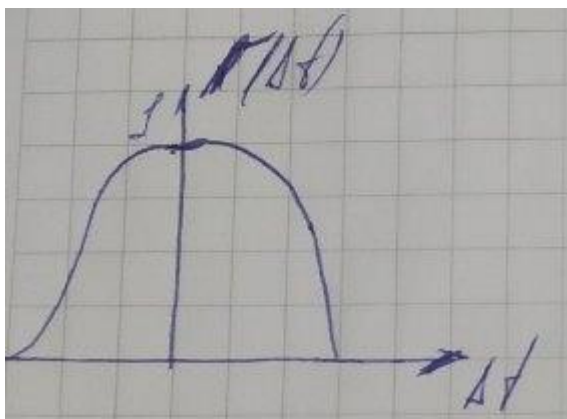
Коэффициент улучшения отношения сигнал/шум, коэффициент помеховой видимости:

$$K_n = \left(\frac{P_c}{P_n}\right)_{вых} / \left(\frac{P_c}{P_n}\right)_{вх} = \frac{q_{вых}}{q_{вх}}$$

Помеха может быть описана корреляционной функцией:

$$R(\tau) = \sigma_{ш}^2 \cdot \Gamma(\tau)$$

$$\sigma_{ш}^2 = P_{пвх}$$



$$U(t) = U_n(t) - U_n(t - T_n)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{вблх}}^2 = P_{\text{нблх}} &= m \left\{ [U_n(t) - U_n(t - T_n)]^2 \right\} = 2(1 - \Gamma / T_n) \sigma_{\text{ш}}^2 = \\ &= \sigma_{\text{нвх}}^2 \cdot 2[1 - \Gamma / T_n] \end{aligned}$$

$$K_n = \frac{\sigma_{\text{нвх}}^2}{\sigma_{\text{нвх}}^2 \cdot 2 \cdot (1 - \Gamma / T_n)} = \frac{1}{2 \cdot (1 - \Gamma / T_n)}$$

Если длительность импульса много больше периода повторения:

$$\Gamma(T_n) = 1 ; K_n \rightarrow \infty$$

Если длительность импульса много меньше периода повторения:

$$\Gamma(T_n) = 0 ; K_n \rightarrow \frac{1}{2}$$

11.7.9 Защита РЛС от активных помех

Оценивается качество выполнения РЛС целевых задач:

1. Выполнение селекции: Цель/помеха

А) По пространству

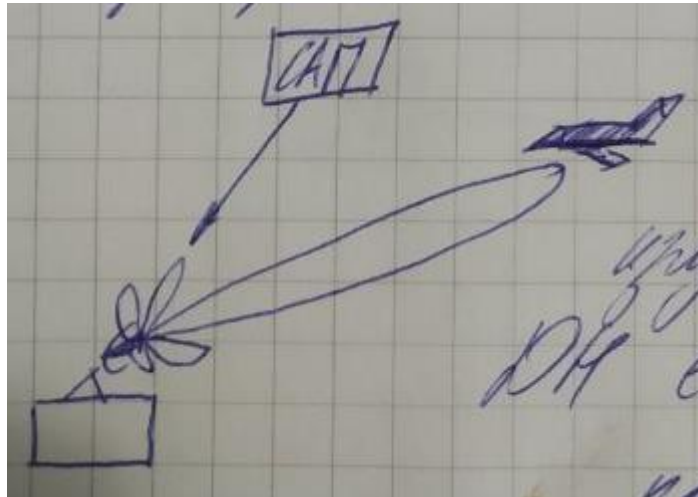
Б) По частоте

В) По поляризации

Г) По амплитуде

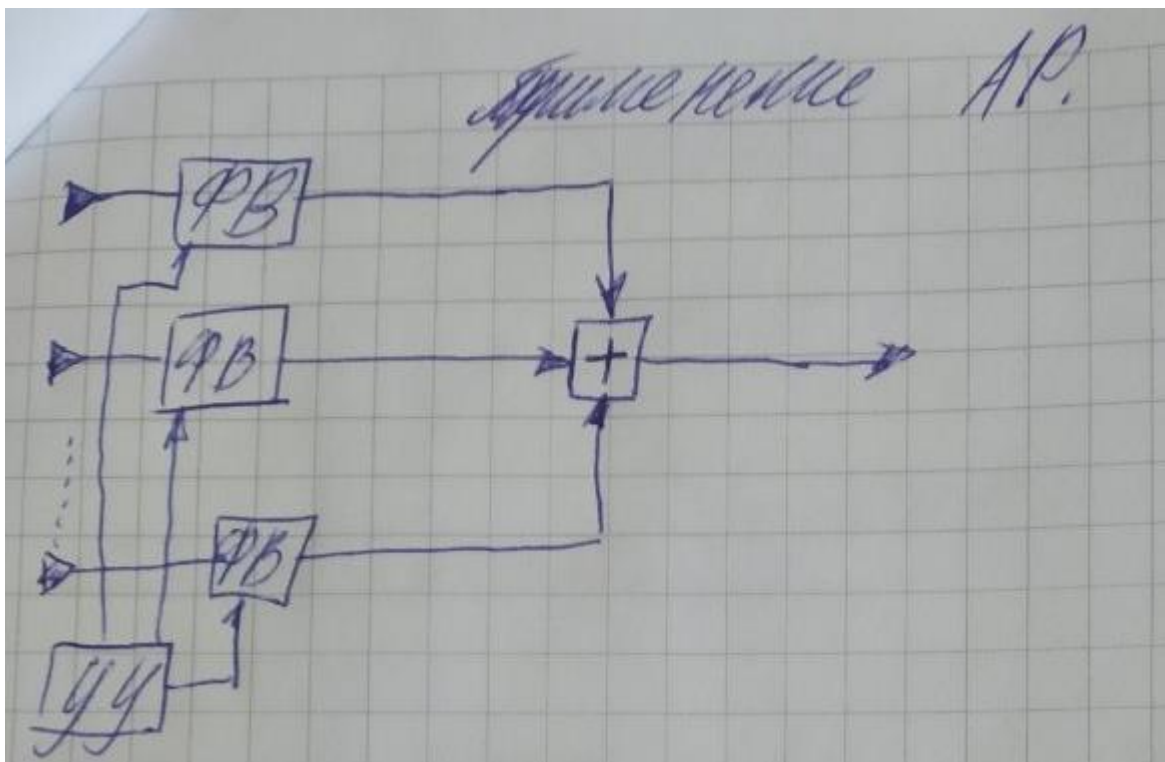
Д) По времени

Пространственная селекция:



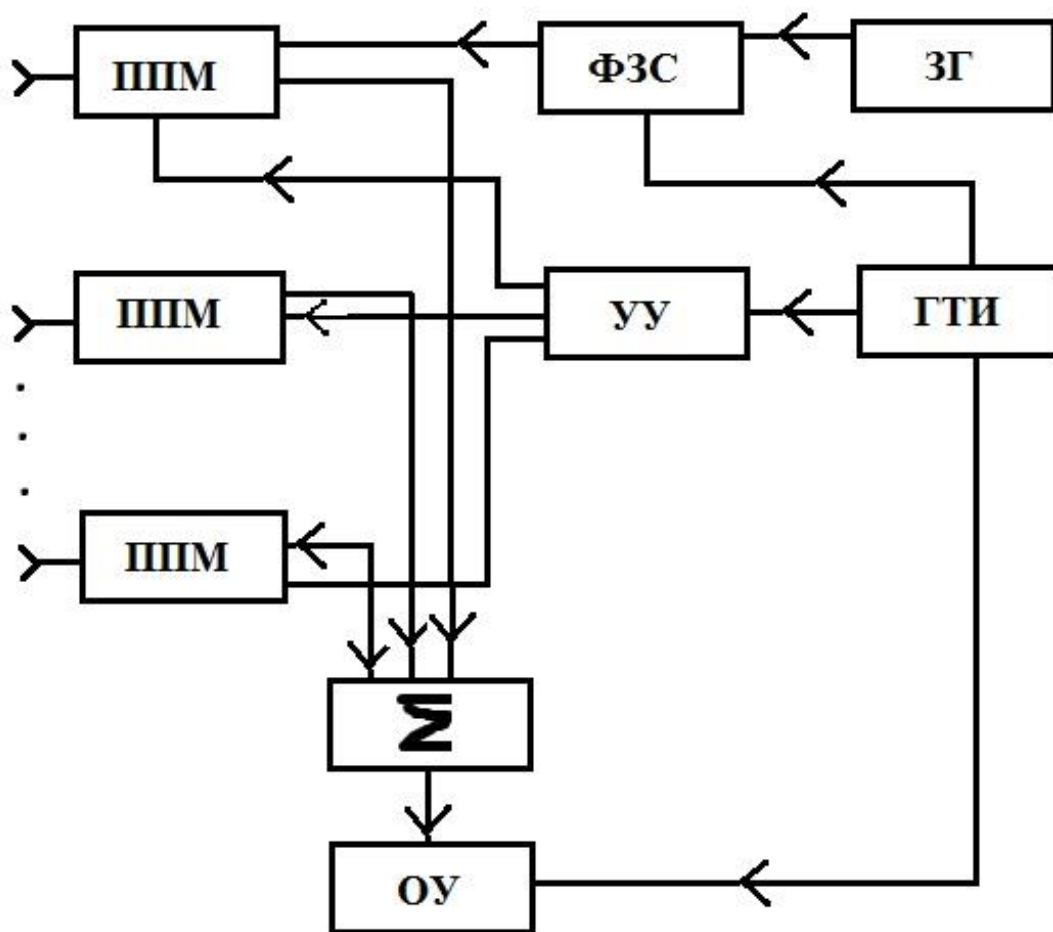
Подавление излучения САП, зная, что диаграмма направленности есть ПФ от поля в раскрыве.

Применение антенной решетки

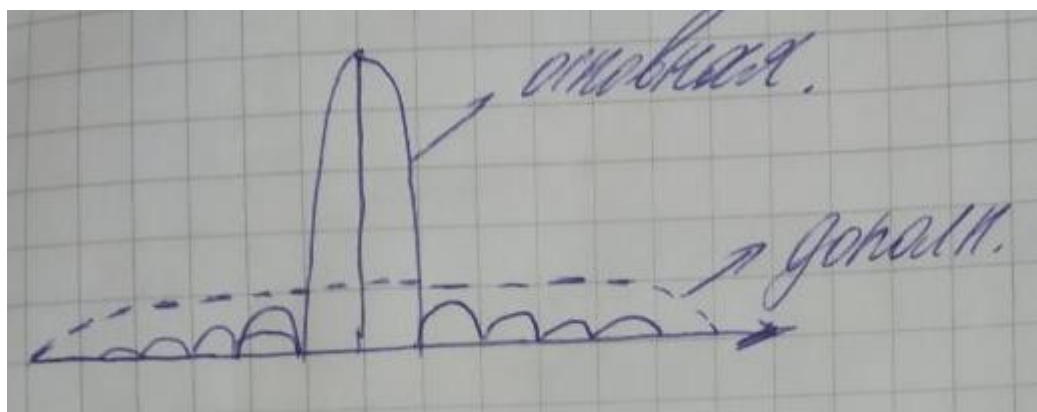


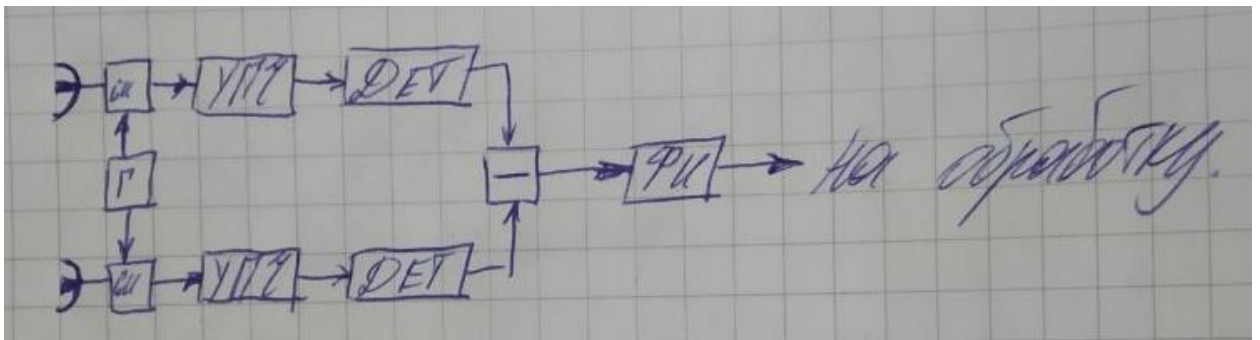
АФАР – активная фазированная антенная решетка

ФЗС – фазозадающая схема

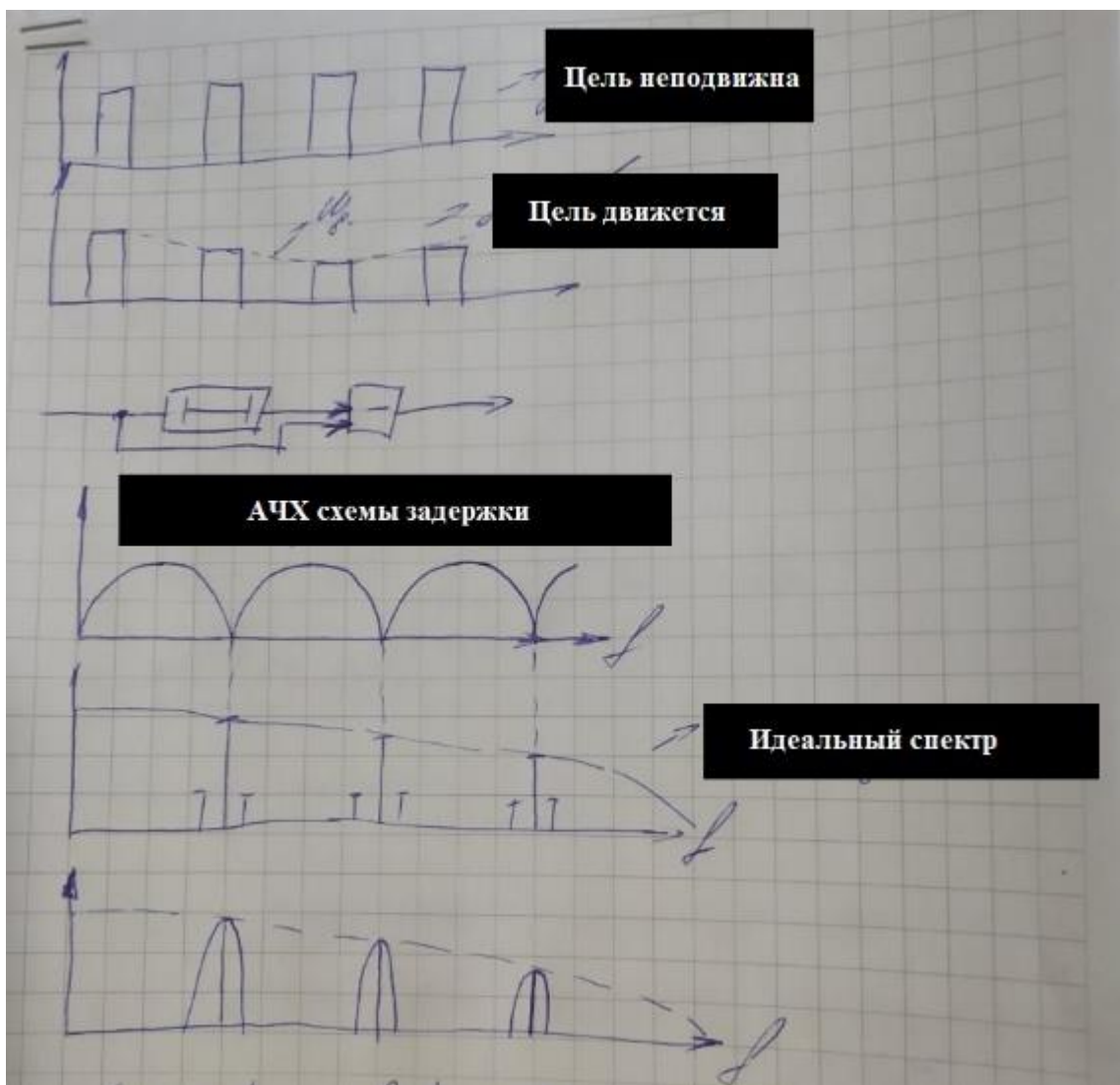


В случае зеркальной антенны:





Лекция (19.12.18)



АЧХ схемы задержки:

$$K(j\omega) = |\sin \pi f_0 f|$$

Чтобы убрать ставят фильтр 2-ого порядка.



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

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

Таким образом:

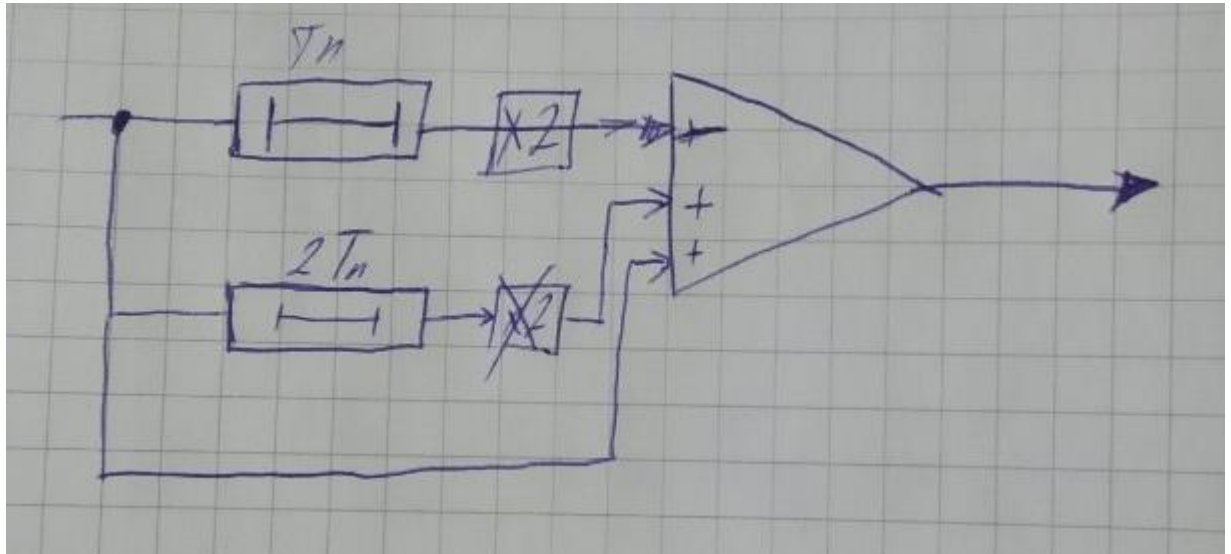
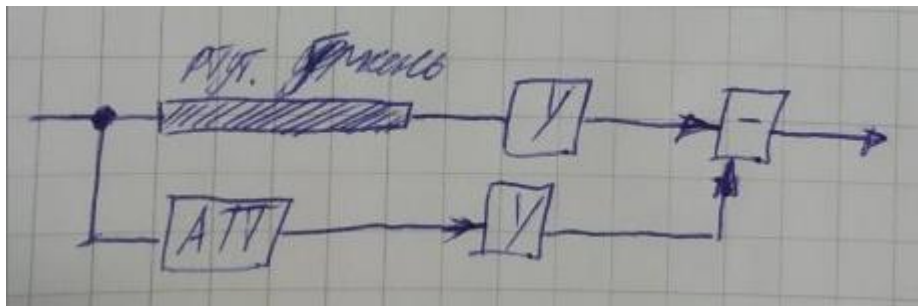
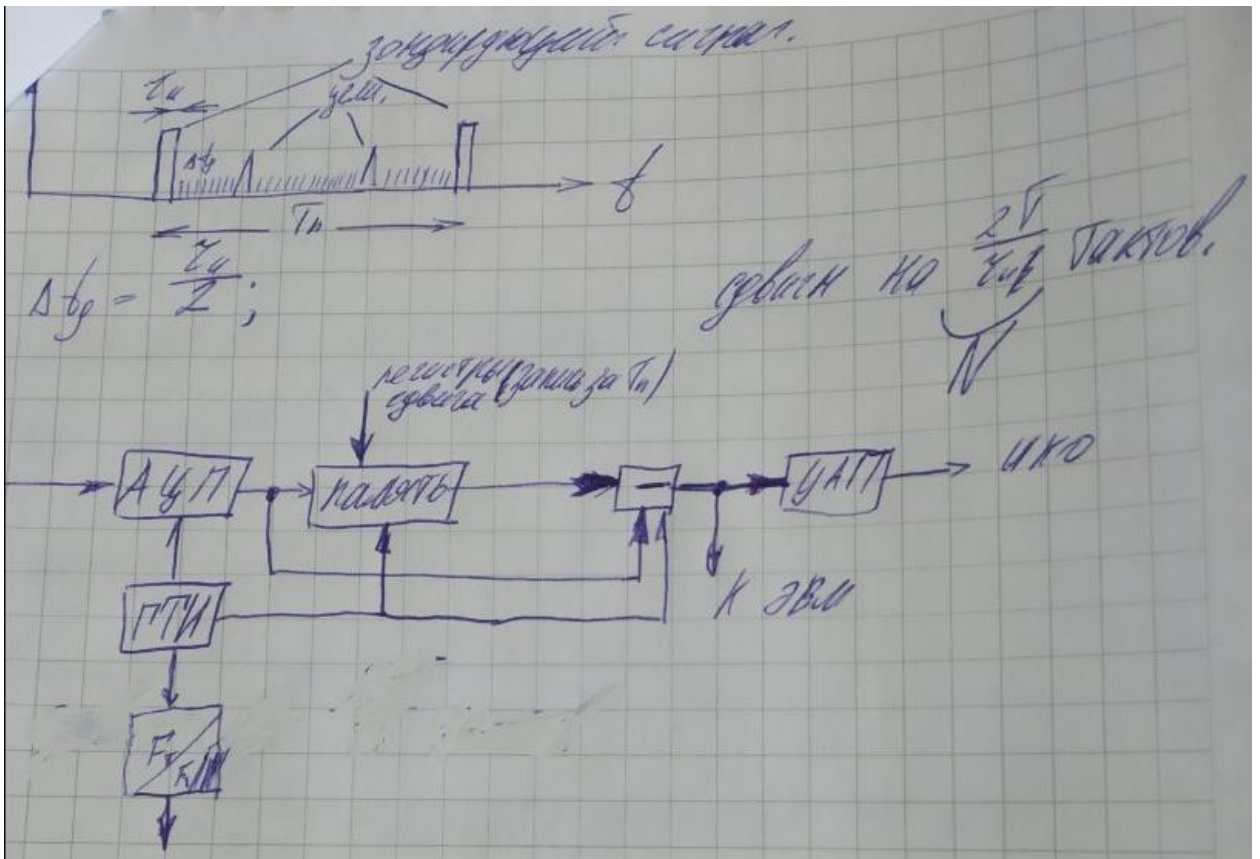


Схема задержки строится на УЗВ (ртутный стержень). Очень высокое ослабление: до 80 дБ.





$$n = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\min}} = \frac{U_{\max} - \sigma_{ш}}{\sigma_{ш}} \approx \frac{U_{\max}}{\sigma_{ш}} \leq \lambda^{\Gamma}$$

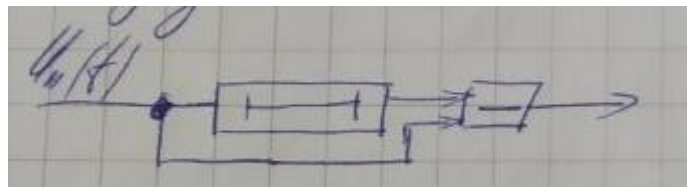
$$\Gamma = \log_2 \frac{U_{\max}}{\sigma_{ш}}$$

$$B = \Gamma \cdot N - \text{объем памяти}$$

Эффективность когерентно-импульсных систем

Считается, что эффективность можно оценить через схему ЧПК.

Зададим $U_n(t)$



Коэффициент подавления:

$$K_n = \frac{P_{\text{пех}}}{P_{\text{пвых}}}$$

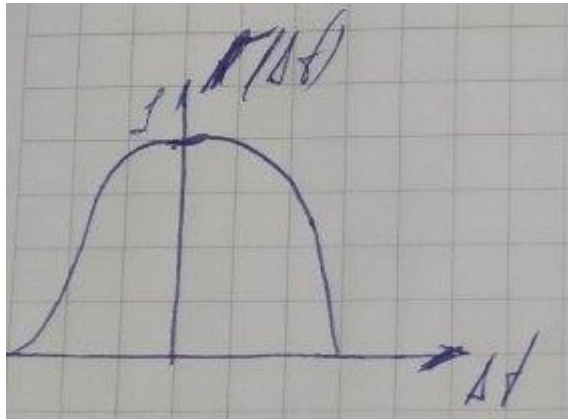
Коэффициент улучшения отношения сигнал/шум, коэффициент помеховой видимости:

$$K_n = \left(\frac{P_c}{P_n}\right)_{\text{вблх}} / \left(\frac{P_c}{P_n}\right)_{\text{вх}} = \frac{q_{\text{вблх}}}{q_{\text{вх}}}$$

Помеха может быть описана корреляционной функцией:

$$R(\tau) = \sigma_{uu}^2 \cdot \Gamma(\tau)$$

$$\sigma_{uu}^2 = P_{\text{нвх}}$$



$$U(t) = U_n(t) - U_n(t - T_n)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{вблх}}^2 = P_{\text{нвблх}} &= m \left\{ [U_n(t) - U_n(t - T_n)]^2 \right\} = 2(1 - \Gamma / T_n) \sigma_{uu}^2 = \\ &= \sigma_{\text{нвх}}^2 \cdot 2[1 - \Gamma / T_n] \end{aligned}$$

$$K_n = \frac{\sigma_{\text{нвх}}^2}{\sigma_{\text{нвх}}^2 \cdot 2 \cdot (1 - \Gamma / T_n)} = \frac{1}{2 \cdot (1 - \Gamma / T_n)}$$

Если длительность импульса много больше периода повторения:

$$\Gamma(T_n) = 1 ; K_n \rightarrow \infty$$

Если длительность импульса много меньше периода повторения:

$$\Gamma(T_n) = 0 ; K_n \rightarrow \frac{1}{2}$$

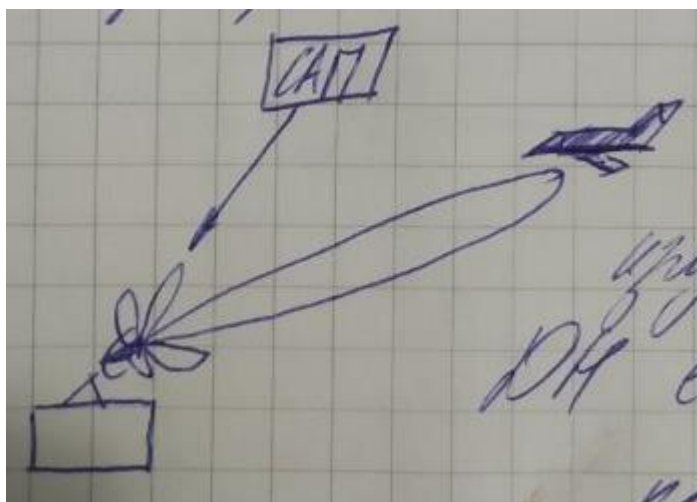
11.7.10 Защита РЛС от активных помех

Оценивается качество выполнения РЛС целевых задач:

2. Выполнение селекции: Цель/помеха

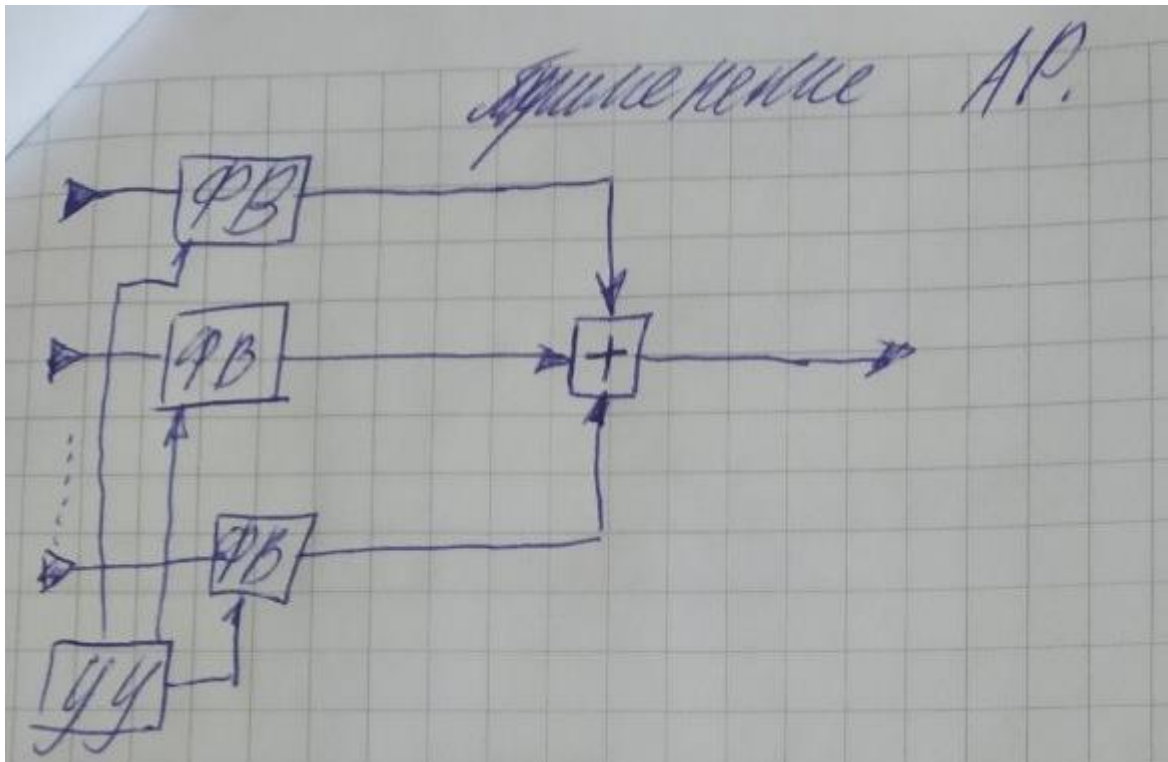
- А) По пространству
- Б) По частоте
- В) По поляризации
- Г) По амплитуде
- Д) По времени

Пространственная селекция:



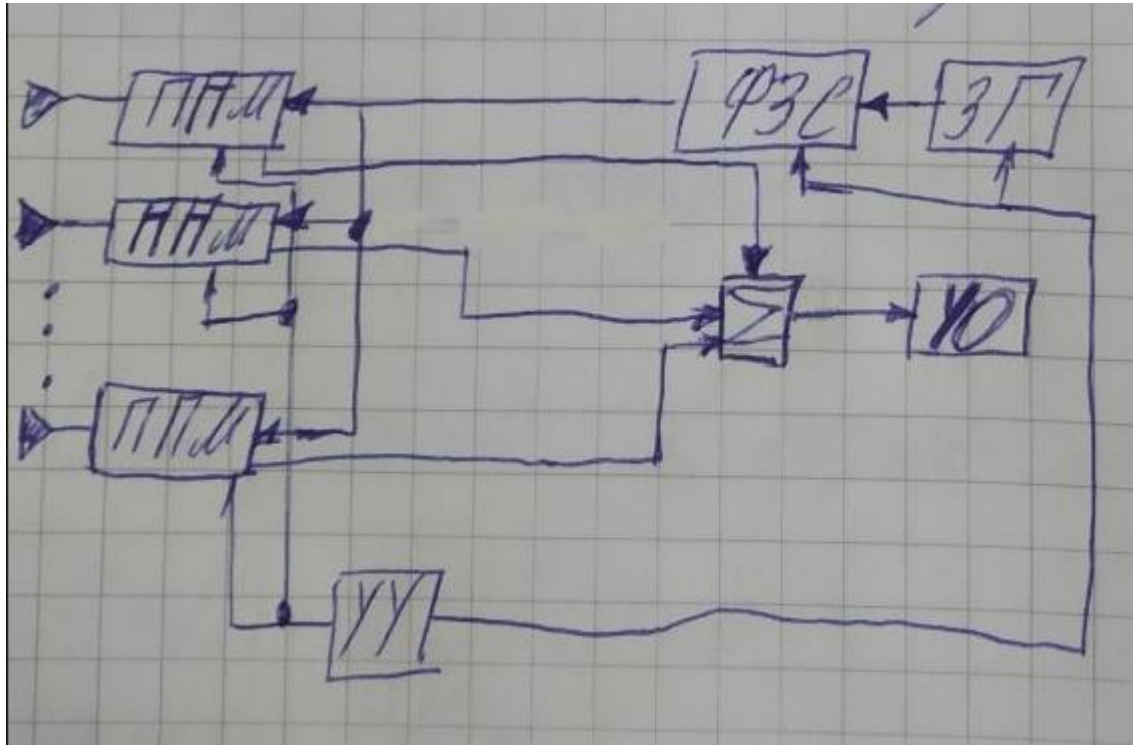
Подавление излучения САП, зная, что диаграмма направленности есть ПФ от поля в раскрыве.

Применение антенной решетки

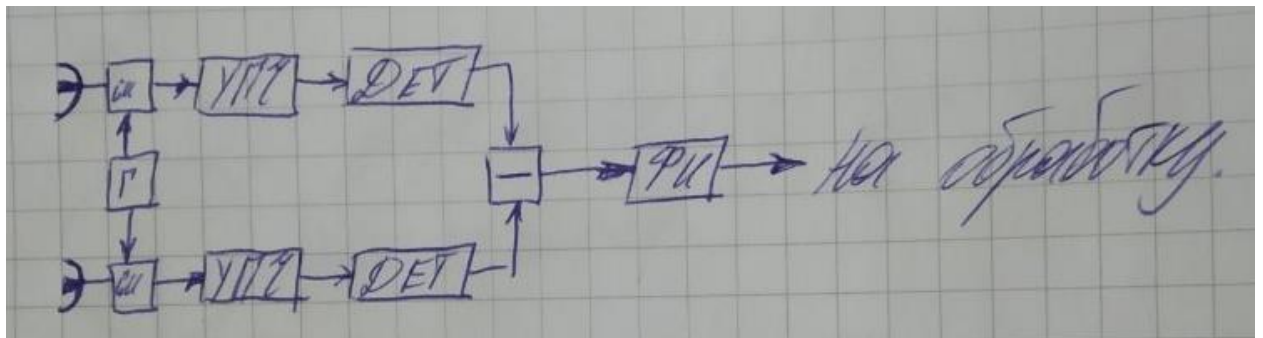
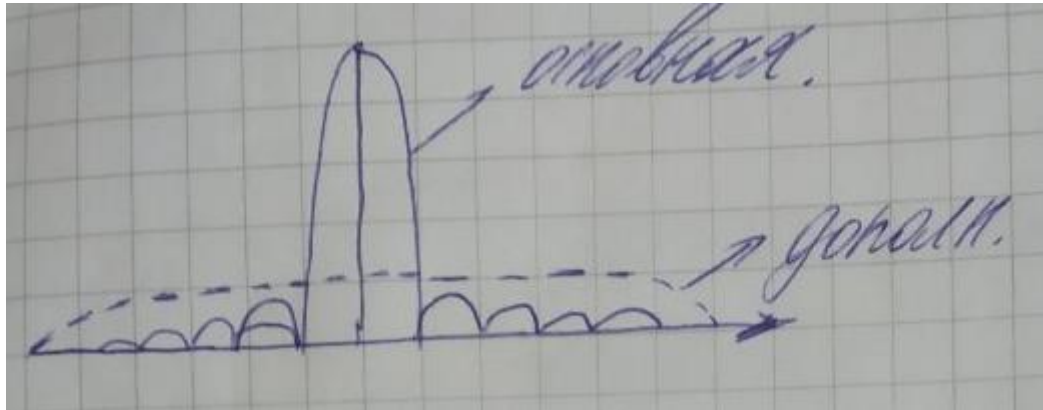


АФАР – активная фазированная антенная решетка

ФЗС – фазозадающая схема



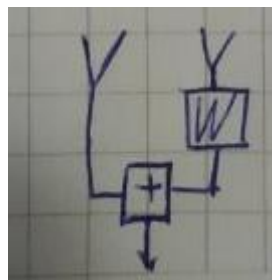
В случае зеркальной антенны:



$F_1(\lambda), F_2(\lambda)$, где λ_n - направление на помеху

$$F_1(\lambda_n) + F_2(\lambda_n) \cdot W(\lambda) = 0$$

$$W(\lambda) = \frac{F_1(\lambda_n)}{F_2(\lambda_n)}$$



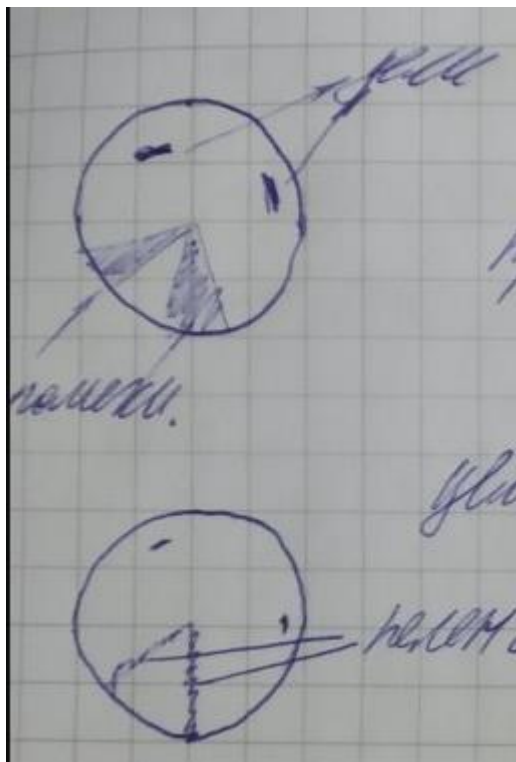
Суммирование происходит на высоких частотах. Следовательно, из-за этого

$F_1(\lambda), F_2(\lambda)$ должны быть близко расположены.

Так как же определить где источники помех?

Анализ и индикация помеховой обстановки.

Уменьшение коэффициента передачи приводит к тому, что цели могут быть не обнаружены (не видны).



Определение координат САП:

Возможны такие варианты:

- 1) Триангуляционный метод
- 2) Корреляционный метод

Защита от поляризационных помех.

Поляризация – ориентация вектора \vec{E} в пространстве.

1. Горизонтальная
2. Вертикальная
3. Эллиптическая (круговая)

Лекция (26.12.18)

12 Пути развития технологий РЭБ

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 будут объединены 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 называется 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 средства радио для проникновения в компьютерные сети для вредоносного воздействия на последние.

3) *Объединения методов и решений РЭБ со средствами систем гос. опознавания.* На данный момент, 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 позволят обходить защиту вооруженных средств для нанесения удара.

4) *Объединения 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 неизбирательное 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 на данный момент 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. Появились РЛС - появились генераторы помех. Появились управляемые помехи – появились станции постановщики помех самонаведению и т.п. В данный момент успехи в создании технических устройств и алгоритмов работы позволяют на основании развединформации, её обобщении могли бы делать выводы о развитии средств РЭБ. Если определены пути развития и закономерности в изменяющемся состоянии РЭБ, то можно прогнозировать развитие будущего.

7) *Развитие элементной базы.*