

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ОДЕСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ЕКОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Гідрометеорологічний інститут
Кафедра Автоматизованих систем
моніторингу навколишнього
середовища

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему: Поляризаційний метод підвищення інформативності
радіолокаційного дослідження метеорологічних об'єктів

Виконала студентка 2 курсу групи МАГ-18
спеціальності 103 Науки про Землю
Баженова Олександра Денисівна

Керівник к.т.н., доц.
Лавріненко Юліан Володимирович

Консультант

Рецензент к.геогр.н., доц.
Лужбін Анатолій Миколайович

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ
ОДЕСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ЕКОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Інститут, факультет Гідрометеорологічний інститут
Кафедра Автоматизованих систем моніторингу навколишнього середовища
Рівень вищої освіти магістр
Спеціальність 103 Науки про Землю
(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри _____

“ 28 ” жовтня 2019 року

З А В Д А Н Н Я
НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Баженовій Олександрі Денисівні

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Поляризаційний метод підвищення інформативності радіолокаційного дослідження метеорологічних об'єктів

керівник роботи Лавріненко Ю.В., к.т.н., доц.

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від “ 08 ” жовтня 2019р. №235 «С»

2. Строк подання студентом роботи 10.12.2019р.

3. Вихідні дані до роботи Для метеорадіолокатора малої дальності, сантиметрового діапазону потрібно розробити антенну систему, яка дозволяє проводити поляризаційну обробку радіолокаційного сигналу відбитого від різних метеооб'єктів; максимальна дальність виявлення метеоцілей 100 км; робоча довжина хвилі 3 см.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) радіолокаційна метеорологія; дослідження поляризованих хвиль в метеорадіолокації; розробка антенної системи для поляризаційної метеорологічної радіолокаційної станції

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень) Тема магістерської роботи; мета магістерської роботи; використання методів радіолокації та радіолокаційна відбиваність; рівняння радіолокації атмосферних утворень; обмеження радіолокаційного методу спостережень; загальні відомості про поляризовані хвилі; поляризаційний базис; основні характеристики і параметри антен; типи рупорних антен; дзеркальні антени; радіолокаційні антени з регульованою поляризацією; висновки магістерської роботи

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

7. Дата видачі завдання 28 жовтня 2019р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської роботи	Термін виконання етапів роботи	Оцінка виконання етапу	
			у %	за 4-х бальною шкалою
1.	Одержання завдання на використання магістерської роботи			
2.	Підбір літератури та інших джерел інформації			
3.	Проведення аналізу предметної області і написання першого розділу пояснювальної записки до магістерської роботи			
4.	Проведення аналізу предметної області і написання другого розділу пояснювальної записки до магістерської роботи			
5.	Рубіжна атестація			
6.	Проведення аналізу предметної області і написання третього розділу пояснювальної записки до магістерської роботи			
7.	Оформлення пояснювальної записки магістерської роботи			
8.	Здача магістерської роботи керівнику			
9.	Пробний захист на кафедрі			
10.	Перевірка на плагіат			
11.	Рецензування			
12.	Інтегральна оцінка виконання етапів календарного плану (як середня за етапами)			

Студент

(підпис)

Баженова О.Д.

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

(підпис)

Лаврінченко Ю.В.

(прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

Представлена робота Баженової Олександри Денисівни на тему «Поляризаційний метод підвищення інформативності радіолокаційного дослідження метеорологічних об'єктів».

Мета магістерської роботи – розглянути можливості підвищення інформативності радіолокаційного сигналу при роботі по метеооб'єктам за рахунок використання даних про поляризацію; розробити антенну систему, що дозволяє зберігати поляризацію відбитого сигналу.

Для досягнення зазначеної мети необхідно вирішення наступних завдань:

- встановити статистичну залежність поляризації відбитого сигналу від виду гідрометеорів;
- розглянути особливості проходження хвиль різної поляризації через антенно-фідерний тракт;
- вибрати тип антени, який забезпечує прийнятні характеристики направленості і зберігаючий поляризацію відбитого сигналу.

У даній магістерській роботі проведено аналіз залежності поляризації відбитого сигналу від виду гідрометеорів, обраний тип антени і проведена оцінка її технічних характеристик.

Магістерська робота містить: 72 с., рис. 30, табл. 0, додатки 1, використаних літературних джерел 25.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: метеорадіолокатор, антена, поляризація електромагнітної хвилі, гідрометеор, ширина діаграми направленості.

SUMMARY

The topic of this thesis, made by Bazhenova Oleksandra Denysivna is “Polarization method for raising the information of radar research of meteorological objects.”

The purpose of the master's work - Consider more informative radio signal when working on meteob'ektam by using data on polarization; to develop an antenna system that allows to keep the polarization of the reflected signal.

To achieve assigned goals it is necessary to complete following tasks:

- to establish the statistical dependence of the polarization of the reflected signal on the type of hydrometeors;
- to consider the peculiarities of the passage of waves of different polarization through the antenna feeder path;
- choose the type of antenna that provides acceptable directional characteristics and preserves the polarization of the reflected signal.

In this master's work the dependence of the polarization of the reflected signal on the type of hydrometeors is analyzed, the type of antenna is selected and its technical characteristics are evaluated.

Master's work contains 72 p., figures 30, table 0, applications 1, used literature 25.

KEYWORDS: meteoradiolocators, antenna, polyarizatsiya electromagnetic wave, hydrometeors, width of the radiation pattern.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	6
1 РАДІОЛОКАЦІЙНА МЕТЕОРОЛОГІЯ.....	10
1.1 Ефективна поверхня розсіювання метеоцілей.....	10
1.2 Радіолокаційна відбиваність.....	11
1.3 Рівняння радіолокації атмосферних утворень.....	13
1.4 Обмеження радіолокаційного методу спостережень.....	16
1.5 Обґрунтування метеорологічного радіуса виявлення хмар і опадів.....	19
1.6 Метеорологічний аналіз радіолокаційних характеристик хмарності.....	20
2 ДОСЛІДЖЕННЯ ПОЛЯРИЗОВАНИХ ХВИЛЬ В МЕТЕОРАДІОЛОКАЦІЇ.....	23
2.1 Загальні відомості про поляризовані хвилі.....	23
2.2 Поляризаційний базис.....	27
2.3 Геометричні методи представлення поляризації.....	30
3 РОЗРОБКА АНТЕННОЇ СИСТЕМИ ДЛЯ ПОЛЯРИЗАЦІЙНОЇ МЕТЕОРОЛОГІЧНОЇ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ СТАНЦІЇ.....	37
3.1 Основні характеристики і параметри антен.....	37
3.2 Хвилеводні випромінювачі і рупорні антени.....	41
3.3 Дзеркальні антени.....	47
3.4 Радіолокаційні антени з регульованою поляризацією.....	52
3.5 Розрахунок антенної системи поляризаційного радіолокатора.....	60
3.6 Розрахунок опромінювача.....	62
ВИСНОВКИ.....	64
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ.....	65
Додаток А. Графічна частина магістерської роботи.....	Ошибка! Закладка не определена.

ВСТУП

Найбільш інформаційним є отримання метеоданих за допомогою метеорологічних радіолокаторів (МРЛС).

У магістерській роботі розглядаються принципи радіолокаційної метеорології, що дозволяють отримати миттєву інформацію про метеоутворення.

Бурхливий розвиток радіолокаційної техніки і області її застосування обумовлюють пошук нових шляхів поліпшення технічних характеристик радіолокаційних станцій.

Одним з перспективних методів підвищення ефективності радіолокаційних систем є включення в їх склад пристроїв, що використовують поляризаційні ефекти в радіолокаційному каналі. Відомо, що відбита від будь-якої радіолокаційної цілі хвиля є в загальному випадку еліптично поляризованою. Якщо прийом відбитого сигналу проводиться без урахування його поляризації, то, як правило, деяка частина потужності сигналу безповоротно зустрічається. Ця обставина, на жаль, часто не враховується в практичній радіолокації.

Звідси випливає очевидна доцільність вибору поляризації опромінюючої хвилі з урахуванням поляризаційних властивостей цілі і прийому відбитих сигналів відповідно до їх поляризації. Знання поляризації відбитих сигналів в поєднанні з відповідними методами їх селекції дозволяють вирішувати ряд важливих практичних завдань (збільшення контрастності радіолокаційних зображень, відбудова від перешкод).

При опроміненні цілі хвилею деякої фіксованої поляризації, на поверхні цілі будуть наведені струми, сумарне поле яких утворює відображену хвилю. З фізичних міркувань очевидно, що поляризація відбитої хвилі буде визначатися як параметрами опромінюючої хвилі, так і

властивостями цілі (її формою, розмірами, матеріалом, орієнтацією в просторі і т.п.).

Властивості радіолокаційних цілей, які зумовлюють зміну поляризаційного стану хвилі при розсіюванні, будемо називати поляризаційними властивостями цілей.

При випромінюванні поляризаційних властивостей радіолокаційних цілей (так само як і при випромінюванні інших їх характеристик) доводиться мати справу з різними за своєю структурою об'єктами. В одних випадках цілі представляють собою тіла правильної геометричної форми, що допускає строге рішення електродинамічних задач і розрахунок поляризаційних властивостей цілей (наприклад, сфера). В інших випадках об'єкти спостереження мають складну конфігурацію і складаються з цілого ряду більш-менш жорстко пов'язаних між собою елементів (літаки, кораблі, різні споруди і т.п.). Нарешті, цілі можуть являти собою сукупність об'єктів, довільно розподілених в деякій області простору (гідрометеори, хмари, дипольні відбивачів, що хвилюється поверхнею моря та ін.).

Природно, що закони відбиття електромагнітних хвиль будуть істотно відмінними для різних за своєю структурою цілей. Крім того, характеристики відбитого сигналу виявляються залежними від умов спостереження і параметрів радіолокаційної станції (РЛС). Наявність в процесі радіолокаційного спостереження безліч випадкових чинників (насамперед випадковість фаз сигналів, відбитих окремими елементами цілей) призводить, як відомо, до флуктуації амплітуд і фаз, ортогонально поляризованих компонент відбита хвиля буде в загальному випадку частково поляризованою.

У подальшому викладі представляється зручним класифікувати цілі за характером флуктуації відбитих від них сигналів.

Цілі, для яких середні значення амплітуд сигналів перевищують їх середньквдратичне значення, будемо називати стабільними цілями. З точки зору поляризаційної структури, хвиля відбита стабільною ціллю, близька до

повністю поляризованої монохроматичної хвилі (амплітуда і поляризація сигналу постійні в процесі спостереження).

У випадках, коли середні значення амплітуд сигналів менше їх середньоквадратичних, ми будемо мати справу з флюктуруючими цілями. Сигнали флюктуруючих цілей можуть бути повністю поляризованими (але не монохроматичними!), частково поляризованими або навіть неполяризованими в залежності від структури цілі і умов її спостереження.

Класифікація цілей по статистичним властивостям їх сигналів призводить до того, що одні й ті ж цілі можуть бути віднесені до різних класів. Стабільними будуть, наприклад, точкові нерухомі цілі. Ті ж цілі, що рухаються щодо РЛС або обертаються навколо свого центру мас, будуть характеризуватися флюктуруючими сигналами і, отже, повинні розглядатися, як флюктуруючі цілі.

Вирази, що описують поляризаційні властивості цілей, використовуються для аналізу поляризаційного стану відбитих сигналів і для знаходження поляризаційної залежності найважливішою енергетичною характеристикою цілі – є її ефективна площа розсіювання (ЕПР). Поляризаційні властивості цілей і антен РЛС вводять в основне рівняння радіолокації в вигляді деякого скалярного множника, званого поляризаційною характеристикою радіолокаційного каналу. Було проведено дослідження поляризованих хвиль, в їх використання для підвищення інформативності метеорологічних радіолокаторів.

Завданням магістерської роботи було вибрати елементи, що визначають поляризаційних властивостей метеорологічного радіолокатора - антенно-хвилеводних елементів з пристроєм зміни поляризації.

В ході проектування були досліджені і обрані параметри основних елементів радіолокатора, що створюють необхідну поляризацію. Як показали дослідження, для локації об'єктів, протяжних в горизонтальній площині, доцільне використання хвиль з горизонтальною поляризацією, а для

отримання точної інформації про вертикальну структуру цілі - хвиль з вертикальною поляризацією.

Було поставлено завдання щодо вибору і розрахунку антенної системи, що задовольняє обох видів поляризації, а також досліджений - елемент, що перемикає вид поляризації хвиль. Так, при коловому огляді доцільно мати сигнали з горизонтальною поляризацією, а при вертикальному огляді - сигнали з вертикальною поляризацією.

Була обрана параболічна антена з коловим хвилеводним рупором, як найбільш відповідна для поляризаційного радіолокатора.

1 РАДІОЛОКАЦІЙНА МЕТЕОРОЛОГІЯ

Використання методів радіолокації в метеорології дозволяє збільшити обсяг вихідної метеоінформації, що в свою чергу, підвищує достовірність метеопрогнозів.

Метеоцілі володіють рядом специфічних властивостей і параметрів, які притаманні тільки їм. Нижче вони будуть розглянуті більш детально.

1.1 Ефективна поверхня розсіювання метеоцілей

Застосування радіолокації в метеорології засноване на ефекті розсіювання радіохвиль сантиметрового діапазону частинками хмари і опадів у вигляді крапель дощу, граду, кристалів, сніжинок і їх різних комбінацій.

При проходженні електромагнітної хвилі через хмари і зони опадів у кожної окремої частинки збуджується вторинне випромінювання. При цьому частина енергії падаючої хвилі поглинається частинкою і переходить в тепло. Інша частина перевипромінює у вигляді розсіяної хвилі з різних напрямків, в тому числі і збігається з напрямком на радіолокатор. Частота розсіяної електромагнітної хвилі збігається з частотою хвилі, що падає на частку. Інтенсивність випромінювання від такої частки в напрямку на радіолокатор оцінюється через ефективну площу розсіювання σ .

Вираз для σ спрощується при виконанні двох умов. Перша з них - радіус частинки $a \leq 0,03\lambda$ - довжина хвилі. Друга умова - радіус частинки повинен бути менше довжини хвилі всередині частки ($a \leq 0,13 - \frac{\lambda}{|m|}$), де m - комплексний показник заломлення речовини частки в діапазоні хвиль λ .

Для таких малих частинок сферичної форми за формулою Релея:

$$\sigma = \frac{64 \pi^5 a^6}{\lambda^4} \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2. (1.1)$$

Множник $\left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2$ для води в сантиметровому діапазоні дорівнює $0,93 \pm 0,004$, а для льоду з одиничною щільністю $0,197$. Звідси випливає, що ця величина для водяної сферичної частинки майже в 5 разів більше крижаних часток такої ж форми і розмірів.

Зі збільшенням розмірів частинок, коли $a \geq 0,03 \lambda$, величина σ спочатку швидко зростає до певної межі, що залежить від співвідношення між a і λ , а потім наближається до межі, рівному πa^2 . На вхід приймача радіолокатора надходять сигнали від сукупності частинок, укладених в імпульсивному обсязі діаграми направленості антени радіолокатора.

Тому для характеристики ефективної поверхні сукупності використовують поняття про ефективну площу розсіювання одиниці об'єму η :

$$\eta = \sum_{i,v} \sigma_i, (1.2)$$

тобто ефективна площа розсіювання одиниці об'єму V_3 дорівнює сумі ефективності площ розсіювання, окремих частинок в цьому об'ємі [1].

1.2 Радіолокаційна відбиваність

Для сферичних релеєвских частинок радіолокаційна відбиваність:

$$z = \sum_{i,v} \alpha_i^6 \left| \frac{m_i^z - 1}{m_i^z + 2} \right|^2. (1.3)$$

Як впливає з виразу, радіолокаційна відбиваність Z визначається кількістю і розподілом часток за розмірами в одиничному обсязі і їх комплексним показником заломлення в діапазоні сантиметрових хвиль. Величина Z характеризує розсіюючі властивості хмар і опадів в діапазоні хвиль. Якщо в повітрі тільки вода або тільки лід, то:

$$z = \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2 \sum_{i,v} \alpha^6. (1.4)$$

Вираз Z через діаметр частинок позначається Z_d і визначається як:

$$z_d = \sum_{i,v} d_i^6 \left| \frac{m_i^z - 1}{m_i^z + 2} \right|^2, (1.5)$$

$$z_d = 64 z, (1.6)$$

$$\lg z_d = \lg z + 1.8. (1.7)$$

Діапазон відбиваності Z в реальних хмарах дуже великий (від 10^{-5} до 10^5 мм⁶/м³), і для зручності записів Z використовують логарифми або децілогарифми ($\lg z$ або $\log z$).

Наприклад $Z = 10^{3,5}$ записують, як $\text{Lg}Z = 3,5$, а $Z = 1 \frac{\text{мм}^6}{\text{м}^3}$ записують, як $\text{Lg}Z = 0$.

Величини Z на відміну від η не залежить від довжини хвиль λ і інших параметрів радіолокатора.

Ці величини залежать від розміру частинок.

Якщо діаметр однієї краплі більше діаметра іншої в 10 разів, то значення Z , η і величина відбитого від них сигналу будуть відрізнятися в 10^6 раз. Звідси випливає, що радіолокатор найбільш ефективний при виявленні і визначенні розмірів хмари з більшої кількості великих часток [1].

1.3 Рівняння радіолокації атмосферних утворень

Параметри радіолокатора і радіолокаційна відбиваність пов'язані між собою рівнянням радіолокації атмосферних утворень. Рівняння отримано при наступних припущень:

- радіохвилі відбиваються сферичними частинками, величина σ яких визначається формулою Релея;
- має місце повне заповнення, відображає обсяг частинками хмар і опадів;
- не враховується ослаблення радіохвиль і вплив підстильної поверхні на діаграму направленості.

При цьому для метеорологічного радіолокатора середня величина сигналу на вході приймача P_{np} зв'язується з параметрами радіолокатора, видаленням r до відбиваючого обсягу і радіолокаційної відбиваності наступною залежністю (рівнянням радіолокації атмосферних утворень):

$$P'_{np} = \frac{0,1 \pi^6 P_n A_p h K}{\lambda^4} \frac{z}{r^2}. \quad (1.8)$$

де P_n - імпульсна потужність передавача;

A_p - апертура антени;

$h = ct$ - просторова протяжність зондуючого імпульсу, що дорівнює добутку швидкості світла c на тривалість зондуючого імпульсу τ ;

λ - довжина хвиль випромінювання радіолокатора;

K - коефіцієнт корисної дії антенно-хвильового тракту при прийомі (K_{np}) і передачі ($K_{пер}$), $K = K_{np} \times K_{пер}$.

Рівняння є окремим випадком більш загального рівняння:

$$P'_{np} = \frac{0,35 \pi^6 \beta P_n A_p h \alpha}{\lambda^4} \frac{z}{r^2} K \times K_{зан} \times K_{осл} \times K_з, \quad (1.9)$$

$$A_p = \frac{\pi D^2}{4} \cdot (1.10)$$

де $K_{зан}$ - коефіцієнт заповнення відбиваючого обсягу діаграми направленості антени розсіюючими частинками;

$K_{осл}$ - узагальнений коефіцієнт ослаблення електромагнітної енергії в тропосфері;

β - коефіцієнт зв'язку між посиленням і шириною діаграми направленості антени;

$K_з$ - коефіцієнт, що враховує вплив земної поверхні на поширення радіохвиль; α - коефіцієнт використання апертури антени;

$K_{розр}$ - коефіцієнт розрізнення корисного сигналу в шумах.

Ряд коефіцієнтів, наведених вище, виходять тільки експериментально. Для апаратури метеорологічного радіолокатора їх середні значення наступні:

$$\lambda = 0,46, \beta = 0,65, K_{розр} = 1, K = 0,16, K_з = 1.$$

Величини $K_{зан}$, $K_{осл}$ і K можна отримати тільки досвідченим шляхом. У процесі отримання штормових даних їх досить точно визначити неможливо; їх вважають рівними одиниці, $K_з$ дорівнює одиниці тільки за умови, коли кут місця антени ϵ дорівнює або більше половини ширини її діаграми направленості (при $\epsilon=0$, $K_з=1$) [2].

При вимірах $P_{пр}$ в якості початкового рівня вибирають будь-яке значення P_0 (Вт, мВт) або рівень власних шумів радіолокатора $P_{ш}$ (Вт, мВт). Розділивши обидві частини рівняння (1.8) на P_0 і $P_{ш}$, отримавши рівняння радіолокації атмосфери утворень з урахуванням способу вимірювань відбитих сигналів:

$$\frac{P'_{np}}{P_0} = \frac{0,1 \pi^6 P_4 A_p h K}{P_0 \lambda^4} \frac{z}{r^2}; (1.11)$$

$$\frac{P'_{np}}{P_u} = \frac{0,1 \pi^6 P_4 A_p h K}{P_u \lambda^4} \frac{z}{r^2}. (1.12)$$

При $P_0 = P_u$ рівняння (1.11) і (1.12) співпадають.

Величина

$$\Pi_m = \frac{0,1 \pi^6 P_4 A_p h K}{P_u \lambda^4} \frac{z}{r^2}, (1.13)$$

називається метеорологічним потенціалом радіолокатора. За допомогою метеорологічного потенціалу можна порівнювати різні радіолокатори з точки зору їх ефективності для метеорологічних спостережень. Чим більше потенціал, тим краще даний радіолокатор пристосований для метеоспостережень.

З урахуванням Π_m рівняння (1.11) спрощується:

$$\frac{P'_{np}}{P_u} = \Pi_m \frac{z}{r^2}. (1.14)$$

Величина Z вимірюється в $мм^6/м^3$, r - в км, розмірність потенціалу Π_m - в $км^2/(мм^6 \times м^{-3})$.

Величина $\frac{P_{np}}{P_u}$ вимірюється в децибелах; величина Π_m також обчислюється в децибелах:

$$10 \lg \Pi_m = 10 \lg A_p + 10 \lg P_i + 10 \lg h + 10 \lg K - 10 \lg P_u - 40 \lg \lambda, (1.15)$$

де P_i - в кілометрах;

P_u - у ваттах;

A_p - в квадратних метрах;

λ - в сантиметрах і h в метрах.

Рівняння (1.13) для LgZ [1]:

$$lgz = 0,1 \left(10 lg \frac{P'_{np}}{P_u} + 20 lgr - 10 lg \Pi_m \right). \quad (1.16)$$

Радіолокаційне виявлення опадів можливо завдяки розсіюванню радіохвиль на частинки опадів - краплі або сніжинки. Середня відстань між окремими краплями в рідких опадах має порядок 10 см. Це відстань зазвичай більше довжини хвилі радіолокаційних станцій, які використовуються для спостереження за опадами, або порівняно з нею. У формуванні радіолокаційного сигналу в кожен момент часу приймає участь сукупність часток опадів, відбиті сигнали яких одночасно надходять на вхід приймача радіолокатора. Ця сукупність часток укладена в межах так званого радіолокаційного обсягу, обмеженого приблизно шириною діаграми направленості антени радіолокатора і половиною просторової протяжності зондуючого імпульсу. Для випадку радіолокації опадів зазвичай виконуються наступні умови: розсіювання на кожній окремій краплі не залежить від наявності інших крапель в її околиці, відсутня багаторазова розсіюванність [3].

1.4 Обмеження радіолокаційного методу спостережень

1. Гранична дальність виявлення r_{np} метеоутворень радіолокатором обмежується тільки дальністю прямої видимості. Радіолокатор може приймати відбитий сигнал від всіх хмар, вершини яких лежать вище лінії радіогоризонта. Однак, як впливає з рівнянь радіолокації (1.8) і (1.9),

реальна максимальна дальність виявлення r_{\max} визначається при значенні відносини $\frac{P_{np}}{P_{ш}}=1$. Відповідно, r_{np} завжди більше r_{\max} .

Рівняння дальності прямої видимості:

$$r_{np.видим,км} = 4,12(\sqrt{h_a} + \sqrt{h_{хмар}}, м), (1.17)$$

де h_a - висота антени радіолокатора;

$h_{хмар}$ - висота хмари.

Починаючи з відстані 100 км від радіолокатора, частина хмарів не буде їм виявлятися із-за того, що їх вершини будуть лежати нижче лінії радіогоризонта (прямої радіації).

По цій же причині за допомогою радіолокатора на відстанях понад 100-200 км неможна виміряти інтенсивність опадів (рис. 1.1).

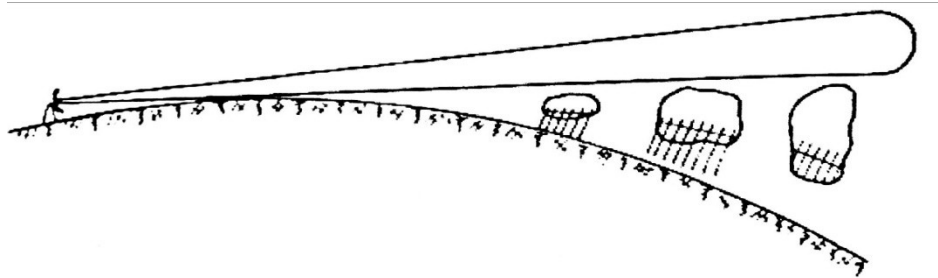


Рисунок 1.1 - Обмеження лінією радіогоризонта

Наявність високих місцевих предметів навколо радіолокатора створює кути закриття, часто набагато перевищують нульові. Через це збільшується мінімальна висота виявлення хмарності, розташованої в азимут високих місцевих предметів.

2. З відстанню зростає мінімальне значення відбиваності Z_{\min} , яке при заданому потенціалі Π_m може дати радіоехо на екранах радіолокатора (рис. 1.2).

Хмари, відбиваності яких менше Z_{\min} на деякій відстані, що визначаються потенціалом, що не будуть виявлятися радіолокатором. Наявність залежності LgZ_{\min} від відстані r дозволяє проводити калібрування системи вимірювання інтенсивності радіоехо.

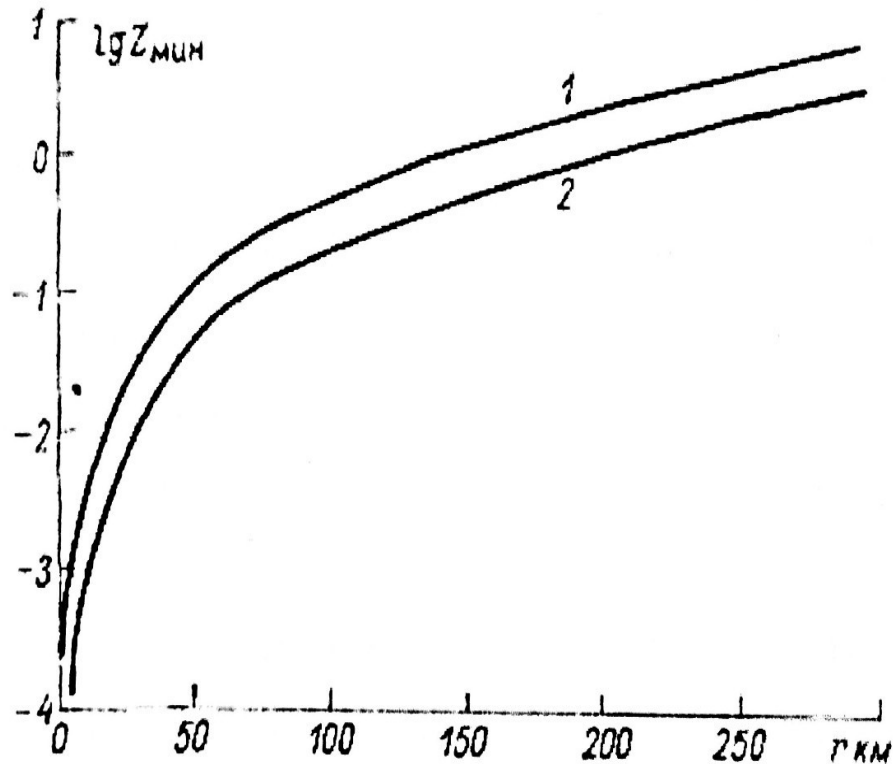


Рисунок 1.2 - Обмеження за рахунок $r_{\text{км}}$, зростання відбиваності $lg z_{\min}$ 1 – при $\Pi_m = 48 \text{ дБ}$; 2 – при $\Pi_m = 52 \text{ дБ}$

3. Радіолокатор не може виявляти хмари, відбиваність яких сильно ослаблена через поглинання радіохвиль в хмарах і опадах; виявлення можливо, якщо не буде ослаблення радіохвиль, яке залежить і від діапазону хвиль радіолокатора.

4. Зі збільшенням відстані від радіолокатора різко падає його роздільна здатність по кутових координатах. Лінійні розміри перетину діаграми направленості на дальність $r=300$ км при ширині $Q=1^\circ$, становитимуть

приблизно 5 км, а на відстані 30 км дорівнює 0,5 км. Звідси випливає, що інформації радіолокатора про висоти і площі хмарності будуть нерівноцінною, в залежності від відстані [1].

1.5 Обґрунтування метеорологічного радіуса виявлення хмар і опадів

З огляду на обмеження радіолокаційного методу метеорологічних спостережень, можна вважати, що метеорологічний радіус виявлення хмар і опадів повинен забезпечувати:

- виявлення і визначення місця розташування і висот зон радіоехо купчасто-дошових хмар з явищами (зливи, грози, град);
- попередження про грози, град і сильні зливи дощем з завчасністю, що залежить від характеру явища;
- визначення швидкості і напрямку переміщення зон радіоехо купчасто-дошових хмар і нижній межі радіоехо хмар верхнього і середнього ярусів;
- визначення тенденції зміни радіолокаційних характеристик хмарного поля (системи);
- визначення еволюції радіоехо купчасто-дошових хмар;
- визначення висот кучової ізотерми при наявності шарувато-дошових хмар;
- оцінка миттєвої максимальної інтенсивності опадів, що випадають в радіусі дальності прямої видимості від радіолокатора;
- визначення площ, зайнятих радіоехо опадів;
- забезпечення технічно безпечної від електромагнітного випромінювання зони навколо радіолокатора.

Метеорологічний радіолокатор не забезпечує визначення нижньої межі хмарності, коли з хмар випадають опади. Через обмеження лінією радіогоризонта дальності виявлення метеоутворень обмежується радіусом 100 км.

Радіус може бути збільшений за рахунок збільшення висоти антени h_a . При цьому також забезпечується радіус зони, безпечної від електромагнітного випромінювання навколо радіолокатора. Таким чином, формується ближня зона метеорологічного радіусу виявлення хмар і опадів - до 100 км від точки стояння радіолокатора.

Максимальний метеорологічний радіус визначається метеорологічним потенціалом Π_m , висотою і радіолокаційною відбиваністю метеоутворень [1].

1.6 Метеорологічний аналіз радіолокаційних характеристик хмарності

Аналіз заснований на існуванні стійких фізико-статистичних зв'язків радіолокаційних характеристик з фізичним станом хмарності. При цьому використовується радіолокаційна класифікація, заснована, як на якісних ознаках горизонтального і вертикального розподілу радіоехо, так і на його кількісних характеристиках (висотах, відбиваності), одержуваних за спеціальною методикою [4].

На відстанях до 30-40 км від метеорологічного радіолокатора ("близька" зона) первинної інформації є висоти радіоехо і відбиваності, одержувані при вертикальних розрізах хмарності в обраних азимутах, а також характер змін радіоехо, на відстанях від 30 до 300 км ("далека" зона) - висота і відбиваності в дискретних елементах простору 30x30 км, їх розподіл і вид картин радіоехо.

Розмір просторових дискретних осередків обраних на основі експериментальних даних з точки зору витрат на проведення первинних вимірювань, а також сумісність наземної і радіолокаційної інформації про локальні грози.

Метеорологічний аналіз радіолокаційних даних заснований на використанні: детермінованих (заздалегідь складених) описів (для класифікації хмар і хмарних систем); одиночних і комплексних фізико-статистичних критеріїв (для розпізнавання небезпечних явищ, пов'язаних з

купчасто-дошовими хмарами); кореляційних зв'язків (для оцінки миттєвої інтенсивності опадів).

Порівнюючи радіолокаційну інформацію про хмари і пов'язаних з ним явища з наземної візуальною інформацією, необхідно відзначити, що радіолокаційна інформація, програючи наземної в подробицях класифікації, виграє в тому, що радіолокаційні характеристики відносяться до великих площ, і в тому, що вона ефективна саме в тих умовах, коли наземні спостереження утруднені (наприклад, вночі і при хмарності нижнього ярусу) [5].

Радіолокаційний метод спостереження забезпечує більш повну і об'єктивну інформацію: про вертикальний розподіл основних видів хмарності в радіусі 40 км, одержувані незалежно від наявності суцільної хмарності нижнього ярусу і часу доби; про місце розташування та числа гроzoneбезпечних злив.

Порівняння показує, що радіолокатор в радіусі 150-200 км здатний виявити в 1,5-2 рази більше вогнищ гроз в порівнянні з фактично спостережуваними наземними метеостанціями.

Принципово новою є інформація:

- про верхні межі шаруватоподібних хмар;
- про площі, зайнятих різними видами опадів (зливами, градом, обложними опадами), і про миттєву інтенсивність опадів;
- про еволюцію купчасто-дошових хмар і тенденції радіолокаційних характеристик хмарних систем в мезомасштабі.

Таким чином, метеорологічний радіус виявлення хмар і опадів визначається:

- метеорологічним потенціалом P_m ;
- відбиваністю хмар Z ;
- висотою хмар H , величина яких більше $Z_{min}(r)$;
- дальністю прямої видимості радіолокатора;

- вимогами до точності інформації радіолокатора в дискретних елементах простору.

Рекомендований радіус виявлення хмар і опадів з максимальної точності інформації визначається насамперед дальність радіогоризонта і становить [1]:

$$r_{\text{пр. від. км}} = 4,12 \left(\sqrt{h_{\text{а.м}}} + \sqrt{h_{\text{об.м}}} \right). \quad (1.18)$$

Висновки:

1. Таким чином, для успішного складання метеопрогнозів на основі даних, отриманих від метеорадіолокаторів, в даний час потрібно глибша обробка відбитих від гідрометеорів сигналів.

2. Одним із шляхів вирішення поставленого завдання є використання інформації, що міститься в поляризації відбитого сигналу.

2 ДОСЛІДЖЕННЯ ПОЛЯРИЗОВАНИХ ХВИЛЬ В МЕТЕОРАДІОЛОКАЦІЇ

2.1 Загальні відомості про поляризовані хвилі

Електромагнітні хвилі мають різну орієнтацію вектора електричного поля E в просторі. Поле, вектор E який орієнтований горизонтально, є горизонтально поляризованим, а при вертикальній орієнтації - вертикально поляризованим. Зазвичай електромагнітні хвилі підсумовуються, що створює ефект інтерференції і призводить до інших видів поляризації - електрично колової і лінійної [6].

Розглянемо плоску гармонійну хвилю, що поширюється уздовж осі Z деякої декартової системи координат. Рішення рівнянь Максвелла для будь-яких взаємно перпендикулярних компонентів електричного поля, що лежать в площині XY , збігаються в цьому випадку з рішенням хвильового рівняння

$$\frac{d^2 u}{dz^2} - \frac{\epsilon \mu}{c^2} \frac{d^2 u}{dt^2}, (2.1)$$

де u - шукана функція;

ϵ і μ - діелектрична і магнітна проникності середовища відповідно;

c - швидкість світла у вакуумі;

t - час.

Різні компоненти поля можуть відрізнятися тільки комплексними амплітудами. Позначимо комплексні амплітуди компонентів, паралельних осях X і Y обраної системи координат, символами E_x і E_y . Ці величини є комплексними числами, які можуть бути записані в полярній формі:

$$\begin{aligned} E_x &= E_x e^{j\Phi_x}, \\ E_y &= E_y e^{j\Phi_y}, \end{aligned} (2.2)$$

де Φ_x і Φ_y - фазові кути компонентів E_x і E_y відповідно.

Речові частини комплексних амплітуд:

$$\Re\{E_x\}=x, \Re\{E_y\}=y, (2.3)$$

будемо розглядати, як координати точки на площині XY. Тоді, припускаючи гармонійну залежність поля від часу, отримаємо наступне параметричне завдання траєкторії кінця вектора поля у фіксованій точці простору:

$$\begin{aligned} x &= E_x \cos(\omega t + \Phi_x), \\ y &= E_y \cos(\omega t + \Phi_y). \end{aligned} (2.4)$$

Щільність потоку потужності такої хвилі буде пропорційна сумі $E_x^2 + E_y^2$. Тому домовимося називати величину повною амплітудою хвилі:

$$E_m = \sqrt{E_x^2 + E_y^2}. (2.5)$$

Для визначення виду траєкторії, яка визначає поляризацію розглядуваної хвилі, необхідно виключити з рівнянь (2.4) час. Виділяючи з першого рівняння величину

$$\omega t = \arccos \frac{x}{E_x} - \Phi_x, (2.6)$$

і підставляючи знайдене значення в друге рівняння, можна отримати шукану залежність у вигляді:

$$\frac{x^2}{E_x^2} + \frac{y^2}{E_y^2} - 2 \frac{xy}{E_x E_y} \cos \Phi = \sin^2 \Phi, (2.7)$$

де $\Phi = \Phi_y - \Phi_x$ різниця фаз компонентів E_y і E_x .

Оскільки змінні x і y обмежені по абсолютній величині рівностями (2.4), крива другого порядку (2.7) є рівняння еліпса, який в окремих випадках може вироджуватися в коло або пряму лінію.

Таким чином, годографом вектора поля плоскої монохроматичної хвилі є деякий еліпс, званий еліпсом поляризації або поляризаційним еліпсом. У середині цього еліпса вектор E здійснює регулярний рух - обертання з періодично змінною швидкістю, причому повний оборот відбувається за період несучої частоти. Початкове положення вектора E всередині еліпса визначає фазу еліптично поляризованої хвилі.

Для кількісної характеристики поляризації хвилі користуються геометричними параметрами поляризаційного еліпса (рис. 2.1).

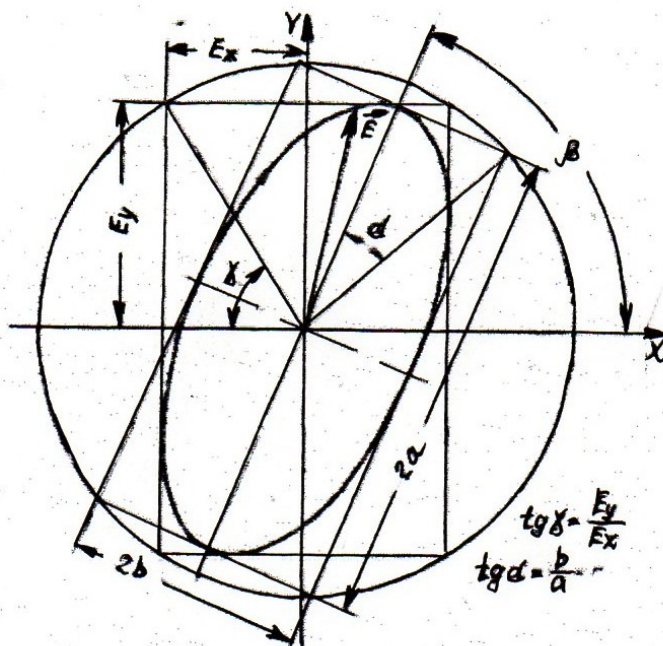


Рисунок 2.1 – Геометричні параметри поляризаційного еліпса

Завдання поляризаційного еліпса може бути повним, якщо відомі його форма, орієнтація і напрямок обходу. Форму еліпса зазвичай характеризують відношенням осей (коефіцієнтом еліптичності) γ , абсолютна величина якого

$$r = \frac{b}{a}, (2.8)$$

де b і a - мала і велика напівосі еліпса відповідно.

Ставлення осей знизилася з ексцентриситетом еліпса e співвідношенням

$$r^2 + e^2 = 1, (2.9)$$

величині r приписується той чи інший знак в залежності від напрямку обертання вектора поля. Якщо при спостереженні вздовж напрямку поширення хвилі вектор E обходить поляризаційний еліпс за годинниковою стрілкою, то величину r будемо вважати позитивною. Хвиля в цьому випадку буде називатися правополяризованою. При обертанні вектора поля проти годинникової стрілки хвиля буде левополяризованою, а відношення осей - від'ємним.

Оскільки $|r| < 1$, то зручно ввести кут

$$\alpha = \text{arc tgr} \left(\frac{-\pi}{4} < \alpha < \frac{\pi}{4} \right), (2.10)$$

який називається кутом еліптичності. Цей кут дорівнює половині кута між діагоналями прямокутника, сторони якого дотичні до еліпса і паралельні його осях. При обмеженні кута α межами, зазначеними в виразі (2.10), абсолютна величина його однозначно визначає форму еліпса, а знак, як і раніше вказує напрямок обертання вектора поля.

Орієнтація поляризаційного еліпса в фазовій площині хвилі визначається кутом (ψ між великою віссю еліпса і віссю абсцис) обраної прямокутної системи координат. З умови однозначного визначення положення еліпса значення кута орієнтації обмежуються межами [7;8].

2.2 Поляризаційний базис

У разі використання антен еліптичної поляризації виявляється зручним виробляти розкладання повністю поляризованої хвилі не на речові ортогональні вектори, як це тільки що було описано, а на комплексні орти. Поняття комплексних ортів є узагальнене поняття речових ортів.

Довільний комплексний вектор e називається нормованим (також одиничним вектором або ортом), якщо модуль цього вектора дорівнює одиниці: $e=1$.

Для нормування довільного вектора досить помножити цей вектор на будь-яке комплексне число λ , модуль якого дорівнює

$$\lambda = \frac{1}{e}.$$

Система векторів e_1, e_2, \dots, e_n називається ортонормованою.

Іншими словами, ортонормованна система складається з одиничних векторів, кожен з яких ортогонален всім іншим.

Якщо число векторів ортонормованої системи збігається з числом вимірів простору, то кажуть, що система утворює ортонормований базис простору.

Стосовно до поляризаційних питань зазвичай обмежуються розкладанням еліптично поляризованих хвиль по двом комплексним ортам, лежачим в тій же площині, що і аналізована хвиля. Пара ортонормованих комплексних векторів e_1 і e_2 називається в цьому випадку поляризаційним базисом і позначається $[e_1 e_2]$. Параметри r_1 і β_1 першого орта можуть бути довільними. В силу рівності параметр r_2 і β_2 другого орта пов'язані з r_1 і β_1 співвідношенням

$$r_2 = -r_1, \beta_2 = \beta_1 \pm \frac{\pi}{2}. \quad (2.11)$$

Отже, будь-який базис $[e_1, e_2]$ може бути цілком охарактеризований двома величинами: коефіцієнтом еліптичності r_1 , і кутом орієнтації β_1 , першого орта.

Тому допустимо базис $[e_1, e_2]$ позначати так само, як $[r, \beta]$, де $r = r_1$ і $\beta = \beta_1$. Геометричні співвідношення, що відносяться до поляризаційного базису, представлені на рис. 2.2 [9].

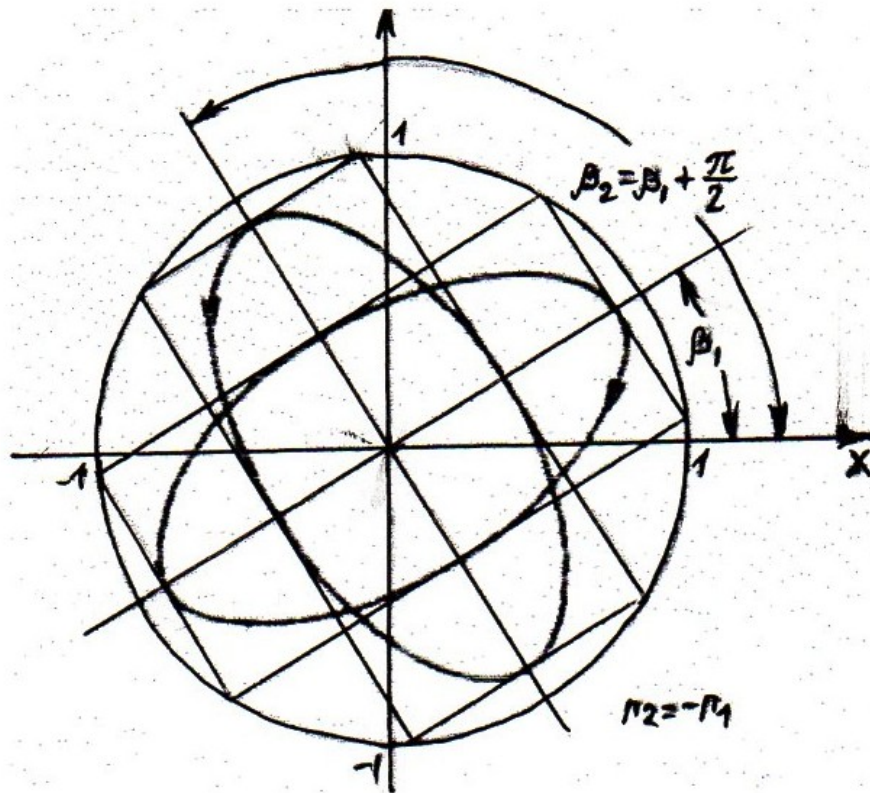


Рисунок 2.2 – Поляризаційний базис

Комплексною діючою висотою (довжиною) антени в даному напрямку будемо називати комплексний вектор N який описує поляризацію хвилі, випромінюваною антеною в режимі передачі. За допомогою цієї величини

комплексна амплітуда напруги V на затискачах тієї ж антени, що працює в режимі прийому на узгоджене навантаження, дається виразом:

$$V = EH, \quad (2.12)$$

де E – комплексний вектор еліптично поляризованої хвилі, падаючої на антену.

Вираз (2.12) відрізняється від скалярного добутку в силу протилежності напрямків поширення хвиль E і H . Аналіз виразу (2.12) показує, що максимальне значення $V = V_{max}$ досягається в тому випадку, коли

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{H_1}{H_2}. \quad (2.13)$$

Фізичні умови (2.13) означає, що еліпси поляризації антени і прийнятої нею хвилі мають однакову форму і однаково орієнтовані в просторі, але мають різні напрямки обертання, якщо дивитися на обидві хвилі з боку антени. Будемо говорити в тому випадку, що приймальна антена і падаюча на неї хвиля узгоджені по поляризації. Умови рівності нулю напруги на виході антени має вигляд

$$\frac{E_1}{E_2} = -\frac{H_2}{H_1}. \quad (2.14)$$

Тоді еліпси комплексних векторів E і H мають однакові форму і напрямки обертання (якщо дивитися з боку антени), але великі осі еліпсів повернені в фазовій площині хвилі на кут $\pi/2$.

Таким чином, падаюча на антену довільно поляризована електромагнітна хвиля завжди може бути розкладена на еліптично поляризовані компоненти, одна з яких узгоджена з поляризацією з антеною, а інша – ортогональна їй. В результаті отримуємо поляризаційний базис, один

з ортів якого погоджено з поляризацією з антеною. Цей базис логічно називати узгодженим базисом. Одна з компонентів хвилі в узгодженому базисі визначає величину потужності, яка буде прийнята антеною, тоді, як інша компонента від антени повністю відіб'ється.

Будемо говорити, що будь-яка антена володіє деякою поляризаційною діаграмою направленості.

В окремому випадку, коли антена РЛС володіє достатньо вузькою діаграмою направленості, поляризаційні властивості антени можуть вважатися заданими, якщо відомі параметри γ і β хвилі, випромінюванні в напрямку максимуму діаграми.

При переході від розкладання деякого комплексного вектора E в одному поляризаційному базисі до розкладання того ж вектора в іншому базисі його комплексні координати, звісно, зміняться [7].

2.3 Геометричні методи представлення поляризації

У довільно обраному базисі $[e_1 e_2]$ поляризація електромагнітної хвилі може бути задана відношенням компонентів цієї хвилі E_2 і E_1 . Таке відношення являє собою деяке комплексне число

$$p = \frac{E_2}{E_1} = p e^{j\Phi}, \quad (2.15)$$

з модулем p і аргументом Φ . Це число називають поляризаційним коефіцієнтом (поляризаційним відношенням або фазором). Величина p визначає форму поляризаційного еліпса, але не визначає його масштаб.

Співвідношення дозволяють дати більш загальну трактування величини p , при якій фазатор може розглядатися в довільному еліптично поляризованому базисі.

Комплексна площина. Поляризаційні коефіцієнти p_1 і p_2 ортогональних поляризацій задовольняють співвідношенню

$$p_1 p_2 = 1, (2.16)$$

яке виходить шляхом підстановки рівностей. Комплексні числа p_1 і p_2 , що задовольняють умові (2.16), мають зворотні величини модулів, а аргументи їх відрізняються один від одного на кут π . Відповідні точки комплексної площини p_1 і p_2 (рис. 2.3) лежать на прямій, що проходить через початок координат, по різні боки від початку. Такі точки називаються в теорії функцій комплексного змінного симетричними.

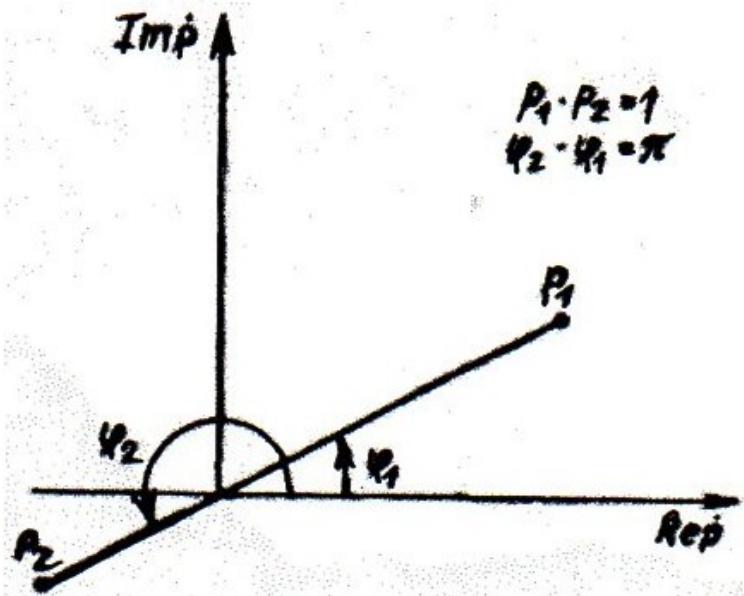


Рисунок 2.3 – Комплексна площина поляризаційних коефіцієнтів p

Подання поляризації електромагнітних хвиль точками на комплексній площині є зручним і наочним [10].

Сфера Пуанкаре. Від перетворень поляризаційних коефіцієнтів, що здійснюються в комплексній площині, можна перейти до перетворень на

сфері одиничного радіусу, точки якої пов'язані з точками комплексної площині за законами стереографічної проєкції. Стосовно до вирішення поляризаційних завдань зазначена сфера отримала назву сфери Пуанкаре.

Розглянемо тривимірний простір з координатними осями XYZ і сферу одиничного радіуса з центром в початку координат (рис. 2.4). Довільній точці P площині XU зіставимо на сфері точку M , що належить прямій VP , яка з'єднує точку сфери з координатами $(0, 0, 1)$ і точку P . При такій побудові самій точці V відповідає нескінченно далека точка площині XU , а точці $H(0, 0, -1)$ - початок координат. Всі точки, що лежать всередині одиничного кола в площині XU , проєктуються на нижню півсферу, тоді, як точки поза цього кола відповідають точкам верхньої півсфери.

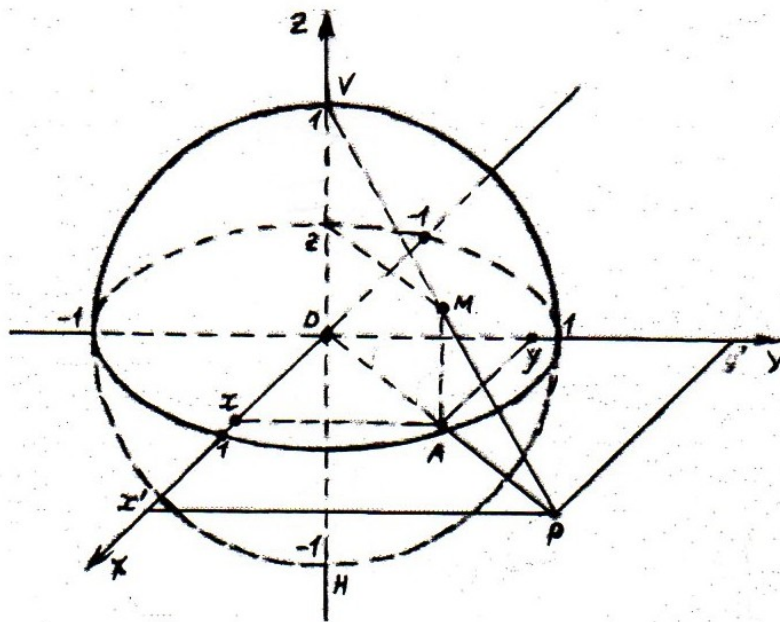


Рисунок 2.4 – Стереографічна проєкція комплексної площині на одиничну сферу

Отже, кожному перетворенню базису відповідає деяке перетворення комплексної площині P (або перетворення речової площині XU). У свою чергу, в силу відповідності, що встановлюється стереографічною проєкцією, лінійні перетворення є обертянням тривимірного (евклідова) простору

навколо початку координат. Як відомо, таке обертання визначається трьома незалежними речовими параметрами.

Зазвичай розглядають стереографічну проекцію на сфері Пуанкаре комплексної площині поляризаційного коефіцієнта $p = \ddot{E}_y / \ddot{E}_x$, певного в базисі з вертикально і горизонтально поляризованих компонентів (рис. 2.5). Якщо сферу на рис. 2.5 повернути навколо осі OX на 90° , то можна отримати вдалу аналогію між координатами на сфері Пуанкаре і географічними координатами. Кути α і β , повністю описують поляризаційний стан хвилі, задають і положення точки M на сфері Пуанкаре: довгота приймається рівною 2α , а ширина – 2β .

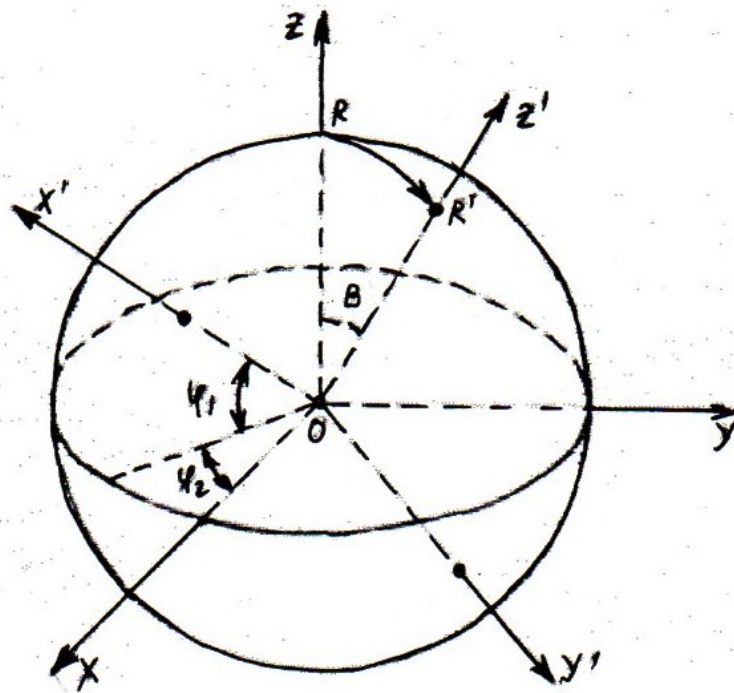


Рисунок 2.5 – Обертання сфери Пуанкаре

При такому визначенні північну і південну півкулі (рис. 2.6) відповідають поляризаціям протилежного напрямку обертання, полюса R і L - коловим поляризаціям, точки на екваторі - лінійним поляризаціям з різним кутом нахилу ρ . Точки, що належать одній паралелі, відповідають еліпсам

однакової форми, по-різному орієнтованим в просторі, тоді, як точки на меридіані, зіставляються еліпсами з постійною орієнтацією великий осі, але різним ставленням осей.

Великою перевагою методу Пуанкаре є простий зв'язок між параметрами еліпса поляризації α і β і значенням поляризаційного коефіцієнта $p = \tan \gamma e^{j\Phi}$. Цей зв'язок дається відомими формулами сферичної тригонометрії

$$\begin{aligned}\cos 2\gamma &= \cos 2\alpha \cos 2\beta, \\ \tan \Phi &= \tan 2\alpha \cos 2\beta.\end{aligned}\quad (2.17)$$

Зворотне перетворення від γ і Φ до α і β виражається наступним чином:

$$\begin{aligned}\sin 2\alpha &= \sin 2\gamma \sin \Phi, \\ \tan 2\beta &= \tan 2\gamma \cos \Phi.\end{aligned}\quad (2.18)$$

Нехай H - точка на екваторі, відповідна горизонтальній поляризації ($E_y = 0$), а M - точка, яка зображує еліптичну поляризацію хвилі з параметрами α і β . Різниця фаз Φ між горизонтально і вертикально поляризованими компонентами хвилі зображується на сфері кутом MHN , а відношення амплітуд характеризується довжиною дуги HM ($HM = 2\gamma$). Таким чином, велике півколо HMV є геометричне місце поляризації (точок), для яких $\Phi = \text{const}$, а відношення амплітуд компонентів $E_y/E_x = \tan \gamma$ змінюється від нуля до нескінченності. Сфера Пуанкаре представляє велику зручність при визначенні ефективності антени по відношенню до хвиль з довільною еліптичною поляризацією.

Перейдемо тепер до розгляду побудов на сфері Пуанкаре при розкладанні електромагнітної хвилі на довільні еліптичні поляризовані компоненти.

Перехід від виразу комплексного вектора E в лінійно поляризованому базисі $[x,y]$ до вираження того ж вектора в еліптично поляризованому базисі $[e_1, e_2]$ здійснюється шляхом множення матриці-стовпця E на унітарну матрицю перетворення базису Q . Вище встановлено, що такому перетворенню відповідає певне обертання сфери Пуанкаре навколо її центру. В результаті обертання початок відліку кутів 2α , 2β і 2γ (точка H на рис. 2.6) переміститься в деяку іншу точку (наприклад, в точку M).

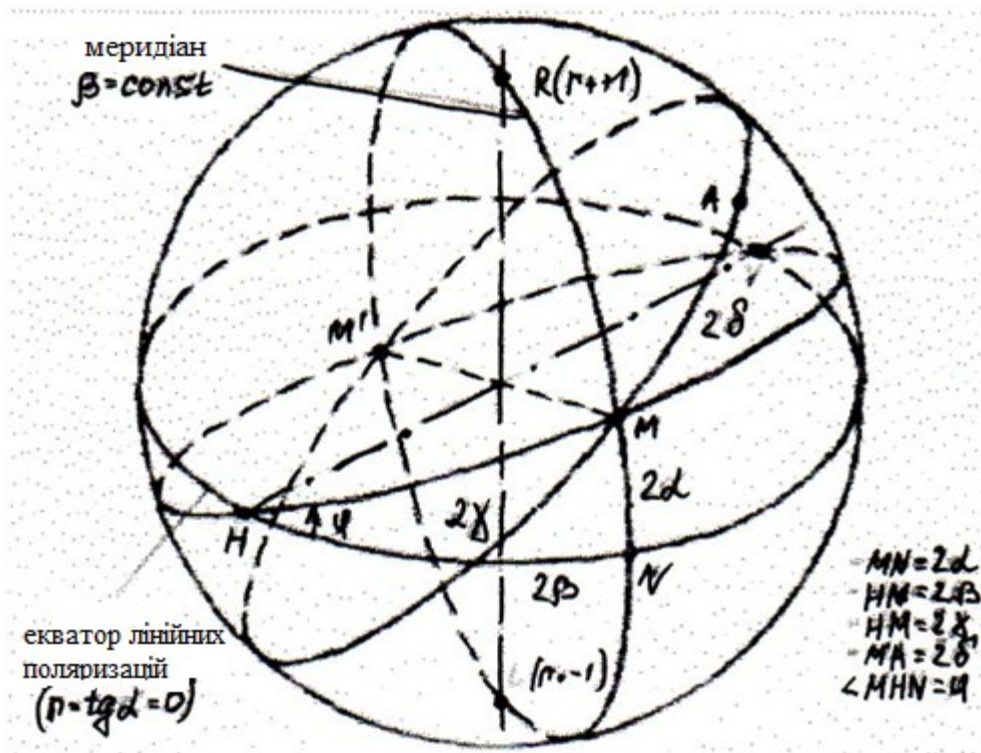


Рисунок 2.6 - Представлення поляризаційних параметрів хвиль на сфері Пуанкаре

З огляду на закономірності перетворення поляризаційних коефіцієнтів, можна встановити, що новий початок відліку буде відповідати поляризації першого орта f нового базису (точка M_1 на сфері). Точка, відповідна поляризації другого орта e_2 , буде природно, перебувати на протилежному кінці діаметра сфери (точка M').

Для практичних цілей більш зручним представляється вважати сферу Пуанкаре нерухомою, а обертати навколо центру сфери діаметр, що з'єднує точки поляризацій базису. Так, перехід від лінійного базису $[x, y]$ до базису $[e_1, e_2]$ зобразитися таким поворотом діаметра HV , при якому його нове положення буде збігатися з лінією MM' (рис. 2.6).

Нашим завданням є знаходження геометричних образів для подання комплексних векторів в різних базисах.

Встановлені закономірності дозволяють використовувати сферу Пуанкаре для знаходження компонентів хвилі в будь-якому еліптично поляризованому базисі. Відповідність між перетворенням базису і поворотом діаметра, що з'єднує точки поляризацій базису, значно розширює можливості геометричного уявлення поляризації [7].

Висновки:

1. Використання поляризаційної обробки відбитого сигналу дозволяє отримати більше інформації про характер і параметри радіолокаційних цілей і, зокрема, про вид та інтенсивність гідрометеорів.

2. Реалізація поляризаційної обробки відбитого сигналу вимагає використання в радіолокаторі, як передавальної, так і приймальної антен з керованою поляризацією.

3 РОЗРОБКА АНТЕННОЇ СИСТЕМИ ДЛЯ ПОЛЯРИЗАЦІЙНОЇ МЕТЕОРОЛОГІЧНОЇ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ СТАНЦІЇ

Основними елементами радіолокатора, що визначають поляризацію випромінюваного і приймає сигналу, є антено-хвилепровідний тракт і його основні елементи - опромінювач, зазвичай рупорного типу, параболічний відбивач - дзеркало антени, і елемент хвилепровідного тракту - перемикач поляризації.

Розглянемо основні характеристики і параметри антен з подальшим вибором і розрахунком для поляризаційного радіолокатора.

3.1 Основні характеристики і параметри антен

1) Діаграма (характеристика) направленості антени (ДН).

Просторовий розподіл напруженості електричного (магнітного) поля в далекій зоні антени описується функціями:

$$E = \frac{k}{4\pi i} \frac{e^{-ikR}}{R} \left[\left(\sqrt{\frac{\mu_a}{\epsilon_a}} N_\theta + N_{\mu\phi} \right) e_\theta + \left(\sqrt{\frac{\mu_a}{\epsilon_a}} N_\phi - N_{\mu\theta} \right) e_\phi \right], \quad (3.1)$$

$$H = \sqrt{\frac{\epsilon_a}{\mu_a}} (e_R * E), \quad (3.2)$$

$$H = \sqrt{\frac{\mu_a}{\epsilon_a}} e_R * E, \quad (3.3)$$

$$E = \frac{k}{2\pi i} \frac{e^{-ikR}}{R} [e_R * (N * n)]. \quad (3.4)$$

І при постійній потужності випромінювання залежить тільки від відстані R і кутових координат θ і ϕ . Функція, що описує залежність

напруженості електричного (магнітного) поля $|E\theta|$ або $|E\phi|$ ($|H\theta|$ або $|H\phi|$) від кутових координат θ і ϕ при постійній відстані R називається діаграмою направленості антени по полю [11, 12].

Розподіл випроміненої антенної енергії в просторі характеризується шириною ДН, під якою розуміють кут між двома найближчими до напрямку максимуму основної пелюстки ДН напрямками, в яких потужність, що випромінюється, зменшується в заданому числі раз.

Діаграми направленості також класифікують за формою. Розрізняють: тороїдальні ДН, особливістю яких є рівномірне випромінювання в площині, перпендикулярній осі тороїда, через що відповідні антени іноді називають «ненаправленими»; голчасті (олівцеві) ДН, відмінністю яких є однакова ширина ДН у всіх площинах, що проходять через напрямок максимуму головної пелюстки (осесиметричні ДН); віялові ДН, які характеризуються тим, що їх ширина у взаємно перпендикулярних площинах різко відрізняється один від одного; ДН спеціальної форми, з яких найбільшого поширення набули ДН, що мають в одній площині форму, близьку до форми кривої, яка визначається рівнянням $F = \operatorname{cosec}\theta$, а в перпендикулярній площині - симетричну форму з невеликою шириною. Для «ненаправлених» антен вводять коефіцієнт рівномірності діаграми направленості КР, під яким розуміють відношення мінімальної напруженості поля до максимальної на одній тіж самій відстані від антени, але, зрозуміло, в різних напрямках [13]:

$$K_H = \frac{|N|_{\min}}{|N|_{\max}}. \quad (3.5)$$

2) Коефіцієнт направленої дії (КНД), як і ширина ДН, служить мірою розподілу (концентрації) електромагнітної енергії в просторі. У літературі можна зустріти принаймні три зовсім еквівалентних визначення КНД.

КНД в даному напрямку - це число, яке показує, у скільки разів треба збільшити потужність випромінювання абсолютно ненаправленої антени

$P_{\Sigma_{nn}}$ в порівнянні з потужністю випромінювання направленої антени P_{Σ_n} , щоб зберегти незмінною напруженість поля в місці прийому

$$D = \frac{P_{\Sigma_{nn}}}{P_{\Sigma_n}} \text{ при } E_n = E_{nn}. \quad (3.6)$$

КНД в даному напрямку - це відношення квадрата напруженості поля, створюваного антеною в цьому напрямку, E^2 до середнього по усіх напрямках значенню квадрата напруженості поля E_{cp}^2 :

$$D = \frac{E^2}{E_{cp}^2}; E_{cp}^2 = \frac{1}{S} \oint_S E^2 ds, \quad (3.7)$$

де S – поверхня сфери, навколишньої антени;

ds – елемент її поверхні;

E – напруженість поля на елементі ds .

КНД - це число, яке показує у скільки разів потужність, яку випромінює антена, більше потужності випромінювання абсолютно ненаправленої антени, віднесеної до одиниці тілесного кута, за умови рівності повних потужностей, випромінюваних антенами:

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_{\Sigma_{\square}}}. \quad (3.8)$$

Порівняння може проводитися також з деякою направленою антеною, прийнятою за еталон. Перерахунок КНД від одного зразка до іншого здійснюється за формулою

$$D_{A2} = \frac{D_{A1}}{D_{21}}, \quad (3.9)$$

де D_{A1} – КНД антени по відношенню до першого еталону;

D_{A2} – КНД антени по відношенню до другого еталону;

D_{21} – КНД другої еталонної антени відносно першої.

3) Коефіцієнт корисної дії антени. Не вся потужність, яка підводиться до антени, випромінюється антеною через властивих будь-якій антені втрат. Під к.к.д. антени η_A розуміють відношення потужності, що випромінює антеною в простір P_Σ до підведеної до антени потужності P_A :

$$\eta_A = \frac{P_{\Sigma \square}}{P_A}. \quad (3.10)$$

Розрахунок к.к.д. антени зазвичай складний, і його, як правило, визначають експериментальним шляхом.

4) Коефіцієнт підсилення антени (КП). КП антени G - це число, яке показує, у скільки разів потужність, випромінювана реальною антеною (з втратами) в даному напрямку, більше потужності випромінювання абсолютно ненаправленої антени без втрат, віднесеної до одиниці тілесного кута, за умов рівності потужностей, що передаються з фідерів в антени. З визначення КНД, к.к.д. і КП випливає, що

$$G(\theta, \varphi) = \eta_A D(\theta, \varphi). \quad (3.11)$$

Для наближеної оцінки максимального КП – G_0 використовують формулу [12]:

$$G_0 \approx \frac{25000 * 29000}{2\theta_{0,5}^E 2\theta_{0,5}^H}. \quad (3.12)$$

5) Діюча довжина (висота) антени дорівнює довжині l_d прямолінійного проводу з рівномірним розподілом струму, який в максимумі своєї ДН створює таку ж напруженість поля, як і розглянута антена в максимумі своєї ДН, причому амплітуда струму з рівномірним розподілом дорівнює амплітуді

струму даної антени в деякому її перетині. Зазвичай беруть перетин з пучностями струму або співпадаюче з вхідними клемми антени.

б) Ефективна (діюча) площа антени A для антени з розкритом - це площа деякого розкриття з рівномірним і синфазним розподілом поля, який в максимумі ДН має напруженість таку ж, як і розглянута антена в максимумі своєї ДН; причому амплітуда поля розкриття з рівномірним розподілом поля дорівнює максимальній амплітуді поля на розкритті розглянутої антени.

Ефективна площа антени A завжди менше або дорівнює геометричній площі розкриття антени S_r :

$$A = \nu S_r, (3.13)$$

де постійний коефіцієнт ν називається коефіцієнтом використання площі розкриття антени (КВП).

Значення $\nu \leq 1$ і залежить від впливу різних причин.

Можуть бути й інші причини, що викликають зменшення КВП, які повинні бути враховані відповідним множником в вираженні для ν [14].

3.2 Хвилеводні випромінювачі і рупорні антени

1) Хвилеводні випромінювачі.

Відкритий кінець хвилеводу являє собою найпростішу антену НВЧ діапазону хвиль, що має розкриття (апертуру). Для визначення поля випромінювання такої антени зазвичай застосовують метод Гюйгенса-Кирхгофа і принцип еквівалентності. Отримуване таким чином рішення досить добре відповідає ДН в передньому півпросторі при довжині хвилі багато менше критичної. Розрахункові ДН виявляються ширше, ніж експериментальні, що пояснюється наявністю помітних струмів на зовнішній поверхні хвилеводів, які не враховуються при розрахунку.

Прямокутний хвилевод з хвилею H_{10} . У першому наближенні ДН такого випромінювача може бути визначена за формулами для синфазного розкриття з рівномірним амплітудним розподілом для E -площині і синфазного розкриття з косінусоїдальним розподілом для H -площині. Так, як ДН достатньо широкі, то для уточнення слід помножити ці формули на множник $0,5(1+\cos\theta)$.

Коловий хвилевод з хвилею H_{11} . В E -площині ДН такого хвилеводного випромінювача може бути визначена за формулою для ДН колового синфазного розкриття з рівномірним амплітудним розподілом. В H -площині ДН може бути розрахована за формулою:

$$F_H(\theta) = \frac{J'_1(ka \sin \theta)}{1 - \left(\frac{ka \sin \theta}{1,84}\right)^2}, \quad (3.14)$$

де a – радіус хвилевода;

J – похідна функція Бесселя першого порядку.

Як і в випадку прямокутного хвилеводу, в даному випадку результати розрахунків слід помножити на $0,5(1+\cos\theta)$.

Випромінювачі у вигляді відкритого кінця хвилеводу є слабонаправленими антенами, тому що розміри їх розкриття виявляються одного порядку з довжиною хвилі. Такі випромінювачі застосовуються лише в тих випадках, коли необхідна широка ДН. Серйозним недоліком хвилеводних випромінювачів є погане узгодження їх з вільним простором. Для звуження ДН і поліпшення узгодження плавно збільшують поперечний перетин хвилеводу, тобто переходять до рупорних антен.

2) Типи рупорних антен.

Так, як зазвичай застосовуються прямокутні і колові хвилеводи, то найбільше застосування знаходять рупори, утворені шляхом плавного

збільшення поперечних розмірів цих хвилеводів. Якщо розширення прямокутного хвилеводу відбувається тільки в одній площині, то одержуваний таким чином рупор називають секторіальним. При розширенні в H -площині виходить H -секторіальний рупор; в E -площині E -секторіальний рупор. При цьому ДН звужується тільки в тій площині, в якій проводиться розширення (в результаті виходить віялова ДН). Для звуження ДН в обох площинах застосовують пірамідальні рупори, причому розширення в різних площинах можна проводити не одночасно, а послідовно, що дозволяє отримати дуже гарне узгодження [15]. Дедалі ширший коловий хвилевод утворює конічний рупор.

H -площинні секторіальні рупори.

Картина поля в H -площинному секторіальному рупорі подібна полю в збудливому хвилеводі, але кілька деформована відповідно до зміни форми хвилеводу - хвиля з площинної стає циліндричною. Так, як розмір широкої стінки прямокутного хвилеводу з хвилею H_{10} безперервно збільшується, то фазова швидкість хвилі безперервно зменшується, наближаючись до швидкості світла у вільному просторі. Наявність в рупорі циліндричної хвилі тягне за собою появу в розкритті (в H -площині) квадратичної фазової помилки.

Таким чином, в H -площині розподіл поля в розкритті H -площинного секторіального рупора характеризується квадратичною зміною фази і косінусоїдальним розподілом амплітуди. При розмірах розкриття близько довжини хвилі і менш отримані значення відносної напруженості поля необхідно помножити на $0,5(1+\cos\theta)$. При малому значенні φ_{\max} для наближеного розрахунку ДН можна скористатися формулами отриманими для синфазного розкриття з косінусоїдальним розподілом амплітуди.

E -площинні секторіальні рупори

Структура поля E -площинного рупора аналогічна структурі поля хвилі H_{10} в збудливому хвилеводі, за винятком деякої деформації поля,

викликаного його розширенням (лінії електричного поля ортогональні стінкам рупора). Суттєвою відмінністю E -секторіального рупора від H -секторіального є сталість фазової швидкості в рупорі, тому що відстань між стінками, яким паралельний вектор E , залишається постійним. Постійність фазової швидкості призводить до сильнішого відображенню хвилі від розкриття рупора. ДН E -секторіального рупора в E -площині може бути розрахована за формулою для розкриття з постійним розподілом амплітуди і квадратичною зміною фаз [11, 16, 17]. При розмірах розкриття близько довжини хвилі і менш отримані значення відносної напруженості поля слід помножити на $0,5(1+\cos\theta)$. ДН E -секторіального рупора в H -площині збігається з ДН в цій же площині відкритого кінця хвилеводу. Ширина ДС E -секторіального рупора, в градусах, розміри його розкриття і довжина хвилі пов'язані приблизними співвідношеннями. [18].

Пірамідальні рупори

У пірамідальному рупорі фронт хвилі можна вважати сферичним. Розподіл фази по розкриття визначається формулою:

$$\varphi = \frac{\pi}{\lambda} \left(\frac{x^2}{R_H} + \frac{y^2}{R_E} \right). \quad (3.15)$$

Максимальна фазова помилка має місце при $x=a_p/2, y=b_p/2$. ДС пірамідального рупора в E -площині практично така ж, як у E -секторіального рупора з таким же розміром розкриття і $\varphi_{\max} = \pi b_p^2 / 4 \lambda R_E$. Відповідно ДН в H -площині така ж, як і H -секторіального рупора з таким же розміром розкриття і $\varphi_{\max} = \pi a_p^2 / 4 \lambda R_H$.

Якщо відповідні пірамідальному рупору E - і H -секторіальні рупори є оптимальними, то пірамідальний рупор також виявляється оптимальним.

Конічні рупори

Конічні рупори зазвичай збуджуються коловим хвилеводом з хвилею H_{11} . Для конічних рупорів, так само, як і для інших типів рупорів, існують

оптимальні по КНД розміри. Довжина оптимального рупора R_k , діаметр розкриву D_p і довжина хвилі λ пов'язані співвідношенням:

$$R_k = \frac{D_p^2}{2,4 \lambda} - 0,15 \lambda. \quad (3.16)$$

Якщо фазові помилки в розкриві не дуже великі, то ДН кінчного рупора можна наближено розрахувати за формулами для ДН відкритого кінця колового хвилеводу з хвилею H_{11} . Більш суворий розрахунок ДН кінчного рупора досить складний, тому зазвичай користуються експериментальними даними. На рис. 3.1 наведені експериментальні ДН кінчних рупорів.

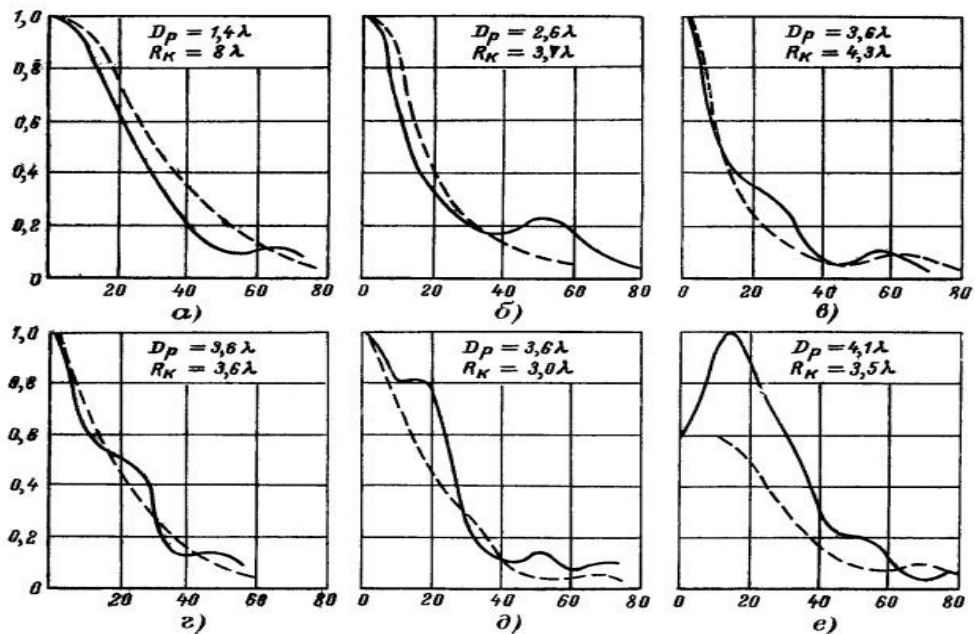


Рисунок 3.1 – Експериментальні діаграми направленості кінчних рупорів (суцільні лінії - в Н-площині, пунктир - в Е-площині)

Більш суворий розрахунок ДН кінчного рупора досить складний, тому зазвичай користуються експериментальними даними. На рис. 3.1 наведені експериментальні ДН кінчних рупорів. Рупори, показані на рис. 3.1, а, б,

мають розкритт менше оптимального, на рис. 3.1, в - близький до оптимального, на рис. 3.1, г, д, е, - більше оптимального. На всіх рисунках R_k — довжина рупора [15].

3) Хвилеводні і рупорні антени з обертовою поляризацією.

Розглянуті вище типи рупорів випромінюють поле з лінійною поляризацією. У ряді випадків потрібне випромінювання хвилі з обертовою поляризацією. Зазвичай обертову поляризацію отримують шляхом створення в розкритті двох лінійно-поляризованих хвиль, площини поляризації яких взаємно перпендикулярні, причому поля зсунуті по фазі на 90° . При рівності амплітуд полів матиме місце колова поляризація, в інших випадках - еліптична (крім випадків лінійної поляризації, коли амплітуда поля однієї з хвиль дорівнює нулю). Змінювати характер поляризації можна також шляхом зміни зсуву фази хвиль в розкритті.

Для випромінювання хвилі з обертовою поляризацією хвилеводний або рупорний випромінювач повинен забезпечувати поширення і випромінювання двох хвиль з ортогональною поляризацією. Для прямокутного хвилеводу це хвилі H_{10} і H_{01} , для колового - дві хвилі типу H_{11} , площини поляризації яких повернені на 90° . Для існування хвиль H_{10} і H_{01} розміри поперечного перерізу хвилеводу повинні задовольняти нерівностям $\lambda/2 < a < \lambda$ и $\lambda/2 < b < \lambda$, а радіус колового хвилеводу з хвилею H_{11} — умові $0,29\lambda < a < 0,38\lambda$.

Якщо застосовується коловий хвилевод з хвилею H_{11} або квадратний з хвилями H_{10} і H_{01} , то в якості збудника можна застосувати випромінювач з коловою поляризацією. Таким випромінювачем може служити, наприклад, спіральна циліндрична антена або два взаємно перпендикулярних несиметричних вібратора в хвилеводі, збуджувані в свою чергу зі зсувом фази 90° . Якщо ж обидва вібратора збуджуються в фазі, то досягти необхідного зсуву фаз в розкритті можна за рахунок різних фазових швидкостей хвиль з ортогональними поляризаціями. Якщо їх фазові

швидкості рівні v_1 і v_2 , а L – довжина хвилеводу від збудника до розкриву, то різниця фаз між полями $\Delta\varphi$ дорівнює:

$$\Delta\varphi = \left(\frac{\omega}{v_1} - \frac{\omega}{v_2} \right) L = 2\pi L \left(\frac{1}{\Lambda_1} - \frac{1}{\Lambda_2} \right), \quad (3.17)$$

де $\Lambda_{1,2}$ – довжина хвиль в хвилеводі, відповідні фазовим швидкостям $v_{1,2}$.

У прямокутному хвилеводі різні фазові швидкості хвиль H_{10} і H_{01} отримуються при $a \neq b$. Якщо $\Delta\varphi = (2n+1)\pi/2$, то L , a і b повинні задовольняти співвідношенню

$$L = \frac{(2n+1)\lambda}{4 \left[\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2} - \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2b} \right)^2} \right]}, \quad (3.18)$$

за допомогою якого при заданих двох величинах можна знайти третю. Різна фазова швидкість двох хвиль з взаємно перпендикулярними площинами поляризації може бути отримана також за допомогою тонкої діелектричної пластини, паралельної вектору E однієї з хвиль; металевого гребеня («ножа») на одній зі стінок хвилеводу, паралельного вектору E однієї з хвиль; застосуванням різного роду уповільнююють ребристих структур для однієї з хвиль і іншими способами [14].

3.3 Дзеркальні антени

Дзеркальними антенами називають антени, в яких формування діаграми направленості відбувається в результаті відображення електромагнітних хвиль, випромінюваних первинним джерелом (опромінювачем) від металевих поверхонь тієї чи іншої форми, званих дзеркалами (рефлекторами). Дзеркальні антени є найбільш широко поширеним типом антен в дециметровому, сантиметровому і міліметровому

діапазонах хвиль. Це пояснюється відносною простотою їх конструкції, можливістю отримання ДН будь-якого необхідного на практиці типу; високим к.к.д, малою шумовою температурою і т.д. Найбільше застосування знайшли антени з параболічною формою поверхні дзеркала (параболоїд обертання і параболічний циліндр).

1) Параболічні антени.

Геометричні співвідношення для параболічних поверхонь. Парабола, рівняння якої в прямокутній системі координат $x^2=2pz=4fz$ і в полярній системі координат

$$p = \frac{2f}{1 + \cos \psi} = \frac{f}{\cos^2 \frac{\psi}{2}}, \quad (3.19)$$

де f – фокусна відстань;

p – параметр параболи, утворює при обертанні навколо осі z поверхню параболоїда обертання (рис. 3.2, а).

Якщо парабола рухається уздовж осі y так, що площина параболи весь час паралельна площині xOz , утворюється параболічний циліндр (рис. 3.2, б).

Фокус параболи при цьому утворює фокальну пряму FF' . Точка O називається вершиною параболічного дзеркала, пряма OF — оптичною віссю, кут $2\psi_0$ — кутом розкриву дзеркала. Частина площини, що проходить через кромки дзеркала і обмежена цими кромками, називається розкритом; D_z — діаметр розкриву для параболоїда і один з розмірів прямокутного розкриву для параболічного циліндра. Відстань від вершини дзеркала до площині розкриву z_0 називають глибиною дзеркала. Якщо $z_0 \geq f$ ($2\psi_0 \geq \pi$), то дзеркало називають короткофокусним (глибоким), якщо ж $z_0 < f$ ($2\psi_0 < \pi$), то — довгофокусним (дрібним)

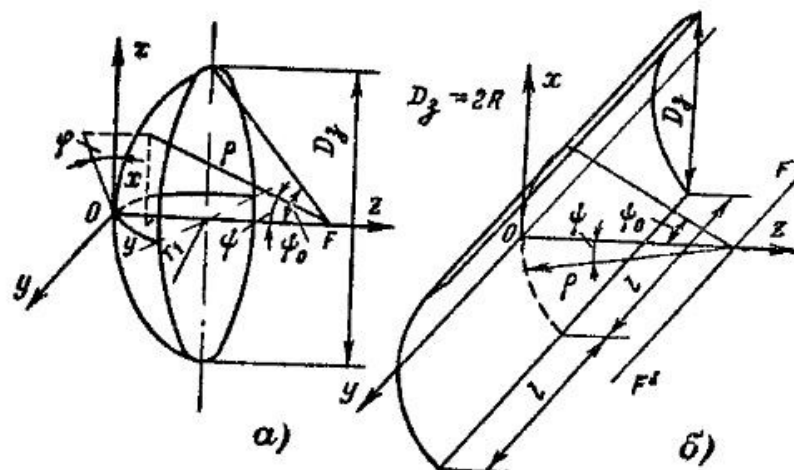


Рисунок 3.2 – Геометрія параболічних дзеркал:
а – параболоїд обертання; б – параболічний циліндр

Основні геометричні параметри параболічних дзеркал пов'язані один з одним такими співвідношеннями:

$$D_3 = 4ftg \frac{\psi_0}{2}, z_0 = \frac{D_3^2}{16f}. \quad (3.20)$$

Дзеркала в вигляді параболоїда обертання застосовуються зазвичай для створення голчастих ДН, а параболічні циліндри - для створення віялових ДН.

Основною властивістю дзеркала у вигляді параболоїда обертання є те, що при розміщенні в його фокусі опромінювача, що випромінює сферичну хвилю, в розкритті дзеркала виходить хвиля з плоским фронтом (синфазний розкритт). Дзеркало у вигляді параболічного циліндра при розміщенні уздовж фокальної прямої лінійного випромінювача, що випромінює хвилю з колоциліндричним фронтом, також створює в розкритті хвилю з плоским фронтом. При цьому, природно, фазовий центр (лінія) опромінювача повинен співпадати з фокусом (фокальною прямою) дзеркала.

Методи розрахунку поля випромінювання дзеркальних антен. На практиці знайшли застосування два наближених методу розрахунку: метод поверхневих струмів і апертурний метод. При цьому робиться цілий ряд більш-менш справедливих припущень: вважається, що дзеркало знаходиться в дальній зоні опромінювача; розміри дзеркала і радіус кривизни в будь-якій його точці великі в порівнянні з λ ; струми на «неосвітленій» поверхні дзеркала дорівнюють нулю; не враховується дифракція на краях дзеркала, не враховується вплив дзеркала на опромінювач, вважається, що дзеркало виготовлено з ідеально провідного матеріалу.

Метод поверхневих струмів полягає в тому, що знаходиться розподіл струмів на «освітленій» поверхні дзеркала, а потім за відомими струмами розраховується поле в дальній зоні. Щільність поверхневого струму на дзеркалі наближено знаходиться за формулою

$$j_s = 2(n \times H), (3.21)$$

де n – вектор зовнішньої нормалі до поверхні дзеркала;

H – вектор напруженості магнітного поля хвилі опромінювача у поверхні дзеркала.

Розподіл H визначається ДН опромінювача.

Метод розрахунку по полю в розкриві (апертурний метод). Цей метод полягає в тому, що за відомою ДН опромінювача методами геометричної оптики знаходиться розподіл амплітуд і фаз поля в площині розкриву. Зазвичай фаза поля на цій площині постійна завдяки властивостям параболічних антен (синфазний розкрив).

2) Параболоїд обертання.

При виборі геометричних розмірів параболоїда обертання і типу опромінювача слід враховувати наступне. Незважаючи на те, що опромінювач має лінійну поляризацію, векторні лінії струмів на поверхні дзеркала виявляються вигнутими (рис. 3.3). Це призводить до появи

складових струму, перпендикулярних площині основним поляризації хвилі опромінювача і, як наслідок цього, появи в поле випромінювання дзеркала складової з перпендикулярною поляризацією (паразитна або крос-поляризація). Наявність крос-поляризації призводить до зниження КНД антени. До такого ж висновку можна прийти, використовуючи апертурний метод. Лінії вектора E в розкриві параболічного дзеркала мають такий же вигляд, як і лінії струму, показані на рис. 3.3.

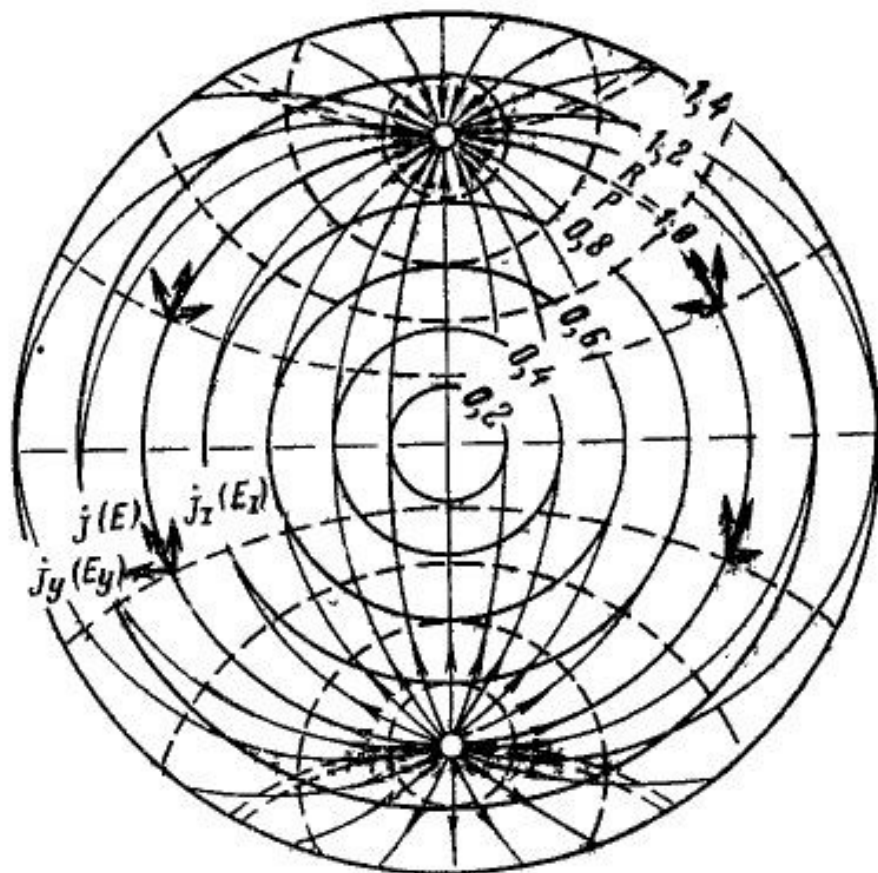


Рисунок 3.3 – Розподіл струмів на поверхні параболоїда обертання

У глибоких дзеркалах можлива поява так званих «шкідливих» зон, струми в яких протифазні струмам на основній поверхні дзеркала (рис. 3.3). Поява «шкідливих» зон також веде до зниження КНД антени і спотворенню форми основного пелюстка ДН.

Для усунення «шкідливих» зон слід застосовувати дзеркала з кутом розкриву $2\psi_0 < 180^\circ$, причому нулі ДН опромінювача повинні лежати поза дзеркала, тобто $2\psi_0 < 2\theta_0$. Для придушення крос-поляризації застосовують опромінювачі з «зворотної» крос-поляризацією (зворотною увігнутістю ліній поля), такі, як конічний рупор, збуджуваний коловим хвилеводом з хвилею H_{11} [19].

3.4 Радіолокаційні антени з регульованою поляризацією

При вирішенні ряду радіолокаційних задач, пов'язаних з використанням в тому чи іншому вигляді поляризаційних методів, необхідно мати радіолокаційні антени з регульованими поляризаційними характеристиками.

Використання таких антен дозволяє з гідрометеорів виділити і здійснити боротьбу з заважаючою дією відображень..

В основному це звичайні антени лінійної поляризації, в хвилеводному тракті яких включені поляризатори, що перетворюють хвилю лінійної поляризації в поляризовану по колу, і комутуючі пристрої, що включають або вимикають ці поляризатори. Всі ці елементи зазвичай конструктивно виконуються разом з випромінювачем [20].

Розглянемо деякі варіанти конструкцій таких антен.

У США запатентована антена, випромінювач якої конструктивно виконаний разом з перемикачем (рис. 3.4). Поляризаційний перемикач описуваної антени є циліндричною поляризаційною решіткою, виготовлену з ряду металевих пластин 1, розміщених паралельно один одному по спіралі навколо опромінювача 2. Кут нахилу пластин до вектору поля опромінювача становить 45° . Пластини оточують хвилеводно-щілинний опромінювач в секторі 112° так, що вся потужність, випромінювана первинним джерелом, проходить через решітку.

Для отримання колової поляризації радіальна ширина пластин і відстань між ними вибираються такими, щоб різниця фаз між складової поля випромінювача, паралельної пластин, і складовою, перпендикулярної до них, на виході перемикача дорівнювала 90° .

Для отримання коефіцієнта еліптичності, близького до одиниці, необхідно, щоб амплітуди обох ортогональних складових були однаковими, тобто решітка повинна бути виконана з мінімально можливим коефіцієнтом відображення або, по щонайменше, так, щоб він був однаковим для обох складових.

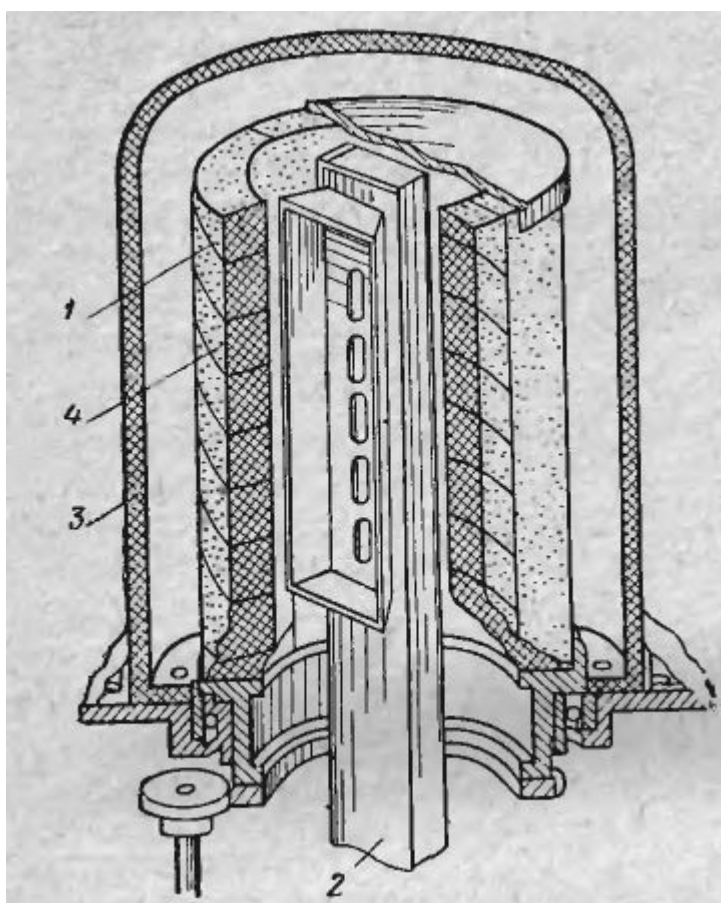


Рисунок 3.4 – Пристрій випромінювача з регульованою поляризаційною характеристикою

Це досягається за допомогою додаткового діелектричного циліндра 3, встановленого навколо поляризатора і службовця одночасно герметизуючим ковпаком випромінювача. Величина відображень від ковпака залежить від

його товщини і матеріалу, а відносна фаза коефіцієнта відбиття залежить від відстані між ковпаком і поляризатором. Якщо поляризатор узгоджений для паралельної складової, то циліндр 3 конструюється таким чином, щоб його коефіцієнт відбиття для цієї компоненти був більше коефіцієнта відбиття для перпендикулярної складової, тобто так, щоб сумарні відображення обох компонент були рівні. Внаслідок складної взаємодії між випромінювачем і поляризатором узгодження проводиться експериментально.

Циліндр 4 складається з двох частин: поляризаційної решітки та прозорого діелектричного циліндра. Він може повертатися навколо вертикальної осі, що збігається з лінією симетрії фазових щілинних випромінювачів, щоб забезпечити режим роботи антени або з коловою, або з лінійною поляризацією. Поляризатор може бути виготовлений у вигляді суцільного циліндра, в спіральні прорізи якого вставлені металеві пластини, або складений з ряду спіралеподібних діелектричних брусків з металізованими боковими поверхнями. В останньому випадку для збільшення механічної міцності решітка поміщається між двома циліндрами, виготовленими з того ж діелектричного матеріалу. Товщина цих циліндрів вибирається з умови отримання задовільного узгодження і симетрії складових поля.

Якщо в якості первинного випромінювача замість хвилеводно-щілинного пристрою використовується сегментно-параболічний рупор, то поляризатор виконується у вигляді неповного циліндра невеликого радіусу. При роботі з лінійною поляризацією поляризатор відводиться в бік і повністю виводиться з поля випромінювання рупора.

Описана конструкція випромінювача не може використовуватися для опромінення дзеркал, що представляють собою поверхню обертання. У антенах з такими дзеркалами доцільно застосовувати випромінювачі з чвертьхвильової пластинкою.

Пристрій випромінювача схематично представлено на рис. 3.5. Він складається з грибоподібного опромінювача (1), колової хвилеводної секції з

чвертьхвильовим поляризатором у вигляді діелектричної пластинки (2), перехідної секції з колового перетину на прямокутне (3) і подовжувальної секції прямокутного перетину (4)

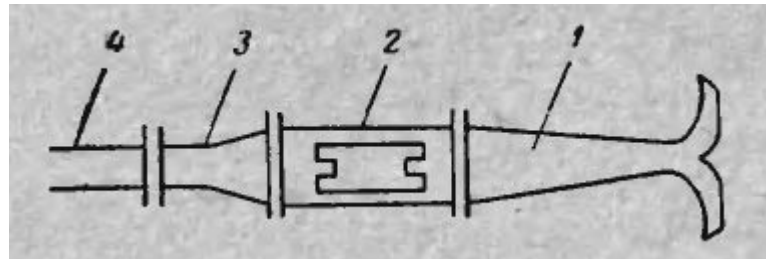


Рисунок 3.5 – Пристрій випромінювача з регульованою поляризаційною характеристикою

При роботі в режимі лінійної поляризації секція з чвертьхвильовим поляризатором встановлюється так, щоб вектор поля в прямокутному хвилеводі був орієнтований паралельно пластині або по нормалі до неї.

У першому положенні при проходженні хвилі через секцію з поляризатором вона буде затримуватися по фазі на 90° , а в другому - не буде зазнавати такої затримки. З точки зору поляризаційних параметрів хвилі ці два положення поляризатора рівноцінні.

При роботі в режимі колової поляризації секція з пластинкою встановлюється таким чином, щоб пластинка була орієнтована під кутом 45° до вектора поля в прямокутному хвилеводі.

Перехід з режиму лінійної поляризації в режим колової може здійснюватися поворотом колової хвилеводної секції з чвертьхвильовим поляризатором на 45° вручну або дистанційно.

Залежно від вимог конкретних завдань можуть бути використані і інші конструкції радіолокаційних антен з регульованими поляризаційними властивостями з використанням поляризаційних елементів, описаних вище. Зокрема, при використанні таких елементів можуть бути створені антени не тільки з перемиканням з колового режиму на режим лінійної поляризації, а й

антени, поляризаційні характеристики яких можуть регулюватися в широких межах, включаючи і режим еліптичної поляризації [21].

Зокрема, в роботі описана конструкція радіолокаційної антени з регульованими поляризаційними характеристиками, використовуваної для дослідження поляризаційних властивостей точкових цілей. Схематичний пристрій антени представлено на рис. 3.6. Дзеркало має форму параболоїда обертання. Опромінювач антени складається з хвилеводу колового перетину, що звужується 1, який закінчується узгодженою тefлоновою вставкою 2 з контррефлектором 3. У середині хвилеводу розміщується чвертьхвильова діелектрична пластинка 4. У хвилеводному тракті антени є два обертових зчленування. Орієнтація пластини по відношенню до площини поляризації хвилі, що надходить на вхід антени, визначає ступінь еліптичності випромінюваних коливань. При повороті пластини одночасно з поворотом площини поляризації вихідної хвилі відбувається поворот еліпса поляризації в просторі.

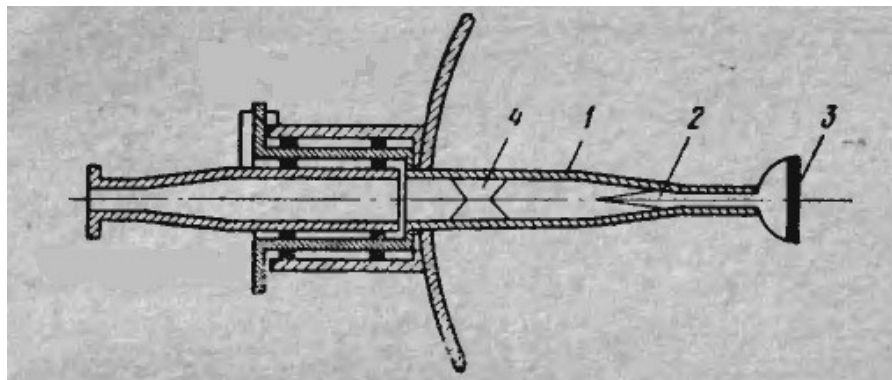


Рисунок 3.6 – Пристрій випромінювача з регульованою поляризаційною характеристикою

Зі зворотного боку антена має два вказівника, за допомогою яких за шкалою кутоміра встановлюється довільна еліптична поляризація [22].

Всі можливі конструкції радіолокаційних антен, побудовані з використанням звичайних взаємних елементів, також підкоряються

принципу взаємності, тобто приймають хвилю тієї ж поляризації, що і випромінюють.

Однак в ряді випадків виникає необхідність мати радіолокаційні антени, що не відповідають принципу взаємності, тобто антени, які беруть повністю хвилю, поляризаційні параметри якої відрізняються від поляризаційних параметром випромінюваної хвилі. Такі антени можуть бути створені з використанням невзаємних хвилеводних елементів і, зокрема, з використанням феритових обертачів площини поляризації.

Зміна поляризаційних характеристик антени здійснюється за допомогою феритового обертача площини поляризації, включеного в хвилеводний тракт разом з чвертьхвильовим поляризатором у вигляді діелектричної пластинки в коловому хвилеводі. Це дозволяє отримати не тільки лінійні поляризації з різними кутами орієнтації вектора поля, але і еліптичні поляризації різного напрямку обертання, в тому числі і колові.

Сама антена являє собою параболічний відбивач, у фокусі якого розташований опромінювач, живиться за допомогою хвилеводного тракту, до складу якого і входять всі поляризаційні пристрої.

Випромінювач складається з трьох хвилеводних секцій (рис. 3.7):

- грибоподібного випромінювача з контр рефлексором (11, 12, 13);
- колової хвилеводної секції з чвертьхвильовим поляризатором у вигляді діелектричної пластинки (7, 8);
- колової хвилеводної секції з феритовими стержнями в поздовжньому магнітному полі, призначеної для повороту площини поляризації хвилі (1,4).

Колова секція з чвертьхвильовим поляризатором служить для розкладання поля лінійно поляризованої хвилі на дві складові, що перебувають у тимчасовій і просторовій квадратурі в режимі передачі і перетворення поля падаючої хвилі з певними параметрами τ и β в хвилю лінійної поляризації в режимі прийому.

Робота випромінювача відбувається наступним чином. Секція з чвертьхвильовою пластинкою встановлена таким чином, що пластинка орієнтована під кутом 45° до вузької стінки прямокутного хвилеводу. За допомогою пульта управління через обмотку феритового обертача може пропускатися струм різної величини. Зокрема, в випромінювачі (рис. 3.7) через обмотку пропускаявся струм такої величини, яка забезпечувала поворот площини поляризації початкової лінійної поляризованої хвилі на п'ять дискретних значень: $0, 22,5, 45, 67,5$ і 90° .

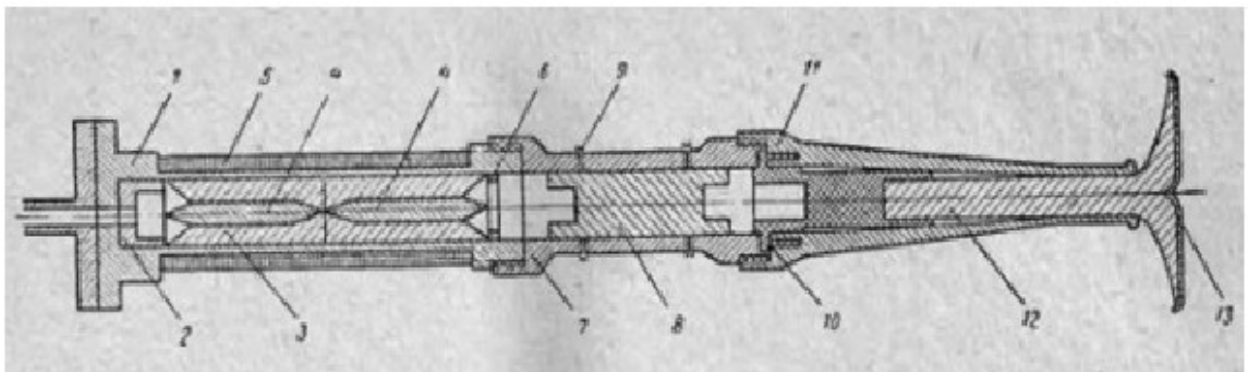


Рисунок 3.7 – Пристрій випромінювача з регульованою поляризаційною характеристикою

При повороті площини поляризації за допомогою феритового обертача на кути $0^\circ < \theta < 45^\circ$ антена володіє еліптичною поляризацією лівого обертання, причому еліпс поляризації в режимі передачі орієнтований по пластині, а в режимі прийому - по нормалі до неї (це обумовлено навзаєм властивостями феритів). Зі зміною кута θ змінюється тільки величина коефіцієнта еліптичності однаково, як в режимі передачі, так і в режимі прийому. Зміна коефіцієнта еліптичності в залежності від кута θ представлено на рис. 3.8. Значення кута $\theta=0$ відповідає коловій поляризації лівого обертання, як в режимі прийому, так і в режимі передачі.

Найбільш цікавими поляризаційними властивостями антена володіє при $\theta=45^\circ$. В цьому режимі антена випромінює лінійно поляризовану хвилю з

однією орієнтацією вектора поля, а приймає компоненту, ортогональну випромінюваної. Це так званий режим лінійної поляризації з навзамін поляризаційними властивостями. Використовуючи антену в цьому режимі, можна досягти ослаблення відображень від інших, крім опадів, як і при використанні колової поляризації [23, 24].

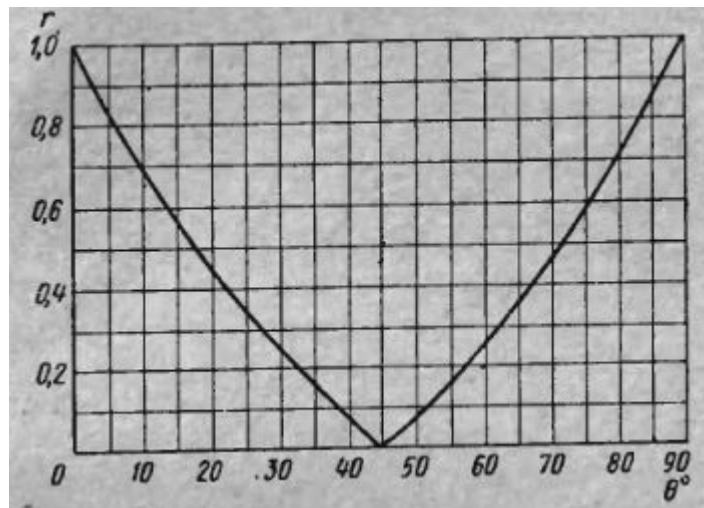


Рисунок 3.8 – Залежність коефіцієнта еліптичності від кута повороту площини поляризації щодо чвертьхвильової пластини

При зміні кута θ в межах від 45 до 90° випромінюватися буде еліптично поляризована хвиля з еліпсом поляризації, орієнтованому, як і в першому випадку, по пластині, але вже з правим напрямком обертання вектора поля. У режимі прийому поляризаційні властивості антени такі ж, як і в першому випадку, тільки напрямок обертання вектора поля змінилося на протилежне.

Розглянута антена з регульованими поляризаційними властивостями може бути використана при експериментальних дослідженнях поляризаційних властивостей цілей. При цьому безсумнівною гідністю такого способу зміни поляризаційних властивостей антени є простота конструкції поляризатора і зручність дистанційної зміни поляризаційних параметрів антени [20, 25].

3.5 Розрахунок антенної системи поляризаційного радіолокатора

При заданій робочій частоті радіолокатор $f=10000$ МГц, проведемо розрахунок геометричних розмірів дзеркала і опромінювача.

Розрахунок розмірів дзеркала (рис. 3.9).

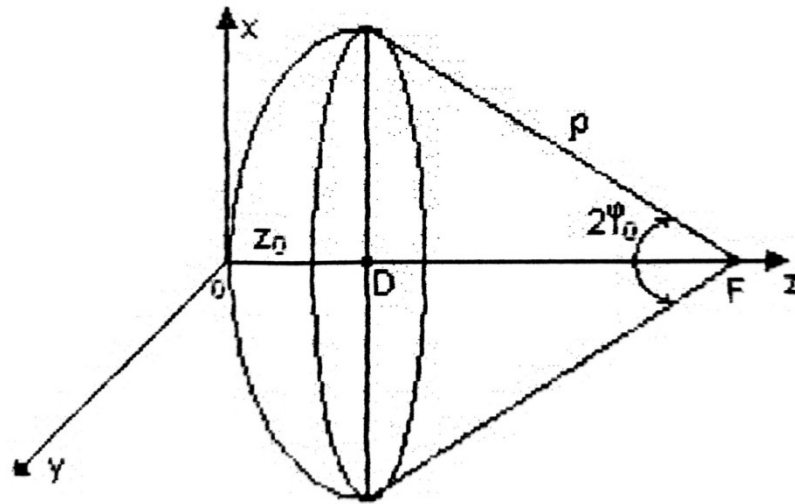


Рисунок 3.9 – Геометричний розмір дзеркала

де F - фокусна відстань;

D - діаметр дзеркала;

$2\varphi_0$ – кут розкриття дзеркала;

p - параметр параболи (її радіус).

Рівняння параболи в полярній системі координат

$$p = \frac{2F}{1 + \cos \varphi_0}, \quad (3.22)$$

$$D = 4fg \frac{\varphi_0}{2}, \quad (3.23)$$

$$\theta_{0,5,\varphi,\beta,\varepsilon} = 70^\circ \frac{\lambda}{2D}, \quad (3.24)$$

$$Z_0 = \frac{D^2}{16f}. \quad (3.25)$$

Діаметр дзеркала пов'язаний з коефіцієнтом посилення

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A, A = \frac{\pi D^2}{2}, G = \frac{2\pi^2}{\lambda^2} D^2.$$

При $\lambda=0,03$ і $D=1$ м.

$$G = \frac{2\pi^2}{\lambda^2} D^2 = \frac{2(3,14)^2}{9 \cdot 10^{-4}} \cdot 1^2 = 20000.$$

Таким чином, отримуємо посилення дзеркала для заданої частоти $f=10000$ МГц і діаметр $D=1$ м, $G=20000$.

Оберемо фокусну відстань $F=1$ м.

Тоді глибина дзеркала Z_0 дорівнює:

$$Z_0 = \frac{D^2}{16F} = \frac{1^2}{16 \cdot 1} = 0,06 \text{ м}.$$

Ширина діаграми направленості в площинах $\varphi, \beta, \varepsilon$:

$$\theta_{0,5,\varphi,\beta,\varepsilon} = 70^\circ \frac{\lambda}{2D} = 70^\circ \frac{0,03}{3} = 0,7^\circ \approx 1^\circ.$$

3.6 Розрахунок опромінювача

Для антени поляризаційного радіолокатора доцільне використання кінцевого рупора, інваріантного до будь-якого виду поляризації.

Відповідно до даних графіків рис. 3.3, найбільш придатними є розміри рупора, представлені на рис. 3.2, б, який забезпечує мінімальні фазові спотворення.

В результаті вибираємо діаметр розкриття $D_p = 2,6\lambda$ і довжину оптимального рупора $R_k = 3,7\lambda$. Як показано на рис. 3.10.

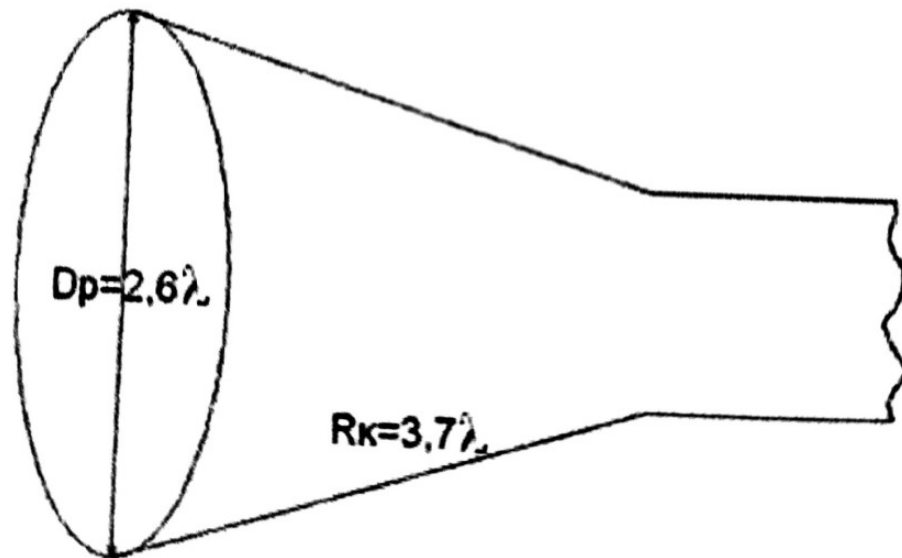


Рисунок 3.10 – Геометричний розмір опромінювача

Висновки:

1. Таким чином, з усіх розглянутих типів антен була обрана параболічна антена.
2. Геометричні розміри пар діаметром дзеркала $D=1\text{м}$; фокусною відстанню $F=1\text{м}$; глибиною дзеркала $Z_0=6\text{см}$; коефіцієнт посилення $G=20000$.
3. Конічний рупорний опромінювач для даної антени має геометричні параметри з діаметром розкриття $D_p=7,8\text{ см}$ і довжиною оптимального рупора $R_k=11,1\text{ см}$.

ВИСНОВКИ

Одним з важливих параметрів для оцінки вертикального розподілу метеорологічних об'єктів є поляризація генеруючих і відбитих радіолокаційних сигналів. Як показав проведений аналіз, найбільш інформативними для виявлення і оцінки метеорологічних об'єктів в горизонтальній площині є електромагнітні хвилі з горизонтальною поляризацією, а для виявлення і оцінки в вертикальній площині - електромагнітні хвилі з вертикальною поляризацією.

У режимі колового огляду метеорологічний радіолокатор випромінює хвилі горизонтальної поляризації, коли немає магнітного поля навколо фериту поляризатора.

У режимі вертикального огляду випромінюються хвилі горизонтальної поляризації, для цього включається магнітне поле навколо фериту, і площину поляризації хвиль зсувається на 90° .

Антенна система повинна випромінювати і приймати електромагнітні сигнали радіолокатора, як вертикальної, так і горизонтальної поляризації.

Було проведено аналіз властивостей антенних пристроїв і обрана антена з параболічним дзеркалом і коловим опромінювачем.

Для робочої довжини хвилі 3 см, з діаметром дзеркала 1 м, коефіцієнтом посилення 20000, з фокусною відстанню 1 м і глибиною дзеркала 6 см.

Опромінювач обраний у вигляді конічного рупора діаметром 7,8 см і глибиною 11,1 см. Такий опромінювач інваріантний до виду поляризації електромагнітної хвилі, що надходить на нього після поляризатора.

Таким чином, відповідно до завдання магістерської роботи, була обрана та розрахована антенна система для поляризаційного метеорологічного радіолокатора, яка забезпечує прийом і випромінювання електромагнітних хвиль, як горизонтальної, так і вертикальної поляризації.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Брылев Г.Б., Руководство по производству наблюдений с метеорологических радиолокаторов. Л.: Гидрометеиздат, 1974. 335с.
2. Литвинов И.В., Осадки в атмосфере и на поверхности Земли. Л.: Гидрометеиздат, 1980. 208 с.
3. Боровиков А.М., Костарев В.В., Радиолокационные измерения осадков. Л.:Гидрометеиздат, 1967. 140 с.
4. Aoyagi I. A comparison between radar and ground areal rain fall. Proc. 10th Weather Radar Conf., Am . Met. Soc., Boston, 1963. 165с.
5. Battan L. J. Radar Meteorology. Univ. Chi Press, Chi, Illinois, 1959. 283с.
6. Шупяцкий А.Б., Радиолокационное измерение интенсивности и некоторых других характеристик осадков. Л.:Гидрометеиздат, 1960. 376с.
7. Канарейкин Д.Б., Павлов Н.Ф., Потехин В.А., Поляризация радиолокационных сигналов. М.: Издательство «Советское радио», 1977. 575 с.
8. Баттак Л.Д., Радиолокационная метеорология/Пер. с англ. под ред, Е. М. Сальмана и К.Я.Кондратьева. Л.; Гидрометеиздат, 1962. 196 с.
9. Степаненко В.Д., Радиолокация в метеорологии. Л.:Гидрометеиздат, 1966. 343 с.
10. Костарев В.В. и др., Развитие радиолокационных методов исследования облаков и осадков. Л.:Гидрометеиздат, 1972. 177 с.
11. Жук М.С., Молочков Ю.Б., Проектирование антенно-фидерных устройств. М.: Издательство «Энергия», 1966. 374 с.
12. Фрадин А.З., Рыжков Е.В., Измерение параметров антенно-фидерных устройств. М.: Издательство «Советское радио», 1970. 283 с.
13. Вендик О.Г., Антенны с немеханическим движением луча. М.: Издательство «Советское радио», 1965. 285 с.

14. Справочник по элементам радиоэлектронных устройств. Под ред. Дулина В.Н., Жука М.С. М.: Издательство «Энергия», 1977. 576 с.
15. Антенны сантиметровых волн/Пер. с англ. под ред. Я.Н.Фельда. М.: Издательство «Советское радио», 1950. 319 с.
16. Айзенберг Г.З., Антенны ультракоротких волн. М.: Связьиздат, 1957. 699 с.
17. Фрадин А.З., Антенны сверхвысоких частот. М.: Издательство «Советское радио», 1959. 262 с.
18. Лавров Г.А., Князев А.С., Приземные и подземные антенны. М.: Издательство «Советское радио», 1965. 196 с.
19. Кочержевский Г.Н., Антенно-фидерные устройства. М.: Издательство «Связь», 1972. 471 с.
20. Канарейкин Д.Б., Павлов Н.Ф., Потехин В.А., Поляризация радиолокационных сигналов. Под ред. Дулевича В.Е. М.: Издательство «Советское радио», 1966. 440 с.
21. Антенна с управляемой поляризационной характеристикой. Патент (США) №2934762, 1960. 117с.
22. Хьюнин Дж.Р., Новый подход к измерению эффективной площади рассеяния. «Зарубежная радиоэлектроника», 1963. 241с.
23. Isaakson. Enhancement of Radar signals by double bounce circular polarization IRE International Convention Record, 1961. 193с.
24. Kuhn R., Teske G., Ferritbellastett Austrahler mit nichtreciprokem. Polarisationsverhalten, Nachrichtentechnik, 1960. V.10, №9. С.15-20.
25. Mc.Master W.H., Polarization and Stokes parameters Am., J.Phys, 1954. V.22, №9. С.7-11.

Додаток А
Графічна частина магістерської роботи

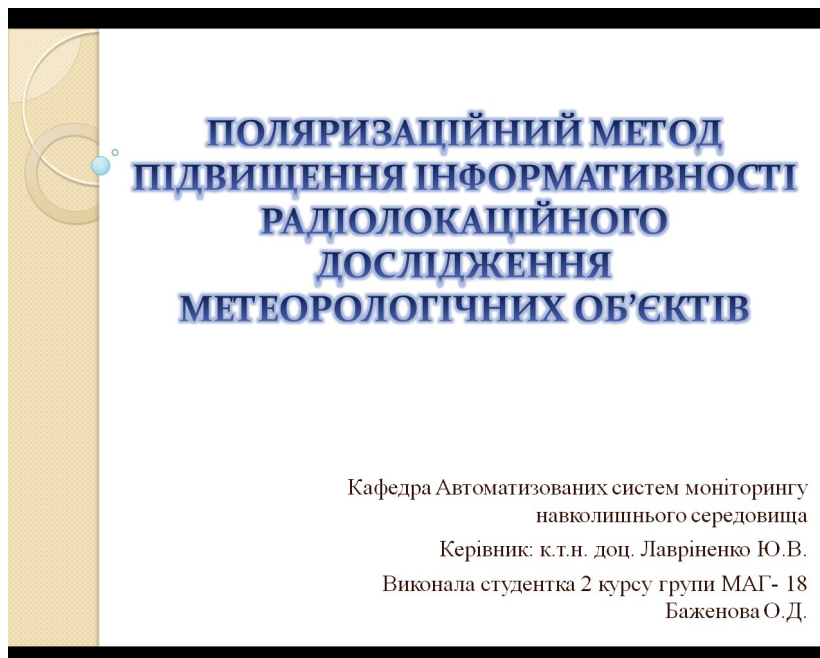


Рисунок А.1 – Тема магістерської роботи

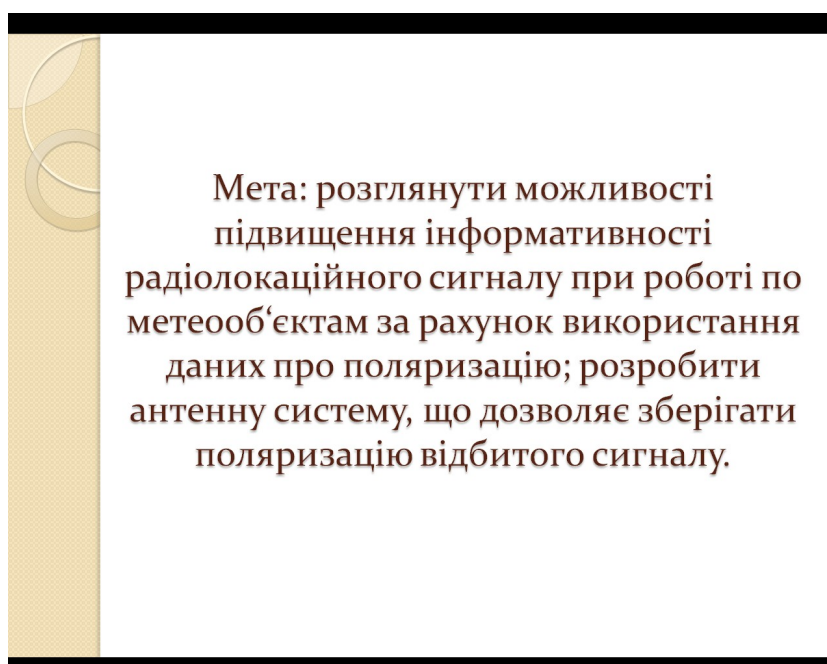


Рисунок А.2 – Мета магістерської роботи

Використання методів радіолокації в метеорології дозволяє збільшити обсяг вихідної метеоінформації, що в свою чергу, підвищує достовірність метеопрогнозів.

Радіолокаційна відбиваність Z визначається кількістю і розподілом часток за розмірами в одиничному обсязі і їх комплексним показником заломлення в діапазоні сантиметрових хвиль. Величина Z характеризує розсіюючі властивості хмар і опадів в діапазоні хвиль. Якщо в повітрі тільки вода або тільки лід, то:

$$z = \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2 \sum_{i,v} \alpha^6$$

Рисунок А.3 – Використання методів радіолокації та радіолокаційна відбиваність

Параметри радіолокатора і радіолокаційна відбиваність пов'язані між собою рівнянням радіолокації атмосферних утворень. Рівняння отримано при наступних припущень:

- радіохвилі відбиваються сферичними частинками, величина σ яких визначається формулою Релея;
- має місце повне заповнення, відображає обсяг частинками хмар і опадів;
- не враховується ослаблення радіохвиль і вплив підстильної поверхні на діаграму направленості.

При цьому для метеорологічного радіолокатора середня величина сигналу на вході приймача $P_{пр}$ зв'язується з параметрами радіолокатора, віддаленням r до відбиваючого обсягу і радіолокаційної відбиваності наступною залежністю (рівнянням радіолокації атмосферних утворень):

$$\overline{P_{пр}} = \frac{0,1\pi^6 P_n A_p h K z}{\lambda^4 r^2}$$

Величина

$$P_m = \frac{0,1\pi^6 P_n A_p h K z}{P_{ш}\lambda^4 r^2}$$

називається метеорологічним потенціалом радіолокатора. За допомогою метеорологічного потенціалу можна порівнювати різні радіолокатори з точки зору їх ефективності для метеорологічних спостережень. Чим більше потенціал, тим краще даний радіолокатор пристосований для метеоспостережень.

Рисунок А.4 - Рівняння радіолокації атмосферних утворень

Обмеження радіолокаційного методу спостережень

1. Гранична дальність виявлення метеоутворень радіолокатором обмежується тільки дальністю прямої видимості. Радіолокатор може приймати відбитий сигнал від всіх хмар, вершин яких лежать вище лінії радіогоризонта.

Починаючи з відстані 100 км від радіолокатора, частина хмарів не буде їм виявлятися із-за того, що їх вершини будуть лежати нижче лінії радіогоризонта (прямої радіації).

По цій же причині за допомогою радіолокатора на відстанях понад 100-200 км неможна виміряти інтенсивність опадів (рис. 1).

Наявність високих місцевих предметів навколо радіолокатора створює кути закриття, часто набагато перевищують нульові. Через це збільшується мінімальна висота виявлення хмарності, розташованої в азимут високих місцевих предметів.

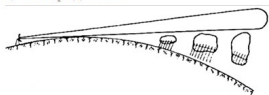


Рисунок 1 - Обмеження лінією радіогоризонта

2. З відстанню зростає мінімальне значення відбиваності, яке при заданому потенціалі може дати радіоехо на екранах радіолокатора (рис. 2).

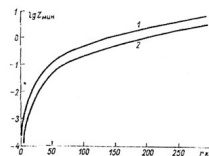


Рисунок 2 - Обмеження за рахунок зростання відбиваності

3. Радіолокатор не може виявляти хмари, відбиваність яких сильно ослаблена через поглинання радіохвиль в хмарах і опадах; виявлення можливо, якщо не буде ослаблення радіохвиль, яке залежить і від діапазону хвиль радіолокатора.

4. Зі збільшенням відстані від радіолокатора різко падає його роздільна здатність по кутових координатах. Інформації радіолокатора про висоти і площі хмарності будуть нерівноцінною, в залежності від відстані.

Рисунок А.5 – Обмеження радіолокаційного методу спостережень

Електромагнітні хвилі мають різну орієнтацію вектора електричного поля E в просторі. Поле, вектор E який орієнтований горизонтально, є горизонтально поляризованим, а при вертикальній орієнтації - вертикально поляризованим.

Зазвичай електромагнітні хвилі підсумовуються, що створює ефект інтерференції і призводить до інших видів поляризації - електрично колової і лінійної.

Годографом вектора поля плоскої монохроматичної хвилі є деякий еліпс, званий еліпсом поляризації або поляризаційним еліпсом. Усередині цього еліпса вектор E здійснює регулярний рух - обертання з періодично змінною швидкістю, причому повний оборот відбувається за період несучої частоти. Початкове положення вектора E всередині еліпса визначає фазу еліптично поляризованої хвилі.

Для кількісної характеристики поляризації хвилі користуються геометричними параметрами поляризаційного еліпса (рис. 3).

Завдання поляризаційного еліпса може бути повним, якщо відомі його форма, орієнтація і напрямок обходу.

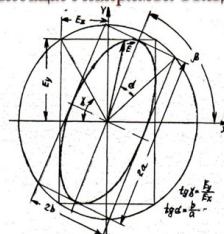


Рисунок 3 - Геометричні параметри поляризаційного еліпса

Рисунок А.6 - Загальні відомості про поляризовані хвилі

Поляризаційний базис

У разі використання антен еліптичної поляризації виявляється зручним виробляти розкладання повністю поляризованої хвилі не на речові ортогональні вектори, а на комплексні орти. Поняття комплексних ортів є узагальнене поняття речових ортів.

Падаюча на антену довільно поляризована електромагнітна хвиля завжди може бути розкладена на еліптично поляризовані компоненти, одна з яких узгоджена з поляризацією з антеною, а інша – ортогональна їй. В результаті отримуємо поляризаційний базис, один з ортів якого погоджено з поляризацією з антеною. Цей базис логічно називати узгодженим базисом. Одна з компонентів хвилі в узгодженому базисі визначає величину потужності, яка буде прийнята антеною, тоді, як інша компонента від антени повністю відіб'ється.

В окремому випадку, коли антена РІС володіє достатньо вузькою діаграмою направленості, поляризаційні властивості антени можуть вважатися заданими, якщо відомі параметри γ і β хвилі, випромінюванні в напрямку максимуму діаграми.

При переході від розкладання деякого комплексного вектора E в одному поляризаційному базисі до розкладання того ж вектора в іншому базисі його комплексні координати, звісно, зміняться .

Рисунок А.7 – Поляризаційний базис

Основні характеристики і параметри антен

1. Діаграма направленості антени (ДН). При постійній потужності випромінювання залежить тільки від відстані R і кутових координат θ і ϕ . Функція, що описує залежність напруженості електричного (магнітного) поля $|E\theta|$ або $|E\phi|$ ($|H\theta|$ або $|H\phi|$) від кутових координат θ і ϕ при постійній відстані R називається діаграмою направленості антени по полю.

2. Коефіцієнт направленої дії (КНД), як і ширина ДН, служить мірою розподілу (концентрації) електромагнітної енергії в просторі.

3. Коефіцієнт корисної дії антени. Не вся потужність, яка підводиться до антени, випромінюється антеною через властивих будь-якій антені втрат. Під к.к.д. антени розуміють відношення потужності, що випромінює антеною в простір до підведеної до антени потужності.

4. Коефіцієнт підсилення антени (КП). Це число, яке показує, у скільки разів потужність, випромінювана реальною антеною (з втратами) в даному напрямку, більше потужності випромінювання абсолютно ненаправленої антени без втрат, віднесеної до одиниці тілесного кута, за умов рівності потужностей, що передаються з фідерів в антени.

5. Ефективна (діюча) площа антени A для антени з розкритом - це площа деякого розкриття з рівномірним і синфазним розподілом поля, який в максимумі ДН має напруженість таку ж, як і розглянута антена в максимумі своєї ДН; причому амплітуда поля розкриття з рівномірним розподілом поля дорівнює максимальній амплітуді поля на розкритті розглянутої антени.

Рисунок А.8 – Основні характеристики і параметри антен

Типи рупорних антен

Так, як зазвичай застосовуються прямокутні і колові хвилеводи, то найбільше застосування знаходять рупори, утворені шляхом плавного збільшення поперечних розмірів цих хвилеводів. Якщо розширення прямокутного хвилеводу відбувається тільки в одній площині, то одержуваний таким чином рупор називають секторіальним. При розширенні в H -площині виходить H -секторіальний рупор; в E -площині E -секторіальний рупор. При цьому ДН звужується тільки в тій площині, в якій проводиться розширення (в результаті виходить віялова ДН). Для звуження ДН в обох площинах застосовують пірамідальні рупори, причому розширення в різних площинах можна проводити не одночасно, а послідовно, що дозволяє отримати дуже гарне узгодження. Дедалі ширший коловий хвилевод утворює конічний рупор.

Хвилеводні і рупорні антени з обертовою поляризацією

Типи рупорів випромінюють поле з лінійною поляризацією. У ряді випадків потрібне випромінювання хвилі з обертовою поляризацією. Зазвичай обертову поляризацію отримують шляхом створення в розкритті двох лінійно-поляризованих хвиль, площини поляризації яких взаємно перпендикулярні, причому поля зсунуті по фазі на 90° . При рівності амплітуд полів матиме місце колова поляризація, в інших випадках - еліптична (крім випадків лінійної поляризації, коли амплітуда поля однієї з хвиль дорівнює нулю). Змінювати характер поляризації можна також шляхом зміни зсуву фази хвиль в розкритті. Для випромінювання хвилі з обертовою поляризацією хвилеводний або рупорний випромінювач повинен забезпечувати поширення і випромінювання двох хвиль з ортогональною поляризацією.

Рисунок А.9 – Типи рупорних антен

Дзеркальні антени

Дзеркальними антенами називають антени, в яких формування діаграми направленості відбувається в результаті відображення електромагнітних хвиль, випромінюваних первинним джерелом (опромінювачем) від металевих поверхонь тієї чи іншої форми, званих дзеркалами (рефлекторами). Дзеркальні антени є найбільш широко поширеним типом антен в дециметровому, сантиметровому і міліметровому діапазонах хвиль. Це пояснюється відносною простотою їх конструкції, можливістю отримання ДН будь-якого необхідного на практиці типу; високим к.к.д., малою шумовою температурою і т.д. Найбільше застосування знайшли антени з параболічною формою поверхні дзеркала (параболоїд обертання і параболічний циліндр).

Дзеркала в вигляді параболоїда обертання застосовуються зазвичай для створення голчастих ДН, а параболічні циліндри - для створення віялових ДН.

Основною властивістю дзеркала у вигляді параболоїда обертання є те, що при приміщенні в його фокусі опромінювача, що випромінює сферичну хвилю, в розкритті дзеркала виходить хвиля з плоским фронтом (синфазний розкритт). Дзеркало у вигляді параболічного циліндра при розміщенні уздовж фокальної прямої лінійного випромінювача, що випромінює хвилю з колоциліндричним фронтом, також створює в розкритті хвилю з плоским фронтом. При цьому, природно, фазовий центр (лінія) опромінювача повинен співпадати з фокусом (фокальною прямою) дзеркала.

Рисунок А.10 – Дзеркальні антени

Радіолокаційні антени з регульованою поляризацією

При вирішенні ряду радіолокаційних задач, пов'язаних з використанням в тому чи іншому вигляді поляризаційних методів, необхідно мати радіолокаційні антени з регульованими поляризаційними характеристиками.

Використання таких антен дозволяє з гідрометеорів виділити і здійснити боротьбу з заважаючою дією відображень.

В основному це звичайні антени лінійної поляризації, в хвилеводному тракці яких включені поляризатори, що перетворюють хвилю лінійної поляризації в поляризовану по колу, і комутуючі пристрої, що включають або вимикають ці поляризатори. Всі ці елементи зазвичай конструктивно виконуються разом з випромінювачем.

Рисунок А.11 – Радіолокаційні антени з регульованою поляризацією

Висновки

1. Для успішного складання метеопрогнозів на основі даних, отриманих від метеорадіолокаторів, в даний час потрібно глибша обробка відбитих від гідрометеорів сигналів.

2. Одним із шляхів вирішення поставленого завдання є використання інформації, що міститься в поляризації відбитого сигналу.

3. Використання поляризаційної обробки відбитого сигналу дозволяє отримати більше інформації про характер і параметри радіолокаційних цілей і, зокрема, про вид та інтенсивність гідрометеорів.

4. Реалізація поляризаційної обробки відбитого сигналу вимагає використання в радіолокаторі, як передавальної, так і приймальної антен з керованою поляризацією.

Рисунок А.12 – Висновки магістерської роботи