

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ОДЕСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ЕКОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет Магістерської та
аспірантської підготовки
Кафедра Автоматизованих систем
моніторингу навколишнього
середовища

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему: Розробка цифрового піяримача доплерівської метеорологічної
радіолокаційної станції

Виконав студент 6 курсу група МАГ- 61
спеціальності 103 Науки про Землю
Зуєв Роман Олександрович

Керівник к.т.н. доц.
Вельміськін Дмитро Іванович

Консультант _____

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

Одеса 2018

АНОТАЦІЯ

Представлена робота Зуєва Романа Александровича на тему «Розробка цифрового приймача доплерівської метеорологічної радіолокаційної станції»

Метою магістерської роботи – є розробка цифрового приймача доплерівської метеорологічної радіолокаційної станції та спільні принципи його роботи.

Для досягнення зазначеної мети необхідно вирішення наступних завдань:

- особливості доплерівських метеорологічних вимірювань;
- вимірювання доплерівської швидкості;
- когерентність та спектор частот;
- оцінка когерентності;
- спектр частот;
- первинна доплерівська обробка;
- когерентний прийом радіолокаційних сигналів;
- розрахунок параметрів спектру;

У данній магістерській роботі були розглядані та описані сучасні методи дослідження роботи доплерівського цифрового приймача метеорологічної радіолокаційної станцій як вона розраховуються, як можливо досягти більш точних результатів.

Магістерська робота містить: 70 с., рис. 26, табл. 1, формул 58, додатки 1, використаних літературних джерел 25.

Ключові слова: доплерівський, спектр частот, когерентність, автокореляція функції, інтервали швидкості виміру вітру.

SUMMARY

The presented work of Roman Zuev on " Development of digital receiver of Doppler meteorological radar»

The purpose of the master's work is to Develop a digital receiver Doppler meteorological radar and General principles of its work.

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

- features Doppler weather vimiryuvannya;
- doppler speed measurements;
- coherence and range of frequencies;
- assessment of coherence;
- frequency spectrum;
- primary Doppler treatment;
- coherent reception of radar signals;
- calculation of the spectrum parameters;

In this master's work were considered and described modern methods of finding the coordinates of meteorological objects, as they are calculated as possible to achieve more accurate results.

Master's work contains:70 p., Fig. 26, table. 1, formula 58, Annex 1, used literature 25.

Key words: Doppler frequency spectrum, coherence, autocorrelation function, wind speed velocity intervals.

ВИСНОВОК

У данній магістерській роботі були розглядані та описані сучасні методи дослідження роботи доплерівського цифрового приймача метеорологічної РЛС, як вона розраховується, як можливо досягти більш точних результатів. А саме вимірювання доплерівської швидкості, когерентність та спектор частот, оцінка когерентності спектр частот, первинна доплерівська обробка, когерентний прийом радіолокаційних сигналів, розрахунок параметрів спектру, метод комплексної автоковаріації (пульспарний), методи спектральної обробки та виміру між імпульсних інтервалів, визначення характеристик поля вітру за допомогою доплерівського радіолокаційного методу, Аналіз впливу пасивних полів на точність вимірювання швидкості вітру доплерівського метеорологічного радіолокатора. Завдяки цим знанням ми зможемо отримувати потрібну нам інформацію ефективно використовувати їх у роботі з приймачем доплерівської цифрової метеорологічної РЛС.

ЗМІСТ

ВСТУП	6
1 ОСОБЛИВОСТІ ДОППЛЕРІВСЬКИХ МЕТЕОРОЛОГІЧНИХ ВИМІРЮВАННЯ РАДІОЛОКАЦІЙ.....	10
1.1 Спільні принципи роботи доплерівських метеорологічних радіолокаційних станцій.....	10
1.2 Вимірювання доплерівської швидкості.....	14
1.3 Когерентність та спектор частот	18
1.3.1 Оцінка когерентності.....	18
1.3.2 Спектр частот	19
2 ПЕРВИННА ДОППЛЕРІВСЬКА ОБРОБКА	27
2.1 Когерентний прийом радіолокаційних сигналів	27
2.2 Розрахунок параметрів спектру.....	29
2.3 Метод комплексної автоковаріації (пульспарний).....	34
2.4 Методи спектральної обробки та виміру між імпульсних інтервалів.....	36
3 АНАЛІЗ ПРОЦЕДУР ФОРМУВАННЯ ТА ОБРОБКИ СИГНАЛІВ В СУЧАСНИХ МЕТЕОРОЛОГІЧНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СТАНЦІЯХ ТА НАПРЯМОК ЇХ РОЗВИТКУ	38
3.1 Визначення характеристик поля вітру за допомогою доплерівського радіолокаційного методу	38
3.2. Аналіз впливу пасивних полів на точність вимірювання швидкості вітру доплерівського метеорологічного радіолокатора.....	49
ВИСНОВКИ.....	65
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ.....	66
Додаток А, Графічна частина магістерської роботи	69

ВСТУП

Радіолокація представляє собою засіб розширення можливостей людини визначати наявність і стан об'єктів за рахунок використання явищ відображення радіохвиль цими об'єктами. Її найближчим конкурентом при виконанні цих функцій є оптична техніка, що включає телескопи, які володіють високою точністю і зазвичай мають фотографічні самописці. Перевага радіолокаційних засобів у порівнянні з оптичними полягає в тому, що радіолокаційні пристрої можуть працювати в темряві і крізь хмари, володіють великою дальністю дії і дозволяють визначати дальність до об'єкта зі значно більшою точністю, ніж оптичні пристрої. Хоча світлові хвилі також є електромагнітними, але в радіолокації частота їх набагато нижче. Це дозволяє застосовувати радіотехнічні методи і схеми.

Розвиток радіолокації стало важливою частиною технічної революції двадцятого століття. Військова техніка, що використовує принципи радіолокації, вперше була створена перед самим початком другої світової війни; з цього часу спостерігається швидкий і безперервний прогрес у зазначеній галузі.

Основна ідея радіолокації полягає в тому, що електромагнітні хвилі розповсюджуються через атмосферу за певними законами з відомою швидкістю, приблизно рівній швидкості світла у вакуумі. Будь-які перешкоди або зміни характеристик середовища на шляху розповсюдження радіохвиль призводять до виникнення відбитків, які можуть бути виявлені і, таким чином, стають джерелом інформації про наявність і властивості таких перешкод або змін. Вимірювання часу запізнювання відбитого сигналу по відношенню до випромінювання дозволяє одержати дані про становище перешкоди, тобто «що». У разі звичайної «однопозиційний» радіолокації (коли передавач і приймач суміщені і розташовані в одному місці на відміну від «двохпозиційних» [1] систем, в яких відбитий сигнал приймається у пункті, віддаленому від передавача) час запізнювання безпосередньо характеризує відстань від місця розташування приймача і передавача до мети. Вимірювання часу запізнювання полегшується, якщо передавач

випромінює короткі імпульси електромагнітної енергії. Ідея імпульсного випромінювання лежить в основі більшості практичних застосувань радіолокації.

Інформація про швидкість цілей може бути отримана виміром доплерівського зсуву частоти між випромінюванням і прийнятими коливаннями, а кутові координати віддалених цілей - за допомогою зіставлення характеристик відображених сигналів з діаграмами спрямованості передавальної і приймальної антен. Нарешті, відомості про розміри, форму й відбивної здатності мети можна отримати шляхом порівняння форми огинаючої проглядали і випромінюють коливань.

У залежності від особливостей застосування, радіолокаційна інформація може бути представлена в різному вигляді. Є ряд методів індикації з використанням Осцилоскопи, які створюють оператору зручні умови для спостереження за наявністю, станом і розмірами цілей. Так, в радіолокаційних станціях (РЛС) виявлення цілей індикатор кругового огляду (ІКО) з яркостной відміткою є ефективним засобом відображення "картини" розташування цілей навколо РЛС. З іншого боку, зміни положення цілі можуть бути джерелом формування напруг, керуючих становищем антени (у разі РЛС супроводу мети) для забезпечення прицілювання і стрільб відповідними видами зброї, або для управління польотом ракет шляхом використання лінії зв'язку. Щоб вирішити деякі важливі завдання, дані, отримані за допомогою радіолокаційної станції, запам'ятовуються у відповідній формі для подальшої їх обробки на електронній обчислювальній машині.

Практичні застосування радіолокації в даний час відрізняються великою різноманітністю. Деякі з найбільш важливих завдань радіолокації пов'язані з її застосуванням у військовій техніці; сюди відноситься огляд простору і виявлення літаків супротивника і наземних рухомих об'єктів, забезпечення даних для управління гарматним вогнем, а також даних для управління ракетами у польоті. Крім того, радіолокаційні засоби широко

використовуються в навігації як літаків, так і кораблів (особливо в нічний час і в умовах туману), вони є важливим елементом сучасних систем управління повітряним рухом, використовуються з метою управління рухом автомашин і мають велике значення для забезпечення прогнозів погоди. Радіолокація - відмінний засіб для дослідження земної атмосфери та іоносфери, а також для вивчення метеорів. В даний час радіолокаційні пристрої використовуються для огляду космічного простору, виявлення і стеження за штучними супутниками Землі, а також в системах протиракетної оборони. Також радіолокація застосовується для астрономічних спостережень сусідніх космічних тіл сонячної системи: Місяця, Сонця, Венери, Марса і Юпітера. Області застосування радіолокації в міру подальшого освоєння космічного простору, ймовірно, будуть все більше розширюватися [2]. Останні роки не менш актуальними стали питання підповерхневого зондування та нелінійної локації. Підповерхневих радіолокація дає інформацію про властивості і параметри середовища, її неоднорідності. Нелінійна радіолокація (пошук елементів з рп переходом або нелінійної вольтамперной характеристикою), використовується при пошуку від різних радіозакладок, «жучків» та інших електронних засобів незаконного знімання інформації, до керованих по радіо фугасів та вибухових пристроїв.

Радіолокаційна техніка, з одного боку, використовує багато передових галузі сучасної техніки, з іншого боку, сприяє їхньому розвитку. Тобто на всіх етапах свого розвитку та застосування радіолокація тісно переплітається з іншими галузями науки і техніки.

Корисно вказати на деякі інші види систем, споріднених радіолокації: звуколокаційні (ехолокаційні) системи працюють за таким же принципом, як і РЛС, але використовують замість радіохвиль акустичні хвилі, радіонавігаційна система Лоран, хоча і не заснована на використанні відображених сигналів, однак для визначення відстаней тут також необхідно

вимірювати час запізнювання при розповсюдженні радіохвиль. Багато методів аналізу і розрахунку радіолокаційних систем повністю застосовні і до цих споріднених систем.

1 ОСОБЛИВОСТІ ДОПЛЕРІВСЬКИХ МЕТЕОРОЛОГІЧНИХ ВИМІРЮВАНЬ РАДІОЛОКАЦІЙ

1.1 Спільні принципи роботи доплерівських метеорологічних РЛС

Випромінюваний надвисокочастотний імпульс радіолокатора, попадаючи на метеоціль, викликає вимушені коливання молекул синхронно з зміною в часі електричного і магнітного полів.

Якщо хмарна частка лежить або рухається вздовж поверхні постійної дальності (при фіксованому видаленні r), тоді її молекули коливаються з частотою випромінювання.

Якщо хмарна частка рухатиметься в напрямку до випромінювача з швидкістю v , частота її коливань збільшиться на v/λ , оскільки молекули хмарної частки будуть частіше випробовувати дію електричного і магнітного полів.

Молекули самі, що коливаються, створюють електромагнітні поля, які, у свою чергу, випромінюються за межі цілі.

Доплерівський радіолокатор може забезпечувати вимірювання швидкості цілі вздовж радіальної лінії, проведеної в напрямі від радіолокатора або до нього (негативна швидкість), або від нього (позитивна швидкість).

При однаковому положенні передавача і приймача величина доплерівського зрушення частоти рухомого об'єкту f_d визначається формулою [3]:

$$f_d = |f_{\text{пр}} - f_{\text{випр}}| = 2 \frac{v_p}{c} f_{\text{випр}} = \frac{2v_p}{\lambda}, \quad (1.1)$$

де $f_{\text{випр}}$ - випромінювана частота (Гц);

$f_{\text{пр}}$ - частота (Гц), що приймається;

c - швидкість електромагнітного випромінювання ($c=3*10^8$ м/с);

λ - довжина хвилі джерела випромінювання;

v_p - радіальна (доплерівська) складова швидкості цілі.

Коефіцієнт 2 у формулі (1.1) з'являється в результаті того, якщо збільшення частоти відбувається в два етапи. Спочатку на величину Vp/λ зростає частота електромагнітних коливань в цілі, а потім на таку ж величину зростає частота її поля випромінювання в напрямі приймача.

При звичайних швидкостях метеорологічних цілей доплерівське зрушення частоти f_d являється відносно малою величиною в порівнянні з частотою радіолокатора $f_{\text{випр}}$. В такій ситуації дуже важко добитися потрібної точності частотних вимірювань. Наприклад, при $f_{\text{випр}}=5600$ МГц, $v_p=15$ м/с, $f_d=560$ Гц, тобто $\left(\frac{f_d}{f_{\text{випр}}}\right) * 100 \% = 10^5 \%$.

Для підвищення точності вимірювання доплерівського зрушення частоти f_d частотні вимірювання в радіолокації замінюють фазовими вимірюваннями параметрів відбитих сигналів.

Якщо розглядати послідовність відбитих від метеоб'єктів імпульсів як стаціонарний випадковий процес (процес, статистичні характеристики які не залежать від початку відліку часу), тоді формулу для фази γ можна записати у вигляді [4]:

$$\gamma = \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right) + \psi - \psi_i, \quad (1.2)$$

де $2r$ - сумарний шлях, прохідний такою, що падає і розсіяною хвилею;

ψ - початкова фаза випромінюваного імпульсу;

ψ_i - зсув фази, який вноситься метеооутворенням при розсіянні випромінювання радіолокатора.

Якщо шлях r збільшується з часом, тоді фаза радіолуни γ відповідно зменшується, а швидкість зміни фази γ описується формулою:

$$\frac{d\gamma}{dt} = -\frac{4\pi}{\lambda} \frac{dr}{dt} = -\frac{4\pi}{\gamma} v_p. \quad (1.3)$$

Таким чином, як випливає з порівняння формул (1.1) і (1.3), швидкість зміни фази радіолуни (ехосигналу) рухомого об'єкту дорівнює круговій частоті доплерівського зміщення (зрушення) f_d .

На імпульсному доплерівському радіолокаторі вибірка сигналу (як по фазі, так і по амплітуді) здійснюється в моменти часу $t = \tau_s + (n - 1)T_s$, де τ_s - час затримки між n -м імпульсом, що випромінює, і сигналом радіолуни. Час $\tau_s = 2r/c$ називається часом відліку по дальності.

Фазові вимірювання f_d , так само як частотні, пред'являють дуже високі вимоги до стабільності частоти прийомо-передавача радіолокатора. З цих вимог виходить, що час між гребенями хвиль для послідовно випромінювання НВЧ імпульсів повинно або залишатися незмінним, або бути відомим.

Оскільки стабільні магнетронні генератори не синхронізуються по фазі зовнішнім сигналом, тоді фаза коливань випромінюваних ними імпульсів повинна вимірюватися і реєструватися.

Застосування в сучасному доплерівському радіолокаторі вчислювальної техніки дозволяє зафіксувати в цифровому виді кожен випромінюваний імпульс магнетрона і визначити його початкову фазу. Відносно цієї випадкової, але відомої початкової фази випромінюючого імпульсу і проводяться фазові вимірювання імпульсів, відображених від метеоутворень.

Не вдаючись до подробиць, визначення радіальної швидкості v_p можна представити таким чином:

- фіксують і запам'ятовують фазу випромінюючого імпульсу;
- порівнюють її з фазою прийнятого імпульсу;

– визначають зміну фази між послідовними імпульсами;
 – швидкість зміни фази між послідовними імпульсами безпосередньо зв'язують з радіальною (доплерівською) швидкістю цілі v_p .

Для імпульсного доплерівського радіолокатора зміна фази відбитих від метеоутворень сигналів аналізується в кожному біні (дискреті) дальності вздовж осі променя радіолокації. Для розрахунків v_p в кожному біні виходить часовий ряд цифрових даних.

Розмір біна (дискрети) дальності в радіальному напрямі обирається рівним або меншим тривалості зондуючого імпульсу $\tau_{\text{зонд}}$, а по куту - рівним або меншим шириною діаграми направлення антени ($0,5-1^\circ$). Наприклад, при $\tau_{\text{зонд}} = 0,8$ мкс бін дальності дорівнює 125 м. Вздовж осі променя радіолокатора в радіусі огляду, рівному 125 км, таких бінів дальності буде 1000.

Відносна нестабільність частоти передавача $\Delta f_{\text{п}}/f_{\text{п}}$ при проведенні доплерівських вимірювань визначається необхідним дозволом доплерівської швидкості Δv_p на виході когерентного прийомопередавача. Це виходить з формули [5]:

$$\frac{\Delta f_{\text{п}}}{f_{\text{п}}} \leq \frac{\sqrt{2\Delta v_p T_s}}{c\tau_{\text{зонд}}}, \quad (1.4)$$

де $f_{\text{п}}$ - частота магнетрона, що несе;

T_s – період повторення імпульсів;

$\tau_{\text{зонд}}$ – тривалість випромінюючого імпульсу. При типових значеннях $\Delta v_p = 1 \text{ м/с}$, $T_s = 10^{-3} \text{ с}$, $\tau_{\text{зонд}} = 10^{-6} \text{ с}$ отримуємо $\frac{\Delta f_{\text{п}}}{f_{\text{п}}} \leq 4,7 \cdot 10^{-6}$.

Використання магнетрона коаксіального типу забезпечує виконання вказаних вимог.

Середня радіальна (доплерівська) швидкість в межах імпульсного об'єму радіолокатора дорівнює середній швидкості руху розсіювальних часток, зважених по їх ефективних площах розсіяння. Для кутів підвищення антени радіолокатора, близьких до 0° , вона близька до швидкості руху повітря в напрямі на радіолокатор (-) або від нього (+).

1.2 Вимірювання доплерівської швидкості

Якщо фаза радіолуни γ змінюється більш ніж на $\pm 180^\circ$ (π), оцінка радіальної швидкості стає неоднозначною.

Усі доплерівські частоти, що знаходяться в інтервалі $\pm f_N = (2T_s)^{-1}$ (f_N частота Найквіста), можуть бути однозначно виміряні, тоді як частоти, які перевищують f_N , неможливо відрізнити від частот з цього інтервалу.

Щоб уникнути невизначеності радіальні швидкості v_p цілей повинні лежати в межах інтервалу однозначного визначення швидкості:

$$v_{p \max} = \pm \frac{\lambda}{4T_s}. \quad (1.5)$$

Максимальна однозначна швидкість $v_{p \max}$ — це швидкість, яка викликає міжімпульсну фазову зміну радіолуни, рівну π .

Іншими словами, найвища однозначна швидкість, яка може бути виміряна імпульсним доплерівським радіолокатором, це швидкість $v_{p \max}$, з якою ціль може переміститися між послідовними імпульсами на відстань, що перевищує чверть довжини хвилі радіолокатора:

$$v_{p \max} = \frac{c \cdot \lambda}{4} \quad (1.6)$$

Наприклад, для $\lambda=5,3$ см ця відстань дорівнює 1,5 см. де (ЧДІ) частота дотримування імпульсу.

Фазова зміна $\pi + \varphi$ невідмінна від змін $(-\pi + \varphi)$. За цією швидкістю $v_{p\ max} + v$ помилково прийматимуться за $v_{p\ max} - v$, тобто швидкості накладаються. Накладення швидкостей можна уникнути за рахунок досить високої частоти дотримання імпульсів. Проте такий підхід призводить до зменшення максимальної однозначної дальності r_{max} :

$$r_{max} = \frac{c}{\text{ЧДІ} \cdot 2} = \frac{cT_s}{2}. \quad (1.7)$$

Здатність радіолокатора, випромінюючого послідовність рівновіддалених імпульсів, однозначно вимірюваннявати і швидкість, і дальність визначається наступним співвідношенням невизначеності [6]:

$$v_{max} r_{max} = \pm \frac{\lambda}{8} c. \quad (1.8)$$

Співвідношення (1.8) означає, що при заданій довжині хвилі збільшуються дальності спостережень призводить до зменшення максимальних вимірювальних швидкостей, і, навпаки.

Проілюструємо формули (1.5) - (1.8) розрахунками для $\lambda=5,3$ см, результати яких приведені в табл.1.1.

Діапазон однозначного вимірювання v_{max} можна помітно збільшити, опромінюючи метеоціль поперемінно (у шаховому порядку) за допомогою двох послідовностей зондуючих імпульсів з різними ЧДІ (метод зміни міжімпульсних інтервалів, або метод вобуляції ЧДІ).

Таблиця 1.1 - Залежність між v_{max}, r_{max} і ЧДІ для довжини хвилі радіолокатора $\lambda=5,3$ см

$v_{max}^{м/с}$	5	7,3	12	16	60
$r_{max}^{км}$	400	272	166	125	33,4
ЧДІ, Гц	375	550	900	1200	4500

Максимальна однозначна швидкість $v_{p\ max}$ в цьому методі визначається формулою [7]:

$$v_{p\ max} = \pm \frac{\lambda \cdot \text{ЧСІ}}{4 \left(1 - \frac{\text{ЧДІ}_1}{\text{ЧДІ}_2}\right)} \quad (1.9)$$

Як впливає з (1.9), пара ЧДІ в співвідношеннях 3/2, 4/3, 5/4 розширює діапазон вимірювання швидкості $v_{p\ max}$ відповідно в 2, 3 і 4 рази. На $\lambda=5,32$ см при $\frac{\text{ЧСІ}_1}{\text{ЧСІ}_2} = \frac{1200}{900} = \frac{4}{3}$ значення $v_{max} = \pm 48,0$ м/с.

Останню величину можна було вимірювати на одній ЧДІ, яка дорівнює 3600 Гц. Якщо співвідношення ЧСІ перевищує 5/4, від призводить до великих погрешностей вимірювання v_{max} . З цієї причини відношення $\frac{\text{ЧДІ}_1}{\text{ЧДІ}_2} > \frac{5}{4}$ застосовуються рідко.

На практиці в кожному біні (дискреті) дальності вимірюються дві доплерівські швидкості: v_{pm1} і v_{pm2} . Далі по простому логічному алгоритму, що виходить з (1.9), ці вимірювання поширюються на більший інтервал швидкостей v_{pm} .

Наприклад, якщо при ЧДІ₁ максимально виміряна радіальна швидкість дорівнює v_{pm1} , а при ЧДІ₂ - v_{pm2} тоді максимальна відновлювана по цих вимірюваннях швидкість v_{pm} описується формулою:

$$v_{pm} = \frac{v_{pm1} v_{pm2}}{|v_{pm1} - v_{pm2}|} \quad (1.10)$$

На рис. 1.1 і рис.1.2 представлені приклади вичислень за формулою (1.10) і корекцією розрахунків істинної радіальної (доплерівської) швидкості в дискреті дальності при роботі радіолокатора на двох ЧДІ.

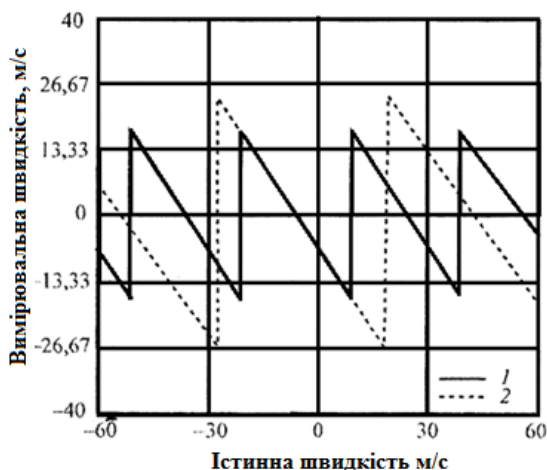


Рисунок 1.1 - Розрахунки істинної радіальної (доплерівської) швидкості в дискреті дальності при роботі радіолокатора на двох ЧДІ: 1 - висока ЧДІ; 2 - низька ЧДІ

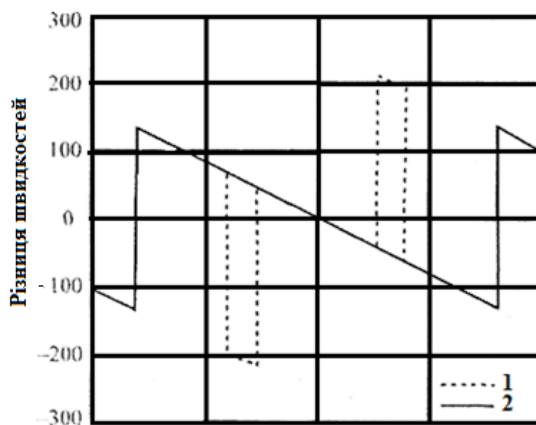


Рисунок 1.2 - Корекція розрахунків істинної радіальної (доплерівської) швидкості в дискреті дальності при роботі радіолокатора на двох ЧДІ: 1 - істинна швидкість некоригована; 2 - істинна швидкість скоректована

1.3 Когерентність та спектор частот

1.3.1 Оцінка когерентності

Когерентність - властивість випадкових процесів, яка характеризує їх здатність взаємно посилювати або послабляти один одного при складанні [8].

При складанні випадкового процесу $\xi_1(t)$ з його запізнюється на якийсь час τ , повторенням $\xi_1(t-\tau)$ середня потужність P сумарного процесу $\xi(t) = \xi_1(t) + \xi_1(t - \tau)$ дорівнює:

$$P = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [\xi_1(t) + \xi_1(t - \tau)]^2 dt = 2[P_1 + R(\tau)], \quad (1.11)$$

де P_1 - середня потужність кожного з процесів, що складаються:

$$P_1 = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \xi_1^2(t) dt = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \xi_1^2(t - \tau) dt, \quad (1.12)$$

а $R(\tau)$ функція автокореляції випадкового процесу $\xi_1(t)$:

$$R(\tau) = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \xi_1(t) \xi_1(t - \tau) dt. \quad (1.13)$$

Зважаючи, що $P_1 = R(\tau)|_{\tau=0} = R(0)$, вираз для P можна представити у вигляді:

$$P = 2P_1[1 + p(\tau)], \quad (1.14)$$

де $p(\tau)$ - нормована функція автокореляції, або коефіцієнт когерентності :

$$p(\tau) = \frac{R(\tau)}{R(0)}$$

Коефіцієнт когерентності має максимальне значення $p(\tau)=1$ при повній тотожності процесів, що складаються, тоді при $\tau=0$. В цьому випадку всі миттєві значення результуючого сигналу подвоюються, а його середня потужність зростає в 4 рази. При $\tau \rightarrow \infty P = 2P_1$. Процеси повністю некогерентні і складаються енергетично.

Таким чином, випадкові процеси вважаються некогерентними, якщо функція їх взаємної кореляції дорівнює нулю, і когерентними, якщо вона відмінна від нуля.

1.3.2 Спектр частот

Як відомо, автокореляційна функція $R(\tau)$ використовується для опису швидкості протікання (зміни) випадкового процесу і оцінки схожості випадкових процесів [9].

Для кількісної оцінки такої швидкості вводиться поняття часової кореляції τ - такий інтервал часу $T_1 = 0 \dots \tau_0$ після закінчення якого функція $R(\tau)$ убуває до нехтує малого значення, наприклад до 1-5% свого максимального значення.

Для вирішення більшості практичних завдань послідовність відбитих від метеоутворень радіолокаційних сигналів в дискреті дальності зазвичай розглядають як стаціонарний випадковий процес.

Це припущення справедливе в усіх випадках, коли тривалість спостереження за процесом мала (зазвичай ≤ 1 с) в порівнянні з часом, необхідним для прояву значних змін статистичних характеристик процесу (таких, наприклад, як середнє значення, дисперсія і параметри кореляції).

Для опису швидкості протікання випадкового процесу, окрім функції $R(\tau)$, використовується енергетичний спектр $S(f)$, який представляє собою

розподіл потужності гармонік процесу, які приходять на інтервал 1 Гц. Крім того, спектр показує, якого роду коливання переважають в цьому випадковому процесі, тобто спектр дозволяє оцінити, яка внутрішня структура випадкового процесу.

Для стаціонарних випадкових процесів спектр $S(f)$ є прямим перетворенням Фур'є автокореляційної функції $R(\tau)$:

$$S(f) = \frac{1}{\pi} \int_0^T R(\tau) e^{-if\tau} d\tau.$$

Спектр характеризують шириною спектру Δf .

Згідно з експериментальними даними [10] час кореляції радіолокаційних сигналів, відбитих від метеоутворень, знаходиться в діапазоні $(3 \dots 15) \cdot 10^{-3}$ с. Це означає, що для отримання надійних оцінок $R(\tau)$ і $S(f)$ в дискреті дальності еквівалентне число незалежних відліків в межах часової реалізації відбитих сигналів повинне складати не менше 30-60 при ЧДІ, дорівнює 1000 Гц.

Проілюструємо взаємозв'язок $\rho(\tau)$ і $s(f)$.

Стаціонарний випадковий процес $x(t)$ має нормовану кореляційну функцію $\rho(\tau)$, яка описується виразом

$$\rho(\tau) = e^{-\alpha\tau^2}, \alpha > 0.$$

Нормована спектральна щільність $s(f)$ при цьому визначається у вигляді

$$s(f) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \rho(\tau) e^{-if\tau} d\tau = \frac{1}{2\sqrt{\pi\alpha}} e^{-f^2/4\alpha}.$$

На рис. 1.3 приведені залежність $\rho(\tau)$ і $s(f)$ для значень α , які дорівнюють 0,5; 1 і 3 [11]. З них виходить, що з збільшенням α , і з зменшенням часу кореляції, спектральна щільність $s(f)$ змінюється плавніше убуваючи з зростанням частоти f . Для великих значень α спектральна щільність з збільшенням f убуває дуже повільно. При $\alpha=0.5$ випадкових процесів називаються вузькосмуговими (енергія процесу зосереджена у вузькій смузі частот), при $\alpha=3$ - широкосмуговими.

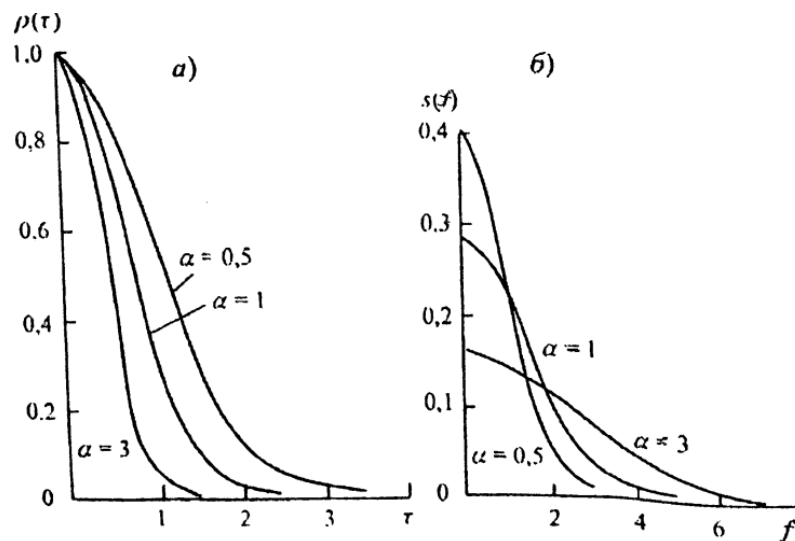


Рисунок 1.3 - Для стаціонарного випадкового процесу:

а) нормована кореляційна функція $\rho(\tau)$; б) нормована спектральна щільність $s(f)$

Допплерівський спектр $S(\nu)$ - спектр швидкостей, який описує поле швидкості великого числа гідрометеорів в межах імпульсного об'єму радіолокатора. Ширина спектру σ_ν^2 є мірою дисперсії доплерівської швидкості в межах імпульсного об'єму.

В багатьох практичних випадках, якщо не в більшості, доплерівський спектр можна апроксимувати розподілом Гауса (нормальним). Це важливе допущення значно спрощує розрахунки і має наступне обґрунтування:

- розподіл потужності випромінювання в діаграмі спрямованості параболічних антен (їх головній пелюстці) описується кривій Гауса;
- розподіл швидкостей часток в турбулізованій атмосфері також описується кривій гауса.

Як і в нормальному (гаусі) розподілі, доплерівський спектр гауса радіолуни метеооутворень залежить лише від двох параметрів: середньої частоти спектру f_{λ} і його середньоквадратичної ширини σ_f .

При переході до доплерівських швидкостей отримуємо

$$\bar{v}_p = \frac{\lambda}{2} f_D, \quad \sigma_v^2 = \frac{\lambda}{4} \sigma_f^2.$$

Необхідна умова коррльованості послідовності імпульсів, відбитих від метеоутворень, визначається виразом (рис. 1.4),

$$\frac{\tilde{n}\lambda}{4r_{\max}} \geq 2\pi\sigma_v, \quad (1.14)$$

де σ_v - ширина спектру швидкостей цілей, розташованих на видаленні

r_{\max} .

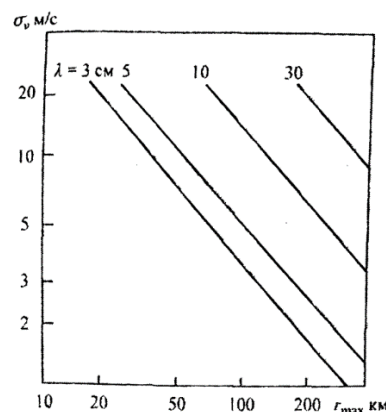


Рисунок 1.4 - Залежність максимальної ширини спектру σ_v від максимальної дальності однозначного виявлення r_{\max} , в межах якої сигнали відлуння когерентні

Рівняння (1.14) задається максимальне значення ширини спектру σ_v , при якому ще зберігається кореляція сигналів при фіксованій дальності, або, навпаки, цією шириною спектру σ_v визначається максимальне значення r (рис. 1.4).

В процесі оперативної роботи при підготовці радіолокатора до вимірювань задається параметр CPI (coherent processing interval) - інтервал когерентної обробки. Наприклад, 1° - ширина інтервалу когерентної обробки в режимі синхронізації кутів і число імпульсів, визначальне CPI в режимі часової синхронізації.

Як відомо, когерентний радіоприйом заснований на когерентності сигналів, що приймаються. Він застосовується для збільшення чутливості і підвищення перешкоди приймальних пристроїв. Особливістю когерентного радіоприйому є кореляційна обробка сигналу, що приймається.

Стабілізований гетеродин (STALO) забезпечує коливання на частоті випромінюваного сигналу мінус малий, але фіксоване зрушення частоти f_Δ . Частина цього сигналу підсумовується з сигналом радіолуни, інтенсивність якого мала в порівнянні з інтенсивністю сигналу стабілізованого гетеродина. За цієї умови сума двох сигналів може бути добре апроксимована виразом, в якому сигнал STALO модулюється іншим сигналом, в точності що повторює сигнал радіолуни як по фазі, так і по амплітуді з тією лише різницею, що його частота дорівнює f_A [12].

Підсумовані сигнали поступають в перший подвійний балансний зміщувальний-перетворювач з нелінійною передавальною характеристикою, на виході якого виходить сума і різниця їх частот і гармонік.

Когерентний гетеродин служить для виділення модулюючого сигналу і видалення суміші сигналів стабілізованого гетеродина і гармонік. Нагадаємо, що гетеродинування служить лише для того, щоб перетворити (змістити) частоту, залишає незмінною огибаючий приймальний сигнал, для подальшої обробки якої "вилучають" метеоінформацію.

Спрощена блок-схема когерентного приймача імпульсного доплерівського радіолокатора приведена на рис. 1.5.

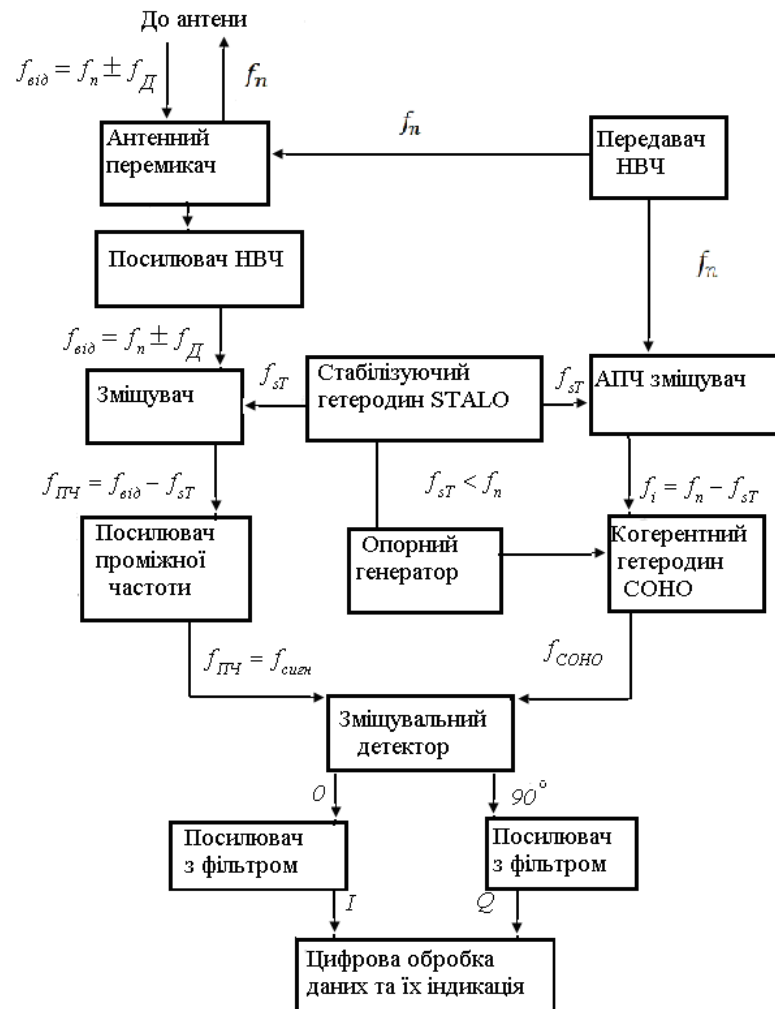


Рисунок 1.5 - Блок-схема когерентного радіоприймача імпульсного доплерівського радіолокатора

Основне завдання блоку стабілізованого гетеродина - забезпечити змішувачі частотою для її перетворення з пониженням, щоб різниця між STALO і ВЧ відповідала першій проміжній частоті.

STALO в АМРК працює на частоті 5000-5300 МГц. Первинна проміжна частота обрана яка дорівнює 540 МГц, друга, - дорівнює 60 МГц.

Необхідну стабільність частоти когерентного гетеродина за проміжок часу, який дорівнює $\dot{O}_s \approx 10^{-3}$ с, оцінимо за формулою

$$\frac{\Delta f_{\hat{e}\hat{a}}}{f_{\hat{e}\hat{a}}} \geq \frac{f_n}{f_{\hat{e}\hat{a}}} \frac{\sqrt{2\Delta v}}{\tilde{n}} = 4,4 \cdot 10^{-7},$$

де f_n несуча частота магнетрона (5640 МГц);

$f_{\hat{e}\hat{a}}$ - частота когерентного гетеродина (60 МГц);

$\Delta v = 1$ м/с - величина дозволу доплерівської швидкості.

Величина $f_{I \times II} = 60$ МГц обрана в АМРК так, щоб вона набагато перевищувала частоти, що містяться в спектрі сигналу, які приймається.

В STALO АМРК висока стабільність і низький фазовий шум забезпечуються фазовою синхронізацією з високоякісним опорним генератором. Внаслідок цього сам STALO складається з двох генераторів: високочастотного і зовнішнього опорного. Для високочастотної частини STALO використовується ВЧ генератор з фазовою синхронізацією, а опорна частота створюється надмалощумним кварцевим генератором. Останній служить для виключення перешкод і синхронізації джерел частоти STALO і когерентного гетеродина [13].

Як цифровий контрольований генератор для когерентного гетеродина служить синтезатор частоти з малим фазовим шумом, вихідна частота синтезатора 520-540 МГц. Для перетворення ПЧ I (520-540 МГц) в ПЧ II (60 МГц) з когерентного гетеродина на другий змішувач у вигляді потрібного балансного змішувача сигналів подається необхідна ним частота.

Фаза коливань когерентного гетеродина дуже сильно пов'язана з фазою приходящого сигналу проміжної частоти.

Для отримання опорної фази при кореляційній обробці відбитих від метеоутворень-сигналів використовується вибірка випромінюваного передавачем імпульсу. Ця вибірка також перетвориться в імпульс проміжної частоти (60 МГц).

Таким чином, в когерентному приймачі АМРК забезпечується визначення фази шляхом зрушення відбитого сигналу на 90° для отримання синфазної (I) і квадратурної (Q) складових сигналу при фіксованій дальності (в біні дальності).

2 ПЕРВИННА ДОПЛЕРІВСЬКА ОБРОБКА

2.1 Когерентний прийом радіолокаційних сигналів

Як відомо, когерентний радіоприйом заснований на когерентності сигналів, що приймаються. Він застосовується для збільшення чутливості і підвищення перешкоди приймальних пристроїв. Особливістю когерентного радіоприйому є кореляційна обробка сигналу, що приймається.

Стабілізований гетеродин (STALO) забезпечує коливання на частоті випромінюваного сигналу мінус малий, але фіксоване зрушення частоти f_{Δ} . Частина цього сигналу підсумовується з сигналом радіолуни, інтенсивність якого мала в порівнянні з інтенсивністю сигналу стабілізованого гетеродина. За цієї умови сума двох сигналів може бути добре апроксимована виразом, в якому сигнал STALO модулюється іншим сигналом, в точності що повторює сигнал радіолуни як по фазі, так і по амплітуді з тією лише різницею, що його частота дорівнює f_{Δ} .

Підсумовані сигнали поступають в перший подвійний балансний зміщувальний-перетворювач з нелінійною передавальною характеристикою, на виході якого виходить сума і різниця їх частот і гармонік.

Когерентний гетеродин служить для виділення модулюючого сигналу і видалення суміші сигналів стабілізованого гетеродина і гармонік. Нагадаємо, що гетеродинування служить лише для того, щоб перетворити (змістити) частоту, залишає незмінною огибаючий приймальний сигнал, для подальшої обробки якої "вилучають" метеоінформацію [14].

Основне завдання блоку стабілізованого гетеродина - забезпечити зміщувачі частотою для її перетворення з пониженням, щоб різниця між STALO і ВЧ відповідала першій проміжній частоті.

STALO в АМРК працює на частоті 5000-5300 МГц. Первинна проміжна частота обрана яка дорівнює 540 МГц, друга, - дорівнює 60 МГц.

Необхідну стабільність частоти когерентного гетеродина за проміжок часу, який дорівнює $\Delta t \approx 10^{-3}$ с, оцінимо за формулою

$$\frac{\Delta f_{\hat{e}\hat{a}}}{f_{\hat{e}\hat{a}}} \geq \frac{f_n}{f_{\hat{e}\hat{a}}} \frac{\sqrt{2\Delta v}}{\tilde{n}} = 4,4 \cdot 10^{-7}, \quad (2.1)$$

де f_n несуча частота магнетрона (5640 МГц);

$f_{\hat{e}\hat{a}}$ - частота когерентного гетеродина (60 МГц);

$\Delta v = 1$ м/с - величина дозволу доплерівської швидкості.

Величина $f_{\hat{I} \times \text{II}} = 60$ МГц обрана в АМРК так, щоб вона набагато перевищувала частоти, що містяться в спектрі сигналу, які приймається.

В STALO АМРК висока стабільність і низький фазовий шум забезпечуються фазовою синхронізацією з високоякісним опорним генератором. Внаслідок цього сам STALO складається з двох генераторів: високочастотного і зовнішнього опорного. Для високочастотної частини STALO використовується ВЧ генератор з фазовою синхронізацією, а опорна частота створюється надмалощумним кварцевим генератором. Останній служить для виключення перешкод і синхронізації джерел частоти STALO і когерентного гетеродина.

Як цифровий контрольований генератор для когерентного гетеродина служить синтезатор частоти з малим фазовим шумом, вихідна частота синтезатора 520-540 МГц. Для перетворення ПЧ I (520-540 МГц) в ПЧ II (~60 МГц) з когерентного гетеродина на другий змішувач у вигляді потрібного балансного змішувача сигналів подається необхідна ним частота.

Фаза коливань когерентного гетеродина дуже сильно пов'язана з фазою приходящого сигналу проміжної частоти.

Для отримання опорної фази при кореляційній обробці відбитих від метеоутворень-сигналів використовується вибірка випромінюваного передавачем імпульсу. Ця вибірка також перетвориться в імпульс проміжної частоти (60 МГц).

Таким чином, в когерентному приймачі АМРК забезпечується визначення фази шляхом зрушення відбитого сигналу на 90° для отримання синфазної (I) і квадратурної (Q) складових сигналу при фіксованій дальності (в біні дальності).

2.2 Розрахунок параметрів спектру

Як вже відзначалося, при доплерівських вимірюваннях множинної цілі (метеоцілі) на імпульсному радіолокаторі безперервні відбиті сигнали представляються послідовністю значень складного відлуння сигналу $V(t)$, відлічуваних в дискретні моменти часу τ_s .

Складним комплексним сигналом $V(t)$ на виході фазових детекторів когерентного приймача є стаціонарний випадковий нормальний процес. Це положення лежить в основі первинної обробки відбитих сигналів, яка повинна утворюватися в кожній дискреті (біні) дальності радіолокаційного променя.

Ціль первинної обробки - виміряти відбиваність і два параметри спектру радіолуни хмар і опадів: його середню частоту $f_{\dot{A}}$ і дисперсію σ_f^2 . Проте для цього необхідно спочатку виділити радіолуну метеоутворень на тлі віддзеркалень від поверхні Землі на основі відмінності їх радіальних швидкостей, а також подавити сигнали повітряних цілей.

Після пригнічення віддзеркалень, що заважають, вимірюванню параметрів спектру $f_{\dot{A}}$ і σ_f^2 полягає в наступному:

- проводиться оцінка параметрів спектру в кожній дискреті дальності на радіолокаційному промені;

- усуваються неоднозначності вимірювань, які виникають при імпульсній роботі радіолокатора;

- усуваються накладені сингали на різних дальностях, які виникають в протяжних метеоутвореннях.

Комплексний сигнал $V(t)$ на виході фазових детекторів приймача запишеться у вигляді

$$V(t) = I(t) + jQ(t) = |V|(\cos \varphi + j \sin \varphi) = |V|e^{j\varphi}, \quad (2.2)$$

а комплексний сигнал $V^*(t)$ - у вигляді:

$$V^*(t) = I(t) - jQ(t) = |V|(\cos \varphi - j \sin \varphi) = |V|e^{-j\varphi}. \quad (2.3)$$

де $V(t)$ і $V^*(t)$ називаються зв'язаними комплексними сигналами;

$I(t) = |V| \cos \varphi$ - синфазна складова сигналу;

$Q(t) = |V| \sin \varphi$ - квадратурна складова сигналу;

$\varphi = \arg V$ - аргумент $\operatorname{tg} \varphi = Q/I$, величина $\operatorname{arctg} I/Q$ пропорційна фазі віддзеркалення, амплітуда $|V| = \sqrt{I^2 + Q^2}$ - модуль $V(t)$.

На рис. 2.1 представлені лінії розгортки, що ідеалізуються, для синфазної складової $I(\tau_s)$, які відповідають відлунням сигналам від метеоцілі. Кожна крива характеризує відлуння сигнали, обумовлені одним високочастотним зондуючим імпульсом P_t . Миттєві вибіркові значення сигналу беруться в моменти τ_{s1}, τ_{s2} . Час τ_c є часовим інтервалом кореляції вздовж осі τ_s .

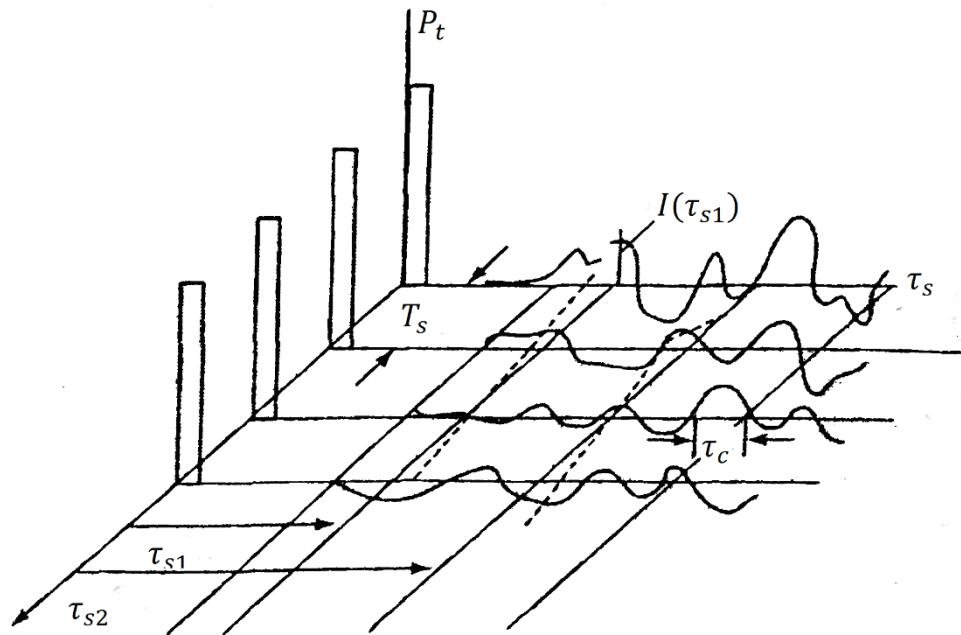


Рисунок 2.1 – Ідеалізовані лінії розгортки для синфазної складової $I^2(\tau_s)$,
відповідні відлунням сигналам від безліч цілей

Для пояснення обробки сигналу в дискреті дальності введемо тимчасову шкалу - вісь вибірок. В ній відліки проводяться через інтервал T_s в дискретні моменти часу, які відповідають вибіркам сигналу при фіксованому часі затримки $t = \tau_s$.

Аналіз зміни фази і амплітуди безперервного сигналу випадкового процесу утворюється вздовж тимчасової осі вибірок для дискретних моментів $(n - 1)T_s$. Вони відповідають певному часу відліків по дальності $\tau_s = 2r/c$ прив'язані до конкретного біну дальності. Пунктирною кривою вказана можлива зміна вибірковою сигналу при фіксованому τ_{s1} , коли частота стробування T_s^{-1} зростає і немає цілей на неоднозначно прочитуваних дальностях [15].

Величини $I(\tau_s, T_s)$ і $Q(\tau_s, T_s)$ розподілені але нормальному закону з нульовим середнім і є незалежними випадковими величинами. Фаза ϕ не

залежить від амплітуди $|V|$ і розподілена рівномірно, а амплітуда $|V| = (I^2 + Q^2)^{1/2}$ має розподіл з щільністю вірогідності, що підкорюється закону Релея.

Хоча I і Q є незалежними випадковими величинами, стохастичні процеси $I(\tau_s, nT_s)$ і $Q(\tau_s, nT_s)$ не можна вважати незалежними. Це означає, що в загальному випадку при $k \neq m$ для математичного очікування E отримуємо:

$$E[I(\tau_s, mT_s)Q(\tau_s, kT_s)] \neq 0. \quad (2.4)$$

Відстань між вибірками на часовій осі відліків дальності обирається так, щоб вони служили незалежними оцінками відбиваності і швидкості у напрямку зондування.

Автокореляція комплексного стаціонарного випадкового процесу $R(l)$ визначається таким чином [16]:

$$R(l) = E[V^*(m)V(m+l)] = E[V^*(m-l)V(m)], \quad (2.5)$$

де E - математичне очікування по ансамблю.

Ансамбль є сукупністю випадкових послідовностей, в яких $V(m)$ змінюється від члена до члена, навіть якщо значення m фіксоване.

Автоковаріація є автокореляцією з виключеним середнім значенням сигналу $E[V(m)]$. Для більшості сигналів, відбитих від метеоутворень, $E[V(m)] = 0$, а для сигналів від наземних цілей $E[V(m)] \neq 0$.

Вважають, що всі ансамблі величин сигналів $V(m)$ є ергодинамічними. Це означає, що статистичних властивостей ансамблю можуть бути набуті з усереднювання вибірових за часом значень. З урахуванням кінцівки числа вибірок M функцію автокореляції випадкових процесів можна оцінити за наступною формулою:

$$\hat{R}(l) = \begin{cases} \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-|l|-1} V^*(m)V(m+l) & |l| \leq M-1, \\ 0 & \text{à î ê ð à ì è ò â è ì à ä è à ò.} \end{cases} \quad (2.6)$$

На рис. 2.2 зображений модуль автокореляційної функції $R(l)$.

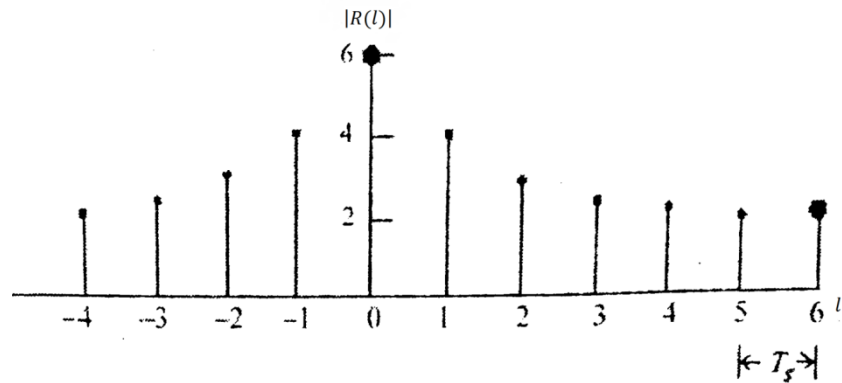


Рисунок 2.2 - Модуль автокореляційної функції

Потужність, яка відповідає послідовності даних, дорівнює 6. Через час приблизно $3T_s$ вибірки стають некорельованими. Модуль середнього значення $E[V(m)]$ дорівнює $\hat{R}(l)$.

Спектр потужності $\hat{S}(f)$ (енергетичний спектр) визначається як дискретне перетворення Фур'є автокореляційної функції $\hat{R}(l)$

$$\hat{S}(f) = T_s \sum_{l=-(M-1)}^{M-1} \hat{R}(l) e^{-j2\pi f T_s l}, \quad (2.7)$$

де $\hat{S}(f)$ - безперервна функція з періодом T_s^{-1} ;

$\hat{R}(l)$ - комплексні коефіцієнти її розкладання в ряд Фур'є. Використовуючи швидке перетворення Фур'є часової послідовності $V(m)$ спектр потужності $\hat{S}(f)$ можна визначити таким чином [17]:

$$\hat{S}(f) = \frac{T_s}{M} \left\{ \sum_{m,n}^{M-1} V^*(m) V(n) e^{-j2\pi f T_s l} \right\}, \quad (2.8)$$

де $l=n-m$, а підсумовування ведеться по двох індексах.

Збільшені можливості обчислювальної техніки дозволяють в оперативному режимі роботи АМРК розраховувати енергетичний спектр або щільність спектру потужності за формулою (2.8), і за формулою (2.9). Вважається, що метод (2.8) - пульспарний (коваріаційний) - надійніший, ніж (2.9), для розрахунку $\hat{S}(f)$ при невеликих значеннях відношення сигнал/шум, але поступається (2.9) при видаленні віддзеркалень, які заважають, від місцевих предметів, оскільки вичислення енергетичного спектру за формулою (2.9) дає можливість провести в процесі розрахунків спектральну фільтрацію.

Розрахунок автокореляційної функції зводиться до розрахунку коефіцієнтів кореляції двох зміщених випадкових стаціонарних процесів (часової послідовності) в інтервалах $0-R(0) \equiv R0$, $1-R(1) \equiv R1$, $2-R(2) \equiv R2$, де $R(l)$ оцінюється в дискретні моменти через інтервал T_s (рис. 2.2).

Щільність доплерівського спектру потужності $S(v)$ можна виразити через середню радіальну швидкість \hat{v}_p і ширину доплерівського спектру σ_v за формулою:

$$S(v) = \frac{P_0}{\sqrt{2\pi}\sigma_v} \exp\left(-\frac{(v-\hat{v}_p)^2}{2\sigma_v^2}\right), \quad (2.9)$$

де P_0 - потужність сигналів, які приймаються.

2.3 Метод комплексної автоковаріації (пульспарний)

Якщо випромінюється послідовність M рівновіддалених імпульсів, тоді автокореляційна функція послідовності відбитих комплексних зв'язаних сигналів для часу затримки T_s мо-жет бути оцінена за допомогою суми:

$$\hat{R}(T_s) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} V^*(m)V(m+1). \quad (2.10)$$

Оцінка середньої доплерівської швидкості \hat{v}_p (м/с) буде описуватися виразом:

$$\hat{V}_p = - \left(\frac{\lambda}{4\pi T_s} \right) \arg \hat{R}(T_s). \quad (2.11)$$

Аргумент функції $\hat{R}(T_s)$ виражений в радіанах, а знак мінус є ознакою, яка позитивна доплерівським зрушенням частоти відповідає від'ємній швидкості.

Середня доплерівська швидкість може, розраховуватися таким чином;

$$\hat{V}_p = - \left(\frac{\lambda}{4\pi T_s} \right) \arg[R(1)]. \quad (2.12)$$

При допущенні, якщо спектр апроксимується кривою Гауса, ширина спектру σ_v визначається формулою [18]:

$$\sigma_v = \left(\frac{\lambda}{4\pi T_s \sqrt{2}} \right) \left| \ln \frac{1}{|R(T_s)|} \right|^{1/2}, \quad (2.13)$$

або, як пропонують розробники АМРК при тому ж допущенні, формулою:

$$\sigma_v = \left(\frac{\lambda}{4\pi T_s} \right) \sqrt{\frac{2}{3} \ln \left(\frac{-R(1)}{R(2)} \right)}, \quad (2.14)$$

де $R(1)$ і $R(2)$ - оцінки автокореляційної функції

$$\sigma_v = \frac{\lambda}{2\sqrt{2\pi T_s}} \sqrt{\ln \left| \frac{R(1)}{R(2)} \right|}. \quad (2.15)$$

Показник якості сигналу оцінюється величиною SQI (signal quality index):

$$SQI = \frac{|R(1)|}{R(0)}. \quad (2.16)$$

SQI використовують так само, як поріг обмеження при первинній обробці відбитих сигналів: $SQI=0$ абсолютно некорельовані дані, $SQI=1$ абсолютно корельовані дані. Оператор АМРК сам задає поріг в одиницях SQI , вище якого проводиться доплерівська обробка. SQI іноді позначається у інших авторів як NCP (нормована потужність когерентності).

2.4 Методи спектральної обробки та виміру між імпульсних інтервалів

При використанні методу спектральної обробки для кожного дискрета дальності процедура розрахунків полягає в наступному:

1) розрахунок дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) для даних часового ряду $V(t)$ $f_m = \text{ДПФ}(V(t_m))$;

2) визначення енергетичного спектру по перетворенню Фур'є (2.17) $\hat{S}_m = f_m f_m^*$;

3) застосування спектрального фільтру (за необхідністю)

$$\hat{S}'_m = \text{filter}(\hat{S}_m);$$

4) розрахунок дискретного перетворення Фур'є для енергетичного спектру $R_{m-1} = \text{ДПФ}(\hat{S}'_m)$.

Тут індекс $m=1...M$ відноситься до одного дискрету дальності, а зірочкою позначена зв'язана величина.

В результаті обробки за формулою (2.15) виходять значення коефіцієнта автокореляції на різних інтервалах: $R(0)$, $R(1)$, $R(2)$ і $R(3)$ і так далі.

У методі, освоєному на зміні міжімпульсних інтервалів від відліку до відліку, використовують комбінацію автоковаріаційних оцінок: $\hat{R}(T_{s1})$ при затримці T_{s1} і при $\hat{R}(T_{s2})$ затримці T_{s2} . Швидкість в цьому випадку визначається різницею їх фаз (2.9).

В методі вобуляції швидкість визначається за формулою

$$v_p = \frac{\lambda}{4\pi(T_{s2}-T_{s1})} \arg \left(\frac{\hat{R}(T_{s1})}{\hat{R}(T_{s2})} \right). \quad (2.17)$$

3 АНАЛІЗ ПРОЦЕДУР ФОРМУВАННЯ ТА ОБРОБКИ СИГНАЛІВ В СУЧАСНИХ МЕТЕОРОЛОГІЧНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СТАНЦІЯХ ТА НАПРЯМОК ЇХ РОЗВИТКУ

3.1 Визначення характеристик поля вітру за допомогою доплерівського радіолокаційного методу

За допомогою доплерівських радіолокаторів можливо отримувати додаткову інформацію радіолокації, а саме:

- смерчівідентифікація областей атмосфери з критичними значеннями вітру;
- виявлення областей з значними зрушеннями вітру;
- визначення мезоциклонів, які є попередниками смерчів; - виявлення фронтів поривів і ліній шквалів;
- визначення областей з значними низхідними потоками.

Оскільки ДМРЛ забезпечує розрахунок поля доплерівських швидкостей вітру, які є проекціями вектору швидкості вітру на вісь діаграми спрямованості антени, тоді можна говорити про часткову діагностику поля швидкості вітру. Також відмітимо, якщо в ДМРЛ, як і в звичайному метеорологічному радіолокаторі, для діагностики поля вітру можуть використовуватися трасери, які виявлені на послідовності полів зображення відбиття радіолокації на основі використання кореляційно-екстремальних алгоритмів. Проте доплерівські швидкості вітру неоднозначні при їх використанні для діагностики поля вітру. В свою чергу, спосіб діагностики поля швидкостей вітру по трасерам має істотні погрішності, що обумовлено ефектами трансформації трасерів в часі, значним усереднюванням по простору, а також низькою деталізацією отриманого поля вітру.

Пропонується використовувати результати розрахунку доплерівських швидкостей вітру для оперативного визначення поля вітру з досить високим розділенням - близько декількох кілометрів. Висока оперативність і деталізація діагностики поля вітру дуже важливі у ряді прикладних завдань, наприклад, при забезпеченні посадки повітряних судів в несприятливих метеорологічних умовах.

Доплерівський радіолокатор здійснює вимірювання радіальних швидкостей гідрометеорів в області (D) . На рис. 3.1 представлені проекції (\vec{K}_i) радіальної швидкості, які і вимірюються радіолокатором. Для спрощення ілюстрації принципу дії пропонованого способу вважається, що ДМРЛ знаходиться в одній горизонтальній площині з гідрометеорами. Значення \vec{K}_i залежать від фактичного вектору \vec{W} швидкості вітру. Якщо вектор \vec{W} буде іншим, тоді будуть іншими і вектори \vec{K}_i в різних точках області (D) [19].

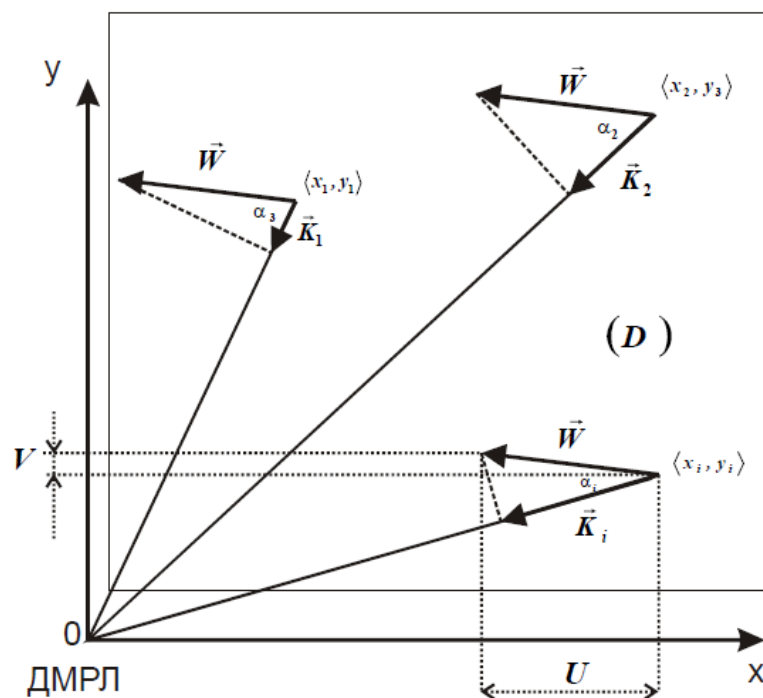


Рисунок 3.1 – Ілюстрація до постановки задачі визначення $(\vec{W}) = \langle \tilde{U}, \tilde{V} \rangle$

Завдання полягає в отриманні оцінки швидкості вітру $\left(\vec{W} = \langle \tilde{U}, \tilde{V} \rangle\right)$ за відомими (вимірюваннями доплерівськими радіолокаторами) оцінка \vec{K}_i -значення радіальних швидкостей \vec{K}_i в точках з координатами $\langle x_i, y_i \rangle$. Число вимірювань вважається рівним $n(i \in 1, 2, \dots, n)$.

Для вирішення цієї задачі використовуємо припущення: в досить малій області (D) атмосфери вектор швидкості вітру \vec{W} вважаємо постійними. Це допущення правомірне в більшій частині хмарної атмосфери, поза центральними областями інтенсивних потужньо-купчастих хмар. В рамках приведеної постановки (плоский горизонтальний випадок) - задача може бути вирішена за наявності двох вимірювань \vec{K}_i . Проте оцінки \vec{K}_i швидкості \vec{K}_i розраховуються з деякою погрішністю $\vec{\Delta}_i = \vec{K}_i - \vec{K}_i$, яка, як правило, відмінна від нуля. Тому $\left(\vec{W}\right) = \langle \tilde{U}, \tilde{V} \rangle$ розраховуватиметься з деякою помилкою. Для того, щоб її мінімізувати, необхідно використовувати більше двох вимірювань \vec{K}_i .

Розглянемо функцію, що зв'язує проекції $\langle U, V \rangle$ вектору \vec{W} з значенням K_i . Вона має вигляд

$$f(U, V, i) = K_i = \sqrt{U^2 + V^2} \cos \alpha_i, \quad (3.1)$$

де K_i - модуль вектору;

α_i - кут між векторами \vec{W} і \vec{K}_i . Якщо систему координат розташувати так, щоб ДМРЛ розташовувався на початку координат, тоді

$$\cos \alpha_i = \frac{Ux_i + Vy_i}{\sqrt{U^2 + V^2} \sqrt{x_i^2 + y_i^2}}. \quad (3.2)$$

Для знаходження оцінок $\langle \tilde{U}, \tilde{V} \rangle$ використовується метод найменших квадратів [20], для чого мінімізуємо функцію

$$L = \sum_{i=1}^n (f(U, V, i) - \tilde{K})^2, \quad (3.3)$$

тобто

$$\begin{aligned} \langle \tilde{U}, \tilde{V} \rangle &= \arg \min_{\langle \tilde{u}, \tilde{v} \rangle \in \langle U, V \rangle_{\mathcal{D}}} L(U, V) = \\ &= \arg \min_{\langle \tilde{u}, \tilde{v} \rangle \in \langle U, V \rangle_{\mathcal{D}}} \sum_{i=1}^n (f(U, V, i) - \tilde{K})^2. \end{aligned} \quad (3.4)$$

Для мінімізації функції (3.3) необхідно взяти від неї похідні U і V , а отримані вирази прирівняти до нуля. В результаті виходить наступна система рівнянь:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^n \left[\frac{x_i^2 U + x_i y_i V}{x_i^2 + y_i^2} - \tilde{K}_i \frac{x_i}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} \right] = 0; \\ \sum_{i=1}^n \left[\frac{y_i^2 V + x_i y_i U}{x_i^2 + y_i^2} - \tilde{K}_i \frac{y_i}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} \right] = 0. \end{cases} \quad (3.5)$$

Система (3.5) може бути перетворена в вигляд

$$\begin{cases} \left[\sum_{i=1}^n \frac{x_i^2}{x_i^2 + y_i^2} \right] U + \left[\sum_{i=1}^n \frac{x_i y_i}{x_i^2 + y_i^2} \right] V = \sum_{i=1}^n \tilde{K}_i \frac{x_i}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} \\ \left[\sum_{i=1}^n \frac{x_i y_i}{x_i^2 + y_i^2} \right] U + \left[\sum_{i=1}^n \frac{y_i^2}{x_i^2 + y_i^2} \right] V = \sum_{i=1}^n \tilde{K}_i \frac{y_i}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} \end{cases} \quad (3.6)$$

У векторному вигляді система (3.6) може бути записана так:

$$A_{[2,2]}V_{\langle 2 \rangle} = L_{\langle 2 \rangle}, \quad (3.7)$$

де

$$A_{[2,2]} = \begin{bmatrix} \left[\sum_{i=1}^n \frac{x_i^2}{x_i^2 + y_i^2} \right] & \left[\sum_{i=1}^n \frac{x_i y_i}{x_i^2 + y_i^2} \right] \\ \left[\sum_{i=1}^n \frac{x_i y_i}{x_i^2 + y_i^2} \right] & \left[\sum_{i=1}^n \frac{y_i^2}{x_i^2 + y_i^2} \right] \end{bmatrix}, \quad (3.8)$$

$$V_{\langle 2 \rangle} = \begin{bmatrix} U \\ V \end{bmatrix}, \quad (3.9)$$

$$L_{\langle 2 \rangle} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n \tilde{K}_i \frac{x_i}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} \\ \sum_{i=1}^n \tilde{K}_i \frac{y_i}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

З виразу (3.7) виходить, що параметри $\langle \tilde{U}, \tilde{V} \rangle$ можуть бути отримані таким чином:

$$\begin{bmatrix} \tilde{U} \\ \tilde{V} \end{bmatrix} = A_{[2,2]}^{-1} L_{\langle 2 \rangle}. \quad (3.11)$$

Вираз (3.11) представляє собою рішенням задачі знаходження складових швидкості вітру, сформульований вище, на основі використання методу найменших квадратів.

За своєю суттю завдання визначення поля вітру є зворотним математичним завданням.

З постановки завдання зрозуміло, що чим далі область (D) від ДМРЛ або чим менше розміри області (D) або менше число вимірювань, які використовуються для доплерівських швидкостей в точках області (D), тоді може бути гірша якість ідентифікації швидкості вітру. На практиці теоретичного оцінювання якості визначення координат в супутникових радіонавігаційних системах ГЛОНАСС і GPS, де показником якості є величина, яка називається геометричним чинником [21]. Ця величина враховує просторове розташування один відносно одного навігаційних апаратів і приймача радіонавігаційних сигналів. По своїй фізичній суті геометричний чинник дорівнює середньому квадратичному відхиленню сумарної помилки визначення координат за умови, що середні квадратичні помилки вхідних параметрів радіонавігаційних вимірювань (псевдодальностей до навігаційних КА) дорівнюють одиниці, помилки є центрованими і некорельованими. Введемо поняття геометричний чинник для оцінювання якості визначення вітру.

З (3.11) витікає, що зональна проекція \hat{U} швидкості вітру являється випадковою функцією $U(\hat{K}_i)$ випадкових величин \hat{K}_i :

$$\hat{U} = U(\hat{K}_i) = m_{0,0} \sum_{i=1}^n \frac{\hat{K}_i x_i}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} + m_{0,1} \sum_{i=1}^n \frac{\hat{K}_i y_i}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} = \sum_{i=1}^n \hat{K}_i \left[\frac{m_{0,0} x_i}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} + \frac{m_{0,1} y_i}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} \right]. \quad (3.12)$$

де $\hat{}$ - символ випадкової величини;

$m_{k,s}$ - елементи матриці

$$M_{[2,2]} = \begin{bmatrix} m_{0,0} & m_{0,1} \\ m_{1,0} & m_{1,1} \end{bmatrix} \equiv A_{[2,2]}^{-1}, \quad (3.13)$$

зворотньою до матриці $A_{[2,2]}$. Знайдемо математичне очікування і середнє квадратичне відхилення випадкової величини \hat{U} в умовах допущень:

$$M[\hat{K}_i] = 0; \quad D[\hat{K}_i] = 1; \quad \sigma[\hat{K}_i] = 1 \quad \text{для} \quad i = 1(1)n, \quad (3.14)$$

Де $M[\]$, $D[\]$, $\sigma[\]$ - оператори отримання математичного очікування, дисперсії і середнього квадратичного відхилення (СКВ). Тоді

$$\begin{aligned} M[\hat{U}] &= M\left[\sum_{i=1}^n \hat{K}_i \left[\frac{m_{0,0}x_i}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} + \frac{m_{0,1}y_i}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} \right]\right] = \\ &= \sum_{i=1}^n \left[\left[\frac{m_{0,0}x_i}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} + \frac{m_{0,1}y_i}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} \right] M[\hat{K}_i] \right] = 0 \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} D[\hat{U}] &= D\left[\sum_{i=1}^n \hat{K}_i \left[\frac{m_{0,0}x_i}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} + \frac{m_{0,1}y_i}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} \right]\right] = \sum_{i=1}^n \left[\left[\frac{m_{0,0}x_i}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} + \frac{m_{0,1}y_i}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} \right]^2 D[\hat{K}_i] \right] = \\ &= \sum_{i=1}^n \left[\frac{m_{0,0}x_i}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} + \frac{m_{0,1}y_i}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} \right]^2 = \sum_{i=1}^n \left[\frac{(m_{0,0}x_i + m_{0,1}y_i)^2}{x_i^2 + y_i^2} \right]. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Аналогічно для \hat{V} :

$$M[\hat{V}] = 0; \quad D[\hat{V}] = \sum_{i=1}^n \left[\frac{(m_{1,0}x_i + m_{1,1}y_i)^2}{x_i^2 + y_i^2} \right]; \quad \sigma[\hat{V}] = \sqrt{D[\hat{V}]}. \quad (3.17)$$

Назвемо геометричним чинником (визначення вітру на основі вимірювання яких доплерівських швидкостей) $G(n, x, y)$ СКВ модуля швидкості вітру при виконанні умов (3.15)

$$G(n, x, y) = \sqrt{D[\hat{U}] + D[\hat{V}]}. \quad (3.18)$$

На рис. 3.2 представлений графік поля геометричного чинника і графіки зміни СКВ проєкцій яка визначає швидкості вітру від числа вимірювань. Інтерпретуються рисунки таким чином. Так, наприклад, при розташуванні області (D) на відстанні 30 км по горизонталі від ДМРЛ геометричний чинник рівний, приблизно, 4,5 - тобто при СКВ вимірювання доплерівських швидкостей 1 м/с, СКВ помилок визначення вітру дорівнює приблизно 7 м/с. При збільшенні числа вимірювань при використанні K_i СКВ помилок визначення проєкцій вектору швидкості вітру зменшуються.

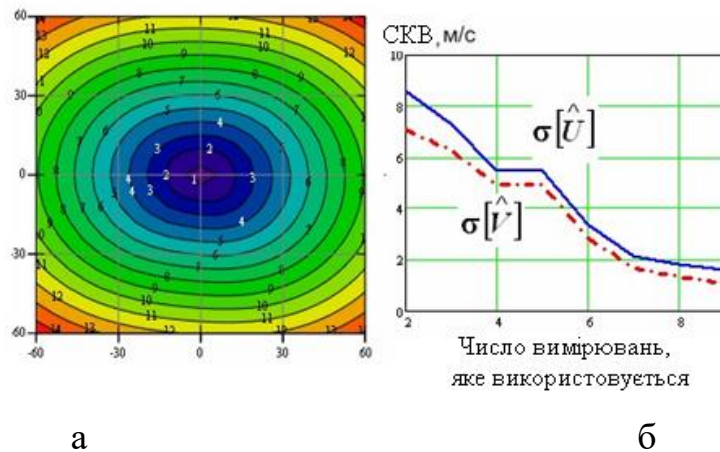


Рисунок 3.2 - Поле значень геометричного чинника, по осях кілометри:
 а) - область (D) - вісім точок, рівномірно розподілених по горизонтальній поверхні кола діаметром 6 км, б) - залежність $\sigma[\hat{V}]$, $\sigma[\hat{U}]$ від числа вимірювань які використовуються K_i

Тут представлений принципний підхід до рішення задачі розрахунку вітру з використанням доплерівських вимірювань швидкості вітру, які утворює ДМРЛ. Деталі технології оперативного визначення поля вітру пов'язані з визначенням оптимальних параметрів методики, що реалізовує спосіб, наприклад: скільки значень використовує K_i ; як враховувати тривимірність завдання; для якого розміру області (D) атмосфери вектор швидкості вітру \vec{W} можна вважати постійним; як вирішувати зворотню задачу математично коректно.

Розроблена на основі пропонованого способу визначення поля вітру методика реалізована в ДМРЛ, розробленому на ВАТ "Завод "Енергія" [22]. В якості ілюстрації на рис. 3.3, рис. 3.4 представлені розраховані описаним способом поля швидкості вітру на висоті 0,5 і 2 км за результатами доплерівських вимірювань в 14:30 (UT) 24 березня 2011 р. Область (D) мала розміри 4×4 км.

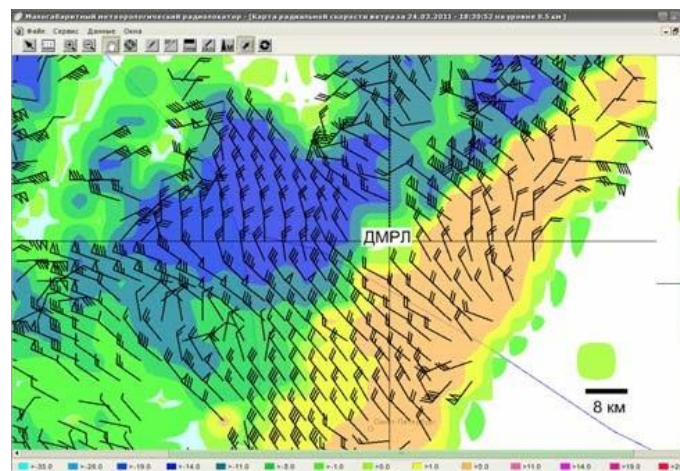


Рисунок 3.3 - Розраховано за результатами доплерівських вимірювань поле вітру на висоті 0,5 км, кольором показані значення доплерівських швидкостей гідрометеорів

Відповідно до результатів аерологічного зондування атмосфери за 16:00 (UT) вітер на висоті 0,5 км - 13 м/з 295°, на висоті 2 км 16 м/з 280°.

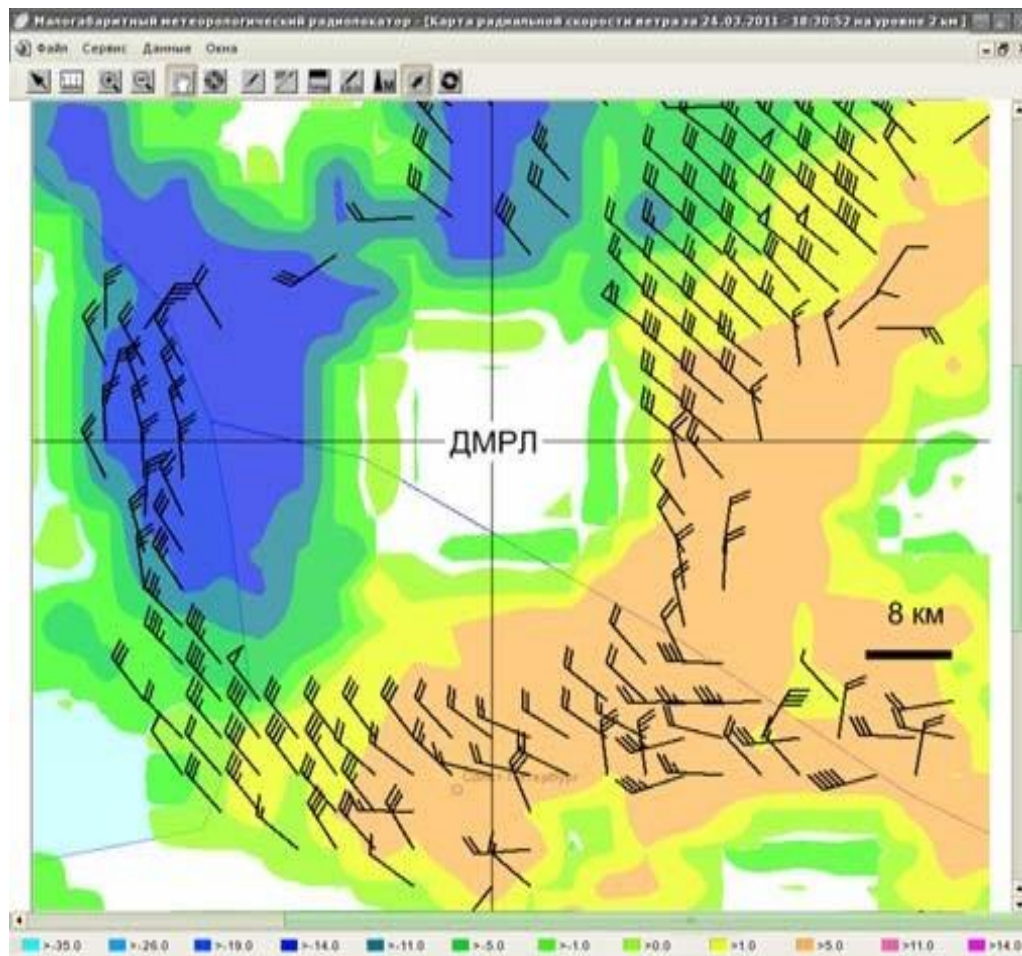


Рисунок 3.4 - Розраховано за результатами доплерівських вимірювань поле вітру на висоті 2 км, кольором показані значення доплерівських швидкостей гідрометеорів

На рис. 3.5 представлена ілюстрація розрахунку усереднених по більшому району (20×20 км) значень миттєвих швидкостей. Як випливає з приведених ілюстрацій, загальна орієнтація миттєвих значень векторів швидкості вітру співпадає з середнім потоком повітря на даних висотах, визначеним за результатами аерологічного зондування. В той же час миттєві значення векторів швидкості вітру відбивають загальну циркуляцію вітру в купчасто-дощових хмарах: так, наприклад, спостерігаються по краях хмари всередину хмари.

використанням геострофічних або градієнтних співвідношень на основі полів тиску або геопотенціальних висот ізобаричних поверхонь.

Друга - це проблема визначення оптимальних значень параметрів методик діагностики вітру цим способом. Ця проблема обумовлена тим, що в основі діагностики поля вітру лежить рішення некоректної зворотної математичної задачі.

Вирішення вказаних проблем, а також способів рішення багатьох інших завдань, наприклад, визначення меж застосовності цього методу і розробки практичних додатків подальшого використання результатів діагностики поля вітру може складати предмет подальших наукових досліджень і технічних розробок. Наприклад, визначення вертикальних швидкостей гідрометеорів, зрушень швидкості вітру, міри турбулентності в атмосфері [23].

3.2 Аналіз впливу пасивних полів на точність вимірювання швидкості вітру доплерівського метеорологічного радіолокатора

Среднеквадратична похибка вимірювання швидкості вітру не повинна перевищувати 1 м/с. Навіть за відсутності пасивних перешкод задовольнити цю вимогу складно. Тому актуальними є питання визначення впливу на точність характеристики ДМРЛ пасивних перешкод від місцевих предцілів і вивчення можливостей послаблення їх заважаючої дії.

Амплітудний спектр перетвореної за допомогою фазових детекторів пачки з N когерентних радіоімпульсів, які слідуєть з періодом $T = \frac{1}{F_n}$, яке

описується виразом $|S(f)| = \left| \frac{\sin \pi FNT}{\sin \pi FT} \right|$, є гребінчастим. Ширина одного

гребеня спектру дорівнює $\Delta F = \frac{1}{NT} = \frac{F_n}{N}$, а відстань між ними дорівнює F_n

(відмітимо, що загальна кількість гребенів в спектрі пачки при тривалості

зондуючого імпульсу τ_u і відповідно до ширини спектру поодинокого імпульсу $\Delta f = \frac{1}{\tau_u}$ дорівнює $Q = \frac{\Delta f}{F_n} = \frac{T}{\tau_u}$).

Вимірювати доплерівське зміщення частоти метеосигналів, в значенні якого міститься інформація про швидкість вітру, різними методами. Визначається методом математичного статистичного моделювання точності характеристики фільтрової системи, спрощена схема якої зображена на рис. 3.6.

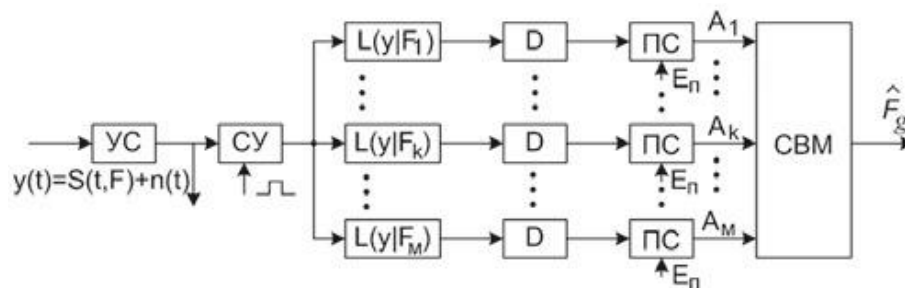


Рисунок 3.6 - Схема багатоканального фільтрового вимірювача частоти

При обробці лише одного гребеня спектру сигналу для перекриття інтервалу частот $(0, F_n)$ потрібно $\frac{\Delta F}{F_n} = N_{\delta^2 \text{вн}} \delta^2 \hat{a}$.

Якщо частотна характеристика кожного з набору взаємно неналаштованих на ΔF фільтрів схеми (рис. 3.1) погодження з спектром одного гребеня, тоді кожен i -й канал представляє собою визначник максимальної правдоподібності сигналу $s(t, F)$ з частотою F_i на фоні аддитивних білих нормальних шумів $n(t)$.

Мірою оцінюючої частоти \hat{F} метеосигналу є частота F_i налаштування фільтру, в якому сигнал максимальний. Визначення цієї частоти здійснюється за допомогою схеми вибору максимуму. Стробований

підсилювач пропускає на вхід фільтрів сигнали лише одного обраного по дальності імпульсного об'єму.

Оскільки вихідний ефект i -го фільтру $S_{\Sigma}(F_i)$ після накопичення пачки когерентних імпульсів (S_1, S_2, \dots, S_n) описується співвідношенням:

$$S_{\Sigma}(F_i) = \sum_{n=0}^{N-1} \dot{S}(nT, F) e^{j2\pi(F-F_i)nT}, \quad (3.19)$$

тоді при знаходженні точностних характеристик методом математичного моделювання вихідний ефект кожного i -го фільтру знаходиться по приведеному співвідношенню, яке називається дискретним перетворенням Фур'є. Метеосигнал моделювався процесом авторегресії першого порядку з ненульовим доплерівським зміщенням частоти F , квадратурні складові якого описуються співвідношеннями:

$$\begin{cases} S_c(n) = \Phi S_c(n-1) \cos 2\pi FT - \Phi S_s(n-1) \sin 2\pi FT + a_c(n), \\ S_s(n) = \Phi S_c(n-1) \sin 2\pi FT + \Phi S_s(n-1) \cos 2\pi FT + a_s(n), \end{cases} \quad (3.20)$$

де параметр авторегресії Φ обирається в залежності від величини коефіцієнта міжперіодної кореляції $r_s(T)$ (тоді процес $AR(1)$, тоді $r_s(T) = \Phi$), а $\dot{a}(n)$ незалежні випадкові величини, для яких

$$\overline{\dot{a}(n)\dot{a}^*(k)} = \begin{cases} 2\sigma_a^2, & \text{ї } \delta n = k \\ 0, & \text{ї } \delta n \neq k \end{cases}. \quad (3.21)$$

Дисперсія метеосигналау

$$\sigma_a^2 = \frac{1}{2} \overline{|\dot{S}(n)|^2} = \frac{\sigma_a^2}{1 - |\dot{r}_s(T)|^2} = \frac{\sigma_a^2}{1 - \Phi^2}. \quad (3.22)$$

Аддитивні шуми $n(t)$ вхідного сигналу у $y(t) = s(t, F) + n(t)$ моделювалися нормальним некорельованим процесом з дисперсією $\sigma_a^2 = \overline{n^2(t)}$. Відношення потужності сигналу $P_s = \sigma_s^2$ до потужності шуму $P_n = \sigma_n^2$ на вході вимірювання рювача $q_c^2 = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}$.

При одному m -му досвіді по одній пачці визначалася поточна похибка $\delta F_m = \hat{F}_m - F$. При переході від одного досвіду до іншого зберігалася значення доплерівського зміщення частоти F і змінювалися реалізації шуму і сигналу. За відповідне вибіркоче середньоквадратичне значення помилки приймалася величина $\hat{\sigma} = \left[\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \delta F_m^2 \right]^{\frac{1}{2}}$. При кількості випробувань $M = 100$ з довірчою вірогідністю $\alpha = 0.9$ відносна похибка оцінювання частоти $F \left| \frac{\hat{\sigma} - \sigma}{\hat{\sigma}} \right| = L(M, \alpha)$ складає величину 0.12.

Крива залежності $\sigma = \sigma(F)$ середньоквадратичних помилок оцінок максимальної правдоподібності від вимірюючої частоти F при відсутності пасивних перешкод, коли $q_c^2 = 10$, $N = 16$, $F_n = 1000$ Гц, $r_s(T) = 0.999$, зображена на рис. 3.7.

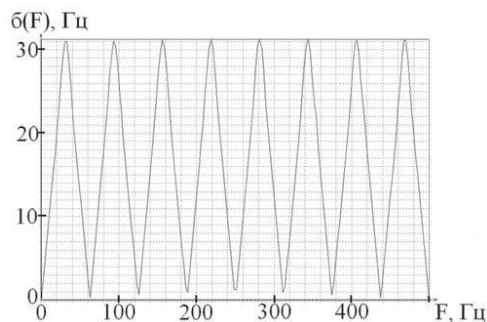


Рисунок 3.7 - Залежність $q_c^2 = 10$, $N = 16$, $F_n = 1000$ Гц, $r_s(T) = 0.999$.

При слабкій шумовій перешкоді і високої корельованості метеосигналів максимальне значення помилок має місце для тих частот метеосигналів, при яких вихідні ефекти сусідніх фільтрів однакові (тобто для частот перетину частотних характеристик сусідніх фільтрів), а мінімальні помилки для метеосигналів з частотами налаштування фільтрів $F_i = i \frac{F_n}{N}$.

Крива залежності $\sigma = \sigma(F)$ для випадку, коли на вході вимірювача додатково діє аддитивна пасивна перешкода $x(t)$ [$y(t) = s(t, F) + n(t) + x(t)$] зображена на рис. 3.8.

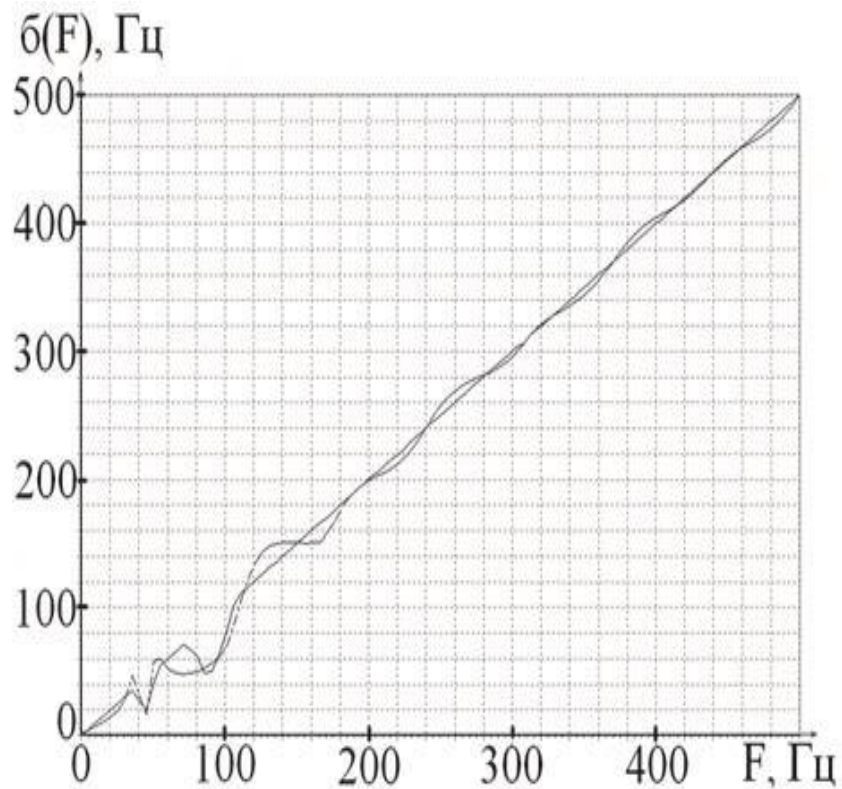


Рисунок 3.8 - Залежність $\sigma = \sigma(F)$ для $q_c^2 = 10$, $N=16$, $F_n = 1000$ Гц,

$$r_s(T) = 0.999, q_x^2 = 2, r_x(T) = 0.999$$

Пасивні перешкоди від земної або водної поверхні, місцевих предцілів моделювалися процесом авторегресії першого порядку з нульовим

значенням регулярного доплерівського зміщення частоти. графік, представлений на рис. 3.3, побудований для наступних початкових даних:

$$q_c^2 = 10, N=16, F_n = 1000 \text{ Гц}, r_s(T) = 0.999, q_x^2 = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_s^2} = 2 \text{ і коефіцієнт}$$

міжперіодної кореляції пасивної перешкоди $r_x(T) = 0.999$. З графіку видно, що з зростанням вимірної частоти F похибка зростає. Це пояснюється тим,

що оскільки при $q_x^2 = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_s^2} = 2$ вихідний ефект нульового фільтру

максимальний, тоді всякий раз вираховується оцінка $\hat{F} = 0$, а похибка приймає значення $\delta F = |\hat{F} - F| = F$. таким чином, при дії навіть порівняно

слабкої $\left(\frac{P_x}{P_s}\right) = 2$ пасивної перешкоди вимірювач, зображений на рис.3.1,

непрацездатний. Позбавитися від рішень $\hat{F} = 0$ при дії пасивних перешкод можна, якщо в наборі фільтрів вимірювача нульового фільтру немає.

Крива залежності $\sigma = \sigma(F)$ для вимірювача без нульового фільтру зображена на рис. 3.4, з якої видно, що при $0 < F < \frac{F_n}{N}$, оскільки нульового фільтру немає, помилки досягають сотні герц. Це пояснюється тим, що максимум вихідного ефекту може спостерігатися в будь-якому з фільтрів, які збуджуються шумами. Аналізована залежність отримана при значеннях порогів $Z_n = 0$, внаслідок чого через порогові схеми на вхід СВМ поступають будь-які слабкі сигнали.

При інтенсивній перешкоді і відсутності нульового фільтру вихідний ефект першого фільтру, що збуджується бічною пелюсткою спектру пачки пасивної перешкоди, може виявитися велике амплітудне накопичення

корисного сигналу і тоді при $\frac{F_n}{N} < F < \frac{F_n}{2}$ похибка $\delta F = |\hat{F} - F| = |F_1 - F|$

збільшується з зростанням F , що і видно з графіку на рис. 3.9.

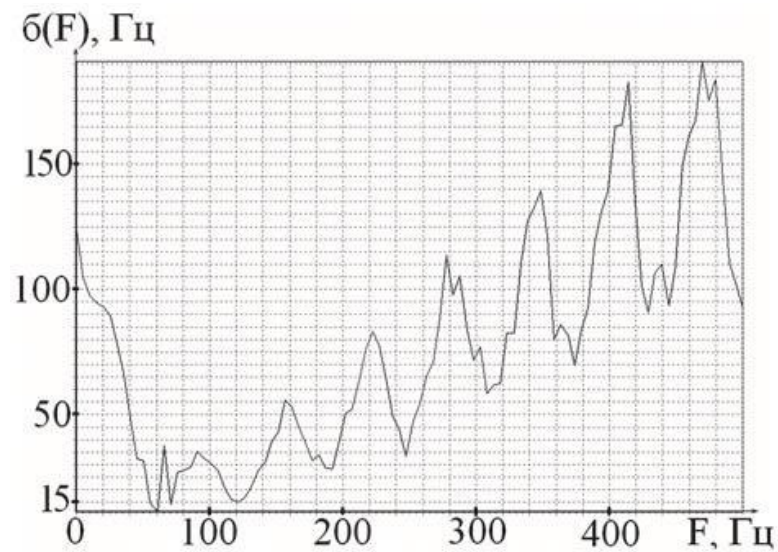


Рисунок 3.9 - Залежність $\sigma = \sigma(F)$ при дії пасивних перешкод і роботі без нульового фільтру, коли $q_n^2 = 10$, $q_x^2 = 20$, $r_n = 0.999$, $r_\gamma = 0.99$, $N = 16$, $F_n = 1000$ Гц, $Z_{\Pi} = 0$, $N_{\Phi} = 16$

Дійсно, при вибраних параметрах перешкод і сигналів амплітуда накопиченого вихідного ефекту першого фільтру, налаштованого на $\frac{F_n}{N}$, дорівнює

$$\begin{aligned} \sigma_x \cdot \left| \frac{\sin \pi FNT}{\sin \pi FT} \right| &= \sigma_s \cdot \sqrt{q_n} \cdot \frac{1}{\left| \sin \pi \frac{F_n}{N} T \right|} = \\ &= \sigma_s \cdot \sqrt{q_n} \cdot \frac{1}{\left| \sin \frac{\pi}{N} \right|} \Bigg|_{\substack{N=16 \\ q_x=20}} \cong 1.4N\sigma_s, \end{aligned} \quad (3.23)$$

що перевершує максимальний корисний сигнал величиною $1.4N\sigma_s$. Виключення нульового і першого фільтрів призводить до зростання інтервалу $\left(0, \frac{F_n}{N}\right)$, в якому похибки вимірювання частоти неприпустимо великі.

Другий метод послаблення дії пасивних перешкод пов'язаний з модернізацією схеми фільтрового вимірювача. Статистична теорія виявлення сигналів на тлі корельованих перешкод, до яких відноситься пасивна перешкода, свідчить, якщо перед подачею реалізації $y(t)$ на погоджений фільтр необхідно перешкоду очистити [24].

Очевидно, за відсутності нульового фільтру від вказаних помилок, обумовлених видачею оцінок, викликаних дією шумів або пасивних перешкод, можна позбавитися, заборонивши за допомогою порогових схем, що включаються після детекторів перед СВМ, знімання оцінки частоти, коли амплітуда вихідного ефекту каналу з найбільшим значенням менше порогового Z_n . Це ілюструється графіками на рис. 3.10.

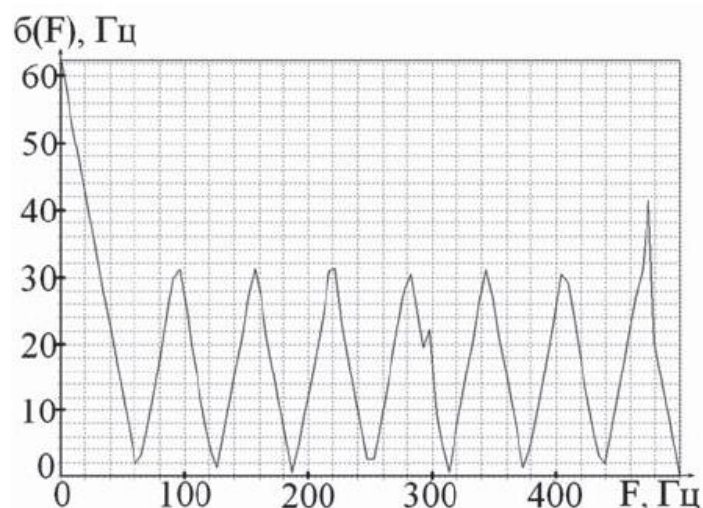


Рисунок 3.10 - Залежність $\sigma = \sigma(F)$ при дії пасивних перешкод і роботі без нульового фільтру, коли $q_{\bar{n}}^2 = 10$, $q_x^2 = 20$, $r_{\bar{n}} = 0.999$, $r_n = 0.999$,

$$N=16, F_n=1000 \text{ Гц}, Z_{\Pi} = 40\sigma_{\phi}, N_{\Phi} = 16$$

Розглянемо варіант фільтрового вимірювача максимальної правдоподібності, в якій як очищений фільтр використовується схема одноразової черезперіодної компенсації (ЧПК) рис. 3.11. неважко показати, що при подачі на вхід схеми ЧПК послідовності когерентних сигналів $y_1, y_2 \dots y_N$ на її виході утворюється послідовність когерентних сигналів $Y_1, Y_2 \dots Y_N$ тієї ж частоти, яка оцінюється фільтровим вимірювачем.

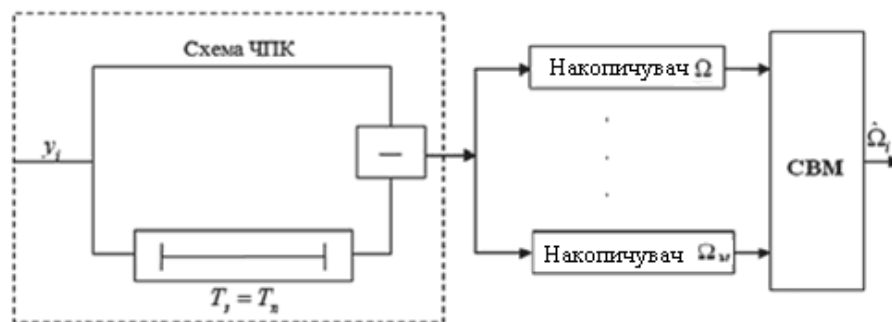


Рисунок 3.11 Структурна схема фільтрового вимірювача частоти з схемою черезперіодної компенсації

Як видно з графіка $0 < F < \frac{F_n}{N}$, похибки $\delta F > \frac{F_n}{N}$. Це пояснюється тим, що коли пасивні перешкоди схемою ЧПК істотно погіршуються, одночасно в інтервалі частот $0 < F < \frac{F_n}{N}$ коефіцієнт проходження через схему ЧПК корисного сигналу настільки малий, що на виході вимірювача потужність корисного сигналу може виявитися сумірною з потужністю шумів, внаслідок чого видані оцінки частот є частоти будь-якого з N фільтрів, вихідний ефект якого, викликаний шумом, максимальний.

Графік залежності $\sigma = \sigma(F)$ при дії пасивних перешкод, для яких $q_x^2 = \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} = 20$, $r_x(T) = 0.999$, $N=8$, і корисних сигналів, для яких $q_s^2 = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} = 10$, $r_s(T) = 0.999$ представлений на рис. 3.12.

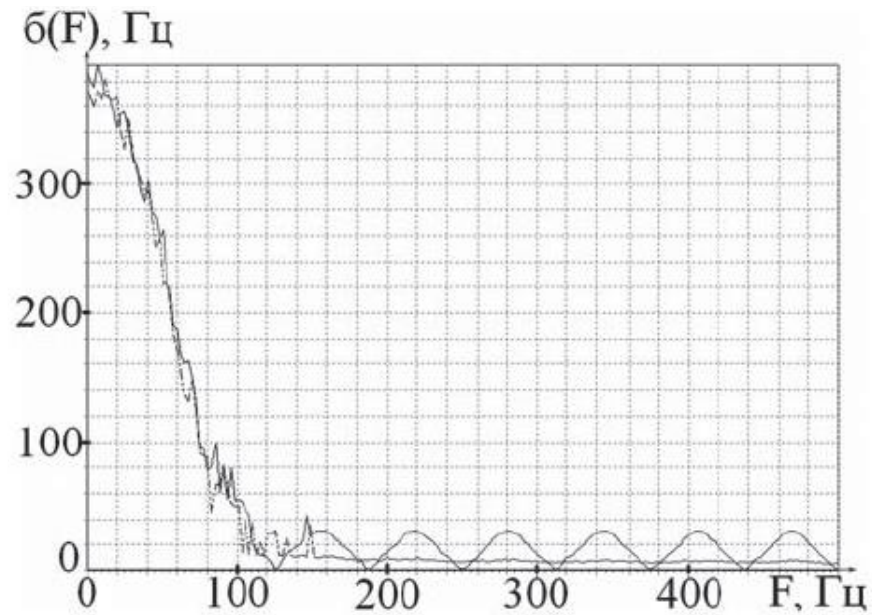


Рисунок 3.12 - Залежність середньоквадратичої помилки вимірювання частоти як функції від частоти Доплера при встановлених параметрах

$$q_{\bar{n}}^2 = 20, q_x^2 = 10, r_{\bar{n}} = 0.999, r_x = 0.999, N=8, F_n=1000 \text{ Гц}, N_{\Phi} = 16 \text{ і}$$

використанні схеми ЧПК

При цьому середньоквадратична похибка $\sigma = \frac{F_n}{\sqrt{12}} \approx 290 \text{ Гц}$. Дійсно для обраних параметрів, на виході ЧПК потужність шумів і потужність пасивної перешкоди відповідно

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{нЧПК}}^2 &= \sigma_n^2 \cdot 2[1 - r_n(T)] \approx 2\sigma_n^2, \\ \sigma_{\text{хЧПК}}^2 &= \sigma_x^2 \cdot 2[1 - r_x(T)] = q_n^2 \sigma_s^2 \cdot 2[1 - r_x(T)] = \\ &= q_n^2 q_s^2 \sigma_n^2 \cdot 2[1 - r_x(T)] = 0.4\sigma_n^2 < \sigma_{\text{нЧПК}}^2, \end{aligned} \quad (3.24)$$

а потужність корисного сигналу для частот $F < \frac{F_n}{2N}$,

$$\begin{aligned}
\sigma_{s\text{ЧПК}}^2 &= \sigma_s^2 \cdot K_c = q_s^2 \sigma_n^2 \cdot 4 \sin^2 \pi FT \geq \\
&\geq 10 \sigma_n^2 \cdot 4 \sin^2 \frac{\pi F_n T}{2N} = 40 \left(\frac{\pi}{2N} \right)^2 \sigma_n^2 \Big|_{N=8} = \\
&= 1.6 \sigma_n^2 < \sigma_{n\text{ЧПК}}^2 .
\end{aligned} \tag{3.25}$$

При порівняно малому значенні коефіцієнта міжперіодної кореляції і великої інтенсивності пасивної перешкоди залишки послаблених пасивних перешкод на виході схеми ЧПК можуть виявитися сумірними по інтенсивності з потужністю шумів. З цієї причини при порівняно слабкому корисному сигналі вірогідність видачі помилкової оцінки частоти нульовим фільтром буде більше, ніж іншими фільтрами через що погрішності $\delta F = |\hat{F} - F|$ з зростанням \hat{F} зростають, що видно на рис. 3.12.

Очевидно, що і в даному випадку при роботі з схемою ЧПК покращити точності характеристики можна, заборонивши за допомогою порогових схем видачу оцінок частоти СВМ при слабких сигналах (рис. 3.12).

Ширина енергетичного спектру $2\Delta f$ низькочастотних флуктуацій віддзеркалень від місцевих предцилів складає всього декілька герц. Тоді, якщо пасивна перешкода представляється процесом авторегресії першого порядку, її нормована кореляційна функція $r_x(\tau) = e^{-\beta|\tau|}$, а енергетичний спектр

$$\begin{aligned}
 N_x(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} r_x(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \frac{2\beta}{\beta^2 + 4\pi^2 f^2} \cdot \\
 \frac{N_x(f)}{N_x(0)} &= g_x(f) = \frac{\beta^2}{\beta^2 + 4\pi^2 f^2}; \\
 g_x(\Delta f) &= \frac{\beta^2}{\beta^2 + 4\pi^2 \Delta f^2} = \frac{1}{2}, \\
 \Delta f &= \frac{\beta}{2\pi} = -\frac{\ln r_x(T)}{2\pi T} \approx -\frac{F_n}{2\pi} \cdot [1 - r_x(T)] \Big|_{\substack{r_x(T)=0.99 \\ F_n=1000 \text{ Гц}}} \approx 1.5 \text{ Гц}.
 \end{aligned}
 \tag{3.26}$$

Очевидно при малій ширині спектру перешкоди будуть в якості очищеного фільтру та використовувати фільтр верхніх частот з АЧХ, зображеної на рис. 3.13.

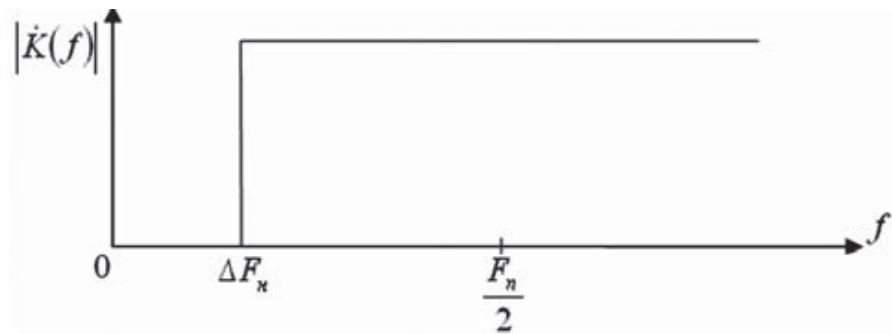


Рисунок 3.13 – АЧХ ідеального фільтру верхніх частот

Віддзеркалення, які заважають, у такому разі будуть пригнічені і, які не менш важливі, зона непрозорості для корисного сигналу зменшиться до Δf , тобто практично зникає.

Частотну характеристику, близьку до прямокутної форми, мають різні фільтри. В даний момент очищуючим фільтром використовується цифровий рекурсивний фільтр другого порядку рис. 3.14. Основна перевага такого фільтру в порівнянні з фільтрами Баттерворта або Чебишева полягає в тому, що необхідну частотну характеристику з рівномірними пульсаціями в смугах непропускання і пропускання можна отримати при меншому порядку

фільтру (з меншою кількістю ланок), що важливо при порівняно малому числі імпульсів в пачці [25].

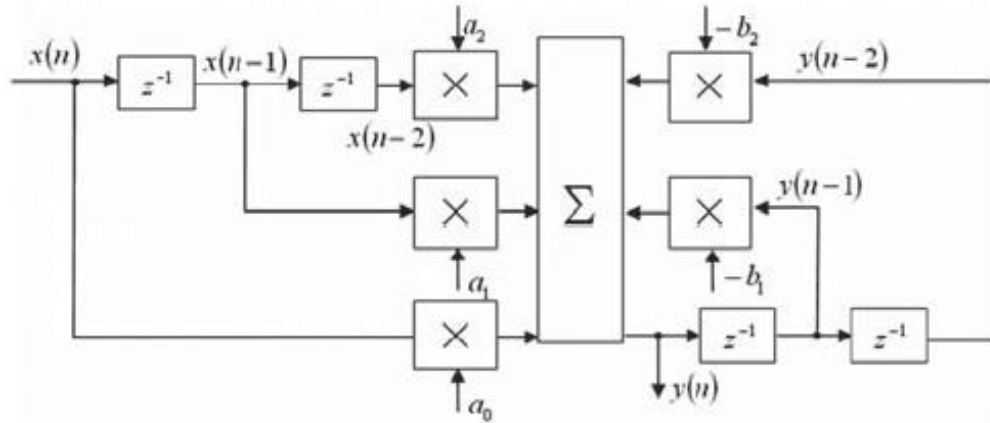


Рисунок 3.14 - Схема рекурсивного фільтру другого порядку

АЧХ рекурсивного фільтру другого порядку, параметри представлені на рис. 3.15. Початкові дані для розрахунку цифрового фільтру верхніх частот: при інтервалі дискретизації $T = 10^{-3}$ с гранична частота режекції фільтру верхніх частот $F = 5$ Гц, гранична частота зрізу смуги пропускання $F_c = 25$ Гц, коефіцієнт пульсацій в смузі пропускання $\varepsilon = \frac{1}{2}$.

В результаті розрахунку параметри різницевого рівняння

$$Y(n) = a_0 y(n) + a_1 y(n-1) + a_2 y(n-2) + b_1 Y(n-1) + b_2 Y(n-2) \quad (3.27)$$

виявилися рівними $a_0 = 1, a_1 = -2, a_2 = 1, b_1 = 1,561, b_2 = -0,641$.

АЧХ рекурсивного фільтру другого порядку, параметри представлені на рис. 3.16.

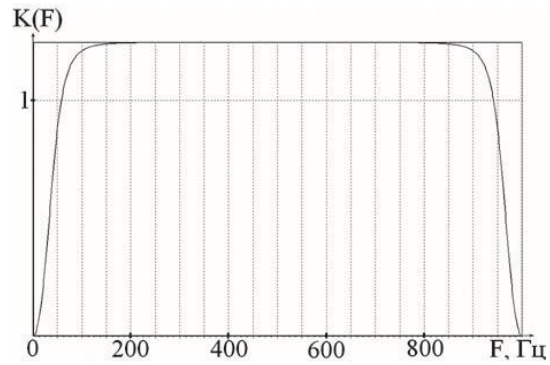


Рисунок 3.16 - АЧХ рекурсивного фільтру другого порядку

$$(a_0 = 1, a_1 = -2, a_2 = 1, b_1 = 1,561, b_2 = -0,641)$$

Як видно з кривих $\sigma = \sigma(F)$, зображених на рис. 3.15 і рис.3.16, діапазон вимірюванняюваних частот (через те, що корисний сигнал пригнічується лише в невеликій зоні непрозорості) починається практично з $F=0$. В цьому полягає основна перевага вимірювача частоти з еліптичним фільтром верхніх частот в порівнянні з іншими розглянутими вимірювачами [26].

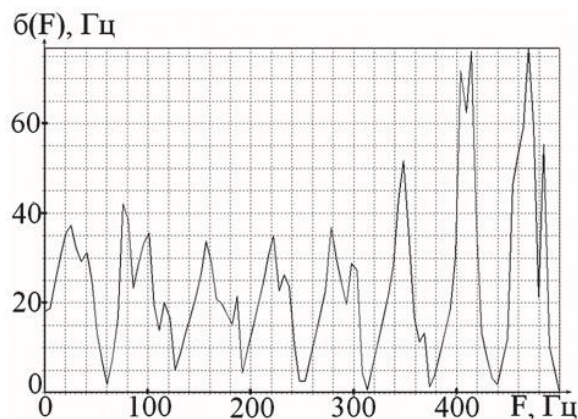


Рисунок 4.17 - Залежність $\sigma = \sigma(F)$ при використанні рекурсивного фільтру, коли $q_n^2 = 10$, $q_n^2 = 20$, $r_n = 0,999$, $r_x = 0,999$, $N=16$, $F_n = 1000$ Гц,

$$Z_{\Pi} = 40\sigma_{\phi}, N_{\Phi} = 16$$

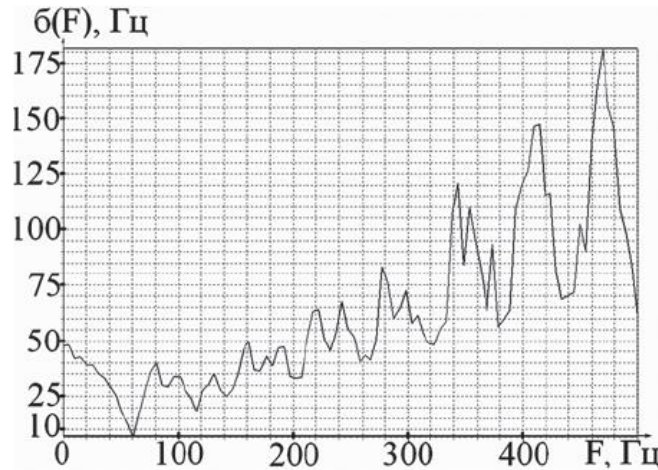


Рисунок 3.18 - Залежність $\sigma = \sigma(F)$ при використанні рекурсивного фільтру, коли $q_n^2 = 10$, $q_n^2 = 20$, $r_n = 0.999$, $r_x = 0.999$, $N=16$, $F_n = 1000$ Гц,

$$Z_{\Pi} = 50\sigma_{\phi}, N_{\Phi} = 16$$

З порівняння кривих залежностей $\sigma = \sigma(F)$, отриманих для фільтрових вимірювань частоти з одноразовою схемою ЧПК рис. 3.19 і рекурсивним фільтром другого порядку рис 3.18 для однакових параметрів сигналів і перешкод, видно, що і при роботі в діапазоні частот $\frac{F_n}{N} \leq F \leq \frac{F_n}{2}$ вимірювач з еліптичним фільтром не поступається по ефективності вимірювачові з схемою ЧПК. Використання порогових схем у фільтровому вимірювачі з еліптичним фільтром також доцільно. Таким чином, основні результати проведених досліджень такі:

- методом статистичного математичного моделювання отримані точнісні характеристики фільтрових вимірювачів частоти метеосигналів при роботі в умовах наявності пасивних перешкод від місцевих предцилів;
- показано, що навіть при перевищенні по інтенсивності віддзеркалень, що заважають, над сигналом всього в два рази фільтровий вимірювач частоти без попереднього послаблення пасивних перешкод непрацездатний;

- при використанні для послаблення пасивних перешкод схем ЧПК погрішності вимірювання частоти в інтервалі $\left(0, \frac{F_n}{N}\right)$ через мале значення коефіцієнта проходження корисного сигналу недопустимо великі;
- показано, що при використанні для видалення віддзеркалень, які заважають, від місцевих предцілів еліптичного фільтру фільтрової вимірювач частоти працездатний практично в усьому діапазоні частот.
- очевидно, що при використанні інших методів вимірювання доплерівського зміщення частоти метеосигнала (наприклад, методу парних імпульсів) при роботі в умовах наявності віддзеркалень від місцевих предцілів з метою поліпшення точностних характеристик доцільно проводити видалення перешкоди за допомогою еліптичних фільтрів.

ВИСНОВКИ

У данній магістерській роботі були розглядані та описані сучасні методи дослідження роботи доплерівського цифрового приймача метеорологічної РЛС, як вона розраховуються, як можливо досягти більш точних результатів. А саме вимірювання доплерівської швидкості, когерентність та спектор частот, оцінка когерентності спектр частот, первинна доплерівська обробка, когерентний прийом радіолокаційних сигналів, розрахунок параметрів спектру, метод комплексної автоковаріації (пульспарний), методи спектральної обробки та виміру між імпульсних інтервалів, визначення характеристик поля вітру за допомогою доплерівського радіолокаційного методу, аналіз впливу пасивних полів на точність вимірювання швидкості вітру доплерівського метеорологічного радіолокатора. Завдяки цим знанням ми зможемо отримувати потрібну нам інформацію ефективно використовувати їх у роботі з приймачем доплерівської цифрової метеорологічної РЛС.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Атмосферная турбулентность и моделирование распространения примесей / Под ред. Ф.Т.М. Ньистадта, Х.Ван Дона: Перевод с англ. – Л., Гидрометеиздат, 1985. – 350 с.
2. Русов В.Д. Астрофизическая модель глобального климата земли / Русов В.Д., Глушков А.В., Ващенко В.Н. // – Київ: Наукова Думка. – 2003. – 212с.
3. Десятков Б.М. Определение некоторых характеристик источника аэрозольных примесей путем решения обратной задачи их распределения в атмосфере / Десятков Б.М., Сарманаев О.А., Бордулин А.И. и др. // Оптика атмосферы и океана, 1999. – №2. – С.136 – 139.
4. Климатические характеристики условий распространения примесей в атмосфере: Справочное пособие / Под ред. Безуглой Э.Ю., Берлянда М.Е. – Л.: Гидрометеиздат, 1983. – 328 с.
5. Комаров И.В. Сфероидальные и кулоновские сфероидальные функции/ И.В.Комаров, Л.И.Пономарев, С.Ю.Славянов.- М.: Наука, 1976.- 340С.
6. Masnow-Seeuws F. Two-electron calculations for intermediate Rydberg states Na_2 : quantum defects/ Masnow-Seeuws F., Henriët A.//J.Phys.B.At.Mol.Phys.-1988-Vol.21- P.L338-346.
7. European Commission, EUR 18567, „COST 75 – Advanced weather radar systems – International seminar”, ed. C.G. Collier, Luxemburg, Office for official publications of the European Communities, 1999. 858 p.
8. European Commission, EUR 18567, „COST 75 – Advanced weather radar systems – International seminar”, ed. C.G. Collier, Luxemburg, Office for official publications of the European Communities, 1999. 858 p.
9. Golden J.H. The prospects and promise of NEXRAD: 1990's and beyond // J.H. Golden // COST 73. — 1989. — P. 17–36.

10. Метеорологические автоматизированные радиолокационные сети / Под ред. Г.Б. Брылева. — С.-Пб.: Гидрометеиздат, 2002. — 330 с.

11. Конторов Д.С., Голубев-Новожилов Ю.С. Введение в радиолокационную системотехнику. — М.: Сов. радио, 1971. — 367 с.

12. Удосконалення методів побудови систем одержання і обробки вимірювальної інформації з метою моніторингу навколишнього середовища: наук.-техн. звіт (номер держ. реєстрації 0113U000164) / Одес. держ. еколог. ун-т; кер. Б.В. Перелигін. — Одеса, 2013–2015.

13. Протокол Міжвідомчої наради в Українському гідрометеорологічному центрі „Про перспективи створення єдиного радіолокаційного поля над територією України з метою моніторингу навколишнього середовища”. — Київ: УГМЦ. — 25.12.2015.

14. Протокол Міжвідомчої наради в Українському гідрометеорологічному центрі „Про розробку системи метеорологічного радіолокаційного моніторингу причорноморського регіону України”. — Київ : УГМЦ. — 04.04.2016.

15. Перельгин Б.В., Боровская Г.А., Лужбин А.М. Анализ требований потребителей к характеристикам информации, получаемой от метеорологической радиолокационной системы мониторинга // Радиотехника: Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник. — 2016. № 187. — С. 58–65.

16. Perelygin, B.V. Reasonable deployment of radar field for environmental monitoring system // Telecommunications and radio engineering. 2016.

17. Danova, T.E. & Perelygin, B.V. Substantiation of requirements to the wavelength of radar monitoring for hydrometeorological purposes // Radioelectron. Commun. Syst. (2016) V.59. 7: PP.309-318.

18. Принципы построения автоматизированных систем метеорологического обеспечения авиации / Под ред. Г.Г. Щукина. — Л.: Гидрометеиздат, 1991. — 373 с.

19. Радиолокационные метеорологические наблюдения. В 2-х томах. Т.2 / Под ред. А.С. Солонина. — С.-Пб.: Наука, 2010. — 518 с.

20. Петрушенко М.М., Карлов В.Д. Створення єдиного поля радіолокаційного контролю повітряного простору держави // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. — 2010. № 1 (3). — С. 111–116.

21. Абшаев М.Т., Бурцев И.И., Ваксенбург С.И., Шевела Г.Ф. Руководство по применению радиолокаторов МРЛ-4, МРЛ-5 и МРЛ-6 в системе градозащиты. — Л.: Гидрометеиздат, 1980. — 231 с.

22. Грачова Н.І., Кузнецова В.В., Романенко Л.Н., Самаріна Л.П. Дослідження радіолокаційних характеристик небезпечних явищ погоди на території України // Наукові праці УкрНДГМІ. — 2015. Вип. 267. — С. 38–45. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. — М.: Наука, 1984. — 832 с.

23. Перелыгин Б.В. Реализация системного подхода при создании радиолокационной системы метеорологического мониторинга // Радиотехника: Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник. — 2017. № 190. — С. 13–21.

24. Ширман Я. Д. Разрешение и сжатие сигналов. М., «Сов. радио», 1974, 360 с.

25. Суханов Е. С., Лялин К. С. Исследование вопросов применения сложных сигналов в метеорадиолокации. / IV Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь» – ИРЭ РАН, 29 ноября -3 декабря 2010 г.

26. Кандырин Н.П. Исследование вопросов применения цифровых синтезаторов для формирования сложных сигналов в метеорадиолокации. // Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил, 2013, випуск 4(37) – С. 58-63.

Додаток А
Графічна частина магістерської роботи

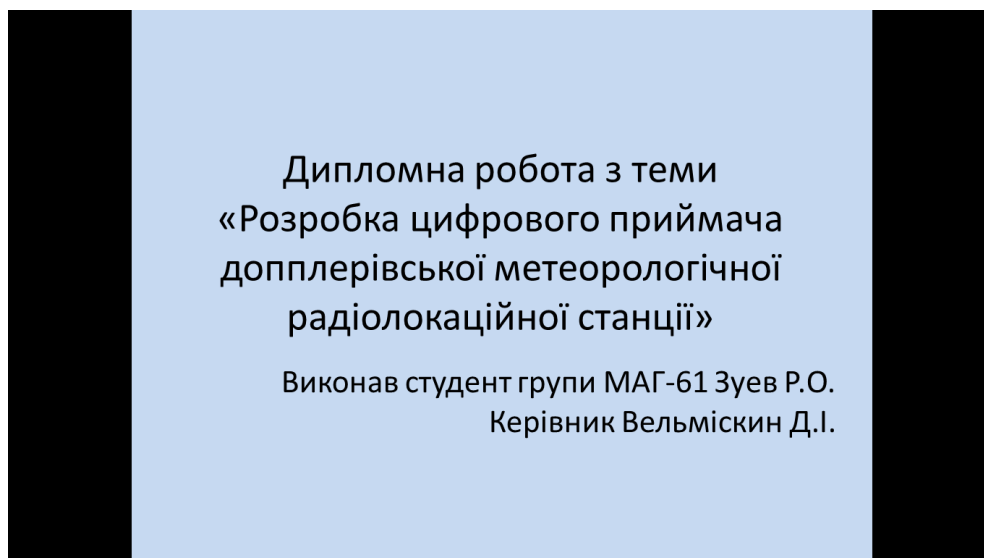


Рис.1 - Вступна частина

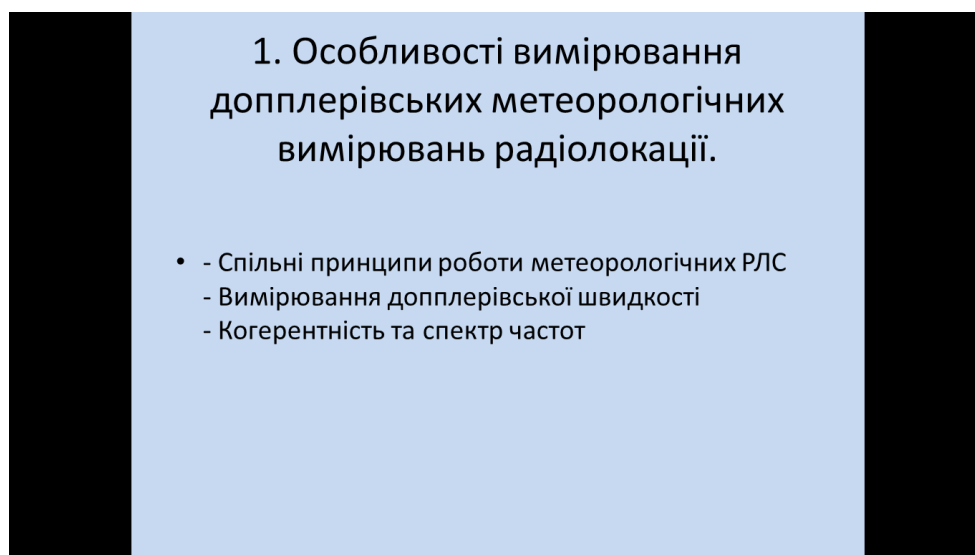


Рис. 2 – Перша частина дипломної роботи.

3. Аналіз процедур формування та обробки сигналів в сучасних метеорологічних радіолокаційних станціях та напрямок їх розвитку

- - Визначення характеристик поля вітру за допомогою доплерівського радіолокаційного методу
- Аналіз впливу пасивних полів на точність вимірювання швидкості вітру доплерівського метеорологічного радіолокатора

1.5 – Третя частина дипломної роботи