

УДК 504.064.3:621.396.96
№ держ. реєстр. 0115U000633
Инв. №

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ОДЕСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ЕКОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
(ОДЕКУ)**

65016 м. Одеса, вул. Львівська, 15, тел. 35-73-71
avto@odeku.edu.ua

ЗАТВЕРДЖУЮ
Проректор з наукової роботи ОДЕКУ
Д. геогр. н., проф. Тучковенко Ю.С.
31.12.2019

ЗВІТ

ПРО НАУКОВО-ДОСЛІДНУ РОБОТУ

Розробка структури радіолокаційної системи і засобів одержання та обробки метеорологічної інформації

Етап 5: УДОСКОНАЛЕННЯ СИСТЕМИ МОНІТОРИНГУ НАВКОЛИШНЬОГО
СЕРЕДОВИЩА З МЕТОЮ ОТРИМАННЯ МЕТЕОРОЛОГІЧНОЇ ІНФОРМАЦІЇ
(заключний)

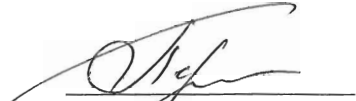

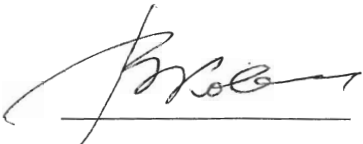
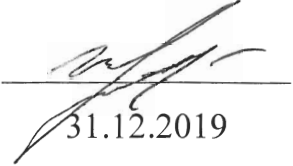
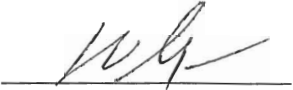
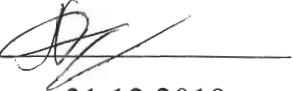
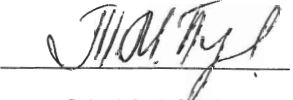
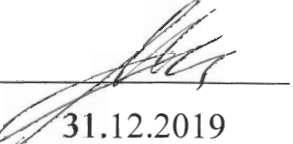
Науковий керівник, к.т.н.

Б.В. Перелигін

Рукопис закінчено «31» грудня 2019 р.

Результати цієї роботи розглянуті Науково-технічною радою ОДЕКУ
Протокол №6 від «12» грудня 2019 р.

СПИСОК АВТОРІВ

Науковий керівник, к.т.н., доцент	 31.12.2019	Б.В. Перелигін (загальне керівництво, вступ, висновок, розділ 1, 2, 3)
Відповідальний виконавець, к.т.н., доцент	 31.12.2019	С.А. Гор'єв (збір та підготовка матеріалу, підрозділи 2.1, 2.2, 2.3)
Д.ф.-м.н., професор	 31.12.2019	В.В. Ковальчук (підрозділи 1.1, 1.2)
К.т.н., доцент	 31.12.2019	С.С. Великодний (підрозділ 1.3, 1.4)
К.т.н., доцент	 31.12.2019	Ю.В. Лавріненко (підрозділи 1.5, 2.4, 2.7)
К.т.н., доцент	 31.12.2019	А.В. Сергієнко (підрозділ 2.5, 2.6)
Зав.лаб. АСМ	 31.12.2019	Т.М. Пустовіт (оформлення заключного звіту)
Нормоконтролер	 31.12.2019	С.В. Малацковська

РЕФЕРАТ

Звіт про НДР: 100 с., 48 рисунків, 6 таблиць, 26 джерел.

ДОПЛЕРІВСЬКІ ВИМІРЮВАННЯ, ДОПЛЕРІВСЬКА ПОЛЯРИЗАЦІЙНА МЕТЕОРОЛОГІЧНА РАДІОЛОКАЦІЙНА СТАНЦІЯ, МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ОПАДІВ, МОДУЛЯЦІЯ, ОПАДИ, ПОЛЯРИЗАЦІЙНІ ВИМІРЮВАННЯ, РАДІОЗОНД, РАДІОЛОКАЦІЙНИЙ СИГНАЛ, СИСТЕМА РАДІОЗОНДУВАННЯ, СКЛАДНА РОЗДІЛЬНА ЗДАТНІСТЬ, СТРУКТУРА ОПАДІВ, СУПУТНИКОВА РАДІОНАВІГАЦІЯ, ФІЛЬТР ДОПЛЕРІВСЬКИХ ЧАСТОТ.

Метою даного заключного звіту є:

подання розробленої концепції побудови метеорологічних автоматизованих радіолокаційних мереж, розроблених вимог до технічних характеристик радіолокаційних засобів моніторингу, визначення задач щодо їх удосконалення та шляхів їх вирішення,

формулювання системного підходу щодо побудови радіолокаційної інформаційної системи моніторингу атмосфери, виконання оптимізації побудови системи моніторингу за декількома критеріями: кількістю метеорологічних РЛС, їх потужністю, просторовою прив'язкою, мінімумом перекриття зон спостереження,

доведення можливості використання доплерівських РЛС для вимірювання метеорологічних параметрів гідрометеооб'єктів, визначення поляризаційної характеристики відбитих сигналів для вимірювання параметрів метеооб'єктів, оцінювання точності алгоритмів інтенсивності опадів на базі поляризаційних вимірювань.

Умови одержання звіту: за договором, 65016, м. Одеса, вул. Львівська, 15, ОДЕКУ.

ЗМІСТ

ВСТУП		5
1	АНАЛІЗ МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ СТРУКТУРИ ОПАДІВ.....	7
1.1	Аналіз математичних моделей структури опадів і відбиваності радіохвиль від них.....	7
1.2	Математична модель структури хмарності та опадів.....	8
1.3	Аналіз моделі відбиваності радіохвиль від хмарності та опадів.....	14
1.4	Аналіз доплерівських і поляризаційних вимірювань відбиваності від хмарності та опадів.....	16
1.5	Оцінка впливу макроструктурі гідрометеорів на радіолокаційне вимірювання поляризаційно-доплерівських метеорологічних радіолокаційних станцій.....	22
2	АНАЛІЗ ДОППЛЕРІВСЬКИХ СИСТЕМ ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ МЕТЕОРОЛОГІЧНИХ ВИМІРЮВАНЬ.....	33
2.1	Допплерівський метеорологічний радіолокатор	33
2.2	Роздільна здатність за дальністю та доплерівською частотою	36
2.3	Довгі імпульси з внутрішньоімпульсною модуляцією	43
2.4	Узагальнена роздільна здатність в системах координат дальність — доплерівська частота та смуга — час	46
2.5	Системи з внутрішньоімпульсною модуляцією	53
2.6	Розширення імпульсів та їх подальше когерентне стискання	69
2.7	Розробка фільтру доплерівських частот для доплерівської метеорологічної радіолокаційної станції з лінійно-частотним модульованим сигналом	83
3	РОЗРОБКА ЗАГАЛЬНОЇ СТРУКТУРИ СИСТЕМИ РАДІОЗОНДУВАННЯ АТМОСФЕРИ ДЛЯ УКРАЇНИ.....	89
	ВИСНОВКИ	96
	ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ	98

ВСТУП

Розроблені системний підхід до створення метеорологічної радіолокаційної системи і створюваного нею радіолокаційного поля, який дозволяє оптимізувати систему за багатьма показниками. Для формування потрібного радіолокаційного поля розроблений геометричний підхід, який дозволяє простими методами одержати результат і задовільнити різні вимоги до метеорологічної радіолокаційної системи моніторингу: від найбільш економного варіанта витрати енергії зондувального випромінювання, до найбільш стійкого варіанта побудови системи. Запропоновані заходи щодо побудови стійкого радіолокаційного поля системи гідрометеорологічного моніторингу. Розроблений найбільш раціональний спосіб розподілу енергії зондувального випромінювання в просторі спостереження, який дозволяє заощадливо використовувати енергію зондувального випромінювання. На підставі запропонованих підходів побудовані декілька варіантів системи.

Запропоновано при створенні зондувального випромінювання для збільшення роздільної здатності метеорологічних РЛС за дальністю при збереженні тривалості імпульсів, які визначають енергію сигналу, здійснювати розширення спектру випромінюваних імпульсів. Використання для цих складних частотно-модульованих сигналів та їхній часовий стиск при обробці в приймачі дозволяє в значній мірі задовольнити сучасним вимогам по точності, обсягу й вірогідності радіолокаційної інформації. Наведено результати математичного моделювання хмарності та опадів, а також системи формування і обробки зондувальних імпульсів з різними видами модуляції. Розроблені моделі відбиваності радіохвиль з урахуванням мікроструктури гідрометеорів в різних стадіях їх існування для формування прогнозу змін метеообстановки. Також отримані результати доводять той факт, що використання поляризаційно-

доплерівських метеорологічних радіолокаційних станцій істотно підвищують достовірність оцінки міри небезпеки метеорологічних утворень.

Запропонований фільтр доплерівських частот для доплерівської метеорологічної радіолокаційної станції з лінійно-частотним модульованим сигналом.

Проаналізовано існуючу систему радіозондування атмосфери, визначені її недоліки, надані вимоги, які відповідають побажанням Всесвітньої Метеорологічної Організації. Запропоновано структуру системи радіозондування атмосфери з використанням радіонавігаційних систем Глонасс та GPS, а також конкретні технічні рішення найбільш важливих елементів системи на базі сучасних інформаційних технологій.

1 АНАЛІЗ МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ СТРУКТУРИ ОПАДІВ

1.1 Аналіз математичних моделей структури опадів і відбиваності радіохвиль від них

Сучасний етап розвитку світової цивільної та військової авіації характеризується збільшенням інтенсивності повітряного руху, причому ці тенденції носять наростаючий характер. Звідси постійно підвищуються вимоги до забезпечення безпеки польотів (БП). Підтримка заданого рівня БП залежить від дуже багатьох чинників, серед яких одним з головних є чинник метеорологічних умов під час виконання польоту повітряного судна (ПС). Саме метеорологічні умови в основному і створюють поняття "Польоти в особливих умовах", до яких відносяться польоти в зонах обмерзання, грозової діяльності і сильних зливових опадів, сильної бовтанки, підвищеної електричної активності атмосфери, зсуву вітру, пилової бурі. Окрім вищесказаного, метеорологічні умови можуть призводити до "особливих випадків" у польоті, до яких відносять виникнення наступних метеоявищ:

– на аеродромі вильоту і посадки – гроза, град, сильна бовтанка, сильне зрушення вітру, ожеледь, сильне обмерзання, смерч, ураган, сильна пилова буря, сильні злизові опади;

– по маршруту польоту – гроза, град, сильне обмерзання, сильна бовтанка. Неправильна оцінка метеообстановки може привести або до зміни маршруту, або до вимушеного припинення польоту, хоча в цьому може не бути необхідності. У найбільш складних випадках неправильна оцінка метеоумов польоту може привести до авіакатастрофи. Звідси очевидно витікає актуальність науково-практичного завдання забезпечення максимальної достовірності і оперативності отримуваною від радіолокаційних засобів метеоінформації.

Сучасний стан радіолокаційної техніки дозволяє проводити істотно тонший аналіз метеооб'єктів, використовуючи нові підходи в обробці радіолокаційних сигналів, не створюючи нових зразків радіолокаційних станцій (РЛС), а змінюючи і доповнюючи їх алгоритми обробки відбитих сигналів від метеоелементів. Основна ідея цих підходів в обробці метеорологічних радіолокаторів (МРЛ) метеоінформації полягає у використанні поляризаційних властивостей відбитих сигналів, оскільки поляризаційне віддзеркалення радіохвиль залежить від іонетричних особливостей відбивальних об'єктів. У сучасних МРЛ ці можливості є, але з точки зору побудови алгоритмів обробки відбитих сигналів не використовуються на практиці.

Іншою можливістю проведення тоншого аналізу структури метеоявищ є використання ефекту Доплера, оскільки швидкість падіння метеочасток абсолютно різна [1], тоді це можна використовувати для їх ідентифікації у рамках побудови алгоритмів обробки ввідбитих від них сигналів. Поєднання цих двох можливостей дозволяє проводити аналіз виникаючих метеоявищ вищого рівня точності, ніж це забезпечують сучасні МРЛ.

1.2 Математична модель структури хмарності та опадів

Поставлена мета досягається шляхом вирішення наступної основної задачі: визначення найбільш адекватних математичних моделей структури опадів і моделей відбиваності радіохвиль від них для підвищення достовірності метеорологічної інформації, яка циркулює в автоматизованій системі управління повітряним рухом. Для вирішення цього завдання необхідно побудувати статистичні моделі відбиваності радіохвиль з урахуванням мікроструктури гідрометеорів на різних стадіях їх існування. Для того, щоб побудувати нові алгоритми обробки радіолокаційних сигналів, відбитих від різних гідрометеорів, необхідно мати відповідні математичні моделі, які

описують різні характеристики гідрометеорів, такі як: розмір, форма, орієнтація, швидкість переміщення і т. п. [2].

Розглянемо вертикальну структуру осередків дощу. Рис. 1.1 схематично відбиває ефективну вертикальну площу віддзеркалення радіохвиль хмарою звичайного дощу.



Рисунок 1.1 – Спрощена вертикальна ефективна площа віддзеркалення радіохвиль хмарою дощу

Зазвичай температура повітря падає з зростанням висоти, проте кристали льоду починають рости при низькій температурі і високій вологості збільшувалася в розмірах, кристали починають опускатися нижче і, стикаючись один з одним, утворюють сніжинки, ці сніжинки, які падають, перетинають 0°C ізотерму, тануть і, кінець кінцем, перетворюються на краплі дощу, у разі звичайного дощу МРЛ отримує краще віддзеркалення від області лише нижче 0°C ізотерми, викликані танучими сніжинками, тому рівень танення часто називають яскравою смугою.

Конвективний дощ не такий стратифікований, як звичайний дощ, тому що досить сильний – і низхідні потоки спотворюють багаторівневу структуру.

Краплі дощу можуть бути переміщені до висот вище 0°C ізотерми, і можуть перетворитися на градини, різні типи гідрометеорів можуть виникати на одній і тій же висоті, у такому разі МРЛ не відображуватиме яскраву смугу.

Коли сферична крапля дощу падає, аеродинамічні сили викликають вирівнювання частки. Щоб описати форму краплі дощу математично, треба змодельювати еліпсоїд з розміром a_1, a_2, a_3 , як показано на рис. 1.2. Зазвичай, якщо a_1 дорівнює a_2 , тоді форма краплі буде сфероїдом.

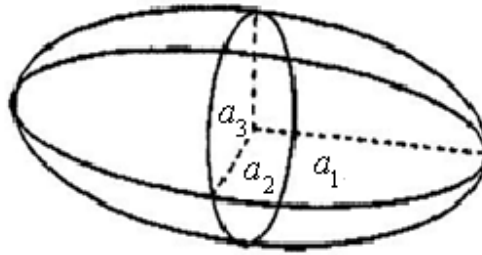


Рисунок 1.2 – Наближена форма краплі дощу

Теоретичні обчислення форми крапель дощу, засновані на вимірюваннях крапель, які падають, в стовпі повітря, показали, що великі краплі дощу більше піддаються змінам форми, ніж маленькі. Проте вони отримали різні кількісні відносини між приплюснутістю у полюсів і розмірами часток у вигляді простих співвідношень між осевим відношенням і еквіоб'ємним радіусом D_e :

$$\xi = 1 [D_e < 1,0 \text{ мм}], \quad \xi = 1,030 - 0,062 D_e [D_e \geq 1,0 \text{ мм}].$$

Еквіоб'ємний радіус D_e визначений як радіус сферичної частки з тим же самим значенням, як і еліпсоїд: $D_e = 2\sqrt{a_1 a_2 a_3}$, осьове відношення ξ визначене

як відношення найкоротшої до найдовшої частини частки і дорівнює (a_3/a_1) у випадку сфероїда [3].

Рис. 1.3 дає три моделі форми опадів як функція D_e . Моделі Пруппачер-Беард (PB) і модель Беард-Чанг (BC) взаємозв'язані.

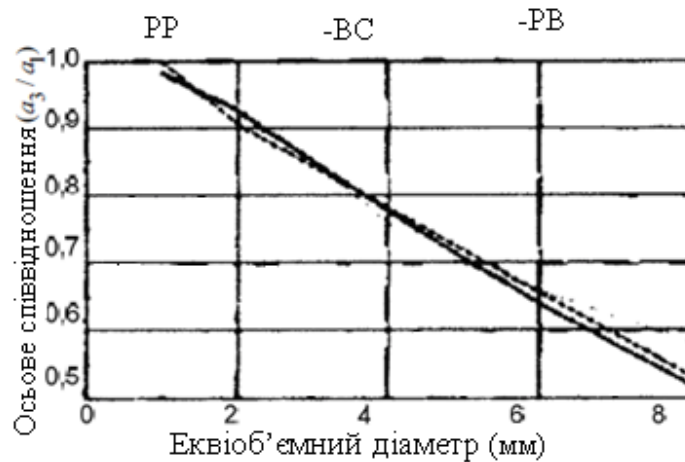


Рисунок 1.3 – Осьове відношення крапель дощу по відношенню до діаметру часток

Пруппачер-Піттер (PP) відрізняється від представлених вище для великих опадів. При розмірах часток, які падають, приблизно 4 мм, модель Пруппачер-Піттер показує краплі дощу, які більше сплюснуті, ніж в інших моделях [4].

Вимірювання розмірів краплі дощу все ще залишається важливою проблемою в радіолокаційній метеорології. Відомий широко використовуваний вираз

$$N(D) = N_0 e^{\Lambda d^D},$$

де $N(D)$ є числом часток з еквівалентним діаметром D ,

N_0 – коефіцієнт масштабування розподілу розмірів падаючих часток,

Λ_d – коефіцієнт в показнику експоненти розподілу розмірів падаючих опадів:

$$\Lambda_d = 4,1R^{-0,21} [mm^{-1}] \text{ і } \Lambda_d = \frac{3,67}{D_0},$$

де D_0 – діаметр середнього значення частки значення опадів, мм,

R – інтенсивність дощу.

Щоб виправити перецінку невеликих опадів, запропоновано представити розмір часток, які падають, як гамма розподіл

$$N(D) = N_0 D^\mu e^{\frac{3,67 + \mu}{D_0} D},$$

де D_0 дорівнює діаметру середнього значення часток опадів,

D – діаметр часток, мм.

Число невеликих опадів залежить від значення μ (коефіцієнт дисперсії).

На рис. 1.4 показаний розподіл значень об'єму опадів для $\mu = -1, 0, 2, 4, 6$ і $D_0 = 1$ або 2 мм.

Графіки побудовані за умови, якщо загальна маса води – така ж для змінної μ , але при фіксованому D_0 . Максимальне значення розподілу розмірів часток, які падають, збільшується, коли збільшується μ і розподіл стає вужчим. Тому μ називається коефіцієнтом дисперсії. Максимальні значення трохи зрушуються до великих значень D , але це зрушення зменшується для великих значень μ . Розподіл стає ширшим, коли D_0 збільшується.

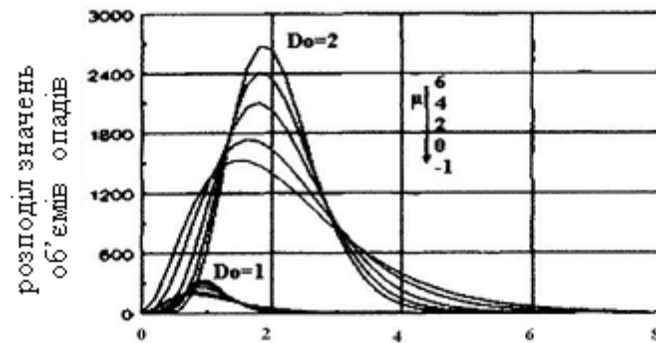


Рисунок 1.4 – Розподіл значень об'єму опадів для різних значень μ , $D_0 = 1$ і 2 мм

Розмір сніжинок розглядають як діаметр частки, що розтанула, є діаметром, який мала б частка, якби вона розтанула в сферичну краплю дощу.

Розподіл розмірів може бути описаний експоненціальним розподілом але з різними виразами для N_0 і Λ

$$N_0 = 2,5 \cdot 10^3 R^{-0,94}, \left[\text{мм}^{-1} \text{м}^{-3} \right], \Lambda = 229 R^{-0,45}, \left[\text{мм}^{-1} \right],$$

де R [мм/г] означає інтенсивність дощу, яка була б, якби всі сніжинки розтанули і N_0 – коефіцієнт масштабування розподілу розмірів часток, які падають.

Зазвичай набувають дві форми кристалів льоду: обертальна симетрична ніжка і диск, математично описаний як сфероїд. Осьове відношення $\xi_{\text{лід}}$ кристала і найдовшої осі частки D має вигляд

$$\Lambda_{\text{лід}} = \alpha D^\beta,$$

де α і β залежать від типів кристалів. Наприклад, $\alpha = 1,099$ і $\beta = -0,389$ для ніжки, і $\alpha = 2,02$, $\beta = -0,55$ для пластинчатих кристалів [D в мм].

Пластинки виникають при температурі від -25°C до -10°C , а ніжки при температурі від -10°C до -5°C і нижче -25°C .

Різні типи хмар призводять до різних розподілів розміру кристалів льоду і гамма розподіл з $\mu = 5$ досить добре їх описує.

Вище були приведені математичні моделі описи основних характеристик гідрометеорів. Ці характеристики (форма, розмір, орієнтація і так далі) у свою чергу визначатимуть основні характеристики відбитих від гідрометеорів радіолокаційних сигналів.

1.3 Аналіз моделі відбиваності радіохвиль від хмарності та опадів

Зворотне розсіювання сигналів радіолокації зазвичай визначається параметром σ – ефективною поверхнею розсіяння (ЕПР), яка описується як область, що охоплює значну частину потужності при віддзеркаленні сигналу на всіх напрямках і виміряна МРЛ. Вираження для ЕПР має вигляд

$$\sigma = \frac{\pi D^2}{\chi^2} \left| \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n (2n-1) (c_n - d_n) \right|^2,$$

де D – діаметр частки, а $\chi = \frac{\pi D}{\lambda}$ де λ – довжина хвилі,

c_n і d_n – коефіцієнти, які включають функцію Бесселя і Ханкеля з параметрами, які залежать від χ . Коли розмір частки маленький у порівнянні з довжиною хвилі ($D \ll \lambda$ і $\chi \ll 1$) з формули Релея, де ε_r – відносна комплексна діелектрична постійна середовища

$$\sigma = \frac{\pi^5}{\lambda^4} \left| \frac{(\varepsilon_r - 1)}{(\varepsilon_r + 2)} \right|^2 D^6,$$

або

$$\sigma = \frac{\pi^5 |K|^2}{\lambda^4} D^6,$$

де $K = \left| \frac{(\varepsilon_r - 2)}{(\varepsilon_r + 2)} \right|$.

Коли σ нормалізована до геометричної ЕПР, тоді

$$\sigma_{norm} = \frac{\sigma}{\pi D^2} |K|^2 \chi^4.$$

Точність наближення Релея залежить від розміру частки і діелектричною постійною. Максимальне значення $|\sqrt{\varepsilon_r}|$ в довжинах хвиль МРЛ є приблизно 9 для води і наближається до 1 у разі дуже слабкого снігу. При довжині хвилі МРЛ 10 см наближення Релея працює добре для часток з діаметрами, меншими 7 мм. Більшість типів дощів відповідають цим значенням. Сніжинки, можуть бути більші ніж 7 мм, але їх менша діелектрична проникність дозволяє використовувати розподіл Релея.

При розрахунку ЕПР об'єму V , заповненого N гідрометеорами (взаємодією між частками зазвичай нехтують), обчислюють суму всіх ЕПР окремих часток

$$\sigma_{tot} = \sum_{i=1}^N \sigma_i = \frac{\pi^5 |K|^2}{\lambda^4} \sum_{i=1}^N D_i^6.$$

Ефективна площа розсіювання має частотну залежність. Щоб допустити порівняння вимірювань зворотного розсіювання при різних значеннях i на різних частотах, визначають Z як відбивну здатність

$$Z = \frac{\lambda^4}{\pi^5 |K|^2 V} \sigma_{tot} = \frac{1}{V} \sum_{i=1}^N D_i^6.$$

Зазвичай значення Z визначають в $мм^6/м^3$. Часто використовують еквівалентну відбивну здатність Z_e [5]

$$Z_e = \frac{\lambda^4}{\pi^5 |K_r|^2 V} \sigma_{tot},$$

в якій K_r – значення K , яке б воно мало, якби дощ заповнив увесь об'єм.

1.4 Аналіз доплерівських і поляризаційних вимірювань відбивності від хмарності та опадів

Частка, яка рухається у напрямку МРЛ з швидкістю v , викличе зсув доплерівської частоти Δf сигналу

$$\Delta f = \frac{2v}{\lambda}.$$

Зазвичай, доплерівський спектр описують його статистичними моментами. Наприклад, середньою зворотно розсіяною потужністю Z_d середньою швидкістю V_d і дисперсією W_d^2 [6]:

$$Z_d = \int_{V_{\min}}^{V_{\max}} S_v(v) dv, \quad \text{і} \quad V_d = \frac{1}{Z_d} \int_{V_{\min}}^{V_{\max}} v S_v(v) dv, \quad W_d^2 = \frac{1}{Z_d} \int_{V_{\min}}^{V_{\max}} (v - V_d)^2 S_v(v) dv.$$

Рис. 1.5 схематично зображує спектр доплерівських частот. На ньому показані V_d і W_d , Z_d – область під кривою.



Рисунок 1.5 – Типовий спектр доплерівських швидкостей

Середня потужність пов'язана з числом, розміром і типом гідрометеорів. Середня швидкість пов'язана з рухом середньої частки і викликана швидкістю падіння гідрометеорів і вітром. Приймаючи незалежність цих чинників, можна показати, що повне відхилення W_{dm} від спектру доплерівських частот записується як сума дисперсії окремих компонентів [7]

$$W_{d,m}^2 = W_d^2 + W_t^2 + W_w^2 + W_b^2$$

де індекси d , t , w і b означають, відповідно, опади, турбулентність, зсув вітром і розширення променю. У спокійному повітрі швидкість падіння і ЕПР крапель дощу залежать лише від розміру падаючої частки. Спектр доплерівських

частот для розсіяння Релея може бути виражений через розмір падаючої частки D , як [8]

$$S_D(D) = N(D)\sigma(D)V = \frac{\pi^5 |K|^2}{\lambda^4} N(D) D^6 V,$$

і тоді може бути виражено на основі відбивної здатності

$$S_D(D) = N(D) D^6$$

Рис. 1.6 показує $Z_{(D)}$ у разі розподілу розмірів часток за Маршаллом-Пальмером, після використання співвідношень між швидкістю падіння і розміром частки, яка падає. Середній діаметр D_0 встановлений в 1, 1,5 і 2 мм, відповідно [9].



Рисунок 1.6 – Змодельований спектр доплерівських частот для різних значень

D_0

Рис. 1.7 показує середню відбивну здатність, середню швидкість і ширину спектру доплерівських частот, як функцію середніх розмірів випавшої

частки. Діапазон значень D_0 відповідає діапазону інтенсивностей дощу від 0 мм/годину до 50 мм/годину. Середня відбивна здатність і середня швидкість збільшуються монотонно з збільшенням D_0 , але ширина змінюється по-різному: збільшується для $D_0 < 1$ мм, і зменшується знову для більшого D_0 . Поляриметричні вимірювання опадів виражені декількома характеристиками. Найвідоміша – горизонтальна відбивна здатність Z_h , яка є кополярною вимірюваній горизонтальній поляризації. Також використовують диференціальну відбивну здатність Z_{dr}

$$Z_{dr} = \frac{Z_h}{Z_v}$$

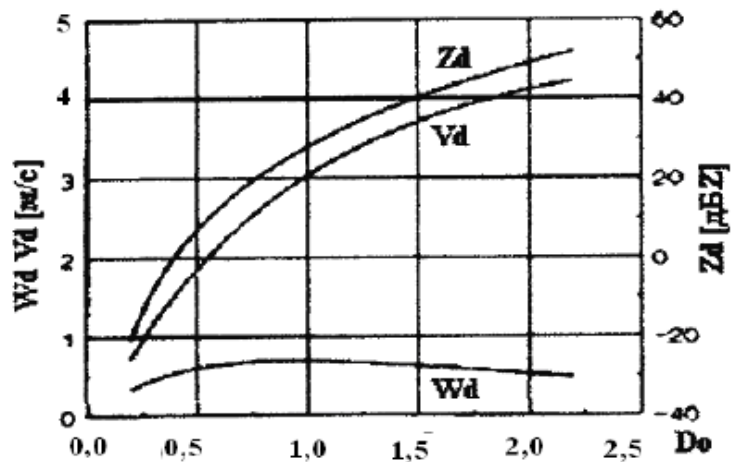


Рисунок 1.7 – Статистичні моменти доплерівського спектру частот як функція

$$D_0$$

Вважаючи, що розподіл розмірів випавшої частки описується гамма розподілом, Z_{dr} стає

$$Z_{dr} = \frac{\int \sigma_{hh}(D_e, \delta) D_e^\mu e^{-\frac{3.67+\mu}{D_0} D_e} p_\delta(\delta) dD_e d\delta}{\int \sigma_{vv}(D_e, \delta) D_e^\mu e^{-\frac{3.67+\mu}{D_0} D_e} p_\delta(\delta) dD_e d\delta}.$$

ЕПР $\sigma_{ri}(D_e, \delta)$ крапель дощу обчислюється, використовуючи теорію Релея. Коли розподіл кутів скошування δ відомий і коефіцієнт дисперсії μ встановлений як фіксоване значення, Z_{dr} залежить лише від середнього розміру випавшої частки D_0 .

Після того, як D_0 отриманий, Z_h використовується, щоб набути значення N_0 розмірів часток які падають [10]

$$Z_h = N_0 \int \sigma_{hh}(D_e, \delta) D_e^\mu e^{-\frac{3.67+\mu}{D_0} D_e} p_\delta(\delta) dD_e d\delta$$

Окрім використання Z_h для визначення кількісних значень розподілу розмірів часток, які падають, Z_{dr} є також відповідною для того, щоб ідентифікувати типи гідрометеорів, тому що Z_{dr} залежить від форми частки. Кросполяризоване радіолокаційне віддзеркалення використовується, щоб визначити лінійне відношення деполаризації L_{dr}

$$L_{dr} = \frac{\int \sigma_{hv}(D_e, \delta) p_D(D_e) p_\delta(\delta) dD_e d\delta}{\int \sigma_{hh}(D_e, \delta) p_D(D_e) p_\delta(\delta) dD_e d\delta}.$$

L_{dr} чутливий до форми і орієнтації частки: сферична частка не даватиме кросполярного віддзеркалення і сфероїдальна частка має бути нахилена для віддзеркалення крос. Щоб проілюструвати ефект взаємозв'язку розміру частки і

її орієнтації, Z_{dr} і L_{dr} показані на рис. 1.8 як функція середнього значення розміру випавшої частки дощу D_0 для різних середньоквадратичних значень σ_δ при розподілі Гауса кутів нахилу (скошування).

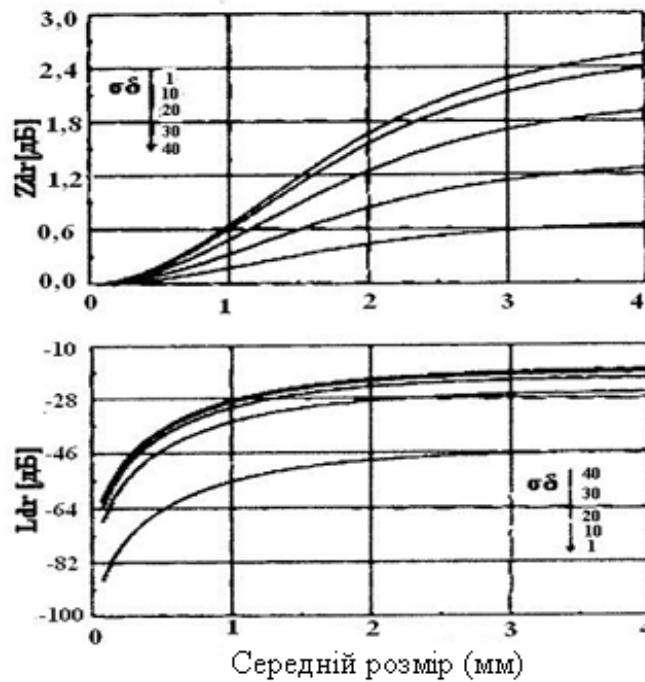


Рисунок 1.8 – Диференціальна відбивна здатність Z_{dr} і лінійне відношення деполаризації L_{dr} як функція середнього розміру випавшої частки D_0 для різних значень σ_δ

Диференціальна відбивна здатність і лінійне відношення деполаризації для єдиної частки визначається:

$$Z_{dr} = \frac{q_{hh}}{q_{vv}} = \frac{((\Lambda_3 - \Lambda_1) \sin^2 \delta \sin^2 \alpha + \Lambda_1)^2}{((\Lambda_3 - \Lambda_1) \sin^2 \delta \cos^2 \alpha + \Lambda_1)^2}, \quad L_{dr} = \frac{q_{hv}}{q_{hh}} = \frac{\frac{1}{2} \sin 2\alpha \sin^2 \delta (\Lambda_3 - \Lambda_1)^2}{((\Lambda_3 - \Lambda_1) \sin^2 \delta \cos^2 \alpha + \Lambda_1)^2}.$$

Коли $\sigma = 0$, тоді $Z_{dr} = 1$ і $L_{dr} = 0$, незалежно від кута α . Коли $\alpha = 0$ або $\alpha = 90$, тоді $L_{dr} = 0$, незалежно від кута скошування δ . Z_{dr} проте відхиляється від 1, тому що скошування кута δ викликає овальну форму частки.

1.5 Оцінка впливу макроструктури гідрометеорів на радіолокаційне вимірювання поляризаційно-доплерівських метеорологічних радіолокаційних станцій

Аналіз чутливості зміни параметрів відбитих радіохвиль до зміни характеристик гідрометеорів здійснений шляхом моделювання основних співвідношень отриманих в [1,5,11,12]. Треба вирішити задачу визначення чутливості характеристик поляризаційно-доплерівською метеорологічною РЛС (МРЛС) до ступеня впливу змін параметрів гідрометеорів.

Щоб досліджувати вплив мікроструктури на радіолокаційні дані використовувалося поняття чутливості S_{α}^{β} . Вона записується як:

$$S_{\alpha}^{\beta} = \frac{\partial \alpha(\beta)}{\partial \beta} \frac{\beta}{\alpha(\beta)},$$

де α означає дане спостереження і β параметр випавшої частки [12,13].

Коефіцієнт чутливості визначає ефект зміни $\Delta\beta$ в β на α :

$$\frac{\alpha(\beta + \Delta\beta)}{\alpha(\beta)} = \left(\frac{S_{\alpha}^{\beta} \Delta\beta + \beta}{\beta} \right).$$

Моделювання утворене шляхом використання наступних співвідношень [12,13]:

- для диференціальної відбивної здатності використано співвідношення

$$Z_{dr} = \frac{qhh}{qv} = \frac{((\Lambda_3 - \Lambda_1) \sin^2 \delta \sin^2 \alpha + \Lambda_1)^2}{((\Lambda_3 - \Lambda_1) \sin^2 \delta \cos^2 \alpha + \Lambda_1)^2},$$

- для лінійного відношення деполяризації

$$L_{dr} = \frac{qhv}{qhh} = \frac{\left(\frac{1}{2} \sin 2\alpha \sin^2 \delta (\Lambda_3 - \Lambda_1)^2\right)}{((\Lambda_3 - \Lambda_1) \sin^2 \delta \cos^2 \alpha + \Lambda_1)^2}.$$

Результати моделювання приведені на рис. 1.9

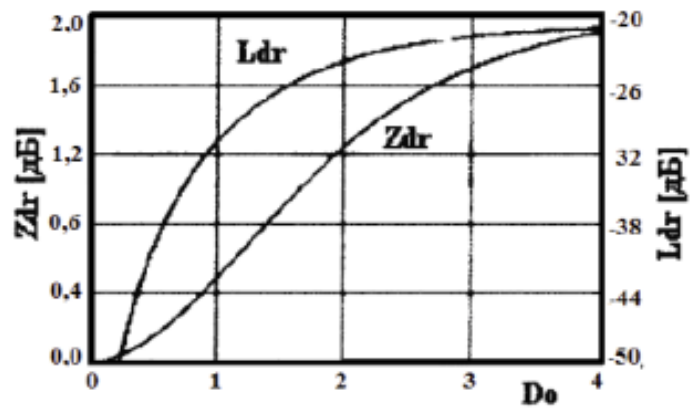


Рисунок 1.9 – Z_{dr} , L_{dr} , як функція D_0 ; $\mu=0$, $\sigma_\delta=20^\circ$

Для горизонтальної відбивної здатності використано співвідношення [9,10,14]

$$Z_h = N_0 \int \sigma_{hh}(D_e, \delta) D_e^{\mu} e^{\frac{3.67 + \mu D_e}{D_0}} p_\delta(\delta) dD_e d\delta,$$

а дисперсія відхилень доплерівських частот

$$W_d^2 = \frac{1}{Z_d} \int_{V_{\min}}^{V_{\max}} (v - V_d)^2 S_V(v) dv.$$

Результати моделювання представлені на рис. 1.10



Рисунок 1.10 – Z_h, W_d як функція D_0 ; $\mu=0, \sigma_\delta=20^0$

Результати моделювання залежності Z_{dr}, L_{dr}, Z_h, W_d від значення коефіцієнта дисперсії μ представлені на рис. 1.11 і рис. 1.12, а на рис. 1.13 від значення ефективної поверхні розсіювання σ_δ .

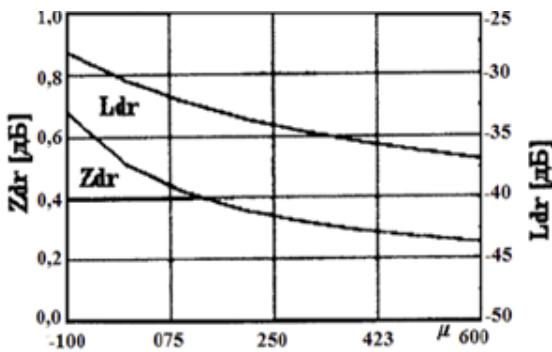


Рисунок 1.11 – Z_{dr}, L_{dr} , як функція μ ; $D_0=1\text{мм}, \sigma_\delta=20^0$

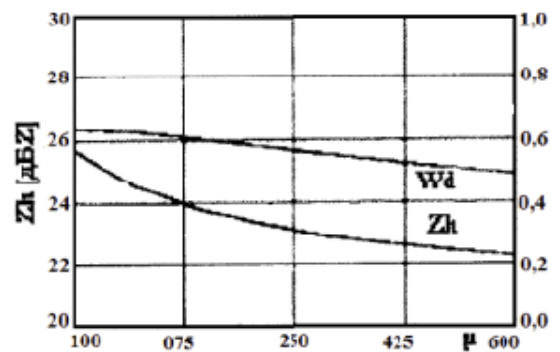


Рисунок 1.12 – Z_h, W_d як функція μ ; $D_0=1\text{мм}, \sigma_\delta=20^0$

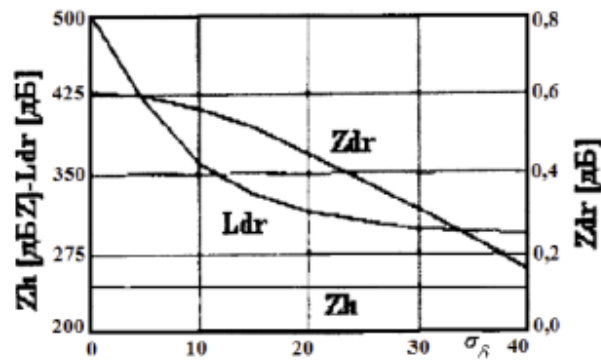


Рисунок 1.13 – Z_h , Z_{dr} та L_{dr} як функція σ_δ ; $D_0=1\text{мм}$, $\mu=0$

Результати моделювання вищезгаданих параметрів зведені в таблиці. 1.1.

Таблиця 1.1 – Узагальнені результати Z_h , Z_{dr} , L_{dr} та W_{dm} від змінень σ_δ ; D_0 , μ , σ_δ , N_0 та W_d

	N_0	D_0	μ	σ_δ	W_d
Z_h	+	+	-	0	0
Z_{dr}	0	+	-	-	-
L_{dr}	0	+	-	+	+
$W_{d,m}$	0	+/-	-	0	+

З таблиці. 1.1 видно, що для визначення N_0 слід використовувати Z_h , а для визначення D_0 і μ можуть використовувати всі характеристики відбитого сигналу, тому слід вибрати найбільш чутливі параметри, а це Z_{dr} для D_0 (рис. 1.14) і L_{dr} для μ (рис. 1.15) і так далі. Звідси витікатимуть відповідні алгоритми обробки відбитих сигналів, тобто для визначення μ з максимальною

точністю слід знайти відбиваність на основній поляризації, потім визначити кросполяризаційну складову і знайти відношення L_{dr} .

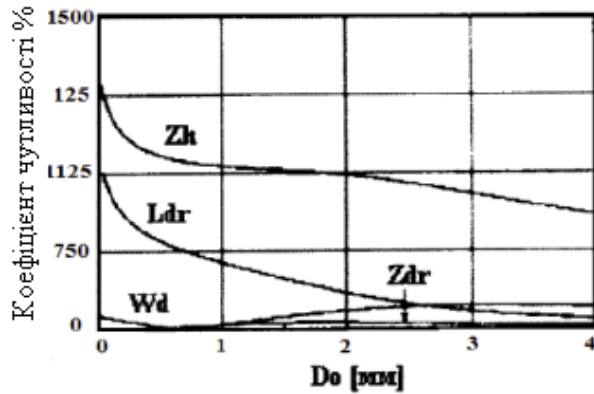


Рисунок 1.14 – Коефіцієнт чутливості Z_h , Z_{dr} , L_{dr} як функція

$$D_0; \mu=0 \text{ та } \sigma_\delta=20^0$$

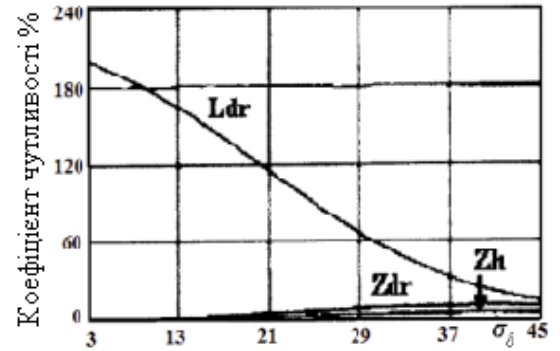


Рисунок 1.15 – Коефіцієнт чутливості Z_h , Z_{dr} , L_{dr} як

$$\text{функція } \sigma_\delta; D_0=1\text{мм та } \mu=0$$

Порівняння результатів моделювання і експериментальних вимірювань, приведених в [12], показала їх задовільна згода.

Далі розглянемо статистичні характеристики поляризаційно-доплерівських параметрів метеорологічних РЛС.

Перетворення радіолокаційних віддзеркалень в дощі залежить від розподілу відносного розміру часток, що падають. Гамма розподіл розмірів часток, які падають, містить три невідомі параметри, тоді як число параметрів, які можуть бути отримані, залежить від кількості спостережень. Коли виміряна лише відбивна здатність, отриманий лише один параметр, але комбінуючи його з диференціальною відбивною здатністю, можна отримати другий параметр і, провівши доплерівські вимірювання, отримаємо третій параметр.

Коли використовуються МРЛС з одним параметром, щоб отримати

інтенсивність дощу R , застосовують закон потужності, який зв'язує відбивну здатність Z з R :

$$Z = \alpha R^\beta,$$

де α і β – константи, які залежать від розподілу розмірів випавшої частки. Залежність поляризації відбитих радіохвиль від форми частки не використовується в цьому випадку.

Z з R чутливі до розподілу розмірів випавшої частки, і тому відношення Z/R залежать від типу дощу. Відомі три залежності для різних Z від R від типів дощу:

$$\begin{cases} Z = 200R^{1,6}, & \text{для шарообразного дощу;} \\ Z = 31R^{1,7}, & \text{для орографічного дощу з } Z \text{ в } \text{мм}^6 \text{ м}^{-3} \text{ та } R \text{ ммч}^{-1}; \\ Z = 486R^{1,37}, & \text{для гроз;} \end{cases}$$

Приведені співвідношення враховують зворотне розсіяння Релея краплями дощу. Рівняння Релея припускає постійними N_0 та μ , D_0 – параметр, який змінюється. Проте N_0 може змінюватися на декілька децибел. Тому розглянемо альтернативний метод для отримання трьох параметрів розподілу розмірів часток, які падають.

Комбінація Z_{dr} і W_d використовується, щоб отримати μ . D_0 отримуємо з Z_{dr} і на останньому кроці використовується Z_h , щоб отримати N_0 .

При цьому, отримання необхідної точності вимагає інтегрування сигналів рис. 1.16 дає результат інтеграції більш ніж 1500 м і 64 с.

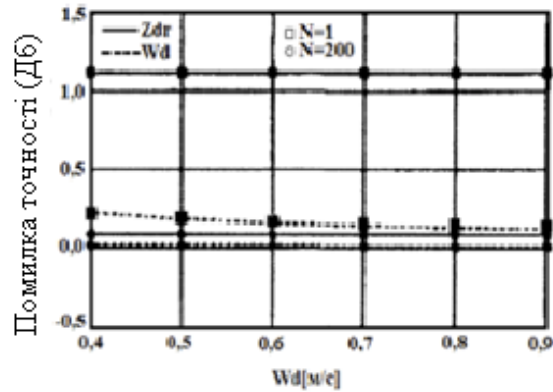


Рисунок 1.16 – Точність вимірювання Z_{dr} і W_d . N кількість прикладів для 3,2 секундних прикладів W_d та Z_{dr}

Щоб проілюструвати статистичний розподіл параметрів розподілу розмірів часток, які падають, гістограми N_0 , D_0 і μ дані на (рис. 1.17).

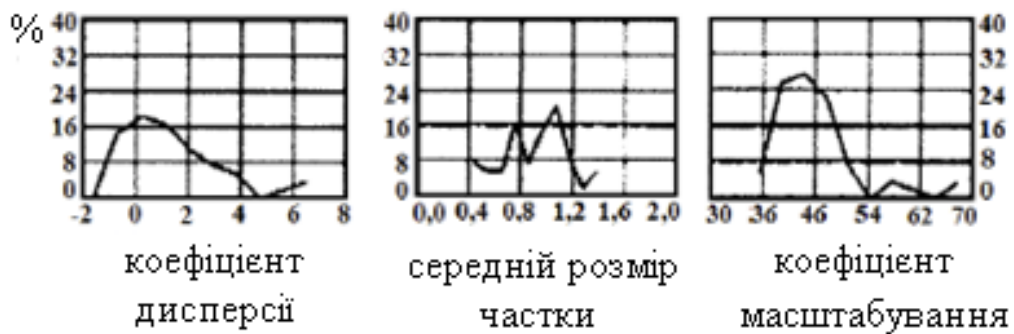


Рисунок 1.17 – Гістограми μ , D_0 і N_0

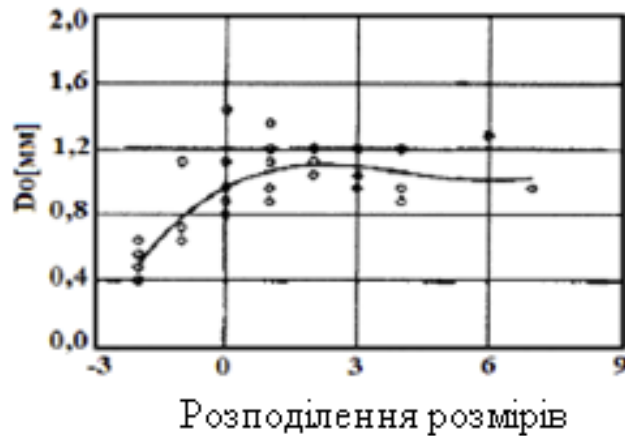
Таблиця 1.2 дає середнє і середньоквадратичне відхилення μ , D_0 і N_0 . Та приведенє середнє і середньоквадратичне відхилення D_0 і N_0 у разі, якщо $\mu=0$.

Діаграма розсіяння D_0 і μ представлена на (рис. 1.18). Для $\mu < 3$, якщо D_0 збільшується, тоді збільшується μ .

Таблиця 1.2 – Середньоквадратичне відхилення значень

	μ	D_0 [мм]	N_0 [дБ]	μ	D_0 [мм]	N_0 [дБ]
Середнє	0,6	0,9	45,6	0	1,2	36,4
Середньоквад- ратичне	2,3	0,3	9,0	0	0,2	5,2

Експериментально показано, що, хоча використовувалися різні розподіли розмірів часток, які падали, чинник форми, розкладений на множники μ , збільшився для інтенсивностей дощу, менших, ніж 4 мм/год, і зменшився для великих інтенсивностей дощу.

Рисунок 1.18 – Точкова діаграма розсіяння D_0 і μ

Приведені на (рис. 1.18) дані є поліномом третього ступеня, який зв'язує μ з D_0 :

$$D_0 = 0,97 + 0,14\mu^3 - 0,043\mu^2 + 0,0033\mu^3 \pm 0,1\text{мм}.$$

Рис. 1.19 показує часову залежність інтенсивності дощу. Отримана МРЛС інтенсивність дощу обчислена двома способами: лише Z_{dr} , використовуючи $\mu=0$; та Z_{dr} і W_d , використовуючи, також зміни μ .

Також показані дані датчика дощу. Час інтегрування складає 64 секунди. Вище описувалися методи використання поляризаційно-доплерівських параметрів для проведення тонкого аналізу гідрометеорів з метою виконання вимог міжнародної організації авіації щодо метеорологічного забезпечення польотів.

Нижче на (рис. 1.20), (рис. 1.21) показані приклади опису запропонованих методів у вигляді алгоритмів виконання певних дій для отримання тих або інших характеристик гідрометеорів з метою оцінки їх стану або з метою прогнозування переходу гідрометеорів в той або інший наступний стан.

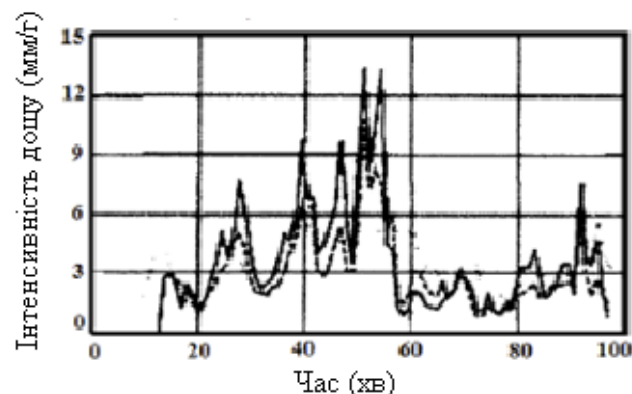


Рисунок 1.19 – Часова залежність отриманих від МРЛС інтенсивностей дощу

$$R_{W_d Z_{dr}} \text{ та } R_{Z_{dr}}$$

Дуже важливою характеристикою при виконанні польотів є наявність турбулентності в шарах повітря. Наявність турбулентності різко впливає на кут нахилу метеочасток.

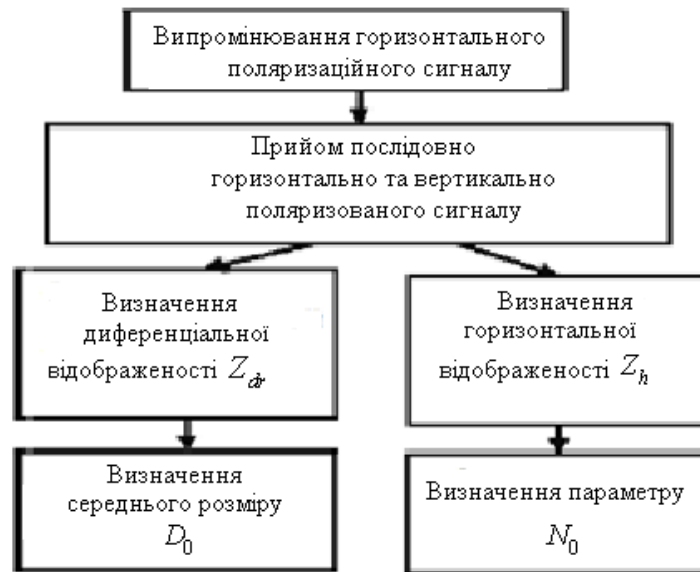


Рисунок 1.20 – Випромінювання горизонтального поляризаційного сигналу з використанням різних параметрів

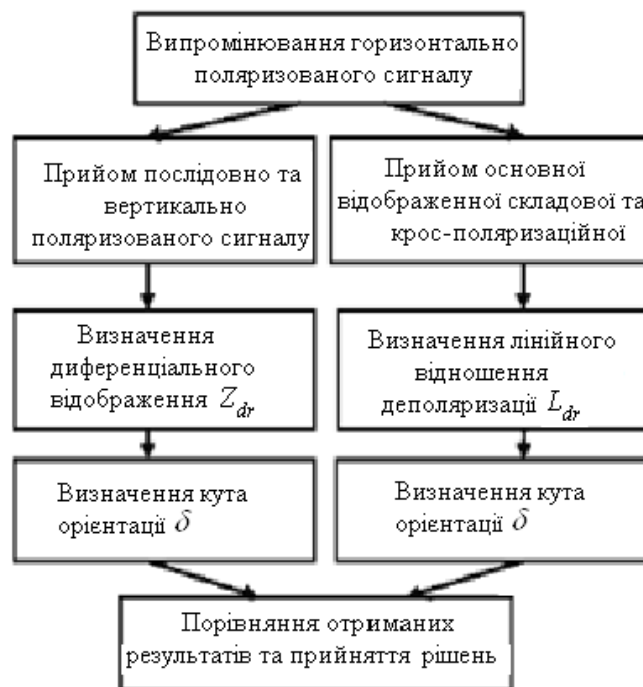


Рисунок 1.21– Випромінювання горизонтального поляризаційного сигналу шляхом порівняння результатів

Міру турбулентності можна визначити, досліджуючи кореляційні зв'язки між L_{dr} і W_d , а також одночасно між W_d і Z_{dr} . Це показано у вигляді алгоритму на (рис. 1.22).



Рисунок 1.22 – Визначення міри турбулентності

Наведений ще один приклад, пов'язаний з аналізом процесу танення, який може також бути використаний для прогнозування зміни метеоумов на трасі польоту повітряного судна, або в зоні аеропорту.

Мета полягає в тому, що, якщо спостерігається дощ, тоді відсутня кореляція між Z_{dr} і W_d . Якщо виникає процес танення, тобто перехід до дощу, тоді Z_{dr} і W_d позитивно корельовані. Відповідний алгоритм послідовності операцій аналогічний, наведеному на (рис. 1.22), з заміною блоку "визначення наявності турбулентності", на блок визначення "наявності переходу до дощу".

2 АНАЛІЗ ДОППЛЕРІВСЬКИХ СИСТЕМ ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ МЕТЕОРОЛОГІЧНИХ ВИМІРЮВАНЬ

2.1 Допплерівський метеорологічний радіолокатор

Допплерівський метеорологічний радіолокатор (ДМРЛ) забезпечує вимірювання радіальної швидкості відповідно до формули:

$$f_{\text{доп}} = \pm \frac{2V_r}{\lambda},$$

де λ – довжина хвилі випромінюючого радіолокатора;

V_r – доплерівська (радіальна) швидкість об'єкту.

Рух від радіолокатора дає негативну швидкість, до радіолокатора – позитивну.

Визначення радіальної швидкості V_r відбувається таким чином:

- фіксують і запам'ятовують фазу випромінюваного імпульсу;
- порівнюють її з фазою прийнятого імпульсу;
- визначають зміну фази між послідовними імпульсами;
- швидкість зміни фази між послідовними імпульсами зв'язують з значенням доплерівської швидкості V_r за формулою:

$$Y = - \left[\frac{4\pi r}{\lambda} \right] + \varphi - \varphi_i,$$

де $4\pi r$ – радіолокаційна дальність;

φ – початкова фаза випромінюваного імпульсу;

φ_i – зсув фази у відбитому сигналі.

При збільшенні шляху r фаза луно-сигналу зменшується, і швидкість зміни фази

$$\gamma' = -\frac{4\pi dr}{\lambda dt} = -\frac{4\pi V_T}{\lambda}$$

Середня доплерівська швидкість в межах імпульсного об'єму радіолокатора дорівнює середній швидкості руху розсіяних часток, зваженої ефективної площі розсіювання.

Для кутів місця антени радіолокатора, близьких до 00, доплерівська швидкість метеоутворень близька до швидкості руху повітря на радіолокатор (–) або від нього(+).

Первинна доплерівська обробка. Луно-сигнали, що приймаються, утворюють складний сигнал $U(t)$, який представляє стаціонарний випадковий процес на виході пристрою детектування. Це положення лежить в основі первинної доплерівської обробки, при якій вимірюються наступні параметри радіолуни хмар і опадів, - середня доплерівська частота $f_{\text{допл}}$ і дисперсія σ_f^2 .

Вимірювання параметрів $f_{\text{допл}}$ і σ_f^2 полягає в наступному:

- оцінювання параметрів спектру в кожній дискретній дальності;
- усунення неоднозначності вимірювання при імпульсній роботі радіолокатора;
- усунення накладених сигналів протяжних метеоутворень на різних відстанях.

Метод комплексної автокореляції. Автокореляційна функція послідовності відбитих сигналів для часу запізнювання T_S оцінюється як:

$$\hat{R}(T_S) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} U^*(m)U(m+1),$$

де M – число імпульсів.

Середня швидкість V_r (м/с) оцінюється як:

$$\hat{V}_r = - \left[\frac{\lambda}{4\pi T_S} \right] \arg \hat{R}(T_S) = - \frac{\lambda}{4\pi T_S} \arg [R(1)],$$

де $\arg \hat{R}(T_S)$ – в радіанах;

знак $(-)$ означає, що позитивним зсувам доплерівської частоти відповідають негативні швидкості;

$R(1)$ – оцінка кореляційної функції.

При апроксимації спектру кривою Гауса ширина спектру доплерівських частот σ_f визначається як:

$$\sigma_f = \left[\frac{\lambda}{4\pi T_S} \right] \sqrt{\frac{2}{3} \ln \left[\frac{R(1)}{R(2)} \right] \ln R(1) R(2)},$$

де $R(2)$ – оцінка кореляційної функції.

Показник якості оцінки:

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

При $SQI=0$ – дані корельовано; $SQI=1$ – дані повністю корельовані.

Далі проведемо аналіз роздільної здатності дальності та доплерівської частоти; розглянемо узагальнену роздільну здатність в системах координат дальність – доплерівська частота та смуга частот – час; дамо аналіз різних

систем при імпульсній модуляції, розширення імпульсів з їх когерентним подальшим стискуванням. У останній частині дослідження представимо розробку фільтра доплерівських частот для ДМРЛ з лінійним частотно-модульованим сигналом.

2.2 Роздільна здатність за дальністю та доплерівською частотою

Проведемо аналіз широкого кола різних систем модуляції та можливих систем демодуляції, погоджених з ними. В загальному випадку передбачається, що використовується фазово-когерентний метод детектування. Це означає, що енергія всіх складових прийнятого сигналу повинна синфазно підсумовуватися на детекторі. Когерентне детектування повинно відбуватися при будь-яких змінах відносних фазових зсувів прийнятого сигналу, викликаного переміщеннями цілі, що забезпечується залежно від міри вибіркості апаратури за доплерівською частотою.

Всі ці системи мають деякі характерні загальні властивості (наприклад, ефективність когерентного детектування сигналу цілі на тлі теплових шумів залежить в ідеальному випадку тільки від загальної енергії прийнятого сигналу та від щільності потужності шумів, тобто від кількості Джоулів шумів, спектру сигналу, який спостерігається та доводиться на Герц [15]). Розглянемо деякі загальні обмеження та співвідношення, пов'язані з роздільною здатністю та питомою роздільною здатністю. Ці поняття до деякої міри абстрактні. Але ці поняття корисні для зіставлення і порівняльної оцінки різних систем.

Для систем відображення одновимірна роздільна здатність може бути визначена як кількість діаметрів плями за координатами X або Y поля відбиття, а загальна роздільна здатність — як число елементів, які розділяються, необхідних для покриття всього поля відбиття.

Аналогічно цьому одновимірній питомій роздільній здатності – це кількість діаметрів плями, що доводяться на одиницю довжини, а загальна питома роздільна здатність – це число елементів, які розділяються, що доводяться на одиницю площі в полі відбиття. Виходячи з цього значення від ділення роздільної здатності на питому роздільну здатність дорівнює розміру зображення в прийнятих одиницях довжини або площі, відповідно:

$$\frac{\text{Кількість елементів зображення}}{\text{Кількість елементів на одиницю довжини (або площі)}}$$

Поняття, аналогічні приведені для площини відбиття, поширюються також на площини (системи координат) частота – час або дальність – доплерівська частота (якщо дальність вимірюється в одиницях часу, тоді одиниця площі в цих обох системах дорівнюватиме одному Герцу, помноженому на одну секунду, тобто одному циклу). Основні співвідношення, що визначають форму роздільної здатності та питомої роздільної здатності, такі.

Простий поодинокий імпульс. Нехай випромінюваний сигнал є поодиноким імпульсом [16]. Приріст дальності («елемент дальності»), що розділяється, буде дорівнювати t , тобто тривалості імпульсу, що розділяється на детекторі. Отже, питомій роздільній здатності за дальністю відповідає $1/t$ елементів дальності, що розділяються, в секунду, і ця величина дорівнює B , ширині спектру луно-сигналу від точки цілі на детекторі.

Роздільна здатність за дальністю для цієї простої одно-імпульсної системи дорівнює кількості елементів дальності (протяжністю t), що розділяються, в загальному часі спостереження T , тобто дорівнює T/t або TB — множення ширини смуги детектора на час спостереження. Під часом спостереження тут розуміється час, впродовж якого спостерігається вихідний сигнал приймача і можна чекати появи луно-сигналу.

Безперервні гармонійні коливання. Розглянемо радіолокатор з монохроматичним безперервним випромінюванням і з когерентним накопиченням впродовж того ж самого часу спостереження T . Тоді будь-яке відхилення частоти викличе наростаючий фазовий зсув $2\pi fT$. Після когерентного інтегрування напруга нормованого сигналу буде:

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^T \exp(2j\pi ft) dt &= \frac{1}{2\pi ft} [\exp(2j\pi fT) - 1] \equiv \frac{\exp(j\pi fT)}{\pi ft} \left[\frac{\exp(2j\pi fT) - \exp(2j\pi fT)}{2j} \right] \equiv \\ &\equiv \exp(2j\pi ft) \left[\frac{\sin(\pi ft)}{\pi ft} \right]. \end{aligned}$$

Фаза цього виразу є лінійною функцією частоти $f/2$ (з урахуванням початкової фази), а її амплітуда є синусоїда частоти $f/2$, що убуває за величиною пропорційною загальному відхиленню за фазою. Вона дорівнює одиниці при $fT=0$, але дорівнює нулю, якщо fT додатне або від'ємне ціле число. Ця обставина дозволяє незалежні частоти, для яких величини fT відрізняються на ціле число.

Група фільтрів є незалежною, якщо сигнал, повністю погоджений з будь-яким з фільтрів, дає нульовий вихідний сигнал на всіх інших фільтрах. Аналогічно цьому група сигналів вважається незалежною, якщо фільтр, повністю погоджений з одним з них, дає нульовий вихід для всіх інших сигналів.

Отже, за допомогою фільтрів, підключених до приймача, можна відрізнати доплерівські частоти, розділені на $1/T$ Герц. Це визначає величину «елементу розширення за доплерівською частотою», тобто «ширину лінії» частотного спектру.

Питома роздільна здатність за доплерівською частотою є числом елементів розширення за цією частотою на один Герц і дорівнює часу спостереження T сигналу на детекторі.

Роздільною здатністю за доплерівською частотою є число елементів розширення в загальній смузі детектора, що дорівнює BT — множенню смуги детектора на час спостереження.

Якщо накопичення прийнятого сигналу впродовж часу спостереження здійснюється в резонансному контурі (налаштованому на центральну частоту), амплітуда вихідного сигналу детектора не залежить від фази доплерівської частоти. Якщо ж застосовується квадратурне когерентне детектування, тоді потрібні два незалежні детектори, на які відповідно подається синусна і косинусна складова сигналу опорної частоти. Виходять два незалежних вихідних сигнали (що представляють складові сигналу, які розділяються, за двома вказаними ортогональними осями, які відповідають фазам опорної напруги). При квадратурному когерентному детектуванні подвоєну кількість детекторів збільшує в два рази множення смуги на час спостереження та подвоює кількість доплерівських елементів, які розділяються, і вказані вище співвідношення зберігаються.

Регулярна послідовність імпульсів. Розглянемо тепер послідовність N простих імпульсів з шириною спектру B , розподілених рівномірно на відрізок часу спостереження T . Визначення часу спостереження тут має той сенс, що для одержання луно-сигналу потрібний пакет, що складається з N імпульсів. Питома роздільна здатність за дальністю B не зміниться, а роздільна здатність за дальністю зменшиться в N разів і складе BT/N , оскільки інтервал однозначного визначення дальності тепер обмежений величиною періоду модуляції (періоду повторення імпульсів), який дорівнює T/N [17].

Якщо послідовність імпульсів почалася до інтервалу спостереження, тоді дальності може бути присвоєно будь-яке з альтернативних значень, що

відрізняються на величину, кратну періоду повторення імпульсів. Така система не забезпечує однозначного визначення дальності (рис. 2.1), співпадаючі сигнали з різних періодів розглядаються як ті, що відносяться до одного і того ж елементу.

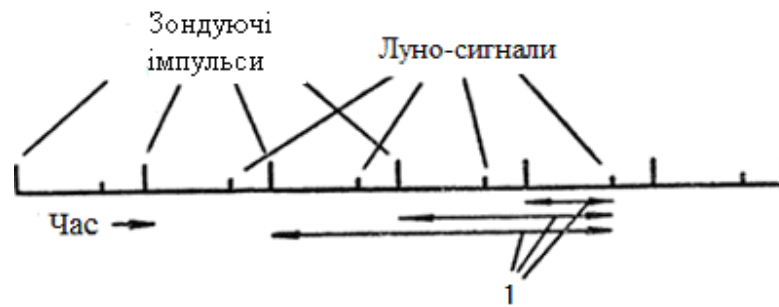


Рисунок 2.1 – Неоднозначність визначення дальності при регулярній послідовності імпульсів (1 – деякі значення неоднозначні у визначених відстанях, які пов'язані з одним луно-сигналом)

Виявляється, N незалежних частотних компонентів, що утворюють загальний луно-сигнал, можуть забезпечити N незалежних елементів розширення за доплерівською частотою. Вони також розташовані через $1/T$ Герц і дають ту ж питому роздільну здатність за доплерівською частотою, як і в системах з безперервним випромінюванням, але її величина обмежена в межах $\pm N/2T$.

У випадку дальності, інформація про доплерівську частоту не є однозначною та відрізняється безліччю неоднозначно визначуваних частот, розташованих через N/T (відповідає зміні фази на величину, кратну 2π , за період повторення імпульсів). Таким чином, роздільна здатність за доплерівською частотою тепер буде дорівнювати N .

Інформація про ціль, що одержується за допомогою такої системи, дозволяє визначити її дальність і доплерівську частоту, тобто положення цілі в системі координат дальність — доплерівська частота ($D - f_{\text{допл}}$).

Загальна роздільна здатність в цій системі координат дорівнює множенню роздільної здатності за дальністю BT/N на роздільну здатність за доплерівською частотою N і складає, таким чином, BT — множення смуги пропускання системи виявлення на час спостереження.

Має місце «компромісне» співвідношення: для цієї величини множення BT при підвищенні частоти повторення імпульсів число елементів дальності, що однозначно розділяються, пропорційно зменшується і в таке ж число разів збільшується кількість елементів, що розділяються, за доплерівською частотою і навпаки. При будь-якому варіанті системи, спроектованої для поліпшення роздільної здатності за дальністю або за доплерівською частотою, загальна роздільна здатність в системі координат ($D - f_{\text{допл}}$) буде обмежена однією і тією ж граничною величиною.

При будь-якому незалежному визначенні дальності (з неоднозначністю за доплерівською частотою) або доплерівської частоти (з неоднозначністю за дальністю) передбачається, що об'єктом спостереження в обох випадках є одна і та ж ціль, і що на альтернативних неоднозначних позиціях в системі координат ($D - f_{\text{допл}}$), інші цілі відсутні. Таким чином, визначене вище значення загальної (граничної) роздільної здатності або числа незалежних елементів, які розділяються, в системі координат ($D - f_{\text{допл}}$) залишається незмінним і не пов'язане з кількістю спостережуваних цілей.

Це означає, що апіорні відомості або обґрунтоване допущення про знаходження тільки однієї цілі всередині цієї невеликої області, визначеної як в просторових координатах, так і за доплерівською частотою, дозволяють

одержувати більш високу точність, але не дають можливості поліпшити загальну граничну роздільну здатність.

У радіолокаторах колового огляду неоднозначність визначення дальності пов'язана з неоднозначністю відліку азимута (дорівнює приросту азимута антени при її обертанні за один або більше періоди повторення імпульсів). Якщо потім азимут визначається незалежно, наприклад за допомогою моноімпульсної апаратури, то ця кутова неоднозначність може бути усунена. Але при цьому «розділі» знову передбачається, що у відповідні елементи (в системі координат $D - f_{\text{допп}}$) окремих приймальних променів діаграми направленості потрапляє одна і та ж ціль. Отже, число незалежних елементів, що розділяються, не збільшується.

Нерегулярна послідовність імпульсів. Робота зі змінною частотою повторення дозволяє збільшити відмінності між сусідніми альтернативними значеннями дальності до цілі пропорційно збільшенню повного періоду циклу модуляції, хоча неоднозначність у визначенні дальності і в цьому випадку зберігається (рис. 2.2).

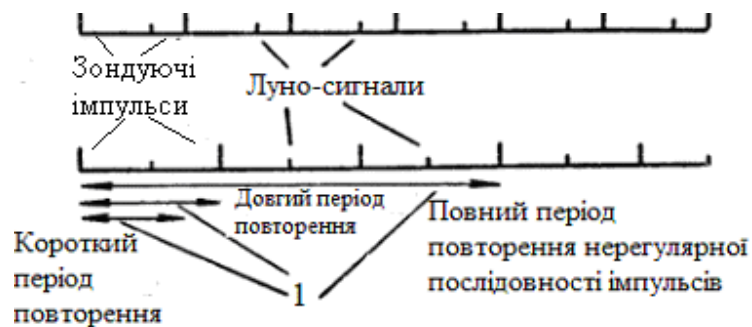


Рисунок 2.2 – Дві різні регулярні послідовності імпульсів, які спільно утворюють нерегулярну послідовність (1 – тривалість модуляції, що відповідає ділянкам однозначно визначуваної дальності)

Проте кількість незалежних елементів дальності, що розділяються, може бути збільшена лише шляхом пропорційного збільшення числа незалежних каналів виявлення (або шляхом збільшення ефективного часу спостереження або смуги детектора для систем з часовим внутрішньо-імпульсним розділенням сигналів).

При постійному інтервалі між імпульсами кожна доплерівська частота, що розділяється, визначається неоднозначно з точністю до будь-якого числа повних циклів зміни фази за період повторення імпульсів. При змінній частоті повторення інтервали між «основними» доплерівськими частотами, що розділяються, і їх альтернативними квазігармоніками, призводять до неоднозначності, стають складнішими і менш регулярнішими. Число основних незалежних елементів (кожному з яких відповідає складний спектр доплерівських частот), що розділяються за доплерівською частотою, залишається незмінним і визначається числом незалежних вибірок в луно-сигналі, що утворюються на детекторі в кожному незалежному елементі дальності.

В усіх наведених прикладах число незалежних елементів, що розділяються, в системі координат $(D - f_{\text{допп}})$ залишається таким, що дорівнює кількості незалежних елементів вхідної інформації в системі координат смуга — час спостереження, в якій працює детектор.

2.3 Довгі імпульси з внутрішньоімпульсною модуляцією

Поодинокий імпульс. Розглянемо поодинокий пакет з n імпульсів, кожен з яких має тривалість $1/B$ і часові інтервали зменшені так, що ці імпульси повністю стикаються один з одним, але ми розглядаємо їх як імпульси, які незалежно випромінюються. Ці імпульси в рівній мірі «незалежно»

приймаються приймачем, «відкритим» впродовж стандартного часу спостереження T .

Ці n незалежних дотичних один до одного імпульсів, що становлять луно-сигнал, дозволяють розділити n незалежних доплерівських елементів, інтервал між якими складає B/n (ширина лінії) і дорівнює зворотній величині тривалості пакету.

Якщо ж n коротких елементарних імпульсів, які складають випромінюваний пакет, є такими, що розділяються завдяки певній модуляції із спектром частот B , тоді роздільна здатність за дальністю залишається такою ж самою, як і для випадку поодинокого короткого імпульсу. Таким чином, загальна потенційна роздільна здатність в системі координат $D - f_{\text{допп}}$ збільшилася в n разів.

Це збільшення загальної роздільної здатності пов'язане з пропорційним збільшенням загальної тривалості реального луно-сигналу цієї цілі в приймачі, тоді як смуга B для луно-сигналу залишається без зміни. Кожен з n доплерівських елементів, що розділяються, обумовлює свій незалежний сигнал на виході детектора для кожного елементу дальності, що розділяється, протяжністю $1/B$. Тому для кожного доплерівського каналу детектор повинен мати свій власний оптимальний фільтр, який для луно-сигналів з цією величиною $f_{\text{допп}}$ когерентно перетворить пакет з n послідовних імпульсів тривалістю $1/B$ кожний в поодинокий короткий імпульс тривалістю $1/B$.

Тому роздільна здатність за доплерівською частотою дорівнює числу незалежних оптимальних фільтрів на виході детектора, що доводяться на кожен елемент дальності, що розділяється. Роздільна здатність кожного такого доплерівського каналу дорівнює BT . Таким чином, загальна роздільна здатність в системі координат $D - f_{\text{допп}}$ буде nBT , тобто вона дорівнює добутку часу спостереження на повну смугу детектора з оптимальними фільтрами.

Будь-яка досить велика зміна доплерівської частоти, що призводить до значного зсуву фази в межах одного короткого елементарного імпульсу, зажадала б відповідного одночасного збільшення, як смуги приймача, так і загальної смуги багатоелементного детектора. Добуток смуги приймача на загальну тривалість реального луно-сигналу, як і раніше, дорівнюватиме загальній кількості доплерівських каналів, що розділяються, і реальна роздільна здатність за доплерівською частотою знову дорівнюватиме числу наявних каналів з оптимальними фільтрами на виході детектора (дорівнює повній смузі детектора з оптимальними фільтрами, що поділяється на B).

Все сказане вище справедливо і для послідовностей імпульсів, за винятком того, що когерентний доплерівський накопичувач імпульсів, віддалених один від одного, не можна з достатньою основою розглядати як «погоджений фільтр».

Одержані результати пошиremo на випадок послідовності імпульсів, кожен з яких розділений за допомогою n -елементної внутрішньоімпульсної модуляції, яка здійснюється розглянутим вище способом.

Послідовності довгих імпульсів. Розглянемо систему, яка випромінює регулярну послідовність N довгих (розділених) імпульсів за час спостереження T , причому кожен довгий імпульс є пакетом, який складається з n дотичних один до одного коротких імпульсів тривалості $1/B$ кожний з різними законами модуляції зі смугою B . Ця система поєднує в собі характеристики двох останніх систем модуляції. Як було показано вище, при N циклах модуляції за час спостереження T виходить N «точних» доплерівських каналів. Кожен з них має ширину «лінії» $1/T$, а інтервали між «лініями» дорівнюють N/T , причому ширина лінійчатого спектру частот в кожному з цих каналів дорівнює B . «Грубі» складові доплерівського спектру, з «шириною лінії» B/n , що виникають завдяки подрібненню сигналу на короткі елементарні імпульси,

тепер розподілятимуть кожний з цих N лінійчатих спектрів по n дискретним діапазонам доплерівських частот.

Таким чином, при переході від поодинокого довгого імпульсу до їх послідовності виходить в N разів більша потенційна роздільна здатність за доплерівською частотою і в той же час в N разів менша роздільна здатність за дальністю через зменшення періоду модуляції передавача. При цьому загальна роздільна здатність дорівнює добутку часу спостереження на смугу пропускання всієї детекторної системи.

2.4 Узагальнена роздільна здатність в системах координат

дальність – доплерівська частота та смуга – час

У трьох розглянутих вище системах загальна роздільна здатність за доплерівською частотою дорівнює N кількості циклів модуляції за час спостереження помноженому на n , число незалежних коротких елементарних імпульсів в кожному циклі модуляції, оскільки величина цього добутку дорівнює кількості «незалежних» складових луно-сигналу об'єкту, що визначає коефіцієнти системи Nn рівнянь і дозволяє знайти невідомі амплітуди Nn доплерівських складових. В усіх системах модуляції кількість незалежних доплерівських елементів дорівнює числу незалежних складових сигналу, що відповідають кожному елементу дальності, які розділяються.

В усіх системах кількість елементів, що розділяються, в системі координат дальність – доплерівська частота дорівнює добутку загальної смуги на час спостереження системи виявлення числа елементів, що розділяються, в системі координат частота-час, який дорівнює числу незалежних складових сигналу за загальний час спостереження. По суті це процес відображення однієї і тієї ж інформації на одній з двох альтернативних поверхонь.

Приймаючи поодинокий імпульс за безперервне гармонійне коливання, яке спостерігається за час випромінювання передавача, можна сказати, що поодинокий імпульс має ту питому роздільну здатність за доплерівською частотою яка відповідає часу випромінювання передавача. Відповідно, приймаючи безперервне гармонійне коливання за поодинокий імпульс з тривалістю, яка дорівнює повному часу передачі, можна сказати, що питома роздільна здатність такої системи за дальністю дорівнює смузі випромінюваного сигналу. Таким чином, для обох цих систем питома роздільна здатність дорівнює добутку смуги одержаного сигналу на час його існування й при цьому дорівнює одиниці.

Якщо ми одержуємо більше незалежних складових луно-сигналу шляхом випромінювання більшого числа незалежних (дотичних і рознесених в часі) імпульсів при цій смузі B , тоді питома роздільна здатність за доплерівською частотою пропорційно збільшується. Звідси витікає, що для всіх цих систем загальна питома роздільна здатність дорівнює добутку загального часу існування випромінюваного сигналу на його смугу.

Були розглянуті ці співвідношення на ряді прикладів. Одержимо ці співвідношення із загальних міркувань.

Роздільна здатність. Розглянемо радіолокатор, який «дивиться» у напрямі кожної метеоцілі впродовж повного часу спостереження T , причому за цей час повторюється N ідентичних циклів модуляції при смузі B . Тут елемент розширення за дальністю дорівнює $1/B$ і, отже, питома роздільна здатність за дальністю складе B (елементів в секунду).

Кількість незалежних елементів дальності, що розділяються ідеальним приймачем за час циклу модуляції T/N , буде дорівнювати BT/N . Таким чином, роздільна здатність за дальністю – це добуток смуги модуляції передавача на тривалість циклу модуляції. Вона дорівнює також числу дискретних ліній в

частотному спектрі передавача, розділених інтервалами, рівними частоті повторення при модуляції.

Потенційна роздільна здатність радіолокатора за доплерівською частотою визначається як число незалежних доплерівських каналів, що розділяються (ідеальною приймальною системою) в межах цього часу спостереження T . Але спектр з M незалежних («ортогональних») частотних складових, може бути визначений M незалежними величинами. Отже, роздільна здатність за доплерівською частотою дорівнює M – кількості незалежних складових сигналу тривалістю $1/B$, сукупність яких утворює загальний луно-сигнал від об'єкта, тобто вона дорівнює числу незалежних складових сигналу, пов'язаних з одним елементом розширення за дальністю. Ці «незалежні складові сигналу» можуть бути утворені як безліччю відокремлених один від одного імпульсів, так і безліччю незалежних складових луно-сигналу в кожному «довгому» імпульсі. Визначені такими вибірками «незалежні спектральні складові» можуть містити синусні і косинусні компоненти цієї доплерівської спектральної «лінії», навіть якщо їх розрізнення не відіграє практичної ролі. Тоді кількість незалежних складових сигналу на кожен елемент дальності, що розділяється, а отже, і роздільна здатність за доплерівською частотою мають дорівнювати загальному числу незалежних складових сигналу за час спостереження T , що ділиться на кількість елементів дальності, які розділяються, за якими розподілені складові сигналу:

$$\begin{aligned} \text{Роздільна здатність за доплерівською частотою} &= \\ &= \frac{\text{Число незалежних складових сигналу за час } T}{\text{Роздільна здатність за дальністю}}. \end{aligned}$$

Помноживши обидві частини рівності на роздільну здатність за дальністю, одержимо добуток роздільних здібностей за дальністю і за

доплерівською частотою, тобто потенційна загальна роздільна здатність в системі координат $D - f_{\text{допп}}$ дорівнює загальному числу складових сигналу T , який приймаються за час спостереження.

Аналогічно цьому загальна роздільна здатність, яка фактично реалізується, дорівнює фактичному числу спостережуваних потенційних складових сигналу. Ця величина дорівнює BT – добутку смуги на час спостереження кожного доплерівського детектора з оптимальним фільтром, помноженого на число таких детекторів. Таким чином, дійсна загальна роздільна здатність дорівнює добутку часу спостереження на «загальну смугу детектора з оптимальним фільтром».

Облаштування детектування – це межа між системами координат частота-час («область сигналів») і дальність – доплерівська частота («область цілей»). Загальні роздільні здібності, визначені як кількість елементів, які незалежно розділяються, в обох цих областях, завжди дорівнюють один одному.

Співвідношення між роздільною здатністю і питомою роздільною здатністю. Роздільна здатність – кількість елементів, які розділяються, в спостережуваній «області цілей» (система координат $D - f_{\text{допп}}$), може бути збільшена шляхом розширення загальної смуги детектора, щоб перекрити додаткові смуги доплерівських частот, або шляхом збільшення часу роботи детектора після випромінювання кожного імпульсу передавача – для додаткового перегляду дальності. Це підвищує загальну роздільну здатність шляхом збільшення загальної «області цілей», яка переглядається, не змінюючи елемент розширення або питому роздільну здатність (величина, зворотна елементу розширення).

Питома роздільна здатність, тобто загальне число елементів, які розділяються, на одиницю площі в координатах $D - f_{\text{допп}}$, може бути підвищена таким чином: або шляхом розширення спектру модуляції передавача

та відповідно до питомої роздільної здатності за дальністю, або за рахунок збільшення загального часу роботи передавача (тобто загальній тривалості «довгого» імпульсу, помноженій на число таких імпульсів за час спостереження T), збільшуючи таким чином питому роздільну здатність за доплерівською частотою. Ці зміни підвищують загальну питому роздільну здатність і тому зменшують розмір елемента (рис. 2.3), який розділяється. При цьому площа спостережуваної області в системі координат $D - f_{\text{допп}}$ залишається незмінною, і роздільна здатність також збільшується в тій же пропорції.

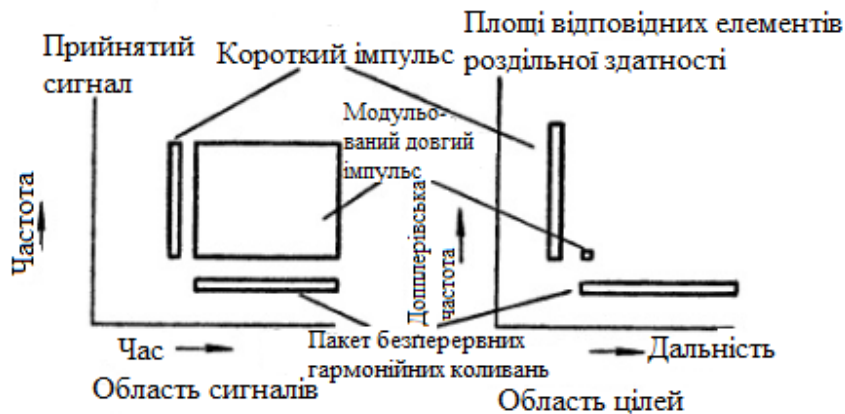


Рисунок 2.3 – Взаємозв'язок між «областю сигналів» і «областю цілей» для деяких простих сигналів

Таким чином, інтегральна спектрально-часова модуляційна характеристика передавача визначає багатовимірну питому роздільну здатність, а інтегральна частотно-часова загальна характеристика визначає багатовимірну здатність. Відношення інтегральної оглядової характеристики приймача до інтегральної модуляційної характеристики передавача визначає область в системі координат $D - f_{\text{допп}}$, яка переглядається системою однозначно.

При будь-якій комбінації цих змінних дискретні елементи «області сигналів» на виході детектора перетворюються в таку ж кількість дискретних елементів у переглядуваній «області цілей».

Незалежні складові вхідного сигналу не обов'язково мають бути рівномірно розподілені в часі або за частотою. Елементи «області цілей», що відповідно розділяються, не обов'язково повинні мати однакову ширину або бути рівномірно розподілені у напрямі своїх координатних осей дальності або доплерівської частоти. Ці елементи не повинні також займати один безперервний інтервал у напрямі цих осей: кожен елемент «області цілей» може цілком бути «гребінкою» найбільш можливих значень дальності й доплерівської частоти, які при наявній інформації є такими, що не розділяються.

Якщо можливе розширення декількох незалежних вихідних сигналів, то воно також необхідне для когерентної інтеграції окремих складових сигналу для одержання повного потенційно можливого відношення сигнал/шум.

Підвищена роздільна здатність не дає переваг у виявленні сигналу цілі на тлі «білого» шуму, оскільки відношення сигнал/шум залежить тільки від загальної енергії сигналу та від щільності шумів в «області сигналів». Під впливом шумів на кожному незалежному елементі розширення виникають свої власні сигнали хибної тривоги. Якщо загальна вірогідність хибної тривоги обмежена, то окремі пороги виявлення мають бути дещо збільшені, оскільки число елементів, які розділяються, збільшене. З іншого боку, висока роздільна здатність важлива для усунення дії тих складових перешкод, які не повністю співпадають з сигналом вибраної цілі за всіма координатами, які розділяються.

Прийнято домагатися високої роздільної здатності за тими координатами, де вимагається одержати задану точність. Тоді у ряді випадків, можливо одержати також додаткову інформацію про мету, визначальну величину загального вхідного сигналу елементу розширення. Наприклад, при

концентрації перешкод в області швидкостей відмінних від швидкостей цілі, це безпосередньо впливає на вибір методу розширення в межах загальних заданих обмежень за часом і смугою.

Встановлено її таким чином. Не знаючи априорі амплітуди або частоти сигналу, або міри постійності цих параметрів, не маючи спостережень, необхідних для установки «нульового рівня», за найменшу детерміновану одиницю приймаємо одне повне коливання (цикл). Йому відповідає сигнал, що наприклад, зростає в позитивному напрямі та перетинаючи рівень порогу, і потім досягає максимуму, зменшується після цього знову до рівня порога. Це дає зміну фази $\Delta\varphi = 2\pi$ за час T .

Фаза необов'язково змінюється з постійною швидкістю, і це положення записується як

$$\int_{\Delta T} \left(\frac{d\varphi}{dt} \right) dt = 2\pi,$$

або

$$\int_{\Delta T} f dt = 1,$$

де f — «миттєве значення частоти».

Тобто:

$$f \equiv \frac{d\varphi}{2\pi dt}.$$

Отже, зміна фази на 2π : еквівалентна одиниці площі на площині частота - час.

Таким чином, гранична роздільна здатність еквівалентна найбільшому числу незалежних періодів зміни фази, що виявляються за допомогою системи виявлення цілі, і вона дорівнює площі, що переглядається, в площині частота — час.

Але для кожного елементу в координатах час — частота («область сигналів») є елемент, що відповідає йому, в координатах дальність (тобто час) — доплерівська частота (тобто частота в «області цілей»). Отже, кількість дискретних спостережень, що одержуються при цій частотно-часовій інтегральній характеристиці приймача, визначає число дискретних ділянок, які розділяються, в «області цілей».

Подібно до того як кількість елементів, що розділяються, в системі координат $D — f_{\text{допл}}$ пропорційні числу незалежних періодів зміни фази сигналу, кількість елементів, що розділяються, за кутовими координатами пропорційна кількості довжин хвиль з розкритом антени. Тому, з [16], якщо антенна система має «диференціальну постійну часу», тоді збільшення роздільної здатності за дальністю може бути, наприклад, пов'язане з неповним заповненням розкритву антени сигналом (або з неповним встановленням посилення антени) а, отже, з пропорційним зменшенням роздільної здатності за кутовими координатами, що необхідно враховувати при оцінці повної системи.

2.5 Системи з внутрішньоімпульсною модуляцією

Модуляція з випадковим фазовим зсувом. Розглянемо систему, яка випромінює одиночний довгий імпульс, який складається з n дотичних один з одним коротких імпульсів рівної тривалості та частоти заповнення, але з «псевдовипадковим» розподілом фази (завдяки фазовим зсувам $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4$ (рис. 2.4)) [18]. У приймальному пристрої використовується лінія затримки,

погоджена з повною тривалістю імпульсу, яка має n рівномірно розподілених відводів, а також n інверсних фазообертачів. Ці елементи дозволяють здійснити когерентне підсумовування n коротких імпульсів, складових довгого імпульсу, на відповідній дальності, яка відраховується від зондувального імпульсу передавача, опрацьованого аналогічним чином і відповідної нульової дальності (рис. 2.4).

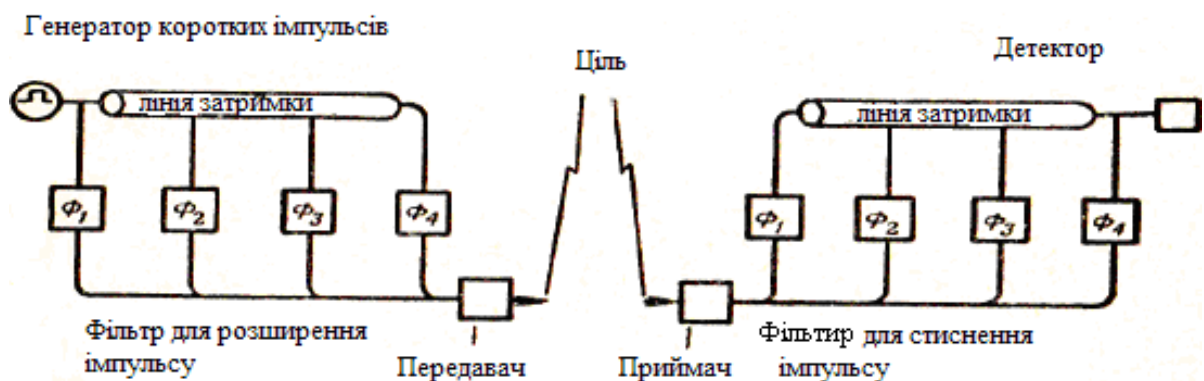


Рисунок 2.4 – Модуляція з випадковим фазовим зсувом та відповідна зворотна демодуляція

При відхиленні від істинної дальності на y тривалості короткого імпульсу (де $y < n$) вихідний сигнал зменшується до значення, відповідного лише $(n-y)$ коротким імпульсам, добавлених некогерентно (рис. 2.5). Отже, роздільна здатність за дальністю, як і ширина спектру модуляції, визначається тривалістю коротких імпульсів, складових довгого імпульсу. По суті, оптимальний (погоджений) фільтр в приймальній системі здійснює порівняння прийнятого сигналу з модульованим сигналом передавача, виявляє їх взаємну кореляцію. Зазвичай на його виході є кінцевий сигнал, починаючи з моменту, коли перший елемент сигналу поступає на кореляційний фільтр, і кінчаючи моментом виходу з нього останнього елементу сигналу.



Рисунок 2.5 – Формування сигналу у фільтрі при неузгодженні за дальністю (I – оптимальний фільтр, що здійснює когерентне підсумовування)

Залежність амплітуди вихідного сигналу фільтру від його відхилення відносно узгодженого положення у фільтрі – це корелограма фільтру. Загальний вигляд корелограми показаний на рис. 2.6. Вона дуже нагадує діаграму направленості антени, хоча її головні та бічні пелюстки розподілені в часі, тобто за дальністю (а не за кутівими координатами), і розташовані в деяких межах за дальністю щодо головної пелюстки.

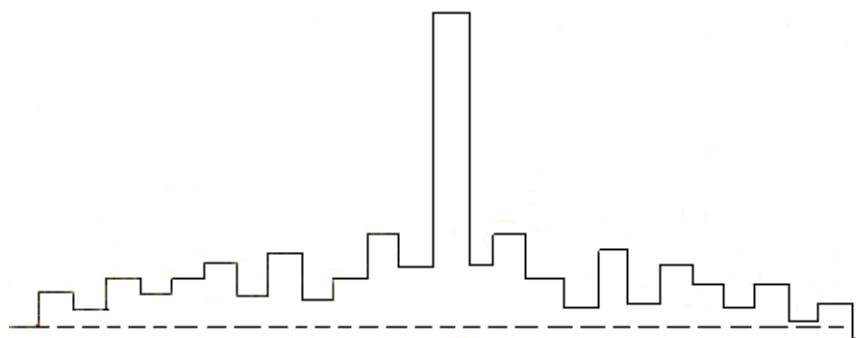


Рисунок 2.6 – Корелограма оптимального фільтру та її «бічні пелюстки» за дальністю

Через радіальну складову швидкості цілі з'являється значний доплерівський зсув фази в межах довгого імпульсу, і діаграма пелюсток за дальністю виходить іншою. Повна діаграма системи в координатах $D - f_{\text{допл}}$ утворює «функцію невизначеності».

Протягом довгого складеного імпульсу можуть бути прийняті n елементарних сигналів незалежної амплітуди та фази, повна амплітуда яких характеризує амплітуди двох ортогональних складових (синусної та косинусної) для кожної з n незалежних частот. Кожна з цих доплерівських частот накладає відповідні зміни фази на закон фазової модуляції передавача. Отже, когерентне інтегрування n складових довгого імпульсу може бути утворено тільки на спеціальному детекторі, відповідно погодженому із заданою величиною доплерівської частоти.

Таким чином, загальна смуга пристрою детектування повинна бути розширена (шляхом увімкнення групи паралельних детекторів) пропорційно одержаної роздільної здатності доплерівської частоти. Попередній підсилювач погоджується лише з одиничним коротким імпульсом, так як кожен луно-сигнал в приймачі представляється за допомогою n послідовних коротких імпульсів (елементів). На детекторі цей сигнал перетвориться в одиничний короткий імпульс (елемент) в одному з n паралельних доплерівських каналів. В результаті інтегральна характеристика смуги – час залишається без зміни.

Для достатнього широкого спектру доплерівських частот, коли в межах короткого імпульсу виходить набіг фази, який дорівнює одному і більше періодам, тоді тривалість короткого імпульсу аналогічний часу спостереження в радіолокаторі з безперервним випромінюванням. Тоді для кожної «грубої» ділянки доплерівських частот, що відповідає одному періоду за тривалість короткого імпульсу, потрібний окремий приймач або смуговий фільтр. Отже, для кожної з розглянутих вище систем детектування потрібен окремий

комплект апаратури відповідно до кількості розділених таким чином «грубих» доплерівських частот. Повна роздільна здатність такої системи також буде пропорційна сумарній ширині смуги пристрою детектування. Але при цьому необхідно також багаторазово дублювати приймач (або розширити його смугу для обліку різкого доплерівського зсуву частоти), а також дотримуватися умови узгодження частотно-часової роздільної здатності приймача та пристрою детектування.

Квантові фазові зсуви. в системах стискування імпульсів фаза сигналу між короткими імпульсами, що становлять довгий імпульс, в принципі повинна змінюватися за «випадковим» законом, але реально вона обмежується малим числом дискретних значень. При цьому зменшується кількість точних фазообертачів, необхідних для формування випромінюваного імпульсу або для стискування імпульсу при прийомі.

Особливий випадок має місце, якщо зміни фази обмежені двома значеннями: 0 і π . При цьому одне і те ж коло можна використати для розширення і для стискування імпульсів, оскільки, як буде показано нижче, зсув фаз $2\pi - \pi$ дорівнює π .

Дві дискретні величини 0 і π можна виразити за допомогою 0 та 1 в двійковій системі. Тоді модулюючий сигнал виходить з квазівипадкової послідовності цих двійкових величин, що утворюються за допомогою зсувного регістру. Далі після приймача, який реєструє фазу сигналу, той же зсувний регістр використовується як детектор з оптимальним фільтром, на якому здійснюється порівняння двійкових величин з приймача з можливими значеннями, які утворені логікою зсувного регістру передавача. Необхідно використовувати поєднання двох фазових детекторів (змішувачів), сигнали яких знаходяться в квадратурі. Тоді якщо на одному детекторі сигнали знаходяться у фазі (або в протифазі) з опорною напругою місцевого гетеродину, то на іншому детекторі вони дадуть нульовий вихідний сигнал.

Така схема порівняно проста, але вона пропускає на вхід другого відеодетектора всі шуми та пасивні перешкоди, які могли б бути затримані погодженими частотними фільтрами. Крім того, квантування за амплітудою руйнує частину інформації сигналу; оскільки навіть при будь-якому простому бінарному квантуванні втрачається можливість, для яких розширені імпульси значною мірою перекриваються, і обмежують вихідне відношення сигнал/шум за потужністю значеннями, які дорівнюють числу коротких проінтегрованих імпульсів.

Квазівипадкові зсуви частоти. Розглянемо систему, яка випромінює одиночний короткий імпульс з постійною спектральною щільністю енергії, який рівномірно розподіляється між m фільтрами, кожен з яких перекриває $1/m$ частину спектру. Тоді вихідним сигналом кожного фільтра буде імпульс, тривалість якого відповідає $1/m$ ширини спектру, в m разів перевищує довжину початкового імпульсу (всі імпульси будуть мати різні центральні частоти).

За допомогою відповідних ліній затримки m імпульсів, тривалість яких в m разів більша тривалості початкового імпульсу, можуть бути послідовно передані будь-яким обраним способом (рис. 2.7).

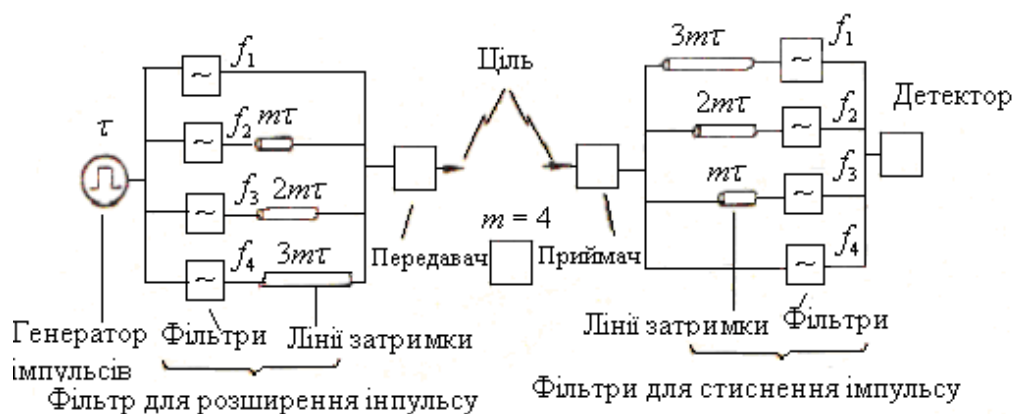


Рисунок 2.7 – Частотна модуляція за випадковим законом та відповідна демодуляція

В результаті випромінювання може мати вигляд ступінчастої частотної модуляції з рівномірним розподілом ступенів у часі, але квазівипадковим за частотою сигналу, причому тривалість передачі в m^2 разів перевищує тривалість початкового імпульсу. Однак на приймальному кінці можна відновити короткий імпульс за допомогою додаткового комплексу фільтрів і пристроїв затримки, і таким чином одержати роздільну здатність за дальністю, що відповідає загальній смузі модуляції.

В цьому випадку прийнятий сигнал з m амплітудних вибірок, які можуть бути перетворені в тонни незалежних доплерівських складових, наприклад, за допомогою m окремих кіл стискання, кожна з яких розрахована на певне значення радіальної швидкості цілі. Цей повний комплект доплерівських детекторів необхідно повторити для кожного «грубого» ступеня можливих значень доплерівської частоти, яка розділяється в межах кожного з m окремих фільтрів в колі відновлення імпульсу, для кожної зміни частоти, еквівалентної одному циклу за тонною коротких імпульсів.

Якщо це грубий доплерівський зсув частоти перевищує один цикл за тривалість короткого імпульсу, тоді необхідно також збільшувати і кількість приймачів або розширювати ефективну смугу приймача. Таким чином, роздільна здатність приймача знову узгоджується як з роздільною здатністю детектора, так і з потенційно можливою роздільною здатністю системи в площині $D - f_{\text{допп}}$ в «області цілей».

Таким чином, в цій, як і в попередній схемі, з використанням довгих імпульсів, поєднання «точної» доплерівської системи розширення, частоти, які виявляють зміни, в межах загальної тривалості випромінюваного імпульсу, «грубої» системи, що виявляє зміни частоти, в межах часу автокореляції переданого сигналу, дозволяє визначити всі можливі доплерівські зсуви

частоти, виражені цілим числом періодів, що доводяться на повну тривалість розширеного імпульсу передавача.

Лінійна частотна модуляція. Розглянемо тепер лінійну зміну частоти із швидкістю F . Сигнал з такою модуляцією пройде через широкосмуговий приймач зі смугою B і одержимо вихідний сигнал через час $T=B/F$.

Через вузько-смуговий приймач із смугою B цей же сигнал пройде дуже швидко, але вихідний сигнал матиме місце тільки впродовж часу, що дорівнює постійній часу приймача $T=1/B$. Звідси найменша постійна часу, а отже, і гранична роздільна здатність за доплерівською частотою буде одержана при одночасному задоволенні цих двох умов, $T=B/F=1/B$, що дає $F=B^2=B/T=1/T^2$ і $BT=1$.

Таким чином, гранична роздільна здатність за частотою дорівнює квадратному кореню з швидкості зміни частоти, і ця величина відповідає одиничній площі на площині частота – час.

Оскільки частота – це швидкість зміни фази, лінійно частотна модуляція еквівалентна модуляції фази за законом параболи.

Лінійна зміна частоти, за суттю, не відрізняється від регулярної ступінчастої зміни частоти, якщо кожна з сходинок займає одиничну площу на площині частота — час. Але це якраз ті самі випадки, які мають місце при ступінчастій частотній модуляції, якщо складові частоти передаються послідовно. Тут $T=m\tau$, $B=1/m\tau$, $F=1/m^2\tau^2$, а τ – тривалість короткого імпульсу.

Розглянемо також особливий випадок лінійної частотної модуляції, коли передається m розділених елементів в порядку збільшення (чи зменшення) частоти. Цей порядок накладає додаткове обмеження на модуляцію, а отже, і на «функцію неоднозначності»: невеликий доплерівський зсув частоти на $1/k$ частини загальної девіації частоти викликає такий же зсув частотно-часової

характеристики луно-сигналу вздовж осі часу, як і при зміні дальності на ту ж $1/k$ частину загальної тривалості циклу частотної модуляції. При цьому відбувається часткове звуження прийнятого спектру на $1/k$ (у припущенні, що діапазон девіації частоти зсувається і на $1/k$ виходить за межі смуги оптимально погодженого приймача) отже, збільшення тривалості імпульсу після детектора в $k(k - 1)$ разів (рис. 2.8).

Ця небажана властивість функції невизначеності компенсується зручністю здійснення частотної модуляції в передавачі, а також зручністю використання тільки одного оптимального фільтру в приймачі з дисперсійною частотною характеристикою. При цьому можна дуже просто підібрати міру зменшення амплітуди сигналів, потрібну для зниження рівня «бічних пелюсток за дальністю». Це досягається шляхом завалу амплітудно-частотної характеристики попереднього широкосмугового підсилювача на краях діапазону.



Рисунок 2.8 – Лінійна частотна модуляція з доплерівським зсувом частоти ΔD і «еквівалентним» зсувом за дальністю ΔR

Частотна модуляція за законом гіперболи. Ми розглянемо випадок невеликої девіації частоти та невеликих доплерівських зсувів частоти. В загальному вигляді доплерівський ефект змінює $T(x)$, тобто тривалість x періоду сигналу в тому ж ступені, як і $D(x)$, тобто час від нульового до x періоду. Відповідно, модуляційна характеристика, побудована в цій площині T/D , буде інваріантною по відношенню до доплерівської зміни частоти, якщо вона є прямою лінією, яка проходить через початок координат, коли $T=kD$. Цьому відповідає частота $f = 1/T = 1/kD$, тобто має гіперболічний закон частотної модуляції.

Звичайно на практиці ми не можемо покласти початок координат в межі характеристики, оскільки $T=0$ відповідає $f=\infty$. Тому характеристика повинна набрати вигляду $T=T_0+kD$, де T_0 і k – довільні постійні. Нахил k характеристики позитивний при лінійно наростаючій тривалості періоду коливань (гіперболічне зменшення частоти), негативний при наростаючій частоті, і дорівнює нулю при постійній частоті та нескінченний для повністю стислого поодинокого імпульсу тривалістю T_0 , спектр якого містить усі частоти від $1/T_0$ і нижче.

При зміні масштабу часу в a разів внаслідок доплерівського ефекту нахил характеристики залишається незмінним, але її початкова точка зміщується на величину aT_0 , і це змінює тривалість циклу на $(a-1)T_0$, що «еквівалентно» зміні часу на величину $\Delta T=(a-1)T_0/k$ (рис. 2.9).

Якщо необхідно незалежно визначити дальність і доплерівську частоту тільки на підставі частотної модуляції, тоді «зв'язок» між цими величинами потрібно порушити і закон модуляції повинен відрізнитися якомога більше від закону простої гіперболи. Найбільш відповідним є закон модуляції, характеристика якого в системі координат тривалість циклу – час має ділянки з позитивним, нульовим і негативним нахилом.

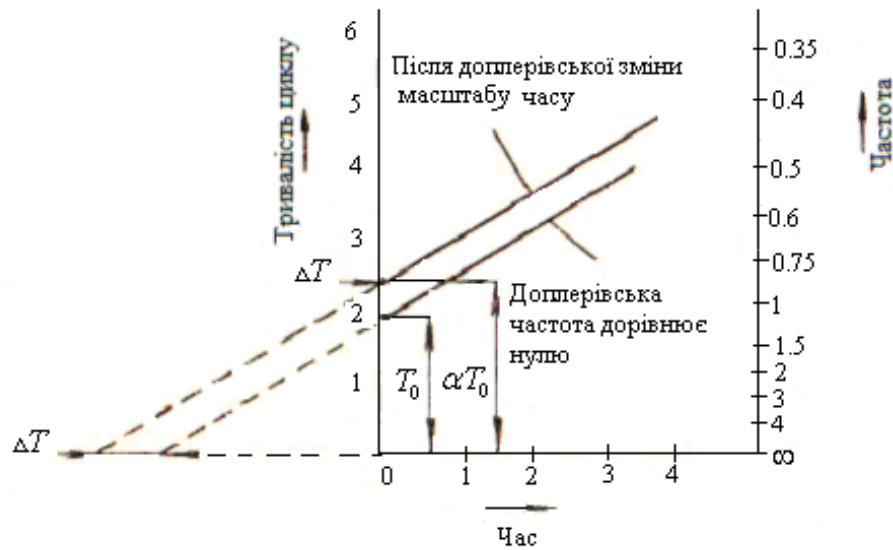


Рисунок 2.9 – Лінійна модуляція тривалості циклу, тобто гіперболічна частотна модуляція та доплерівський ефект зміни масштабу часу

Якщо лінійна характеристика залежності тривалості циклу T від часу затримки D будучи продовженою, проходить через початок координат, тоді затримка дорівнюватиме постійному числу циклів для всіх частот. В цьому випадку лінія затримки може мати відведення, розташовані на відстанях, що відповідають зсуву фази на задану величину, кратну 2π на всіх частотах. Якщо ці відведення сполучені із загальною вихідною шириною, то лінія затримки при цьому працюватиме як фільтр, погоджений з будь-яким частотно-модульованим сигналом, що не має розривів безперервності фази, і з будь-якою доплерівською зміною частоти. Проте для зменшення бічних пелюсток за дальністю може знадобитися деяка додаткова модуляція в межах смуги та інші параметри, з якими фільтр повинен залишатися погодженим. При цьому доплерівське «розширення» часу призводить до додаткового збільшення часу «заповнення» лінії і таким чином до відповідного дуже невеликого, уявного зміщення сигналу за дальністю. Ця функція неоднозначності допускає подальше

розширення неоднозначності за допомогою методів, що описуються в наступному розділі.

Багатократна лінійна частотна модуляція. Системи з псевдовипадковою фазовою та амплітудною модуляцією дозволяють позбавитися від неоднозначності, властивій схемам з лінійною або експоненціальною частотною модуляцією, але це досягається за рахунок істотного ускладнення систем детектування. Для цієї ж цілі можна використати поєднання двох видів частотної модуляції – із зростанням та з убуттям частоти, що дає дві функції неоднозначності в площині $D - f_{\text{допл}}$, перетин яких визначає область, яка менша одиничної площі ($\Delta f \cdot \Delta t = 1$) на цій площині. Це положення не суперечить визначенню одиниці інформації, оскільки при цьому передбачається, що в обох функціях неоднозначності, що представляють щонайменше одиницю інформації кожна, міститься тільки одна спільна ціль.

Якщо в межах довгого імпульсу знаходиться P цілей, то утворюється P^2 перетинів функцій неоднозначності. При додаванні в спектр переданого сигналу, скажімо, монохроматичного безперервного випромінювання виникає третя зона «функції неоднозначності» в площині дальність – доплерівська частота (рис. 2.10).

При невеликій кількості цілей, це дозволить однозначно і точно визначити місце розташування дійсних цілей на площині $D - f_{\text{допл}}$ за потрібним перетином їх лінійних функцій неоднозначності. Цей приклад показує, що добуток ширини смуги на час визначає розширення незалежних елементів цілі. За наявності апріорних даних про розподіл цілей точність може бути значно вища при прийнятній заданій величині відношення сигнал/шум. Цей випадок амплітудної модуляції, коли амплітуда частини передана сигналом дорівнює нулю і відповідні секції оптимального фільтру дають на виходах сигнали з нульовою вагою.

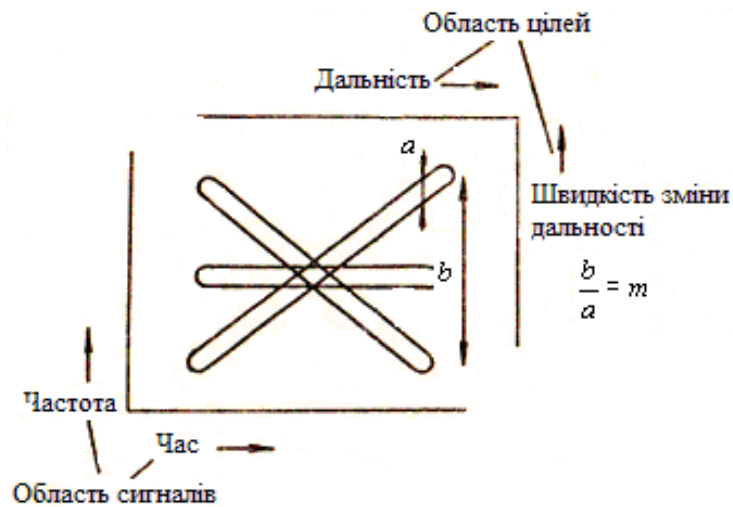


Рисунок 2.10 – Накладання функцій неоднозначності (загальні масштаби по осях можливі тільки тому, що діаграми функцій мають рівні площі)

Тоді можливо підібрати такий закон модуляції з малим циклом, щоб на всіх неузгоджених відстанях усі ненульові елементи сигналу, що приймається, окрім одного, потрапляли в елементи погодженого фільтру з нульовою вагою (рис. 2.11 а, рис. 2.11 б).

а)



б)



Рисунок 2.11 – Модуляція методом ввімкнення-вимкнення:

а) – з ущільненням на початку робочого циклу; б) – з ущільненням в середній частині робочого циклу

Тут кожне значення інтервалу між двома елементами — не обов'язково сусідніми — використовується не більше одного разу, оскільки в протилежному випадку два елементи сигналу виявляться одночасно погодженими (рис. 2.12).

Найбільший з цих інтервалів буде між крайніми сигналами в циклі модуляції, і якщо для вказаних інтервалів, можна застосовувати весь ряд послідовних цілих чисел, то довжина циклу може скласти $[1+n(n-1)/2]$ елементів. Проте якщо всі $(x-1)$ інтервали, які додані при введенні елементу x , повинні відрізнятися від вже наявних $(x-1)(x-2)/2$ інтервалів, іноді необхідно опустити деякі числа з послідовного ряду цілих чисел. На практиці мінімальний часовий інтервал, що містить n елементів, відмінних від нуля, повинен складатися приблизно з $(n-1)^2$ елементів. Загальною протяжністю корелограми, починаючи з першого елементу сигналу, що поступає на оптимальний фільтр, і закінчуючи останнім елементом сигналу, що виходить з фільтру, відповідає приблизно $2(n-1)^2$ елементам.



Рисунок 2.12 – Обмеження при модуляції методом ввімкнення-вимкнення

Якщо n^2 послідовних часових елементів зайняті сигналами з амплітудою $1/n$, але з випадковою фазою, то амплітуда головної пелюстки буде знову дорівнювати n , а амплітуда бічних пелюсток завдяки підсумовуванню елементарних сигналів з випадковими фазами знову дорівнюватиме одиниці. Отже, модуляція методом ввімкнення-вимкнення є лише одним із способів підтримки всіх бічних пелюсток на цьому рівні.

При модуляції методом ввімкнення-вимкнення ширина лінії доплерівського спектру визначатиметься загальною тривалістю циклу модуляції, і в першому наближенні інтервал між доплерівськими «лініями», дорівнюватиме зворотній величині мінімального інтервалу між ненульовими елементами. Тому втрати доплерівської інформації можуть бути невеликі, якщо відомо що в спектрі є присутньою тільки одна доплерівська частота. Кількість дозволених незалежних доплерівських виходів залишається обмеженою й не перевищує числа ненульових елементів випромінюваного сигналу.

Поодинокі модульовані довгі імпульси. Відмінність між когерентним і некогерентним накопиченням проявляється тим сильніше, чим більше кількість незалежних вибірок сигналу. При заданій тривалості розширеного імпульсу всі вибірки мають бути обмежені тривалістю короткого імпульсу і тому повинні охоплювати весь спектр «короткого імпульсу».

Цілком можливо розрізнити ці складові у вигляді коротких імпульсів, за їх амплітудною і фазовою модуляції за випадковим законом. Додатковий ступінь свободи, що забезпечується за допомогою амплітудної модуляції, забезпечує повнішу незалежність між вибірками та більш хороше управління «функцією неоднозначності». Але режим постійної амплітуди з псевдовипадковою фазовою модуляцією від вибірки до вибірки є найбільш прийнятним з конструктивних міркувань. Як показано вище, лінійна частотна модуляція еквівалентна параболічній фазовій модуляції (відповідно гіперболічна частотна

модуляція є логарифмічна фазова модуляція.) Отже, режими частотної модуляції з випадковою або послідовною ступінчастою зміною частоти (які при відповідній величині не відрізняються від безперервної частотної модуляції) є особливими режимами зміни фази між послідовними короткими імпульсами.

При повністю випадковому законі зміни фази або амплітуди між елементами кожен з елементів сигналу займає весь спектр переданого імпульсу і має час автокореляції, який дорівнює зворотній величині смуги. Кожен елемент займає одиничну площу на площині частота – час і число всіх елементів n дорівнює повному множенню смуги на час модуляції при передачі.

Вибір того або іншого виду модуляції – випадкових ступінчастих змін амплітуди, фази або їх комбінації – не впливає на площу, займану сигналом на площині частота – час. Поки доля енергії в цьому елементі, «ортогональна» енергія попередніх елементів, вона займає весь частотний спектр одиничного елементу впродовж його тривалості. Проте конкретна характеристика модуляції впливає на щільність розподілу енергії на площині частота – час, а при комбінованій модуляції забезпечується додатковий ступінь свободи, яку можна використати для управління бічними пелюстками функції неоднозначності в системі координат $D - f_{\text{допл}}$.

При частотній маніпуляції або частотній модуляції кожен з m часових елементів, що розділяються, займає лише $1/m$ частину повного спектру переданого сигналу і має час автокореляції, в m разів більше його мінімального значення, який визначається повним спектром. Тоді загальна тривалість сигналу в m^2 перевищує зворотну величину загальної смуги, тобто число незалежних елементів дорівнює m (корінь квадратний з смуги на час модуляції передавача).

Це положення ілюструють рис. 2.9 і рис. 2.11, де b/a , тобто відношення загального вертикального розміру характеристики до її ширини за вертикаллю

для двох похилих «функцій невизначеності» (чи відношення відповідних горизонтальних розмірів) дорівнює t .

Послідовності модульованих довгих імпульсів. Така послідовність поєднує властивості коротких імпульсів зі смугою модуляції, що відповідає їм, і властивість довгого імпульсу, що дозволяє визначати «грубе» значення доплерівської частоти, виражене числом періодів на тривалість розширеного імпульсу. Цю послідовність можна розглядати як граничний випадок послідовності коротких імпульсів з нерегулярною частотою повторення, при якій короткі імпульси випромінюються у вигляді пачок імпульсів, коли інтервали між складовими імпульсами в пачці зменшені до нуля.

2.6 Розширення імпульсів та їх подальше когерентне стискання

Енергія сигналу, опромінюючого об'єкт, може випромінюватися у вигляді одного імпульсу або розподілятися між декількома дискретними імпульсами, а самі ці імпульси можуть складатися з одного або декількох елементів, які розділяються. Опромінюючі сигнали можуть відрізнятися за частотою, амплітудою та фазою як від імпульсу до імпульсу, так і від елементу до елементу всередині імпульсу.

Будь-яка оптимальна система виявлення повинна об'єднати всі ці складові прийнятого сигналу якнайкраще. Існує два основних теоретично рівноцінних шляхи наближення до цього ідеального процесу виявлення:

- кореляційне виявлення, здійснюване шляхом модуляції сигналу при прийомі функцією, яка зв'язана з шуканою, з подальшим інтегруванням результуючого вихідного сигналу постійного струму;

- виявлення за допомогою «оптимального фільтру», за допомогою кола, що створює імпульсну характеристику, сполучену з сигналом, що приймається, забезпечує збіг фаз усіх елементів всіх імпульсів та їх часовий збіг в межах

постійної часу детектора. Зручнішим для реалізації варіантом є оптимальний фільтр, оскільки при цьому відпадає проблема утворення корельованих сигналів для кожного елементу прийнятого сигналу, що розділяється за дальністю, впродовж усього часу спостереження.

Дисперсійні лінії для систем з частотною модуляцією. Поодиноким коротким імпульсом може бути перетворений в розширений частотно-модульований (ЧМ) імпульс при проходженні його через коло з дисперсійними властивостями, тобто схему, яка дає затримку $t(f)$, залежну від частоти f . Якщо потім при прийомі цей сигнал подається на змішувач спільно з сигналом місцевого гетеродина частоти F і нижня бічна смуга виділяється за допомогою фільтра, тоді елемент сигналу, що мав спочатку частоту f , перетворюється на сигнал з частотою $(F-f)$. Якщо при прийомі використовується це ж коло з дисперсійними властивостями, тоді зазначений вище елемент сигналу піддається затримці при прийомі, дорівнює $t(Ff)$. Якщо $t(f)+t(Ff)=t_0$ для всіх заданих величин f , тоді випромінений імпульс відновлюється когерентно.

При цьому прийнятий імпульс матиме затримку t_0 , зсув за частотою на $F-2fm$, де fm – середня частота передавача, а його спектр буде розташований навколо нової середньої частоти. Якщо частота місцевого гетеродина f дорівнює сумі найбільшого та найменшого частотою спектра і якщо сам спектр симетричний, то тоді відновлений імпульс є, але у вигляді копії початкового імпульсу. При цьому залежність затримки від частоти $f(t)$ не обов'язково повинна бути лінійною, але може бути кососиметричною щодо середньої частоти $F/2$ (рис. 2.13), таблиця 2.1. Можна також формувати розширений імпульс передавача безпосередньо, за допомогою частотної селекції (ЧС), а дисперсійну лінію в приймачі використовувати тільки для стиснення імпульсу.

Фактори, що визначають вибір виду системи зі стисненням імпульсу. Найбільш важливими факторами, що визначають вибір того або іншого конкретного типу сигналу, є: дальність дії радіолокатора, діапазон

досліджуваних доплерівських частот, рівень бокових пелюсток, відношення сигнал/шум. Методи реалізації систем зі стисканням імпульсів можна розбити на два основні класи: пасивні й активні.

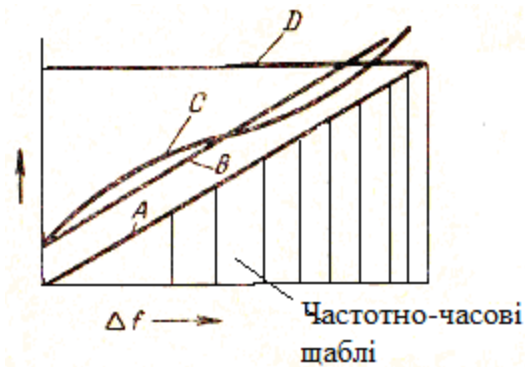


Рисунок 2.13 – Характеристика лінійної затримки
(за вертикальною віссю відкладається час)

Таблиця 2.1– Характеристики ліній затримки

	Затримка	Дисперсія
A	Загальної немає	Лінійна
B	Частково загальна	Лінійна
C	Частково загальна	Кососиметрична
D	Тільки загальна	Немає

Активне формування сигналів утворюється за допомогою фазової або частотної модуляції переносної частоти, при цьому реального розтягування сигналу в часі не відбувається, наприклад, модуляція в генераторі, частота якого управляється напругою. *Пасивне формування* розтягнутого в часі кодованого сигналу здійснюється за допомогою збудження деякого пристрою або схеми коротких імпульсів, наприклад, дисперсійним пристроєм. При активній обробці

реалізується кореляція між прийнятим сигналом і затриманими копіями переданого сигналу. При цьому відбувається стискання сигналу як за часом, так і за частотою. При пасивній обробці реалізується погоджена фільтрація, причому як погоджений фільтр використовується схема стискання, яка пов'язана зі схемою розтягнення. В більшості схем і для формування, і для обробки сигналів застосовуються одні і ті ж методи, в пасивній системі наприклад, використовується і пасивне формування, і пасивна обробка сигналу. У табл. 2.2 наведені характеристики функціонування звичайних типів систем зі стисненням імпульсів. Порівняння систем передбачає обробку єдиного імпульсу. Символи B і T використані для позначення ширини спектру та тривалості переданого сигналу відповідно.

Пасивні та дисперсійні пристрої стискання імпульсів. Різні види пристроїв, які використовуються для пасивного формування та обробки ЧМ сигналів, можна розділити на два великі класи: 1) ультразвукові пристрої, в яких електричний сигнал перетворюється в акустичну хвилю; 2) електричні пристрої, що використовують дисперсійні характеристики електричних схем. В табл. 2.3 наведені найбільш важливі характеристики таких пристроїв.

Найбільш широкого поширення набули наступні види ультразвукових дисперсійних пристроїв: смугові лінії затримки, перпендикулярні дифракційні лінії затримки, лінії затримки на поверхневих хвилях, кристали залізно-ітрієвого гранату (ЗІГ), які забезпечують необхідний коефіцієнт стискання розширених імпульсів передавача $D_o = BT$. Відповідно забезпечується зменшення пікової потужності кожного розширеного імпульсу при передачі в D_o разів, тобто формуються випромінювані сигнали з малою вірогідністю небажаних викривлень і малим рівнем дії випромінювання на біологічні об'єкти.

Таблиця 2.2 – Коротке зведення характеристик різних методів стискання імпульсів

Характеристики	Лінійна частотна модуляція		Нелінійна частотна модуляція		Фазове кодування	
	активна	пасивна	активна	пасивна	активна	пасивна
1	2	3	4	5	6	7
Діапазон, який перекриває дальність	Обмежений діапазон дальності на одну схему активної кореляції	Забезпечує перекриття всього діапазону дальності	Обмежується одним осередком дозволу на схему активної кореляції	Забезпечує перекриття всього діапазону дальності	Обмежується одним осередком дозволу на схему активної кореляції	Забезпечує перекриття всього діапазону дальності
Діапазон, який перекриває доплерівські частоти	Перекривають будь-який діапазон доплерівських частот аж до $\pm B/10$, але при цьому вносяться помилки вимірювання дальності. При великих доплерівських зсувах погіршується S/N і зростає рівень пелюсток		Необхідно використати велике число доплерівських каналів, центральні частоти яких розрізняються на $1/T$ [Гц]			
Рівень бокових пелюсток за дальністю	Для зменшення рівня бічних пелюсток нижче їх рівня для функції $(\sin x)/x$ на осі дальності необхідно вагова обробка		Можливе одержання досить низького рівня бічних пелюсток на осі дальності. Рівень бічних пелюсток визначається параметрами сигналу, вибраними при розробці		Досить низький рівень бічних пелюсток. Для коду з N елементів цей рівень дорівнює $N-12$	

Кінець таблиці 2.2

1	2	3	4	5	6	
Можливості зміни форми сигналів	Ширину смуги та тривалість імпульсу можна змінити	Для кожної схеми стискання можливі єдині значення параметрів	Ширину смуги та тривалість імпульсів можна змінити	Для кожної схеми стискання можливі єдині значення параметрів	Ширину смуги, тривалість імпульсів і використовуваний код можна змінити	
Можливості пригнічення пасивних перешкод	Погані характеристики пригнічення		Хороші характеристики пригнічення		Хороші характеристики пригнічення	
Відношення сигнал/шум	Зменшується через вагову обробку та нерівномірності залежності втрат від дальності	Зменшується через вагові обробки	Зменшується через нерівномірності залежності втрат від дальності	Зменшення не відбувається	Зменшується через нерівномірності залежності втрат від дальності	Зменшення не відбувається
Зауваження	Використовується обмежено. Формування сигналів не викликає ускладнення	Використовується широко. Методи формування добре розроблені	Використовується обмежено. Формування сигналів викликає ускладнення	Використовується обмежено. Методи формування вкрай слабо розроблені	Використовується широко. Формування сигналів надзвичайно просте	Використовується обмежено. Формування сигналів викликає помірні ускладнення

Таблиця 2.3 – Характеристика пасивних пристроїв обробки лінійно-частотних модульованих (ЛЧМ) сигналів

Пристрій	$У$, МГц	T , мкс	BT	f_0 , МГц	Типові втрати, дБ	Типовий рівень паразитних сигналів, дБ
Смугова лінія затримки:	1	50	200	5	15	- 60
- алюмінієва	20	0	500	45	70	- 55
- сталева	40	35	300	25	25	- 40
Всепропускна схема		0				
Дифракційна лінія затримки:	40	10	1000	100	30	- 45
- перпендикулярна	40	00	1000	100	70	- 50
- на поверхневих хвилях	250	75	1000	500	50	- 50
- клиноподібного типу	1000	50	1000	2000	25	- 40
Меандрова лінія із зігнутою стрічкою		65				
Хвилевід, працюючий на частоті поблизу частоти зрізу	1000	1,5	1000	5000	60	- 25
Кристал залізоітрієвого граната (ЗІГ)	1000	10	2000	2000	70	- 20

Функціональні схеми радіолокаторів із стискуванням імпульсів. Тут кодований сигнал показаний у вигляді частотного $H(\omega)$ або часового $h(t)$ відгуку закодованого фільтру. На (рис. 2.14 а) показана схема, що дозволяє одержати закодований сигнал за допомогою збудження кодуєчого фільтру $H(\omega)$ одиничним імпульсом.

Прийнятий сигнал подається на погоджений фільтр, відгук якого $H^*(\omega)$ є комплексно-зв'язаним по відношенню до частотного відгуку кодуєчого фільтру. Таким чином, тут використовується взаємно зв'язані фільтри, один з них – фільтр розтягування, інший – фільтр стискування.

Погоджений фільтр є узгодженим з сигналом, якщо в часовій області сигнал є оберненою в часі (дзеркальною) копією відгуку фільтру на одиничний імпульс. Це досягається застосуванням у фільтрі стискування пристрою часової інверсії прийнятого сигналу (рис. 2.14 б). Тут виконується кореляція прийнятого та переданого сигналів.

На (рис. 2.14 в) представлена схема, яка здійснює кореляцію — це еквівалентно узгоджена фільтрація.

а)



б)



в)



Рисунок 2.14 – Функціональна схема РЛС з стисканням імпульсів, в якій використовується: а) – зв'язаний фільтр; б) – часова інверсія; в) – кореляція

Вихідний сигнал погодженого фільтру складається із стислого імпульсу та ряду бічних пелюсток. Для зменшення їх рівня може бути

використана вагова обробка. За наявності доплерівського зсуву частоти потрібен набір погоджених фільтрів з різними центральними частотами в діапазоні всіх очікуваних доплерівських частот.

Будь-які зміни швидкості цілі, що викликають зсуви фази 2π або більше впродовж тривалості розширеного імпульсу (тобто з урахуванням поширення хвилі в обох напрямках при переміщенні цілі щонайменше на половину довжини хвилі впродовж тривалості розширеного імпульсу) призводять до значного доплерівського ефекту.

Отже, після фільтру з мінімальною дисперсією в діапазон швидкостей наближення об'єктів має бути включений ряд фільтрів з ступінчастою зростаючою дисперсією, кожен з яких дає максимальну затримку на один період проміжної частоти. В точці з'єднання таких фільтрів виходять незалежні доплерівські виходи (рис. 2.15 а, рис. 2.15 б).

На практиці загальна площа частотно-часових характеристик фільтрів із ступінчастою зростаючою дисперсією істотно перевищує ідеальне мінімальне значення, показане на (рис. 2.15, а) завдяки наявності затримок, загальних для суміжних фільтрів.

Доплерівський ефект та стискання імпульсів. При стисканні сигнал займає коротший інтервал часу, а при розширенні – навпаки. Відповідно до нього потужність змінюється обернено пропорційно, так що загальна енергія сигналу залишається незмінною. Це справедливо також як для випадку, коли стискання обумовлюється рухом цілі на протязі дії на неї опромінюючого імпульсу, так і для випадку, коли стискання здійснюється пасивною схемою в приймачі. При стисканні імпульсу кожен його елемент, що розділяється, одержує за рахунок особливостей його модуляції відмітне «забарвлення», що визначає величину зміни ефективної довжини шляху, яку потрібно ввести за допомогою кіл оптимальної фільтрації при прийомі.

а)



б)

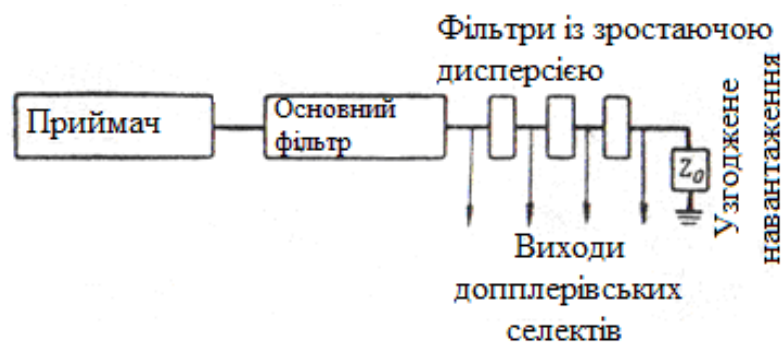


Рисунок 2.15 – Незалежні доплерівські виходи: а) – характеристики доплерівських фільтрів; б) – структурна схема доплерівського фільтру

Практичні вимоги до доплерівських систем. На будь-якій високій або проміжній частоті, яка перевищує максимальний доплерівський зсув, весь діапазон швидкостей цілі можна перекрити з забезпеченням однозначності, якщо при максимально можливій відносній швидкості цілі довжина радіолокаційного шляху змінюється менше ніж на $\pm\lambda/2$ за час проміжку між імпульсами (λ – довжина хвилі). Оскільки зміна довжини шляху радіолокаційного сигналу перевершує в два рази переміщення цілі, то діапазон зміни швидкості складає $\pm\lambda/4$ за час інтервалу між імпульсами.

Таким чином, $r = \lambda/4T$, де r — максимально можлива швидкість відносної зміни дальності в діапазоні швидкостей, що цікавить нас, а T — період слідування імпульсів. Максимальна дальність R , в межах якої

забезпечується однозначність, дорівнює $Tc/2$, де c — швидкість поширення електромагнітних хвиль.

Отже:

$$\bar{R} = \frac{Tc}{2} = \frac{\lambda_c}{\bar{\delta}_r} \approx \frac{1,25\lambda_{cm}}{\bar{r}M},$$

де M – відношення швидкості руху об'єкту до швидкості звуку.

Бачимо що при малих довжинах хвиль однозначне визначення доплерівських частот в широкому діапазоні швидкостей досягається тільки шляхом зменшення періоду слідування імпульсів. При цьому з'являється неоднозначність визначення дальності. При використанні декількох частот слідування виходить декілька роздільних функцій неоднозначності, що дозволяє вирішити питання однозначного визначення радіальної швидкості об'єкту.

Імпульси, рознесені в часі. Вимірювання радіальної складової швидкості об'єктів у мікрохвильових системах при частоті проходження імпульсів, досить малі для того, щоб одержати однозначне розширення цілей за дальністю. Воно може здійснюватися шляхом випромінювання парних імпульсів. Наприклад, в системі обидва імпульси слідуєть один за одним настільки близько, що доплерівська зміна фази за інтервал між ними не перевищує $\pm\pi$ навіть при максимальних радіальних швидкостях об'єкта. Отже, обидва луно-сигнали від об'єкта на дальність R будуть супроводжуватися від них луно-сигналами від будь-якого іншого об'єкта на відстанях $(R+d)$ і $(R-d)$ відповідно, де d – інтервал між імпульсами (рис. 2.16).

Оскільки жодна з двох пар імпульсів $(R-d)$ і R , а також R і $(R+d)$ не містить більше ніяких відображень, крім корисних луно-сигналів, радіальну складову швидкості об'єкта вимірюють з точністю, яка залежить від відношення сигнал/шум за напругою зі шляхом порівняння фаз двох парціальних луно-сигналів від цілі.



Рисунок 2.16 – Вимірювання радіальної складової швидкості цілі методом парних імпульсів

Цей випадок є граничним в середині імпульсної модуляції методом «ввімкнення-вимикання» з двома ненульовими елементами та забезпечує можливість ефективного когерентного інтегрування зі створенням двох великих «бічних пелюсток за дальністю». Послідовність з N пар імпульсів дає N лінії спектру (точних значень) доплерівських частот, які розділяються. При цьому точність вимірювання доплерівської частоти повинна забезпечуватися з усуненням неоднозначностей вимірювань.

В діапазоні неоднозначного визначення дальності виділення доплерівських частот може бути досягнуте шляхом випромінювання двох імпульсів на різних, але синхронізованих за фазою частотах.

Імпульси, рознесені за частотою. Два парні імпульси в системі з розщеплюванням можуть бути рознесені за частотою та випромінюють одночасно або безпосередньо один за одним. Потім ці два імпульси перемножуються. При цьому система зберігає посилення і розділяє характеристики луно-сигналів за відповідними частотами, на яких випромінюються окремі імпульси. Роздільна здатність доплерівської

частоти та характер неоднозначності визначаються тепер різницевою частотою.

На кутових частотах ω_1 і ω_2 фази луно-сигналів на дальності r будуть дорівнювати:

$$\exp[j\omega_1(t - 2r/c)] \text{ та } \exp[j\omega_2(t - 2r/c)],$$

де t – час;

c – швидкість світла.

Фаза різницевої частоти дорівнює:

$$\varphi = \exp[j(\omega_1 - \omega_2)(t - 2r/c)].$$

Якщо значення $\omega_1 - \omega_2$ підтримується досить малим, то зміну фази в інтервалі між двома послідовними парами імпульсів, яка обумовлена максимальною швидкістю зміни дальності r , можна зберегти меншою π . Число ефективних вибірок сигналу дорівнює числу пар імпульсів.

При рознесенні імпульсів за частотою їх різницеву частоту можна підтримувати постійною, змінюючи робочі частоти від однієї пари імпульсів до іншої.

Бічні пелюстки стислих сигналів. Вагова обробка. Раніше розглядалася обробка сигналів в припущенні, що всі часові та частотні елементи сигналу в узгодженому фільтрі мають рівні ваги, і в цьому випадку бічні пелюстки можуть викликати небажані ефекти.

В антенах бічні пелюстки за кутовими координатами можна зменшити за рахунок зменшення потужності опромінення на краях розкриву. За прямою аналогією з цим бічні пелюстки за дальністю у функції неоднозначності можна зменшити шляхом вагової обробки, шляхом використання вікон частотних фільтрів за рахунок послаблення складових

спектру сигналу на краях використовуваного частотного діапазону. Рівень бічних пелюсток стислого лінійно-частотно модульованого (ЛЧМ) імпульсу в часовій області визначається функцією $(\sin x/x)$, для першої бокової пелюстки це – 3,5 дБ.

Нижче приводяться результати комп'ютерного розрахунку різних частотних вагових функцій для згладжування «рівня бокових пелюсток стислого ЛЧМ сигналу». В табл. 2.4 представлено порівняння характеристик деяких частотних вагових функцій.

Таблиця 2.4 – Характеристики деяких частотних вагових функцій

Вагова функція	Висота п'єдесталу, Н, %	Зменшення S/N, дБ	Ширина головного максимуму, (-3 дБ)	Максимальний рівень бокових пелюсток, дБ	Швидкість спадання бокових пелюсток, дБ/октава
1. Рівномірна	100	0	0,886/B	-13,2	6
2. Дольф–Чебишева	1,2/B	- 40	Відсутня
3. Тейлора ($\bar{n}=8$)	11	1.14	1,25/B	- 40	6*
4. Косинус в квадраті з п'єдесталом $H+(1-H) \cos^2(\pi f/B)$:	8		1,33/B	- 42,8	6
а) Хеммінга	33,3		1,09/B	- 25,7	6
б) «ставлення звуження» 3:1	0		1,46/B	- 31,7	18
5. $\cos^2(\pi f/B)$	0		1,66/B	- 39,1	24
6. $\cos^3(\pi f/B)$	0		1,94/B	- 47	30
7. $\cos^4(\pi f/B)$	0		1,27/B	- 26,4	12
8. Трикутна $1-2 f /B$					

* В області $|t|/B$.

Таким чином, до доплерівської метеорологічної радіолокаційної станції надаються, в тому числі і з точки зору екології, наступні вимоги:

1) низький рівень випромінювання, що є бажаним для біологічних об'єктів;

2) низький рівень бокових пелюсток сигналів радіолокатора, які погіршують роздільну здатність радіолокатора за дальністю;

3) високе розділення доплерівських частот в системах детектування радіолокатора.

Першу вимогу можна задовільнити шляхом використання техніки стискання, коли розширений імпульс передавача радіолокатора випромінюється з потужністю, а коефіцієнт стискання в кілька разів менший, чим у стислого короткого імпульсу (в якого тривалість зменшується в коефіцієнт стискання разів).

Друга вимога задовольняється за допомогою вагової обробки стислих сигналів, як показано вище.

Для задоволення третьої вимоги нижче представляється розробка фільтру доплерівських частот для радіолокатора з ЛЧМ сигналом.

2.7 Розробка фільтру доплерівських частот для доплерівської метеорологічної радіолокаційної станції з лінійно-частотним модульованим сигналом

Як показано вище, ввімкнення набору дисперсійних фільтрів на виході приймача доплерівського метеорологічного радіолокатора з різним нахилом дисперсійної характеристики дозволяє «розширити» частотно-накопичені доплерівські зсуви в прийнятих сигналах. Такий «розширений» доплерівський фільтр є пристроєм, основою якого є циркулятор з зсувом частоти. Один з варіантів пристрою представлений на (рис. 2.17 а і б).

Короткий радіоімпульс тривалістю τ вводиться в контур рециркуляції. До складу контуру входить односмуговий змішувач і лінія, затримка якої точно дорівнює τ . За допомогою «генератора приростів», сигнал якого подається на змішувач, частота збільшується на $4/\tau$, тобто на 4 періоди за тривалість τ короткого імпульсу в кожній циркуляції.

При $U=1$ виходить ЛЧМ імпульс. Потім сигнал підводиться через підсилювач до передавача. Через деякий час рециркуляція вривається на

якийсь час τ для установки контуру в нуль, передавач при цьому відключається, і система готова до прийому.

а)



б)

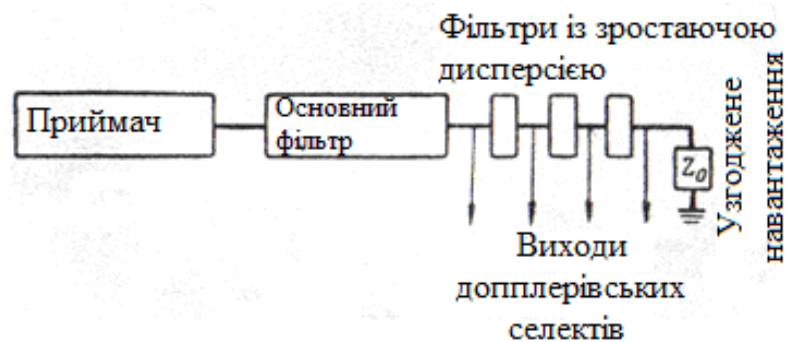


Рисунок 2.17 – «Розширений» доплерівський фільтр:

а) – характеристики доплерівських фільтрів; б) – структурна схема доплерівського фільтру

Перший парціальний сигнал на частоті f_1 , що з'являється з виходу приймача, перетвориться на змішувач в сигнал з частотою f_2 , затримується на τ і знову з'являється на виході змішувача, співпадає за часом, частотою і фазою з наступним парціальним сигналом на частоті f_2 .

Після наступного інтервалу τ когерентна сума двох цих складових з'явиться на вході змішувача. Вона співпадає за часом, частотою і фазою із

складовою луно-сигналу на частоті f_3 . Аналогічно всі складові луно-сигналу послідовно підсумовуються, поки всі вони не досягнуть кінцевої частоти $f_{\text{макс}}$. З цього моменту енергія когерентної суми всіх складових сигналу проходить за інтервал часу τ через смуговий фільтр зі смугою $1/\tau$ до детектора.

Будь-який доплерівський зсув частоти, величина якого зазначена в період тривалості τ , може компенсуватися шляхом збільшенні затримки в лінії до величини $\tau' = \tau_1 + 2rc$ і зменшення приростів частоти до величини $4/\tau'$. Тут τ' – радіальна швидкість видалення об'єкту; c – швидкість світла. Ці схеми розширяють первинний імпульс як за діапазоном випромінюваних частот, так і за часом його передачі. Елементи контуру рециркулятора повинні перекривати всю смугу передавача.

Фільтр доплерівських частот. Коло рециркулятора в даному випадку вмикає дисперсійну лінію затримки із заданим коефіцієнтом стискання. Характеристики набору таких ліній затримки представлені на рис. 2.16.

Схема фільтру доплерівських частот представлена на рис. 2.18.

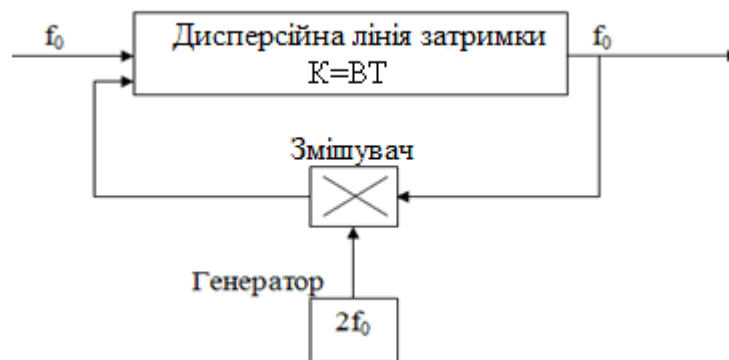


Рисунок 2.18 – Фільтр доплерівських частот

Робота фільтру пояснюється на рис. 2.19 а, б, в, г.

Після першого перетворення Фур'є сигналу U_1 з виходу (рис. 2.19 а) приймача радіолокатора на виході дисперсійної лінії затримки з'явиться відгук U_1 (рис. 2.19 б) з середньою частотою f_0 і з законом частотної

модуляції $f(t)$ (рис. 2.19 в, крива 8). При частотному перетворенні відгуку можна так підібрати частоту перетворення f_n , що закон частотної модуляції стане дзеркальним (рис 2.19 г, крива 9). При такому підборі частоти перетворення f_n виходить комплексно-зв'язана спектральна характеристика відгуку. Це відбувається тоді, коли частота перетворення $f_n=2f_0$, де f_0 – переносна частота імпульсів луно-сигналів. Тоді, коли частота перетворення f_n точно дорівнює $2f_0$, після другого перетворення Фур'є (повторного проходження розширеного імпульсу через лінію затримки) вийде відгук $U_3(t)$ (рис 2.19 г) найменшої тривалості та найбільшої амплітуди.

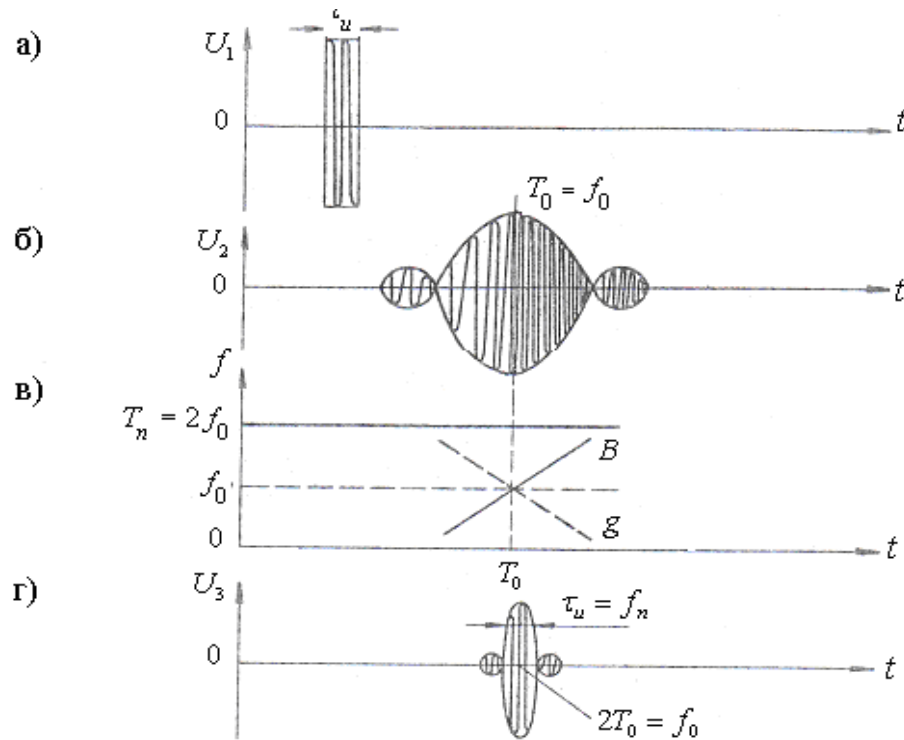


Рисунок 2.19 – Робота фільтру:

- а) – короткий імпульс; б) – розширений імпульс; в) – перетворений спектр;
 г) – стиснутий імпульс

Вимірювання доплерівських частот. Як показано на рис. 2.20, відгук після подвійного перетворення Фур'є луно-сигналу міняє свою форму залежно від значення доплерівського зсуву частоти. Підстроюванням

частоти f_n встановлюється максимум амплітуди відгуку. Різницева частота відповідає подвоєному значенню доплерівського зсуву частоти.

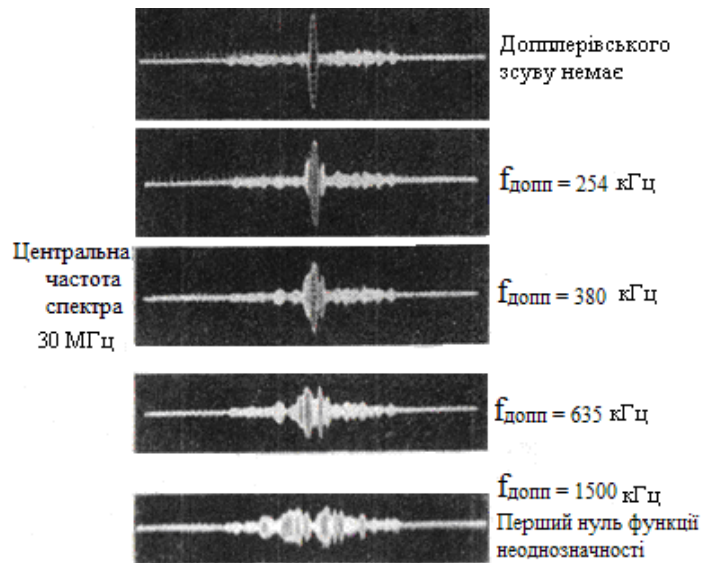


Рисунок 2.20 – Функція неоднозначності за дальністю при ступінчастій неузгодженості за доплерівською частотою

На рис. 2.21 показана структурна схема вимірювача доплерівських частот. Вимірювальним елементом є частотний дискримінація, в якому точка нуля відповідає нульовій доплерівській частоті.

За наявності частоти доплерівського зсуву $\pm fg$ на виході частотного дискримінатора з'являються імпульси, амплітуда яких змінюється відповідно до величини доплерівського зсуву частоти.

Характеристика частотного дискримінатора встановлюється на нуль для частоти $2f_0$, що відповідає подвоєнню частоти сигналу без доплерівського зсуву частоти (рис. 2.22).

Налаштуванням перебудованого гетеродину встановлюється максимальна амплітуда (мінімальна тривалість) відгуку після подвійного перетворення Фур'є. Амплітуда напруги на виході частотного дискримінатора відповідатиме подвоєній частоті доплерівського зсуву луно-сигналу.

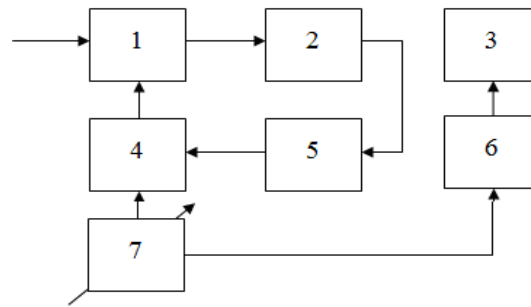


Рисунок 2.21 – Вимірювач доплерівської частоти:

1 – суматор сигналів; 2 – дисперсійна лінія; 3 – індикатор доплерівської частоти; 4 – змішувач; 5 – підсилювач; 6 – частотний дискримінація; 7 – гетеродин

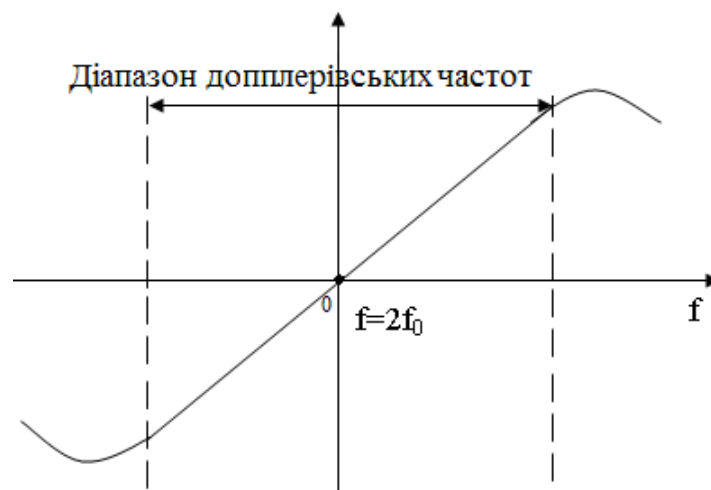


Рисунок 2.22 – Дискримінація доплерівських частот

Таким чином, весь діапазон доплерівських частот після його розширення в частотній області за допомогою доплерівських фільтрів може бути визначений за допомогою вимірювання доплерівських зсувів частоти з подальшим використанням одержаної інформації для визначення швидкості пересування об'єктів, усього спектру доплерівських частот відбивачів.

3 РОЗРОБКА ЗАГАЛЬНОЇ СТРУКТУРИ СИСТЕМИ РАДІОЗОНДУВАННЯ АТМОСФЕРИ ДЛЯ УКРАЇНИ

Отримання точної і оперативної інформації про стан атмосфери є необхідною умовою складання синоптичних, авіаційних і інших прогнозів, необхідних в багатьох сферах людської діяльності. Одним з основних видів одержання гідрометеорологічної інформації (ГМІ) є аерологічні вимірювання, утворені у вільній атмосфері серед яких найбільш і важливе і значуще місце займає радіозондування атмосфери (РЗА), здійснюване за допомогою аерологічних радіозондів (АРЗ), які піднімаються у вільній атмосфері газонаповненою оболонкою [19].

У поточний час АРЗ, які є основним засобом отримання ГМІ про стан тропосфери і нижньої атмосфери, дозволяють отримати найбільш якісні дані. Зондування – це масові вимірювання, утворені одночасно в великій кількості пунктів. На станціях аерологічного зондування цих пунктів, об'єднаних між собою в єдину мережу, щодня виконують, як мінімум 1–2 випуски АРЗ в цілях вимірювання температури, вологості, напряму і швидкості вітру. На космодромах, в аеропортах і інших пунктах зондування виконується значно частіше.

Аерологічна мережа України і інших країн є невідокремленою частиною глобальної світової мережі РЗА, всесвітньої служби погоди і проводять аерологічні спостереження відповідно до вимог нормативних документів Всесвітньої Метеорологічної організації (ВМО).

У зв'язку з цим до технічних засобів утворення аерологічних вимірювань, у тому числі пов'язаних з РЗА, постійно підвищуються вимоги до їх параметрів і характеристик, методів обробки і надання інформації. При цьому загальний процес в області автоматизації вимірювань, обробки даних і телекомунікацій також вимагає створення нової, досконалішої техніки РЗА, яка відповідає сучасним вимогам.

Сучасні вимоги до методів виконання аерологічних вимірювань і вимірювальних засобів, сформульовані в технічному регламенті ВМО, вимагають принципово нового підходу до вирішення проблеми їх метеорологічного забезпечення. Відповідно до них необхідно забезпечити єдиний рівень достовірності і точності вимірювань на усій аерологічній мережі.

Проте, порівняльний аналіз основних метеорологічних характеристик зарубіжних і вітчизняних систем АРЗ [20] показує, що за точністю вимірювання температури вітчизняними радіозондами поступаються в 2–3 рази, вологості в півтора-два рази. Крім того, слід зазначити, що сучасні АРЗ прямими методами не вимірюють швидкість і напрям вітру. Це, у свою чергу, не дозволяє досить точно здійснювати прогноз погоди. Тому до сучасного АРЗ слід пред'явити вимоги, які відповідають міжнародним стандартам ВМО. Вони полягають в наступному:

- гранична погрішність виміру температури не повинна перевищувати $\pm 0,50$;
- гранична погрішність вимірювання вологості не повинна перевищувати $\pm 5\%$;
- чутливість приймача АРЗ має бути не гірше - 63 дБ/Вт м²;
- відносна нестабільність переносної частоти АРЗ, не гірше 0,01 %.

Польотна маса не повинна перевищувати 0,3 кг, ці вимоги до АРЗ примушують створювати і впроваджувати системи радіозондування, побудовані на основі супутникових радіонавігаційних систем (СРНС). Уперше подібні системи були розроблені фірмою Vaisala [21]. Недоліком цієї системи є той факт, що вона використовує лише СРНС GPS. Нині існує ще і російська СРНС "Глонасс", використання якої спільне з GPS дозволить підвищити характеристики системи АРЗ.

Використання GPS і "Глонасс", двох незалежно функціонуючих СРНС, дозволить РЗА поліпшити ряд характеристик.

По-перше, точність визначення координат об'єктів в системі "Глонасс"

вища, ніж в GPS і складає:

- у роки максимальної сонячної активності 60 м для горизонтальних координат і 100 м для вертикальних координат;
- у роки мінімальної сонячної активності – 30 м і 50 м, відповідно.

По-друге, при використанні двох систем підвищується точність визначення координат АРЗ. Це пов'язано з тим, що в "Глонасс" число орбітальних площин в два рази менше, ніж в GPS ("Глонасс" – 3, GPS - 6), і число супутників в кожній площині у системи "Глонасс" в два рази більше, ніж GPS ("Глонасс" – 8, GPS - 4). Нахил орбітальних площин "Глонасс" на 10^0 більший, ніж GPS. Це означає, що система "Глонасс" може визначати координати об'єктів, які знаходяться у вищих широтах.

По-третє, комбінований приймач АРЗ здатний проводити моніторинг справності супутників і не використовувати несправні супутники, якщо їх параметри істотно відрізняються від очікуваних.

У системі GPS можливості автономного моніторингу цілісності обмежені: приймач або продовжує використовувати несправний супутник, або припиняє обчислення і переходить в режим очікування інших космічних апаратів. Ця ситуація може привести до "втрати" АРЗ, оскільки його польотний час обмежено.

У четвертих, комбінований приймач АРЗ забезпечує високу завадостійку СРЗ, оскільки системи GPS і "Глонасс" працюють паралельно в різних діапазонах частот [22].

Загальна структурна схема системи радіозондування атмосфери (СРА) з використанням СРНС "GPS" і "Глонасс", представлена на рис. 3.1. Ця система складається з наземного радіотехнічного комплексу (НРТК). Включеними СРНС "Глонасс" і GPS.

АРЗ вимірює метеорологічні параметри атмосфери (температуру, вологість) і передає цю інформацію по цифровому радіоканалу на НРТК, структурна схема якого представлена на рис. 3.2.

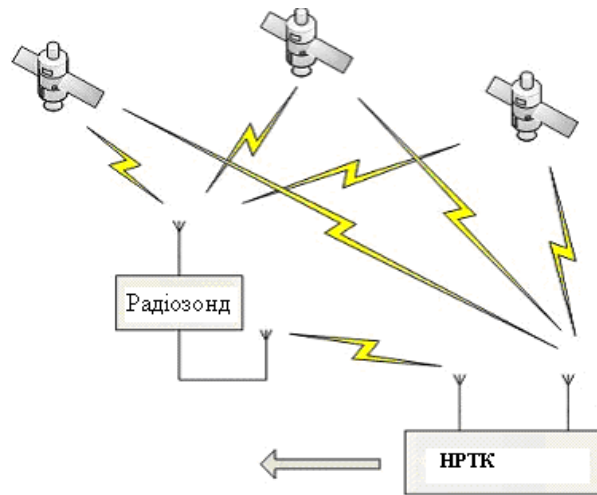


Рисунок 3.1 – Структура CPNS P3

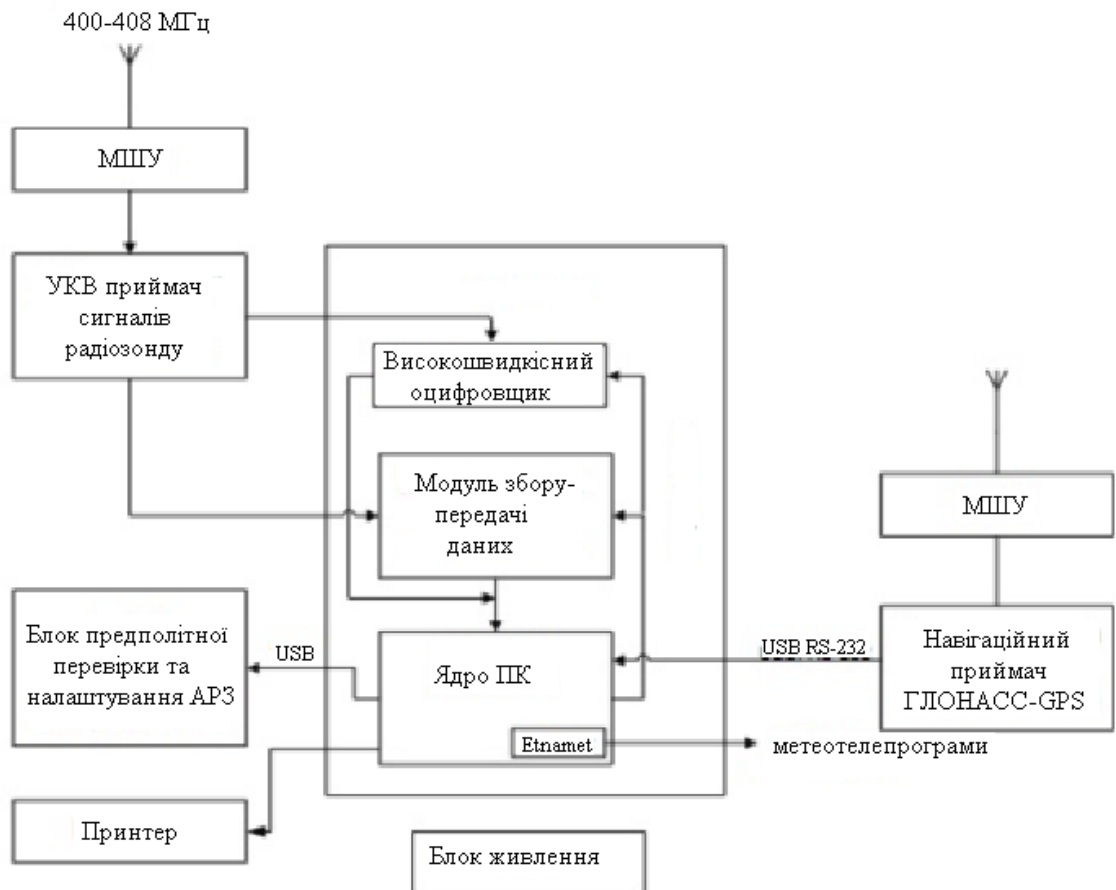


Рисунок 3.2 – Структурна схема НРТК

Сигнали АРЗ, частотою від 400 МГц до 408 МГц, приймаються антено-фідерною системою (АФС) і через малошумний підсилювач (МШП)

поступають на УКХ приймач [23]. З метою підвищення ефективності приймального тракту АФС прийому сигналів АРЗ повинна мати дві антени. Одна з них призначена для "ближнього", а інша – для "дальнього" прийому. Антена для "ближнього" прийому повинна ви користуватися при великих кутах місця АРЗ і дальності до 40 км. Антена "дальнього" прийому має плоску діаграму спрямованості і включається при прийомі сигналів АРЗ нижче 400 і дальності більше 40 км.

У приймачі сигналів АРЗ вони демодулюються і поступають далі в ПЕВМ НРТК. Модуль збору даних здійснює оцифрування прийнятих сигналів.

Приймач обробляє сигнали прийняті антенами від СРНС GPS, або "Глонасс". У системі передбачений блок передполітної перевірки і підготовки призначений для перевірки АРЗ перед пуском і налаштування частотного каналу його передавача. Структурна схема GPS і "Глонасс" приймача наведена на рис. 3.3.

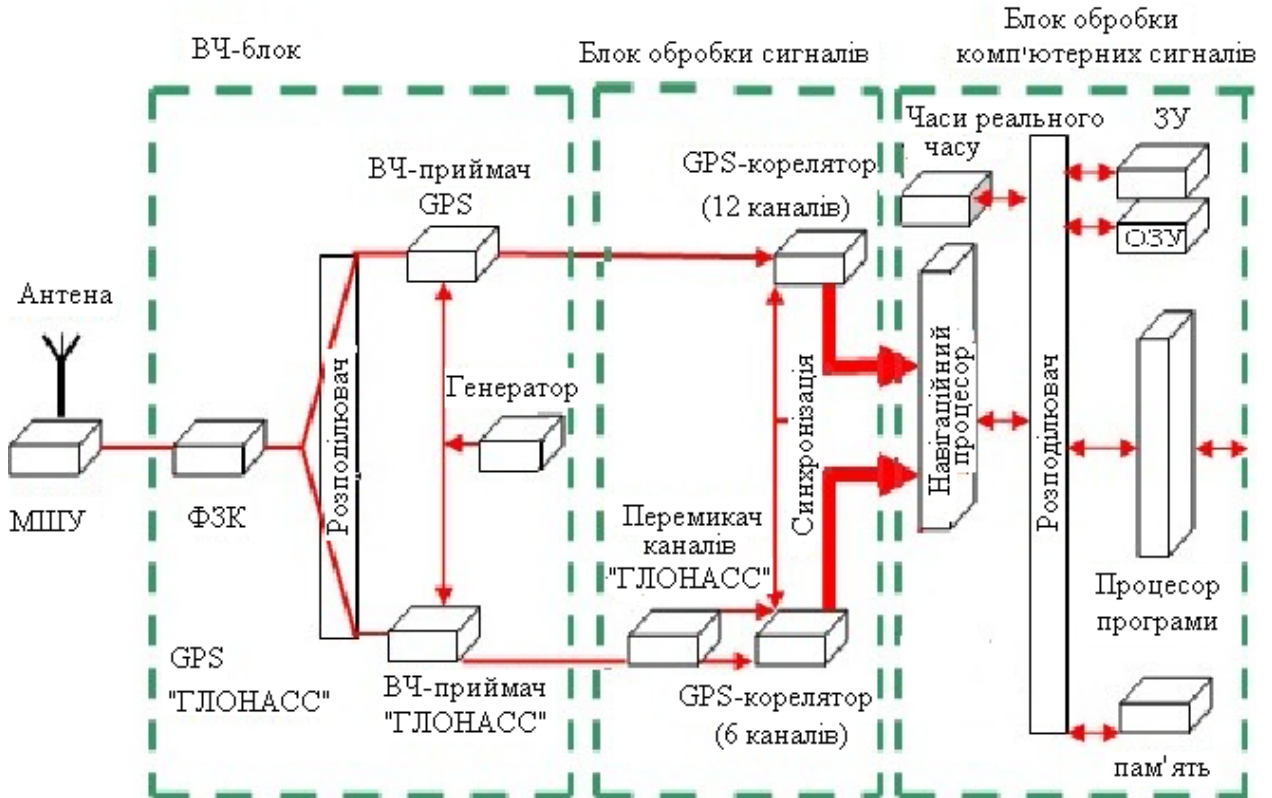


Рисунок 3.3 – Структурна схема GPS/"Глонасс" приймача

Приймач складається з високочастотного блоку (ВЧ-блоку), блоку обробки сигналів і загального навігаційного процесора. Приймач може працювати в трьох режимах, вибраних по зовнішній команді, тільки GPS, лише "Глонасс" і GPS/Глонасс.

На вході приймача встановлений фільтр дзеркального каналу (ФЗК), який розподіляє сигнал по двох каналах для окремих ВЧ-приймачів GPS і "Глонасс". До амплітудних детекторів обох приймачів підключено два аналогово-цифрові перетворювачі (АЦП). З виходу АЦП навігаційні сигнали поступають на два корелятори: 12-канальний GPS – безпосередньо і 6-канальний "Глонасс" - через перемикач каналів "Глонасс". Синхронізація приймачів здійснюється за допомогою сигналів опорного генератора [24,25].

Приймачі відстежують C/A-коди і фазу переносної частоти L1 по усіх каналах GPS і "Глонасс". Частота L1 дорівнює 1575,42 МГц, ($\lambda_1=19,05$ см) для каналу GPS і 1601,16 МГц ($\lambda_1=18,74$ см) для каналу "Глонасс".

На підставі вимірювань і прийнятих повідомлень навігаційний процесор виписує координати, вектор швидкості і точний час, який забезпечує "прив'язку" шкали часу споживача до шкали Держеталону координованого всесвітнього часу UTC (SU).

Нині зарубіжна і вітчизняна промисловість пропонує цілком достатню номенклатуру GPS-"Глонасс" – приймачів, каналів прийому, які розрізняються числом, швидкістю оновлення даних, часом обчислень, точністю визначення координат. З точки зору конструкції є пристрої двох типів : автономні - з власними джерелами живлення і засобами відображення і у вигляді окремих плат, що вбудовуються в апаратуру. Найбільш дешевий варіант – плата, яку можна поміщати в НРТК[26].

Для роботи з цим НРТК пропонується АРЗ, структурна схема якого представлена на рис. 3.4.

АРЗ складається з базового модуля, навігаційного модуля, модуля передавача, модуля датчиків, модуля живлення.

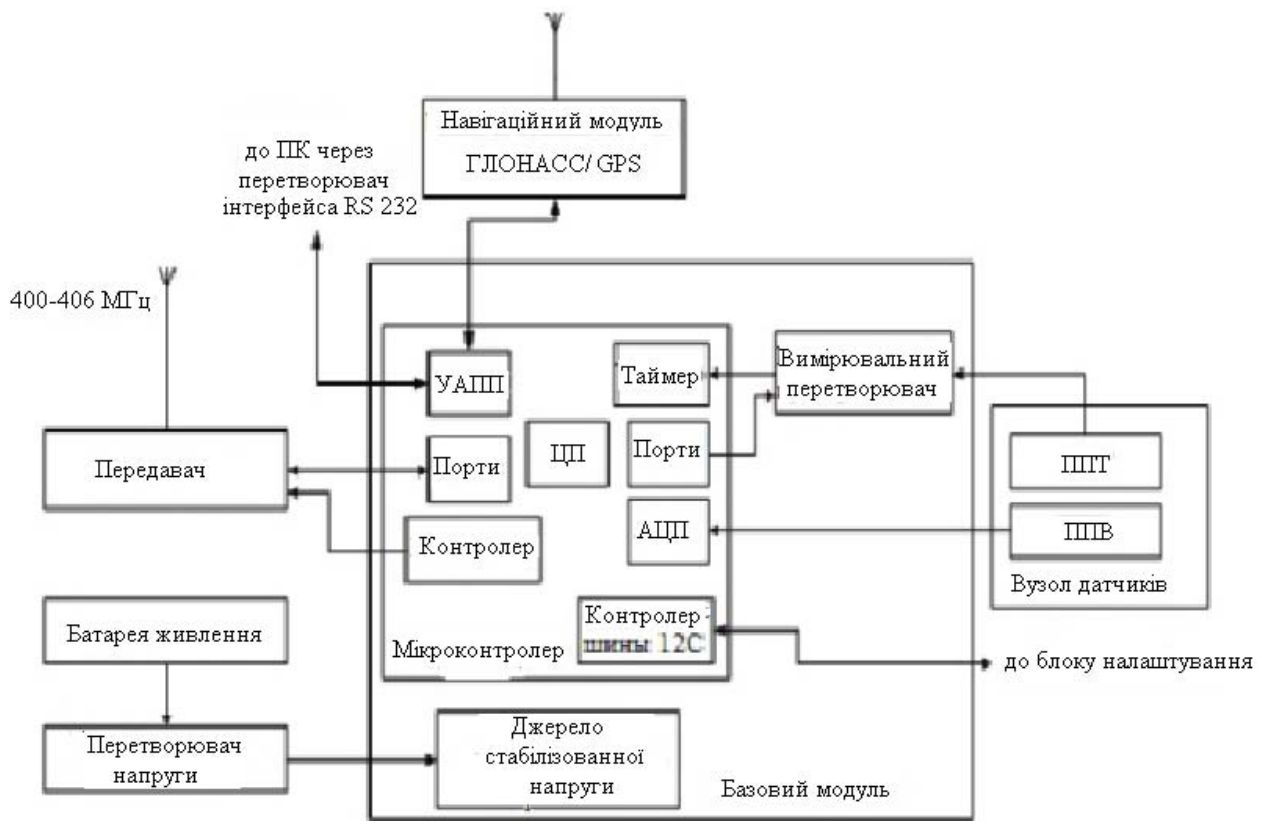


Рисунок 3.4 – Структурна схема АРЗ

Базовий модуль повинен включати мікроконтролер з 32 – розрядним процесором, вимірювальний перетворювач, стабілізатор напруги. Базовий модуль виконує функції виміру вихідної напруги, первинний перетворювач вологості (ППВ) і період вихідного сигналу вимірювального перетворювача опором первинного перетворювача температури (ППТ) і величиною опорного опору.

Базовий модуль також приймає дані від навігаційного модуля, який підключається до універсального асинхронного приймача (УАПЧ), формує цифровий пакет (ЦП) для передачі на НРНТ і управляє роботою модуля передавача. Модуль передавача передає по радіоканалу бітовий потік, що формується базовим модулем.

Модуль живлення складається з батареї живлення і перетворювача напруги, який формує необхідну напругу для живлення базового модуля.

ВИСНОВКИ

1. Отримані результати доводять той факт, що використання поляризаційно-доплерівських МРЛ істотно підвищують достовірність оцінки міри небезпеки метеоутворень.

Для визначення коефіцієнта масштабування розподілу розмірів часток, які випадають, N_0 необхідно використовувати горизонтальну відбивну здатність Z_h .

Для визначення середнього значення розміру частки опадів D_0 і коефіцієнта дисперсії μ можна використовувати усі характеристики відбитого сигналу. Проте слід вибирати найбільш чутливі, а саме: диференціальну відбивну здатність Z_{dr} для D_0 і лінійне відношення деполаризації L_{dr} для μ . Звідси витікає відповідний алгоритм обробки відбитого сигналу.

Розроблені і запропоновані моделі відбиваності радіохвиль з урахуванням мікроструктури гідрометеорів в різних стадіях їх існування для формування прогнозу зміни метеообстановки.

Таким чином, відбивну здатність гідрометеорів можна визначити за допомогою двоххвильового МРЛ. Вона залежить від розмірів часток і діелектричної постійної μ . Максимальне значення діелектричної постійної μ для води наближається до 9.

2. Поляризаційні вимірювання можна використовувати для вимірювання ЕПР крапель дощу, оскільки диференціальна відбивна здатність Z_{dr} залежить від середнього розміру часток D_0 і її форми.

Лінійні відносини деполаризації L_{dr} можна використовувати для визначення форми і орієнтації частки: сферична частка не даватиме кросполяризаційного відбиття.

Об'єднані доплерівські і поляризаційні вимірювання по ширині доплерівського розподілу і лінійного відношення деполаризації L_{dr} дають оцінку міри інтенсивності турбулентності.

Можливість використання поляризаційно-доплерівських параметрів відбитих від гідрометеорів радіохвиль в МРЛ для проведення тонкого аналізу мікроструктури метеочасток, тобто для знаходження їх форми, розмірів, орієнтації, сумарної інтенсивності і так далі, що істотно підвищує достовірність отримуваних метеоданих, які циркулюють в автоматизованій системі управління повітряним рухом.

3. Вироблений аналіз існуючої системи радіозондування України, пред'явлені вимоги, які відповідають міжнародним вимогам Всесвітньої Метеорологічної Організації, визначені недоліки системи.

Запропонована структура системи радіозондування атмосфери з спільним використанням радіонавігаційних систем GPS і Глонасс.

Запропоновані конкретні технічні рішення найбільш важливих елементів системи на основі сучасних інформаційних технологій.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Горелик А.Г., Мельничук Ю.В. О связи спектра флуктуаций радиолокационного сигнала с движением рассеивателей в метеобъектах / ДАН СССР. - 1961. - Т. 140. –С. 579-582.
2. Сокол П.П. Моделирование процесса таяния осадков при радиолокационном наблюдении в системах УВД / П.П. Сокол // Научный вестник МГТУ ГА. -2010. -№152. – С. 187-191.
3. Павлов Н.Ф. Аэрология, радиометеорология и техника безопасности / Н.Ф. Павлов. – Л.: Гидрометеиздат, 1980, – 432 с.
4. Горелик А.Г., Мельничук Ю.В., Черников А.А. Связь статистических характеристик радиолокационного сигнала с динамическими процессами и микроструктурой метеобъектов / Труды ЦАО. - 1963.- №48. – С. 29-36.
5. Горелик А.Г., Стерлядкин В.В. Доплеровская томография в радиолокационной метеорологии / Изв. АН СССР. - 1990. - №1. - С. 47-54.
6. Enterprise Electronics Corporation, USA, Weather radar solutions for today and tomorrow. A tech.-sys. company. Prospects, 1999.
7. Joe P., Crozier C., Scott J., Falla M., Passarelli R.Jr., Sig-gia A. Signal processing and digital IF on the Canadian Doppler radar network. – COST 75, 1999, p. 544-556
8. Terminal Doppler weather radar (TDWR). A briefing pa-per. Federal Aviation Administration USA, Boulder, 1988, p. 18.
9. Пампел Х. Обнаружение и сверхкраткосрочное прогнозирование конвективных явления, опасных для авиации / Х. Пампел // – В сб.: Новые тенденции в гидрометеорологии, вып. 4. – Л.: Гидрометеиздат. 1998. – С. 70-83.
10. Безлова Т.А. Метеорологические автоматизированные радиолокационные сети / Т.А. Безлова // Гидрометеиздат. – Санкт-Петербург, 2002. – С. 332.

11. Лимонов А. С., Вельмискин Д. И., Пустовит Т. М., Дяченко Е. О., Бучинская И. В. Анализ математических моделей структуры осадков и отражаемости радиоволн от них // Вестник ОДЕКУ. 2016. №20. С. 142-149.
12. Сокол П. П., Логвин А. И. Возможности повышения уровня метеорологического обеспечения полетов на основе совершенствования алгоритмов функционирования МРЛС // Научный вестник МГТУ ГА. 2010. № 152. С. 204-205.
13. Сокол П. П. Модели отражаемости радиолокационных сигналов от различных форм единичных гидрометеоро- ров // Научный вестник МГТУ ГА. 2010. № 152. С. 68-71.
14. Terminal Doppler weather radar (TDWR). A briefing pa- per. Federal Aviation Administration. USA, Boulder, 1988, p. 18.
15. Ширман Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов. – М.: Сов. радио, 1974. – 300 с.
16. Сколник М. Справочник по радиолокации, Том 3. – М: Сов. радио, 1979. – 520 с.
17. Бенжамин Р. Анализ радио- и гидролокационных сигналов. - М.: Воен. издат., 1969. – 256 с.
18. Ефремов В.С. и др. Поляризационный доплеровский метеорологический радиолокатор С диапазона со сжатием импульса // Журнал радиоэлектроника. 2013, №4. – с. 24-30.
19. Сытов В. Н., Вельмискин Д. И., Лавриненко Ю. В, Лимонов А. С., Перелыгин Б. В., Пустовит Т. М. Анализ системы получения и обработки результатов радиозондирования и обоснование путей ее развития // Вісник Одеського державного екологічного університету. 2006. Вип. 16. С. 232-236.
20. Вельмискин Д. И. Удосконалення методів побудови системи одержання та обробки вимірювальної інформації з метою моніторингу навколишнього середовища. НДР №0113 U000164, Розділ 3, 2013.
21. Иванов В.Э., Плохих О.В. Радионавигация в системах аэрологического радиозондирования атмосферы//Вестник ГОУ ВПО УГТУ-

УПИ, Проектирование и анализ радиотехнических и информационных систем: серия радиотехническая. Екатеринбург: ГОУ ВПО УГ-ТУ-УПИ, 2004, № 18 (48).

22. Иванов В. Э., Фридзон М. Б., Ессяк С. П. Радиозондирование атмосферы. Технические и метрологические аспекты разработки и применения радиозондовых измерительных средств // УрО РАН. Екатеринбург, 2004. С. 596.

23. Перова А. И., Харисова В. Н. ГЛОНАСС: принципы построения и функционирования // Радиотехника, М., 3-е изд., 2005. С. 688.

24. Шебшаевич В. С., Дмитриев П. П., Иванцев Н. В. Сетевые спутниковые радионавигационные системы. М.: Радио и связь, 2-е изд, 1993. 408 с.

25. Hinzpeter-Max F. E. The reference radiosonde as a tool for improving meteorological data from conventional radiosondes. IEEE Trans. Geosci. Electron., 1973, vol. 11, no 2, pp. 110-123.

26. Lenhard R. W. A ravished assessment of radiosonde accuracy. Bull. Amer. Meteorol. Soc., 1973, vol. 54, no 7, pp. 691-694.