

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ОДЕСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ЕКОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

_____ Факультет Магістерської та
_____ аспірантської підготовки
_____ Кафедра Автоматизованих систем
_____ моніторингу навколишнього
_____ середовища

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему: Розробка оптимальних вимірювачів координат метеооб'єктів

Виконав студент 2 курсу групи МАГ- 61
спеціальності 103 Науки про Землю
Петровський Олександр Миколайович

Керівник _____ к.т.н. доц. _____
Вельміскін Дмитро Іванович

Консультант _____

Рецензент _____ к. геогр. н. _____
Лужбін Анатолій Михайлович

АНОТАЦІЯ

Представлена робота Петровського Олександра Миколайовича на тему «Розробка оптимальних вимірювачів координат метеооб'єктів»

Метою магістерської роботи – є проведення аналізу проблем з вимірюванням координат метеооб'єктів та розробка нових методів.

Для досягнення зазначеної мети необхідно вирішення наступних завдань:

- показники якості виявлення метеооб'єктів;
- знаходження оптимальної оцінки;
- одноканальні методи кутового вимірювання і автосопроводження без огляду простору;
- кутовий автоматичний супровід при лінійному скануванні;
- помилки вимірювань;
- реальна точність вимірів - дальності та швидкості;
- амплітуда моноімпульсного метода;
- фазовий моноімпульсний метод.

У данній магістерській роботі були розглядані та описані сучасні методи знаходження координат метеооб'єктів, як вони розраховуються, як можливо досягти більш точних результатів.

Магістерська робота містить: 70 с., рис. 24, табл. 0, формул 64, додатки 1, використаних літературних джерел 25.

Ключові слова: радіолокаційні цілі, кутовий супровід, точності вимірювань, пеленгатора, ультразвук.

SUMMARY

The work of Petrovskiy Alexander N. on the theme "Development of optimal metering coordinates of meteobjects" is presented. The purpose of the master's thesis is to carry out an analysis of the problems of measuring meteorological coordinates and develop new methods.

To achieve this goal, need to solve the following tasks:

- indicators of the quality of meteorological detection;
- Finding the best estimate;
- single-channel methods of angular measurement and auto-guidance without space inspection;
- angular automatic support during linear scanning;
- measurement errors;
- real accuracy of measurements - range and speed;
- amplitude of the monopulse method;
- phase monopulse method.

In this master's thesis modern methods of finding the coordinates of meteobjects were considered and described, how they are calculated, how it is possible to achieve more accurate results.

Master's work contains: 70 p., Rice. 24, tab. 0, formulas 64, appendix 1, used literary sources 25.

Keywords: radar targets, angular support, accuracy of measurements, direction finder, ultrasound.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	7
1 ОСОБЛИВОСТІ ВИМІРЮВАННЯ КУТОВИХ КООРДИНАТ.....	10
1.1 Радіолокаційні цілі і формування відбитих сигналів.....	11
1.2 Показники якості виявлення метеооб'єктів.....	15
1.3 Одноканальні методи вимірювання куткових координат при огляді простору.....	19
1.3.1 Знаходження оптимальної оцінки.....	19
1.3.2 Практичні методи знаходження оцінки.....	25
1.4 Одноканальні методи кутового вимірювання і автосопроводження без огляду простору.....	29
1.5 Кутівий автоматичний супровід при лінійному скануванні.....	32
2 БАГАТОКАНАЛЬНІ МЕТОДИ ВИМІРЮВАННЯ КУТОВИХ КООРДИНАТ.....	35
2.1 Амплітуда моноімпульсного метода.....	35
2.2 Фазовий моноімпульсний метод.....	41
3 ТОЧНІСТЬ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ВИМІРЮВАНЬ.....	44
3.1 Помилки вимірювань.....	44
3.2 Потенційні точності вимірювань.....	45
4 РЕАЛЬНІ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАНЬ.....	53
4.1 Реальна точність вимірів - дальності та швидкості.....	53
4.2 Реальна точність вимірювання куткових координат.....	57
5 ЕТАПИ ОБРОБКИ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ ІНФОРМАЦІЇ.....	60
ВИСНОВКИ.....	62

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ.....	63
Додаток А.Графічна частина магістерської роботи.....	65

ВСТУП

Радіолокація - область науки і техніки, яка об'єднує методи і засоби локації (виявлення і вимірювання координат) і визначення властивостей різних об'єктів за допомогою радіохвиль. Близьким по сенсу терміном є радіонавігація, проте в радіонавігації активнішу роль відіграє об'єкт, координати якого вимірюються, найчастіше - це визначення власних координат. Основне технічне пристосування радіолокації - радіолокаційна станція (РЛС, англ. Radar).

Розрізняють активну, напів-активну, активну з пасивним відповіддю і пасивну радіолокацію. Радіолокатори розрізняються по використовуваному діапазону радіохвиль, по типу зондуючого сигналу, числу застосовуваних каналів, числу і виду вимірюваних координат, місця установки РЛС.

Радіолокація - область науки і техніки, яка об'єднує методи і засоби локації (виявлення і вимірювання координат) і визначення властивостей різних об'єктів за допомогою радіохвиль. Близьким і частково перекриваються терміном є радіонавігація, проте в радіонавігації активнішу роль відіграє об'єкт, координати якого вимірюються, найчастіше це визначення власних координат. Основне технічне пристосування радіолокації - радіолокаційна станція (РЛС, англ. Radar).

Розрізняють активну, напів-активну, активну з пасивним відповіддю і пасивну радіолокацію. Радіолокатори розрізняються по використовуваному діапазону радіохвиль, з вигляду зондуючого сигналу, числу застосовуваних каналів, числу і виду вимірюваних координат, місця установки РЛС.

Виділяють два види радіолокації:

Пасивна радіолокація - заснована на прийомі власного випромінювання об'єкта.

При активній радіолокації радар випромінює свій власний зондує сигнал і приймає його відбитим від цілі. Залежно від параметрів прийнятого сигналу визначаються характеристики цілі.

Активна радіолокація буває двох видів:

З активною відповіддю - на об'єкті передбачається наявність радіопередавача (відповідача), який випромінює радіохвилі у відповідь на прийнятий сигнал. Активна відповідь застосовується для впізнання об'єктів (свій-чужий), дистанційного керування, а також для отримання від них додаткової інформації (наприклад, кількість палива, тип об'єкта і т. д.).

З пасивною відповіддю - сигнал відбивається від об'єкта і сприймається в пункті прийому як у відповідь.

Найважливішим завданням радіолокаційних станцій (РЛС) є визначення місця розташування виявленого об'єкту, тобто вимірювання його координат. Всі відомості про об'єкти, одержувані засобами радіолокації є радіолокаційною інформацією (РЛЗ)[1].

Процес отримання радіолокаційної інформації, у багатьох випадках єдиний, поділяють на кілька етапів

Одним з етапів отримання радіолокаційної інформації є вимір координат і параметрів руху об'єктів, вимірювання координат і параметрів руху об'єктів проводиться пості їх виявлення з мінімальними помилками.

У метеорології системи вимірювання використовуються при активних впливах і радіофізичних методи зондування. Швидкості метеооб'єктів досить малі (до 300 м / с).

Вимірювач вважається оптимальним, якщо він виконує таку обробку сигналу, при якій виходить оцінка вимірюваного параметра з точки зору певного критерію.

В метеорологічних радіолокаційних станціях (МРЛ-2, МРЛ-5) вимірювання координат метеооб'єкта (дальність, азимут, кут місця) здійснюється оператором. Аналогічні координати вимірюються і в системах радіозондування.

Основним недоліком даних систем є низька точність вимірювання координат, тобто виникнення похибок. За місцем виникнення похибки визначення координати цілі діляться на зовнішні і апаратурні. Зовнішні обумовлені нестабільністю умов поширення радіохвиль, зокрема рефракцією тому, що електромагнітні хвилі поширюються в неоднорідному середовищі тропосфері, і розкидом положення деякого уявного центру відображення. Апаратурні похибки поділяються, в свою чергу, на похибки, викликані флуктуаціями відбитого сигналу, внутрішніми шумами або іншими зовнішніми перешкодами, і похибки, обумовлені недосконалістю засобів вимірювання, - інструментальні похибки (помилки зчитування, калібрування, градирування і т.д.) Тому питання підвищення точності стають актуальними.

З ланцюгом часткового зменшення похибок вимірювань в курсовому проекті пропонується розробити автоматичну систему, що стежить за вимірюванням координат.

1 ОСОБЛИВОСТІ ВИМІРЮВАННЯ КУТОВИХ КООРДИНАТ

Основною особливістю вимірювання кутової координати Θ (азимута, кута місця) є те, що залежність від кута Θ модуля кореляційного інтеграла $Z(\Theta / y)$ формується на апертурі прийомної антени, тобто визначається її діаграмою спрямованості і законом огляду простору. Отже, обчислення залежності $Z(\Theta / y)$ і подальше визначення її максимуму в загальному випадку передбачає виконання спільної антени (просторової) і тимчасової обробки. У більшості практичних випадків допускається поділ обробки на просторову і тимчасову.

В широкому розумінні просторовими характеристиками сигналу є дві кутові координати, що визначають напрямок його приходу, і два параметра, що описують його поляризацію. Поляризаційні параметри практично не впливають на визначення координат цілі. Тому просторова обробка при вимірюванні координат цілі обмежується урахуванням залежності сигналу тільки від куткових координат. Питання антенної (кутової) обробки в принципі можуть будуватися на розглянутій вже тимчасової (внутрішньо-приймальній) обробці, оскільки між ними існує цілком певна еквівалентність. Зокрема, при кутовій обробці можна ввести в розгляд просторові функції неузгодженості, які тісно пов'язані з діаграмою спрямованості антени. Вони, як і аналогічні частотні функції неузгодженості, які визначаються характеристиками сигналу, дозволяють визначити потенційні можливості для розв'язання і виміру відповідних параметрів сигналу [2].

Просторова (кутова) обробка полягає в когерентном підсумовуванні на апертурі антени коливань, які приймаються з певного напрямку Θ . Часова обробка здійснюється оптимальним приймачем і полягає, як відомо, в когерентному або некогерентному накопиченні корисного сигналу $x(t, \Theta)$ в часі для кожного фіксованого значення Θ , основною операцією якого є обчислення модуля кореляційного інтеграла $Z(\Theta / y)$.

Кутова координата ще називається пеленгом (від голландського слова *peiling* - кут). Процес вимірювання кутових координат називається радіопеленгацією або просто пеленгацією.

Залежно від ширини апіорного інтервалу $\Theta_{\max} - \Theta_{\min}$, можливих значень вимірюваного параметра Θ і часу T , що відводиться на його огляд, у радіолокації використовуються одноканальні або багатоканальні методи пеленгації.

Одноканальні методи є амплітудними. Вони засновані на використанні залежності амплітуди сигналу в приймальному каналі від кута повороту променя антеною системи щодо напрямлення приходу радіохвиль. Розрізняють одноканальні методи пеленгації при огляді і без огляду простору.

Багатоканальні методи пеленгації можуть бути як амплітудними, так і фазовими. Кутова координата вимірюється по співвідношенню амплітуд або різниці фаз коливань одного і того ж сигналу в різних каналах прийому.

При будь-якому методі пеленгації вимірюється напрямок, перпендикулярний до фронту хвилі в точці прийому. Воно може не збігатися з істинним, якщо радіохвилі поширюються непрямолінійно або якщо фронт хвилі відрізняється від сферичного з центром в точці розташування пеленгованого цілі. Помилки пеленгації виникають також у самій вимірювальній системі за рахунок шумів, не оптимальності методів вимірювання, нестабільної роботи апаратури і з інших причин [3].

1.1 Радіолокаційні цілі і формування відбитих сигналів

Фізично всякий відбиваючий електромагнітні хвилі об'єкт, називаний в радіолокації ціллю, є джерелом вторинного випромінювання. Якщо електропровідність, діелектрична або магнітна проникність середовища різко змінюються, то при електромагнітному опроміненні поверхні розділу середовищ частина падаючої енергії розсіюється, тобто поверхня розділу стає джерелом вторинного випромінювання. Перевипромінені і досягаючи приймальної антени РЛС радіохвилі називаються відбитим або радіолокаційним сигналом.

Вторинне випромінювання прийнято розділяти на дзеркальне відображення, дифузне розсіювання і резонансне випромінювання в залежності від характеристик об'єкта, що опромінюється.

Дзеркальне відображення спостерігається при опроміненні гладких поверхонь, розміри яких багато більше довжини хвилі (λ) опромінюючих радіохвиль, а розміри шорсткості не перевищують $\lambda/16$. В цьому випадку дотримується закон дзеркального відображення - кут падіння дорівнює куту відбиття [4].

Властивостями дифузного розсіяння характеризуються великі поверхні з розмірами шорсткостей порядку довжини хвилі випромінюючих радіохвиль.

Резонансне випромінювання має місце при розмірах опромінюваних об'єктів, кратних непарному числу півхвиль.

В цьому випадку при певній орієнтації осі об'єкта щодо вектору поляризації радіохвиль опромінюваного поля спостерігається інтенсивне і спрямоване вторинне випромінювання, що створює сильний радіолокаційний сигнал. Вторинне випромінювання залежить також від розмірів і конфігурації відбиваючих об'єктів. Розрізняють малорозмірні (точкові) і розподілені (за обсягом або поверхнею) цілі.

Малорозмірними вважають ті цілі, розміри яких багато менше елементів дозволу (дозволених відстаней) по дальності і кутових координатах.

Якщо РЛС має роздільну здатність по дальності $\Delta D_{\text{мін}}$, а кутова роздільна здатність по азимуту і куту місця характеризується дозволеними кутами $\Delta\alpha_{\text{мін}}$ та $\Delta\beta_{\text{мін}}$, то елементом дозволу по дальності буде дозволена відстань $\Delta D_{\text{мін}}$, а по азимуту і куту місця – дозволени відстані по азимуту $\Delta D_{\alpha_{\text{мін}}} = D\Delta\alpha_{\text{мін}}$ і куту місця $\Delta D_{\beta_{\text{мін}}} = D\Delta\beta_{\text{мін}}$, які визначаються кутовим дозволом і дальністю D до місця розташування об'єкта. Часто використовують поняття елементарного (дозволеного) обсягу РЛС, розміри якого обмежені дозволеними відстанями або дозволеною площею, якщо опромінюється поверхня. Ці поняття необхідні при розгляді властивостей відбиваючих розподільних цілей.

Під розподіленими цілями розуміють сукупність безлічі об'єктів, що заповнюють об'єм або ділянку поверхні, розміри яких перевищують елементи дозволу РЛС (дозволений обсяг або дозволена площа). Такими відбиваючими об'єктами є, наприклад, дощова хмара або ділянка земної поверхні під літаком. Відбитий сигнал в цих випадках є результатом складання сигналів елементарних відбивачів, що опинилися в межах елемента дозволу РЛС [5].

Формування відбитого сигналу навіть для об'єктів простої конфігурації являє собою складний процес, який залежить від ряду взаємодіючих факторів, зокрема від поляризації хвилі, опромінюючої об'єкт (рис. 1.1).

Якщо падаюча хвиля E_1 містить горизонтально і вертикально поляризовані компоненти E_{1r} і E_{1n} , то при відображенні об'єктом відбувається зміна її поляризаційної структури хвилі, тобто:

$$\begin{pmatrix} E_{2r} \\ E_{2n} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{1r} \\ E_{1n} \end{pmatrix}, \quad (1.1)$$

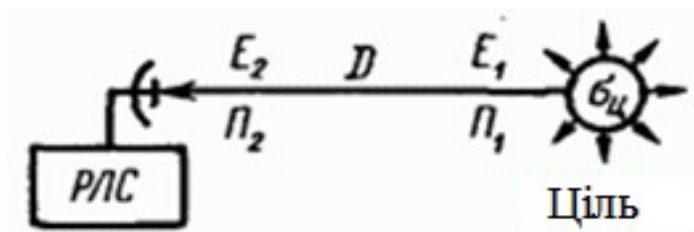


Рисунок 1.1 - Схема прийому сигналу РЛС від цілі

Де E_{2r} та E_{2b} , - горизонтально і вертикально поляризовані компоненти відбитої хвилі;

C_{11} та C_{22} - комплексні коефіцієнти;

C_{12} та C_{21} перехресні перетворення компонентів падаючої хвилі.

Модулі коефіцієнтів перетворення характеризують зміна амплітуди, а аргументи - зміна фази відповідних компонентів.

Матрицю комплексних коефіцієнтів відбиття називають поляризаційною матрицею розсіювання цілі. Вона дозволяє визначити параметри хвилі, відбитої в напрямку РЛС. Однак для вимірювання параметрів відбитого сигналу у приймальні антени РЛС необхідно врахувати зміни, які зазнає сигнал при його поширенні в середовищі [6].

$$C = \begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{pmatrix} \quad (1.2)$$

Відбиваючі властивості цілі необхідно знати при проектуванні РЛС, зокрема при розрахунку її дальності дії. Зручною характеристикою цілі в цьому випадку є її ефективна площа розсіювання.

Ефективною площею розсіювання цілі (ЕПР) $\sigma_{\text{ц}}$ називається площа поперечного перерізу такого уявного об'єкта, який розсіює всю падаючу на нього потужність ізотропно, тобто рівномірно на всі боки, і при цьому створює в місці розташування прийомної антени такий же сигнал, як і реальна ціль [3].

Якщо щільність потоку потужності опромінюючої цілі - хвилі РЛС, то при ЕПР цілі ($\sigma_{\text{ц}}$) буде залучена і ізотропна розсіяна потужність. При відстані від цілі до РЛС рівному D щільність потоку потужності відбитого сигналу у антени РЛС:

$$P_2 = P_1 / (4\pi D^2) = \sigma_{\text{ц}} P_1 / (4\pi D^2). \quad (1.3)$$

Звідси ЕПР цілі:

$$\sigma_{\text{ц}} = 4\pi D^2 P_2 / P_1. \quad (1.4)$$

З цієї формули випливає, що ЕПР ($\sigma_{\text{ц}}$) має розмірність площі; вона не залежить ні від інтенсивності опромінюючої хвилі, ні від відстані D , оскільки при збільшенні P_1 пропорційно змінюється P_2 і відношення зберігається незмінним, а при збільшенні D це відношення змінюється обернено пропорційно.

ЕПР можна визначити і шляхом вимірювання напруженості електричного поля опромінюючої цілі хвилі і відбитої хвилі в місці розташування РЛС:

$$\sigma_{\text{ц}} = 4\pi D^2 |E_2 / E_1|^2. \quad (1.5)$$

При цьому вважають, що поляризації прямий і відображеної хвиль збігаються. У загальному випадку необхідно враховувати поляризаційні характеристики антени РЛС і об'єкта, а також середовища поширення. В цьому випадку ЕПР записують у вигляді матриці:

$$\sigma = \begin{vmatrix} \sigma_{11} & \sigma_{12} \\ \sigma_{21} & \sigma_{22} \end{vmatrix}, \quad (1.6)$$

Компоненти котрої:

$$\begin{aligned}\sigma_{11} &= 4\pi D^2 \frac{P_{2r}}{P_{1r}}, & \sigma_{12} &= 4\pi D^2 \frac{P_{2r}}{P_{1b}}, \\ \sigma_{21} &= 4\pi D^2 \frac{P_{2b}}{P_{1r}}, & \sigma_{22} &= 4\pi D^2 \frac{P_{2b}}{P_{1b}}.\end{aligned}\quad (1.7)$$

Інтенсивності прямої і відбитої хвиль, що входять до формули для ЕПР, можуть бути розраховані або знайдені експериментально. Розрахунок можливий лише для деяких найпростіших об'єктів [7].

1.2 Показники якості виявлення метеооб'єктів

Рішення завдання радіолокаційного виявлення зводиться до прийняття рішення про наявність чи відсутність цілі. В реальних умовах на вході приймального пристрою РЛС спостерігається суміш корисного сигналу і перешкод. Це призводить до випадкового характеру результатів радіолокаційного виявлення і вказує на статистичний характер завдання виявлення.

У загальному випадку коливання на вході детектора можна записати в такій формі:

$$y(t) = Ax(t) + n(t), \quad (1.8)$$

де A - дискретний параметр, який приймає значення 0 або 1;

$x(t)$ - корисний сигнал;

$n(t)$ - адитивна перешкода.

При цьому завдання радіолокаційного виявлення полягає в з'ясуванні наступного: містить прийняте коливання $y(t)$, відбитий сигнал $x(t)$ чи ні. Для цього необхідно прийняти рішення A про значення параметра A по результату аналізу прийнятого вхідного коливання $y(t)$. внаслідок випадкового характеру

вхідного шуму рішення A не завжди відповідає дійсному значенню параметра A . Виникають помилки прийняття правильного рішення, які при виявленні повинні бути зведені до мінімуму [8].

Таким чином, завдання оптимального виявлення полягає у знаходженні оптимального в певному сенсі вирішального правила а метод її рішення зводиться до сукупності операцій такого пошуку.

$$\hat{A} = \hat{A}_{\text{opt}} [y(t)], \quad (1.8)$$

Рішення про наявність чи відсутність цілі може бути прийнято при двох заздалегідь невідомих і взаємно виключних умовах:

умова $A1$ - «мета є»;

умова $A0$ - «цілі немає»;

умові $A0$ - відповідає випадок, коли на вході приймального пристрою присутній тільки перешкода, тобто $A = 0$ та $y(t) = n(t)$.

$$y(t) = x(t) + n(t). \quad (1.9)$$

Можуть прийматися два види рішень:

рішення 1 A - «мета є» ($A = 1$);

рішення 0 A - «цілі немає» ($A = 0$).

При цьому можливі чотири ситуації:

1 + 1 $A A$ - правильне виявлення;

0 1 $A A$ - пропуск цілі;

1 0 $A A$ - помилкова тривога;

0 0 $A A$ - правильне невиявлення.

Даним ситуацій відповідають чотири ймовірності суміщення зазначених подій, що становлять повну групу, тобто:

$$P(\hat{A}_1 A_1) + P(\hat{A}_1 A_0) + P(\hat{A}_0 A_1) + P(\hat{A}_0 A_0) = 1. \quad (1.10)$$

За теоремою множення ймовірностей маємо:

$$P(\hat{A}_i A_j) = P(\hat{A}_i / A_j) \cdot P(A_j), \quad i, j = 0; 1. \quad (1.11)$$

З огляду на те, що заздалегідь визначити апіорні ймовірності $P(A_0)$ і $P(A_1)$ практично складно, за показники якості виявлення приймають умовні ймовірності $P(i A / A_j)$, які мають такі позначення [9]:

- $1 + 1 = P(A_1 A_1)$ - умовна ймовірність правильного виявлення;
- $() D = P(A_1 A_0)$ - умовна ймовірність пропуску цілі;
- $() F = P(A_0 A_1)$ - умовна ймовірність помилкової тривоги;
- $() F = P(A_0 A_0)$ - умовна ймовірність правильного невиявлення.

Так як рішення, за однакових умов, є взаємовиключними, то:

$$\begin{aligned} D + \bar{D} &= 1 \\ F + \bar{F} &= 1 \end{aligned} \quad (1.12)$$

Тим самим якість виявлення може бути повністю охарактеризовано умовними ймовірностями правильного виявлення D і помилкової тривоги F .

Допустимі значення умовних ймовірностей правильного виявлення і помилкової тривоги зазвичай встановлюють з практичних міркувань [2].

Значення умовних ймовірностей помилкової тривоги F і правильного невиявлення \bar{F} задаються зазвичай для дозволеного елемента простору за певний інтервал часу роботи радіолокатор переглядає велике число m таких елементів. Кожен з цих елементів може стати джерелом помилкової тривоги, непродуктивно завантажуються обчислювальні пристрою обробки інформації або призводить до неправильних кінцевим рішенням. Тому поряд з

можливостями F і \bar{F} для одного елемента вводяться відповідні умовні ймовірності F_m і \bar{F}_m для сукупності з m елементів. Умовна ймовірність правильного не виявлення F (відсутність помилкової тривоги) для сукупності з m елементів по теоремі множення ймовірностей незалежних подій є твором m однакових ймовірностей відсутності помилкової тривоги для кожного з m елементів дозволу. В окремому випадку, якщо умовні ймовірності помилкової тривоги для всіх елементів дозволу однакові, отримаємо [10]:

$$\bar{F}_m = (\bar{F})^m = (1 - F)^m, \quad (1.13)$$

звідки при $F < \frac{1}{m}$ ймовірність хоча б однієї помилкової тривоги для елементів

$$F_m = 1 - (1 - F)^m \approx mF. \quad (1.14)$$

При $m > 1$ величина $F_m > F$. Тому в теорії виявлення радіолокаційних сигналів зазвичай оперують з вельми малими значеннями допустимої ймовірності помилкової тривоги для кожного з дозволених елементів

$$F_{\text{доп}} = F_m \text{ доп.} \quad (1.15)$$

Можливість правильного виявлення D прагнуть зробити можливо більшою, що особливо важко забезпечити, коли мета знаходиться на значній відстані і енергія відбитих сигналів вкрай мала. Кордон зони виявлення радіолокатора визначають величиною граничної дальності. Узагальнюючим показником якості виявлення є середній ризик від помилок виявлення r . Цей показник враховує середні втрати від прийняття помилкових рішень в ситуаціях [16]:

$$\begin{aligned} & \left(\hat{A}_0 A_1 \right) - r_{\bar{D}} \quad \left(\hat{A}_1 A_0 \right) - r_F, \\ & \bar{r} = r_F P \left(\hat{A}_1, A_0 \right) + r_{\bar{D}} \left(\hat{A}_0, A_1 \right). \end{aligned} \quad (1.16)$$

1.3 Одноканальні методи вимірювання кутових координат при огляді простору

1.3.1 Знаходження оптимальної оцінки

При послідовному огляді по кутовій координаті відбувається просторова модуляція радіолокаційного сигналу. Вона обумовлена дискретністю розподілу цілей в просторі і спрямованими властивостями використовуваних в радіолокації антен.

Кількісно-просторову модуляцію характеризують не випадковим модулюючим множником $V_c(t)$. Якщо ціль вважати точковою, то цей множник визначається результуючої діаграмою спрямованості, що дорівнює добутку діаграми передавальної і приймальної антен:

$$V_c(t) = F_p |\Theta(t) - \Theta_u| = F_u |\Theta(t) - \Theta_u| * \Theta_{np} |\Theta(t) - \Theta_u|, \quad (1.17)$$

а також законом її кутового переміщення в просторі $\Theta(t)$. Функція $\Theta(t)$ характеризує миттєве положення максимуму результуючої діаграми щодо початкового напрямку $\Theta = 0$, Θ - кутова координата цілі (рис.1.2)

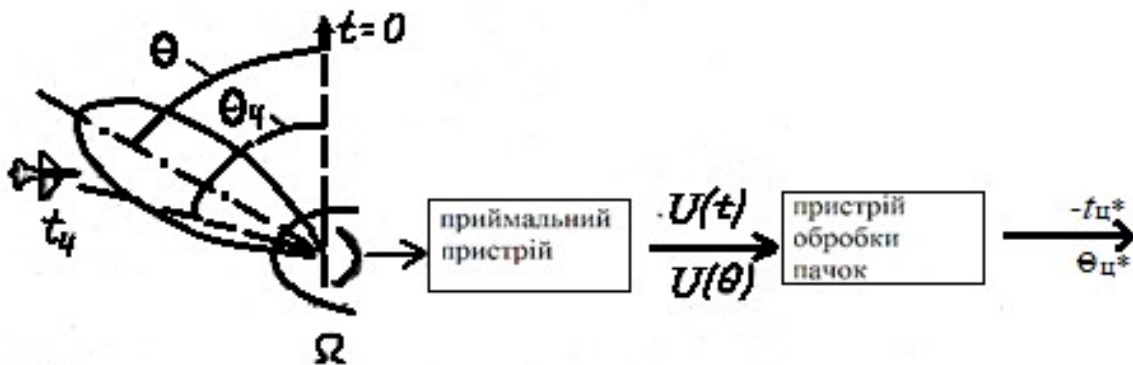


Рисунок 1.2 - Схема одноканального пеленгатора з лінійним скануванням променю антени

Нехай огляд проводиться з постійною кутовою швидкістю Ω - const, тоді формула:

$$B_c(t) = F_p |\Omega t - \Theta_u| = F_p |\Omega (t - t_u)|, \quad (1.18)$$

де час кутового запізнювання, протягом якого антена повертається на кут Θ зі швидкістю Ω (рис. 1.2).

У момент часу t огинаюча сигналу $U(t_u) = U_{\max}$ - максимальна (рис. 1.3а). Це дозволяє визначити напрямок на ціль Θ по положенню максимуму обвідної на осі часу. Вимірювання кута Θ зводиться до визначення моменту t і зчитуванню кутового положення осі антени в цей момент. За один прохід променю антени через напрямок цілі методом аналізу обвідної можна визначити тільки одну кутову координату - саме t_u , по якій сканує промінь. Для точного визначення обвідної сигналу число імпульсів в пачці повинно бути достатньо великим (на практиці $M > 10$) [11].

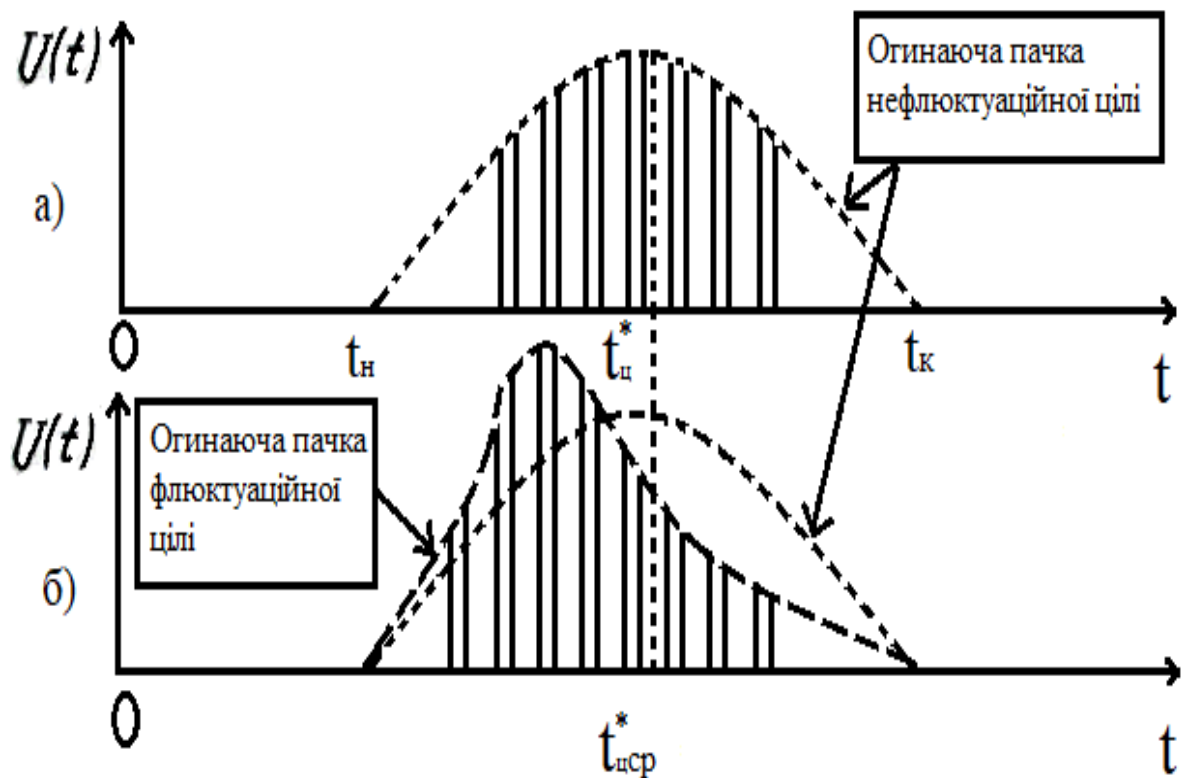


Рисунок 1.3 - Запізнення обвідної пачки відбитих радіоімпульсів при огляді простору

Таким чином, завдання оптимального вимірювання кутової координати зводиться до вже вирішеної задачі оптимального вимірювання часу запізнювання. При вимірі оцінюється час запізнювання $t_{ц}$ обвідної сигналу щодо моменту початку сканування $t = 0$. Оцінка $t_{ц}$ проводиться методом максимуму. Знаходження $\Theta_{ц}$ зводиться до зчитування кутового положення антени в момент часу $t_{ц}$ або до розрахунку за формулою [12]:

$$\Theta_{ц} = \Omega t_{ц}. \quad (1.19)$$

Флуктуації ЕОП цілі спотворюють огинаючу $U(t)$. Несиметричні спотворення $U(t)$ призводять до помилок оцінки $t_{ц}$, що ілюструється на рис. 1.3 б. Помилки, викликані флуктуаціями ЕОП цілі, характерні для всіх методів одноканальної пеленгації. У них виробляється послідовне порівняння амплітуд

сигналу, який модулюється не тільки за законом $V_c(t)$, а й випадковою функцією $V(t)$.

Реалізація когерентного вимірювача кутової координати поряд з чисто технічними труднощами вимагає точного вимірювання радіальної швидкості цілі, щоб врахувати доплеровський набіг фази від імпульсу до імпульсу. Тому найчастіше використовуються некогерентні вимірювачі. При некогерентній обробці пачки з лінійним детектуванням операція обчислення відношення правдоподібності $I(\Theta/y)$ зводиться до обчислення суми амплітуд U_i відеоімпульсов з відповідними ваговими множниками [13]:

$$U_E = \sum_{i=1}^m k_i U_i, \quad (1.20)$$

або пропорційної їй зваженої суми модулів кореляційних інтегралів імпульсів:

$$Z_E = \sum_{i=1}^m k_i Z_i. \quad (1.21)$$

Суми U і Z є функціями вимірюваного параметра t_u . Тому оцінка найбільшої правдоподібності t , знаходиться з умови максимуму суми, яке рівносильне умові рівності нулю похідної:

$$\frac{d}{dt_u} U_E \left(\frac{t_u}{y} \right) = 0 \text{ або } \frac{d}{dt_u} Z_E \left(\frac{t_u}{y} \right) = 0, \text{ при } t_u = t_u^i. \quad (1.22)$$

Відшукування оцінки t_u по максимуму $U(t_u/y)$ або $Z(t_u/y)$ називається методом симетричних вагових коефіцієнтів, а відшукування t_u за умовою (1.22) - методом асиметричних вагових коефіцієнтів. Пояснимо сенс цих методів на прикладі регулярних вимірі параметра Θ нефлюктуруючої пачки. В цьому випадку вагові коефіцієнти k_i визначаються результуючої діаграмою спрямованості [13]:

$$k_i = F_p[\Omega(t_i - t_u)], \quad (1.23)$$

де t_i - момент прийому i -го імпульсу.

Функція $F_p[\Omega(t_i - t_u)]$ називається ваговою. Вона визначає ваги (рис. 1.3а), з якими при оптимальному вимірі повинні підсумовуватися відеоімпульси U_i пачки в залежності від очікуваного значення часу запізнювання t_u її огинаючої. Підставляючи (1.23) в (1.20), отримаємо:

$$Z_E\left(\frac{t_u}{y}\right) = \sum_{i=1}^m F_p[\Omega(t_i - t_u)] U_i, \quad (1.24)$$

Вираз (1.24) відповідає проведенню оптимальної обробки в два етапи. На першому етапі радіоімпульси пачки посилюються лінійною частиною оптимального для них приймача. В результаті детектування виходять відеоімпульси «сигнал + шум» з амплітудами U . На другому етапі проводиться їх підсумовування в кореляційних або фільтрових схемах з ваговими коефіцієнтами (1.23) і встановлюється таке значення для якого сума (1.24) максимальна. Воно приймається в якості оптимального відліку t_i є оцінкою найбільшої правдоподібності.

Оскільки вагова функція в (1.24) при симетричній діаграмі $F_p(\Theta)$ є також симетричною (рис. 1.4), таке отримання оптимальної оцінки називають методом симетричних вагових коефіцієнтів [14].

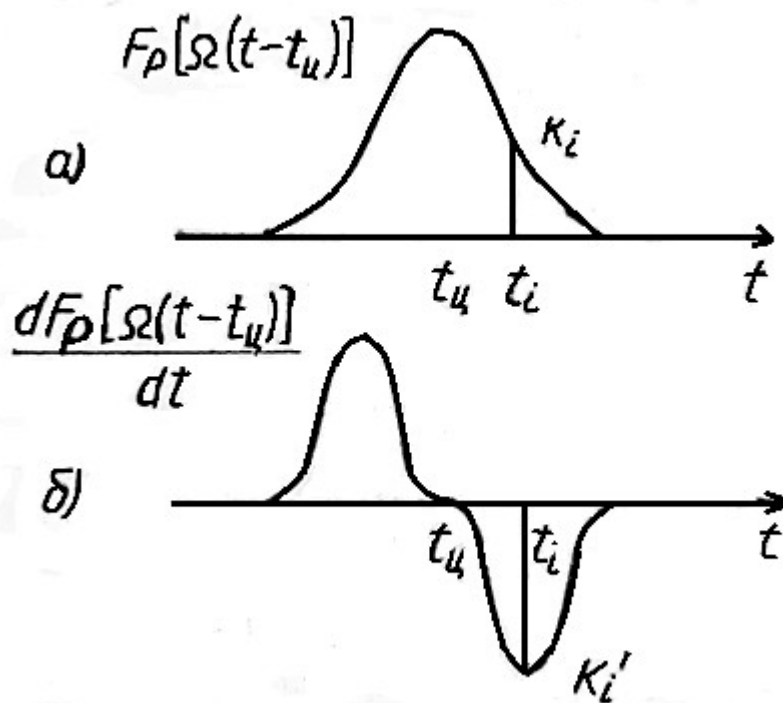


Рисунок 1.4 – Вибір симетричних (а) та асиметричних (б) вагових коефіцієнтів

З огляду на унімодальний характер залежності $U(t/y)$ в межах головної пелюстки результуючої діаграми спрямованості і залежності (1.24), умова (1.25) записується у вигляді:

$$\sum_{i=1}^m U_i F_p[\Omega(t_i - t_u)] = \sum_{i=1}^m k_i U_i = 0 \text{ при } t_u = t_u^0. \quad (1.25)$$

Для отримання вагової суми (1.25) парної функції ваги, використану в (1.24) потрібно замінити непарні (рис. 1.4б) При цьому відповідне отримання оцінки t називається методом асиметричних вагових коефіцієнтів [15].

Розглянута пеленгація по пачці радіоімпульсів забезпечує вимір кутових координат всіх цілей, які перебувають в межах сектора огляду і дальності дії РЛС. При цьому можливий автоматичний вимір без припинення огляду простору.

1.3.2 Практичні методи знаходження оцінки

Для отримання оптимальної оцінки Θ пачка повинна оброблятися з урахуванням порівняно непростой вагової функції $F \propto |\Omega(t-t_c)|$ або її похідної (рис. 1.5), що ускладнює вимірювач. В основі практичних методів кутових вимірювань лежить використання простих квазіоптимальних вагових функцій. Зазвичай використовуються симетрична вагова функція у вигляді прямокутника (рис. 1.5) і асиметрична - видів, показаних на рис. 1.6. Квазіоптимальний функції (рис. 1.5 і 1.6) є вельми грубою апроксимацією функцій, показаних на рис. 1.4. Однак їх використання, як правило, не призводить до істотного погіршення якості вимірювання [16].



Рисунок 1.5 - Симетрична квазіоптимальна вагова функція

Обробка з урахуванням асиметричних вагових функцій (рис. 1.6) означає знаходження центру пачки. Практичне визначення центру пачки виконується методами порівняння площ під обвідної пачки і методами інтегрування імпульсів (аналоговими і цифровими).

До методів порівняння площ під обвідної пачки може бути віднесено визначення кутової координати по центру позначки на екрані індикатора (рис. 1.7). Накопичення яркостей в окремих областях екрану відповідає при

цьому першому ступеню інтегрування. Основне інтегрування - по проміжкам часу, що становить половину тривалості пачки, проводиться оператором візуально - при визначенні центру дужки.

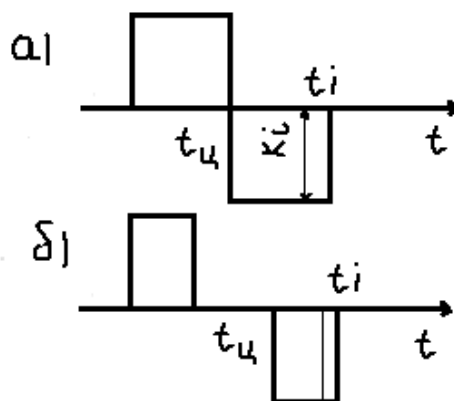


Рисунок 1.6 – Асиметрична квазіоптимальна вагова функція

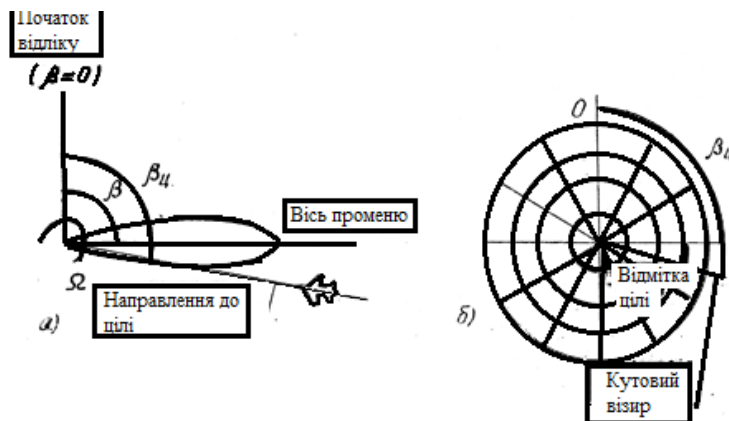


Рисунок 1.7 – Пояснення визначення кутової координати цілі по центру її відмітки на індикаторі

Як інший приклад розглянемо цифровий метод визначення кутового положення центру пачки. В цьому випадку для вимірювання координати не обов'язково запам'ятовувати моменти приходу кожного імпульсу пачки. Можуть запам'ятовуватися тільки моменти її початку і кінця. Рахунок імпульсів, що перевищують поріг, ведеться на тимчасовому інтервалі, що становить частину загальної тривалості пачки. Кутова координата цілі

визначається як середнє арифметичне значення координат осі антени, що відповідають початку і кінцю пачки [17].

Як і під час вирішення завдання виявлення, для ослаблення впливу на точність вимірювання шумових викидів і пропусків окремих імпульсів пачки її початок і кінець визначаються за спеціальною логікою, наприклад, такою: якщо за три послідовних періоду повторення виявлений один імпульс, він вважається помилковим, якщо - два, вони вважаються початком пачки. Кінець пачки відраховується, якщо в трьох послідовних періодах вперше відбувся пропуск двох імпульсів (пропуск тільки одного імпульсу вважається хибним) (рис. 1.8).

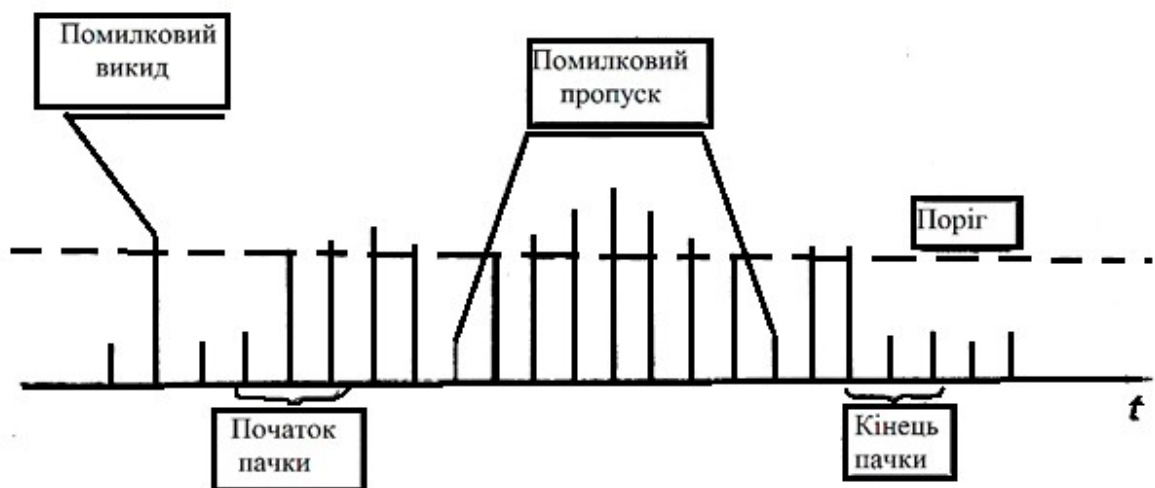


Рисунок 1.8 - Метод визначення початку і кінця пачки імпульсів за логікою «2 з 3»

У загальному випадку може використовуватися довільна логіка « n з m ». Логіки можуть бути цілими ($n = m$) і дробовими ($n < m$). Для визначення початку і кінця пачки можуть використовуватися однакові логіки або різні. При використанні різних логік менш жорстка визначає кінець пачки, щоб виключити її дроблення в слідстві флюктуаційних випадань окремих імпульсів. Нехай для визначення початку пачки використовується логіка «3 з 3». Тоді дроблення пачки менш імовірно, коли її кінець визначається логікою «2 з 3» (2/3) або будь-якої іншої менш жорсткою логікою [17].

Спрощена структурна схема вимірювача кутової координати методом рахунку імпульсів приведена на рис. 1.9 відбиті сигнали стробуючих в приймачу по дальності і надходять на пороговий пристрій. Імпульси, що перевищують поріг, перетворюються в стандартні за допомогою генератора стандартних імпульсів.

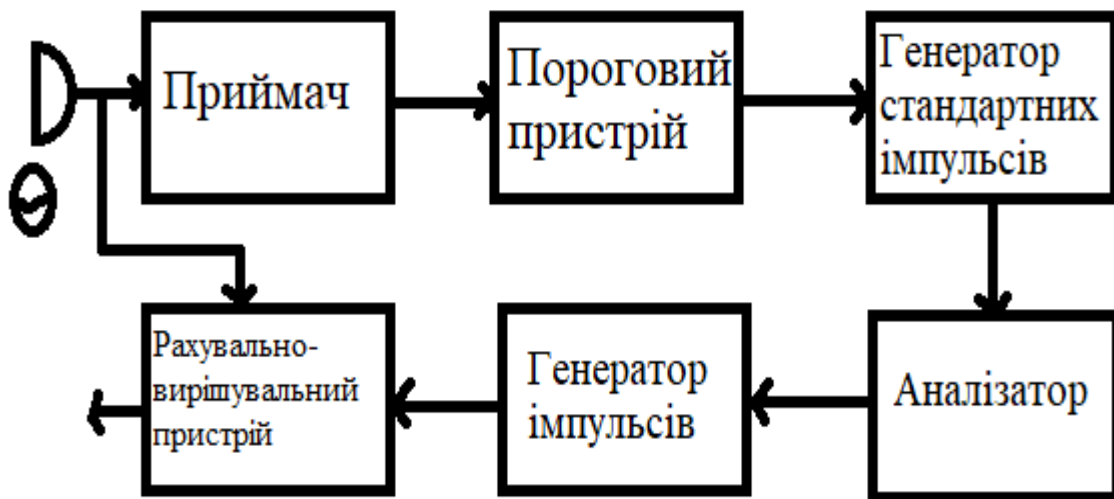


Рисунок 1.9 – Схема вимірювача кутових координат методом підрахунків імпульсів

Аналізатор відповідності критерію «n з m» при виконанні цього критерію запускає генератор імпульсів початку і кінця пачки. При цьому імпульсам і кутовому положенню антени в моменти початку t_n і кінця t_k пачки в парному-вирішальному пристрої виробляється оцінка кутової координати:

$$\Theta_y = \frac{1}{2} \omega \cdot t . \quad (1.26)$$

Розглянутий вимірювач виробляє оцінку пеленга Θ тільки одній цілі. Для одночасної пеленгації декількох цілей потрібно стільки вимірників (рис. 1.8), скільки цілей супроводжується одночасно.

1.4 Одноканальні методи кутового вимірювання і автосопроводження без огляду простору

Деякі радіолокатори точного виміру координат з голчастою діаграмою спрямованості антени після режиму пошуку переводяться в режим автосопроводження однієї обраної цілі. При цьому для кутового вимірювання і автосопроводження використовується метод рівносигнальної зони, який може бути реалізований двома способами: шляхом кінчного розгортання діаграми спрямованості і шляхом перемикування діаграми [18].

При кінчному розгортанні, яке в найпростішому випадку досягається обертанням опромінювача, зміщеного з фокуса параболічного дзеркала, створюється рівносигнальний напрямок (рис. 1.10).

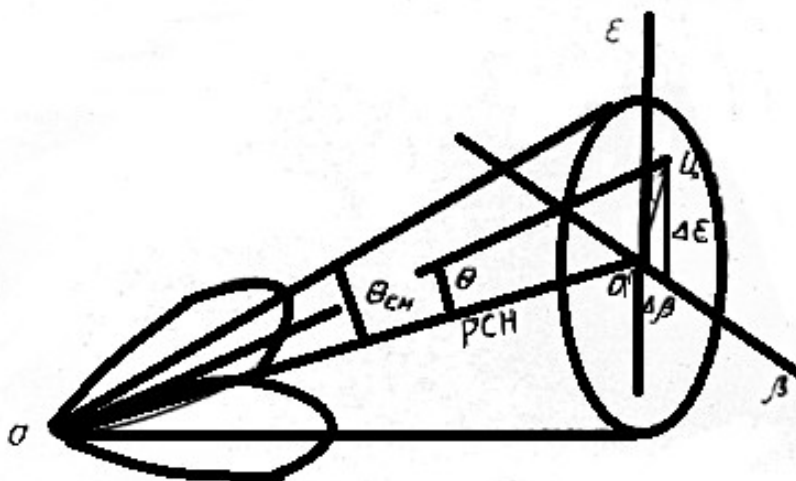


Рисунок 1.10 - Конічне розгортання променю антени

Якщо ціль змінена з рівносигнального напрямку, то відбувається амплітудна модуляція відображених імпульсів частотою обертання опромінювача Ω . Глибина модуляції m визначається відхиленням цілі від рівносигнального напрямку на кут Θ , а фаза обвідної - кутовим становищем φ в площині, перпендикулярній рівносигнального напрямку. При невеликих кутівих

відхиленнях ($\Theta \ll \Theta_A$) огибаюча прийнятого сигналу модулюється по гармонійному закону:

$$U(t) = U_o |1 + m \cos(\Omega t - \varphi)| = U_o + U_o A \Theta \cos(\Omega t - \varphi), \quad (1.27)$$

де A - лінійний коефіцієнт пеленгаційної чутливості; він характеризує крутизну результуючої діаграми спрямованості і рівносигнального напрямку, зміщеному щодо максимуму на кут Θ :

$$A = \left| \frac{F'_p(\Theta_{cm})}{F_p(\Theta_{cm})} \right| \quad (1.28)$$

Другий доданок називається сигналом помилки:

$$U_\omega = U_o A \Theta \cos(\Omega t - \varphi). \quad (1.29)$$

Для управління положенням антени в процесі автосопроводження сигнал помилки (1.29) розкладають на ортогональні неузгодженості по азимуту $\Delta\beta$ і розі місця $\Delta\varepsilon$. Розкладання проводиться за допомогою перемножувача – усереднювача напруги $i = \sin \Omega t$ і $i = \cos \Omega t$, які вимірюються з частотою обертання випромінювача. Складові сигналу помилки:

$$\begin{aligned} u_\beta &= U_\omega \sin \Omega t = 0.5 U_o A \Theta \sin \varphi = U \Delta\beta, \\ u_\varepsilon &= U_\omega \cos \Omega t = 0.5 U_o A \Theta \cos \varphi = U \Delta\varepsilon. \end{aligned} \quad (1.30)$$

Використовується для суміщення рівносигнальної осі антени з напрямком на ціль (рис. 1.11).

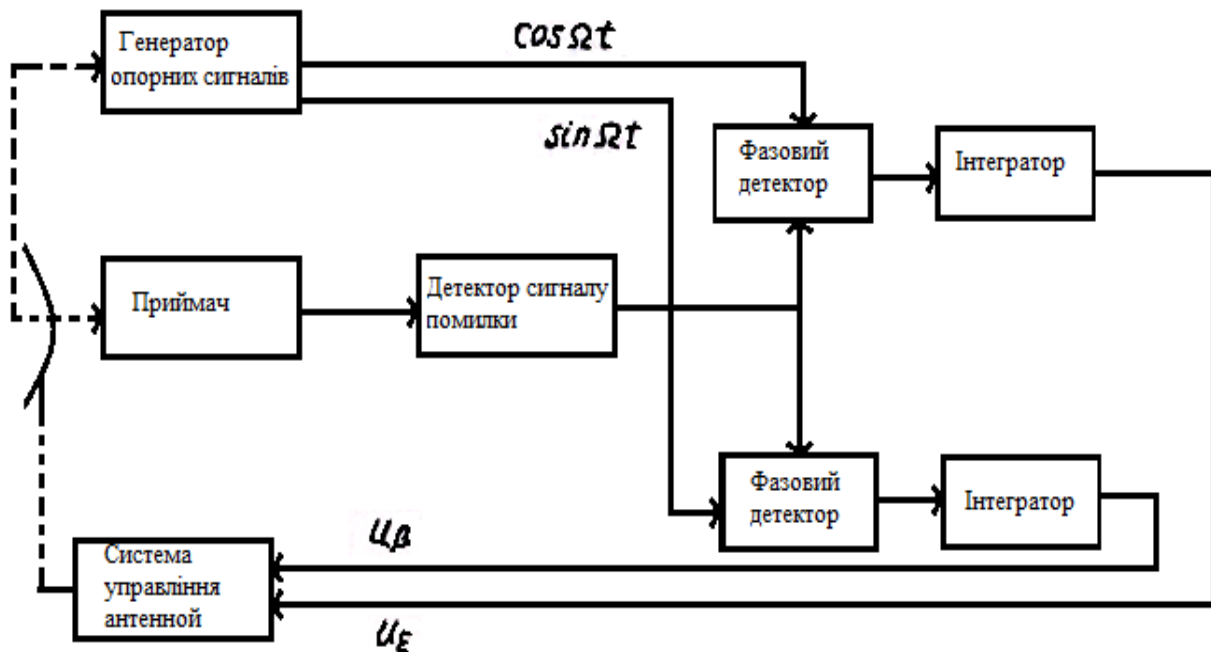


Рисунок 1.11 – Система кутового автоматичного супроводу при кіничному розгортанні променя антени

Поряд з кіничним розгортанням застосовують метод перемикання діаграм спрямованості, який по суті не відрізняється від розглянутого. Перемикання може бути реалізовано за допомогою дзеркальної антени, що має чотири симетрично змішаних з її фокуса опромінювача, наприклад, по черзі підключаються до приймального пристрою [19].

Потенційна точність автосупроводження при кіничному розгортанні така ж, як і при лінійному розгортанні. При відстеженні швидкості кутового переміщення цілі точності автосупроводження підвищуються. Вона додатково залежить від вибору Θ_{cm} - кута зміщення максимуму діаграми щодо рівносигнального напрямку. Чим більше цей кут, тим вище пеленгаційна чутливість, але тим менше енергія відбитих імпульсів, пропорційна квадрату характеристики направленості в точці Θ_{cm} . Тому існує оптимальне значення Θ_{cm} , при якому точність відліку найбільша.

Якщо прийнятий від цілі сигнал в слідстві флуктуації ЕОП або при впливі навмисних модулюючих перешкод містить складову частоти обертання діаграми спрямованості Ω , то утворюється помилковий сигнал неузгодженості. Рівносигнальний напрямок зміщується з напрямку на ціль і виникає помилка вимірювання кута.

1.5 Кутівий автоматичний супровід при лінійному скануванні

Широке поширення отримали аналогові системи автоматичного супроводу цілей при лінійному скануванні променю антени РЛС. За принципом дії вони не відрізняються від розглянутих раніше систем автосупроводження по дальності.

В основу їх побудови найчастіше закладається метод порівняння площ під обвідної пачки за допомогою тимчасового дискримінатора. (Структурна схема такої системи зображена на рис. 1.12) [20].

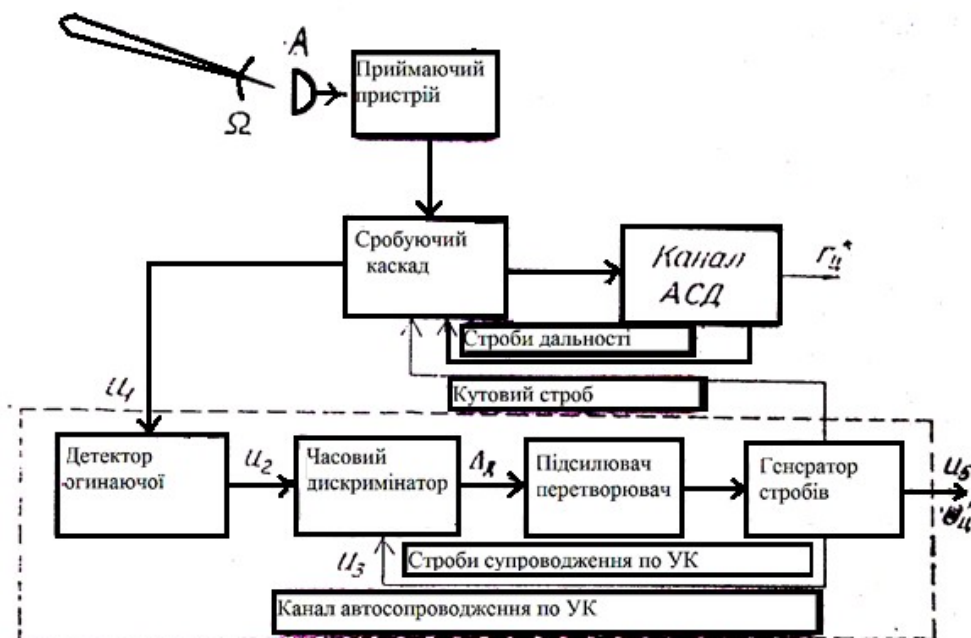


Рисунок 1.12 - Схеми автоматичного супроводу цілі по кутівій координаті радіолокатора з лінійним скануванням променю антени

На рис. 1.12 приведені також ті елементи РЛС, які безпосередньо пов'язані з системою автосопроводження мети по кутовій координаті (КК): антена А, приймальний пристрій і канал автосопроводження по дальності.

Робота схеми пояснюється графіками на рис. 1.13.

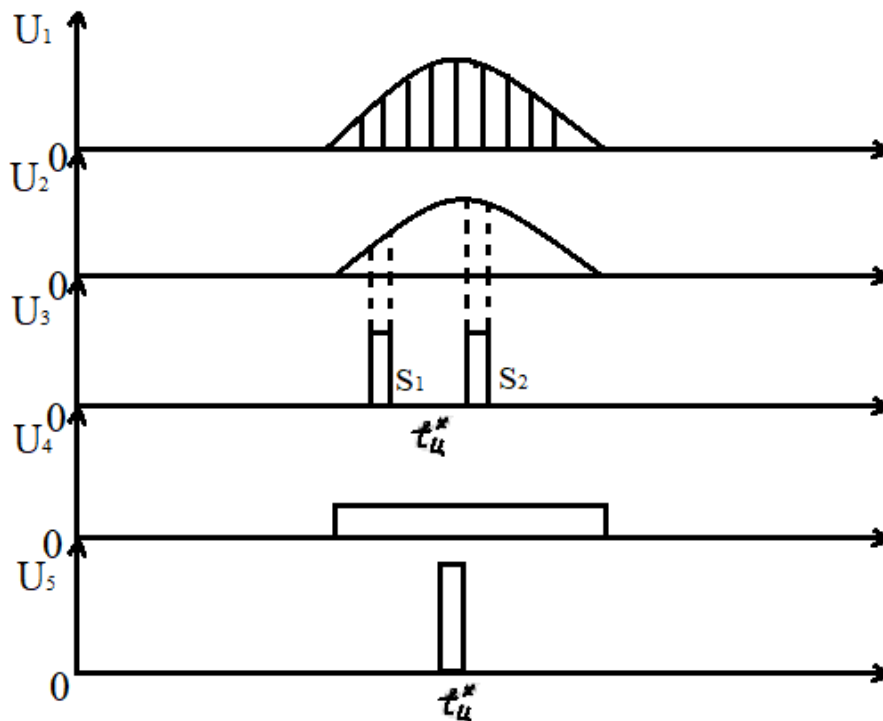


Рисунок 1.13 – Графіки напруги схеми рис.1.12

Напряга з виходу приймача подається на стробуючий каскад, де відбувається виділення пачки, обраної для супроводу цілі. Це робиться за допомогою стробів дальності і кутової строби U_4 . Пачка імпульсів цілі U_1 подається на схему виділення обвідної (детектор огибаючої). Відеоімпульс U_2 , відповідної обвідної пачки, подаються на тимчасової дискримінатор, де він множиться на строби U_3 кутового супроводу. В результаті множення обчислюються площі S_1 та S_2 . Тут же в дискримінаторі площі S_1 та S_2 обчислюються і визначається сигнал помилки Δ_d . Коли середина t паузи між стробами збігається з центром пачки, площі S_1 та S_2 стають рівними, а сигнал помилки $\Delta_d = 0$.

Зазначені операції відповідають обчисленню вагової суми (рис. 1.6) при асиметричній функції ваги (рис. 1.6б) і знаходженню оцінки $t_{ц}$ при якій сума звертається в нуль. Обрана апроксимація (рис. 1.6б) асиметричної функції ваги є більш точною. Вона наголошує на тому, що в значному діапазоні зміни t поблизу максимуму пачки похідна її обвідної може вважатися рівною нулю. Отже, не доцільно у ваговій сумі (1.25) з огляду на складові, які відповідають прийому в цей час.

Генератор стробів виробляє строби супроводу U_3 , кутовий строби U_4 і вимірювальний імпульс U_5 . Тимчасове положення всіх стробів узгоджено вимірюється при виявленні сигналу помилки, в результаті чого забезпечується постійне стеження за тимчасовим положенням пачки.

Кутова координата цілі $\Theta_{ц}$ обчислюється за вимірюванням часу $t_{ц}$. Використовується формула (1.19). пристрій (рис. 1.13) дозволяє ввести автосупровід обраної цілі без припинення огляду простору, що в ряді випадків є її недоліком. До того ж можливо автосупровід кількох цілей. Для цього має бути стільки стежачих систем, скільки цілей потрібно супроводжувати по координатам Θ . Для автосопроводження за двома кутовими координатами радіолокатор повинен мати дві антени і два прийомних пристрої. Кожна антена повинна здійснювати лінійне сканування у відповідній площині, наприклад, одна - по азимуту, друга - по куту місця.

Як в системах автосопроводження по дальності, канал автосопроводження по кутовій координаті потрібно готувати до стеження за певною цілю. При підготовці (захоплення) строби дальності кутовий строби U_4 поєднуються з сигналом цілі [21].

2 БАГАТОКАНАЛЬНІ МЕТОДИ ВИМІРЮВАННЯ КУТОВИХ КООРДИНАТ

Одноканальні методи пеленгації є простими в реалізації, однак не завжди забезпечують необхідну точність вимірювання через чутливість до модуляційних спотворень обвідної сигналу. Цей недолік усувається при переході до багатоканальних методів пеленгації, які будуються на принципі одночасного порівняння амплітуд або фаз сигналу на виході різних каналів прийому. Багатоканальні методи пеленгації дозволяють вимірювати кутову координату цілі по одному прийнятому імпульсу. Їх називають в цьому випадку моноімпульсними методами пеленгації. При безперервному випромінюванні ці методи називають методами миттєвого порівняння амплітуд або фаз.

2.1 Амплітуда моноімпульсного метода

Принцип дії амплітудного моноімпульсного пеленгатора ґрунтується на відмінності амплітудних діаграм спрямованості антен каналів. Різниця зазвичай досягається зміщенням максимумів діаграм одне щодо одного.

На рис. 2.1 зображений амплітудний моноімпульсний пеленгатор, що має два ідентичних приймальні канали.

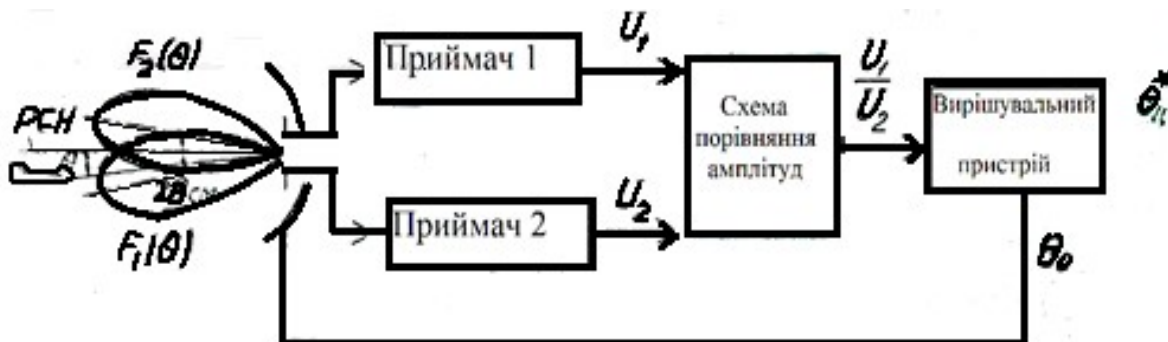


Рисунок 2.1 - Схема найпростішого амплітудного моноімпульсного пеленгатора.

Парціальні діаграми спрямованості каналів $F(\Theta)$ створюються в найпростішому випадку двома випромінювачами, винесеними з фокуса параболічного дзеркала таким чином, щоб фазові центри збігалися, а діаграми спрямованості були зміщені в протилежні сторони щодо рівносигнального напрямку (РСН) на кут Θ .

Відеоімпульси цілі з виходів приймачів одночасно надходять на схему порівняння амплітуд, вихідна напруга якої монотонно пов'язано з відношенням $U_1 / U_2 = F_1(\Theta) / F_2(\Theta)$. Вихідна напруга схеми порівняння використовується у вирішальному пристрої для знаходження оцінки Θ^* кута Θ між рівносигнального напрямку Θ (для якого $U_1/U_2 = 1$) і напрямком на ціль. Абсолютна оцінка Θ_c координати цілі визначається при цьому як алгебраїчна сума [22]:

$$\Theta_c^i = \Theta_o + \Theta^i, \quad (2.1)$$

де кут Θ_o задається механізмом управління кутовим становищем антеною системи.

Залежності амплітуд сигналів $U_{1,2} = kF_{1,2}(\Theta)$ і їх відносини U_1 / U_2 від кута Θ пояснюються рис. 2.2. Залежність відносини U_1 / U_2 від кута Θ має монотонну ділянку, яка використовується як градуйований графік для визначення оцінки Θ^* по величині відношення U_1 / U_2 .

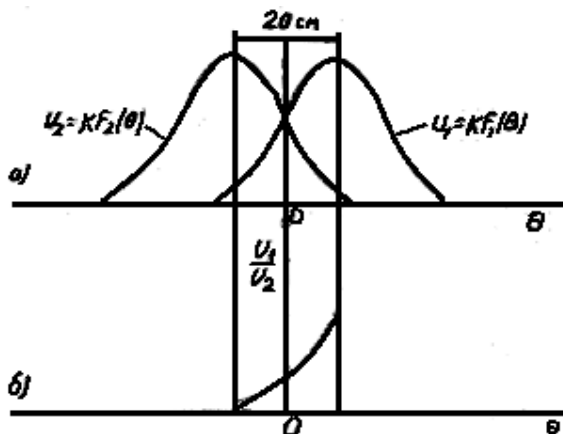


Рисунок 2.2 - Залежності амплітуд сигналів на каналах та їх відношення (б) від кутової координати цілі

Застосовуються різні способи обчислення відносини U_1/U_2 або монотонно пов'язаних з ним функцій. До їх числа належить післядетекторне віднімання вихідної напруги логарифмічних прийомних каналів:

$$\ln U_1 - \ln U_2 = \ln \frac{U_1}{U_2} . \quad (2.2)$$

Залежність цієї різниці від кута Θ має вигляд для дискримінантної характеристики і може бути використана для отримання сигналу помилки в моноімпульсних амплітудних системах автосопроводження.

Оцінка вимірюваної координати може видаватися в результаті аналогової або цифрової обробки. В останньому випадку значення амплітуд на виходах приймальних каналів квантуються і перетворюються на цифрову форму.

Точність пеленгації істотно залежить від ступеня ідентичності приймальних каналів. Так, нерівність коефіцієнтів посилення призводить до зміщення рівносигнального напрямлення, а відмінності імпульсних (або частотних) характеристик прийомних каналів - до зміни величини U_1/U_2 протягом тривалості прийнятого імпульсу. Тому від обробки за схемою , при якій висуваються жорсткі вимоги до ідентичності каналів, переходять до сумарно-різницевої обробки коливань, значно пом'якшує ці вимоги.

Для отримання сумарного $U_{\text{сумм}}$ і різницевого U_{Δ} коливань зазвичай використовуються високочастотні мостові схеми.

Оскільки фазові центри парціальних каналів суміщені, то прийняті коливання $U_{1,2}$ на виходах опромінювачів мають однакову фазу. При цьому на виході сумарною і різнісної схем отримаємо відповідно:

$$\begin{aligned} u_E &= u_1 + u_2 = U_c F_E(\Theta) \cos \omega_t, \\ u_{\Delta} &= u_1 - u_2 = U_c F_{\Delta}(\Theta) \cos \omega_t, \end{aligned} \quad (2.3)$$

де формула і різницева діаграми спрямованості.

На рис. 2.3 приведений приклад сумарної та радісної - діаграми направленості.

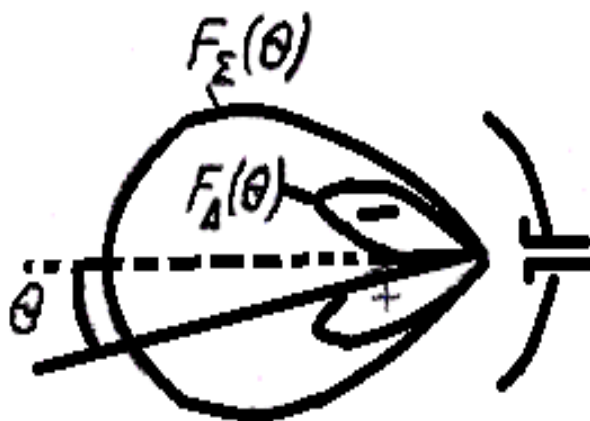


Рисунок 2.3 - Сумарна і радісна - діаграми направленості

Структурна схема пеленгатора з сумарно-різницевої обробкою наведена на рис. 2.4. У ній передбачено отримання суми і різниці коливань безпосередньо на високій частоті. Отже, обробки цих коливань, які приймаються антенними каналами, закінчується на самому початку приймального тракту. Тому вплив наступних його елементів на точність пеленгації практично виключається [3].

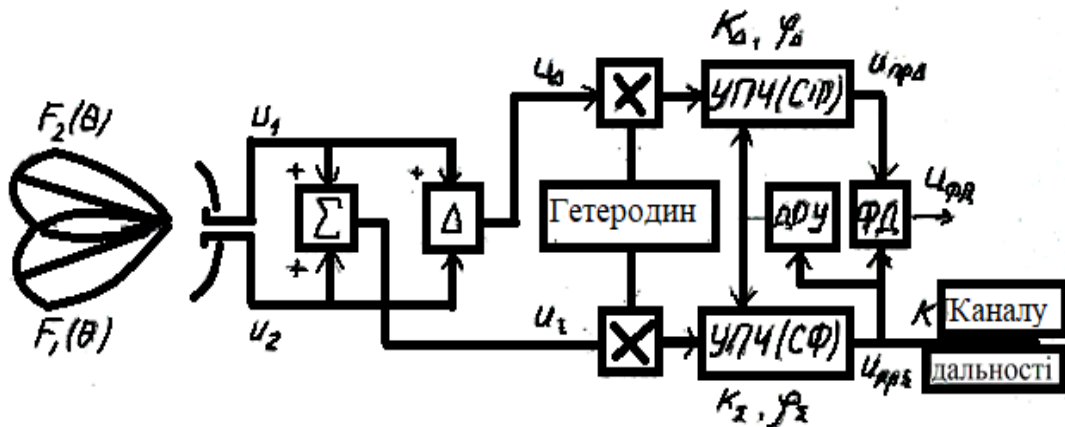


Рисунок 2.4 - Схема амплітудного моноімпульсного пеленгатора з сумарно-різницевою обробкою

Різрістна діаграма має дискримінантні властивості: вона змінює фазу коливання U_{Δ} на π при зміні знаку кута Θ , що характеризує стан цілі щодо рівносигнального напрямку. Це дозволяє визначити не тільки величину, а й знак кута Θ , що виконується фазовим детектором, на нього в якості основного подається коливання U_{Δ} , а в якості опорного - коливання $U_{\text{сумм}}$. Напряга $U_{\text{сумм}}$ - сумарного каналу використовується також для виявлення цілі і вимірювань дальності.

У загальному випадку коефіцієнти посилення $K_{\text{сумм}}$, K_{Δ} каналів обробки (змішувачів і ППЧ) і внесені ними фазові зрушення $\varphi_{\text{сумм}}$ і φ_{Δ} можуть бути неоднаковими. При цьому на виходах каналів (без використання АРУ) отримаємо:

$$u_{npE} = U_c K_E E_E(\Theta) \cos(\omega_{np} t - \varphi_E), \quad (2.4)$$

$$u_{np\Delta} = U_c K_{\Delta} E_{\Delta}(\Theta) \cos \dot{\iota}. \quad (2.5)$$

Вихідні напруги сумарного і різницевого каналів підводяться до фазового детектора, де проводиться їх перемножування і усереднення за час, який у багато разів більше періоду проміжної частоти. Напряга на виході фазового детектора:

$$u_{\text{фд}} = u_{\text{пЕ}} u_{\text{пД}} = 0.5^2 K_E K_{\Delta} E_E(\Theta) E_{\Delta}(\Theta) \cos(\varphi_E - \varphi_{\Delta}). \quad (2.6)$$

З виразу (2.6) випливає, що незалежно від ступеня ідентичності каналів вихідна напруга фазового детектора визначається величиною і знаком кута Θ . Якщо $\cos(\varphi_{\text{сумм}} - \varphi_{\Delta}) = 1$, що забезпечується при налаштуванні, то для $\Theta > 0$ на виході виходить відеоімпульс позитивної полярності, амплітуда якого пропорційна значенню різності діаграми $F_{\Delta}(\Theta)$, а для $\Theta < 0$ - відеоімпульс негативної полярності. Отже, залежність $U_{\text{фд}}(\Theta) = F_{\Delta}(0)$ також має вигляд для телекомунікацій характеристики. Напруга $U_{\text{фд}}$ може бути використано в якості сигналу помилки Δ_d в системі автосупроводження цілі по кутовій координаті Θ .

Використання в пеленгаторі схеми автоматичного регулювання посилення (АРУ), що діє по напрузі сумарного каналу, дозволяє уникнути залежності вихідної напруги детектора від флуктуацій амплітуди U сигналів U_1 і U_2 . З урахуванням дії АРУ вираз (2.6) трохи видозмінюється, але зберігається дискримінаційна залежність $U_{\text{фд}}(\Theta)$ [23].

Передавач моноімпульсного радіолокатора підключається до загального сумарному каналу через перемикач «прийом - передача». При цьому коливання передавача приходять до опромінювача синфазно, утворюючи сумарну діаграму спрямованості на випромінювання.

Для вимірювання двох кутових координат моноімпульсним методом потрібно дві пари каналів.

Різновидом амплітудного методу багатоканальної пеленгації є спосіб парціальних діаграм по куту місця. Кут місця цілі $\varepsilon_{\text{ц}}$ може бути приблизно визначений за номером парціальної діаграми, приймаючої максимальний сигнал. Наприклад, на рис. 2.5 грубе значення $\varepsilon_{\text{ц}} = \varepsilon_2$, тобто кут місця цілі приблизно дорівнює куту місця максимуму другий парціальної діаграми, більш точно визначення $\varepsilon_{\text{ц}}$ можна виконати шляхом порівняння амплітуд сигналів в сусідніх каналах, для даного прикладу - у другому і третьому каналах.

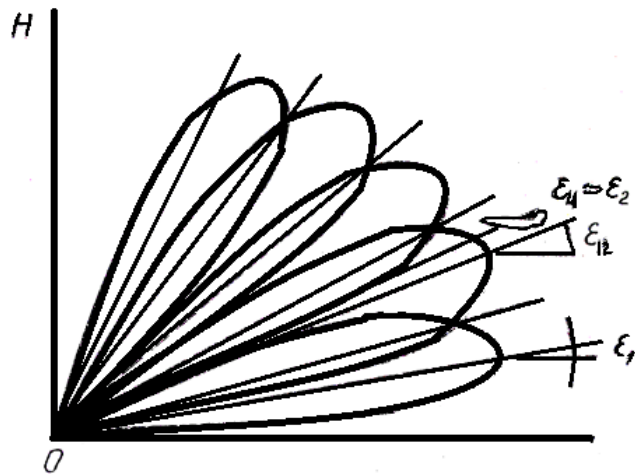


Рисунок 2.5 – Визначення кута місця цілі методом парційних діаграм

2.2 Фазовий моноімпульсний метод

Принцип дії фазових моноімпульсних пеленгаторів основа і на відмінності фазових діаграм спрямованості антен каналів, яке зазвичай досягається просторовим рознесенням каналів. Відмінності в амплітудних діаграмах спрямованості при цьому не використовується.

Розглянемо випадки двоканального прийому антенами, фазові центри яких рознесені на базу B (рис. 2.6) При цьому амплітудні діаграми $F_{1,2}(\Theta)$ можуть бути зміщені в просторі.

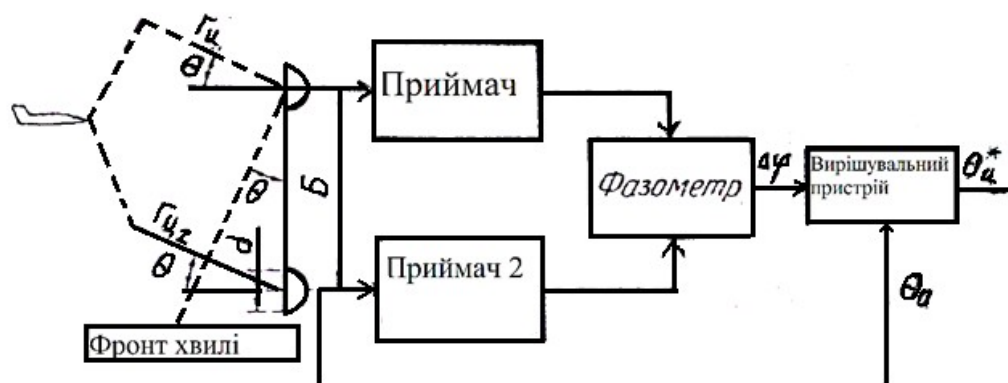


Рисунок 2.6 - Схема двоканального фазового моноімпульсного пеленгатора

Коливання приходять до антен із зсувом фаз:

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r = \frac{2\pi}{\lambda} B \sin\Theta. \quad (2.7)$$

Якщо позначити d лінійний розмір розкриву антени одного з каналів, ввести ширину парціальних діаграм $\Theta_A = \lambda / d$ і врахувати, що при $\lambda \ll d$ в межах ширини головної пелюстки $\sin \Theta = 0$, то різницю фаз $\Delta\varphi$ можна представити у вигляді:

$$\Delta\varphi = 2\pi n \frac{\Theta}{\Theta_1}, \quad (2.8)$$

$$\text{де } n = \frac{B}{d}.$$

При $\Theta = 0$ різниця фаз $\Delta\varphi$ також дорівнює нулю. Цей напрямок називається рівнофазним. Як і рівносигнальний напрямок в попередньому випадку, воно не залежить від модуляційних перекручувань що обгинає послідовності прийнятих радіоімпульсів, оскільки вимірювання проводиться по кожному з них. Але зате неідентичність прийомних каналів, особливо неідентичність їх фазових характеристик, робить істотний вплив на кутове положення равнофазного напрямки і точність пеленгації. Зокрема, неоднакові зрушення фаз в приймачах призводять до зміщення равнофазного напрямку. Для ослаблення впливу неідентичності прийомних каналів використовуються ті ж методи, що і в попередньому випадку, тобто застосовується сумарно-різницева обробка прийнятих коливань безпосередньо на високій частоті [24].

На відміну від амплітудного, фазовому моноімпульсному методу властива неоднозначність вимірювання в межах ширини діаграми спрямованості при $m > 1$, коли різниця фаз $\Delta\varphi$ може приймати значення більше 2π . При цьому виникають помилкові равнофазні напрямки (помилкові пеленги), що відповідають значенням $\Delta\varphi = 2\pi, 4\pi$ та інші.

Для виключення помилкових равнофазних напрямків, тобто для виключення неоднозначності, треба використовувати антени з вузькою діаграмою спрямованості, а при $n = B / d > 1$ можна ввести третій антенно-

приймальний канал (рис. 2.7) зі зменшеною базою між ним і одним з двох інших каналів.

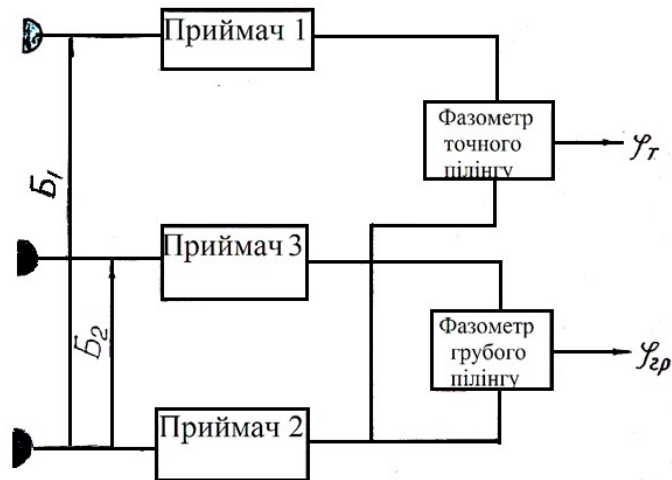


Рисунок 2.7 - Схема трьохканального фазового моноімпульсного пеленгатора

По різниці фаз $\varphi_1 - \varphi_2$ сигналів, прийнятих антенами каналів 1 і 2, кутова координата цілі визначається з високою точністю, але неоднозначно. Вимірявши різницю фаз $\varphi_2 - \varphi_3$ сигналів, прийнятих антенами каналів 2 і 3, можна усунути неоднозначність відліку подібно до того, як неоднозначність точного відліку часу за допомогою хвилинної стрілки усувається відліком за допомогою годинникової. І в тому, і в іншому випадку мають справу з усуненням неоднозначності за допомогою багатошкальних вимірювань.

3 ТОЧНІСТЬ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ВИМІРЮВАНЬ

3.1 Помилки вимірювань

При радіолокаційних вимірах дальності, швидкості, кутових координат і їх похідних, виникають помилки вимірювань. Чим менше величина помилки, тим вище точність вимірювань.

Помилки обумовлені кількома причинами. Розрізняють зовнішні і внутрішні (апаратурні) помилки. Зовнішні помилки обумовлені флуктуаціями сигналу (флуктуаційні помилки), особливостями поширення радіохвиль в атмосфері (помилки РРВ або атмосферні помилки), а також впливом перешкод. Апаратурні помилки обумовлені шумами антени і приймача, недосконалістю методу вимірювань і нестабільністю параметрів апаратури.

За своїм характером помилки можуть бути систематичними і випадковими [25].

Систематична помилка залишається постійною в процесі вимірювань або змінюється за відомим законом. Прикладом постійної систематичної помилки є час запізнювання t_0 в узгодженому фільтрі. Це дозволяє виявити і усунути

причину систематичної помилки або компенсувати помилку введенням поправки протилежного знаку. У ряді випадків це зробити складно.

Випадкову помилку усунути не можна. Її конкретні значення визначаються шумом або комплексом причин і при кожному вимірі невідомі. Тому випадкова помилка в більшості випадків і обмежує точність вимірювань. Загальна (реальна) помилка зазвичай має кілька складових, що визначаються різними причинами. Складова реальної помилки, яка визначається впливом шуму, називається потенційною помилкою.

Аналіз потенційних помилок дуже важливий. Він дозволяє вибрати вид сигналу, оптимальний для вимірювань конкретного параметра, а також оцінити межі підвищення точності вимірювань. Аналіз реальної помилки дозволяє з'ясувати роль її складових і визначити доцільні напрямки зменшення загальної помилки.

3.2 Потенційні точності вимірювань

Як зазначалося вище, розрізняють одноразові і багаторазові (стежачі) вимірювання. Точність стежачих вимірювань залежить від помилки кожного відліку, тобто від помилки одноразових вимірювань. Тому розглянемо точність одноразових вимірювань параметра α .

Потенційна помилка враховує дію шуму, що має нормальний закон розподілу миттєвих значень. Тому і закон розподілу викликаних шумом помилок в більшості випадків можна вважати нормальним.

При оптимальному вимірі оцінка $\alpha_{\text{опт}}$ є не зсунутою. Це означає, що середньоквадратична помилка:

$$\varepsilon_{\text{скв}} = \sqrt{|\alpha_{\text{опт}} - \alpha|^2}, \quad (3.1)$$

не містить систематичної складової ($\varepsilon_{\text{скв}}^2=0$), а середній квадрат помилки збігається з дисперсією розподілу параметра α :

$$\varepsilon_{\text{скв}}^2(\hat{\alpha}_{\text{онм}}) = D[\alpha/y]. \quad (3.2)$$

Таким чином, потенційна точність одноразових вимірювань параметра α визначається дисперсією закону розподілу $p(\alpha/y)$.

Післядослідна щільність ймовірності $p(\alpha/y)$ у відсутності апіорних даних записується у вигляді:

$$p(\alpha/y) = k_{01} \exp[\ln l(y/\alpha)]. \quad (3.3)$$

Де $k_{01} = k_0 p(\alpha) = \text{const}$ - коефіцієнт пропорційності.

При регулярних вимірах функції $l(y/\alpha)$ і $\ln l(y/\alpha)$ вважаються однопіковою, симетричною і диференційовану параметру α (рис. 3.1).

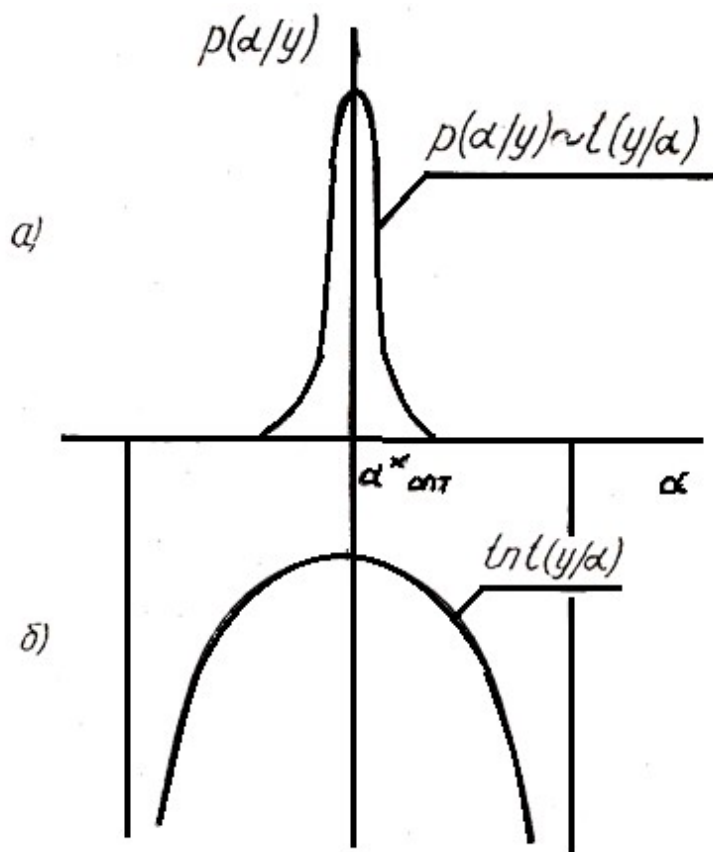


Рисунок 3.1 – а) залежність від α післядослідної площини ймовірності $p(\alpha/y)$; б) логарифм відношення правдивості $\ln l(y/\alpha)$ для регулярних виміювань

Максимуму $p(\alpha/y)$ відповідають максимуми $l(y/\alpha)$ і $\ln l(y/\alpha)$, але функція $\ln l(y/\alpha)$ змінюється в області оцінки $\alpha_{\text{опт}}$ повільніше, ніж $p(\alpha/y)$. Це дозволяє відтворити майже всю криву $p(\alpha/y)$, якщо апроксимувати $\ln l(y/\alpha)$ трьома членами ряду Тейлора:

$$\ln l(y/\alpha) \approx \ln l\left(\frac{y}{\alpha_y^i}\right) + (\alpha - \alpha_y^i) \frac{d}{d\alpha} \ln l\left(\frac{y}{\alpha_y^i}\right) + \frac{1}{2} (\alpha - \alpha_y^i)^2 \frac{d^2}{d\alpha^2} \ln l\left(\frac{y}{\alpha_y^i}\right). \quad (3.4)$$

Оскільки використовується оцінка найбільшої правдоподібності, то коефіцієнт лінійного члена ряду звертається в нуль при $\alpha = \alpha_{\text{опт}}$. Отже, формула (3.3) з урахуванням (3.4) перетвориться до виду:

$$p(\alpha/y) = k_1 \exp\left[\frac{1}{2} \left(\frac{y}{\alpha_y^i}\right)^2 \frac{d^2}{d\alpha^2} \ln l\left(\frac{y}{\alpha_y^i}\right)\right], \quad (3.5)$$

де $k_1 = k_{01} \exp \ln l\left(\frac{y}{\alpha_y^i}\right) = k_{01} l\left(\frac{y}{\alpha_y^i}\right)$ новий нормований множник, який

визначається по кожній реалізації формули за умови $\int_{-\infty}^{\infty} p(\alpha/y) d\alpha = 1$.

Так як оцінці $\alpha_{\text{опт}}$ відповідає максимуму $\ln l(y/\alpha)$, то друга похідна в (3.5) негативна. З огляду на це щільність ймовірності $p(\alpha/y)$, апроксимується гауссовским нормальним законом:

$$p\left(\frac{\alpha}{y}\right) = \frac{1}{2\pi\sigma_\alpha} e^{-\frac{\alpha^2}{2\sigma_\alpha^2}}, \quad (3.6)$$

де $\sigma_\alpha^2 = \left| \frac{d^2}{d\alpha^2} \ln l(y/\alpha_y^i) \right|^{-1}$ - дисперсія похибок вимірювання параметру α .

Таким чином, потенційна точність вимірювання параметра визначається величиною, зворотною модулю другої похідної по α від логарифма відношення правдоподібності.

Для регулярних вимірювань і сигналу з випадковою початковою фазою логарифм відношення правдоподібності перетвориться до виду:

$$\ln l(y/\alpha) \approx \frac{2Z(\alpha)}{N_0} - \frac{q^2}{2}. \quad (3.7)$$

Якщо $q \gg 1$, тоді можна в районі оцінки наближено замінити приймаюче коливання $Y(t)$ корисним сигналом $X(t, \alpha)$, враховуючи вплив шуму тільки різницею оцінки α_y^i від істинного значення α .

Тоді модуль кореляційного інтегралу $Z(\alpha)$ замінюється його сигнальною частиною:

$$Z(\alpha) \approx Z_c(\alpha) = \frac{1}{2} \left| \int_{-\infty}^{\infty} X(t, \alpha^i) X^i(t, \alpha) dt \right|. \quad (3.8)$$

Введемо нормовану функцію розбіжності сигналу при близьких значеннях параметрів α^i та α :

$$p_\alpha(\alpha_y^i, \alpha) = \frac{1}{2\mathcal{E}} \left| \int_{-\infty}^{\infty} X(t, \alpha^i) X^i(t, \alpha) dt \right|, \quad (3.9)$$

тоді з урахуванням заміни 3.8 перший член в 3.7 можна записати у вигляді:

$$\frac{2Z(\alpha)}{N_0} \approx \frac{2Z_c(\alpha)\mathcal{E}}{N_0} = q^2 p_\alpha(\alpha_y^i, \alpha), \quad (3.10)$$

де $p_\alpha(\alpha_y^i, \alpha)$ – значення в точці оцінки α_y^i $q^2 = \frac{2\mathcal{E}}{N_0} = \int_{-\infty}^{\infty} |X(t, \alpha) dt / N_0|$ – параметр

знаходження.

Тоді, підставляємо 3.10 в 3.7 та отримуємо:

$$\ln l(y/\alpha) \approx q^2 p_\alpha(\alpha_y^i, \alpha) - \frac{q^2}{2}. \quad (3.11)$$

Отже, відповідно з 3.6 дисперсія однократного регулярного вимірювання неенергетичного параметру α дорівнює:

$$\sigma_\alpha^2 = \frac{1}{q^2 |p_\alpha(\alpha_y^i, \alpha)|}, \quad (3.12)$$

де $p_\alpha(\alpha_y^i, \alpha)$ – значення другої похідної нормованої функції розбіжності по параметру α в точці оцінки α_y^i .

Вираз 3.12, отриманий для сигналу з випадковою початковою фазою, є достатньо загальним, оскільки початкова фаза сигналу зазвичай випадкова. В частому випадку повністю відомого сигналу, наприклад, при фазовому методі вимірювання дальності з використанням активної відповіді, замість (3.7) потрібно використовувати вираз:

$$\ln l(y/\alpha) = \Re \left(\frac{2Z(\alpha)}{N_0} \right) - \frac{q^2}{2}. \quad (3.13)$$

Потенційна точність регулярного вимірювання неенергетичного параметру α (фази) для сигналу $X(t, \alpha) = |X(t)|e^{j\alpha}$ з відомими (крім α) параметрами визначаються з умови:

$$\frac{1}{\sigma_\alpha^2} = \left| \frac{-d^2}{d\alpha^2} \ln l(y/\alpha) \right| \text{ при } \alpha = \alpha_y^i. \quad (3.14)$$

Так як (1.13) $q^2/2 = \text{const}$ та $\frac{d^2}{d\alpha^2} \left(\frac{q^2}{2} \right) = 0$, $\text{mod} i \frac{1}{\sigma_\alpha^2} = \left| \frac{d^2}{d\alpha^2} \left(\Re \frac{2Z(\alpha)}{N_0} \right) \right|$. При $q \gg 1$ справедлива наближена рівність $Y(t) \approx |X(t)e^{j\alpha}|$. Отже:

$$\Re \frac{2Z(\alpha)}{N_0} = \frac{1}{N_0} \Re \int_{-\infty}^{\infty} Y(t) |X(t)| e^{-j\alpha t} dt = i \frac{1}{N_0} |X(t)|^2 dt. \quad (3.15)$$

При цьому з урахуванням 3.6 для 3.13 отримуємо:

$$\frac{1}{\sigma_\alpha^2} = \frac{d^2}{d\alpha^2} \left(\frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |X(t)|^2 dt \right) = \frac{2\mathcal{E}}{N_0} = q^2. \quad (3.16)$$

З отриманої формули слід, що

$$\sigma_\alpha^2 = \frac{1}{q^2}, \quad (3.17)$$

тобто в цьому приватному разі дисперсія помилки вимірювання фази сигналу обернено пропорційна відношенню сигнал/шум q^3 і не залежить від форми сигналу. У випадках, коли сигнал містить невідомі (крім вимірюваного параметра), помилка σ визначається не тільки q^2 , а й характеристиками сигналу (рис. 3.2).

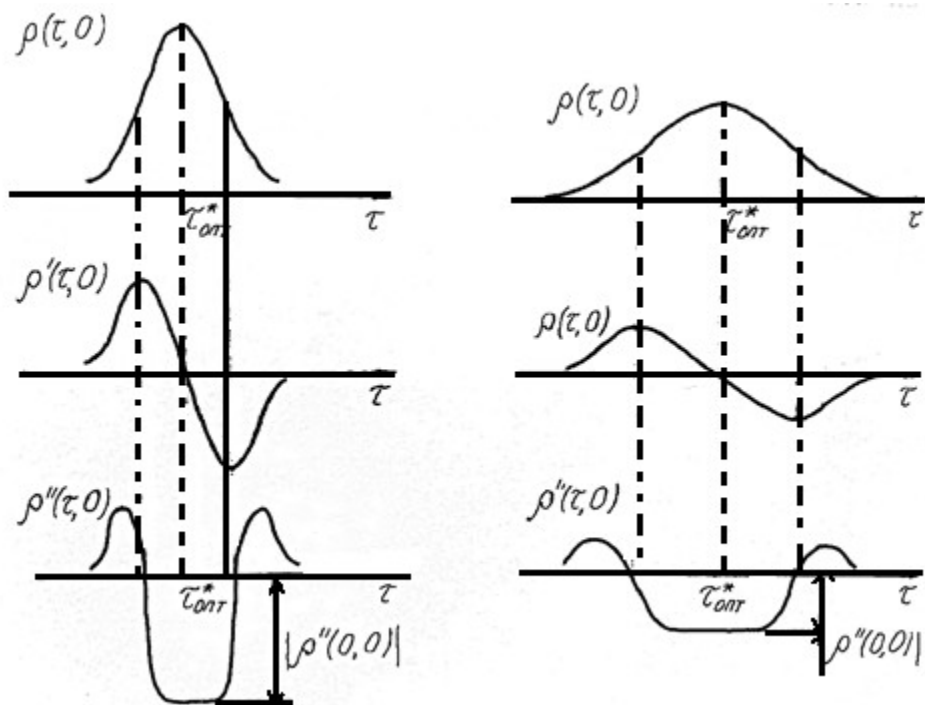


Рисунок 3.2 - Перетини $p(\tau, 0)$ двох функцій неузгодженості $p(\tau, F)$ площиною $F=0$

Залежність точності вимірювання від характеристик сигналу пояснимо прикладом. Відомо, що форма сигналу Z_c α на виході узгодження приймача визначається формою частотної функції неузгодженості $p(\tau, F)$. При вимірі, наприклад, параметра $\alpha = \tau$ або $\alpha = F$ дисперсії оцінок σ_τ^2 або σ_F^2 визначається значеннями модуля другої похідної від функції неузгодженості сигналу саме через цей параметр. Роль функції виконує один з перетинів функції $p(\tau, F)$. Отже:

$$|\dot{p}(\alpha_y^i, \alpha)| = |\dot{p}(\tau, F)|. \quad (3.18)$$

У точках $\tau = \tau_{opt}^i$ або $F = F_{opt}^i$ відповідно.

Значення $|\dot{p}(\tau, F)|$ характеризує кривизну вершини або гостроту піку функції $p(\tau, F)$. Це пояснюється на (рис. 3.2), де показані перетини $p(\tau, 0)$ двох функцій неузгодженості $p(\tau, F)$ площиною $F=0$, їх перші $\dot{p}(\tau, F)$ і другі $\dot{p}(\tau, F)$ похідні. Вершина функції $p(\tau, 0)$ на (рис. 3.2а) значно гостріше ніж на рис. 3.2б.

Величини перших похідних $\dot{p}(\tau, 0)$ при $\tau = \tau_{opt}$ в обох випадках дорівнюють нулю. Значення модуля другої похідної $|\dot{p}(0, 0)|$ для гострої вершини $p(\tau, F)$ (рис. 3.2а) значно більше, ніж для пологої (рис. 3.2б). Відповідно точність вимірювання тим вище, чим більше значення $\dot{p}(\tau, 0)$, яке стоїть в знаменнику вираження 3.12 - це зрозуміло і фізично. Чим гостріше вершина функції $p(\tau, F)$, тим менше вона спотворюється шумом і тим вище точність визначення абсциси її максимуму, тобто оцінки α_{opt} .

Таким чином, потенційна точність одноразових регулярних вимірювань визначається відношенням сигнал/шум і формою вершини функції неузгодженості сигналу. Отже, функція неузгодженості сигналу визначає не тільки роздільну здатність по параметру α , а й потенційну точність його вимірювання.

Двовимірна функція неузгодженості дозволяє оцінити роздільну здатність і точність вимірювання кожного з двох параметрів, а також точність спільного виміру, якщо вимірювання є залежними. Наприклад, функція $p(\tau, F)$, як уже зазначалося в розділі раніше, визначає взаємну залежність характеристик точності і роздільної здатності при вимірюванні дальності і швидкості. Аналогічно функції $p(\tau, F)$, можна ввести просторову функцію кореляції $p(\Theta_1, \Theta_2)$, яка визначає точності вимірювання двох ортогональних кутових координат, або функцію $p(\Theta_1, \Theta)$ для однієї кутової координати і швидкості її зміни.

У разі спільних вимірів декількох параметрів дисперсія помилок визначається як діагональні елементи матриці помилок. Матрицею помилок називають матрицю, обернену кореляційній матриці багатовимірного нормального закону після досвідченого розподілу значень вимірюваних параметрів.

Цікавим є порівняння залежності якості виявлення і вимірювання від параметрів сигналу. Якість виконання обох завдань покращується при збільшенні енергії сигналу, оскільки при цьому зростає ймовірність правильного виявлення D і зменшується помилка вимірювання σ_α . Однак, якщо

якість виявлення (при когерентній обробці) не залежить від форми сигналу і виду її функції неузгодженості, то помилка регулярного вимірювання визначається в основному саме цими характеристиками сигналу.

У разі не регулярних вимірювань, коли відношення сигнал/шум q мало, точність вимірювання стає залежною від взаємної кореляційної функції сигналу і шуму. Підвищення q послаблює цю залежність і покращує точність вимірювання до потенційної.

У разі стежачих вимірювань точність вище, ніж при одноразових, тому що для отримання оцінки використовується додослідні дані. Закон визначення $p(\alpha)$ може помітно уточнювати поточну оцінку. Однак завжди і в тому числі при $p(\alpha)=const$ помилка стежачих вимірювань залежить від точності одноразових вимірювань.

Розглянемо формули розрахунку точності одноразових незалежних вимірювань основних параметрів сигналу і відповідних координат цілі.

4 РЕАЛЬНІ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАНЬ

Обробка сигналу в приймачі практично завжди відрізняється від оптимальної. Крім того, на точність вимірювань впливає не тільки внутрішній шум приймача. Тому реальна точність завжди гірше, ніж потенційна. Помилка

реальних вимірів в деяких випадках у багато разів перевищує потенційну помилку. Тому необхідний аналіз складових реальної помилки.

Причини появи окремих складових і їх величини залежать від вимірюваного параметра і способу вимірювань.

4.1 Реальна точність вимірів - дальності та швидкості

Точність вимірювання дальності погіршується додатковими помилками, зумовленими умовами поширення радіохвиль, зменшенням відносини сигнал/шум в неоптимальному приймачі, недосконалістю відлікових пристроїв і т. д.

Реальна середньоквадратична помилка вимірювання дальності дорівнює:

$$\sigma_r = \sqrt{\sigma_{rnom}^2 + \sum_i \sigma_{r_i}^2} \quad (4.1)$$

де σ_{rnom} - потенційна помилка, яка обчислюється за формулами;

σ_{r_i} - складові реальної помилки.

Найбільше значення серед σ_{r_i} мають дві складові: помилка, що залежить від умов поширення радіохвиль, і помилка σ_{r_2} обумовлена не оптимальністю лічильного пристрою.

Помилка σ_{r_1} (атмосферна помилка або помилка РРВ) пов'язана з особливостями реальної атмосфери. В результаті рефракції радіохвиль траєкторія їх поширення викривляється, чи не є сталою і швидкість поширення радіохвиль. Строго кажучи, помилка РРВ є систематичною. Однак в реальних умовах компенсація цієї помилки компенсують необхідністю врахування тиску, температури і вологості атмосфери, а тому зазвичай не проводиться.

Значення атмосферної помилки σ_{r_1} можливо оцінити за графіками (рис. 4.1), побудованим для фіксованих кутів місця ϵ антени в залежності від висоти цілі Н. Величина помилки σ_{r_1} збільшується зі зменшенням кута місця ϵ і

зі збільшенням вологості повітря. При $\varepsilon \leq 5^\circ$ і відносній вологості повітря 100% помилка може становити 50-60 метрів, що значно для точних вимірювань [7].

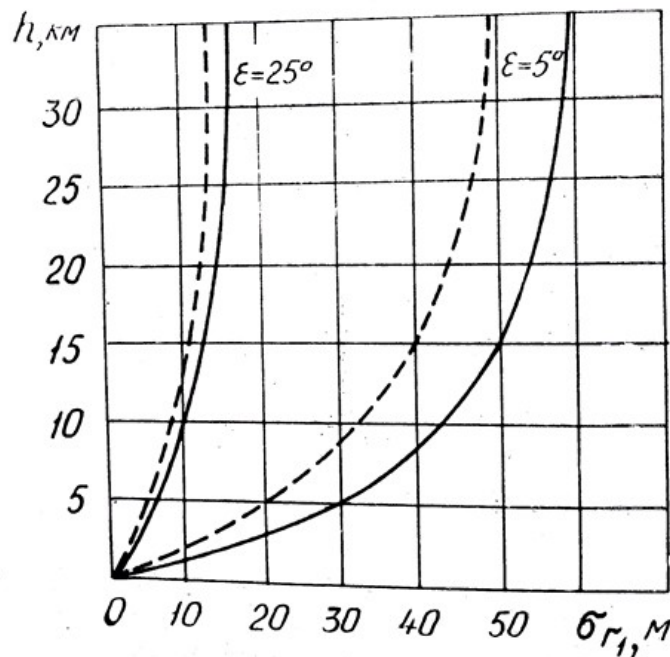


Рисунок 4.1 – Помилка вимірювання дальності в тропосфері при відносній вологості повітря 100% (суцільна лінія) та 0% (пунктирна лінія)

Помилка σ_{r_2} (помилка зчитування або інструментальна) залежить від типу відлікового пристрою вимірника дальності. Найбільші помилки виникають при візуальному відліку дальності з індикаторів на електронно-променевих трубках, найменші - при автоматичному супроводі. Помилка візуального відліку залежить від реальної роздільної здатності індикатора, тобто від діаметрів ЕПТ і електронної плями, а також масштабу індикатора. В основному помилка σ_{r_2} обумовлена неточністю визначення оператором положення позначки цілі щодо масштабних міток і неточністю розташування масштабних міток. Величина помилки σ_{r_2} орієнтовно визначається за формулою:

$$\sigma_{r_2} = (0,05 - 0,1) \Delta \alpha_m, \quad (4.2)$$

де $\Delta \alpha_m$ - відстань між масштабними мітками в кілометрах.

Коефіцієнт 0,05 відповідає більш досвідченому оператору. Помилка аналогового автосупроводження визначається тривалістю стропів супроводу по дальності. У пристрої автосупроводження з астатизмом першого порядку помилка залежить також від радіальної швидкості цілі (рис. 4.2).

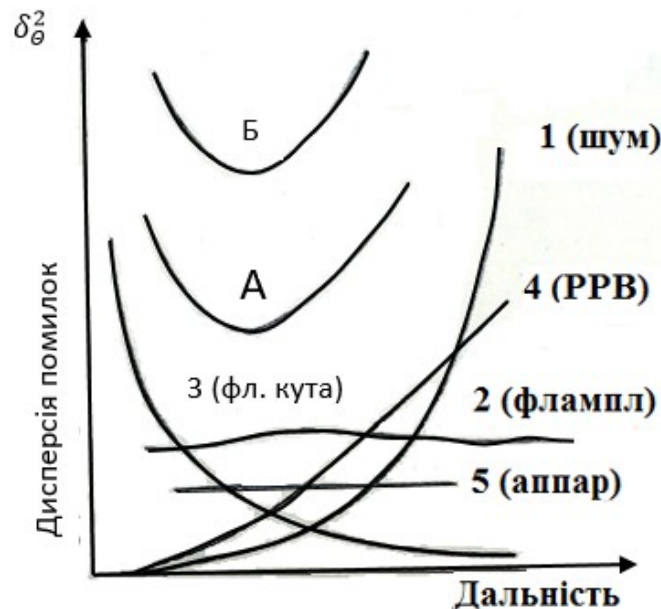


Рисунок 4.2 – Залежність дисперсії реальної похибки пеленгації та її складових від дальності

Реальна точність вимірювання швидкості оцінюється середньоквадратичною помилкою, яка поряд з потенційною містить також і інші складові. Складові реальної помилки вимірювання швидкості (так само, як і дальності) залежать від умов поширення радіохвиль і структури вихідного пристрою.

У радіолокаторах супроводу цілей швидкість може визначатися шляхом диференціювання дальності. Якщо передавальна характеристика розімкнутої системи стежачого далекоміра:

$$K(p) \frac{k_{\sigma}}{p}, \quad (4.3)$$

а передавальна характеристика диференціюються ланцюга, що має постійну часу $T_{\text{диф}}$:

$$T_{\text{диф}}(p) = \frac{P}{1 + pT_{\text{диф}}}, \quad (4.4)$$

то дисперсія флуктуаційної помилки вимірювання швидкості в сталому режимі дорівнює [5]:

$$\sigma_{\sigma}^2 = \sigma_r^2 \frac{K_{\sigma}}{(1 + K_{\sigma} T_{\text{диф}}) T_{\text{диф}}}, \quad (4.5)$$

де σ_r^2 - дисперсія флуктуаційної помилки вимірювання дальності.

Цей метод оцінки швидкості може також використовуватися оператором при спостереженні позначки цілі на індикаторі з великим післясвіченням. Якщо період огляду не змінюється, то про швидкість цілі можна судити по відстані між відмітками цілі в сусідніх періодах огляду. Це дозволяє грубо оцінити величину і напрямок швидкості руху цілі.

Помилка такої оцінки визначається властивостями індикатора і натренованістю оператора.

4.2 Реальна точність вимірювання кутових координат

Основні складові реальної помилки пеленгації обумовлені флуктуаціями амплітуди сигналу і кута приходу радіохвиль, умовами їх поширення, нестабільністю і недосконалістю апаратури РЛС. Величина реальної помилки визначається виразом.

Дисперсія потенційної помилки (крива 1) відповідно до формули, пропорційна четвертому ступеню дальності.

Дисперсія помилки, обумовлена флуктуаціями амплітуди (крива 2), характерна тільки для одноканальної пеленгації і практично не залежить від дальності. З урахуванням флуктуацій середньоквадратичну помилку вимірювань кутової координати можна оцінити за формулою:

$$\sigma_{\Theta} \approx \frac{\Theta_A}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{1}{q^2} + \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Theta_A^2}{\Theta_0^2} \left(1 + \frac{\Theta_A^2}{\Theta_0^2}\right)^{-3/2}}. \quad (4.6)$$

Помилка (4.6) залежить не тільки від відносини сигнал/шум q а й від співвідношення ширини діаграми спрямованості Θ_A і кута повороту антени $\Theta_0 = \Omega \tau_0$, за час кореляції τ_0 флуктуацій амплітуд імпульсів пачки. При великій швидкості огляду Ω флуктуації мало впливають на величину σ_{Θ} так як число імпульсів в пачці M (і величина q) мало, але мале і відношення Θ_A/Θ_0 . Навпаки, при малій швидкості огляду число імпульсів і енергія пачки збільшуються. Але величина Θ_0 стає менше, ніж Θ_A . У цьому випадку помилка σ_e також невелика. При $\Theta_0 \ll \Theta_A$ (випадок незалежних флуктуацій імпульсів пачки) середньоквадратична помилка наближається до потенційної, що впливає з (4.6) при $(\Theta_A/\Theta_0) \rightarrow \infty$.

Найнесприятливішим є випадок, коли $\Theta_0 \approx \Theta_A$,

Йому відповідають незалежні флуктуації початку і кінця пачки, тобто несиметричні спотворення її обвідної. Для зменшення впливу флуктуацій можна використовувати багаточастотні сигнал або обмеження пачки імпульсів зверху.

Дисперсія помилки за рахунок флуктуації кута приходу радіохвиль (крива 3) обернено пропорційна дальності, тобто вона росте в міру зближення цілі і РЛС. У безпосередній близькості від РЛС ця помилка може переважати над усіма іншими помилками.

Дисперсія помилки за рахунок умов поширення радіохвиль (крива 4) збільшується зі збільшенням дальності.

Дисперсія апаратурних помилок (крива 5) не залежить від дальності цілі. Апаратурні помилки виникають за рахунок нестабільності параметрів апаратури, викликаються люфтом, сухим тертям в опорах антен, а також дрейфом нуля підсилювачів простою іншого струму, порушенням балансу в схемах приводних підсилювачів і так далі. Апаратурні помилки цілком визначаються класом точності використовуваних механізмів і стабільністю роботи електронних схем. У цифрових системах пеленгації апаратурні помилки мінімальні, так як практично зводяться до помилок квантування. У моноімпульсних системах апаратурні помилки більші, ніж в одноканальних, за приводу не ідентичності приймальних каналів.

Серед складових реальної помилки слід особливо виділити флюктуаційну помилку, характерну для одноканальної пеленгації.

На відміну від інших складових, які можна мінімізувати, флюктуаційна помилка зберігає своє значення при вимірюванні різниці координат двох об'єктів, в тому числі, коли на одному з них є відповідач. Моноімпульсні пеленгатори вільні від цього недоліку.

Помилки різного походження зазвичай незалежні. Тому дисперсія сумарною помилки визначається як сума дисперсій всіх складових. Залежність сумарної помилки від дальності приведена на тому ж рисунку. Крива А характерна для моноімпульсних, крива Б - для одноканальних систем пеленгації.

Для пристроїв автосупроводження по кутових координатах характерними причинами складових реальної помилки також недостатньо високий порядок астатизму автосупроводження, недосконалість його, квантування сигналу при цифровій його обробці і т.д.

5 ЕТАПИ ОБРОБКИ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ ІНФОРМАЦІЇ

Для характеристики обробки радіолокаційної інформації (РЛІ) вводять поняття трьох етапів обробки.

Етап первинної обробки включає операції виявлення і вимірювання (оцінки) параметрів сигналів. Первинна обробка проводиться безпосередньо на

РЛС або на одній з позицій багатопозиційною РЛС. Сукупність оцінок параметрів сигналів утворює радіолокаційну позначку від мети.

Вторинна обробка проводиться за сукупністю радіолокаційних відміток і забезпечує формування траєкторної інформації.

Третинна обробка полягає в об'єднанні і ототожненні інформації окремих РЛС, що входять в радіолокаційну систему, або інформації окремих радіолокаційних систем.

Відповідно до виконуваних функцій розрізняють радіолокатори виявлення цілей, точного вимірювання координат і параметрів руху цілей, розпізнавання і т.д. Якщо радіолокатори виявлення зазвичай є багатоцільовими, то радіолокатори точного вимірювання координат і параметрів можуть бути одноцільових або розрахованими на мале число цілей.

Радіолокатори, що забезпечують виконання ряду функцій (виявлення, розпізнавання, точного вимірювання координат і параметрів руху цілей), називають багатофункціональними радіолокаторами.

У міру розвитку радіолокаційної техніки розширюється різноманіття відомих типів радіолокаційних пристроїв. Сучасні радіолокатори далекого виявлення космічних об'єктів можуть являти собою гігантська споруда з розмірами антен порядку десятків і сотень метрів, зі значеннями середньої потужності випромінюваних коливань порядку сотень і навіть тисяч кіловат. Поряд з цим широко використовуються значно менші за розміром рухливі наземні радіолокатори виявлення аеродинамічних об'єктів, радіолокатори наведення і т. д. Широке застосування знаходять бортові радіолокаційні пристрої виявлення і наведення, огляду і картографування земної поверхні, визначення путньої швидкості і вимірювання кута зносу.

ВИСНОВКИ

В сучасних умовах проблеми ефективного контролю повітряного простору первинними радіолокаційними станціями (РЛС) багаторазово зросли. Про це свідчать факти повітряного тероризму та несанкціоноване використання повітряного простору, в тому числі і приватними літальними апаратами.

Ще однією особливістю використання первинних РЛС є можливість визначення з їх допомогою метеообстановки і наявності зграй птахів на трасах польоту і в зонах аеродромів. Крім того, дані первинних РЛС дозволяють реалізувати алгоритми класифікації повітряних об'єктів при відповідній обробці відбитих сигналів.

Основними показниками якості виявлення сигналів є ймовірності правильного і помилкового рішень, вартості втрат (ризик) від прийняття помилкових рішень і середній ризик. Таким чином, для вирішення завдань радіолокації, основними з яких є завдання виявлення, вимірювання координат, дозволу і розпізнавання, створюються як окремі РЛС, так і їх системи, що реалізують методи активної і пасивної радіолокації. Етапи обробки РЛЗ в них традиційно ділять на етапи первинної, вторинної та третинної обробки.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Зуйков В. А., Ключко Г. І., Колісниченко М. В. та ін. Приймально-передавальний модуль міліметрового діапазону довжин хвиль // Технологія і конструювання в електронній апаратурі.- 2003 -№ 3, -С. 15-18.
2. Євдокимов А. І., Комяк В. А., Мележик І. Н. та ін. Когерентний радіолокатор міліметрового діапазону для огляду льотного поля // Прикладна радіоелектроніка.- 2003.- Т. 2, № 1.- С. 10-18 .
3. Довідник по радіолокації. Т. 3 / Под ред. М. Сколтник.- М .: Сов. Радіо, 1979.
4. Керівництво по виробництву спостережень з метеорадіолокаторів. Під ред. Г.Б. Брилева Ленінград Гидрометеоиздат.- 1974. 335с.
5. Н.Ф. Павлов. Аерологія, радіометеорологія та техніка безпеки. Ленінград Гидрометеоиздат 1980. 434с.
6. Основи радіолокації М. ОСССР, М. 1983. 456с.
7. Радіопередаючі прилади на напівпровідникових приборах. Під ред. Р.А. Валітова та І.А. Попова.- 1973.463с.
8. Справочник по радиолокации. Редактор М. Сколник. Перевод с английского в 4-х томах. – М.: Сов. Радио, 1976 (1978).
9. Богословский Г. С. Защита от помех.: МО СССР, 1980. 90с.
10. Алмазов В.Б. Методы пассивной радиолокации.: МО СССР, 1974. 86с.
11. Основы построения радиолокационных станций радиотехнических войск. В. Н. Тяпкин, А. Н. Фомин, Е. Н. Гарин.-2017.535с.
12. Спутниковый мониторинг Земли: Радиолокационное зондирование поверхности. Захаров А.И., Яковлев О.И., Смирнов В.М.-2013.248с.
13. Радиомониторинг: задачи, методы, средства. Рембовский А.М.- 2010.624с.

14. Обработка информации в пространственно-распределенных системах радиомониторинга. Кирсанов Е.А. Сирота А.А.-2012.344с.
15. Распространение радиоволн. Яковлев О.И., Якубов В.П., Урядов В.П., Павельев А.Г.-2017.496с.
16. Радиолокационное наблюдение. Методы, модели, алгоритмы. Проскурин В.И., Ягольников С.В., Шевчук В.И.-2017.368с.
17. Цифровая обработка радиолокационной информации. Кузьмин С.З.-1967.400с.
18. Радиолокационные средства противовоздушной обороны. Леонов С.А.-1988.180с.
19. Методы и техника радиолокационного распознавания. Небабин В.Г., Сергеев В.В.-1984.152с.
20. Проектирование радиолокационных приемных устройств. Голубков А.П., Далматов А.Д. и др.-1984.336с.
21. Radar Equations for Modern Radar. Barton D.K., 2012.-264 p
22. Radar Micro-Doppler Signatures. Chen V.C., Tahmoush D., Miceli W.J. (Eds.), 2014. — 408 p
23. Radar Detection. DiFranco J.V., Rubin W.L., 2004. - 654 p.
24. Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB. Mahafza B.R., 2013. -772 p.
25. Bistatic Radar. Willis N.J., 2005. - 337 p.

Додаток А

Графічна частина магістерської роботи

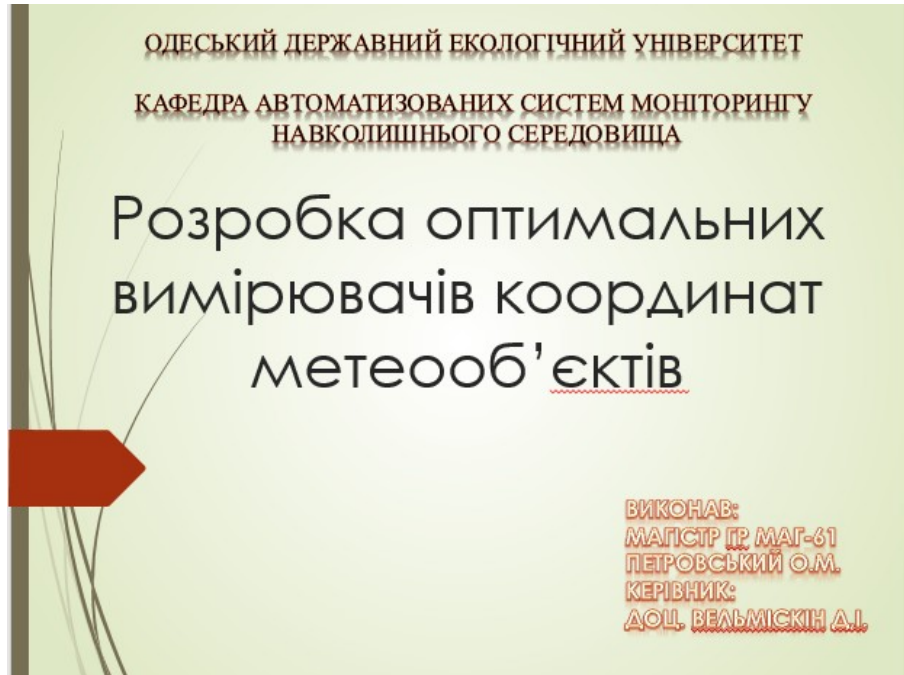


Рисунок А.1 – Титульний лист



Рисунок А.2 – Радіолокація як область науки та техніки

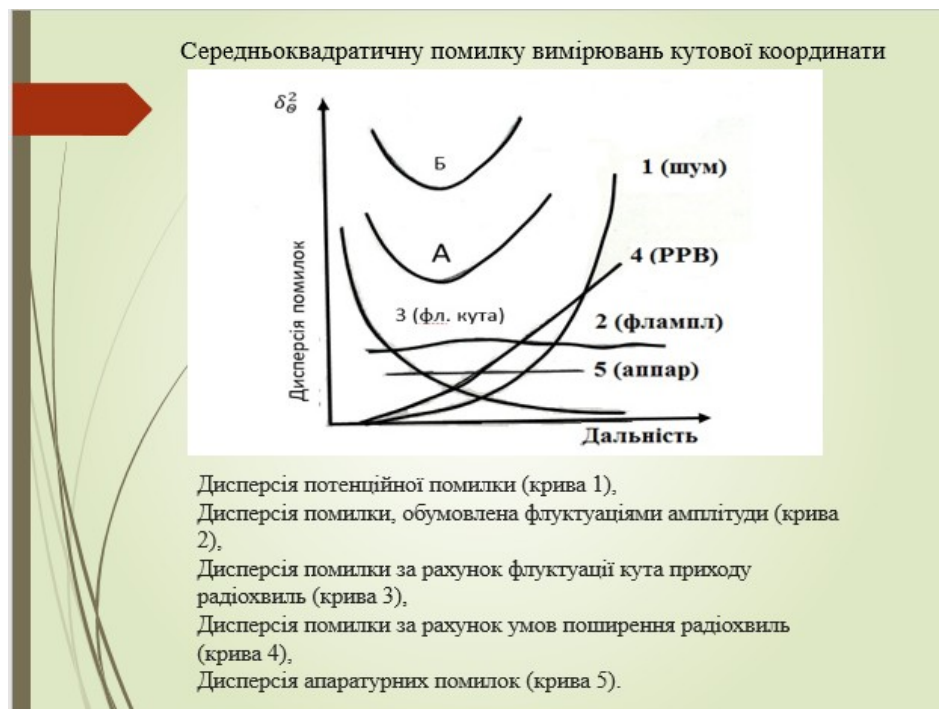


Рисунок А.3 – Середньоквадратична помилка вимірювань котової координати

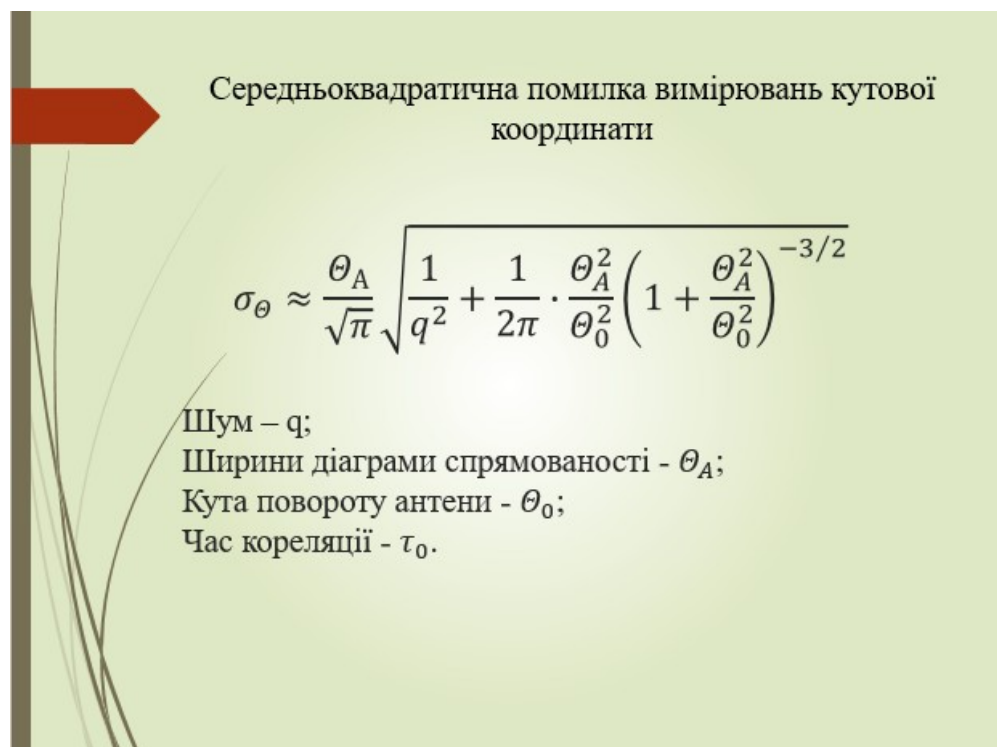


Рисунок А.4 – Формула помилки вимірювань

