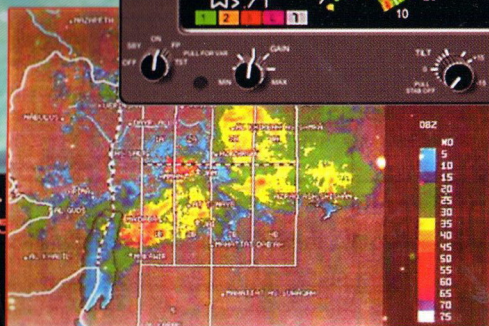


# Ф.Й.Яновський

# МЕТЕОНАВІГАЦІЙНІ РАДІОЛОКАЦІЙНІ СИСТЕМИ ПОВІТРЯНИХ СУДЕН



ВІСІЛЬНОСТ  
Д: 72.65  
К-25.7

10  
10.75  
NET T

НУВ  
T1  
C1  
СК1

Д 32

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
Національний авіаційний університет

**Ф.Й. Яновський**

# **Метеонавігаційні радіолокаційні системи повітряних суден**

Рекомендовано Міністерством освіти і науки України  
як навчальний посібник для студентів  
вищих навчальних закладів

*100-річчю міжнародної авіації  
та 70-річчю Національного авіаційного університету  
присвячується*

**КИЇВ 2003**

УДК 629.7.05:621.396

ББК 0571.55-5я73-1

Я 646

*Рецензенти:* д-р техн. наук, проф. В.С. Дем'янчук (Державне підприємство обслуговування повітряного руху “Укранерорух”, Київ)

відділ мікрохвильової електроніки Інституту радіоастрономії НАН України, Харків,  
д-р ф.-м. наук, проф. Д.М. Ваврів

### **ЯНОВСЬКИЙ Ф.Й.**

Я 646 Метеонавігаційні радіолокаційні системи повітряних суден / Ф.Й.Яновський. - К.: НАУ, 2003.- 304 с.

ISBN 966-598-156-0

У навчальному посібнику викладені загальні відомості про бортові радіолокаційні системи і розглянуті принципи одержання навігаційної та метеорологічної інформації бортовими метеонавігаційними радіолокаторами. Проаналізовані можливості некогерентних, когерентно-імпульсних, поляриметричних та доплерівсько-поляриметричних методів та систем. У книзі висвітлюються як відомі методи, що широко використовуються в практиці, так і нові перспективні методи дистанційного зондування навколишнього середовища. Значна частина матеріалів, включених в книгу, є результатами наукових і дослідно-конструкторських робіт.

Для студентів радіотехнічних і аеронавігаційних спеціальностей вищих навчальних закладів, аспірантів, наукових та інженерно-технічних працівників.

**ББК 0571.55-5я73-1**

© Ф.Й. Яновський, 2003

ISBN 966-598-156-0

## Передмова

Політ повітряного судна (ПС) на всіх його етапах з інформаційної точки зору забезпечується комплексом систем бортового радіоелектронного обладнання (РЕО). Близько половини виробів бортового РЕО, або систем авіоніки, основані на принципах радіолокації і відносяться до класу радіолокаційних систем. Частина з цих систем працює автономно, частина – взаємодіє з наземним обладнанням або з бортовим обладнанням інших літальних апаратів.

У цій книзі розглядаються принципи одержання метеорологічної і навігаційної інформації автономними радіолокаційними системами. Така інформація є необхідною для забезпечення регулярних, економічних і безпечних польотів літаків і гелікоптерів. Книга відповідає основним розділам програми дисципліни «Радіолокаційні системи ПС», яка разом з іншими профілюючими навчальними дисциплінами формує професійну підготовку спеціалістів та магістрів, що навчаються за спеціальністю "Радіоелектронні пристрої, системи та комплекси" (спеціалізації "Радіоелектронні системи літальних апаратів" та "Технічне обслуговування радіоелектронного обладнання повітряних суден"). Крім того, навчальний посібник охоплює частину дисципліни "Радіоелектронні системи і комплекси повітряних суден" згідно з навчальним планом підготовки фахівців кваліфікаційного рівня "спеціаліст" та "магістр" за спеціальністю "Системи аеронавігаційного обслуговування". В Національному авіаційному університеті (НАУ) всі зазначені дисципліни вивчаються на кафедрі аеронавігаційних систем, яка є випускною кафедрою з цих спеціальностей.

Книга відображає не тільки сучасний стан розвитку радіолокаційних систем і методів обробки сигналів в них, але й перспективні методи одержання навігаційної та метеорологічної інформації автономними бортовими засобами.

В основу книги покладені лекції, які впродовж кількох років, читав лауреат Державної премії України в галузі науки і техніки, доктор технічних наук, професор Ф. Й. Яновський студентам факультету електроніки та телекомунікацій Національного авіаційного університету (НАУ), а також слухачам Міжнародних шкіл

університетів Європи в Москві (2000) та Мадриді (2001). Значна частина матеріалів є результатами наукових і дослідно-конструкторських робіт, що надає посібнику певних якостей наукової монографії й розширює коло її потенційних читачів.

Книга буде корисною не тільки студентам і аспірантам, а й широкому загалу інженерів, конструкторів і науковців, які займаються розробкою, виробництвом, технічним обслуговуванням та експлуатацією радіолокаційних систем і пристроїв.

Завідувач кафедри аеронавігаційних систем

Національного авіаційного університету,

лауреат Державної премії України,

доктор технічних наук, професор

В.П. Харченко

# 1. ВСТУП

Україна належить до держав, які не тільки експлуатують авіаційну техніку, але й розробляють і виробляють літаки й обладнання до них, включаючи бортові радіоелектронні засоби аеронавігації і керування повітряним рухом. Україна має великий навчально-науково-виробничий потенціал у цій галузі. Вихід на міжнародні авіалінії і ринки, розробка нових типів вітчизняних літаків, таких як АН-70, АН-218, АН-38, АН-140, потребують створення радіоелектронного обладнання, що відповідало б кращим світовим зразкам, а в деяких випадках і перевершувало їх.

Авіаційну радіоелектроніку часто називають авіонікою (avionics). Це слово утворене від словосполучення **aviation electronics**. Фахівці іноді вживають цей термін для інтегрального позначення всього авіаційного обладнання, яке ґрунтується на принципах й елементній базі електроніки. Так чи інакше радіолокаційні системи (РЛС) є важливою, і мабуть, найскладнішою частиною авіоніки.

Радіолокація – це галузь науки і техніки, що охоплює методи і засоби виявлення, вимірювання координат, упізнання, визначення параметрів руху й інших характеристик різних об'єктів за допомогою відбиття, перевипромінювання або випромінювання ними електромагнітних хвиль. Сучасна радіолокація характеризується переходом на твердотільну елементну базу, широким застосуванням цифрових методів обробки сигналів і керування системою, використанні когерентних, поляриметричних і доплерівсько-поляриметричних методів зондування, застосуванням комплексних активно-пасивних систем.

Бортові радіолокаційні системи (БРЛС) цивільної авіації є єдиним джерелом оперативної інформації про небезпечні метеорологічні явища під час польоту по трасі. Вони виконують функції автономних приладів навігації, попереджають екіпаж про можливість зіткнення з перешкодами. Літакові відповідачі забезпечують функціонування систем керування повітряним рухом. Обов'язковим при виконанні міжнародних польотів є оснащення літаків бортовими системами попередження зіткнень (БСПЗ) літаків. Пасивні РЛС застосо-

вуються для виявлення зон грозової діяльності. Усе це значно підвищує безпеку польотів.

Одними з найскладніших серед систем бортової авіоніки є метеонавігаційні радіолокаційні станції (МНРЛС) і комплекси, які необхідні для здійснення безпечних польотів за складними метеорологічними умовами. Важливо так побудувати радіолокаційну систему і організувати обробку сигналів в ній, щоб одержати необхідну і достовірну метеорологічну та навігаційну інформацію. Для цього необхідно з'ясувати зв'язок між досить складними процесами в метеорологічних утвореннях і характеристиками сигналів бортового радіолокатора. Ці питання є найбільш наукомісткими і вони дуже слабо висвітлені в навчальній і монографічній літературі. Тому ця книга присвячена саме питанням витягу необхідної навігаційної та метеорологічної інформації з радіолокаційного сигналу.

Перший розділ дає загальні відомості про БРЛС. Після вивчення цього розділу у читача має скластися певне уявлення про класифікацію БРЛС і місце МНРЛС серед них, а також про загальні принципи роботи і основні характеристики МНРЛС. В другому розділі розглянуті основні метеорологічні явища, що становлять небезпеку для авіації і які є об'єктами радіолокаційного спостереження, а також фізичні основи і принципи радіолокаційного одержання метеорологічної інформації за допомогою БРЛС. Третій розділ присвячений навігаційним функціям МНРЛС і принципам автономного одержання навігаційної інформації.

В основу книги покладено курси лекцій, які читалися автором в останні роки студентам Національного авіаційного університету та слухачам міжнародної Школи університетів Європи, а також результати наукових робіт, включаючи спільні дослідження з колегами із Науково-дослідного інституту "Буран" (Київ) та Міжнародного дослідницького центру з телекомунікацій і радіолокації (IRCTR) при Делфтському технічному університеті (Нідерланди).

Автор висловлює щире подяку студентам, аспірантам і колегам з кафедри аеронавігаційних систем за допомогу в роботі, зокрема І.М. Брауну, який брав участь у виконанні досліджень до розділу 2.7.5. Особлива вдячність рецензентам професорам, докторам технічних наук Д.М. Вавриву і В.С. Дем'янчуку.

# 1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО БОРТОВІ РАДІОЛОКАЦІЙНІ СИСТЕМИ

## 1.1. КЛАСИФІКАЦІЯ БРЛС

Основним призначенням радіолокаційних систем повітряних суден (ПС) є забезпечення екіпажа оперативною метеорологічною і навігаційною інформацією, а також у комплексі з наземними вторинними РЛС (за їхніми запитами) передача додаткової інформації для служб керування повітряним рухом (КПР). За термінологією ІСАО вони виконують функції систем спостереження. Разом із системами радіонавігації та зв'язку системи спостереження, які є датчиками первинної інформації для систем керування, формують інформаційне забезпечення всієї системи керування польотом.

Радіолокаційні системи ПС займають особливе місце серед радіотехнічних систем забезпечення польотів. Висока ефективність, автономність, інформативність і надійність роблять радіолокаційні системи незамінними для забезпечення безпеки повітряного руху.

До основних видів бортового радіоелектронного обладнання, яке базується на принципах радіолокації, відносяться:

- метеонавігаційні радіолокаційні станції (МНРЛС) і комплекси (МНРЛК);
- літакові радіолокаційні відповідачі (ЛВ), які є складовою частиною системи керування повітряним рухом (КПР);
- бортові системи попередження зіткнень (СПЗ);
- радіолокаційні висотоміри (РЛВ);
- доплерівські радіолокаційні вимірювачі швидкості та кута зносу (ДВШЗ).

Наведений перелік включає тільки основне радіолокаційне обладнання, що встановлюється на борт ПС для вирішення задач літаководіння і забезпечення безпеки польоту. Необхідно мати на увазі, що цей перелік не є повним або єдиним для усіх ПС. Наприклад, він не включає штормоскопи (Stormscopes) – пасивні системи виявлення зон грозової діяльності, які вже досить широко застосо-



вуються, особливо на малих літаках і літаках бізнес-класу, але ще не стали обов'язковим видом бортового обладнання. У той же час, згадані у переліку системи ДВШЗ практично не встановлюються на цивільні ПС нових типів.

Крім штатного обладнання, що забезпечує політ, на борт ПС можуть бути встановлені додаткові радіолокаційні пристрої і системи, призначені для виконання деяких спеціальних задач. До таких систем належать, наприклад, радіолокатори бокового огляду.

Класифікація радіолокаційних засобів може бути проведена за різними ознаками. В основу її покладено особливості взаємодії системи з ціллю, виконувані функції, характер випромінюваних сигналів та інші особливості систем. Процес класифікації сам по собі є важливим для правильного розуміння суті й особливостей систем, причому в різних випадках пріоритет може бути відданий різним видам класифікації. Розглянемо докладніше класифікацію БРЛС за різними ознаками.

### 1.1.1. Діапазон робочих частот

Електромагнітні хвилі, що найчастіше використовуються в радіолокації як несучі коливання, подані в табл. 1.1.

*Таблиця 1.1*

**Діапазони частот (довжин хвиль) електромагнітних коливань, застосовуваних у БРЛС**

<b>Частоти</b>	<b>Найменування частот</b>	<b>Довжини хвиль</b>	<b>Найменування хвиль</b>
30...300 МГц	Дуже високі ДВЧ	1...10 м	Метрові
0,3...3 ГГц	Ультрависокі УВЧ	0,1...1 м	Дециметрові
3...30 ГГц	Надвисокі НВЧ	1...10 см	Сантиметрові
30...300 ГГц	Вкрай високі ВВЧ	1...10 мм	Міліметрові

Наприклад, у метровому діапазоні працюють бортові далекоміри DME системи ближньої навігації, у дециметровому діапазоні – літакові відповідачі КПП і системи попередження зіткнень (СПЗ). Сантиметровий діапазон є типовим для МНРЛС і ДВШЗ. Міліметровий діапазон може бути використаний у бортових радіолокаторах для візуалізації злітно-посадочної смуги (ЗПС).

У БРЛС можуть бути використані електромагнітні коливання й інших діапазонів, що виходять за межі величин, наведених у табл. 1.1. Наприклад, у пасивних радіолокаційних системах виявлення гроз застосовуються електромагнітні коливання наддовгих хвиль, а для виявлення зон турбулентності в ясному небі існують розробки автономних радіолокаторів оптичного діапазону (лазерні локатори). Крім того, відомі розробки бортових систем з використанням електромагнітних коливань двох і більш діапазонів хвиль для вирішення однієї задачі, наприклад, дводіапазонні системи виявлення зон граду в хмарності. Необхідно відрізнити такі системи від двоххвильових радіолокаційних систем, що працюють в одному діапазоні, до яких відноситься, наприклад, вторинна радіолокаційна система КПП, що використовує запитувальний сигнал частоти 1030 МГц і відповідь на частоті 1090 МГц.

### **1.1.2. Особливості взаємодії з об'єктом**

Залежно від того, як утворюється інформаційний сигнал, розрізняють два види радіолокації – активну і пасивну. Відповідно до цього БРЛС поділяються на дві групи – активні і пасивні радіолокаційні системи. Подальший розподіл за цією класифікацією показано на рис. 1.1. Первинні БРЛС є активними системами з пасивною відповіддю. Вони працюють за відбитим від цілі сигналом, що формується в результаті розсіяння зондувальних коливань ціллю (вторинне випромінювання). Якщо мова йде про однопозиційні системи, що характерно для бортових радіолокаторів, то формування сигналу відбувається за рахунок зворотного розсіяння. Такі РЛС мають у своєму складі передавач і приймач, який виявляє сигнали, відбиті від цілі.



Рис. 1.1. Класифікація БРЛС за принципом взаємодії з ціллю

Прикладами первинних БРЛС є МНРЛС у режимах "Земля" і "Метео", радіовисотомір, ДВПШ.

Вторинними називаються активні системи з активною відповіддю. Вони використовують перевипромінений сигнал, що формується за допомогою спеціальних пристроїв – відповідачів, установлених на об'єктах радіолокаційного спостереження, у відповідь на зондувальний чи запитувальний сигнал вторинного радіолокатора (ВРЛ). Вторинні системи можуть використовувати як кодовані, так і некодовані сигнали запиту і відповіді, крім того, вони можуть формувати сигнал-відповідь тієї ж або іншої частоти. Зауважимо, що аспекти кодування запитувальних сигналів і сигналів-відповідей, а також розносу частот на рис. 1.1 не наведені. Вторинним радіолокатором може виступати як наземний радіолокатор системи КПР (наземний запитувач), так і бортовий радіолокатор, що запитує радіолокаційний маяк, розташований на поверхні землі.

Випадок, коли вторинний радіолокатор розташовано на землі, а відповідач на літаку (літаковий відповідач (ЛВ)), ілюструється на рис. 1.2. У сигналі-відповіді ЛВ міститься важлива додаткова інформація про ПС, що необхідна системі КПР. Вторинні радіолокаційні системи, які ґрунтуються на цьому принципі, знаходять ши-

роке застосування в системах КТР і літаководіння. Практично всі літаки цивільної авіації обладнані бортовими пристроями систем з активною відповіддю. Прикладами таких систем є ЛВ системи КТР, а також системи розпізнавання "свій - чужий".

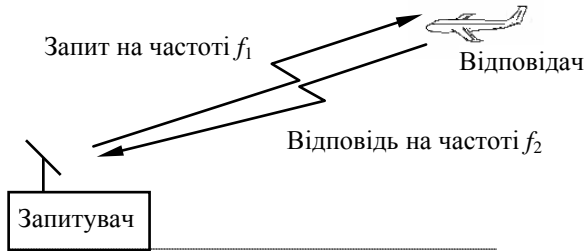


Рис. 1.2. Вторинна радіолокаційна система з наземним запитувачем

Вторинні системи можуть будуватися за принципом загального запиту, коли запитуються всі ПС, що знаходяться в зоні дії системи, або з адресним запитом, коли кодований запит включає індивідуальну адресу конкретного ПС.

Відповідно до рекомендацій ІСАО поступово здійснюється перехід до вторинних радіолокаційних систем з адресним запитом. Причина цього полягає в тому, що на запити вторинних РЛС (ВРЛ) із загальним запитом відповідають усі ПС, що потрапили в зону огляду ВРЛ. При збільшенні інтенсивності польотів кількість таких ПС зростає. Результатом цього стає перевантаження апаратури обробки інформації внутрішньо-системними перешкодами і, як результат цього, – збої в роботі системи.

При дискретно-адресному запиті запитується тільки конкретний літак, який у даному випадку цікавить диспетчера. Кожен літак у цьому випадку повинен мати індивідуальний код. Природно, що така система дискретно-адресних запитів набагато складніша, але вона має важливі переваги, тому що дозволяє позбутися внутрішньо-системних перешкод.

Другий варіант радіолокаційної системи з активною відповіддю, коли як основна РЛС (запитувач) використовується бортовий радіолокатор, а радіолокаційний маяк-відповідач (РЛМВ) встановлюється на землі, показано на рис.1.3.

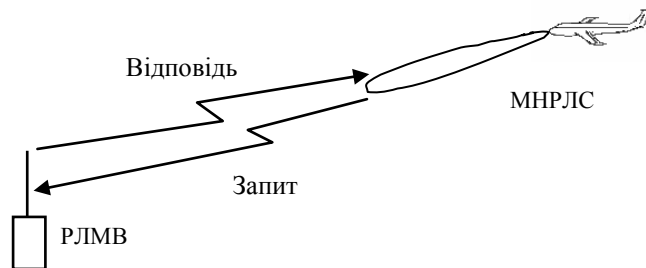


Рис. 1.3. Система з бортовим запитувачем і наземним РЛМВ

Наземні маяки РЛМВ розміщують у заздалегідь визначених місцях. Їхні координати відомі пілоту. Маяк може відповідати кодом, за яким його можна розпізнати. Дальність виявлення при активній відповіді значно збільшується. Прикладом систем з бортовим запитувачем є МНРЛС у режимі "Маяк" і літаковий далекомір у таких системах, як VOR/DME, "Омега", "Лоран", РСБН.

Пасивні радіолокатори базуються на використанні таких випромінювань, що властиві самій цілі. Такі системи не мають передавача. В останні роки принципи пасивної радіолокації знаходять більш широке застосування в цивільній авіації, у тому числі й у бортових пристроях. Пасивні РЛС містять направлену антенну систему, приймач і пристрої обробки й індикації.

Характерним прикладом пасивного бортового радіолокаційного пристрою є бортовий грозопеленгатор-далекомір, що призначений для виявлення і виміру координат джерел електричних розрядів шляхом прийому й обробки сигналів власного радіовипромінювання блискавки. Узагальнена схема пасивного виявлювача зон грозової діяльності показана на рис. 1.4.

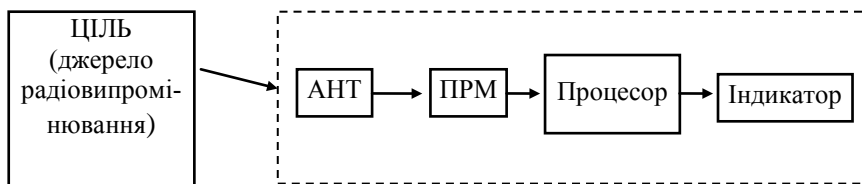


Рис. 1.4. Схема пасивного радіолокатора, що виявляє власне випромінювання блискавки (атмосферики)

Грозопеленгатори-далекоміри є бортовими реєстраторами грозових зон за власним радіовипромінюванням (по атмосфериках). В англійській літературі їх називають штормоскопами (Stormscope). Іншим прикладом бортових пасивних систем є засоби дистанційного зондування земних покривів, які приймають власне теплове радіовипромінювання землі. Часто їх будують на основі радіометрів інфрачервоного діапазону і встановлюють на літаках і штучних супутниках Землі з метою моніторингу.

### 1.1.3. Ступінь самостійності

За ступенем самостійності вирішення задач БРЛС поділяють на автономні, напівавтономні та неавтономні (рис. 1.5).

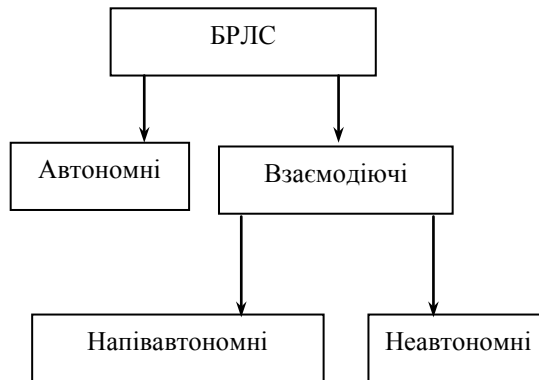


Рис. 1.5. Класифікація бортових радіолокаційних систем за ступенем самостійності вирішення задачі

Автономні БРЛС для вирішення основних задач не потребують взаємодії з обладнанням інших ПС або з наземним обладнанням. Вони здатні функціонувати самостійно, тобто автономно. Приклади: МНРЛС – у кожному з режимів крім режиму "Маяк", радіовисотомір, ДВШЗ. Системи, які для вирішення основної функціональної задачі повинні інформаційно взаємодіяти з будь-яким обладнанням, розташованим поза своїм ПС, називаються взаємодіючими.

Звичайно до бортових напіваавтономних радіолокаційних систем відносять такі взаємодіючі системи, котрі для вирішення основної функціональної задачі потребують або допускають взаємодію з бортовим обладнанням інших ПС, але не потребують взаємодії з наземним устаткуванням. Прикладом напіваавтономної системи є система попередження зіткнень літаків TCAS.

Неавтономні БРЛС нездатні виконати закінчену функціональну задачу без відповідної взаємодії з наземним устаткуванням. До неавтономних бортових систем відносяться літакові відповідачі системи КПП. Коли МНРЛС працює в режимі "Маяк", вона також стає неавтономною системою.

#### 1.1.4. Характер огляду контрольованого простору

За характером огляду БРЛС можна поділити на чотири типи:

- кругового огляду;
- секторного огляду;
- з програмованим оглядом;
- бокового огляду.

**БРЛС кругового огляду**, або панорамні радіолокатори дають зображення земної поверхні у вигляді кола, у центрі якого знаходиться проекція літака на поверхню землі. Такі РЛС з'явилися на борту ПС цивільної авіації раніше від інших видів БРЛС.

Принцип їхньої роботи полягає в тому, що станція випромінює зондувальні імпульси за допомогою антени, у якої діаграма направленості (ДН) вузька в горизонтальній площині і широка у вертикальній. За рахунок обертання антени (точніше ДН антени) за азимутом опромінюється вузька смужка землі, яка описує коло радіусом  $R_{\max}$ . Схема одержання панорамного зображення земної поверхні зображена на рис. 1.6.

Випромінювати імпульси потрібно так часто, щоб за час, поки антена повернеться на кут  $\theta$ , що дорівнює ширині ДН, випромінювалося кілька зондувальних імпульсів.

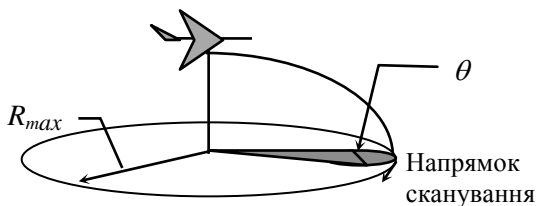


Рис. 1.6. Схема одержання панорамного зображення при круговому огляді

**РЛС секторного огляду** відрізняються тим, що замість обертання ДН антени по колу використовують хитання антени в заданому секторі. Секторне сканування звичайно застосовують у бортовій метеорологічній РЛС, антена якої розташовується в носовій частині літака під коком. Це може бути дзеркальна параболічна антена або плоска щілинна антена (рис. 1.7). Сканування вправо - вліво ( $\pm 90^\circ$ ) дозволяє одержати інформацію про метеорологічну обстановку перед літаком (у передній півсфері).

Недолік кругового і секторного огляду – погане узгодження характеру сканування з поступальним рухом ПС. Зображення місцевості не спотворене тільки у випадку, якщо переміщенням ПС за час огляду  $T_{огл}$  можна знехтувати.

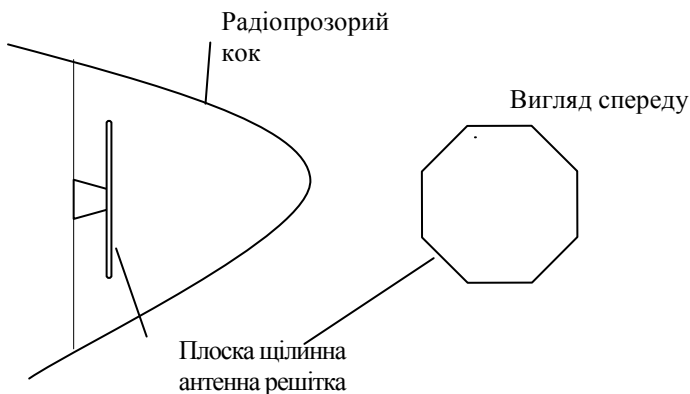


Рис. 1.7. Розміщення антени БРЛС секторного огляду



Прикладом РЛС кругового огляду є радіолокатор огляду землі РОЗ-1 з косеканс-квадратною ДН антени. Секторний огляд застосовується в сучасних МНРЛС, наприклад, "Гроза-М", МНРЛС-85, "Буран", RDR-4В.

**Радіолокаційні системи з програмованим оглядом** – це радіолокатори, у яких переміщення ДН антени відбувається за деякою спеціальною програмою, яка може задаватися заздалегідь, або бути адаптивною, тобто залежати від конкретної ситуації в зоні огляду. Наприклад, коли відношення сигнал-шум велике, то для упевненого виявлення цілі досить випромінювати в напрямку на цю ціль тільки один чи два імпульси. Якщо ж відношення сигнал-шум мале, то потрібно випромінювати більше імпульсів, тобто затримати довше антену радіолокатора в напрямку на цю ціль. Таке виявлення відповідає вальдівській стратегії "послідовного спостережача".

Наведемо інший приклад, пов'язаний не з виявленням сигналу, а з аналізом метеорологічної обстановки і виміром деяких інформативних параметрів. Якщо в зоні огляду метеорологічної РЛС немає хмарності, можна здійснювати швидко автоматичне сканування в стандартному секторі огляду. У випадку, коли в зоні огляду з'являється об'ємно розподілений метеооб'єкт, що являє собою потенційну небезпеку, швидкість сканування може бути знижена. Це дає можливість затриматися на потенційно небезпечному об'єкті, щоб дослідити його детальніше. У сучасних МНРЛС такому випадку відповідає звужений сектор сканування променя антени.

Програмований огляд є перспективним, хоча і потребує деякого ускладнення системи. Зручніше за все використовувати стратегію програмованого огляду в системах з електронним скануванням.

**РЛС бокового огляду** – це радіолокатори з нерухомо встановленими вздовж фюзеляжу антенами, що можуть мати велику довжину і, отже, вузьку ДН за азимутом. Випромінювання спрямоване на землю і в обидва боки (рис. 1.8).

ДН антени в горизонтальній площині  $\theta$  дуже вузька, а ширина ДН у вертикальній площині  $\phi$  порівняно велика. Розділення за кутом місця практично відсутнє. Таким чином, ДН антени в РЛС бокового огляду, як і при круговому огляді, – широка у вертикальній площині, але набагато вужча в горизонтальній.

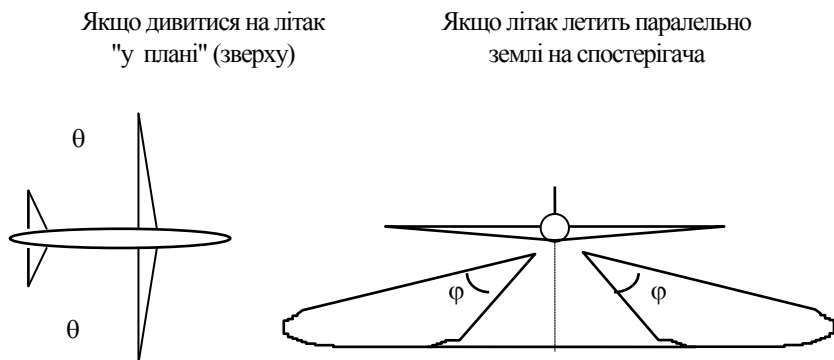


Рис. 1.8. Принцип бокового огляду

Це забезпечує високу роздільну здатність за азимутом. Подальше підвищення кутової роздільної здатності досягається шляхом застосування радіолокаторів із синтезованою апертурою антени (РСА) за рахунок когерентної обробки сигналу за деякий проміжок часу. Це дозволяє досягти еквівалентної довжини антени, що дорівнює відстані, яку літак або інший носій РСА (супутник) пролітає за час когерентної обробки сигналу.

Крім того, у випадку бокового огляду антена нерухома відносно літака, а розгорнення променя здійснюється за рахунок поступального руху носія РЛС. Тому переваги бокового огляду земної поверхні полягають у наступному:

- висока роздільна здатність за азимутом;
- добре узгодження характеру огляду з поступальним характером руху літального апарата, що забезпечує неспотворене радіолокаційне зображення поверхні.

Недолік бокового огляду полягає у відсутності огляду вперед.

З погляду на характер огляду простору окремо стоять такі види бортового радіолокаційного обладнання, які не призначені для одержання зображення поверхні, а розраховані лише на оцінку поточних значень деяких параметрів. До них відносяться радіовисотоміри РЛВ і вимірювачі швидкості та кута зносу ДВШЗ. Їхні антени також залишаються нерухомими відносно літака, і можна сказати, що за рахунок переміщення літака здійснюється поступальний "то-

чковий" огляд, що дозволяє одержати оцінки поточних значень навігаційних параметрів відносно поверхні.

### 1.1.5. Кількість виконуваних функцій

За ознакою кількості виконуваних основних функцій БРЛС можуть бути спеціалізовані, наприклад, РЛВ і TCAS, і багатофункціональні, наприклад, МНРЛС (рис. 1.9).



Рис. 1.9. Класифікація за кількістю виконуваних функцій

Слід зазначити, що до багатофункціональних БРЛС ми відносимо лише такі системи, які виконують дві або більше істотно різних функцій тобто таких, що потребують параметричної чи структурної перебудови системи при переході від однієї функції до іншої. Це уточнення виводить за межі класу багатофункціональних систем, наприклад ДВШЗ, незважаючи на те, що він вимірює кілька навігаційних параметрів. Причина цього полягає в тому, що оцінка, наприклад, і горизонтальної швидкості, і кута зносу ПС здійснюється в результаті обробки однієї й тієї ж сукупності сигналів, відбитих від земної поверхні.

### 1.1.6. Кількість вимірюваних просторових координат

Класифікація БРЛС залежно від кількості вимірюваних просторових координат цілі наведена на рис. 1.10. Вона не потребує додаткових пояснень.

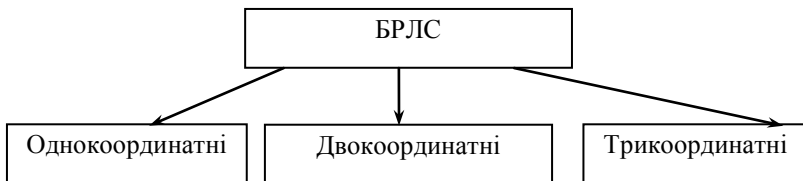


Рис. 1.10. Класифікація за кількістю вимірюваних координат

Наведемо лише конкретні приклади по кожному з класів. Однокоординатною БРЛС є РЛВ, що вимірює тільки дальність до поверхні, що відбиває, тобто висоту ПС. Двокоординатною БРЛС є радіолокатор огляду землі або МНРЛС у режимі "Земля", що вимірює дальність і азимут орієнтирів, розташованих на поверхні землі, відносно свого літака. Розглядаючи комбінацію панорамної РЛС кругового огляду (РОЗ) і висотоміра (РЛВ), можна зробити висновок, що така система "РОЗ-РЛВ" є трикоординатною БРЛС, оскільки вона оцінює дальність, азимут і висоту цілі. Метеорологічна РЛС або багатофункціональна МНРЛС у режимі "Метео" також може визначати три координати: дальність, азимут і кут місця цілі.

### 1.1.7. Кількість оцінюваних інформативних параметрів

За кількістю вимірюваних некоординатних параметрів цілі (чи сигналів) зручно виділити всього два класи систем (рис. 1.11).

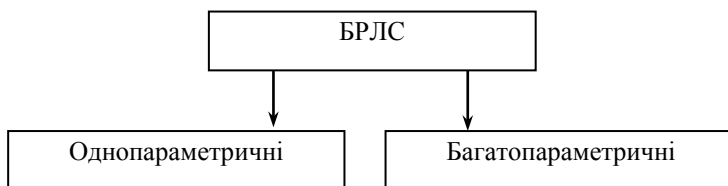


Рис. 1.11. Класифікація за кількістю оцінюваних параметрів

Наприклад, у МНРЛС в режимі "Метео" при визначенні небезпеки метеооб'єкта за величиною радіолокаційної відбиваності звичайно оцінюється тільки потужність відбитого сигналу. У режимі "Знос" для оцінки єдиного параметра – кута зносу оцінюється ширина спектра доплерівських частот. Отже, МНРЛС у цих режимах є однопараметричною системою.

Звичайно до багатопараметричних систем відносять поляризаційні радіолокатори, що оцінюють, наприклад, потужність відбитого сигналу при різних комбінаціях поляризації на передачу і приймання. Багатопараметричною також є двохвильова РЛС, а також МНРЛС виявлення небезпечної турбулентності з урахуванням параметрів потужності та доплерівських параметрів одночасно.

### 1.1.8. Характер випромінюваних сигналів

Одна з можливих класифікацій БРЛС за ознакою характеру випромінюваних сигналів активного радіолокатора показана на рис. 1.12. Усі системи поділяються на три класи: 1) системи, що випромінюють прості сигнали; 2) системи зі складними зондувальними сигналами; 3) невивпромінюючі системи. Клас невивпромінюючих систем відповідає пасивним БРЛС.

Розподіл на класи систем із простими чи складними сигналами здійснюється залежно від величини бази зондувального сигналу, що дорівнює добутку ефективної ширини спектра сигналу  $\Delta f_e$  та ефективної тривалості  $\tau_e$  цього сигналу. До класу систем із простими сигналами відносяться такі зондувальні системи, сигнали яких мають базу порядку одиниці  $\Delta f_e \tau_e \approx 1$ . До класу систем, що використовують складні сигнали, відносяться системи, у яких  $\Delta f_e \tau_e \gg 1$ .

Взагалі, як прості, так і складні сигнали можуть бути імпульсними і неперервними. Прості сигнали можуть бути модульованими і немодульованими, тоді як складні сигнали немодульованими бути не можуть, вони завжди характеризуються досить складними законами модуляції, найчастіше комбінацією імпульсної модуляції з якимось видом внутрішньоімпульсної модуляції.

До класу імпульсних систем відносяться МНРЛС, TCAS, ЛВ. При цьому TCAS, ЛВ відносяться до класу систем, що використовують кодовані послідовності імпульсів (інтервальне кодування), а МНРЛС використовують імпульсні некодовані сигнали. До класу БРЛС із неперервним випромінюванням відносяться РЛВ та ДВШЗ, причому в РЛВ використовується частотна модуляція (ЧМ), а ДВШЗ може бути побудований як з використанням немодульованих коливань, так і модульованих сигналів неперервного випромінювання.

Системи, побудовані на основі складних сигналів, мають великі потенційні можливості, їхнє застосування в цивільній авіації є перспективним. Схема (рис. 1.12) не відображає всього різноманіття сигналів, що застосовуються або є перспективними для БРЛС.

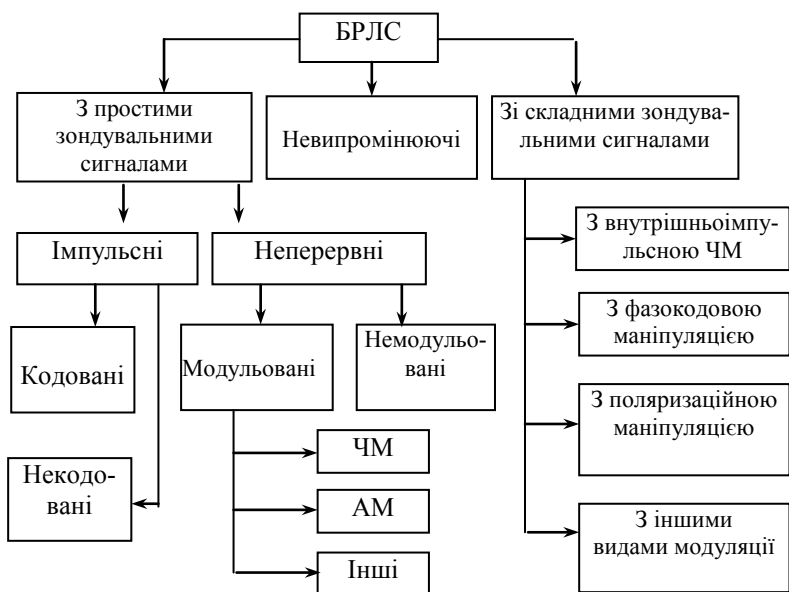


Рис. 1.12. Класифікація БРЛС за характером зондувальних сигналів

Наприклад, у системах, побудованих на основі складних сигналів, може також бути застосоване інтервальне кодування імпульсних послідовностей.

### 1.1.9. Характер обробки сигналів

За характером випромінювання й обробки сигналів варто виділити в окремі класи некогерентні й когерентні системи з розгалуженням, як показано на рис. 1.13. Некогерентними вважають такі системи, які не використовують інформацію про фазу зондувального сигналу. До них належать імпульсні системи, наприклад, імпульсний далекомір, які оцінюють час запізнювання відбитого імпульсу відносно зондувального імпульсу, що має випадкову початкову фазу. За цим принципом будувалися МНРЛС старих типів, наприклад, "Гроза".

Когерентні системи використовують інформацію про фазу випромінюваних коливань. Найбільш послідовна версія когерентної

радіолокаційної системи відповідає неперервному випромінюванню. За цим принципом побудовані, наприклад, літакові доплерівські вимірювачі швидкості і зносу ДВШЗ.

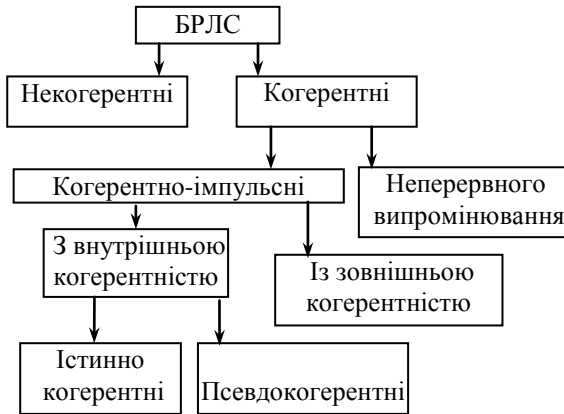


Рис. 1.13. Класифікація РЛС за характером обробки сигналів

Когерентно-імпульсні РЛС з внутрішньою когерентністю можуть мати у своєму складі стабільний генератор неперервних когерентних коливань, з яких шляхом стробування і підсилення формуються зондувальні імпульси. Початкова фаза таких зондувальних імпульсів жорстко прив'язана до вихідного неперервного коливання. Це неперервне коливання використовується потім при обробці відбитого сигналу як опорний сигнал. Такі системи називаються когерентно-імпульсними радіолокаторами із справжньою когерентністю. Такими є деякі сучасні МНРЛС фірм Honeywell, AlliedSignal, Collins, наприклад, радіолокатори RDR 4.

Інший варіант когерентно-імпульсних систем реалізується в псевдо-когерентному імпульсному радіолокаторі, що не потребує використання вихідного зондувального когерентного неперервного коливання. У цьому випадку може бути використаний навіть імпульс магнетрона, незважаючи на те, що він має випадкову початкову фазу. На початку кожного періоду повторення ця початкова фаза зондувального імпульсу нав'язується спеціальному когерент-

ному гетеродина й у такий спосіб запам'ятовується на весь період повторення, а сигнал когерентного гетеродина використовується як опорний сигнал. Цей метод також застосовується в сучасних МНРЛС.

У радіолокаторах із зовнішньою когерентністю використовується той факт, що сигнали, які є відбиттями одного зондувального імпульсу від різних об'єктів, по суті, є когерентними між собою. Тому вони можуть бути використані як опорні сигнали відносно один одного. Відомі розробки систем виявлення турбулентних зон у хмарах, основані на цьому методі, найчастіше є доробками звичайного некогерентного радіолокатора.

Особливості обробки сигналів можуть бути також пов'язані з поляризаційними характеристиками зондувальних і прийнятих коливань. Радіолокатори, що мають можливість оперативного керувати поляризацією зондувальних сигналів і контролювати поляризацію прийнятих сигналів, називаються **поляризаційними радіолокаторами**. У таких радіолокаторах зміни поляризації відбитих сигналів використовуються для одержання інформації про відбивальні об'єкти, зокрема для селекції корисних сигналів на фоні перешкод і автоматичної класифікації (розпізнавання) об'єктів.

У принципі кожний з типів радіолокаторів, показаних на рис. 1.13, може бути поляризаційним. На схемі це не відображено з метою спрощення. Звичайно ті радіолокатори, що не просто використовують поляризацію сигналів, але й дозволяють з високою точністю вимірювати поляризаційні параметри, називають **поляриметричними радіолокаторами**.

Когерентні поляриметричні радіолокатори, що дозволяють вимірювати спектральні характеристики радіолокаційних сигналів при будь-яких комбінаціях сигналів на передачу і приймання називаються **доплерівсько-поляриметричними радіолокаторами**.

Ступінь використання поляризаційних характеристик при обробці ілюструється схемою, зображеною на рис. 1.14.

Сьогодні поляриметричні та доплерівсько-поляриметричні радіолокатори ще не застосовуються як бортові МНРЛС, але вони є дуже перспективними завдяки істотно більшим інформаційним можливостям.



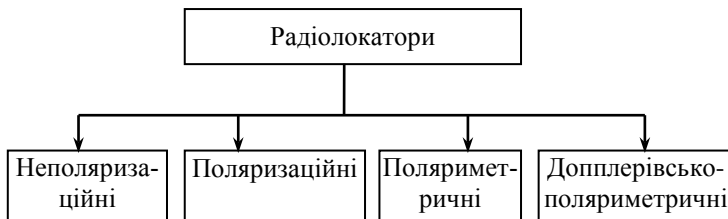


Рис. 1.14. Ступінь використання поляризаційних характеристик сигналів

### 1.1.10. Методи обробки сигналів і керування системою

В бортових РЛС застосовуються різні технології та методи обробки сигналів і формування сигналів керування. Класифікація БРЛС за цією ознакою включає: 1) аналогові, 2) аналого-цифрові та 3) цифрові методи обробки сигналів і керування системою.

### 1.1.11. Спосіб сканування діаграми спрямованості антени

Скануванням будемо називати переміщення діаграми спрямованості антени відносно носія БРЛС з метою огляду заданої зони простору або поверхні. У бортових РЛС знаходять застосування різні способи сканування променя антени. За способом сканування системи класифікуються відповідно до рис. 1.15.

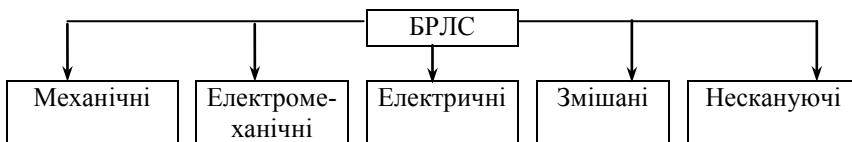


Рис. 1.15. Класифікація за методом сканування променя антени

У РЛС із механічним скануванням переміщення ДН досягається шляхом механічного переміщення самої антени (всієї антени в цілому). Електромеханічним скануванням називається переміщення ДН антени шляхом обертання або хитання окремих елемен-

тів антени. Звичайно як керовані елементи використовують первинні випромінювачі.

Електричне, або електронне сканування забезпечується шляхом керування фазовим чи амплітудно-фазовим розподілом струму в антенних решітках при механічно нерухомих елементах антенної системи.

Змішане, або комбіноване сканування полягає в тому, що для забезпечення огляду заданої зони використовують комбінацію різних методів. Наприклад, можливий варіант, коли сканування за азимутом забезпечується електричним способом, а за кутом місця – механічним чи електромеханічним (або навпаки).

Деякі БРЛС відносяться до класу нескануючих. Це, наприклад, радіолокатори бокового огляду (РЛС БО), РЛВ, ДВШЗ.

Наведені приклади свідчать, що в сучасних БРЛС знаходять застосування практично всі зазначені методи сканування ДН.

### **1.1.12. Функціональне призначення**

Основні види бортового радіолокаційного обладнання ПС уже згадувались на початку цього розділу. Тепер доцільно розвинути класифікацію за функціональним призначенням, з уточненням застосування окремих видів радіолокаційного обладнання і з урахуванням наведених вище класифікацій за різними ознаками. Це зроблено на схемі, показаній на рис. 1.16.

Отже, на першому рівні класифікації за функціональним призначенням БРЛС поділяються на радіолокатори огляду землі (РОЗ), радіолокатори попередження зіткнень (РПЗ), метеорологічні радіолокатори (МРЛ), доплерівські вимірювачі швидкості і зносу (ДВШЗ), літакові відповідачі (ЛВ) і радіовисотоміри (РЛВ). На цьому ж рівні схема також включає систему попередження небезпечного наближення до землі (СПНЗ), яка являє собою обчислювач, що обробляє дані радіолокаційних та інших датчиків з метою попередження про небезпечне наближення літака до землі й уникнення небезпечної ситуації з урахуванням відстані до землі й вертикальної швидкості наближення. Сигнали СПНЗ є пріоритетними відносно інформації TCAS і бортового метеорологічного радіолокатора (МНРЛС).



Рис. 1.16. Класифікація БРЛС за призначенням з виділенням ряду інших ознак

Спеціалізовані системи РОЗ призначалися для одержання панорамного зображення поверхні землі, виявлення характерних орієнтирів й оцінки їхніх координат відносно ПС з метою визначення навігаційних параметрів польоту літака.

Автономні системи РПЗ забезпечували виявлення об'єктів, небезпечних з погляду зіткнення (гори, високі наземні об'єкти, а також зустрічні літаки). Сьогодні вони зберегли своє значення, в основному, як системи попередження зіткнень з перешкодами, оскільки функція попередження зіткнень з ПС покладається на взаємодіючі системи попередження зіткнень TCAS, а також на наземну диспетчерську службу.

Активні метеорологічні радіолокатори МРЛ, що виявляють радіолокаційні відбитки від хмар і опадів та виконують аналіз від-

битих сигналів, покликані забезпечувати екіпаж оперативною інформацією про місцезнаходження небезпечних для польотів метеорологічних явищ по трасі і для визначення безпечних проходів у складних метеорологічних умовах.

В останні роки з'явилися й одержали широке поширення також пасивні МРЛ, що виявляють власне радіовипромінювання блискавок. Вони дозволяють на значних відстанях виявити зони грозової діяльності й оцінити їхнє місце розташування відносно літака. Пасивні МРЛ знаходять застосування як самостійні прилади для малих літаків ділової авіації, а також сполучаються з бортовими МНРЛС авіалайнерів, проте, вони поки що не стали обов'язковим обладнанням літака.

На схемі (рис. 1.16) показано, як шляхом інтеграції функцій різних радіолокаційних систем, формуються **багатофункціональні** радіолокаційні системи – МНРЛС, які поєднують функції панорамних РОЗ секторного огляду, автономних РПЗ і активних МРЛ.

Подвійними рамками у нижньому рядку виділені типи БРЛС, що звичайно входять у стандартний радіоелектронний комплекс сучасного ПС. Крім багатофункціональної МНРЛС до нього входять бортові системи попередження зіткнень літаків TCAS (обов'язкові при виконанні міжнародних польотів), літакові відповідачі (як мінімум режиму С, але бажано режиму S), радіовисотоміри, що є одновимірними автономними вимірювачами дальності, а також системи СПНЗ, що забезпечують сигналізацію про небезпеку зіткнення із землею.

Радіолокатори бокового огляду (РЛС БО) є обладнанням, що встановлюється на ПС спеціального призначення для виконання конкретних задач, звичайно не зв'язаних з літаководінням (картографування, льодова розвідка, моніторинг земної поверхні тощо).

## **1.2. СТИСЛА ХАРАКТЕРИСТИКА МНРЛС**

### **1.2.1. Призначення**

Метеорологічні радіолокатори є практично єдиним джерелом оперативної інформації про метеорологічні умови на маршруті. Вони забезпечують екіпаж винятково важливою для безпеки польоту інформацією про наявність на трасі польоту купчасто-

дошової хмарності і таких небезпечних метеорологічних явищ, як гроза, турбулентність, град, злива, а також дають можливість пілоту обрати прийнятну траєкторію обходу зон небезпечних метеорологічних явищ за складних метеорологічних умов.

Таким чином, багатофункціональні метеонавігаційні радіолокатори (МНРЛС) є, насамперед, автономним джерелом метеорологічної інформації. Крім того, вони використовуються як засіб попередження зіткнень повітряних суден з перешкодами. У режимі огляду земної поверхні МНРЛС є автономним засобом навігаційного огляду земної поверхні.

Бортові метеорологічні радіолокатори (Weather Radar), що випускаються західними фірмами (скорочено їх позначають WXR), як і вітчизняні МНРЛС, є багатофункціональними радіолокаторами. Однак в англomовною традицією назву радіолокатору дає його основна функція – одержання метеорологічної інформації. У той же час багатофункціональність МНРЛС українського виробництва, як правило, виражена чіткіше, ніж у метеорологічних радіолокаторах західних фірм. Це пов'язано з їхньою розробкою для установки на транспортні літаки як цивільного, так і військового призначення.

Метеонавігаційні радіолокаційні станції (МНРЛС) і комплекси, не тільки забезпечують безпеку польотів літаків за складних метеорологічних умов, але й дозволяють вирішувати деякі навігаційні задачі в польоті, при доставці і скиданні вантажів, наданні допомоги тим, хто потрапив у біду і т.ін. Основним призначенням МНРЛС вважається виявлення небезпечних для польоту гідрометеорологічних утворень, навігаційний огляд земної поверхні, визначення кутового положення і віддаленості об'єктів, що спостерігаються.

Розвиток американських метеорологічних радіолокаторів Honeywell, AlliedSignal та інших фірм іде по шляху нарощування функціональних можливостей по виявленню різних небезпечних метеоявищ. Кращі зразки радіолокаторів закордонних фірм виявляють зони підвищеної інтенсивності опадів, зони небезпечної турбулентності, зони небезпечного зсуву вітру на глісаді під час зльоту і посадки літака. В процесі роботи разом з бортовими системами типу “Штормоскоп” вони здійснюють виявлення й індикацію зон підвищеної грозової діяльності.

Розвиток вітчизняних МНРЛС ведеться в напрямку розширення як метеорологічних, так і навігаційних функцій. Метеонавігаційні радіолокатори або комплекси встановлюються практично на всіх літаках і вертольотах цивільної авіації.

### 1.2.2. Класи і функції МНРЛС

Залежно від того, для установки на які повітряні судна призначені радіолокатори, традиційно розрізняють чотири класи<sup>1)</sup> МНРЛС:

1-й – для надзвукових, дальніх і середніх магістральних літаків;

2-й – для ближніх магістральних літаків, а також важких літаків місцевих повітряних ліній (МПЛ);

3-й – для легких літаків МПЛ і вертольотів;

4-й – для вертольотів.

Допускається також застосовувати для вертольотів радіолокатори 2-го класу.

Мінімальний набір функцій МНРЛС, характерний для радіолокаторів другого покоління (таких, наприклад, як "Гроза-М"), наведено у табл. 1.2 з позначками (+) або (–), які відповідно означають обов'язковість чи необов'язковість даної функції. Функції, позначені зірочкою, встановлюються за вимогами замовника.

МНРЛС може виконувати і ряд інших функцій, наприклад, виявлення, розпізнавання і відображення сигналів РЛМВ (режим "Маяк"), виявлення зон граду і обледеніння літаків поляризаційним методом.

Згідно з рекомендаціями Aginc-708A виявлення турбулентних зон доплерівським методом та виявлення зон зсуву вітру практично стають необхідними функціями бортових МНРЛС. Крім того, варто мати на увазі, що в цифрових радіолокаторах 3-го покоління формування рівноконтрастного зображення земної поверхні (табл. 1.2, п. 2) може здійснюватися і при симетричній ДС антени.

Розширення виконуваних функцій бортового радіоелектронного обладнання та їх автономна реалізація в МНРЛС добре відповідають концепції Free Flight, яка прийнята ІКАО як перспективна стратегічна концепція розвитку цивільної авіації.

---

<sup>1)</sup> Цей поділ МНРЛС був встановлений Держстандартом 17732-80, який вже втратив юридичну силу.

Таким чином, з удосконаленням методів і засобів обробки сигналів та розширенням технічних можливостей можуть розширюватися або удосконалюватися і функції МНРЛС.

Таблиця 1.2

Типові функції МНРЛС

Найменування функції	Необхідні функції МНРЛС різних класів			
	1	2	3	4
Виявлення гідрометеоутворень, оцінка ступеня небезпеки окремих їхніх ділянок, визначення кутового положення і віддаленості метеоб'єктів	+	+	+	+
Навігаційний огляд земної поверхні з одержанням рівноконтрастного зображення, визначення кутового положення і віддаленості наземних об'єктів (ДН $\text{min} \cos^2$ )	+	+	-	+
Навігаційний огляд земної поверхні з використанням симетричної ДН, визначення кутового положення і віддаленості наземних спостерігаючих об'єктів	-	-	+	-
Вимір кута зносу ПС	-	-	+	+
Відтворення на індикаторі радіолокатора знаків, символів, трас на основі інформації, що надходить від інших бортових радіотехнічних систем навігації	*	*	-	-
Виявлення зон небезпечної турбулентності в хмарах і опадах	*	*	*	*
Виявлення зон зсуву вітру	*	*	*	*

### 1.2.3. Принцип дії МНРЛС

МНРЛС, зазвичай, імпульсний радіолокатор. Принцип дії його при виконанні основних функцій базується на використанні вторинного випромінювання (відбиття) радіохвиль різними об'єктами (неоднорідностями), що зустрічаються на шляху поширення зондувального сигналу. В окремих режимах може використовуватися і метод перевипромінювання (ретрансляції) сигналів, наприклад, під

час роботи з наземними радіолокаційними маяками - відповідачами (РЛМВ).

Спрощена схема, що пояснює принцип дії бортового радіолокатора, зображена на рис. 1.17.

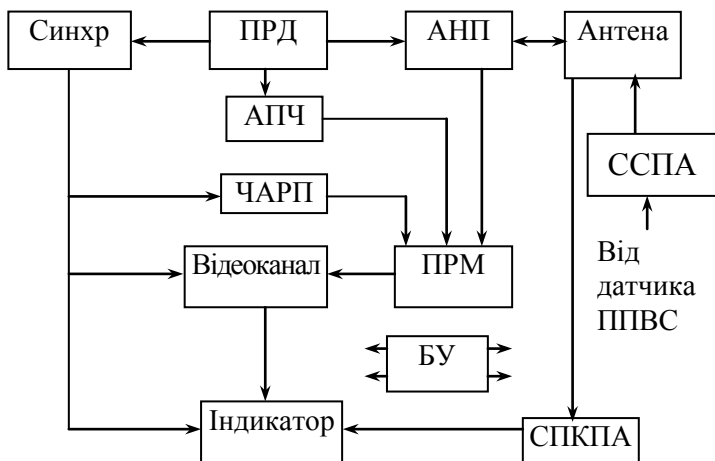


Рис. 1.17. Спрощена схема МНРЛС

Це один з варіантів класичної схеми імпульсної РЛС, що враховує особливості, пов'язані з установкою РЛС на борту літака. Ця схема не відповідає реальній блоковій структурі МНРЛС, а лише пояснює принцип роботи бортового радіолокатора.

Передавач (ПРД) виробляє досить потужні імпульси енергії НВЧ діапазону необхідної тривалості і форми.

Синхронізатор (Синхр) служить для узгодження в часі роботи всіх блоків РЛС і формування калібраційних міток дальності, причому можливий запуск синхронізатора старт-імпульсом від передавача (як показано на схемі) чи навпаки – запуск передавача імпульсом, вироблюваним у синхронізаторі.

Антена призначена для формування ДС необхідної форми, випромінювання енергії зондувальних імпульсів і прийому енергії, відбитої (чи перевипроміненої) об'єктами (цілями).

Приймач (ПРМ) призначений для виявлення відбитих від цілей сигналів на фоні шумів і одержання з них корисної інформації.



Антенний перемикач (АНП) призначений для автоматичного почергового підключення антени до виходу передавача (на час випромінювання зондувального імпульсу) чи до входу приймача (в інший час). Частота переключення дорівнює частоті повторення зондувальних імпульсів. У відеоканалі (Відеокан.) поряд з підсиленням прийнятих сигналів відбувається змішування їх з масштабними мітками, а також здійснюється обробка сигналів з метою виділення спеціальної радіолокаційної інформації (наприклад, про небезпечні метеорологічні утворення). Індикатор призначений для відображення радіолокаційної інформації, зазвичай, у полярних координатах азимут-дальність, а також допоміжної інформації. Схема розгортання, що входить у блок індикатора, забезпечує відхилення електронного променя в трубці індикатора і разом з системою синхронної передачі кутового положення антени (СПКПА) формує радіально-секторну (чи радіально-кругову) розгортку. Система автоматичного підстроювання частоти (АПЧ) забезпечує автоматичне настроювання приймача на частоту сигналу передавача. Пристрій часового автоматичного регулювання підсилення (ЧАРП) автоматично змінює коефіцієнт підсилення приймача таким чином, щоб забезпечити рівномірне підсилення сигналів, відбитих від цілей, що розташовані на різних відстанях від РЛС. Для цього спочатку, на час прийому відбитих від близько розташованих цілей сильних сигналів, підсилення приймача робиться мінімальним, а потім поступово збільшується, і під час прийому сигналів, відбитих від найбільш віддалених цілей, досягає максимального значення.

Особливістю МНРЛС, пов'язаною з установкою її на борту ПС, є наявність системи стабілізації променя антени (ССПА), що служить для компенсації впливу еволюцій літака (по крену, по тангажу) на радіолокаційне зображення. Як вихідну інформацію для цього використовують сигнали датчика просторового положення повітряного судна (ПППС). Блок керування (БК) служить для дистанційного оперативного контролю і керування роботою МНРЛС у процесі її льотної і технічної експлуатації.

В останні роки, провідні фірми світу почали виробництво когерентно-імпульсних бортових РЛС, схема яких відрізняється від рис. 1.17 додатковими зв'язками, які забезпечують приймач опорним сигналом, що несе інформацію про фазу випромінюваних коливань.

Необхідно мати на увазі, що схема (рис. 1.17) для кращого розуміння принципу дії радіолокатора подана в аналоговому варіанті. В сучасних цифрових радіолокаторах принаймні після детектора сигнал перетворюється в цифрову форму, а вузол, позначений на схемі як "Відеоканал", реалізує цифрову обробку сигналу, причому всі зв'язки між блоками здійснюються в цифровій формі за виключенням надвисокочастотного зв'язку між антеною та приймачем-передавачем [1].

#### 1.2.4. Параметри МНРЛС

Провідні виробники бортової авіоніки AlliedSignal, Collins, Honeywell, Rockwell та інші поставляють на світовий ринок широкий спектр бортових МНРЛС. Літаки російського та українського виробництва найчастіше обладнуються МНРЛС, які розробляються Київським НДІ "Буран" та серійно випускаються заводом "Радар".

Основні вимоги до тактико-технічних характеристик і методика вибору та розрахунку основних параметрів МНРЛС наведені в книзі [2]. В табл. 1.3 сконцентровані відомості про тактико-технічні характеристики кращих МНРЛС, що випускаються фірмами США. Параметри основних українських МНРЛС та російського радіолокатора А-813 (Контур) подані в табл. 1.4. В таблицях знаками плюс або мінус позначено функції, які відповідно виконуються або не виконуються даним радіолокатором, а також прийнято наступні скорочення: Твер. - твердотільний ПРД; Магн. - магнетрон; ВЩАР - хвилеводно-щілинна антенна решітка; Тел. - телевізійний; кол. - кольоровий; ААР - активна антенна решітка.

Ці таблиці містять значну інформацію для аналізу. Розвиток МНРЛС характеризується нарощуванням виконуваних функцій. Більшість фірм розширюють функціональні можливості МНРЛС шляхом збільшення об'єму метеоінформації. Кращі зразки МНРЛС виявляють зони підвищеної інтенсивності опадів, зони небезпечної турбулентності, зони небезпечного зсуву вітру при зльоті і посадці літака. Другим призначенням МНРЛС є забезпечення пілотів навігаційною інформацією, одержуваною при радіолокаційному картографуванні земної поверхні. Навігаційні функції залишаються важливими, незважаючи на те, що задачі навігації вирішуються спеціальними навігаційними системами. Актуальною є задача взаємодії МНРЛС з РЛМВ.

Таблиця 1.3.

## Тактико-технічні характеристики кращих закордонних МНРЛС

Основні характеристики	Типи МНРЛС									
	Primus 708	Primus 800	Primus 870	WXR 700- XW	TWR 850	RDR 1400	RDR 4A	RDR 4B	RDR 84VP	RDR 86VP
1. Функціональні характеристики:										
1.1. Виявлення метеоутворень і небезпечних зон по інтенсивності опадів	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
1.2. Компенсація ослаблення радіохвиль в опадах	+	+	+	+	+	-	+	+	+	+
1.3. Виявлення зон небезпечної турбулентності	+	+	+	+	+	-	+	+	-	+
1.4. Виявлення зон небезпечного зсуву вітру	-	-	-	+	-	-	-	+	-	-
1.5. Компенсація відбитків від земної поверхні	+	+	+	+	+	-	+	+	-	-

Продовження табл.1.3

Основні характеристики	Типи МНРЛС									
	Primus 708	Primus 800	Primus 870	WXR 700-XW	TWR 850	RDR 1400	RDR 4A	RDR 4B	RDR 84VP	RDR 86VP
1.6. Формування вертикального профілю	-	-	-	+	-	-	-	-	+	+
1.7. Виявлення зон грозової діяльності	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.8. Виявлення зустрічних літаків	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.9. Картографування земної поверхні	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
1.10 Автоматичне виділення характерних навігаційних орієнтирів	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.11. Вимір координат навігаційних орієнтирів	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.12. Робота з радіолокаційними маяками-відповідачами	-	-	-	-	-	+	-	-	-	-
1.13. Виявлення злітно-посадкових смуг	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

Продовження табл.1.3

Основні характеристики	Типи МНРЛС									
	Primus 708	Primus 800	Primus 870	WXR 700-XW	TWR 850	RDR 1400	RDR 4A	RDR 4B	RDR 84VP	RDR 86VP
1.14. Вимір шляхової швидкості і кута зносу	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.15. Діалоговий режим керування	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.16. Вбудований автоматичний контроль	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
2. Основні технічні характеристики:										
2.1. Приймач-передавач: - несуча частота, МГц;	9345	X діапа- зон	X діапа- зон	9330	9340	9375 9310	X діапа- зон	X діапа- зон	9345	9345
- тривалість випромінюваних імпульсів, мкс;	3,0 - 30,0	2,0 - 15,0	...	1,0 - 20,0	2,4 - 28,3	0,5	6,0 - 18,0	6,0 - 18,0	0,8 - 15,3	0,8 - 15,3
- імпульсна потужність, квт;	0,125	1,3	1,3	0,200	0,024	10,0	0,125	0,125	1,0	1,3
- тип передавача	Твер.	Твер.	Магн.	Твер.	Твер.	Магн.	Твер.	Твер.	Магн.	Магн.

Основні характеристики	Типи МНРЛС										
	Primus 708	Primus 800	Primus 870	WXR 700- XW	TWR 850	RDR 1400	RDR 4A	RDR 4B	RDR 84VP	RDR 86VP	
2.2. Антена: - тип антени;	ВЦА P	ВЦА P	ВЦА P	ВЦА P	ВЦА P	ВЦА P	ВЦА P	ВЦА P	ВЦА P	ВЦА P	ВЦА P
- діаметр, см;	60,9 76,2	30,5 45,7 61,0	30,5 45,7	76,2	30,5 45,7	25,4 30,5 45,7	60,9 76,2	60,9 76,2	30,5 45,7	30,5 45,7	
- ширина променя, град;	4,0 3,0	7,5 4,9 4,0	7,5 4,9	3,0	7,5 4,9	9,6 7,5 4,9	4,0 3,0	4,0 3,0	7,5 4,9	7,5 4,9	
- сектор сканування, град.	90 180	60 120	60 120	180	60 120	60 120	120 180	120 180	120	120	
2.3. Тип індикатора	Тел. кол.	Тел. кол.	-	Тел. кол.	-	Тел. кол.	Тел. кол.	Тел. кол.	Тел. кол.	Тел. кол.	
3. Максимальна комплектація: - Антена - приймач - передавач (моноблок)	-	-	+	-	+	-	-	-	+	+	
- Антенний блок	+	+	-	+	-	+	+	+	-	-	

Продовження табл.1.3

Закінчення табл.1.3.

Основні характеристики	Типи МНРЛС									
	Primus 708	Primus 800	Primus 870	WXR 700-XW	TWR 850	RDR 1400	RDR 4A	RDR 4B	RDR 84VP	RDR 86VP
- блок приймача - передавача	+	+	-	+	-	+	+	+	-	-
- блок обробки	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
- блок індикатора	+	+	-	+	-	-	+	+	-	-
- пульт керування	+	+	+	+	+	-	+	+	-	-
- індикаторний блок сполучений з пультом управління	+	-	-	-	-	+	+	+	+	+
4. Маса максимальної комплектації, кг	29,3	18,7	...	51,3	9,0	15,7	28,6	28,6	10,1	10,3

**Тактико-технічні характеристики МНРЛС російського (колонка 2)  
і українського (колонки 3-11) виробництва**

Основні характеристики	Типи МНРЛС									
	А-813	МНРЛС 85	Буран 72	Буран 74	МНРЛС К95	Буран А-38	Буран А-140	Буран А-77	Буран А-218	МНРЛС 2000
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
1. Функціональні характеристики:										
1.1. Виявлення метео-утворень і небезпечних зон за інтенсивністю опадів	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
1.2. Компенсація ослаблення радіохвиль в опадах	-	-	-	-	+	+	+	+	+	+
1.3. Виявлення зон небезпечної турбулентності	-	-	-	-	+	+	+	+	+	+
1.4. Виявлення зон небезпечного зсуву вітру	-	-	-	-	-	-	-	-	-	+
1.5. Компенсація відбитків від земної поверхні	-	-	-	-	+	+	+	+	+	+



Продовження табл.1.4

Основні характеристики	Типи МНРЛС									
	А-813	МНРЛС 85	Буран 72	Буран 74	МН РЛС К95	Буран А-38	Буран А-140	Буран А-77	Буран А-218	МНРЛС2000
1.6. Формування вертикального профілю	-	-	-	-	+	+	+	+	+	+
1.7. Виявлення зон грозової діяльності	-	-	-	-	+	-	-	-	+	-
1.8. Виявлення зустрічних літаків	-	+	+	+	+	+	+	+	+	+
1.9. Картографування земної поверхні	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
1.10. Автоматичне виділення характерних навігаційних орієнтирів	-	-	-	-	+	+	+	+	+	+
1.11. Вимір координат навігаційних орієнтирів	-	-	+	+	+	+	+	+	+	+
1.12. Робота з радіолокаційними маяками-відповідачами	-	-	+	+	-	-	-	+	-	-
1.13. Виявлення злітно-посадкових смуг	-	-	-	-	-	-	-	+	+	-

Основні характеристики	Типи МНРЛС									
	А-813	МНРЛС 85	Буран 72	Буран 74	МНРЛС К95	Буран А-38	Буран А-140	Буран А-77	Буран А-218	МНРЛС 2000
1.14. Вимір шляхової швидкості та кута зносу	-	-	-	-	-	+	+	+	+	-
1.15. Діалоговий режим керування	-	-	-	-	+	+	+	+	+	+
1.16. Вбудований автоматичний контроль	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
2.Основні технічні характеристики:										
2.1. Приймач-передавач:										
- несуча частота, МГц	9345	9345	9345	9345	Х діапазон	9345	9345	Х діапазон	9345	Х діапазон
- тривалість випромінюваних імпульсів, мкс	1,6	2,0; 4,0	0,7-3,3	0,7-3,3	0,5-20,0	1,0-8,0	1,0-8,0	0,3-4,0	1,0-4,0	0,5-15,0
- імпульсна потужність, кВт	3,5	20,0	11,0	11,0	0,2	5,0	5,0	20,0	20,0	1,0
- тип передавача	Магн.	Магн.	Магн.	Магн.	Твер.	Магн.	Магн.	Магн.	Магн.	Магн.

Продовження табл.1.4

Основні характеристики	Типи МНРЛС									
	А-813	МНРЛС 85	Буран 72	Буран 74	МНРЛС К95	Буран А-38	Буран А-140	Буран А-77	Буран А-218	МНРЛС 200
2.2. Антена: - тип антени	ВЩАР	ВЩАР	Дзер- кальна	Дзер- кальна	ААР	ВЩАР	ВЩАР	Дзер- кальна	ВЩАР	ВЩАР
- діаметр, см	37,7 x 34,0	61,0	116,0x 74,0	116,0x 74,0	61,0	37,7 x 34,0	61,0	116,0x 74,0	61,0	61,0
- ширина променя, град	6,0 x 10,0	4,0	2,0 x 3,3	2,0 x 3,3	4,0	6,0 x 10,0	4,0	2,0 x 3,3	4,0	4,0
- сектор сканування, град	90	180 90	180 90 30	180 90 30	180 90 30	90 30	150 90 30	180 90 30	180 90 30	120 30
2.3. Тип індикатора	Тел. кол.	Тел. кол.	-	Тел. кол.	-	Тел. кол.	Тел. кол.	Тел. кол.	Тел. кол.	Тел. кол.
3. Комплектація (максимальна):										
- антена - приймач - передавач (моноблок)	-	-	-	-	+	+	+	+	-	+

Закінчення табл. 1.4

Основні характеристики	Типи МНРЛС									
	А-813	МНРЛС 85	Буран 72	Буран 74	МНРЛС К95	Буран А-38	Буран А-140	Буран А-77	Буран А-218	МНРЛС2000
- антенний блок	+	+	+	+	-	-	-	-	+	-
- блок приймача - передавача	+	+	+	+	-	-	-	-	+	-
- блок обробки	-	-	-	-	-	+	+	+	-	+
- індикаторний блок	-	-	+	+	-	-	+	-	-	-
- пульти керування	-	+	+	+	+	-	+	+	+	+
- індикаторний блок, сполучений з пультом керування	+	-	-	-	-	+	+	-	-	-
4. Маса максимальної комплектації, кг	16,0	46,4	57,0	80,0	30,0	15,0	17,0	80,0	50,0	10,0

Новими для МНРЛС є задачі контролю заходу на посадку з виявленням і візуалізацією бетонованих злітно-посадкових смуг, візуалізації при рулінні доріжок і перешкод на них, перешкод на смузі під час розбігу, посадки та пробігу. Вирішення цих задач потребує високої роздільної здатності та поліпшення точності вимірювання координат радіолокаційних цілей.

З аналізу вимог до сучасних МНРЛС, їхніх функціональних можливостей і основних технічних характеристик випливає, що:

- жодна з реальних МНРЛС не вирішує всього комплексу тактичних завдань, які, в принципі, можуть бути вирішені;
- простежуються тенденції уніфікації МНРЛС, закладені в рекомендаціях ARINC 708A;
- обсяг функціональних можливостей МНРЛС визначається її типом, технічним призначенням, масо-габаритними характеристиками, споживанням електроенергії та вартістю;
- закордонні фірми розширюють функціональні можливості МНРЛС шляхом збільшення обсягу одержуваної метеорологічної інформації, а вітчизняні фірми намагаються підвищити якість МНРЛС з урахуванням вимог літакобудівних фірм шляхом розширення як метеорологічних, так і навігаційних функцій;
- серійні вітчизняні МНРЛС за своїми функціональними можливостями дещо відстають від кращих закордонних метеорологічних РЛС, але МНРЛС, що знаходяться на стадіях розробки робочої конструкторської документації, виготовлення й випробування дослідних зразків, відповідають кращим світовим зразкам, а в деяких випадках і перевершують їх.

### **1.2.5. Конструкція МНРЛС**

Бортові радіолокатори мають блокову конструкцію. Приклади різних комплектацій МНРЛС наведені в табл. 1.3 та 1.4. Основними блоками сучасних МНРЛС звичайно є антена, приймач-передавач та індикатор (дисплей) з пультом керування. Зовнішній вигляд основних блоків радіолокатора "МНРЛС-85" українського виробництва показано на рис. 1.18.

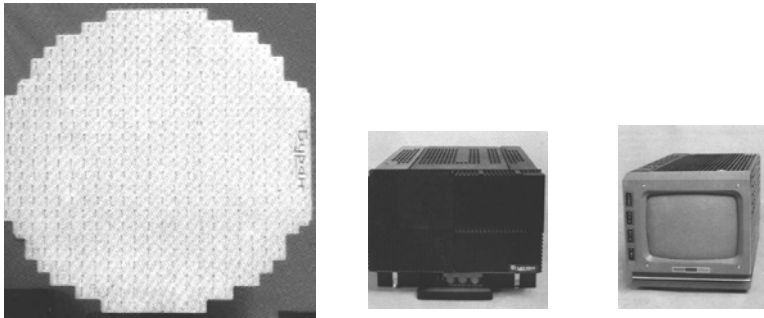


Рис. 1.18. Антена, приймач-передавач та індикатор МНРЛС-85

На борту сучасних лайнерів часто використовують багатофункціональну інтегровану систему індикації. У таких випадках основними блоками МНРЛС є антенний блок, приймач-передавач і блок (панель) керування. Як правило, антенний блок розташовують в носовій частині літака під радіопрозорим обтічником.

Приймачі-передавачі розміщують в нижньому носовому відділенні за перекриттям, на якому монтується антена. В класичних конструкціях приймачі-передавачі з'єднують з антеною за допомогою хвилеводів. Але відомі також моноблокові конструкції, в яких антена і приймач-передавач конструктивно являють собою єдиний блок. Це дозволяє усунути хвилеводний тракт з обертовим зчленуванням, яке є джерелом енергетичних втрат і завад. Моноблокова конструкція застосована в МНРЛС "Буран-А140" (табл. 1.4).

Індикатори і пульти керування розміщують в кабіні пілотів на передній панелі.

## **2. ПРИНЦИПИ ОДЕРЖАННЯ МЕТЕОРОЛОГІЧНОЇ ІНФОРМАЦІЇ**

### **2.1. НЕБЕЗПЕЧНІ МЕТЕОРОЛОГІЧНІ ЯВИЩА ТА ЇХНІЙ ВПЛИВ НА БЕЗПЕКУ ПОЛЬОТІВ**

#### **2.1.1. Проблема підвищення рівня безпеки польотів**

Незважаючи на прогрес, досягнутий у літакобудуванні, високий ступінь організованості повітряного простору, забезпечення польотів різноманітними бортовими, наземними та супутниковими радіоелектронними комплексами аварійність на повітряному транспорті як і раніше має місце. Наприклад, у 1996-1997 рр. у результаті авіаційних подій (АП) було втрачено 113 літаків західного виробництва, а 98 літаків одержали значні uszkodження. Вартість виплат по страхових позовах склала понад 3 млрд. дол. За період з 1992 по 1996 р. у країнах СНД відбулося 108 катастроф, що забрали життя 1467 людей. За прогнозами ІКАО, якщо існуючі тенденції розвитку аварійності зберуться, то при передбачуваному збільшенні об'єму повітряних перевезень у 2015 р. тільки на регулярних авіалініях щотижня у світі буде відбуватися катастрофа ПС. Це не означає, що такий прогноз виправдається на практиці. Завдання полягає в тому, щоб наявні тенденції змінилися на краще.

#### **2.1.2. Загальна характеристика впливу метеоумов на польоти**

Метеорологічні умови завжди істотно впливали на роботу авіації, зокрема на безпеку, регулярність і комфортабельність польотів. У кінцевому результаті вони впливають на економічні показники роботи авіакомпаній і авіаційної галузі в цілому. У зв'язку з підвищенням інтенсивності польотів, впровадженням широкофюзеляжних літаків і розширенням міжнародних зв'язків актуальність проблеми підвищення безпеки, регулярності й економічності польотів істотно зростає.

Найбільш важкими авіаційними подіями є катастрофи. Вони відбуваються в результаті відмов технічних систем, помилкових дій екіпажу і впливів несприятливих зовнішніх умов. Часто має місце комбінація зазначених причин. За узагальненими даними в 45,3% випадків складні метеорологічні умови (СМУ) є основною

причиною катастроф. Лише помилки пілотів частіше вказуються як причини катастрофи, але відомо, що більшість помилок пілотів зумовлюють саме несприятливі метеорологічні умови.

Метеорологічні умови впливають також і на надійність технічних систем. У той же час вплив небезпечних метеорологічних явищ (НМЯ) на авіаційну техніку часто є безпосередньою причиною авіаційних подій, у тому числі катастроф ПС. Такі події трапляються як при польотах по трасах, так і в зоні аеропорту. До небезпечних для авіації метеорологічних явищ відносять, наприклад, грози, шквали, погіршення видимості та атмосферну турбулентність, що зумовлює бовтанку літака.

Незважаючи на значний прогрес у розвитку авіаційної техніки, залежність безпеки, регулярності, комфортабельності й економічності польотів від небезпечних явищ погоди [3] усе ще істотна. В цілому найбільший вплив метеорологічних умов відбувається на етапах посадки і польоту за маршрутом: відповідно 46 і 41% від усіх катастроф. При цьому на маршруті частіше причинами катастроф є гроза як комплексне явище, блискавка і турбулентність, а під час посадки – обмежена дальність видимості і сильний вітер.

Вплив НМЯ на роботу авіації доцільно розглядати з двох точок зору, що характеризують: 1) об'єктивні статистичні дані про безпеку і регулярність польотів; 2) суб'єктивну оцінку пілотами небезпеки метеорологічних явищ, що дозволяє врахувати психологічний аспект проблеми. Ці питання розглянуті далі.

### **2.1.3. Грози**

Десятки тисяч гроз спостерігаються в атмосфері Землі щодня, і значна їх частина є потенційною загрозою для авіації. Гроза - *комплексне* атмосферне явище, складовою частиною якого є багатократні електричні розряди між хмарами або/і між хмарою і землею. Звичайно гроза пов'язана з розвитком *купчасто-дощових хмар*. Зміст слова "комплексний" у цьому визначенні грози полягає в тому, що гроза містить у собі цілий ряд небезпечних метеорологічних чинників, таких як потужні електричні розряди (блискавки), сильна турбулентність, зливові опади, у тому числі град, дуже сильний вітер, шквали, умови обледеніння літаків. Кожний із цих чинників варто розглядати і як окреме НМЯ, тому що вони зустрічаються не тільки через грозу, але й в інших ситуаціях.



#### 2.1.4. Купчасто-дощові хмари

Купчасто-дощові хмари – це один із 10 видів хмар за міжнародною класифікацією. Міжнародна назва їх *Cumulonimbus (Cb)*. У помірних широтах купчасто-дощові хмари досягають висоти 12-14 км, а в тропіках – до 15-16 км. Одна хмара може займати площу до 50...100 км<sup>2</sup>, причому хмари часто утворюють фронтальні смуги довжиною в декілька тисяч кілометрів. Звичайно *Cb* характеризуються різко вираженими вертикальними потоками повітря, турбулентністю, електричним полем. Проте зони, небезпечні для польотів в *Cb*, відносно невеликі за розмірами, і у фронтальній хмарності практично завжди є проміжки, достатні для безпечного прольоту літака.

Купчасто-дощові хмари складаються з однієї або кількох комірок. Розрізняють три стадії в житті окремої комірки (хмари). Хмара перебуває в **першій стадії** розвитку (купчаста хмара), коли висхідний потік переважає в усій комірці (10...15 хв від моменту, коли хмара починає виявлятися радіолокатором).

**Друга стадія** - період зрілості (від 15 до 30 хв) - відрізняється наявністю як висхідних, так і спадних потоків повітря, випаданням опадів, виникненням блискавок.

У **третій стадії** (біля 30 хв) відбувається розпад хмари. Спостерігається зменшення інтенсивності опадів, електричної активності та турбулентності.

Переважаюча більшість зон небезпечної турбулентності (ЗНТ) у тропосфері пов'язана з купчасто-дощовими хмарами. У таких хмарах загрозу для авіації крім турбулентності становлять потужні вертикальні токи повітря, обледеніння, електричні розряди, град і зливові опади. Зазначені явища можуть спостерігатися одночасно.

Купчасто-дощові хмари, які супроводжуються грозовими явищами або зливовими опадами, іноді називають відповідно грозовими і зливовими хмарами.

При польотах у зонах купчасто-дощових хмар, які ще не досягли грозової стадії, часто спостерігаються сильна турбулентність, інтенсивні опади, град, обледеніння літаків.

#### 2.1.5. Шквали, смерчі, торнадо

Шквал - це різке посилення вітру протягом короткого часу, яке супроводжується зміною його напрямку. Шквали пов'язані з

купчасто-дошовими хмарами і найчастіше спостерігаються під час грози. Для шквалу характерний вихровий рух повітря з *горизонтальною віссю* в хмарах або під хмарами. Швидкість вітру під час шквалу нерідко перевищує 20 – 30 м/с, тривалість явища звичайно становить кілька хвилин; іноді спостерігаються повторні пориви шквалу.

Смерч – це сильний вихор невеличкого масштабу під хмарами з приблизно *вертикальною віссю*. Смерч має вигляд темного хмарового стовпа діаметром у кілька десятків метрів. Він опускається у вигляді воронки з низької основи купчасто-дошової хмари, назустріч якій із земної поверхні може підніматися інша воронка з бризок і пилу, яка з'єднується з першою. Найбільш вузька частина стовпа – у середині. Швидкості вітру в смерчі досягають 50 - 100 м/с при сильній висхідній складовій. Обертальний рух повітря в смерчі може відбуватися як праворуч, так і ліворуч. Смерч може викликати катастрофічні руйнації й людські жертви на шляху свого руху, тоді як поблизу може спостерігатися майже повний затишок. Смерч над сушею іноді називають тромбом, а в США - торнадо.

### 2.1.6. Турбулентність

Швидкість руху повітря і завислих у ньому частинок дуже мінлива в просторі і в часі. Упорядковані та турбулентні рухи повітряних мас різняться, насамперед, масштабами. Великомасштабні рухи вважаються упорядкованими, а дрібномасштабні – турбулентними. Провести чітку межу між ними неможливо: вона є умовною і залежить як від розв'язуваної задачі, так і від методів вимірів. Для турбулентного руху повітряних мас характерна невпорядкованість поля швидкостей у часі та просторі, наявність неоднорідностей або так названих турбулентних вихорів, що впливають на літак. Утворюється цілий спектр вихорів різних розмірів (масштабів)  $L$ . Величина, обернена відносно масштабу  $L$  називається просторовою частотою  $\Omega = 2\pi/L$  аналогічно тому, як кругова частота  $\omega$  в радіотехніці є оберненою величиною відносно періоду коливань  $T$ :  $\omega = 2\pi/T$ . Розподіл турбулентної енергії за просторовими частотами  $\mathcal{S}(\Omega, \varepsilon)$ , який називають спектром турбулентності, є достат-

ньо повною характеристикою турбулентності. Величина  $\varepsilon$  є розмірним параметром спектра турбулентності. Природа турбулентного руху в атмосфері є такою, що енергія великомасштабних вихорів у процесі турбулентного руху передається вихорам меншого масштабу, вихори немовби подрібнюються. Це продовжується доки вихори не стануть настільки дрібними, що їхня кінетична енергія цілком піде на подолання в'язкості повітря і перетвориться на теплоту. Такий процес турбулентного руху протікає неперервно, поки йде енергетичне підживлення великомасштабних вихорів від атмосферних енергетичних джерел, пов'язаних із різницею температур і тисків. Процес перетворення кінетичної енергії турбулентності на теплоту називають дисипацією кінетичної енергії турбулентності (ДКЕТ). Величина  $\varepsilon$  за своїм фізичним змістом є швидкістю ДКЕТ, тобто швидкістю, з якою перетворюється на теплоту кінетична енергія турбулентності мінімальних масштабів. Чим більше  $\varepsilon$ , тим більше інтенсивність турбулентності.

Поле в турбулентній атмосфері супроводжується так званою бовтанкою – появою знакозмінних прискорень, лінійних коливань центру ваги літака і кутових коливань відносно центру ваги. При цьому раптово змінюються висота і швидкість польоту, курс, крен й інші характеристики. Бовтанка не тільки порушує комфорт пасажирів, але й знижує працездатність екіпажу. При польоті в ЗНТ виникає небезпека втрати керованості, ймовірні ушкодження конструкції літака. Крім того, при сильній бовтанці літак може вийти на критичний кут атаки і втратити керованість (завалювання на крило). Бовтанка може також призвести до самовимкнення двигуна через різке зменшення кількості повітря, що надходить до нього як результат коливань літака.

Відповідно до шкали, що рекомендується ІКАО, інтенсивність бовтанки ПС прийнято поділяти на три категорії залежно від діапазону приросту перевантажень літака  $\Delta n$  (у частках прискорення вільного падіння  $g$ ):

- слабка ( $\Delta n = \pm 0,5 g$ );
- помірна ( $\Delta n = \pm 1 g$ );
- сильна ( $\Delta n$  перевищує  $\pm 1 g$ ).

Звичайно бовтанка, що відповідає перевантаженням, меншим ніж  $\pm 0,2g$ , вважається **незначною**. При такій бовтанці спостеріга-

ються лише окремі легкі здригування літака, що при тривалому впливі можуть викликати в деяких пасажирів неприємні відчуття.

Для **слабкої** бовтанки характерні часті поштовхи, пов'язані з погойдуванням літака і невеличкими змінами висоти, що не викликають утруднень у пілотуванні. Сталий режим польоту зберігається. У частини пасажирів виникають неприємні відчуття.

**Помірна** бовтанка супроводжується різкими здригуваннями і кидками літака, великими частими кренами і нишпоренням. Утруднюється використання автопілота, тобто сталий режим польоту порушується. При великих негативних перевантаженнях відчувається невагомість, а при позитивних, навпаки, сильне притискування до крісла. Незакріплені предмети переміщуються, ходіння в літаку може викликати травми. Тривалий вплив помірної бовтанки важко переноситься більшістю пасажирів, викликає хворобливі явища і стомлюваність екіпажу.

При **сильній** (штормовій) бовтанці спостерігаються винятково різкі кидки літака, політ відбувається з великими відхиленнями щодо висоти та курсу, показання деяких приладів сильно спотворюються, погіршується керованість літака, і може бути створений небезпечний для міцності літака режим швидкості. Не пристебнуті ремнями пасажири можуть одержати сильні травми. Штормова бовтанка викликає в переважній більшості пасажирів хворобливі явища.

Швидкості руху повітря в будь-якій точці турбулентної зони є випадковими функціями координат цієї точки і часу. Таким чином, **турбулентність** атмосфери, що викликає бовтанку, проявляється у вигляді **хаотичних пульсацій швидкості і напрямку вітру в часі й у просторі**. Турбулентність атмосфери носить вихровий характер. У процесі турбулентного руху утворюється цілий спектр повітряних вихорів самих різних розмірів. Розмір вихору характеризує просторовий масштаб турбулентності. Не всі масштаби турбулентності однаково впливають на літак, що рухається. Найдрібномасштабніші турбулентні рухи не є небезпечними. Вихори дуже великих масштабів (десятки кілометрів і більше) також не являють небезпеки, оскільки вони переносять літак як єдине ціле, не викликаючи знакозмінних перевантажень. Чим більше розміри літака і чим більше його швидкість, тим більш великомасштабні вихори небезпе-

чні для нього. Найбільш небезпечними для середніх і великих літаків при дозвукових швидкостях польоту є турбулентні рухи розміром порядку кількох сотень метрів. Різній інтенсивності турбулентних рухів заданого діапазону просторових масштабів можна поставити у відповідність орієнтовні значення максимальних швидкостей поривів вітру  $V_{\max}$  і середньоквадратичних швидкостей турбулентних пульсацій вітру  $\sigma_v$ .

Для кількісної оцінки інтенсивності бовтанки літаків, зумовленої атмосферною турбулентністю, можна користуватися даними табл. 2.1, де прийняту ІСАО класифікацію за перевантаженнями літака  $\Delta n$  доповнено відповідними фізичними параметрами атмосферної турбулентності.

Таблиця 2.1

**Класифікація атмосферної турбулентності за інтенсивністю бовтанки**

Характеристики бовтанки літака за класифікацією ІСАО		Фізичні характеристики турбулентності		
За впливом на літак	$\Delta n$ у частках g	$ V_{\max} $ , м/с	$\sigma_v$ , м/с	$\varepsilon$ , м <sup>2</sup> /с <sup>3</sup>
Незначна	± 0,2	0 – 5	0 - 1,5	0,2 - 3,4
Слабка	± 0,5	5 – 10	1,5 - 3	3,4 - 43
Помірна	± 1,0	10 – 15	3 - 4,5	43 - 551
Сильна	> 1,0	> 15	> 4,5	> 551

Ще раз підкреслимо, що статистичні параметри турбулентного руху повітря  $V_{\max}$  і  $\sigma_v$  залежать від масштабів рухів, що розглядаються. Інакше кажучи, при однаковій інтенсивності турбулентності вихори великих розмірів мають більші швидкості, ніж вихори менших розмірів. Тому кількісні значення інтегральних параметрів

$V_{\max}$  і  $\sigma_v$ , що подані в таблиці, відповідають тому діапазону масштабів турбулентних вихорів, який є небезпечним для літаків. Найбільш небезпечні для літаків масштаби турбулентності (від десятків метрів до одного, максимум – до півтора кілометрів) належать до так званого інерційного інтервалу (діапазону) масштабів турбулентності. Інерційний інтервал вирізняється тим, що в ньому передача кінетичної енергії від великого масштабу до меншого відбувається з постійною швидкістю. Це означає, що швидкість ДКЕТ  $\varepsilon$  не залежить від масштабу вихору і тому є більш однозначною характеристикою інтенсивності турбулентності, ніж  $\sigma_v$  або  $|V_{\max}|$ . Шкала класифікації атмосферної турбулентності на основі  $\varepsilon$  [28] подана в останній графі табл. 2.1.

Протягом багатьох років АП, обумовлені турбулентністю, є найбільш численними й у середньому складають 35,4% від загальної кількості АП. Вони відбуваються майже втричі частіше ніж зіткнення літаків з об'єктами. Відповідно до даних ІКАО, майже 60% катастроф на етапах польоту за маршрутом та зльоту відбувається через попадання у ЗНТ. За 10 років у США зареєстровано 3822 АП, пов'язаних із ЗНТ. Переважна більшість з них відбулася при грозах і хмарності. За повідомленнями NASA, максимальні перевантаження в грозах досягають 3,8g.

Порівняно невелика частина АП пов'язана з турбулентністю вихорового сліду. Турбулентність, не пов'язана з хмарами, так звана турбулентність ясного неба (ТЯН) небезпечна своєю несподіваністю, яка зумовлена відсутністю візуальних ознак і причин її прояву. Необхідно мати на увазі, що ТЯН не виявляється звичайною бортовою РЛС сантиметрового діапазону. Причина цього полягає в тому, що в ясному небі відсутні розсіювачі електромагнітних коливань, спроможні створити на вході радіолокаційного приймача достатній відбитий сигнал. На щастя, ТЯН зустрічається досить рідко: відповідно до статистичних даних 97% ЗНТ розташовуються в хмарах типу *Cb*.

### 2.1.7. Зсув вітру

Зсув вітру - це зміна вектора вітру у вертикальному напрямку (від одного прошарку атмосфери до іншого) або в горизонтальному. Зазначена зміна вітру може відбуватися за напрямком, за вели-

чиною або за обома чинниками разом. Зіставивши це визначення з визначенням турбулентності, можна відмітити загальні риси в цих явищах. Турбулентність можна розглядати як сукупність хаотичних вітрових зсувів. Умовність розподілу змін вітру на турбулентні і зсувні явища пов'язана з просторовими масштабами руху повітря.

Для нас важливим є прикладний авіаційний аспект цієї проблеми. Літак перетинає нижній прошарок атмосфери за настільки короткий час, що обмежений запас висоти, швидкості, потужності двигунів, а також обмежені аеродинамічні можливості літака не дозволяють пілоту своєчасно парувати несподівану зміну вітру. Характеристикою просторової мінливості вітру і є зсув вітру. Сильні зсуви вітру є небезпечними для авіації метеорологічними явищами. Розглянемо сутність небезпечного впливу зсуву вітру на зліт і посадку літака [3].

Сучасний літак має значну масу (50 - 200 т) й інерційність, що заважає швидкій зміні швидкості його руху відносно земної поверхні. Зберігання літаком цієї швидкості при перетинанні прошарків із різним вітром призводить до зміни повітряної швидкості й аеродинамічних сил. Зокрема, внаслідок того, що піднімальна сила крила літака  $Y$  прямо пропорційна квадрату повітряної швидкості, значна зміна вітру вздовж траєкторії руху літака зумовлює різку зміну повітряної швидкості. Зміна повітряної швидкості призводить до зміни піднімальної сили і є причиною істотних відхилень літака від початкової траєкторії набору висоти або глісади зниження. Ці відхилення не завжди можуть бути своєчасно усунуті пілотом через затримку реакції літака на керуючий вплив.

Характер відхилення від заданої траєкторії залежить від виду зсуву вітру, що спостерігався у відповідній зоні. Нехай, наприклад, вітер різко зростає з висотою, а літак, що йде на посадку, рухається проти вітру. Тоді, знижуючись, літак потрапляє в нижній прошарок з меншим зустрічним вітром, повітряна швидкість зменшується і, отже, відбувається зменшення піднімальної сили. В результаті фактична траєкторія руху літака проходить нижче заданої глісади, літак "провалюється", і посадка може бути здійснена з недолітом (рис. 2.1). При зльоті за умов збільшення швидкості зустрічного вітру з висотою на літак, що потрапляє в прошарок більш сильного вітру, буде діяти більша піднімальна сила, ніж на нижніх рівнях, і

його фактична траєкторія набору висоти, як показано на рис. 2.1, буде лежати вище заданої (літак “підкидає”).

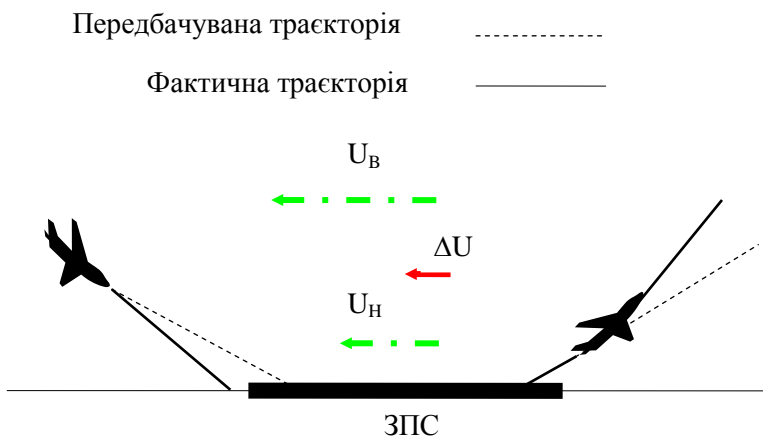


Рис. 2.1. Вплив зсуву вітру на посадку і зліт

Це може призвести до переходу на закритичні кути атаки і до звалювання літака. Великі труднощі при пілотуванні літака зустрічаються й у випадку різкого ослаблення вітру з висотою. Посадка при цьому супроводжується “підкиданням” при русі за умов зустрічного вітру, перельотом заданої точки торкання ЗПС і викочуванням за межі ЗПС.

Ускладнення при зльоті у випадку зустрічного вітру, що слабшає з висотою, виникають через падіння піднімальної сили і “провалювання” літака, внаслідок чого він може вийти за нижню межу сектора безпечного набору висоти. Через те, що при зльоті практично немає можливості додаткового різкого збільшення сили тяги, виникає небезпека зіткнення літака з перешкодами в районі аеродрому.

Вплив горизонтального зсуву вітру на літак залежить від характеру мінливості вітру по горизонталі. Наприклад, у випадку різкого збільшення швидкості зустрічного вітру в напрямку польоту (або зменшення ходового вітру) буде спостерігатися “підкидання”;



при значному зменшенні швидкості зустрічного вітру (або ослабленні ходового) літак буде “провалюватися”. Під дією зсувів вітру літак може відчувати не тільки зміни у вертикальній площині, але й змінювати напрямок руху.

Кількісно абсолютне значення зсуву вітру визначається як векторна різниця швидкостей вітру, вимірюваних у двох рознесених точках простору. Якщо  $u_1$  і  $u_2$  - швидкості вітру в двох точках, то модуль зсуву вітру можна визначити за формулою

$$|\Delta u| = \sqrt{u_1^2 + u_2^2 - 2u_1 u_2 \cos d}, \quad (2.1)$$

де  $d$  - кут між векторами вітру  $u_1$  і  $u_2$ .

Залежно від взаємного розташування точок  $u_1$  і  $u_2$  в просторі (обидві точки лежать у вертикальній або в горизонтальній площині) формула (2.1) описує вертикальний або горизонтальний зсув вітру відповідно.

Горизонтальний зсув вітру часто вимірюють за допомогою датчиків, рознесених на 600 м. Вертикальний зсув вітру  $\beta$  характеризує зміна вітру з висотою, наприклад, за даними датчиків вітру, встановлених на різних висотах на щоглі, вежі, будинках. Величина  $\beta$  визначається за формулою

$$\beta = \frac{|\Delta u|}{\Delta z}, \quad (2.2)$$

де  $|\Delta u| = |u_h - u_l|$  - модуль векторної різниці векторів вітру на верхньому рівні  $u_h$  і на нижньому рівні  $u_l$ , м/с;  $\Delta z$  - товщина прошарку, що аналізується, м.

З рівності (2.2) випливає, що одиницею виміру вертикального зсуву вітру є секунда в мінус першому ступені. На практиці звичайно значення  $\beta$  розраховують для прошарку товщиною 30 м і вказують у метрах за секунду на 30 м. У літературі зустрічаються й інші одиниці виміру  $\beta$ .

Класифікація зсувів вітру наведена в табл. 2.2.

Таблиця 2.2

**Критерії інтенсивності зсуву вітру**

Інтенсивність зсуву вітру (якісна)	Вплив на керування ПС	Вертикальний зсув, м/с на 30 м; горизонтальний зсув вітру, м/с на 600 м
Слабкий	Незначний	0-2
Помірний	Значний	2,1-4
Сильний	Істотні труднощі для пілота	4,1-6
Дуже сильний	Небезпечний	>6

За зведеннями Національної ради з безпеки на транспорті в США за п'ять років (до 1987 р.) в АП, причинами яких було потрапляння літака в область зсуву вітру, загинуло приблизно 300 людей або 64% від загальної кількості загиблих на повітряному транспорті США.

Таким чином, при пілотуванні літака в безпосередній близькості від земної поверхні екіпажу необхідна інформація про ймовірні різкі зміни швидкості і напрямку вітру вздовж траєкторії руху літака. Інформація про зсув вітру в районі аеродрому в оперативному порядку передається екіпажам ПС для забезпечення безпеки зльоту і посадки.

**2.1.8. Мікровибух**

Явище мікробуху за своїм впливом на політ літака близьке до зсуву вітру. Відмінними рисами мікробуху є те, що він спостерігається біля поверхні землі як наслідок спадного руху повітря. Мікробух впливає на літак раптово, існує дуже короткий час і має невеликі просторові масштаби.

У статті [4] описано випадок катастрофи голландського літака DC-10 під час посадки в аеропорту Фаро (Португалія) 21 грудня 1992 р. Тоді загинуло 56 людей, 106 осіб одержали серйозні поранення. З детального аналізу льотних даних були зроблені такі висновки:

- метеорологічні умови в районі аеродрому в цілому характеризувалися підвищеною турбулентністю, що могла збільшити обсяг роботи пілота;
- імовірно, що літак перетнув спадний потік повітря вибухового характеру під час заключної фази зниження. Літак вийшов із цього збурювання приблизно на висоті 215 м без проблем, якщо не враховувати вібрації (коливання) літака;
- приблизно за 1 км від ЗПС літак перетнув ще один мікробибух, який можна кваліфікувати як невеликий. Саме перед посадкою зустрічний вітер раптом виявився вище припустимих меж.

Мікробибух є одним з найбільш небезпечних явищ. Крім малого просторового масштабу і короткого часу життя, він ще характеризується інтенсивно розбіжним рухом повітря біля поверхні землі. Через особливості природи мікробибуху його дуже важко виявити. Ілюстрацією цього твердження є той факт, що інший літак DC-10 приземлився приблизно за 6 хвилин до зазначеної катастрофи без будь-яких ознак погіршення метеорологічних умов.

Мікробибух – це концентрований рух повітря зверху вниз (спадний потік) із розтіканням по горизонталі, що характеризується середніми горизонтальними розмірами приблизно 3 км і зустрічним/ходовим зсувом вітру приблизно 18 м/с при середньому часі життя 10 хвилин [4]. Це явище схоже на потік води з кухонного крана, що б'є в дно раковини. Схематично мікробибух і його вплив на політ літака зображені на рис. 2.2.

Перетинання літаком зони мікробибуху може мати фатальні наслідки. Як видно з рис. 2.2, спочатку літак зненацька зштовхується з зустрічним вітром, що збільшує піднімальну силу крила. При цьому літак задирає ніс, і пілот компенсує це, знижуючи потужність двигуна. Проте внаслідок того, що літак увійшов у зону мікробибуху, він відчуває вплив спадного повітряного потоку і миттю пізніше потрапляє в потік сильного ходового вітру. Це призводить до різкого зниження піднімальної сили, нестача якої може викликати аварію навіть при безпомилкових діях пілота, який використовує максимальні можливості літака. Подібний механізм діє і при зльоті.

Явище мікробибуху зустрічається в зливових дощах, що добре виявляються радіолокатором. Такі мікробибухи називають “мокрими мікробибухами”.

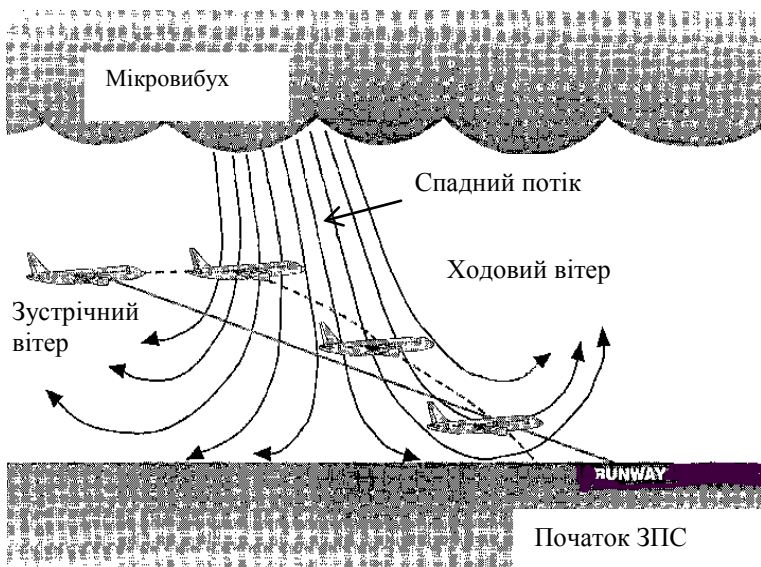


Рис. 2.2. Явище мікробуху і його вплив на літак під час посадки

Мікробух може спостерігатися і під час сухої погоди. Струмені дощу, що випадають із хмари, але випаровуються до того, як вони досягнуть землі, можуть приховувати так звані “сухі мікробухи”. Сухі мікробухи не виявляються візуально і не дають значних радіолокаційних відбиттів.

Таким чином, смертельно небезпечний мікробуховий зсув вітру на малій висоті може бути "упакований" або в зливовий дощ, що виглядає зовсім невинно, або у вільну від дощу зону під купчастими або шарувато-купчастими хмарами.

Авіаційна громадськість усвідомлює серйозну небезпеку мікробуху. Пілоти традиційно уникають потрапляння в зливі опади і прольоту під купчасто-дощовими хмарами (*Cb*) саме через причини, пов'язані з явищами типу зсуву вітру і мікробуху. У середньому одна катастрофа цивільного транспортного літака за рік відбувається через потрапляння в зону мікробуху. Тому зони мікробуху повинні розглядатися як об'єкти дистанційного зонду-

вання за допомогою метеорологічних радіолокаторів. Їхнє оперативне виявлення необхідно для здійснення безпечного польоту.

Небезпечні зсуви вітру і мікровибухи подібно до ТЯН іноді зустрічаються й у практично безхмарній атмосфері.

В останні роки у провідних авіаційних країнах світу послідовно проводяться роботи по створенню надійних оперативних засобів дистанційного виявлення зон мікровибуху і зсуву вітру з борта ПС, зокрема, за допомогою МНРЛС. З проведеного вище якісного аналізу впливу мікровибуху на літак випливає, що погрозу безпеці польоту становлять впливи горизонтального зсуву вітру і спадного потоку. Кожен з цих впливів окремо або обидва разом можуть призвести до критичної втрати висоти літака, що приземлюється або злітає. Виходячи з цього, в роботі [5] з урахуванням особливостей механіки польоту введено безвимірний параметр (F-factor), що кількісно характеризує вплив горизонтальних і вертикальних зсувів вітру. Цей параметр описується формулою

$$F = \frac{1}{g} \cdot \frac{dU_H}{dt} - \frac{w}{|\bar{V}_a|}, \quad (2.3)$$

де  $g$  - прискорення вільного падіння;

$U_H$ - горизонтальна складова швидкості вітру вздовж траєкторії польоту;

$w$ - вертикальна складова швидкості вітру;

$\bar{V}_a$  - повітряна швидкість літака.

Цей параметр рекомендовано федеральною авіаційною адміністрацією США (FAA) як основу для оцінки зсуву вітру за допомогою бортових метеорологічних радіолокаторів.

### 2.1.9. Блискавки

Електричні розряди (блискавки) є неодмінним атрибутом грози. Звичайно блискавкою називають видимий електричний розряд між хмарами, окремими частинами однієї хмари або між хмарою і земною поверхнею. Розглядаючи блискавки як один із чинників небезпеки для ПС, будемо вважати джерелами небезпеки будь-які атмосферні електричні розряди, які можуть завдати шкоди під час

польоту ПС. Саме ці джерела небезпеки (електричні розряди) і визначають зони блискавкової небезпеки (ЗБН).

У грозовій хмарі завжди є великі об'ємні електричні заряди, що утворюються в результаті електризації крапель та льодяних кристалів і перенесення їх вертикальними потоками повітря. Процеси електризації в хмарах, відповідно до [6], найбільш інтенсивно протікають у зонах, що мають змішану структуру, тобто там, де взаємодіють льодяні частинки і переохолоджені краплі.

Процес накопичення зарядів у хмарі, пов'язаний з їхньою зміною в часі й у просторі, і тим більше, процес блискавкового розряду не можуть не супроводжуватися електромагнітним випромінюванням (ЕМВ). Ще з часів О.С. Попова відомо, що канал блискавки є потужним джерелом радіовипромінювання. Електромагнітні коливання в діапазоні радіочастот, які генеруються блискавкою і поширюються в атмосфері у вигляді нерегулярних (аперіодичних) і короткочасних імпульсів, називають атмосфериками. Вони є джерелом атмосферних радіозавад. Процесу утворення розрядів передують процеси накопичення зарядів, супроводжувані зростанням напруженості електричного поля. Наприкінці 60-х років ХХ ст. було виявлено передгрозове радіовипромінювання [7], [8], що є передвісником грози, яке звичайно виникає за кілька хвилин до появи перших розрядів блискавки, а також неперервно-шумове радіовипромінювання, що постійно існує під час грози в проміжках між блискавковими розрядами.

Лінійна блискавка – це гігантський іскровий електричний розряд. Довжина лінійної блискавки складає звичайно кілька кілометрів, але може досягати й 20 км. Від основного каналу існує кілька відгалужень довжиною 2-3 км, що підвищує ймовірність удару блискавки в літак. Середня швидкість руху блискавки 150 км/с, сила струму в середині каналу блискавки досягає 200 000 А, а температура плазми в каналі блискавки перевищує 10 000 °С.

Теоретично визначена ймовірність  $P_T$  зустрічі літака з блискавкою при польоті через активну грозову хмару відповідно до роботи [9] дорівнює  $P_T = 10^{-4}$ , але фактично вона наближається до величини  $P_\phi = 10^{-2}$ . Ймовірність часткового руйнування літака або катастрофи при влученні в нього блискавок лежить у межах  $(2,5 \div 5) \cdot 10^{-2}$ . Відомо досить багато випадків ураження літаків блис-

кавками навіть за умов відсутності активної грозової діяльності, наприклад, у шарувато-дощових хмарах та в хмарності інших форм, особливо в гірських і морських районах. Тільки 10% випадків реальних уражень літаків блискавкою можна пов'язати з типовою купчасто-дощовою хмарністю ( $Cb$ ), а в 80% випадків хмари були явно не грозові. Цей факт, очевидно, пояснюється тим, що пілоти завжди уникають потрапити в активну грозу.

Процес розвитку блискавки в атмосфері може початися при виконанні низки умов. Зокрема, необхідно, щоб напруженість електричного поля перевищила деяке граничне значення  $E_{кр}$ . Відповідно до роботи [6], у грозових зонах це значення лежить у межах  $4 \cdot 10^5 \text{ В/м} \leq E_{кр} \leq 10^6 \text{ В/м}$ . Окремі грозові центри мають протяжність по горизонталі не більше 10 км, тому розміри основних областей зарядів у них не перевищують кількох кілометрів. Об'єми з максимальною щільністю зарядів, де відбувається ініціювання блискавок, повинні бути ще на порядок менше, тобто їхні лінійні розміри складають до кількох сотень метрів. Можна обчислити щільність об'ємного заряду, достатню для утворення напруженості пробією  $E_{кр} = 10^6 \text{ В/м}$ . Вона дорівнює приблизно  $10^{-6} \text{ Кл/м}^3$ , що на один-два порядки вище за середню щільність заряду в купчасто-дощових і грозових хмарах.

Відзначена вище невідповідність теоретичної  $P_T$  і фактичної  $P_\phi$  імовірностей ураження літаків блискавками при перетинанні активної грозової хмари пов'язана з тим, що у використаній теоретичній схемі при розрахунку  $P_T$  не враховується, що саме літак сприяє, подібно до блискавководу, викривленню шляху блискавки і притягненню її до себе. Це можна пояснити перекручуванням електричного поля хмари літаком як провідним металевим тілом і впливом власного електричного заряду  $Q_C$  літака.

Отже, основними чинниками, що впливають на ураження ПС блискавкою, є:

1) інтенсивне зовнішнє електричне поле хмари (його необхідно враховувати і як окрему причину, і як джерело індукованого розподілу зарядів на поверхні ПС);

2) власний заряд літака.

Ураження літаків блискавками супроводжуються uszkodженням антен, засобів навігації і зв'язку, електросилового устаткування, діелектричних і (рідше) металевих елементів конструкції, ослі-

пленням екіпажу й іншими небезпечними впливами. Іноді блискавки, що пройшли лише поблизу літака, призводять до ушкодження радіоелектронного обладнання. Одним із чинників ураження варто вважати також психологічний вплив блискавки на екіпаж. В останні десятиліття випадки ураження літаків блискавками почастишали. Це пов'язано з посиленням впливу діяльності людини на стан атмосфери. Висловлювалися навіть думки спеціалістів, що електричні розряди стають головним метеорологічним чинником, що визначає льотні авіаційні пригоди.

Незважаючи на те, що і турбулентні зони, і блискавки пов'язані з купчасто-дошовою хмарністю, дослідження показали, що місця розташування ЗБН і ЗНТ у загальному випадку не збігаються. Тому, крім виявлення небезпечних в електричному відношенні потужних купчасто-дошових хмар за сильним відбитим сигналом, розробляються і пасивні методи виявлення ЗБН, що реалізуються і як окремі пристрої, і як пристрої, сполучені з МРЛС.

#### **2.1.10. Електризація літаків у хмарах і опадах**

Літак може одержати великий електричний заряд у купчасто-дошових, потужних купчастих, високо-шаруватих і шарувато-дошових хмарах. Для цього необхідно, щоб у хмарі існувало неоднорідне електричне поле. Чим неоднорідніша хмара за фазовим складом, тим більш неоднорідне в ній і електричне поле. Заряд  $Q_C$  літака в зоні опадів (під хмарою) звичайно дуже малий. Цей заряд різко збільшується при входженні в хмару. Основною причиною зарядження літака є його взаємодія з хмарними частинками. Найбільше зарядження літака відбувається в області негативних температур  $0... -15^\circ$ . Це помітно позначається на ймовірності ураження блискавкою. За даними NASA, зона ураження літаків блискавками в хмарах зосереджена в основному в області, обмеженій ізотермами  $0 -10^\circ$ . Заряд літака впливає як на траєкторії уже виниклих блискавок, так і на ймовірність генерації блискавок.

Проте електростатичне зарядження ПС впливає на безпеку польоту не тільки через підвищення ймовірності ураження літака блискавкою. Воно також викликає ефекти, що погіршують якість радіоприймання на борту, знижує точність показань радіокомпаса і якість функціонування бортового РЕО в цілому. Електричний заряд літака іноді позначається навіть на аеродинаміці польоту. Крім то-



го, зарядження літаків може викликати вибух при заправці ПС паливом у польоті.

Істотним є той факт, що в хмарах усіх типів (крім високошаруватих) літак при обледенінні заряджається більше. Зокрема, для шарувато-дошових хмар величина  $Q_C$  обледенілого літака в середньому вдвічі вища, ніж чистого літака. Для забезпечення безпеки польотів при виникненні сильної електризації літака за узгодженням із диспетчером рекомендується змінити висоту польоту.

### 2.1.11. Град

Наслідки зустрічі ПС з градом дуже небезпечні. Тільки в США за 9 років було зареєстровано 272 випадки істотних ушкоджень літаків градом. При більшій швидкості наслідки ураження градом стають тяжчими. Літак зазнає механічних ушкоджень, на обшивці утворюються ум'ятини, може бути ушкоджено скло кабіни.

Звичайно максимальні розміри градинок, що випадають, лежать у межах 2-5 см, але є повідомлення про випадання градинок діаметром більше 10 см і масою до 0,5 кг. З огляду на те, що в процесі польоту до землі градинки тануть і оплавляються, можна припустити, що на висотах зустрічаються і більші градинки.

Зони формування і випадання граду, як і грозові центри (області інтенсивних електричних процесів), найчастіше розвиваються в *Cb*. Імовірність появи зони формування граду істотно залежить від температури вертикальних потоків і мікрофізичних умов.

У роботі [6] описуються різні моделі утворення градинок. Згідно з однією з них град формується в *Cb* як результат злиття переохолоджених крапель із зернами крупи та замерзання крапель. В результаті падіння градинка попадає в шари з позитивною температурою повітря, починає танути, але потужним висхідним потоком закидається на висоти, де температура негативна. Тут до склоподібної поверхні градинки примерзають переохолоджені краплі, які створюють шар непрозорого льоду. Градинки звичайно мають неправильну форму з шаруватою структурою (прошарки прозорого і непрозорого льоду).

Градіві зони, пов'язані з внутрішньо-масовими хмарами, переміщуються в середньому зі швидкістю 10-12 км/год, існуючи від 1 до 3 год. Лінійні розміри зон градової небезпеки (ЗГН) найчастіше складають від 1 до 10 км. Звичайно об'єм градових зон не пе-

ревищує  $30 \text{ км}^3$ , у той час як об'єм градоносної хмари в середньому дорівнює  $800 \text{ км}^3$ , але може бути і набагато більшим. Істотно, що тільки в 75-85% випадків град випадає під час гроз. Це означає, що до 25% випадків граду ймовірні при відсутності активної грозової діяльності. Очевидно, що на висотах градинки без грози зустрічаються ще частіше. Градинки можуть зустрічатися до висоти 15 км (частіше в прошарку від 4,5 до 7 км) не тільки усередині *Cb*, але завдяки турбулентності і поруч з хмарою, і навіть вище хмари.

Відомо, що з утворенням і випаданням рідких і твердих опадів тісно пов'язаний електричний стан хмар. Динаміка відповідних електричних процесів повинна супроводжуватися ЕМВ, подібним передгрозовому радіовипромінюванню.

### **2.1.12. Обледеніння літаків**

Обледеніння - це відкладення льоду на зовнішніх поверхнях літака. Воно є одним з НМЯ, що істотно впливають на безпеку і регулярність польотів. Обледенінню піддаються всі типи літаків і гелікоптерів. Сильне обледеніння ПС не тільки погіршує їхні льотно-технічні дані, але може призвести до авіаційної катастрофи. Зазначимо, що обмерзлі літаки сильніше реагують на турбулентність, а також частіше уражаються блискавками.

На регулярних авіалініях країн - членів ІКАО ймовірність аварії через обледеніння при посадці транспортних літаків у СМУ складає приблизно 0,02%.

Небезпека обледеніння характеризується його інтенсивністю  $J$  - товщиною прошарку льоду, який відкладається за одиницю часу на обмерзлій поверхні:

- слабе ( $J < 0,5 \text{ мм/хв}$ );
- помірне ( $0,5-1 \text{ мм/хв}$ );
- сильне ( $J > 1 \text{ мм/хв}$ ).

Інтенсивність обледеніння визначається аеродинамічними і метеорологічними параметрами. Повторюваність обледеніння літаків залежить від ряду чинників: сезону, висоти польоту, типу літака, тривалості польоту. Наприклад, для літака Ту-134 повторюваність обледеніння - 69% випадків. Обледеніння сильної інтенсивності зустрічається значно рідше, але все ж досить часто - до 8% випадків.

Основною причиною обледеніння ПС у польоті є замерзання переохолоджених крапель, які зштовхуються з лобовими частинами літака. Переохолодженими називають краплі переохолодженої води, тобто води, що знаходиться в незамерзломому стані при негативних температурах. В атмосфері краплі переохолодженої води можуть зустрічатися при температурах до  $-40^{\circ}\text{C}$ . Характер та інтенсивність обледеніння залежать від температури, кількості рідини в хмарі та розмірів крапель. Обледеніння літаків може відбуватися в прошарку до висот 10-12 км, проте у 80% випадків воно буває на висотах менше 4 км. Потрапляння літаків і гелікоптерів у зону переохолодженого дощу призводить до самого інтенсивного обледеніння ( $J \geq 5$  мм/хв.). Ширина зони дощу, у якій відбувається обледеніння, може складати 100-200 км.

Таким чином, дистанційне виявлення зон імовірного небезпечного обледеніння (ЗНО) літаків є важливою й актуальною задачею. Ця задача може бути вирішена за допомогою бортових радіолокаційних засобів.

### **2.1.13. Інші чинники та комбінації чинників**

Суттєво впливають на безпеку польотів явища, що погіршують видимість: тумани, курні бурі й імла, а також зливові опади і замети. Злива може викликати ушкодження літака - зривання голівок заклепок, руйнування плексигласу і фарби.

Основні НМЯ часто супроводжують одне одного, формуючись та існуючи в тих самих метеорологічних об'єктах (наприклад, блискавка, турбулентність і град у *Cb*). Водночас зустрічаються ситуації, коли те або інше небезпечне метеорологічне явище розвивається ізольовано від інших (наприклад, ТЯН, блискавка в шаруватодощових хмарах при відсутності бовтанки, обледеніння). Це означає, що при виявленні НМЯ з метою гарантування безпеки польотів необхідно використовувати ознаки, характерні як для кожного з істотних джерел небезпеки, так і для небезпечної метеорологічної ситуації в цілому.

### **2.1.14. Експертні оцінки безпеки метеорологічних явищ**

Наведені вище об'єктивні статистичні дані про вплив конкретних НМЯ на безпеку польотів цікаво зіставити з експертними оцінками пілотів. Такі оцінки були отримані опрацюванням даних спе-

ціального опитування льотного складу [10]. Розгляд отриманих даних показує, що незалежно від стажу роботи і виконуваних функцій опитані спеціалісти екіпажу одностайно визнають найнебезпечнішим метеорологічним явищем блискавку, на друге місце ставлять град, а потім - турбулентність. В той же час турбулентність визнається як НМЯ, що зустрічається найбільш часто.

За ступенем небезпеки метеорологічних явищ на різних етапах польоту узагальнена думка експертів дає такі ранжирування:

#### Зліт

1) Турбулентність. 2) Град. 3) Блискавка. 4) Злива. 5) Вітер.  
6) Інші.

#### Набирання висоти

1) Град. 2) Блискавка. 3) Турбулентність. 4) Злива. 5) Вітер.  
6) Інші.

#### Маршрут

1) Блискавка. 2) Град. 3) Турбулентність. 4) Злива. 5) Інші.  
6) Вітер.

#### Зниження:

1) Град. 2) Блискавка. 3) Турбулентність. 4) Злива. 5) Інші.  
6) Вітер.

#### Посадка

1) Турбулентність. 2) Злива. 3) Град. 4) Блискавка. 5) Вітер.  
6) Інші.

Варто мати на увазі, що в цьому переліку поняття турбулентність включає в себе також зсув вітру і мікровибух на зльоті і посадці. На етапах набору висоти і, особливо, польоту на маршруті блискавка і град визнаються пілотами найбільш небезпечними з великим відривом (65,4% і 74,4% відповідно від усіх джерел небезпеки), а на етапах зльоту і посадки оцінки ступеня небезпеки метеорологічних явищ розподілені більш-менш рівномірно по всіх джерелах небезпеки.

Коли пілотам було запропоновано назвати лише одне, найбільш небезпечне на їхню думку метеорологічне явище, то голоси розподілилися у такий спосіб: блискавка (Б) - 42,7; град (Г) - 30,6; турбулентні пориви (Т) - 11; дуже сильний вітер (В) - 4,4; зсув вітру (З) - 3,6; шквал, смерч (Ш) - 2,4; інші (І) - 5,3% (рис. 2.3).

Важливо також оцінити, як часто зустрічаються ті або інші НМЯ в практиці літаководіння. Послідовність НМЯ, отримана усе-

редненням місць, що були привласнені пілотами при класифікації НМЯ за частотою зустрічей з ними, виглядає таким чином: 1 – турбулентність; 2 – гроза; 3 – сильний вітер; 4 – обледеніння; 5 – зсув вітру; 6 – сильна злива; 7 – блискавка; 8 – град.

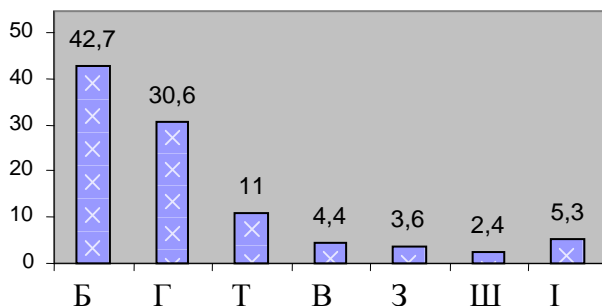


Рис. 2.3. Розподіл (у відсотках) думок пілотів про найнебезпечніші явища

При цьому більш ніж 82% опитаних пілотів зазначили, що найчастіше зустрічаються турбулентність, гроза і сильний вітер.

## 2.2. МЕТЕОРОЛОГІЧНІ ФУНКЦІЇ БОРТОВИХ РЛС

### 2.2.1. Обов'язковість застосування бортових МНРЛС

Одним з найважливіших напрямків підвищення безпеки польотів ПС є зниження ймовірності потрапляння в зону НМЯ. Для забезпечення безпеки польотів екіпажу необхідно своєчасна надійна інформація про розташування ЗНТ та інших НМЯ.

Зі збільшенням інтенсивності польотів зростає значення й економічна доцільність засобів одержання оперативної інформації для проведення літаків у СМУ. Кількість затриманих і особливо скасованих рейсів через метеорологічні умови збільшується значно швидше, ніж інтенсивність повітряного руху. Ця тенденція пов'язана з підвищенням напруженості розкладу, коли в період гарної погоди стає все складніше знайти вікно, необхідне для відправлення раніше затриманого рейсу [11].

Необхідність забезпечення потрібного рівня безпеки і регулярності польотів обумовлює обов'язкове застосування метеорологічних радіолокаторів (МНРЛС) на борту будь-якого ПС, що закріплено нормами льотної придатності НЛГС-3. З урахуванням складності задач, це обумовлює актуальність постійного удосконалювання бортових засобів виявлення зон НМЯ і одержання інформації для обходу таких зон по найбезпечнішій з можливих траєкторій.

### **2.2.2. Активні бортові МНРЛС**

Радіолокатори, якими оснащуються сучасні літаки, дозволяють виявляти хмари й опади, визначати їхні геометричні розміри, аналізувати відбиті від них сигнали, оцінювати небезпеку і видавати пілоту інформацію про місце розташування небезпечних для польотів зон турбулентності й інших НМЯ у фронтальних системах хмар. Оскільки НМЯ в тропосфері в більшості випадків пов'язані з хмарами, то РЛС, що виявляє відбиті від хмар сигнали, є досить ефективним засобом проведення літаків у СМУ.

Бортова МНРЛС є сьогодні основним засобом оперативного одержання інформації про метеорологічну обстановку на трасі польоту. Тому метеорологічні функції сучасного метеонавігаційного радіолокатора мають особливо велике значення і є основними функціями МНРЛС. Не випадково в англійській літературі МНРЛС називають *weather radar* (метеорологічний радіолокатор).

У діапазоні радіохвиль, в якому звичайно працює бортова РЛС (3,2 см), зони НМЯ, зокрема зони інтенсивної турбулентності, виявляються завдяки тому, що майже завжди вони знаходяться в хмарах або в безпосередній близькості від них. Бортові радіолокатори приймають сигнали, відбиті практично не від турбулентності безпосередньо, а від розсіювачів – частинок хмар і опадів. Тому після виявлення відбитого сигналу задача полягає в тому, щоб визначити, чи становить дана хмара небезпеку для польоту.

Голова асоціації лінійних пілотів США в роботі [12] зазначає, що деякі пілоти помилково вважають, ніби РЛС наземної служби КПР краще виявляють НМЯ, ніж бортове обладнання; так, відповідальність за недопущення входження літака в області НМЯ несуть пілоти, причому дуже небезпечними явищами, пов'язаними з конвективними процесами в атмосфері, є сильна турбулентність, зсув

вітру, інтенсивні опади, град, блискавка. Такий підхід добре узгоджується з перспективною концепцією "Free flight".

Цікаво зіставити деякі вимоги до метеорологічного забезпечення польотів із погляду наземних служб КПП і екіпажів ПС. Відомо, що МНРЛС є практично єдиним засобом для одержання екіпажем оперативної метеорологічної інформації на трасі польоту. Для наземних служб КПП донедавна вважалося достатнім мати радіолокаційну інформацію про метеорологічну обстановку в зоні аеродрому. Проте сьогодні для роботи АС КПП виникає потреба мати інформацію про НМЯ на маршруті польоту настільки ж оперативної, як і для зони аеродрому. Тому інформація про НМЯ, отримана за допомогою бортового обладнання і передана по каналах зв'язку, має важливе значення і для функціонування всієї системи КПП.

Сучасні МНРЛС, зазвичай, мають кілька режимів роботи, пов'язаних із виконанням метеорологічних функцій. Аналізуючи функціональні можливості існуючих МНРЛС і вимоги до нових зразків, можна сказати, що МНРЛС і бортові радіолокаційні комплекси сьогодні можуть вирішувати такі задачі в області одержання метеоінформації:

- виявлення метеоутворень і визначення ступеня небезпеки окремих їхніх ділянок за інтенсивністю опадів (радіолокаційній відбиваності);
- виявлення ЗНТ у метеоутвореннях;
- виявлення зон небезпечного зсуву вітру (ЗЗВ) на глісаді під час зльоту і посадки літака;
- відображення вертикальної структури метеоутворень шляхом одержання вертикального профілю (перетину) метеоутворень на обраному курсовому куті;
- виявлення метеоутворень великої інтенсивності, які розташовані за зонами опадів малої інтенсивності;
- компенсація ослаблення радіохвиль у метеоутвореннях;
- запобігання прийняттю пілотом неправильних рішень про відсутність небезпеки за зонами опадів малої інтенсивності, що маскують зони опадів великої інтенсивності шляхом відображення на цих ділянках зон невизначеності;
- виявлення небезпечного метеоутворення, що знаходиться на курсі літака із видачею сигналу попередження про небезпеку при

відключенні режиму індикації інформації радіолокатора на електронній системі індикації літака;

- визначення координат (курсого кута і дальності) метеоутворень і небезпечних зон у них;

- придушення завад від земної поверхні при виявленні й аналізі небезпеки метеоутворень.

Звичайно, не можна МНРЛС вирішує всі з перелічених задач, пов'язаних з одержанням метеорологічної інформації. До того ж цей список не претендує на повноту. Принаймні, він може бути доповнений запровадженням режимів виділення ЗГН і ЗНО в близькому майбутньому.

### **2.2.3. Пасивні методи виявлення блискавконебезпечних зон**

Як доповнення до виявлення потужних купчасто-дошових хмар і гроз активними методами виявлення грозоактивних зон у повітряному просторі виконується і пасивними методами, тобто шляхом прийому сигналів власного електромагнітного випромінювання (ЕМВ) метеоутворень. Відповідно до використовуваного виду власного ЕМВ метеоутворень відомі три підходи до пасивного виявлення ЗБН.

1. *Виявлення ЗБН за атмосфериками.* На виявленні й аналізі атмосфериків основані відомі радіотехнічні методи визначення місця розташування гроз на великих відстанях [13], у тому числі бортові пристрої [14], [15].

2. *Виявлення ЗБН за характерним передгрозовим радіовипромінюванням.* Не заглиблюючись у з'ясування фізичних причин і механізмів генерування хмарами передгрозового радіовипромінювання, зазначимо важливість самого факту, що власне передгрозове і неперервно-шумове радіовипромінювання хмар та гроз існує і може бути виявлено пасивними радіолокаційними засобами і використано для своєчасного виявлення ЗБН з борту ПС. Технічне вирішення цієї ідеї може бути реалізовано, наприклад, відповідно до винаходу [16].

3. *Виявлення ЗБН за напруженістю електричного поля.* Оцінка електричної структури хмарності, власного заряду літака і прогнозування напруженості електричного поля атмосфери (*квазіелектростатичного поля*) по трасі польоту літака вказують на ще одну можливість оперативного виявлення ЗБН. Цей підхід, запропоно-



ваний у роботі [17], є особливо привабливим через можливість виникнення блискавки в негрозових хмарах під впливом власного заряду літака.

Сьогодні реалізований і знаходить досить широке застосування в бортових пристроях лише один із наведених методів – перший. Бортові пристрої визначають азимут і дальність до центрів грозоактивних зон на основі пеленгації радіовипромінювання блискавки і однопунктної грозодальнометрії. При цьому необхідно забезпечити стабілізацію вимірюваних кутів пеленга в горизонтальній площині відносно курсу літака при змінах кутового положення літака за курсом, креном і тангажем.

Два інших методи є перспективними щодо реалізації в бортовому обладнанні авіоніки.

#### **2.2.4. Класифікація НМЯ як об'єктів радіолокаційного виявлення**

Залежно від типу джерела метеорологічної небезпеки можна говорити про такі класи зон НМЯ як об'єкти радіолокаційного виявлення з метою інформаційного підтримання безпеки і регулярності польотів:

- зони небезпечної турбулентності (ЗНТ);
- зони зсуву вітру і мікрровибуху (ЗЗВ);
- зони підвищеної електричної активності та блискавкової небезпеки (ЗБН);
- зони градової небезпеки (ЗГН);
- зони небезпечного обледеніння (ЗНО).

Існують й інші НМЯ, які не включені в цю класифікацію, наприклад, шквал, смерч або ТЯН. Не пов'язані з хмарністю зони ТЯН не можуть бути виявлені стандартними бортовими радіолокаційними засобами через те, що не містять розсіювачів електромагнітної енергії відповідного діапазону. Щодо шквалу і смерчу, то вони по суті є динамічними процесами, що діють подібно дуже сильній турбулентності чи зсуву вітру і можуть виникати тільки у зв'язку з грозою і купчасто-дощовою хмарністю. Тому виявлення і запобігання ЗБН, ЗНТ і ЗЗВ практично рятує ПС і від інших небезпечних динамічних впливів у тропосфері.

## **2.3. ЛОКАЛІЗАЦІЯ ЗОН НМЯ**

### **2.3.1. Основні визначення**

Фізичні ознаки зовнішнього прояву НМЯ, зазвичай, описуються такими параметрами, які можна виміряти і які характеризують інтенсивність НМЯ. Характерними прикладами є параметри швидкості вітру, напруженості електричного і магнітного полів, інтенсивність опадів. Зокрема, фізичні параметри інтенсивності турбулентності були подані в табл. 2.1.

З погляду дистанційного зондування НМЯ можна розглядати як об'ємно розподілені об'єкти, що займають певні просторові зони в хмарності або в безхмарній атмосфері (ясному небі).

Райони атмосфери, де параметри, що характеризують інтенсивність НМЯ, перевищують деякий заданий рівень, називаються зонами НМЯ.

Процес виявлення НМЯ і віднесення зон НМЯ до певних просторових координат у заданий час на підставі результатів дистанційного зондування називається локалізацією зон НМЯ.

Таким чином, у процесі локалізації засобами мікрохвильового дистанційного зондування атмосфери виявляють зони НМЯ і визначають їхнє місце розташування в заданій системі координат. У ряді випадків є можливість оцінити також ступінь інтенсивності НМЯ. Якщо мова йде про локалізацію небезпечних для польотів зон бортовими радіолокаційними засобами, мають на увазі оперативне виявлення таких зон і визначення їхнього місцезнаходження за допомогою МРЛС та інших бортових пристроїв, що можуть бути сполучені з МРЛС.

### **2.3.2. Локалізація небезпечних зон як статистична задача**

**Можливі формулювання задачі.** Задача локалізації зон НМЯ може бути сформульована по-різному. Зокрема, вона полягає в тому, що, базуючись на результатах вимірів деякого набору інформативних параметрів, а також на апріорних статистичних даних, які характеризують класи об'єктів, що аналізуються, необхідно прийняти рішення про віднесення об'єкта до того або іншого класу. Звичайно така задача розв'язується стосовно даного роздільного об'єму, що розглядається як об'єкт зондування, а сукупність розді-

льних об'ємів визначає просторові границі зони НМЯ. Априорні дані в такій постановці повинні бути отримані заздалегідь будь-яким з можливих способів: спеціально організованими експериментальними дослідженнями, моделюванням, теоретичним аналізом або шляхом комбінації зазначених засобів.

Якщо мова йде про альтернативні класи, то наведене формулювання характеризує задачу розпізнавання образів.

Істотною особливістю задачі локалізації НМЯ є те, що класи ЗНТ, ЗБН, ЗГН, ЗНО у загальному випадку не є альтернативними, тому що відповідні метеорологічні явища можуть спостерігатися в одному місці в той самий час.

Залишаючись у рамках задачі розпізнавання образів, можна розглядати локалізацію зон НМЯ тільки за одним джерелом небезпеки (наприклад, ЗНТ) або розділити її на декілька задач - по кожному джерелу небезпеки окремо. При локалізації по одному джерелу небезпеки альтернативні класи можуть відповідати різним інтегралам інтенсивності НМЯ, наприклад, інтенсивності турбулентності відповідно до даних табл. 2.1. Після прийняття рішення по кожному з джерел небезпеки з'являється можливість комплексування одержаної інформації. Тоді пілоту можна видавати синтезовану інформацію про зони НМЯ в інтегрованому вигляді або за його бажанням з тим або іншим ступенем деталізації щодо різних джерел небезпеки та за інтенсивністю НМЯ.

У випадку, коли всі об'єкти поділяються на два класи, один з яких відповідає наявності небезпеки, а другий – її відсутності (інтенсивність НМЯ перевищує або не перевищує встановлений граничний рівень), задача розпізнавання вироджується в задачу виявлення об'єктів, у яких інтенсивність НМЯ вище заданого порога.

Для вирішення задач розпізнавання образів, або оптимальної класифікації використовують математичний апарат теорії статистичних рішень.

**Статистичний характер задачі** локалізації зон НМЯ обумовлений такими обставинами.

По-перше, радіолокаційні методи вимірів не дозволяють однозначно вимірювати необхідні характеристики метеорологічних явищ. Наприклад, нехай за результатами вимірів швидкостей час-

тинок (гідрометеорів), що є розсіювачами, які затягуються турбулентним потоком, можна одержати інформацію про параметри турбулентності. Проте, крім руху з турбулентним потоком, гідрометеори падають під дією гравітації і можуть брати участь у русі, викликаному іншими причинами. Крім того, за допомогою РЛС можна оцінити лише радіальну складову повної швидкості. Ці й інші чинники діють еквівалентно джерелам завад. На фоні цих завад необхідно здійснити локалізацію.

По-друге, у ряді випадків безпосередня інформація про метеорологічні явища втрачається при проходженні сигналів у трактах радіолокаторів (наприклад, детектор некогерентної РЛС руйнує інформацію про спектр швидкостей розсіювачів відносно радіолокатора). У таких випадках доводиться вимірювати величини, що мають лише непрямий зв'язок з метеорологічними явищами, що становлять інтерес. Далі буде показано, що такою величиною є, наприклад, середня потужність прийнятого сигналу. Отже, оптимальну класифікацію необхідно робити на підставі непрямой інформації.

По-третє, радіолокаційне спостереження супроводжується невідомими для спостерігача чинниками, що не піддаються ніякому врахуванню, крім статистичного: завмирання, зовнішні завади, власні шуми приймача і т.ін. Ці завади спотворюють прийнятий сигнал і призводять до помилок при оцінці параметрів сигналу.

По-четверте, час спостереження завжди обмежений, тому що інформацію про зони НМЯ необхідно одержувати оперативно. Отже, для оцінки інформативних параметрів і прийняття рішень при класифікації об'єктів доводиться користуватися короткими вибірками відбитих сигналів, що зумовлює статистичні похибки.

**Бінарна задача.** Розглянемо найпростіший випадок, коли ап'іорно можливі тільки два альтернативних класи (задача бінарної локалізації). Нехай такими класами є:

- клас небезпечних об'єктів (наявність НМЯ); ситуацію наявності НМЯ позначимо  $\omega_1$ ;
- клас безпечних об'єктів (відсутність НМЯ); ситуація  $\omega_2$ .

Відбитий від метеорологічного об'єкта радіолокаційний сигнал несе велику кількість інформації, що міститься в різних його пара-

метрах (амплітуді, фазі, частоті, поляризаційних характеристиках, міжперіодній кореляції, ширині спектра й інших параметрах).

Припустимо, що існує  $n$  параметрів, що є інформативними для задачі локалізації НМЯ. Вони утворюють вектор інформативних параметрів  $X=(x_1, x_2, \dots x_n)$ . На підставі виміру інформативних параметрів необхідно прийняти одне з двох рішень:

- рішення  $a_1$  про те, що об'єкт належить до класу  $\omega_1$ ;
- рішення  $a_2$  про те, що об'єкт належить до класу  $\omega_2$ .

Інформативні параметри мають лише статистичний зв'язок зі ступенем небезпеки об'єкта. Рішення не може бути абсолютно достовірним. Завжди є та або інша ймовірність помилки при прийнятті рішення  $a_1$  або  $a_2$  про віднесення об'єкта до класів  $\omega_1$  або  $\omega_2$ . Можливі комбінації апріорних ситуацій (класів) і прийнятих рішень (вірних і помилкових) подані в табл. 2.3.

Таблиця 2.3

**Комбінації апріорних ситуацій і прийнятих рішень**

Апріорні ситуації (класи)	Апріорні імовірності	Рішення	Апостеріорні ситуації та їхні ймовірності	Вартість рішень
$\omega_1$	$P(\omega_1)$	$a_1$	$P(a_1 / \omega_1)$	$C(\omega_1, a_1)$
		$a_2$	$P(a_2 / \omega_1)$	$C(\omega_1, a_2)$
$\omega_2$	$P(\omega_2)$	$a_1$	$P(a_1 / \omega_2)$	$C(\omega_2, a_1)$
		$a_2$	$P(a_2 / \omega_2)$	$C(\omega_2, a_2)$

У табл. 2.3 враховано, що кожній із двох апріорних ситуацій  $\omega_1$  і  $\omega_2$ , які можуть мати місце з апріорними ймовірностями  $P(\omega_1)$  і  $P(\omega_2)$ , за результатами оцінки інформативних параметрів і прийняття рішення можуть бути поставлені у відповідність два рішення  $a_1$  і  $a_2$ , одне з яких є вірним, а інше – помилковим. Залежно від того, яке рішення прийнято і яка з двох імовірних апріорних ситуацій мала місце насправді, виникає одна з чотирьох апостеріорних

ситуацій, що характеризуються апостеріорними умовними ймовірностями:

$P(a_1 / \omega_1)$  - ймовірність правильної локалізації НМЯ;

$P(a_1 / \omega_2)$  - ймовірність помилкової (хибної) тривоги;

$P(a_2 / \omega_1)$  - ймовірність пропускання НМЯ;

$P(a_2 / \omega_2)$  - ймовірність правильного рішення про відсутність НМЯ.

**Показники якості локалізації.** Оскільки з чотирьох ймовірних апостеріорних ситуацій незалежними є тільки дві, то незалежними показниками якості локалізації зон НМЯ можуть виступати лише дві умовні ймовірності, наприклад,

$$D_{НМЯ} = P(a_1 / \omega_1); \quad F_{НМЯ} = P(a_1 / \omega_2). \quad (2.4)$$

Оптимальний алгоритм локалізації зон НМЯ може бути синтезовано, наприклад, якщо відомі умовні щільності ймовірностей інформативних параметрів для кожного з класів  $p(X/\omega_1)$  і  $p(X/\omega_2)$ . Тоді, як відомо з теорії статистичних рішень, достатньо визначити відношення правдоподібності  $p(X/\omega_1)/p(X/\omega_2)$  і порівняти його з деяким граничним рівнем. На практиці звичайно вводять зручну монотонну функцію відношення правдоподібності, наприклад, логарифм відношення правдоподібності  $y(X) = \ln [p(X/\omega_1)/p(X/\omega_2)]$ , якщо математичною моделлю  $p(X/\omega_j)$ ,  $j=1;2$  є нормальний закон або інша функція, що містить  $X$  у показнику ступеня.

Припустимо, що нам відомі математичні моделі розподілу вектора інформативних параметрів  $p(X/\omega_j)$ ,  $j=1;2$  у кожній із ситуацій  $\omega_1$  і  $\omega_2$ . Отже, можна одержати конкретний вираз для функції  $y(X)$ , який ми будемо називати дискримінантною функцією

$$y(X) = f \left[ \frac{p(X/\omega_1)}{p(X/\omega_2)} \right], \quad (2.5)$$

де  $f[*]$  є монотонною функцією величини, що стоїть в квадратних дужках. Функція  $\mathcal{U}(X)$  приймає випадкові, але цілком конкретні числові значення залежно від результатів вимірів випадкового вектора інформативних параметрів  $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ . Знаючи щільності розподілів аргументу  $p_1(X) = p(X/\omega_1)$  і  $p_2(X) = p(X/\omega_2)$ , неважко знайти щільності розподілів функції  $p_1(y) = p(y/\omega_1)$  і  $p_2(y) = p(y/\omega_2)$ . Важливо зауважити, що в той час, як  $p_i(X)$ ,  $i=1;2$  є багатовимірними щільностями ймовірностей, щільності ймовірності  $p_i(y)$ ,  $i=1;2$  є одновимірними. У цьому і полягає практичний зміст переходу від вектора інформативних параметрів  $X = \{x_1, x_2 \dots x_n\}$  до дискримінантної функції  $\mathcal{U}(X)$  за допомогою виразу (2.5).

Нехай щільності ймовірностей значень функції  $p(y)$  у ситуаціях  $\omega_1$  і  $\omega_2$  відображається графіками, наведеними на рис. 2.4. Точка  $y_0$  на осі абсцис позначає граничний рівень, з яким порівнюється величина дискримінантної функції для прийняття рішення. Тоді правило прийняття рішення можна записати як

$$\begin{aligned} \mathcal{U}(X) \geq y_0 &\Rightarrow a_1; \\ \mathcal{U}(X) < y_0 &\Rightarrow a_2. \end{aligned} \tag{2.6}$$

Ймовірність правильної локалізації НМЯ в тій області простору, з якої надійшли сигнали з інформативними параметрами  $X$ , дорівнює ймовірності того, що прийняте рішення  $a_1$  за умови, що має місце ситуація  $\omega_1$ . У прив'язці до гіпотетичної ситуації, зображеної на рис. 2.4, це означає, що значення дискримінантної функції перевищило поріг за умови  $\omega_1$ . У такому випадку ймовірність правильної локалізації дорівнює

$$D_{НМЯ} = \int_{y_0}^{\infty} p(y/\omega_1) dy, \tag{2.7}$$

що відповідає площі під кривою  $p(y/\omega_1)$  правіше порога. Ця площа позначена на рис. 2.4 горизонтальним штрихуванням.

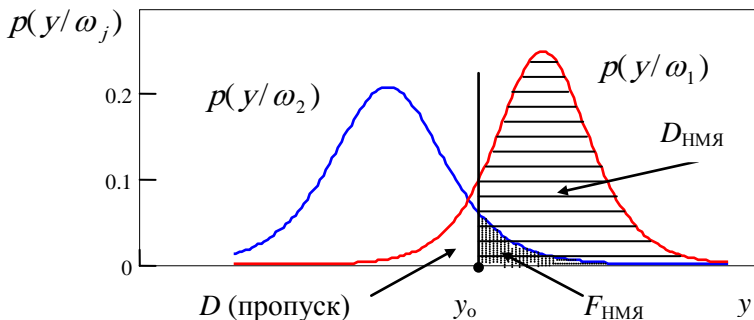


Рис. 2.4. Ймовірності вірних і помилкових рішень бінарної локалізації

Ймовірність помилкової тривоги  $F_{НМЯ}$ , що позначена крапковим штрихуванням (рис. 2.4), відповідає перевищенню величиною  $y(X)$  порога  $y_0$  за умови  $\omega_2$ :

$$F_{НМЯ} = \int_{y_0}^{\infty} p(y/\omega_2) dy. \quad (2.8)$$

Аналогічно ймовірність пропуску НМЯ  $\bar{D}$  – це інтеграл, що визначає площу під кривою  $p(y/\omega_1)$  нижче порога:

$$\bar{D} = \int_{-\infty}^{y_0} p(y/\omega_1) dy, \quad (2.9)$$

а ймовірність правильного рішення про відсутність НМЯ:

$$\bar{F} = \int_{-\infty}^{y_0} p(y/\omega_2) dy. \quad (2.10)$$

Оскільки події "правильна локалізація" і "пропуск" є протилежними й утворюють повну групу за умови  $\omega_1$ , то сума відповідних



імовірностей дорівнює одиниці  $D_{HMY} + \bar{D} = 1$ . Аналогічно  $F_{HMY} + \bar{F} = 1$ .

**Вибір граничного рівня.** З рис. 2.4 і наведених формул (2.7), (2.8) видно, що якщо встановити достатньо низький граничний рівень (перемістити вертикальну пряму  $y = y_0$  далеко вліво), то ймовірності правильної локалізації і помилкової тривоги обидві виявляться близькими до одиниці. Вони будуть зменшуватися при зростанні порога  $y_0$  приблизно так, як показано на рис. 2.5, де суцільна лінія відповідає ймовірності правильної локалізації, пунктирна – ймовірності помилкової тривоги, а крапкова крива представляє сумарну ймовірність помилки  $P_{er} = F_{HMY} + \bar{D} = F_{HMY} + 1 - D_{HMY}$ .

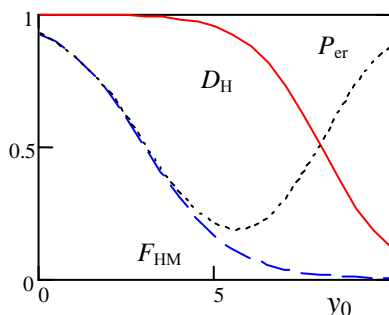


Рис. 2.5. Залежність ймовірностей вірних і помилкових рішень від порога прийняття рішення

Хід кривої  $P_{er}(y_0)$  показує, що існує оптимальний граничний рівень, при якому ймовірність  $P_{er}$  мінімальна. Мінімум сумарної ймовірності помилки  $P_{er}$  відповідає критерію ідеального спостерігача. Цей критерій практично застосовується лише у випадку, коли апіорні ймовірності ситуацій рівні між собою  $P(\omega_1) = P(\omega_2) = 0,5$  і вартості  $C(\omega_i, a_j)$  рішень  $a_1$  і  $a_2$  однакові у всіх ситуаціях. Такі умови рідко виконуються в задачах радіолокації. Більш того, обґрунтувати вартості рішень  $C(\omega_i/a_j)$  і вірогідно оцінити апіорні ймовірності класів  $P(\omega_1)$  і  $P(\omega_2)$  у задачах такого роду дуже складно. Тому, зазвичай, не вдається застосувати і кри-

терій мінімуму середнього ризику для знаходження оптимального граничного рівня.

Якщо побудувати залежності  $D_{НМЯ}(y_0)$  і  $F_{НМЯ}(y_0)$  (рис. 2.5), то можна вибрати прийнятний граничний рівень  $y_0$ , виходячи з тих величин  $D_{НМЯ}$  і  $F_{НМЯ}$ , які відповідають практичним вимогам. У задачах локалізації зон НМЯ звичайно потрібно забезпечити задоволення вимог до ймовірності правильної локалізації. Підбираючи граничний рівень  $y_0$ , можна встановити значення  $D_{НМЯ}$  не нижче необхідного. Наприклад, якщо відповідно до вимог ймовірність правильної локалізації ЗНТ повинна бути  $D_{ЗНТ} \geq 0,9$ , то граничний рівень можна встановити  $y_0 \leq y_0^*$ , як показано на рис. 2.6. При цьому одержуємо цілком визначене значення  $F_{ЗНТ}$ , що є найменшим з усіх ймовірних при даних  $p(X/\omega_i)$ .

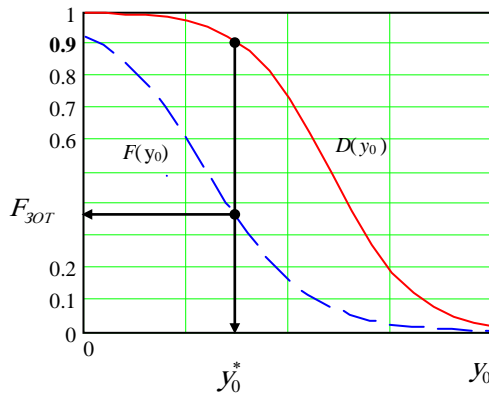


Рис.2.6. Вибір порога за критерієм Неймана-Пірсона

Зазначена процедура визначення граничного рівня, по суті, відповідає критерію Неймана-Пірсона, який не потребує ні апріорних ймовірностей ситуацій, ні вартостей рішень. Проте використана в даній задачі версія цього критерію відрізняється від тієї, що звичайно використовується в задачі виявлення радіолокаційних сигналів: там фіксувалася ймовірність помилкової тривоги і максимізувалася ймовірність правильного виявлення, а в даному випадку фіксується ймовірність правильної локалізації і мінімізується ймовірність помилкової тривоги.

Статистична задача бінарної локалізації і критерії оптимальної класифікації описані більш детально в навчальному посібнику [2], де наведені також вирази дискримінантної функції при довільній кількості інформативних параметрів і в окремому випадку двох інформативних параметрів.

### 2.3.3. Загальна характеристика інформативних параметрів локалізації

Розглянута в попередньому розділі загальна постановка статистичної задачі бінарної локалізації зон НМЯ носить абстрактний характер. Для наповнення її конкретним змістом необхідно насамперед установити, які ж параметри радіолокаційного сигналу  $x_1, x_2, \dots, x_n$  необхідно вимірювати (оцінювати) для досягнення найкращих (за заданих умов) результатів локалізації. Очевидно, ці параметри можуть бути різними залежно від виду метеорологічної небезпеки і типу використовуваного радіолокаційного засобу.

**Вимоги до інформативних параметрів.** Інформативні параметри (П), по суті, є ознаками, за якими здійснюється прийняття рішення про віднесення досліджуваного радіолокаційного об'єму до класу небезпечних або безпечних об'єктів. Вони являють собою результати прямих вимірів первинних параметрів сигналів або є функціями від них. Всяка функція від результатів спостережень або вимірів називається *статистикою*. Статистики є вторинними параметрами відносно результатів вимірів первинних параметрів сигналів.

Очевидно, що сукупність П повинна значною мірою відображати ті властивості метеорологічних об'єктів, які важливі для розпізнавання зон НМЯ. Від розмірності вектора П суттєво залежить обчислювальна складність процедур, достовірність локалізації, матеріальні й трудові витрати на спостереження, оцінку параметрів і прийняття рішень.

Можна сформулювати такі вимоги до складу вектора П:

1) до складу інформативних параметрів доцільно включати тільки ті параметри, за якими може бути отримана апіорна інформація, достатня для опису класів об'єктів, що аналізуються, на мові цих параметрів;

2) використовувані параметри повинні бути досить тісно пов'язані з фізичними характеристиками метеорологічних утворень, що характеризують небезпеку; при включенні до складу вектора  $\Pi$  деяких малоінформативних параметрів ускладнення процедур обробки сигналів не буде супроводжуватися належним зростанням достовірності локалізації;

3) бажано одержати більш ошадливий опис ситуацій за допомогою вторинних  $\Pi$ , кількість яких буде менше ніж число первинних параметрів сигналу, а ймовірність правильної локалізації істотно не знизиться;

4) деякі з параметрів (зазвичай, вторинні) не варто використовувати, тому що їх не можна досить просто визначити через відсутність відповідних вимірювачів, а ресурси на створення системи локалізації зон НМЯ обмежені.

Зменшення кількості  $\Pi$  знижує витрати на виконання вимірів і обчислень, але може призвести до зниження достовірності локалізації. Але якщо час на вимір і прийняття рішення жорстко обмежений, то підвищення розмірності вектора  $\Pi$  може виявитися єдиним засобом доведення достовірності до необхідного рівня. Як бачимо, вимоги щодо мінімуму кількості  $\Pi$  і максимуму достовірності є суперечливими. Це свідчить про важливість і складність питання вибору інформативних параметрів. Єдиною альтернативою підвищенню кількості  $\Pi$  при вирішенні задачі підвищення достовірності локалізації є вдале формування вторинних  $\Pi$ , число яких або загальний інформаційний об'єм буде менше, ніж для первинних параметрів сигналу, а ймовірність правильної локалізації істотно не знизиться. Якась прийнятна для практичного застосування формальна постановка задачі оптимального вибору вторинних  $\Pi$  у задачах локалізації (або взагалі в задачах розпізнавання образів) нам не відома. Вибір конкретних  $\Pi$  визначається, головним чином, на основі відомих теоретичних і експериментальних даних про зв'язки параметрів радіолокаційних сигналів із фізичними характеристиками НМЯ, що розглянуті в підрозділі 2.1. Включення до складу вектора  $\Pi$  тих або інших вторинних  $\Pi$  і, особливо, формування або синтез вторинних  $\Pi$  багато в чому носить евристичний характер. У той же час ефективність застосування різноманітних  $\Pi$  у задачах локалізації може бути оцінена досить строгими методами

аналізу, статистичного моделювання й експериментальної перевірки.

**Класифікація інформативних параметрів локалізації.** Первинні параметри електромагнітних коливань - це *амплітуда, частота, фаза і поляризація*. Радіолокаційні сигнали ніколи не бувають гармонійними. Тому в радіолокації під терміном „амплітуда” звичайно розуміють не найбільше значення гармонійного коливання, а частіше за все – величину, пропорційну квадратному кореню з максимальної або середньої потужності сигналу; у кожному конкретному випадку необхідно уточнювати цей термін. Що стосується інших перелічених параметрів, то звичайно мова йде про вимір їхніх відносних величин, тобто про вимір зсуву частоти, фази або зміни поляризації відбитого сигналу порівняно із зондувальним сигналом.

Ряд ознак класифікації ІІ локалізації впливає з розглянутої в підрозділі 1.1 класифікації БРЛС. Ясно, що однопараметричні й багатопараметричні РЛС (див. п. 1.1.7) характеризуються відповідно тим, що в першому випадку вектор ІІ містить тільки один параметр, а в другому – набір параметрів (мінімум – два ІІ).

Звичайно в однопараметричних системах єдиним оцінюваним параметром є деякий вторинний ІІ. Часто таким ІІ є усереднена за часом і за декількома роздільними об'ємами, середня потужність відбитого сигналу, як у некогерентних РЛС, наприклад, у радіолокаторах сімейств "Гроза", МРЛС-85 і в більшості радіолокаторів "Буран". Багатопараметричну систему також можна побудувати на основі некогерентного радіолокатора, але більше можливостей є при використанні когерентно-імпульсних РЛС, а особливо – поляризаційних радіолокаторів. Таким чином, ще одна ознака класифікації бортових радіолокаторів (див. підрозділ 1.1), а саме розглянутий у п. 1.1.9 характер обробки сигналів є істотною для аналізу ІІ локалізації зон НМЯ.

Відповідно до сформованої термінології розрізняють такі типи ІІ локалізації зон НМЯ засобами активної радіолокації:

- *амплітудні;*
- *спектральні (кореляційні);*
- *поляризаційні;*
- *доплерівсько-поляризаційні.*

У випадку, коли одночасно використовують П різних груп, кажуть про використання *комплексу інформативних параметрів*. Сьогодні широке практичне застосування знаходять дві групи інформативних параметрів:

- амплітудні параметри (пов'язані з виміром потужності відбитого сигналу);
- спектральні параметри (пов'язані з виміром характеристик спектра доплерівських частот).

Якщо ці параметри вимірювати з урахуванням поляризаційних характеристик випромінюваного і прийнятого сигналів, то приходимо відповідно до поляризаційних і доплерівсько-поляризаційних або доплерівсько-поляриметричних П, що підвищує інформаційні можливості системи, але істотно ускладнює її.

#### 2.3.4. Узагальнена схема локалізації небезпечних зон

**Послідовність операцій.** Підсумовуючи викладені вище думки щодо локалізації зон НМЯ, узагальнену послідовність операцій при локалізації зон НМЯ активною МНРЛС можна подати у вигляді схеми (рис. 2.7).

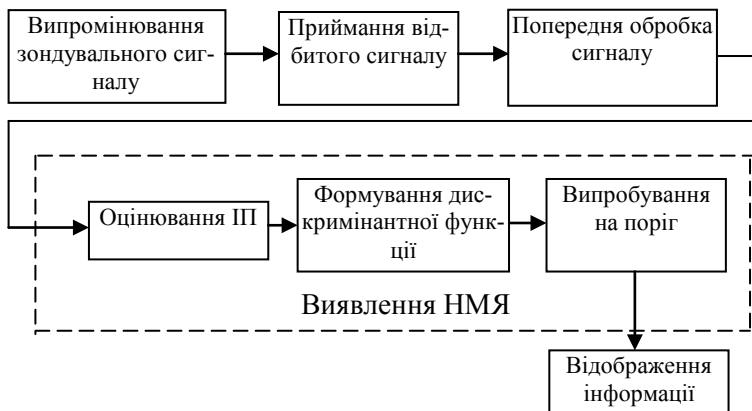


Рис. 2.7. Послідовність операцій при виявленні НМЯ

Процес виявлення НМЯ відповідно до постановки задачі в підрозділі 2.3.2 включає формування зондувального сигналу, який ви-

промінюється в напрямку досліджуваного одиничного об'єму метеорологічного утворення. Потім здійснюється прийом відбитого сигналу і його попередня обробка. Крім чисто технічних задач типу перетворення частоти і посилення сигналу, попередня обробка може включати і деякі інформаційні операції, наприклад, порівняння відбитого сигналу з опорним сигналом передавача. Далі виконується оцінка ІІ.

Як ІІ можна розглядати, наприклад, просто амплітуди послідовно відбитих імпульсів від заданого роздільного об'єму. Тоді умовними щільностями ймовірностей ІІ у ситуаціях  $\omega_1$  і  $\omega_2$  є просто відповідні щільності ймовірностей  $p(u_1, u_2, \dots, u_n / \omega_1)$  і  $p(u_1, u_2, \dots, u_n / \omega_2)$ , де  $u_1, u_2, \dots, u_n$  – амплітуди відбитих імпульсів після детектора,  $n$  – кількість імпульсів у пачці, що формується при опроміненні досліджуваного об'єму хмари. У такому випадку маємо справу з  $n$ -вимірним вектором первинних ІІ.

Іншим прикладом є використання як ІІ значення середньої потужності відбитого сигналу  $\bar{P} = 1/n(u_1^2 + u_2^2 + \dots + u_n^2)$ , визначеного за всією пачкою відбитих імпульсів (ділення на  $n$  не є істотною операцією при постійному значенні  $n$ ). Якщо інші ІІ не використовуються, тоді в цьому окремому випадку вектор ІІ містить тільки одну складову  $\bar{P}$ , але  $\bar{P}$  на відміну від  $u_i$  є вторинним ІІ.

Процедура формування дискримінантної функції фактично зведе багатопараметричну векторну задачу до скалярної, що дає можливість здійснити операцію порівняння з порогом і прийняти одне з двох можливих рішень. Результат порівняння, який дозволяє зробити висновок про наявність або відсутність небезпеки, відображається у вигляді, зручному для використання екіпажем ПС.

**Функціональна схема** пристрою, що реалізує зазначену послідовність операцій, подана на рис. 2.8. Пристрій складається з передавача ПРД, антенного перемикача АНП, антени АНТ, приймача ПРМ, вимірювача інформативних параметрів ВІП, блока прийняття рішень БПР та індикатора ІНД.

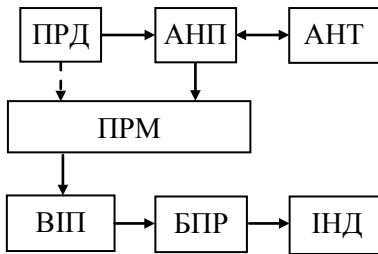


Рис. 2.8. Узагальнена функціональна схема пристрою локалізації НМЯ

ПРД формує зондувальний сигнал, який через АП надходить у антену і випромінюється в напрямку об'єкта. Відбитий сигнал уловлюється антенною і через АНП надходить у ПРМ, де здійснюється його виявлення на фоні шумів і попередня обробка, для якої може стати необхідним опорний сигнал ПРД, надходження якого позначено на схемі пунктирною стрілкою. Сукупність ІП формується в блоці ВПП, що здійснює алгоритми оцінки ІП. Формування дискримінантної функції та порівняння її значення з пороговим рівнем реалізується в БПР, з виходу якого сигнал про наявність або відсутність НМЯ надходить для відображення в блок індикатора ІНД.

**Вимоги до алгоритмів.** Розміщення МНРЛС на літаку, що швидко рухається, накладає навіть більш жорсткі вимоги до алгоритмів обробки сигналу, ніж при огляді наземними радіолокаторами спостереження. Алгоритми оцінки ІП повинні забезпечувати одержання слухних оцінок за короткими вибірками ехо-сигналів (кілька десятків імпульсів, а іноді – одиниці імпульсів). Швидкість роботи алгоритмів повинна забезпечити обробку в реальному масштабі часу відбитих сигналів від приблизно  $10^5$  роздільних об'єктів, які знаходяться в зоні огляду. Час, відпущений для цього, не перевищує період огляду (2...5 с).

Алгоритми обробки сигналів пов'язані з методами зондування і не можуть розроблятися незалежно від них. Тому створення ефективних методів зондування метеорологічних утворень і обробки сигналів постійно залишаються актуальною задачею, що уже протягом п'ятидесяти років привертає увагу вчених і спеціалістів головних фірм, зайнятих розробкою і виробництвом бортового РЕО.

**Вимоги до відображення інформації.** Інформація про метеорологічну обстановку з виділенням зон НМЯ повинна надаватися



екіпажу ПС у наочній і зручній для сприйняття формі в полярній системі координат "дальність-азимут", тобто у вигляді горизонтальних перетинів зони огляду на висоті польоту. Крім того, звичайно забезпечується можливість нахилу антени у вертикальній площині, а останнім часом – можливість сканування у вертикальній площині з видачею на екран вертикальних перетинів хмарності на заданому азимуті за бажанням оператора.

Основним режимом одержання інформації про НМЯ все ж лишається горизонтальний перетин. Координати виділених небезпечних зон визначаються за допомогою міток дальності й азимута. Переважна більшість членів екіпажів вважають, що до складу відображуваної інформації, крім координат небезпечних зон, необхідно включати тип небезпеки (ЗНТ, ЗГН, ЗБН, ЗЗВ, ЗНО). Відображувана інформація переважно має містити дані про три градації небезпеки, що відповідає триальтернативній стратегії прийняття рішень, закладеній у пристрій локалізації зон НМЯ (наприклад: "безпечно", "потенційна небезпека", "НЕБЕЗПЕЧНО"). Так вважають 80% опитаних членів екіпажів [18].

Необхідний час відновлення інформації пов'язаний як зі швидкістю польоту, так і зі швидкістю протікання фізичних процесів у метеорологічних об'єктах. Дослідження показали, що оптимальний час відновлення інформації на екрані лежить у межах від 2 до 10 с залежно від швидкості польоту.

З іншого боку, збільшення кількості відображуваної інформації зумовлює зростання навантаження на пілота, що підвищує ймовірність помилок при інтерпретації даних і прийнятті оперативних рішень пілотом. Інакше кажучи, при постійному нарощуванні інформативності системи з відображенням усієї корисної інформації існує небезпека переходу в область надлишку значущої інформації: інформація стає занадто детальною. Тому виникає необхідність створення ефективних інформаційних фільтрів, які можуть бути реалізовані у вигляді спеціальних апаратних та програмних засобів [19] і використовуватись в діалоговому режимі. За допомогою таких засобів інтелектуальної підтримки екіпажу повинна виділятися тільки та (значуща) частка результуючої інформації, що безпосередньо призначена для обґрунтування тих або інших рішень щодо виконання маневру або продовження руху в тому ж напрямку.

## 2.4. РАДІОЛОКАЦІЙНА ВІДБИВАНІСТЬ

Необхідно з'ясувати, в яких параметрах сигналу (ПП), відбитого від хмар і опадів, знаходиться необхідна інформація. У цьому розділі ми покажемо, що одним з таких ПП є потужність відбитого сигналу, усереднена за деякий час. Для цього необхідно, насамперед, розглянути, зв'язок відбитого радіолокаційного сигналу з мікροструктурою метеорологічного об'єкта.

### 2.4.1. Рівняння радіолокації хмар і опадів

Радіолокаційне зондування хмар і опадів (як й інших об'єктів радіолокаційного спостереження) з енергетичної точки зору описують рівнянням радіолокації. Запишемо рівняння радіолокації зосереджених цілей, розв'язавши його відносно потужності прийнятого сигналу  $P_{np}$  :

$$P_{np} = \frac{P_{прд} G_A^2 \lambda^2 \sigma_u}{(4\pi)^3 R^4 L_o}, \quad (2.11)$$

де  $P_{прд}$  - потужність передавача;  $G_A$  - коефіцієнт підсилення приймально-передавальної антени;  $\lambda$  - довжина хвилі радіолокатора;  $\sigma_u$  – ефективна площа зворотного розсіювання (ЕПР);  $R$  – відстань від РЛС до об'єкта (цілі);  $L_o$  - втрати в системі, не враховані в інших параметрах ( $L_o > 1$ ).

Особливості рівняння у випадку радіолокації хмар і опадів пов'язані з визначенням ЕПР  $\sigma_u$  метеорологічних об'єктів як об'ємно розподілених цілей.

При радіолокації зосереджених об'єктів  $\sigma_u$  входить у рівняння радіолокації (2.11) як поперечний перетин зворотного випромінювання одиночного вторинного випромінювача. При радіолокації хмар і опадів ситуація ускладнюється. Хмари й опади складаються з великої кількості розсіювачів - крапель і крижаних кристалів, що випадають або завислі в повітрі. Такі частинки називають гідрометеорами. Радіолокатор опромінює одночасно велику кількість розсіювачів, сукупність яких у деякому об'ємі  $\Delta V$  сприймається як єдина ціль. Потужність відбитого сигналу від об'єму, заповненого хаотично розташованими розсіювачами, що рухаються, змінює

своє значення (флюктує) від одного зондувального імпульсу до іншого. Це пояснюється тим, що за час між двома послідовно випроміненими імпульсами (період повторення імпульсів РЛС) характер розподілу розсіювачів, які хаотично рухаються в просторі, може істотно змінитися.

Розрізняють когерентне і некогерентне розсіювання радіохвиль об'ємно розподіленою ціллю. Якщо нерухомі однакові частинки знаходяться на одному й тому ж віддаленні від РЛС, то фази відбитих від них радіохвиль будуть рівними. Тоді напруженість сумарного розсіяного поля буде прямо пропорційна кількості частинок, а прийнята розсіяна потужність - квадрату кількості частинок. Якщо опромінені частинки, які складають об'ємно розподілену ціль, знаходяться на різній відстані від РЛС, а відстань між окремими частинками дорівнює або перевищує довжину хвилі, то відбиті радіохвилі будуть мати різні фази. У точці приймання поля цих хвиль додаються з урахуванням їхніх фаз, тобто має місце інтерференція хвиль, розсіяних частинками. При рівномірному розподілі в просторі зазначених частинок зворотного розсіювання не буде, оскільки розподіл фаз відбитих хвиль такий, що вони взаємно знищуються. Реальний розподіл гідрометеорів є змінним у часі і просторі. Розсіювання радіохвиль цілями, у яких швидкості частинок, які складають ціль, неоднакові, звичайно є **некогерентним**.

На відміну від цього, радіолокаційне відбиття від великої цілі (корабель, літак), хоч воно також обумовлено великою кількістю елементарних відбиваючих площадок, є когерентним, тому що всі відбиваючі площадки жорстко зв'язані і рухаються з однаковою швидкістю (в окремому випадку - нерухомі). Сумарний відбитий сигнал у цьому випадку не флюктує (в дійсності він може флюктувати, але не через взаємне переміщення елементарних відбивачів, а в результаті зміни орієнтації цілі, наприклад, літака відносно РЛС).

Припустимо, що зондувальні імпульси метеорологічного радіолокатора (МРЛ) посилаються до хаотично розташованих частинок протягом короткого часу в порівнянні з часом, за який частинки істотно змінюють своє положення. У такому випадку отримаємо постійний когерентний відбитий сигнал. Цей уявний експеримент свідчить про те, що існують різні ступені когерентності й некогерентності розсіювання радіохвиль. Насправді реально прийнятий радіолокаційний сигнал від гідрометеоутворення буде мати когере-

нтну і некогерентну складові, тому потрібно враховувати часткову когерентність у розсіюванні радіохвиль гідрометеоутворенням.

Співвідношення між когерентним і некогерентним компонентами залежить від динаміки щільності розподілу за швидкостями і розмірами тих частинок, що знаходяться у межах роздільного об'єму, а також від частоти випромінюваних коливань, і параметрів РЛС, що визначають розміри роздільного об'єму. Наприклад, якщо довжина хвилі набагато перевищує відстань між окремими розсіювачами, то сукупність частинок сприймається як суцільне тіло і дає когерентний відбитий сигнал. Для сучасних РЛС сантиметрового і міліметрового діапазонів при радіолокації метеооб'єктів когерентне розсіювання завжди значно менше некогерентного, тому при інженерних розрахунках літакових РЛС можна не брати до уваги когерентну складову розсіювання гідрометеооб'єктами.

Припущення про некогерентність розсіювання дозволяє вважати, що загальна ЕПР сукупності розсіювачів дорівнює сумі ЕПР окремих частинок, що одночасно беруть участь у формуванні відбитого сигналу, тобто частинок, що знаходяться в роздільному об'ємі РЛС  $\Delta V$ :

$$\sigma_{\Delta} = \sum_{\Delta V} \sigma_i, \quad (2.12)$$

де  $\sigma_i$  – ЕПР окремо узятій  $i$ -ї частинки.

Отже, якщо взяти середню потужність відбитих сигналів від кожного із зондувальних імпульсів за час  $t_o \gg T_n$  ( $T_n$  – період повторення зондувальних імпульсів), то рівняння (2.12) можна підставити у формулу (2.11). Тоді, позначивши середнє значення прийнятої потужності рискою зверху, одержимо

$$\overline{P}_{пр} = \frac{P_{прд} G_A^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4 L_o} \sum_{\Delta V} \sigma_i. \quad (2.13)$$

Розглянемо процес зондування метеорологічного утворення бортовим радіолокатором, антена якого в метеорологічних режимах має голчасту форму ДН (рис. 2.9). Нехай хмара складається з частинок, сукупність яких в роздільному об'ємі  $\Delta V$  сприймається як єдина ціль, причому для МНРЛС ( $\lambda \approx 3,2$  см) характерно некогерентне розсіювання радіохвиль.

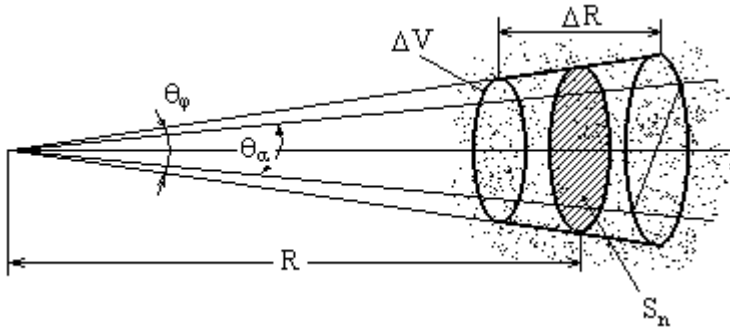


Рис. 2.9. Схема зондування роздільного об'єму хмари

Введемо величину питомої ЕПР  $\sigma_o$ , що характеризує відбиваючі властивості одиниці об'єму і вимірюється в  $[m^{-1}]$ , і запишемо повну ЕПР відбиваючого об'єму, виражену формулою (2.12), у вигляді

$$\sigma_u = \sum_{\Delta V} \sigma_i = \sigma_o \Delta V . \quad (2.14)$$

Через те, що  $R \gg \Delta R$  (рис. 2.9), при використанні симетричного голчастого променя ( $\theta_\alpha = \theta_\phi = \theta_{0,5}$ ) об'єм  $\Delta V$  за формою близький до циліндра з висотою  $\Delta R$  і площею основи  $S$ . Роздільну здатність РЛС по дальності визначимо як  $\Delta R = c\tau_u/2$ , приймаючи прямокутну форму зондувального імпульсу з тривалістю  $\tau_u$ . Площу основи циліндра визначимо як геометричну площу перетину ДС антени із шириною  $\theta_{0,5}$  (на рівні половинної потужності) площиною, що знаходиться на дальності  $R$  і перпендикулярною до осі симетрії променя (коло діаметром  $\approx R\theta_{0,5}$ ):  $S = \pi R^2 \theta_{0,5}^2 / 4$ . Тоді роздільний об'єм

$$\Delta V = \Delta R S = \frac{1}{8} \pi R^2 \theta_{0,5}^2 \tau_u c . \quad (2.15)$$

Після підстановки виразу (2.15) у рівняння (2.14) ЕПР відбиваючого об'єму хмари або дощу буде дорівнювати

$$\sigma_u = \frac{1}{8} \pi R^2 \theta_{0,5}^2 \tau_u \sigma_o . \quad (2.16)$$

Хмара може складатися з частинок різних розмірів. Нехай  $N_i$  – кількість частинок розміром  $D_i$  в одиниці об'єму, яка має розмірність  $[m^{-3}]$ . Тоді питома ЕПР

$$\sigma_o = \sum_i N_i \sigma_i(D_i, \lambda), \quad (2.17)$$

де  $\sigma_i(D_i, \lambda)$  – ЕПР  $i$ -ої частинки при довжині хвилі  $\lambda$ .

Суму у виразі (2.17) можна замінити інтегралом. З урахуванням цього питома ЕПР

$$\sigma_o = \int_0^{\infty} N(D) \sigma(D, \lambda) dD, \quad (2.18)$$

де  $N(D)$  – розподіл частинок за розмірами (кількість частинок з розміром в інтервалі від  $D$  до  $D+dD$  в одиниці об'єму);  $\sigma(D, \lambda)$  – ЕПР однієї частинки діаметром  $D$  при довжині хвилі  $\lambda$ .

У загальному випадку  $\sigma(D, \lambda)$  обчислюється як ЕПР діелектричної кульки за точними формулами Мі [20]. В окремому випадку, коли  $D \ll \lambda$ , справедлива апроксимація Релея

$$\sigma(D, \lambda) = \pi^5 \frac{D^6}{\lambda^4} |K|^2, \quad (2.19)$$

де  $K = (m^2 - 1)/(m^2 + 2)$ ,  $m = n - j\kappa$  – комплексний коефіцієнт заломлення речовини частинки. Дійсна частина комплексної величини  $m$  є показником заломлення  $n$ , величина  $\kappa$  є показник ослаблення, а добуток  $k = n\kappa$ , що складає уявну частину комплексної величини  $m$ , іноді називають коефіцієнтом поглинання. Модуль  $|K|$  пропорційний наведеному електричному дипольному моменту розсіювача, наприклад, водяної краплі чи льодяного кристала. Для води  $|K|^2 \approx 0,93$ ; для льоду  $|K|^2 \approx 0,19$ .

Підставимо вираз (2.19) у формулу (2.18) і одержимо

$$\sigma_o = \pi^5 \frac{|K|^2}{\lambda^4} \int_0^{\infty} N(D) D^6 dD = \pi^5 \frac{|K|^2}{\lambda^4} Z, \quad (2.20)$$

де інтеграл позначений через  $Z$ . З урахуванням рівняння (2.20) виразимо ЕПР у формулі (2.16) через величину  $Z$ :

$$\sigma_{\text{ц}} = \frac{1}{8} \pi^6 R^2 \theta_{0.5}^2 \tau_{\text{н}} c / K^2 \frac{Z}{\lambda^4} = \frac{\pi^7 R^2 c \tau_{\text{н}} / K^2 Z}{2 G_A \lambda^4} . \quad (2.21)$$

Тепер неважко визначити потужність сигналу, відбитого від метеорологічної цілі, на вході приймача МРЛ, підставивши отримане значення ЕПР (2.21) у рівняння (2.13):

$$\bar{P}_{\text{пр}} = \frac{\pi^4 P_{\text{прл}} G_A \tau_{\text{н}} c / K^2 k_3}{128 \lambda^2 L_o R^2} Z , \quad (2.22)$$

куди введено також коефіцієнт заповнення  $k_3$ , відбиваючого об'єму розсіювачами. У випадку горизонтального зондування МНРЛС із вузьким променем з борта ПС цей коефіцієнт звичайно близький до одиниці.

#### 2.4.2. Визначення радіолокаційної відбиваності

Величина  $Z$ , введена у виразі (2.20), називається радіолокаційною відбиваністю (РВ). Запишемо окремо формулу, що визначає РВ:

$$Z = \int_0^{\infty} N(D) D^6 dD = \sum_i N_i D_i^6 . \quad (2.23)$$

З формули (2.23) випливає, що величина РВ  $Z$ , по суті, є шостим початковим моментом розподілу крапель за розмірами (принаймні, за умови релєвського розсіювання) і цілком визначається мікроструктурою самого метеорологічного утворення.

Об'єднавши всі характеристики радіолокатора, що входять у рівняння (2.22), єдиним параметром  $C$ , що має значення енергетичного потенціалу даного радіолокатора, перепишемо рівняння (2.22) у скороченому вигляді

$$\bar{P}_{\text{пр}} \approx \frac{C Z}{R^2} |K|^2 , \quad (2.24)$$

де  $C = \text{const}$  - енергетична постійна МРЛ, що залежить від тривалості випромінюваного імпульсу, коефіцієнта підсилення антени, потужності передавача, робочої довжини хвилі МРЛ, сумарних втрат у трактах радіолокатора, а також коефіцієнта заповнення.

З виразу (2.24) випливає, що вимірюючи  $\bar{P}_{np}$ , можна оцінювати РВ метеорологічного об'єкта. Формула (2.23) показує, що РВ дуже сильно залежить від діаметра крапель (шостий ступінь). РВ має розмірність одиниці довжини в кубі, але її прийнято вимірювати в  $[\text{мм}^6/\text{м}^3]$ , зберігаючи розмірності діаметра крапель в міліметрах і роздільного об'єму, що розсіює, у метрах кубічних. Ясно, що  $1 \text{ м}^3$  дорівнює  $10^{18} \text{ мм}^6/\text{м}^3$ . Діапазон значень РВ, що зустрічаються у хмарах і опадах, дуже великий. Тому РВ зручно представляти в логарифмічних одиницях. Часто РВ виражають у так званих "дибизетах" ( $dBZ$ ), причому  $1dBZ=10\lg Z$ , де  $Z$  подається в  $[\text{мм}^6/\text{м}^3]$ .

На відміну від питомої ЕПР  $\sigma_0$  величина РВ є характеристикою тільки самого метеорологічного об'єкта. З формули (2.20) випливає зв'язок між  $\sigma_0$  і  $Z$  :

$$\sigma_0 = \chi \frac{Z}{\lambda^4}, \quad (2.25)$$

причому для водяних крапель за умови  $D \ll \lambda$  коефіцієнт  $\chi \approx 270 \dots 285$ , якщо  $Z$  виражено в  $[\text{мм}^6/\text{м}^3]$ ,  $\lambda$  – у метрах, а  $\sigma_0$  – у  $[\text{м}^{-1}]$ . Точне значення коефіцієнта  $\chi$  залежить від форми розподілу крапель за розмірами  $N(D)$ .

Незважаючи на те, що РВ дуже сильно залежить від діаметра крапель, не завжди варто нехтувати дрібними краплями, тому що їхня кількість в одиниці об'єму може бути в  $10^7 \dots 10^8$  раз більше, ніж великих. Наприклад, при рівній кількості крапель діаметром 4 і 0,04 мм відношення їх РВ дорівнює  $10^{12}$ , але через малу концентрацію великих крапель фактичне відношення їхньої РВ може бути порядку  $10^5$ .

### 2.4.3. Радіолокаційна відбиваність хмар і опадів

Метеорологічні утворення можуть мати різноманітну мікроструктуру. Внаслідок високої чутливості РВ до розмірів крапель діапазон РВ у хмарах і опадах дуже великий. У табл. 2.4 наведені відомості про відбиваність  $Z$  хмар різних типів, запозичені з роботи [20]. З табл. 2.4 видно, що серед недошових хмар найбільша відби-



ваність в середньому властива потужно-купчастим хмарам. Усі дощові хмари характеризуються ще більшими значеннями РВ. У грозових і градових хмарах РВ може досягати  $10^7 \text{ мм}^6/\text{м}^3$ .

Таблиця 2.4

**Значення відбиваності хмар та опадів різних типів**

Тип хмар	Характеристики відбиваності			
	Діапазон значень $Z$ , $\text{мм}^6/\text{м}^3$	Діапазон значень $Z$ , що найчастіше зустрічаються, $\text{мм}^6/\text{м}^3$	Середнє значення $Z$ , $\text{мм}^6/\text{м}^3$	Середнє значення $Z$ , dBZ
Шаруваті	$10^{-3} \dots 10^0$	$10^{-2} \dots 10^{-1}$	0,83	-0,809
Пір'ясті	$10^{-3} \dots 10^2$	$10^{-1} \dots 10^0$	0,87	-0,605
Високі купчасті	$10^{-2} \dots 10^3$	$0,1 \dots 10$	1,31	1,173
Потужні купчасті	$10^{-2} \dots 10^3$	$1 \dots 10$	55,17	17,41
Шарувато-дощові	$10^{-3} \dots 10^4$	$0,1 \dots 1$	350,7	25,449
Купчасто-дощові	$10^{-2} \dots 10^5$	$10^{-2} \dots 10^3$	2432,2	33,86
Купчасто-дощові с грозою	$10^{-1} \dots 10^7$	$10^3 \dots 10^4$	19234	42,841

Однією з кількісних характеристик опадів є їхня інтенсивність. Інтенсивність опадів  $I$  вимірюють в одиницях товщини шару води, що випадає в одиницю часу (міліметр за годину). Величина  $I$  залежить від розподілу крапель за розмірами і швидкості їхнього падіння відносно землі. Оскільки властивості метеорологічних утворень також пов'язані з розподілом розмірів крапель  $N(D)$ , то їх можна пов'язати і з інтенсивністю опадів.

Відбиваність опадів  $Z$  як функцію їхньої інтенсивності  $I$  приблизно можна виразити емпіричною залежністю

$$Z = AI^b. \tag{2.26}$$

У помірних широтах для дощу в середньому  $A=200$  і  $b=1,6$ , а для снігу  $A=2000$  і  $b=2$ . Інтенсивність снігопадів звичайно знаходиться в межах  $0,01 \dots 5$  мм/год. Інтенсивності дощів мають ширший діапазон значень інтенсивності  $0,1 < I < 150$  мм/год.

За допомогою виразів (2.26) і (2.25) можна оцінити питому ЕПР дощу як функцію його інтенсивності  $\sigma_0(I)$ . У табл. 2.5 наведені орієнтовні значення питомої ЕПР  $\sigma_0$  дощів у залежності від їхньої інтенсивності при  $\lambda=3$  см.

**Питома ЕПР дощів різної інтенсивності**

І мм/год	0,1	1,0	10,0	30,0	60,0	100,0
$\sigma_0 \text{ М}^{-1}$	$3,2 \cdot 10^{-9}$	$9,5 \cdot 10^{-8}$	$3,4 \cdot 10^{-6}$	$1,8 \cdot 10^{-5}$	$4,9 \cdot 10^{-5}$	$9,6 \cdot 10^{-5}$

Комбінуючи вирази (2.26) і (2.22), можна розрахувати дальність виявлення дощу заданої інтенсивності за допомогою радіолокатора з відомими параметрами. Однак РВ нас цікавить не тільки з енергетичної, але й з інформативної точки зору. Чи містить величина РВ інформацію, важливу для локалізації зон НМЯ? Це ми з'ясуємо в наступному підрозділі.

**2.4.4. Зв'язок РВ з небезпекою хмар і опадів**

Повітряні потоки, турбулентність, а також електричні сили взаємодії частинок відіграють важливу роль в еволюції хмари і формуванні її мікроструктури. Тому РВ, що інтегрально описує мікроструктуру відбиваючого об'єкта, пов'язана практично з усіма НМЯ, що мають динамічне чи електричне походження, а також характеризуються наявністю великих частинок. У зонах купчасто-дощових хмар (див. підрозділ 2.1.4) чим вище РВ, тим вище ймовірність небезпеки. Це відноситься практично до всіх джерел метеорологічної небезпеки. Розглянемо зв'язок РВ з наявністю зон НМЯ за основними джерелами небезпеки.

**Зв'язок між РВ і швидкістю вертикальних переміщень повітря** фізично обумовлений тим, що висхідні повітряні струми підтримують краплі в хмарі в завислому стані, тим самим створюючи умови для збільшення крапель і, отже, зростання відбиваності  $Z$ . Для грубої оцінки швидкості вертикальних потоків  $V_v$  при відомій РВ хмари використовують емпіричну формулу  $V_v = 0,84 + \lg Z$ , де  $Z$  вимірюють у міліметрах в шостому ступені на кубічний метр, а  $V_v$  – у метрах на секунду.

**Зв'язок РВ із турбулентністю.** "Механізм" кореляційного зв'язку між РВ і ЗНТ полягає в тому, що турбулентність і висхідні потоки сприяють утворенню великих крапель. А розміри крапель і кількість великих крапель визначають величину РВ (див. формулу

2.23). Тому висока РВ є непрямомою ознакою підвищеної турбулентності.

Можна уявити собі наступну модель утворення і зростання крапель. За певних умов (температура, вологість, тиск) перші крапельки утворюються за рахунок конденсації води, що знаходиться в пароподібному стані, на дрібних часточках - ядрах конденсації, яких завжди багато в тропосфері. Щойно утворені крапельки – надто маленькі і мають дуже слабку РВ. Однак процес конденсації продовжується і краплі зростають, зростає і їхня відбиваність. У той же час крапля, що утворилася, падає під дією сил гравітації, вона може вийти із зони ефективної конденсації і тоді, не встигнувши збільшитися, вона випаровується. Цьому перешкоджають висхідні потоки. Висхідний потік повітря, підтримуючи краплі на висотах, сприяє продовженню процесу конденсації і зростанню крапель. На границях висхідного потоку існують високі градієнти швидкості повітря і виникають турбулентні завихрення.

Турбулентність теж сприяє збільшенню крапель. Це пов'язано з тим, що хаотичні вихори повітря, захоплюючи краплі за собою, зіштовхують їх одну з одною, і в результаті зіткнень краплі зливаються. З двох дрібних крапель утворюється одна більша. З формули (2.23) випливає, що збільшення діаметра краплі в два рази призводить до зростання відбиваності в 64 рази. Одна велика крапля може дати більший внесок у РВ роздільного об'єму ніж багато дрібних крапель. Процес збільшення крапель за рахунок їхнього злиття в результаті зіткнення називається коагуляцією. Таким чином, висхідні потоки повітря і турбулентність сприяють конденсації і коагуляції, а отже – зростанню розмірів краплі і збільшенню РВ.

При досягненні критичних розмірів маси великих гідрометерів починають падати, посилюючи спадні потоки у хмарі і збільшуючи турбулентність. Звідси випливає, що РВ (а отже і прийнята радіолокатором потужність відбитих радіохвиль), що знаходиться в сильній залежності від розмірів крапель і повинна характеризувати ступінь небезпеки хмар для літаків з точки зору наявності ЗНТ.

Дійсно, шаруваті, шарувато-купчасті і високі купчасті хмари, в яких процеси турбулентного обміну слабо розвинені (табл. 2.4), не мають і великих РВ ( $Z < 10^2$  мм<sup>6</sup>/м<sup>3</sup>). У таких хмарах відсутня кореляція між величиною РВ і параметрами турбулентності. Це є наслідком того, що турбулентність тут відіграє другорядну роль у

процесі збільшення частинок порівняно з іншими чинниками (наприклад, електричними силами). Для потужно-купчастих і купчас-то-дошових хмар, особливо в грозовій стадії, існує чіткий зв'язок між параметрами РВ і турбулентності (обидва параметри в середньому одночасно зростають в міру розвитку хмари і переходу її в грозову стадію). Таким чином, області високої РВ є індикаторами тих районів тропосфери, в яких імовірність ЗНТ підвищена.

Якщо одночасно вимірювати РВ хмари і безпосередньо величину турбулентності (наприклад, параметр  $\sigma_V$  – середньоквадратичну швидкість турбулентної пульсацій швидкості вітру) у хмарі та наносити результати вимірів на графік, побудований у координатах  $10 \lg Z - \sigma_V$ , то виявиться характерна статистична залежність, приклад якої показано на рис. 2.10. З рисунка видно, що зростання інтенсивності турбулентності ( $\sigma_V$ ) супроводжується зростанням РВ  $Z$  лише в середньому. Детермінованого зв'язку не існує, але простежується кореляційний зв'язок.

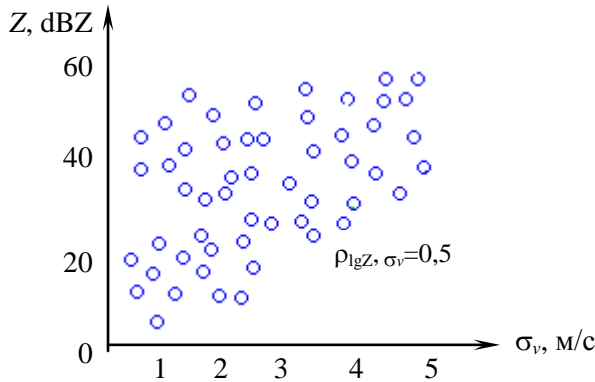


Рис. 2.10. Ілюстрація статистичного взаємозв'язку між  $\sigma_V$  і  $Z$

Коефіцієнт кореляції між величинами  $\sigma_V$  і  $10 \lg Z$  дорівнює приблизно 0,5, що характеризує не дуже тісну, але істотну кореляцію між цими двома випадковими параметрами.

Подібні залежності були отримані шляхом спеціальних експериментів в польоті [21], що дозволяють оцінити статистичні характеристики РВ при наявності та відсутності ЗНТ. Порівняння одночасно вимірюваних значень швидкостей турбулентних пульсацій, які викликали перевантаження літака, і характеристик РВ хмар, які перетинав літак, підтверджує, що характеристики РВ і параметри турбулентності статистично пов'язані. Умовна ймовірність  $P(\sigma_{v0}/Z)$  потрапляння літака в турбулентну зону, в якій  $\sigma_v \geq \sigma_{v0}$ , при прольоті через купчасто-дощову хмару з максимальною відбиваністю  $Z$  показана на графіках (рис. 2.11), взятих з роботи [2]. Значення  $\sigma_{v0}$ , відповідають прийнятій шкалі інтенсивності бовтанки (табл. 2.1).

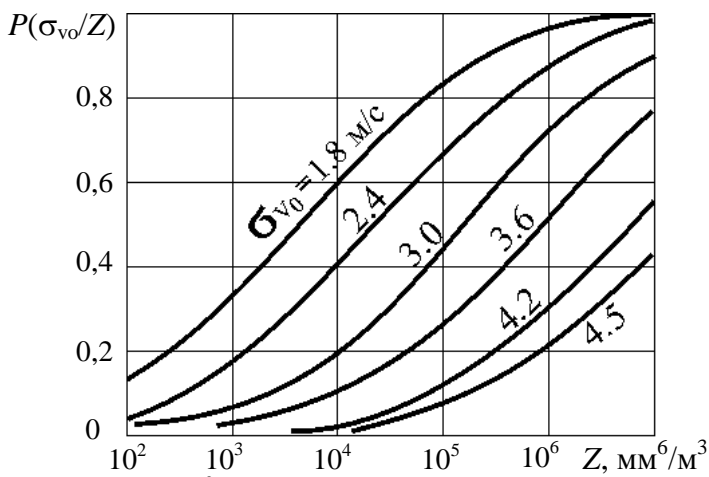


Рис. 2.11. Імовірність потрапляння в ЗНТ з інтенсивністю  $\sigma_{v0}$  при прольоті через хмару з РВ  $Z$   $\text{мм}^6/\text{м}^3$

**Зв'язок РВ з електричною активністю.** У потужних конвективних хмарах з того моменту, як у них починається інтенсивне збільшення частинок, що призводить до збільшення РВ, відбувається інтенсивна електризація окремих частинок і поділ зарядів різних знаків. Основна електризація відбувається в зоні, де існують частинки в двоагрегатному стані (і краплі, і льодяні кристали). Ця зона звичайно має і найбільшу РВ. Електричні сили взаємодії та-

кож сприяють коагуляції крапель. Тому між електричним полем у хмарі і його РВ існує зв'язок, який ґрунтується на тому, що і напруженість поля  $E$ , і РВ  $Z$  зростають зі зростанням концентрації і розмірів частинок. Однак цей зв'язок досить чітко просліджується тільки для середніх значень параметрів. На рис. 2.12 кружечками показані середні значення РВ (вісь абсцис) і напруженості електричного поля (вісь ординат) для хмар різних форм.

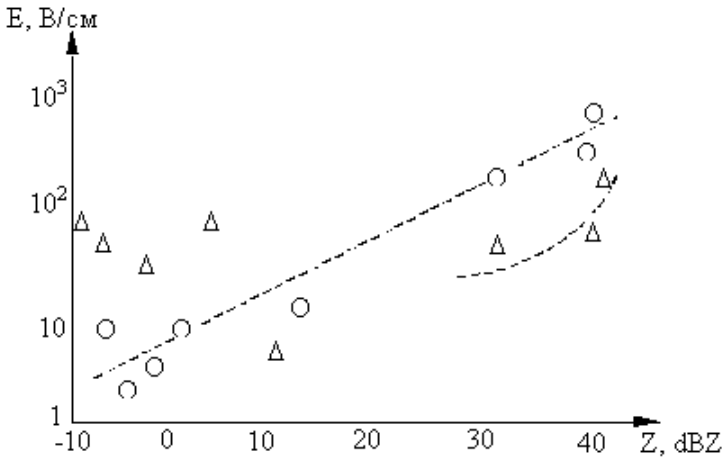


Рис. 2.12. Зв'язок між середніми значеннями РВ і напруженості електричного поля в хмарах і електростатичним зарядом літака

Область РВ 30...40 dBZ відповідає купчастим, купчато-дощовим і грозовим хмарам. Залежність між середніми значеннями  $Z$  і  $E$  показує, що накопичення зарядів і відповідне зростання напруженості поля є чинниками грозової небезпеки. Вони досягають значень, необхідних для прояву грозових процесів, тільки при достатньо великих значеннях РВ (для гроз  $Z \geq 3 \cdot 10^4$  мм<sup>6</sup>/м<sup>3</sup>).

Максимальна РВ купчато-дощової хмари може служити прямою ознакою його електричної активності. Іноді граничним значенням РВ вважають  $Z = 2 \cdot 10^4$  мм<sup>6</sup>/м<sup>3</sup>. Це означає, що при РВ, що перевищує це значення, спостерігаються грозові зливи.

На графіку (рис. 2.12) нанесені також значення середніх величин електростатичних зарядів  $Q_C$  [ $10^6$  К], які отримує літак при

польотах у хмарах з даною середньою відбиваністю. Складна залежність електризації літака від мікроструктури хмар не дозволяє розраховувати на тісну кореляцію між зарядом літака і РВ хмар навіть для середніх величин. З рисунка видно, що деякий зв'язок між РВ і  $Q_C$  існує тільки при великих значеннях РВ, які відповідають розвиненим формам конвективних хмар типу *Cb*.

Для більш надійного розпізнавання зон небезпеки блискавки, крім виміру РВ, існують інші методи, пов'язані з реєстрацією власного електромагнітного випромінювання блискавок, виміром напруженості поля та інші.

**Зв'язок РВ із градовими зонами.** Відбиваність градоносних хмар у середньому вище, ніж гроз без граду. Якщо питома ЕПР хмари  $\sigma_0 > 5 \cdot 10^{-5} \text{ м}^{-1}$ , то в хмарі можуть бути градинки розміром більше 1 см. Доведено, що чим вище хмара і чим більше її РВ, тим більше ймовірність випадання граду.

З погляду величин РВ і особливостей розподілу РВ у хмарі, відомі наступні ознаки градових хмар :

- 1) величина РВ перевищує 30 *dBZ*;
- 2) вертикальна довжина зони підвищеної відбиваності (ЗПВ) перевищує 3 км;
- 3) відношення вертикальної довжини ЗПВ до товщини всієї зони радіолокаційного відбитку – приблизно 50%;
- 4) ЗПВ розташовується в середній чи верхній частині хмари;
- 5) велика частина ЗПВ розташовується в зоні негативних температур;
- 6) радіолокаційний відбиток має вертикальну довжину не менше 6 км і досягає висот не менше 9 км над рівнем моря.

Хоча в середньому РВ градоносних хмар вище, ніж РВ хмар без граду, для надійного розпізнавання градових хмар за РВ необхідно, щоб існувала вся сукупність зазначених ознак [20]. Відомі такі порівняльні оцінки середнього значення РВ і дисперсії РВ для градових хмар і хмар, з яких випадають опади у вигляді зливових дощів без граду:

	Зливовий дощ	Град
Середнє значення РВ, <i>dBZ</i>	32	46
Дисперсія величини РВ	115	100

При логнормальному розподілі величини  $Z$ , а отже, при гауссовому розподілі величини  $PВ$ , вираженої в дБЗетах, умовні щільності розподілу  $PВ$  [dBZ] для градових хмар і зливових хмар без граду показані на рис. 2.13.

Значна область перекриття кривих  $p(Z/град)$  і  $p(Z/злива)$  свідчить про те, що досягти високої вірогідності локалізації ЗГН тільки за одним вимірюваним ПІ, яким виступає  $PВ$ , неможливо. Іноді «градовим порогом»  $PВ$  вважають  $Z \geq 10^5 \text{ мм}^6/\text{м}^3 = 50 \text{ dBZ}$ .

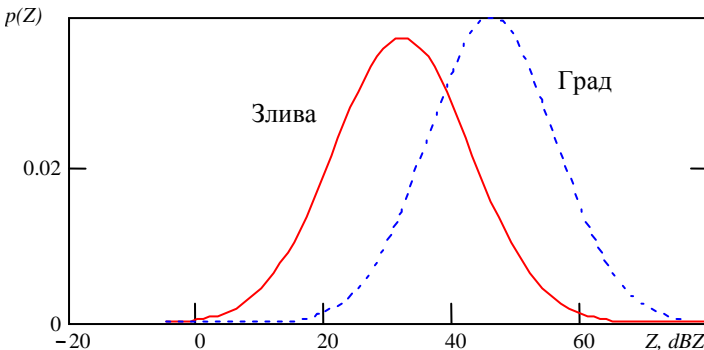


Рис. 2.13. Моделі умовних щільностей розподілу  $PВ$ , вираженої в  $\text{dBZ}$  для граду і зливого дощу

Для більш надійного розпізнавання зон граду застосовують спеціальні радіолокаційні методи (випромінювання на двох довжинах хвиль, використання поляризаційних характеристик). Деякі з них розглянуті в підрозділах 2.6 і 2.8.

#### 2.4.5. $PВ$ як інформативний параметр локалізації НМЯ

Для того, щоб уникнути надмірної абстрактності, подальший розгляд величини  $PВ$  як ПІ будемо проводити стосовно локалізації ЗНТ, тобто найбільш розповсюдженого НМЯ, який традиційно є важливим об'єктом зондування МНРЛС. При цьому варто мати на увазі, що аналогічний підхід можливий і для локалізації інших видів НМЯ.



Нехай виконується локалізація ЗНТ на основі вимірів середньої потужності  $\bar{P}_{np}$  прийнятого сигналу. Оскільки потужність  $\bar{P}_{np}$  пропорційна РВ метеорологічного об'єкта  $Z$  (див. формулу 2.24), то вимір  $\bar{P}_{np}$  буде еквівалентний виміру  $Z$  при відповідному калібруванні радіолокатора (див. підрозділ 2.4.7). Отже, необхідно виконати локалізацію ЗНТ по одному інформативному параметру  $Z$ , причому є статистичні дані, що характеризують розглянуті класи об'єктів, зокрема, відомий статистичний зв'язок РВ  $Z$  з параметрами турбулентності (рис. 2.10.).

Відповідно до визначення 2.1 (підрозділ 2.3.1) метеорологічний об'єкт (хмара) належить до класу небезпечних, якщо середньоквадратична швидкість  $\sigma_v$  турбулентних пульсацій, що впливають на літак при перетинанні хмари, досягає рівня  $\sigma_{v0}$ . У протилежному разі ( $\sigma_v < \sigma_{v0}$ ) об'єкт належить до класу безпечних. На рис. 2.14. зазначені два класи метеорологічних об'єктів, розділених прямою, паралельною осі ординат, що проходить через значення  $\sigma_{v0}$ .

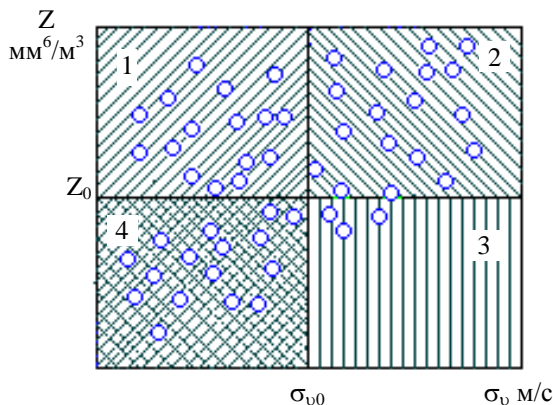


Рис. 2.14. Поділ об'єктів на небезпечні і безпечні

Якщо ставиться задача виявлення зон турбулентності, починаючи з помірної інтенсивності, то це означає, що  $\sigma_{v0} = 3$  м/с відповідно до табл. 2.1. Кружечками показані результати одночасних вимірів  $Z$  і  $\sigma_v$ , зроблених задалегідь. Це – апіорна інформація.

На практиці при виборі рівня  $\sigma_{v0}$  розподілу хмар на небезпечні та безпечні з погляду ЗНТ варто врахувати, що вплив турбулентності може стати безпосередньою причиною руйнування літака лише якщо  $\sigma_v > 8-10 \text{ м/с}$ ; до травматизму серед пасажирів можуть призвести польоти в зонах з  $\sigma_v \geq 3 \text{ м/с}$ . У подальших розрахунках прийнята умова  $\sigma_{v0} = 2,4 \text{ м/с}$ . За шкалою інтенсивності бовтанки літаків, що рекомендується ІСАО, цей рівень відповідає слабкій бовтанці, але знаходиться ближче до границі між слабкою й помірною бовтанкою (див. табл. 2.1).

За допомогою радіолокатора не можна виміряти безпосередньо середньоквадратичну швидкість  $\bar{\sigma}_0$ , але можна одержати значення  $Z$  за вимірюваною потужністю  $P_{np}$ . Припустимо, що класифікація метеорологічних об'єктів залежить від результатів порівняння вимірюваного інформативного параметра  $Z$  із порогом  $Z_0$ . Якщо  $Z \geq Z_0$ , об'єкт відносять до класу небезпечних, якщо  $Z < Z_0$ , - до класу безпечних. Отже, при локалізації ЗНТ за інформативним параметром  $Z$  (див. рис. 2.14) бачимо, що всі об'єкти, які потрапили в область над лінією  $Z=Z_0$ , відносяться до класу небезпечних. Вважаємо, що об'єкти, які потрапили в область нижче лінії  $Z=Z_0$ , належать до класу безпечних. З рис. 2.14 видно, що в ряді випадків при локалізації ЗНТ допущені помилки. Зони вірних і помилкових рішень виділені штрихуванням. Випадки помилкової тривоги відповідають точкам, що знаходяться в зоні 1; точки, що лежать у зоні 2, відповідають випадкам правильної локалізації ЗНТ; три точки, що знаходяться в зоні 3, відповідають випадкам пропуску ЗНТ; зона 4 характеризує ситуації прийняття вірних рішень про відсутність ЗНТ.

Практично всі авіаційні метеорологічні радіолокатори дозволяють оперативно оцінювати відбиваність  $Z$  метеорологічних об'єктів за середньою потужністю прийнятого сигналу  $\bar{P}_{in}$ . Інформативним параметром при локалізації ЗНТ бортовою РЛС є РВ  $Z$  або безпосередньо пов'язана з РВ величина типу  $\lg Z$ .

Тепер для ілюстрації застосування загального методичного підходу до локалізації зон НМЯ оцінимо можливу якість локалізації ЗНТ за РВ, використовуючи постановку задачі локалізації, виконану у підрозділі 2.3, для вектора інформативних ІП  $\vec{X}$ .

Нехай вирішується задача локалізації ЗНГ для вектора ІП  $\vec{X} = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ . Припускаємо, що розподіл складових вектора ІП описується *n*-вимірним нормальним законом. Як буде показано далі, це припущення є цілком обґрунтованим у випадку застосування логарифма РВ як ІП. В одновимірному випадку, коли  $\vec{X} = x = \lg Z$ , умовний розподіл ІП при стані об'єкта  $\omega_j$  приймає вигляд

$$p(x/\omega_j) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_j^2}} \exp\left[-\frac{(x - \langle x \rangle_j)^2}{2\sigma_j^2}\right], \quad (j=1;2), \quad (2.27)$$

де  $\langle x \rangle_j$  - середнє значення ІП  $x$ , а  $\sigma_j^2$  - його дисперсія при стані метеорологічного об'єкта  $\omega_j$ .

Підставляючи вираз (2.27) у формулу (2.5) і вважаючи, що функція  $f[*]$  є натуральним логарифмом, одержимо

$$\begin{aligned} y(x) &= \ln \frac{p(x/\omega_1)}{p(x/\omega_2)} = \\ &= \ln \left\{ \sqrt{\frac{\sigma_2^2}{\sigma_1^2}} \exp \frac{1}{2\sigma_2^2} \left[ (x - \langle x \rangle_2)^2 - \frac{1}{2\sigma_1^2} (x - \langle x \rangle_1)^2 \right] \right\}. \end{aligned} \quad (2.28)$$

Нижній індекс 1 у формулі (2.28) відповідає стану об'єкта  $\omega_1$  (небезпечний), а нижній індекс 2 — стану  $\omega_2$  (безпечний). Перетворимо вираз (2.28), привівши його до квадратного рівняння:

$$y(x) = \ln \frac{p(x/\omega_1)}{p(x/\omega_2)} = a_1 x^2 + a_2 x + a_0, \quad (2.29)$$

де

$$a_1 = \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{\sigma_2^2} - \frac{1}{\sigma_1^2} \right]; \quad (2.30)$$

$$a_2 = \left[ \frac{\langle x \rangle_1}{\sigma_1^2} - \frac{\langle x \rangle_2}{\sigma_2^2} \right]; \quad (2.31)$$

$$a_0 = -\frac{1}{2} \ln \frac{\sigma_1^2}{\sigma_2^2} + \frac{1}{2} \left[ \frac{\langle x \rangle_2^2}{\sigma_2^2} - \frac{\langle x \rangle_1^2}{\sigma_1^2} \right]. \quad (2.32)$$

Для обчислення  $y(x)$  за допомогою формул (2.29)-(2.32) необхідні експериментальні дані, які одержують при одночасних вимірах РВ  $Z$  і параметрів турбулентних пульсацій  $\sigma_v$  у конвективних хмарах. Аналіз експериментальних даних підтверджує, що випадкова величина РВ  $Z$  підкоряється логнормальному закону. Тому щільності ймовірності логарифма РВ  $p(x/\omega_j)$ ,  $j=1;2$  можуть бути апроксимовані гауссовим законом розподілу. Ці апроксимації розподілів  $p(x/\omega_1)$  і  $p(x/\omega_2)$ , де  $x=\lg Z$ , показані на рис. 2.15.

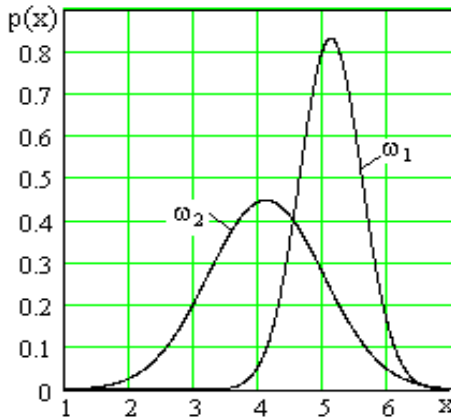


Рис. 2.15. Щільності розподілу ІП  $\lg Z$  у ситуаціях  $\omega_1$  і  $\omega_2$

Можливість апроксимації розподілів  $p(x/\omega_j)$  параметра  $x = \lg Z$  нормальним законом є основною причиною того, що як ІП використовуються не абсолютні значення РВ  $Z$ , а їхні логарифми. Для стану  $\omega_1$  оцінки параметрів цих розподілів дорівнюють  $\langle x \rangle_1 = 5,1$ ;  $\sigma_1^2 = 0,23$ ; для стану  $\omega_2$  ці параметри приймають значення:  $\langle x \rangle_2 = 4,1$ ;  $\sigma_2^2 = 0,79$ .

Дискримінантна функція  $y(x)$  при підстановці кількісних значень параметрів  $\langle x \rangle_j$  і  $\sigma_j^2$  у формули (2.30) – (2.32), а потім у вираз (2.29) набуває вигляд параболи

$$y(x) = -1,54x^2 + 16,98x - 45,29. \quad (2.33)$$

Користуючись співвідношеннями теорії ймовірностей, за заданими  $p(x/\omega_j)$  можна одержати щільності ймовірностей дискримінантної функції  $y(x)$ , значення якої є випадковими величинами, функціонально пов'язаними з випадковою величиною  $x$ , у станах  $\omega_1$  і  $\omega_2$ :

$$p(y/\omega_j) = \left[ \sqrt{2\pi} \sigma_j \sqrt{a_2^2 - 4a_1(a_0 - y)} \right]^{-1} \times \\ \times \left\{ \exp \left[ - \frac{\left[ \sqrt{a_2^2 - 4a_1(a_0 - y)} - 2a_1 \langle x \rangle_j - a_2 \right]^2}{8a_1^2 \sigma_j^2} \right] + \right. \\ \left. + \exp \left[ - \frac{\left[ - \sqrt{a_2^2 - 4a_1(a_0 - y)} - 2a_1 \langle x \rangle_j - a_2 \right]^2}{8a_1^2 \sigma_j^2} \right] \right\} \quad j=1;2. \quad (2.34)$$

При зазначеному визначенні дискримінантної функції\* (2.5), (2.28) більшим значенням  $y(x)$  відповідає більша ймовірність їхньої появи в ситуації  $\omega_1$ , у той час як меншим значенням  $y(x)$  – більша ймовірність появи їх у ситуації  $\omega_2$ . Нехай обрано деякий пороговий рівень поділу  $y_0$ : при  $y \geq y_0$  приймається рішення  $a_1$  (небезпечна хмара); при  $y < y_0$  приймається рішення  $a_2$  (хмара безпечна). Введемо  $A_j$  – ймовірність перевищення функцією  $y(x)$  порога  $y_0$  за умови, що об'єкт знаходиться в  $j$ -му стані ( $j=1;2$ ):

---

\*) Дискримінантна функція може бути визначена й інакше. Наприклад, у роботі [2] використано обернене визначення  $y = p(x/\omega_2) / p(x/\omega_1)$ . Тоді великим значенням  $y(x)$  відповідає менша ймовірність їхньої появи в ситуації  $\omega_1$ , хоча остаточні результати аналогічні.

$$A_j = \int_{y_0}^{\infty} p(y/\omega_j) dy. \quad (2.35)$$

Підставивши формулу (2.34) у рівняння (2.35), після заміни змінної одержимо

$$A_j = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_j}} \left\{ \int_{-\infty}^{t'_0} dt \exp\left[-\frac{(t - \langle x \rangle_j)^2}{2\sigma_j^2}\right] + \int_{t''_0}^{\infty} dt \exp\left[-\frac{(t - \langle x \rangle_j)^2}{2\sigma_j^2}\right] \right\} - 1, \quad (2.36)$$

де  $j=1,2$ ,

$$t'_0 = \frac{-a_2 - \sqrt{a_2^2 - 4a_1(a_0 - y_0)}}{2a_1}; \quad t''_0 = \frac{-a_2 + \sqrt{a_2^2 - 4a_1(a_0 - y_0)}}{2a_1}.$$

Умовні ймовірності помилкових рішень (2.9), (2.10) визначимо через  $A_j$  таким чином: імовірність помилкової тривоги (помилкове виявлення ЗНТ)  $F_{ЗНТ} = A_2$ ; імовірність пропуску ЗНТ  $1 - D_{ЗНТ} = 1 - A_1$ . На рис. 2.16 зображені залежності ймовірностей правильної локалізації  $D_{ЗНТ}$ , хибної тривоги  $F_{ЗНТ}$  і сумарної ймовірності помилки  $P_{er} = F_{ЗНТ} + (1 + D_{ЗНТ})$  від порогового рівня  $y_0$ .

Оскільки обґрунтувати значення ціни вірних і помилкових рішень важко, а наявних даних недостатньо для одержання точних значень апіорних ймовірностей  $P(\omega_1)$  і  $P(\omega_2)$ , то оптимальне значення порога поділу  $y_{0opt}$  не може бути обчислено апіорно. Тому при визначенні рівня  $y_0$  доводиться керуватися щільностями розподілу дискримінантної функції в ситуаціях  $\omega_1$  і  $\omega_2$ . Наприклад, якщо вибрати  $y_0$  з умови ідеального спостерігача  $p(y_0/\omega_1) = p(y_0/\omega_2)$ , то одержимо ймовірність вірного виявлення  $D_{ЗНТ} = 0,89$  при ймовірності помилкової тривоги  $F_{ЗНТ} = 0,32$ . Зниженням порогового рівня можна підвищити ймовірність правильного виявлення ЗНТ, однак при цьому зростає ймовірність помилкової тривоги.

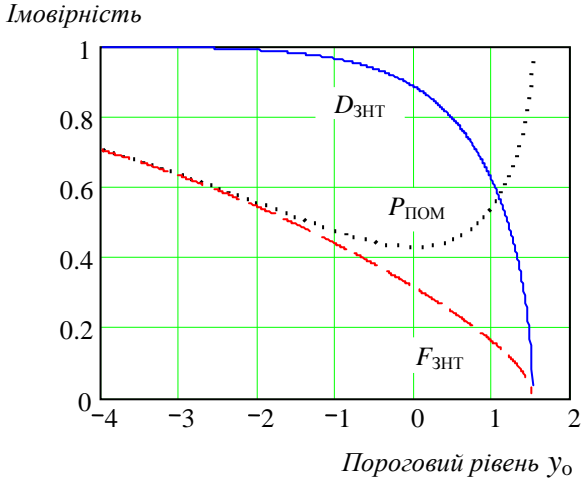


Рис. 2.16. Показники вірогідності локалізації ЗНТ за РВ

Наприклад, при  $D_{ЗНТ}=0,99$  значення  $F_{ЗНТ}=0.69$ . Підкреслимо, що наведена методика оцінки вірогідності локалізації ЗНТ носить загальний характер і може бути поширена на багатовимірний випадок локалізації НМЯ за вектором ІП. Оцінити ж вірогідність локалізації ЗНТ за одним параметром  $Z$  можна й трохи простіше, як це зроблено в роботі [22], результати якої цілком збігаються з отриманими вище.

Виконані оцінки показують, що якість локалізації ЗНТ за РВ недостатня. Проте вимірювання РВ залишається одним з основних способів оцінки небезпеки, незважаючи на розробку інших, більш достовірних методів, про які мова йтиме далі.

Варто мати на увазі, що амплітудні параметри (РВ або середня потужність відбитих сигналів) характеризують небезпеку метеорологічних об'єктів інтегрально, без точної вказівки місця розташування ЗНТ у хмарі. Підвищення вірогідності одержуваної інформації і збільшення її деталізації може бути досягнуто із залученням додаткових ІП (підрозділи 2.5 - 2.7). Варто також врахувати необхідність калібрування і градуювання МНРЛС при використанні методів, заснованих на оцінці РВ (підрозділ 2.4.6).

#### 2.4.6. Вимірювання радіолокаційної відбиваності в МНРЛС

**Функції режиму "Метео"**. Вимірювання РВ в МНРЛС здійснюється звичайно в режимі "Метео", який призначений для виявлення метеоутворень та інтегральної оцінки їхньої небезпеки за величиною РВ. Цей режим є одним з основних режимів роботи МНРЛС. У режимі Метео типові МНРЛС можуть здійснювати такі функції:

- виявлення зовнішніх границь метеоутворень;
- виявлення зон підвищеної інтенсивності опадів;
- інтегральна оцінка небезпеки метеоутворень;
- корекція прийнятого сигналу за відстанню;
- компенсація ослаблення радіохвиль у хмарах і опадах;
- формування зон невизначеності виявлення метеоутворень при сильному ослабленні;
- запам'ятовування зображення на індикаторах телевізійного типу, коли від хитання до хитання антени МНРЛС зображення запам'ятовуються і накладаються одне на одне, в результаті чого утворюється слід, що дозволяє визначити відносне переміщення літака і метеоутворення.

Крім того, у режимі Метео звичайно передбачається виявлення зустрічних літаків і вертольотів, що знаходяться в зоні огляду. Використовуючи електронний маркер, який дозволяє вимірювати дальність і курсовий кут орієнтирів, можна вимірювати координати зустрічних літаків і метеоутворень, напрямок і швидкість їхнього переміщення. Це характерно для українських МНРЛС виробництва ВО "Радар", розроблених НДІ "Буран".

Основний спосіб визначення небезпеки метеоутворень, що застосовується в МНРЛС, цілком відповідає розглянутій вище теорії. Він полягає у вимірі інтенсивності опадів  $I$  або РВ  $Z$  по перетину хмари променем радіолокатора в горизонтальній або вертикальній площинах, визначенні зон, у яких  $I$  або  $Z$  перевищують встановлений граничний рівень, і ухваленні рішення про небезпеку даного метеоутворення при існуванні таких зон. Методика визначення граничного рівня сигналу відповідно до заданої вірогідності локалізації ЗОТ наведена у розділі 2.4.7.

У табл. 2.6 наведена класифікація опадів по їхній інтенсивності, прийнята Національним бюро погоди США. Зазначені в таблиці



значення інтенсивності опадів і відповідні їм РВ часто використовують у МНРЛС для визначення й індикації зон опадів.

Таблиця 2.6

**Інтенсивність опадів і РВ вимірювані сучасними МНРЛС**

Характеристика опадів	Інтенсивність опадів, мм/год	РВ, Z	
		мм <sup>6</sup> /м <sup>3</sup>	dBZ
Слабкі	0,76 - 3,8	(1,3-17)·10 <sup>2</sup>	21 - 32
Помірні	3,8 - 12,7	(1,7-12) ·10 <sup>3</sup>	32 - 41
Сильні	12,7 - 50,8	(1,2-11) ·10 <sup>4</sup>	41 - 50
Інтенсивні	50,8 - 204	(1,1-10) ·10 <sup>5</sup>	50 - 60

Звичайно на екранах індикаторів МНРЛС зони слабких опадів відображають зеленим кольором, зони помірних опадів - жовтим, а зони сильних опадів – червоним кольором. Деякі МНРЛС додатково відображають зони інтенсивних опадів кольором фуксин. Наявність зон сильних опадів означає небезпечність даного метеоутворення.

Додаткову інформацію про безпеку метеоутворень несе градієнт інтенсивності опадів, наприклад, по дальності:

$$\text{grad } I(R) = \frac{|I(R_1) - I(R_2)|}{|R_1 - R_2|}, \quad (2.37)$$

де  $I(R)$  – значення інтенсивності опадів на дальності  $R$ ,  $R_1 = R - \Delta R/2$ ,  $R_2 = R + \Delta R/2$ ,  $\Delta R$  – ширина кільця дальності. Самостійного практичного застосування в МНРЛС градієнтний спосіб не знайшов, проте вважають [23], що ті ділянки перетину метеоутворення, де ширина зазначених у табл. 2.6 зон опадів менше, є більш небезпечними, ніж ті ділянки, де ширина зон опадів більша.

**Точність оцінки РВ.** Для надійної оцінки безпеки хмар і опадів необхідно досить точно вимірювати РВ. Похибки виміру РВ залежать від багатьох інструментальних, системних і випадкових чинників. Зокрема це:

- неточність часового автоматичного регулювання підсилення (ЧАРП), яке застосовується для компенсації залежності величини прийнятого сигналу від дальності;

- неточність компенсації ослаблення радіохвиль;
- системні похибки, пов'язані з прийомом відбиттів від земної поверхні по основній і бокових пелюстках;
- вплив довжини хвилі за рахунок можливого відхилення характеру розсіювання від моделі Релея та особливостей поширення радіохвиль;
- неточність калібрування радіолокатора;
- флуктуації сигналу;
- мінливість мікроструктури метеорологічних об'єктів.

Оцінимо вимоги до точності оцінки РВ. Будемо виходити з необхідності вимірювати інтенсивність опадів із заданою точністю. За основу візьмемо рівняння (2.26)

$$Z = AI^b, \quad (2.38)$$

яке після диференціювання по  $I$  прийме вигляд

$$\Delta Z = abI^{b-1} \Delta I. \quad (2.39)$$

Розділивши вираз (2.39) на рівняння (2.38), одержимо

$$\frac{\Delta Z}{Z} = b \frac{\Delta I}{I}, \quad \text{або} \quad \frac{\Delta I}{I} = \frac{1}{b} \cdot \frac{\Delta Z}{Z}. \quad (2.40)$$

З урахуванням того, що  $b \approx 1,6$ , відносні похибки вимірювання інтенсивності опадів і РВ пов'язані так:  $\Delta I/I \approx 1,6^{-1} \Delta Z/Z$ . Припустимо, що допустима похибка вимірювання інтенсивності опадів дорівнює 10%, тобто  $\Delta I/I = 0,1$ . Тоді  $\Delta Z/Z = 16\%$ .

Методами підвищення точності оцінки РВ являються усереднення сигналу, зниження рівня бічних пелюсток, корекція по дальності, компенсація ослаблення радіохвиль, калібрування радіолокаційної системи.

**Усереднення прийнятого сигналу.** Як впливає із визначення РВ, розглянутого в підрозділі 2.4.2, РВ є амплітудним ІП, оцінюваним за середньою потужністю відбитого сигналу з урахуванням необхідних коригувань по дальності.

Чому саме середня потужність цікавить нас при необхідності оцінити радіолокаційну відбиваність? Кожний, хто спостерігав ам-

плітуду відбитого від хмар або опадів сигналу як функцію дальності на екрані індикатора типу А, помічав, що сигнал флукутує подібно до шуму приймача. Причиною цього є взаємний рух сукупності розсіювачів, внаслідок чого сумарний сигнал може в різні моменти часу ставати більшим або меншим.

Сумарна середня потужність відбиттів від випадкової сукупності незалежних розсіювачів, що рухаються, дорівнює сумі потужностей, створюваних окремими розсіювачами. Це має фундаментальне значення для радіолокаційної метеорології, бо інакше всі наші висновки щодо РВ залежали б не тільки від розподілу гідрометеорів за розмірами, але й від місця розташування кожної частинки та від його (місця) зміни з часом. Насправді достатньо одержати оцінку середньої потужності.

Питання полягає в тому, скільки реалізацій необхідно для одержання такої оцінки; або скільки часу необхідно для оцінювання середньої потужності? Це питання є надзвичайно важливим при вимірюванні РВ.

Спершу запишемо математичні моделі не усереднених випадкових сигналів. Якщо позначити амплітуду  $A$ , потужність  $A^2$  і логарифм потужності  $\ln A^2$  (при застосуванні логарифмічного приймача), то розподіли відповідних відбиттів від хаотичної сукупності гідрометеорів будуть описуватися наступними моделями [23], [24].

Амплітуда – розподілом Релея:

$$p(A) = \frac{2A}{A^2} \exp\left\{-\frac{A^2}{A^2}\right\}. \quad (2.41)$$

Потужність – експонентним розподілом:

$$p(A^2) = \frac{1}{A^2} \exp\left\{-\frac{A^2}{A^2}\right\}. \quad (2.42)$$

Логарифм потужності – такою моделлю:

$$p(\ln A^2) = \frac{1}{M A^2} \exp \left\{ \frac{\ln A^2}{M} - \frac{1}{A^2} \exp \left( \frac{\ln A^2}{M} \right) \right\}, \quad (2.43)$$

де  $1/M = \ln 10 = 2,303$ ,  $A^2 = P_{\text{ср}}$  - середня потужність, розглянута вище (2.22), (2.24). Величина  $p(A)dA$  є ймовірністю того, що амплітуда сигналу попаде в інтервал від  $A$  до  $A + dA$ .

Тепер розглянемо, як впливає усереднення сигналу на розподіл його значень і точність оцінки РВ. Оцінка точності вимірювання результату усереднення  $J_k$  потужності за  $k$  незалежними відбитими імпульсами може бути виконана за моделлю Маршалла і Хітчфелда, які ввели для цього такий розподіл імовірностей:

$$p(J_k) = \frac{k^k}{(\bar{A}^2)^k (k-1)!} J_k^{k-1} \exp \left( -\frac{k J_k}{\bar{A}^2} \right), \quad (2.44)$$

де  $J_k = \sum_1^k \frac{A^2}{k}$ .

Графік цього розподілу показаний на рис. 2.17.

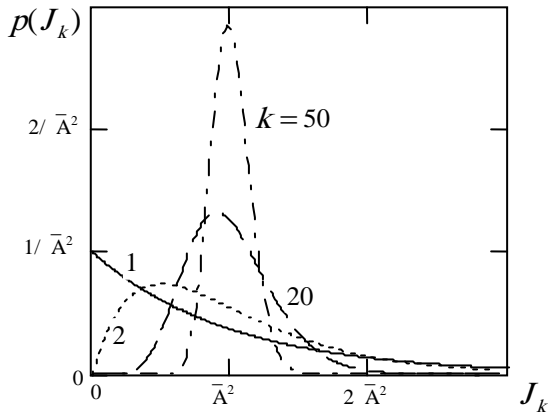


Рис. 2.17. Розподіл імовірності потужності при усередненні за  $k$  реалізаціями, коли математичне сподівання дорівнює  $\bar{A}^2$

Коли не усереднена потужність розподілена за експонентним законом ( $k=1$ ) і найімовірніше значення її дорівнює нулю, при зростанні  $k$  максимум розподілу наближається до математичного очікування середньої потужності.

Оскільки для  $k \geq 10$  розподіл (2.44) набуває форми гауссового закону (рис. 2.17) з дисперсією  $\overline{A^2}/\sqrt{k}$ , то для визначення надійного інтервалу, в якому з імовірністю 95% знаходиться усереднена потужність, можна користуватися простою апроксимацією

$$\overline{A^2}(1 - 2/\sqrt{k}) \leq J_k \leq \overline{A^2}(1 + 2/\sqrt{k}) \quad \text{для } k \geq 10. \quad (2.45)$$

Графічне зображення надійного інтервалу відповідно до формули (2.45) представлено на рис. 2.18.

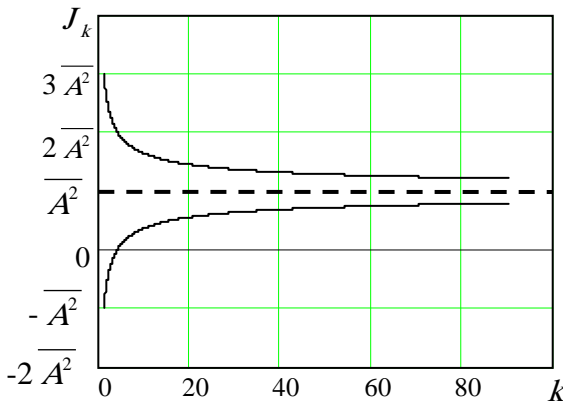


Рис. 2.18. Надійний інтервал (з імовірністю 0,95) оцінки середньої потужності за  $k$  незалежними реалізаціями

Так, для  $k = 25$  і надійній імовірності 0,95 вимірюване середнє буде знаходитись в інтервалі  $\pm 40\%$  від істинного середнього  $\overline{A^2}$ . Оскільки такі похибки мають той же порядок, що й інші випадкові похибки, а також враховуючи, що подальше підвищення точності оцінки істинної середньої потужності потребує значно більшої кі-

лькості незалежних вибірок (пропорційно  $k^2$ ), то при експериментальних вимірах потужності ехо-сигналів від хмар і опадів можна обмежитися приблизно  $k=25$  незалежними імпульсами.

Насправді відбиті імпульси при слабкій турбулентності й великій частоті повторення  $F_n$  зондувальних імпульсів МНРЛС можуть бути корельованими. Нехай ступінь корельованості сигналу характеризується інтервалом кореляції  $\tau_{kor}$ . Тоді час, за який необхідно усереднювати сигнал при вимірюванні середньої потужності, має бути в  $k$  разів більший за  $\tau_{kor}$ . Якщо період повторення імпульсів  $T_n$  обраний за умови  $T_n \approx \tau_{kor}$ , то час вимірювання приблизно дорівнює  $kT_n = kF_n^{-1}$ .

**Корекція сигналу по дальності.** З рівняння (2.24) випливає, що потужність прийнятих сигналів, відбитих від метеоутворень з однакою РВ, обернено пропорційна квадрату їхньої дальності. Отже, хмари, що мають однакову РВ  $Z$ , але знаходяться на різних відстанях, створять на вході приймача різну потужність. Для кількісного визначення небезпеки метеооб'єктів за їхньою РВ  $Z$  необхідна корекція сигналу по дальності. Компенсація залежності сигналу від дальності при вимірі РВ здійснюється за методом ЧАРП приймача МНРЛС. Система ЧАРП (див. рис. 1.17) змінює підсилення приймача залежно від відстані  $R$  відповідно до рівняння (2.24).

Системи ЧАРП, застосовувані в МНРЛС, зазвичай, побудовані за принципом зниження чутливості приймальних трактів у ближній зоні приймання. Це означає, що чутливість приймача зменшується від максимального значення на максимальній дальності дії регулювання ЧАРП до мінімального значення на дальності 0 - 2,5 км. Закон зміни чутливості визначається схемою ЧАРП і повинен компенсувати зменшення прийнятої потужності відповідно до рівняння (2.24). Нехай, наприклад, максимальний коефіцієнт підсилення по потужності дорівнює  $K_m$ , а дальність дії ЧАРП дорівнює  $R_{ЧАРП}$ . Тоді закон зміни коефіцієнта підсилення від дальності визначиться за формулою

$$K(R) = \frac{K_m}{R_{\text{ЧАРП}}^2} R^2 . \quad (2.46)$$

Закон ЧАРП (2.46) при максимальній дальності дії ЧАРП  $R_{\text{ЧАРП}} = 50$  км і максимальному підсиленні  $K_m = 10^6$  показаний на рис. 2.19, де дані по осі ординат відкладені в логарифмічному масштабі. Синхронізуючий імпульс на початку кожного періоду повторення запускає схему ЧАРП, яка керує коефіцієнтом підсилення приймача відповідно до формули (2.46).

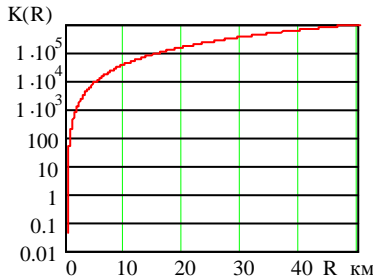


Рис. 2.19. Приклад закону зміни коефіцієнта підсилення приймача за потужністю під дією ЧАРП для корекції сигналу по дальності

Згідно з рекомендаціями Arinc 708 максимальна дальність дії ЧАРП повинна бути не менше 0,25 від максимальної дальності виявлення метеоутворень, обумовленої показником потенціалу, або не менше 130 км.

Градувальний графік ЧАРП можна побудувати шляхом введення початкових відліків дальності  $R_0$  і потужності  $P_0$ . З формули (2.24) одержимо

$$\frac{P_{np}}{P_0} = \left( \frac{R}{R_0} \right)^{-2} . \quad (2.47)$$

Після логарифмування обох частин рівняння (2.47) набуває вигляд, зручний для розрахунків (у децибелах)

$$10 \lg \frac{P_{np}}{P_0} = -20 \lg \frac{R}{R_0} . \quad (2.48)$$

Якщо величина  $R_0$  визначає дальність дії ЧАРП  $R_0=R_{\text{ЧАРП}}$ , то початковий відлік потужності може відповідати заданій РВ  $Z_0$ . В окремому випадку його зручно припустити рівним 1 мВт. Тоді градування напруги ЧАРП можна виконати за шкалою атенюатора генератора стандартних сигналів.

Схеми ЧАРП, що працюють за принципом зниження чутливості приймача, у деяких випадках можуть призвести до небажаного придушення сигналів, відбитих від слабких опадів. Для усунення цього недоліку розроблюють більш витончені алгоритми ЧАРП.

**Корекція сигналу за ослабленням.** Необхідність урахування ослаблення радіохвиль при оцінці небезпеки хмар і опадів, розташованих за іншими метеоб'єктами, очевидна. Однак коректна компенсація ослаблення є складною технічною задачею. Тому протягом багатьох років МНРЛС функціонували без пристроїв компенсації ослаблення радіохвиль.

Національний Комітет з безпеки перевезень США - National Transportation Safety Board (NTSB) опублікував результати розслідування авіаційних катастроф, пов'язаних з некоректною роботою бортових радіолокаторів. Причиною однієї з них було загасання радіолокаційних сигналів трисантиметрового діапазону в атмосферних опадах, що обмежило можливість визначення за допомогою МНРЛС фактичної довжини й інтенсивності небезпечної зони, через що екіпаж продовжував політ у зону сильного дощу. Це призвело до того, що обидва двигуни заглухли через засмоктування значних мас води. У 1975 р. за подібних обставин, через втрату потужності обох двигунів зазнав аварії літак DC-9. Загинуло 63 людини. У даному випадку NTSB установив, що втрата тяги була викликана потраплянням у компресор двигунів значної маси води і граду. Літак DC-9 увійшов у зону опадів інтенсивністю більш 50 мм/год з верхньою крайкою  $C_b$  вище 12000 м. У звіті NTSB відзначалося, що на показання радіолокатора, який працює в трисантиметровому діапазоні, порівняно сильно впливає ослаблення радіохвиль у водяних парах і атмосферних опадах. Якщо пілот не враховує це обмеження, то це може призвести до неправильного тлумачення зображення на екрані індикатора. З цього було зроблено висновок, що бортовий літаковий метеорадіолокатор (без компенсації загасання) варто використовувати тільки для уникнення



потрапляння в зону складних метеоумов, а не як пристрій для проходження через зони гроз. Тому в сучасних МНРЛС передбачають компенсацію ослаблення радіохвиль.

Ослаблення радіолокаційного сигналу в атмосфері обумовлено поглинанням атмосферними газами (киснем і водяною парою), поглинанням і розсіюванням хмарами й опадами. Для довжин хвиль 3,2 см, що застосовуються в бортових МНРЛС, ослабленням атмосферними газами можна практично знехтувати. Ослаблення в хмарах і опадах повинно обов'язково враховуватися.

Гідрометеори, що утворюють хмари, являють собою водяні та/або льодяні частинки радіусом менше 100 мкм (0,01 см). При таких розмірах частинок ослаблення випромінювання з довжиною хвилі  $\lambda > 0,5$  см стає незалежним від характеру розподілу частинок за розмірами. Розраховують ослаблення в хмарах виходячи з їх водності. Водність хмари характеризує вміст води в рідкій фазі в одиниці об'єму хмари  $[\text{г/м}^3]$ . Концентрація рідкої води в хмарах змінюється від 1 до  $2,5 \text{ г/м}^3$ , хоч в окремі моменти часу вміст рідкої води в купчастих перенасичених хмарах досягає  $4 \text{ г/м}^3$ . У хмарах, утворених з кристаликів льоду, вміст води у перерахуванні на рідку фазу рідко перевищує  $0,5 \text{ г/м}^3$ , а найчастіше менше  $0,1 \text{ г/м}^3$ . Ослаблення радіохвиль хмарами, що складаються з крапель води, виражається співвідношенням [25]:

$$L_1 = K_1 M, \quad (2.49)$$

де  $L_1$  – коефіцієнт ослаблення (на одиницю шляху), дБ/км;  $M$  – водність,  $\text{г/м}^3$ ;  $K_1$  – коефіцієнт ослаблення на одиницю водності:

$$K_1 = 0,4343 \frac{6\pi}{\lambda} \text{Im}(-K) \left[ \frac{\partial B}{\text{км}(\text{г/м}^3)} \right], \quad (2.50)$$

де  $\lambda$  – довжина хвилі НВЧ коливань;  $m$  – комплексний коефіцієнт заломлення речовини частинок;  $\text{Im}(-K)$  – уявна частина величини

$K = (m^2 - 1)/(m^2 + 2)$  (див. формулу (2.19) і коментар до неї).

Значення  $K_1$  і  $L_1$  для хмар, утворених крапельками води і кристаликами льоду при  $\lambda = 3,2$  см, наведені в табл. 2.7. З цих даних видно, що, по-перше, ослаблення, що вноситься хмарами, зростає зі зниженням температури, а по-друге, ослаблення кристалічними хмарами майже на два порядки менше, ніж ослаблення водяними

хмарами з таким же вмістом рідкої води. Тобто ослабленням внесеним хмарами, що складаються з льодяних кристалів, можна знехтувати.

Ослаблення радіохвиль дощем у практичних розрахунках звичайно виражається через інтенсивність опадів  $I$ , що залежить від вмісту води в рідкій фазі в одиниці об'єму і від швидкості падіння краплі, яка, у свою чергу, залежить від розміру крапель.

Краплі дощу можуть мати еквівалентний діаметр у діапазоні від 0,1 до 8 мм. Найбільшу невизначеність при розрахунках ослаблення радіохвиль дощем вносить різноманіття можливих розподілів крапель за розмірами  $N(D)$  в дощах.

Таблиця 2.7

**Коефіцієнти ослаблення на одиницю водності  $K_1$  і коефіцієнти ослаблення  $L_1$  при поширенні радіохвиль в одному напрямку**

Температура, °C	$K_1$ , дБ/км/г/м	$L_1$ , дБ/км		
		$M=1,0$ г/м <sup>3</sup>	$M=2,5$ г/м <sup>3</sup>	$M=4,0$ г/м <sup>3</sup>
Водяна хмара				
20	0,0483	0,0483	0,121	0,193
10	0,0630	0,0630	0,158	0,252
0	0,0858	0,0858	0,215	0,343
-8	0,1120	0,1120	0,280	0,448
Льодяна хмара				
0	$2,46 \cdot 10^{-3}$	$2,46 \cdot 10^{-3}$		
-10	$8,19 \cdot 10^{-4}$	$8,19 \cdot 10^{-4}$		
-20	$5,63 \cdot 10^{-4}$	$5,63 \cdot 10^{-4}$		

Дощі однакової інтенсивності можуть характеризуватися різними розподілами  $N(D)$ . Відомі різні апроксимації емпіричних залежностей між інтенсивністю опадів і ослабленням радіохвиль у них. Наприклад, згідно з роботою [26], залежність між ослабленням та інтенсивністю опадів для  $\lambda=3,2$  см і температури 18 °C апроксимується за формулою

$$L_2 = 0,01 I^{1,21}, \quad (2.51)$$

а в роботі [27] використовується рівняння

$$L_2 = 2,9 \cdot 10^{-4} Z^{0,72}, \quad (2.52)$$

де  $L_2$  – однобічне ослаблення через дощ, дБ/км;  $Z$  – РВ, мм<sup>6</sup>/м<sup>3</sup>.

Підставивши залежність (2.38)  $Z = 200I^{1,6}$  у формулу (2.52), побудуємо графіки апроксимацій (2.51) і (2.52) у координатах  $I - L_2$  (рис. 2.20). З цих розрахунків видно, що обидві апроксимації дають близькі результати. Для практичного застосування при компенсації ослаблення в МРЛІ більш зручною є залежність (2.52), тому що вона використовує РВ, яка може бути безпосередньо визначена за вимірами середньої потужності прийнятого сигналу.

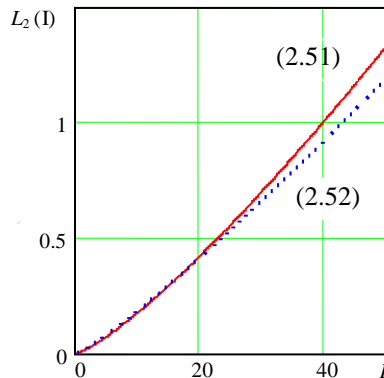


Рис. 2.20. Залежність однобічного ослаблення радіохвиль (3,2 см) від інтенсивності дощу

Ослаблення, зумовлене градом, складає лише 1% від ослаблення через дощ. Тому хмари, що складаються з кристалів, не вносять помітного ослаблення, а сніг викликає невелике ослаблення навіть при сильних снігопадах.

Ослаблення сферичними частинками льоду, покритими плівкою води, значно вище. При довжині хвилі 3,2 см і відношенні діаметра частинок до довжини хвилі 1/8 повна ефективна площа ослаблення льодяних частинок дорівнює ефективній площі ослаблення водяних частинок такого ж розміру, якщо об'єм розтопленої льодяної частинки складає менше 10% від її повного об'єму.

З цього випливає, що ослаблення через частинки льоду, що тануть в зоні безпосередньо під областю нульової ізотерми, може бу-

ти значно більше, ніж ослаблення в зоні снігу під областю нульової ізотерми, а за деяких умов – навіть перевищувати ослаблення в зоні дощу (нижче області нульової ізотерми). Таким чином, мокрий сніг і покритий водяною плівкою лід обумовлюють більше ослаблення, ніж сухий лід. Через нерегулярність форм льодяних частинок і сніжинок для цих випадків складно створити прості математичні моделі.

Проведений аналіз дозволяє зробити висновок, що ослаблення сигналу МНРЛС при ( $\lambda=3,2$  см) у хмарах і опадах є істотним і його необхідно компенсувати для адекватного представлення зон метеоутворень, щоб здійснити безпечний політ літака через систему хмар.

Розглянемо основний підхід до розв'язання задачі компенсації ослаблення. Потужність прийнятого радіолокаційного сигналу з урахуванням ослаблення радіохвиль на шляху їхнього поширення визначається як

$$P_{np} = P_{np0} 10^{-2 \int_0^R L(R) dR}, \quad (2.53)$$

де  $P_{np}$  – потужність прийнятого сигналу;  $P_{np0}$  – потужність прийнятого сигналу в середовищі без ослаблення;  $L(R)$  – коефіцієнт ослаблення на одиницю шляху;  $R$  – відстань до цілі; множник 2 враховує подвійність шляху радіохвиль (до цілі і назад).

У практичних розрахунках коефіцієнт ослаблення  $L(R)$  зручніше вимірювати в децибелах на одиницю шляху (дБ/км). При цьому вираз (2.48) прийме вигляд

$$10 \lg P_{np} = 10 \lg P_{np0} - 2 \int_0^R L(R) dR. \quad (2.54)$$

З огляду на дискретність виміру РВ (прийнятої потужності) по дальності і дискретність розрахунку коефіцієнта ослаблення, потужність прийнятого сигналу в атмосфері, що не ослаблює, для  $n$ -го елемента дальності буде

$$10 \lg P_{np0n} \approx 10 \lg P_{npn} + 2 \sum_{i=1}^{n-1} L_i \Delta R_i \quad (2.55)$$

або, виражаючи прийняту потужність у децибелах,  $P_{np0n} [dB] \approx P_{npn} [dB] + 2 \sum_{i=1}^{n-1} L_i \Delta R_i$ , де  $L_i$  - коефіцієнт ослаблення на дискретному відліку дальності  $\Delta R_i$ , розрахований за виразом (2.52) із заміною  $L_2$  на  $L$ .

Виходячи з рівняння радіолокації для розподілених цілей (2.24), потужність прийнятого сигналу можна записати у вигляді

$$P_{np} = \Pi_m \frac{Z}{R^2}, \quad (2.56)$$

де  $\Pi_m = C |K|^2$  - модернізований метеорологічний потенціал МНРЛС, причому  $|K|^2 \approx 0.93$  для дощу, а  $C$  визначається з рівнянь (2.22) і (2.24), що в результаті дає

$$\Pi_m \approx \frac{\pi^4 P_{мрд} G_A \tau_n c |K|^2 k_s}{128 \lambda^2 L_o}. \quad (2.57)$$

Підставляючи вираз (2.56) у формулу (2.55) одержимо

$$10 \lg P_{np0} = 10 \lg \Pi_{npn} + 10 \lg Z_n - 20 \lg R_n + 20 \sum_{i=1}^{n-1} L_i \Delta R_i. \quad (2.58)$$

Таким чином, для визначення небезпечних зон для польотів за величиною радіолокаційної відбиваності або інтенсивності опадів відповідно до табл. 2.6, потужність прийнятого радіолокаційного сигналу необхідно відкоригувати з урахуванням дальності й ослаблення. Принцип корекції за ослабленням аналогічний корекції по дальності (зміна амплітуди). Він відрізняється тільки законом зміни амплітуди, який залежить від вимірюваних значень РВ в елементах дальності. Таким чином, пристрій компенсації ослаблення за своєю суттю є адаптивним.

Через спільність принципів обробки прийнятого сигналу пристрої корекції по дальності й ослабленню можуть бути реалізовані на загальному коригувальному елементі.

В атмосфері, що не послаблює, дальність дії корекції радіолокаційного сигналу по дальності, обмежена метеорологічним потенціалом радіолокатора і РВ метеоутворень. Традиційно радіолокатор має бути відградуваний, принаймні, на один поріг безпеки за РВ метеоутворень. Такий поріг відповідає РВ  $Z_0=40$  dBZ для помір-

ної інтенсивності опадів 12,7 мм/год (див. табл. 2.6). Зони опадів з інтенсивністю, що перевищує цей поріг, позначаються на індикаторі червоним кольором і вважаються небезпечними.

Максимальна дальність корекції радіолокаційного сигналу, відбитого від опадів зазначеної інтенсивності, визначається рівнянням (2.22) і мінімальною прийнятою потужністю за умови  $P_{np} / P_{npmin} = 1$ :

$$P_{np} = P_{npmin} = \Pi \frac{Z_0}{R_{\text{ЧАРП}}^2} \quad (2.59)$$

Доцільно виділити особливий випадок, коли розміри метеоцілі виявляються меншими за відбивальний об'єм і, отже, вона сприймається як зосереджена ціль:

$$P_{np} = P_{npmin} = \Pi^* \frac{Z_0}{R_{\text{ЧАРП}}^4} \quad (2.60)$$

де  $\Pi^*$  - метеорологічний потенціал МНРЛС при неповному заповненні роздільного об'єму метеоціллю. З рівнянь (2.59) і (2.60) відповідно

$$R_{\text{ЧАРП}} = \sqrt{\Pi Z_0} \quad \text{та} \quad R_{\text{ЧАРП}} = \sqrt[4]{\Pi^* Z_0} \quad (2.61)$$

При дальності, що перевищує дальність дії ЧАРП  $R_{\text{ЧАРП}}$ , з'являється невизначеність щодо виявлення зон опадів інтенсивністю 12,7 мм/год, оскільки вони не можуть бути виявлені. Виникає необхідність у формуванні й відображенні зони невизначеності, починаючи з дальності  $R_{\text{ЧАРП}}$ . Наявність відбитого сигналу і його виявлення в зоні невизначеності свідчить про наявність зон опадів, що перевищують 12,7 мм/год, і небезпеку метеоутворень. У випадку наявності опадів у зоні однозначного виявлення,  $R_{\text{ЧАРП}}$  буде зменшуватися пропорційно ослабленню, зумовленому опадами, збільшуючи тим самим зону невизначеності.

**Оцінка вторинних параметрів РВ.** Вторинна обробка сигналів дозволяє оцінити особливості поведінки РВ у часі й просторі. Оцінюючи зміни РВ при переході від одного роздільного об'єму

метеорологічного об'єкта до іншого, можна говорити про виміри просторових градієнтів РВ:

$$\text{grad}Z_{\Delta r} = \frac{Z(r + \Delta r) - Z(r)}{\Delta r}, \quad (2.62)$$

що відповідає формулі (2.37).

У формулі (2.62)  $r$  характеризує координати об'єму, що відбиває, а  $\Delta r$  – їхню зміну. Можна оцінювати градієнти РВ в радіальному напрямку, а можна – в тангенціальному. У першому випадку величина  $\Delta r$  дорівнює роздільній здатності по дальності  $\Delta r \approx c\tau_n / 2$  або кратна їй, якщо порівнюються рознесені, а не суміжні об'єми хмари. В другому випадку величина  $\Delta r$  дорівнює лінійному розділенню в тангенціальному напрямку, тобто вона пропорційна роздільній здатності по куту  $\Delta r \approx R\theta_{0.5}$ , де  $R$  – дальність,  $\theta_{0.5}$  – ширина ДС антени. Можливі одночасні оцінки градієнтів РВ в радіальному і тангенціальному напрямках.

Зміни РВ протягом часу  $\Delta T$ , що перевищує час усереднення сигналу при оцінці РВ в роздільному об'ємі  $t_{oc} > T_n$ , характеризують часові градієнти РВ (швидкість зміни РВ в часі):

$$\text{grad}Z_{\Delta T} = \frac{Z(t + \Delta T) - Z(t)}{\Delta T}, \quad \Delta T > t_{oc} > T_n, \quad (2.63)$$

де  $T_n$  – період повторення зондувальних імпульсів радіолокатора.

Відомо, що і стрибки РВ в просторі, і високі позитивні градієнти РВ у часі характеризують підвищену небезпеку. Тому як просторові градієнти РВ, так і часові градієнти РВ можуть бути використані як ІП, що несуть інформацію про небезпеку хмари. Крім того, в якості ІП часто оцінюють максимальну відбиваність  $Z_{\max}$  хмари чи максимальну РВ за напрямком зондування метеоб'єкту  $Z_{\max I}$ , а іноді вимірюють середню РВ метеоб'єкта (або його частини) та інші характеристики РВ. Такі оцінки виробляються шляхом автоматичної аналогової або цифрової обробки сигналу з наданням результатів пілоту на екранах МНРЛС.

## 2.5. ДОПЛЕРІВСЬКИЙ СПЕКТР

### 2.5.1. Рух крапель і ефект Доплера

Розглянемо частинку (краплю), що є розсіювачем зондувальних коливань. З чого складається її швидкість відносно радіолокатора? Навіть у найпростішому випадку швидкість краплі в довільний момент часу утворюється під дією кількох сил. По-перше, крапля падає вертикально вниз під дією сили гравітаційного притягання, по-друге, на краплю діє вітер і, по-третє, у випадку бортового радіолокатора є складова швидкості, викликана рухом носія радіолокатора - літака або вертольота. На рис. 2.21 показана крапля, розташована в напрямку осі ДН антени МНРЛС. Промінь антени направлений під кутом  $\alpha(t)$  до напрямку польоту. Якщо літак рухається з повітряною швидкістю  $V_C$ , то радіальна швидкість його дорівнює  $V_{CP}(t) = V_C \cos \alpha(t)$ .

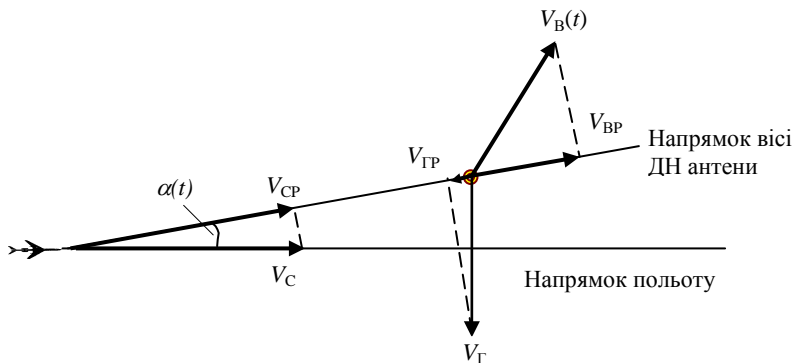


Рис. 2.21. Швидкість краплі відносно радіолокатора.

Крім того, на рисунку показаний вектор швидкості вітру  $V_B(t)$ , який включає постійну складову швидкості вітру (повільно мінливу) і турбулентні пульсації швидкості вітру; радіальний компонент вітру  $V_{BP}$  являє собою проекцію вектора  $V_B$  на напрямок від радіолокатора на частинку, що відбиває. Таким чином, радіальна швидкість руху частинки дорівнює

$$v = V_C \cos \alpha + V_{GP} + V_{BP} . \quad (2.64)$$



Розглянемо доданки, що стоять у правій частині формули (2.64). Швидкість літака  $V_C$  і кут  $\alpha$ , що визначає напрямок на ціль, можна вважати відомими, принаймні, для даного випадку однієї частинки, розташованої на осі симетрії ДН антени. У випадку сканування ДН антени в горизонтальній площині при невеликих кутах нахилу антени радіальна складова швидкості гравітаційного падіння частинки близька до нуля:  $V_{TP} \approx 0$ . При нахилі антени у вертикальній площині на кут  $\theta$  радіальна складова швидкості гравітаційного падіння, як впливає з геометричного розгляду, дорівнює

$$V_{TP} = V_T \sin \theta . \quad (2.65)$$

Зазначимо, що в бортових МНРЛС усе ширше впроваджується сканування променя у вертикальній площині. Тому вплив швидкості падіння частинок може виявитися істотним у конкретних застосуваннях.

Практично нічого заздалегідь не відомо про швидкість краплі, зумовлену вітром. Це саме та складова швидкості краплі, що містить корисну інформацію про турбулентність і зсув вітру. Припустимо, що розсіювачі добре захоплюються потоками повітря, і турбулентна складова їхньої швидкості відповідає турбулентній швидкості повітря\*. Можна з упевненістю вважати, що

$$V_{BP} = \bar{V}_{BP} + V_{TP} , \quad (2.66)$$

де  $\bar{V}_{BP}$  – середня швидкість, а  $V_{TP}$  – випадкова складова радіальної швидкості вітру, яка характеризує турбулентні пульсації вітру. Щільність імовірності випадкової величини  $V_{TP}$  описується нормальним законом розподілу з нульовим середнім, а дисперсія цього розподілу  $\sigma_v^2$  характеризує інтенсивність турбулентності відповідно до класифікації, наведеної в підрозділі 2.1.6 (табл. 2.1).

---

\* Насправді це припущення виконується не завжди. Частинки, особливо великі краплі дощу, є інерційними і отже не повторюють в точності рухи повітряних вихрів. Теорія, що враховує інерцію крапель при оцінці статистичних характеристик швидкостей руху розсіювачів під дією турбулентності повітря, розроблена в роботі [28].

Внаслідок ефекту Допплера сигнал зворотного розсіювання, прийнятий радіолокатором при опроміненні частинки за схемою (рис. 2.21), буде характеризуватися частотним зсувом відносно зондувального коливання, що дорівнює

$$f = \frac{2v}{\lambda}, \quad (2.67)$$

де  $v$  визначається за формулою (2.64);  $\lambda$  – довжина хвилі.

У випадку зондування реального метеорологічного об'єкта прийнятий сигнал формується від безлічі розсіювачів - частинок, які знаходяться в роздільному об'ємі. Оскільки ці відбивачі (розсіювачі) рухаються відносно радіолокатора з різними швидкостями і кожний з них створює свій доплерівський зсув, то прийнятий сигнал містить цілий спектр доплерівських частот.

З використанням ефекту Допплера пов'язані різні методи радіолокаційного одержання інформації про динамічні процеси, які відбуваються в хмарах і опадах. Можливість оцінки характеристик турбулентності на основі ефекту Допплера основана на наступних припущеннях і фактах.

1. Турбулентні пориви вітру втягують у свій рух частинки хмар і опадів, які є розсіювачами енергії, випромінюваної МНРЛС, отже, швидкості розсіювачів пов'язані з турбулентністю.

2. При формуванні сигналу, відбитого від ансамблю частинок, коливання, розсіяні частинками, що знаходяться в межах роздільного об'єму, взаємодіють між собою, і доплерівські зсуви частоти парціальних сигналів різних розсіювачів при накладанні призводять до флуктуацій сумарного прийнятого сигналу.

3. Аналізуючи прийнятий сигнал шляхом прямого перетворення Фур'є, одержуємо його спектр, який залежить від вихідних доплерівських зсувів частоти, викликаних рухомими розсіювачами, а отже – містить інформацію про швидкості цих розсіювачів.

4. Оцінки параметрів швидкості руху (радіальної швидкості) розсіювачів (гідрометеорів) дозволяють робити висновки про характеристики турбулентності, що є однією з причин цього руху.

## 2.5.2. Визначення доплерівського спектра

Виконаний вище розгляд на якісному рівні показує, що інформація про турбулентність та інші динамічні процеси в метеооб'єкті, який складається з розсіювачів електромагнітної енергії, міститься в енергетичному спектрі відбитого сигналу.

У практиці мікрохвильового дистанційного зондування хмар і опадів при інтерпретації даних широко користуються поняттям доплерівського спектра. Ця назва обумовлена тим, що спектр ехо-сигналу від гідрометеорів утворюється сукупністю доплерівських частот, які пов'язані з радіальними швидкостями розсіювачів. Поняття доплерівського спектра враховує не тільки розподіл радіальних швидкостей розсіювачів, але й енергетичну сторону формування розсіяного сигналу ансамблем частинок, що хаотично рухаються. Це виражається, насамперед, у тому, що потужність відбитого сигналу залежить від ЕПР частинки, у той час як доплерівський зсув частоти залежить від радіальної швидкості цієї частинки. Тому швидкості частинок з великою ЕПР, вносять більший вклад у доплерівський спектр, ніж швидкості частинок, з меншою ЕПР.

Як аргумент доплерівського спектра часто використовується незвична для фахівців з радіоелектроніки частота  $f$ , а доплерівська швидкість, або радіальна швидкість розсіювачів  $v$ . Ясно, що при постійній частоті випромінюваних коливань доплерівська швидкість і доплерівська частота однозначно пов'язані співвідношенням (2.67). Однак величина  $v$  як аргумент спектральної функції носить більш загальний характер, оскільки вона не залежить від несучої частоти сигналу радіолокатора.

Таким чином, доплерівський спектр сигналу, відбитого від хмар і опадів, є зваженим розподілом радіальних швидкостей розсіювачів. Ваги доплерівських швидкостей (або доплерівських частот) залежать від відбивної здатності розсіювачів, що рухаються з відповідними швидкостями. Відбиваність крапель, як показано в розділі 2.4, дуже сильно залежить від їхніх розмірів. Відповідно до формули (2.19) потужність сигналу, відбитого від краплі, пропорційна шостому ступеню її діаметра. Тому якщо у роздільному об'ємі, що формує сигнал зворотного розсіювання, є кілька великих крапель, то їхні швидкості в доплерівському спектрі будуть відігравати більшу

роль, ніж швидкості дрібних крапель, хоча кількість останніх може бути набагато більшою.

Насправді ваги швидкостей (або частот) доплерівського спектра залежать не тільки від відбивної здатності відповідних розсіювачів, але й від форми ДН антени, форми зондувальних імпульсів і реакції приймача на ці імпульси. Наприклад, при дзвоновій формі зондувального імпульсу і реальній формі ДН антени розсіювачі, розташовані в центрі роздільного об'єму, беруть участь у формуванні сумарного сигналу з більшими вагами, ніж ті, що знаходяться на периферії роздільного об'єму.

Це можна врахувати за допомогою вагової функції по дальності  $W$ , яка в імпульсній РЛС залежить від обвідної зондувального імпульсу, і вагової функції по кутових координатах  $F^2(\theta, \psi)$ . Остання, по суті, являє собою форму головної пелюстки ДН антени по потужності. У випадку прямокутних зондувальних імпульсів і рівномірному розподілі енергії в межах тілесного кута ДН антени зазначений ефект відсутній. "Ідеальна" нормована ДН антени, ширина якої  $\theta_{0,5} = \theta$ , показана на рис. 2.22 у полярній (а) і прямокутній (б) системах координат. У цьому ідеальному випадку  $F^2(\theta, \psi) = 1$  при відхиленнях від осі симетрії ДН у межах  $\pm\theta/2$  у горизонтальній і вертикальній площинах.

При спрощеному визначенні доплерівського спектра в цьому розділі беруться до уваги тільки ваги, пов'язані з відбивною здатністю крапель. Інакше кажучи, тут ми вважаємо, що ДН є ідеальною, а зондувальний імпульс – прямокутним. Вагові функції докладніше розглянуті в підрозділі 2.5.4, а оцінка впливу реальної форми ДН на параметри спектра розглянута в підрозділі 2.5.6.



Рис. 2.22. Ідеальна ДН антени:  
а – в прямокутних; б – в полярних координатах

Математичний вираз доплерівського спектра враховує ЕПР краплі  $\sigma(D)$ , яка залежить від діаметра крапель, і кількість крапель даного діаметра в одиниці об'єму, що задається розподілом крапель за розмірами  $N(D)$ . Якщо відома щільність розподілу  $p(v/D)$  радіальної швидкості краплі діаметром  $D$ , то доплерівський спектр можна визначити як

$$S_v(v) \sim \int_{D_{\min}}^{D_{\max}} p(v/D) \sigma(D) N(D) dD, \quad (2.68)$$

де інтегрування здійснюється по всіх розмірах крапель від найменших  $D_{\min}$  до найбільших  $D_{\max}$ .

Розглянемо три співмножники підінтегральної функції (2.68). Для МНРЛС з довжиною хвилі  $\lambda = 3,2$  см звичайно виконується умова  $\lambda \gg D$ , і ЕПР краплі  $\sigma(D)$  розраховують за формулою розсіювання Релея (2.19). Як універсальну математичну модель розподілу крапель за розмірами  $N(D)$  зручно використовувати гамма-розподіл у вигляді

$$N(D) = N_0 D^\mu \exp\left(-\frac{3,67 + \mu}{D_0} D\right), \quad (2.69)$$

де значення параметра  $\mu$  звичайно лежить між 0 і 5. При  $\mu = 0$  розподіл (2.69) перетворюється в експонентний розподіл Маршалла-Пальмера [20];  $D_0$  – медіанне значення діаметра краплі, який є тим більшим, чим більше інтенсивність дощу;  $N_0$  – масштабний множник, що визначає концентрацію крапель і залежить від параметра  $\mu$ . Якщо  $\mu = 0$   $N_0 = 8000$  мм<sup>-1</sup>/м<sup>3</sup>. Розрахунки за формулою (2.69) з урахуванням залежності  $N_0 = f(\mu, D_0)$  при  $D_0 = 2$  мм для  $\mu = 0; 1; 3; 6$  наведені на рис. 2.23.

Найбільші труднощі виникають при побудові ключового компонента доплерівського спектра у формі (2.68) – моделі умовної

щільності розподілу радіальної швидкості краплі  $p(v/D)$ . Розглянемо випадкові компоненти радіальної швидкості краплі. Із співвідношень (2.64) - (2.66) випливає, що ними є: 1) швидкість руху краплі під дією випадкової складової швидкості вітру (викликана турбулентністю); 2) радіальна складова швидкості падіння краплі (викликана гравітацією). При відсутності вітру швидкість падіння краплі є вектором, направленим вертикально вниз.

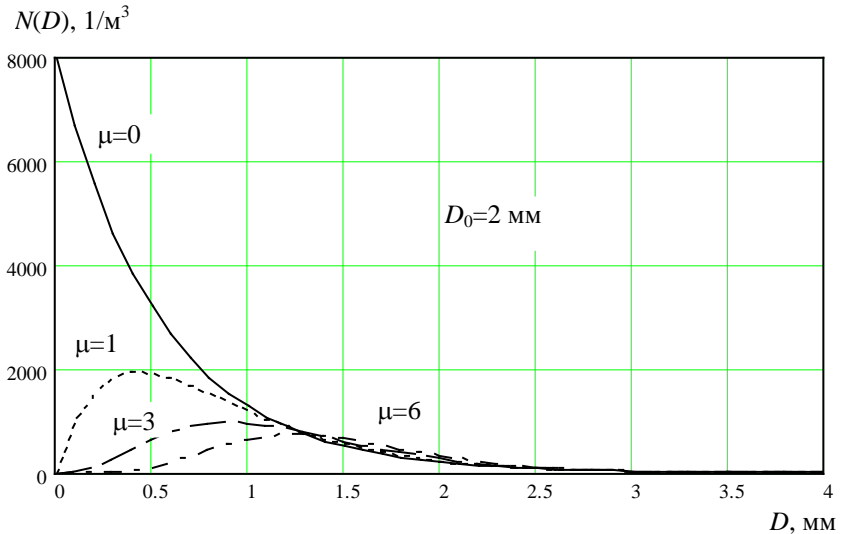


Рис. 2.23. Моделі розподілу крапель за розмірами.

Швидкість падіння краплі дощу є постійною величиною, оскільки відповідно до закону Стокса, сила гравітаційного притягання краплі землю дуже швидко зрівноважується силою опору повітря. Стала швидкість падіння краплі залежить від розмірів краплі. Зв'язок між діаметром краплі дощу  $D$  та її сталою швидкістю падіння  $v_g$  апроксимують виразом [29]

$$v_g(D) = 9,65 - 10,3e^{-0,6D}, \quad D \geq 0,109. \quad (2.70)$$

Той факт, що РЛС вимірює тільки проекцію швидкості падіння на лінію променя, можна врахувати відповідно до виразу (2.65) кутом нахилу антени  $\theta$ , що вводиться у формулу (2.70):

$$v_g(D, \theta) = \alpha(\theta) - \beta(\theta) \cdot e^{-0.6D}, \text{ де } \alpha = 9,65 \sin \theta, \quad \beta = 10,3 \sin \theta. \quad (2.71)$$

Модель [28] розподілу  $p_T(v_T, \varepsilon, D)$  турбулентної швидкості  $v_T$  краплі діаметром  $D$  при швидкості ДКЕТ  $\varepsilon$  являє собою односторонню криву з максимумом при  $v_T=0$  і симетричними крилами, що спадають в областях як позитивних, так і негативних значень  $v_T$ . Ширина цього розподілу тим більша, чим більше  $\varepsilon$ , а максимум при  $v_T=0$  тим більший, чим менше діаметр краплі  $D$ . Фізичний смисл величини  $\varepsilon$ , що характеризує інтенсивність турбулентності, пояснений у підрозділі 2.1.6.

Якщо на падаючу зі швидкістю  $v_g(D)$  краплю діє турбулентність, то сумарна швидкість краплі  $v = v_g + v_T$ . Таким чином, ми можемо розглядати швидкість гравітаційного падіння  $v_g(D)$  краплі діаметром  $D$  як постійну добавку до швидкості краплі  $v_T$ , викликану турбулентністю. З урахуванням того, що  $v_T = v - v_g$ , розподіл  $p(v/D, \varepsilon)$  швидкості крапель діаметра  $D$  (парціальний розподіл) може бути представлений як розподіл турбулентної швидкості  $p_T((v - v_g)/D)$  для крапель з діаметром  $D$ , але зсунений на величину  $v_g(D, \theta)$ , де  $v_g(D, \theta)$  визначається за формулою (2.71):

$$p_p(v/D, \varepsilon) = p_T((v - v_g)/D, \varepsilon). \quad (2.72)$$

Парціальні розподіли радіальної швидкості краплі для  $D=0,1; 1; 2; 4; 8$  мм (розраховані при  $\theta = 60^\circ$ ,  $\varepsilon = 50 \text{ см}^2 / \text{с}^3$ ) показані на рис. 2.24.

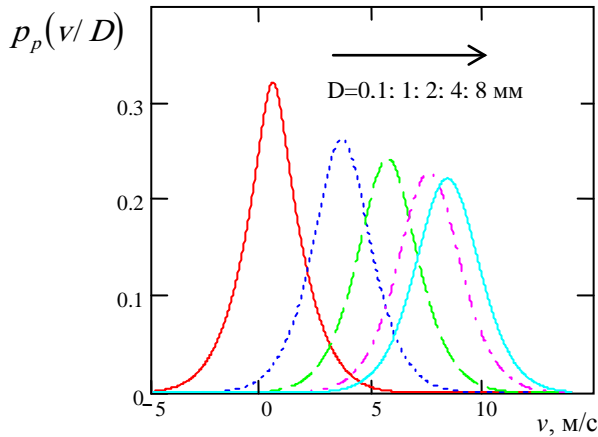


Рис. 2.24. Парціальні розподіли радіальної швидкості для крапель п'яти різних діаметрів

Інтегрування парціальних розподілів  $p_p(v/D)$  по всіх діаметрах крапель зі зважуванням на розподіл крапель за розмірами  $N(D)$  дозволяє взяти до уваги внески всіх крапель, що рухаються з радіальною швидкістю між  $v$  і  $v + dv$ :

$$p_{\Sigma}(v) = \int_0^{D_{\max}} p_T \{ [v - v_g(D, \theta)] / D \} N(D) dD . \quad (2.73)$$

Нормування, яке виконується за умови, що інтеграл від виразу (2.73) дорівнює одиниці, дає розподіл імовірностей радіальних швидкостей крапель під спільною дією гравітаційного падіння і турбулентності:

$$P(v) = p_{\Sigma}(v) / \int_{-\infty}^{\infty} p_{\Sigma}(v) dv . \quad (2.74)$$



На рис. 2.25 зображені розподіли  $p(v/\varepsilon, \theta)$  при слабкій (штрихова лінія) і сильній (суцільна лінія) турбулентності для двох моделей зондування: 1 – вертикальне зондування ( $\theta=90^\circ$ ); 2 – нахил антени  $\theta=20^\circ$  відносно горизонту.

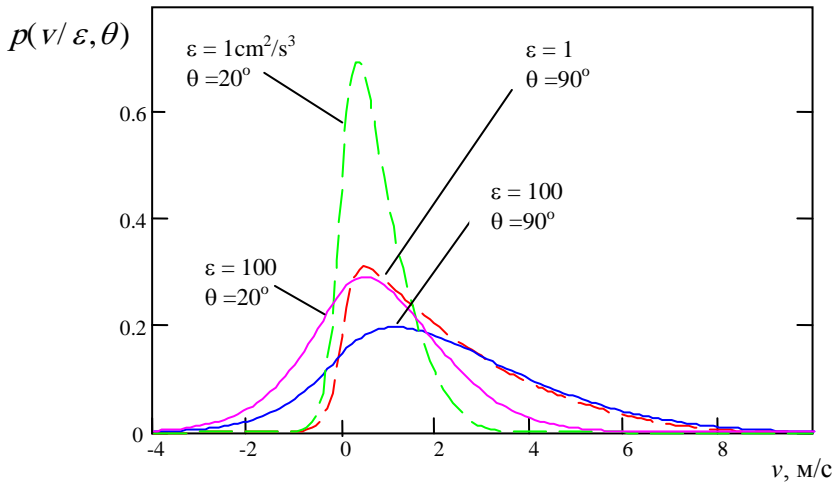


Рис. 2.25. Щільності ймовірностей радіальної швидкості крапель дощу при двох значеннях інтенсивності турбулентності  $\varepsilon$  і двох значеннях нахилу антени  $\theta$

При розрахунку ми припустили, що  $D_0=2$  мм,  $\mu=0$ . З графіків видно, що розподіли при  $\theta=90^\circ$  розташовуються праворуч за розподіли при  $\theta=20^\circ$ . Це зумовлено тим, що проекція швидкості падіння крапель на промінь (радіальна швидкість) максимальна, коли антена напрямлена вертикально вгору. Розподіли, що відповідають сильній турбулентності, значно ширші, ніж розподіли, що відповідають слабкій турбулентності. Розширення спектра через турбулентність більше при малих кутах нахилу антени ( $\theta=20^\circ$ ), ніж при великих кутах нахилу ( $\theta=90^\circ$ ). Позитивні швидкості (в напрямку на радіолокатор) більш імовірні при зондуванні вертикально вгору. Ймовірність негативних швидкостей підвищується з підвищенням інтенсивності турбулентності.

Для обчислення доплерівського спектра необхідно користуватися умовною щільністю розподілу  $p_p(v/D, \varepsilon)$ , обумовленою формулою (2.72), а не щільністю розподілу швидкостей сукупності крапель (2.74).

Таким чином, нам відомі усі компоненти [(2.72), (2.19) і (2.69)] підінтегральної функції доплерівського спектра  $S_v(v, \varepsilon)$  відповідно до виразу (2.68), причому інтенсивність турбулентності, що характеризується величиною  $\varepsilon$ , входить у  $S_v(v, \varepsilon)$  як параметр:

$$S_v(v, \varepsilon) \sim \int_{D_{\min}}^{D_{\max}} p_p(v/D, \varepsilon) \sigma(D) N(D) dD . \quad (2.75)$$

На рис. 2.26 показані розраховані нормовані доплерівські спектри при трьох значеннях інтенсивності турбулентності. Нормування проведено за умови, що площа під спектральною кривою дорівнює одиниці.

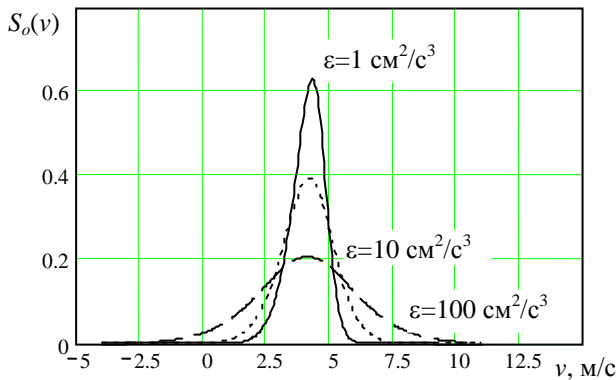


Рис. 2.26. Нормовані доплерівські спектри при різній інтенсивності турбулентності

При реальних вимірюваннях потужність прийнятих сигналів і амплітуди спектральних складових, які є результатом перетворення Фур'є від прийнятих часових реалізацій, залежать від енергетичного потенціалу й інших параметрів радіолокатора. Тому при розрахун-

ках після підстановки виразів (2.72), (2.19) і (2.69) у вираз (2.75) зручно винести всі співмножники, що не залежать від  $D$ , за знак інтеграла і ввести таке нормування, щоб площа під спектральними кривими дорівнювала РО, тобто  $\int S_v(v) dv = Z$ :

$$S_v(v, \varepsilon) = \zeta \int_{D_{\min}}^{D_{\max}} p(v/D, \varepsilon) D^6 N(D) dD, \quad (2.76)$$

де  $\zeta$  - множник, що залежить від  $\lambda$ ,  $|K|^2$ , енергетичних параметрів радіолокатора і нормування.

На рис. 2.27 показано розраховані доплерівські спектри при двох значеннях інтенсивності турбулентності:  $\varepsilon=50$  і  $\varepsilon=100 \text{ см}^2/\text{с}^3$ .

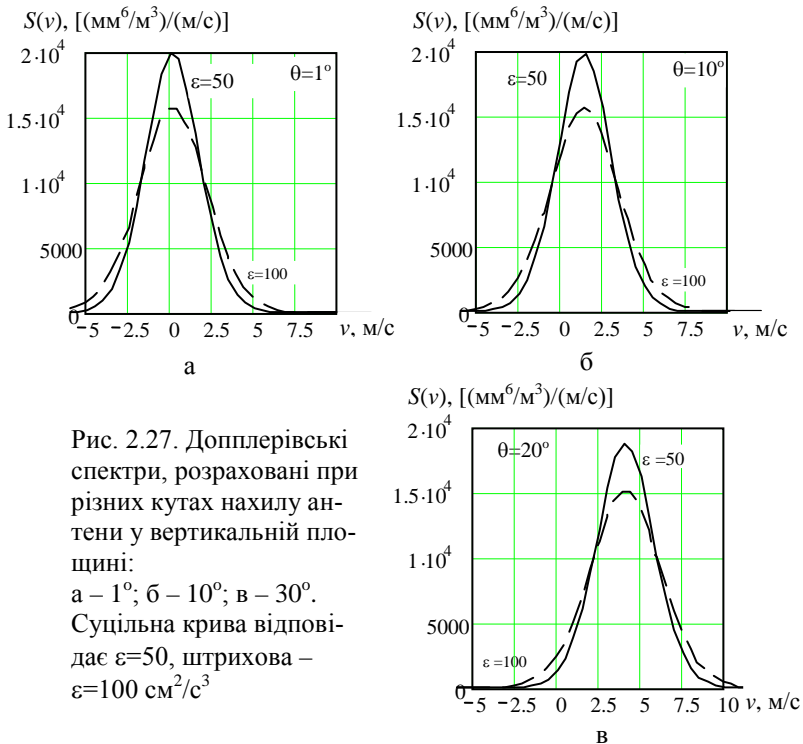


Рис. 2.27. Доплерівські спектри, розраховані при різних кутах нахилу антени у вертикальній площині:  
 а –  $1^\circ$ ; б –  $10^\circ$ ; в –  $30^\circ$ .  
 Суцільна крива відповідає  $\varepsilon=50$ , штрихова –  $\varepsilon=100 \text{ см}^2/\text{с}^3$

Штрихова лінія відповідає турбулентності вдвічі більшої інтенсивної (за параметром  $\epsilon$ ), ніж суцільна лінія. При аналізі результатів розрахунків, представлених на цих графіках, важливо звернути увагу на положення максимумів спектральних щільностей. При  $\theta=1^\circ$  максимум знаходиться майже в нулі, тому що проекція швидкості падіння крапель на промінь мала [ $\sin\theta$ , формула (2.71)], і внесок її у доплерівський спектр близький до нуля. Зі зростанням  $\theta$  внесок швидкості падіння крапель збільшується, і спектр зміщується праворуч. Зростання кута нахилу ДН антени у вертикальній площині  $\theta$  супроводжується також невеликим збільшенням ширини доплерівського спектра. Розширення спектра через швидкості падіння крапель настільки мало порівняно з впливом турбулентності при  $\theta \leq 30^\circ$ , що його важко помітити на графіках безпосередньо, однак чітко видно деяке зниження максимуму спектральної щільності, що є наслідком розширення спектра при збереженні нормування. Якби діяла лише турбулентність, доплерівські спектри, розраховані відповідно до розглянутих моделей, були б симетричні з максимумом при  $v=0$ .

Таким чином, ми докладно проаналізували вплив двох найбільш важливих факторів, що формують доплерівський спектр. Деякі інші метеорологічні явища і процеси радіолокаційного зондування також можуть впливати. До них відносяться зсув вітру, зміни орієнтації і вібрації гідрометеорів, рух променя антени, поступальний рух літака. Тому процеси формування реальних доплерівських спектрів більш складні порівняно з розглянутими моделями.

Вплив руху носія РЛС (літака) на спектр прийнятого сигналу полягає в тому, що, по-перше, доплерівський спектр буде зміщений вправо відповідно до проекції швидкості літака на промінь, по-друге, спектр одержить додаткове розширення. Рух променя антени також призводить до розширення спектра. Ці ефекти будуть розглянуті в підрозділі 2.5.6. Вони можуть бути враховані чи компенсовані при обробці сигналів.

Перехід від доплерівського спектра швидкостей  $S_v$  до спектра доплерівських частот  $S_f$  легко здійснюється за допомогою доплерівського співвідношення  $f(v)$  (2.67):

$$S_f(f) = S_v\left(\frac{f\lambda}{2}\right) \bigg/ \frac{d[f(v)]}{dv} = S_v\left(\frac{f\lambda}{2}\right) \cdot \left(\frac{\lambda}{2}\right). \quad (2.77)$$

В цьому виразі функцію  $S_f [f(v)]$  знайдено за правилами пошуку розподілів функцій випадкових величин з відомими розподілами [30].

### 2.5.3. Параметри доплерівського спектра

Для розрахунку середньої швидкості і ширини доплерівського спектра зручно користуватися нормованим спектром  $S_o(v)$ :

$$S_o(v) = \frac{S_v(v)}{\int_{-\infty}^{\infty} S_v(v) dv}. \quad (2.78)$$

Приклади нормованих спектрів були наведені на рис. 2.26. Якщо питома ЕПР однорідна за об'ємом або якщо ЕПР і швидкість краплі є некорельованими величинами, то нормована спектральна щільність буде пропорційна розподілу ймовірності радіальних швидкостей. Тоді середня доплерівська швидкість визначиться за формулою

$$\bar{v} = \int_{-\infty}^{\infty} v S_o(v) dv, \quad (2.79)$$

а ширина доплерівського спектра як дисперсія доплерівської швидкості (або частоти):

$$\sigma_v^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (v - \bar{v})^2 S_o(v) dv. \quad (2.80)$$

Важливо відзначити, що при нормуванні типу (2.78) губиться інформація, що міститься в амплітудних характеристиках відбитого сигналу.

Повну інформацію із сигналу доплерівського радіолокатора можна одержати, працюючи зі спектрами, що зберігають енергетичні особливості відбитого сигналу. Тому основними параметрами

доплерівського спектра у формі, що визначається виразами (2.76) або (2.77) є його моменти:

- нульовий момент

$$\int_{-\infty}^{\infty} S_v(v) dv = Z, \quad (2.81)$$

який є нічим іншим, як РВ метеорологічного об'єкта;

- перший початковий момент

$$\frac{1}{Z} \int_{-\infty}^{\infty} v S_v(v) dv = \bar{v}, \quad (2.82)$$

який визначає середню доплерівську швидкість;

- другий центральний момент

$$\frac{1}{Z} \int_{-\infty}^{\infty} (v - \bar{v})^2 S_v(v) dv = \sigma_v^2, \quad (2.83)$$

що визначає дисперсію доплерівської швидкості розсіювачів.

По суті, параметр  $\sigma_v$  є зваженим середньоквадратичним відхиленням радіальних швидкостей розсіювачів від їх зваженої середньої радіальної швидкості.

Формула (2.81) свідчить про тісний зв'язок між вимірюваннями РВ з часових реалізацій шляхом їх усереднення для оцінки середньої потужності прийнятого сигналу (розділі 2.4) і вимірюваннями ненормованих спектрів. Фактично РВ, будучи нульовим моментом спектра, використовується в формулах (2.82) і (2.83) як нормувальний дільник.

Далі буде показано, що оцінки середньої доплерівської швидкості  $\bar{v}$  і середньоквадратичної доплерівської швидкості  $\sigma_v$ , які визначаються формулами (2.82) і (2.83) відповідно, можуть бути одержані за даними радіолокаційного зондування метеорологічних об'єктів. Їхні величини пов'язані з інтенсивністю НМЯ, такими як ЗНТ і ЗЗВ. Отже вони є важливими ПП при розв'язанні задач локалізації зон НМЯ. Оцінювання параметрів доплерівського спектра лежить в основі розробки алгоритмів, що використовуються в сучасних бортових і наземних метеорологічних радіолокаторах.

#### 2.5.4. Зв'язок параметрів вимірюваного доплерівського спектра з динамічними процесами в роздільному об'ємі

**Зворотна задача.** У розділі 2.5.2 ми ввели поняття доплерівського спектра і створили його модель виходячи з того, що швидкості розсіювачів визначаються двома основними чинниками – гравітаційним падінням і турбулентністю. При цьому ми розглядали пряму задачу: при відомих характеристиках руху розсіювачів і енергетичних параметрах радіолокаційного зондування необхідно знайти доплерівський спектр. У цьому розділі ми підходимо до задачі зв'язку параметрів доплерівського спектра з метеорологічними характеристиками роздільного об'єму, що відбиває зондувальні сигнали, з іншого боку. Припустимо, що нам відомо вимірюваний доплерівський спектр. Чи можна за результатами вимірювань визначити основні метеорологічні процеси, які відбуваються в метеорологічному об'єкті? Як оцінити внесок різних динамічних процесів у вимірюваний доплерівський спектр?

Такі задачі відносяться до класу зворотних задач. Вони складніше прямих і, зазвичай, мають неоднозначні рішення. У даному випадку рішення зворотної задачі додатково ускладнюється тим, що насправді турбулентність і падіння крапель – це далеко не всі чинники, що впливають на доплерівський спектр. Досвід показує, що часто вимірювані доплерівські спектри добре апроксимуються гауссовою кривою. Це природний результат того, що формування спектра відбувається під дією ряду чинників, кожний з яких дає свій внесок і веде до розширення спектра. Крім розглянутого вище впливу турбулентності та різниці швидкостей падіння частинок, до цих чинників відносяться рівномірний вітер, зсув вітру, параметри РЛС, які виражаються формою вагової функції, а також швидкості руху носія РЛС і сканування антени. Кожний із зазначених чинників діє незалежно, завдяки чому, висновки про вплив на кінцеву форму спектра можуть бути зроблені шляхом розгляду кожного з чинників окремо.

З рис. 2.21 видно, що швидкість розсіювача є лінійною сумою швидкостей, пов'язаних з різними видами руху. Наприклад, складовими швидкості можуть бути рівномірний вітер, турбулентність, зсув вітру, падіння частинок. Кожний з цих рухів вносить свою частку у розширення спектра, а енергетичний спектр, що спостерігається

ся експериментально, формується в результаті згортки всіх індивідуальних спектрів.

**Когерентно-імпульсний метеораріолокатор.** Звичайний некогерентний радіолокатор (рис. 1.17) непридатний для повноцінних доплерівських вимірювань. Для одержання оцінок доплерівського спектра необхідний когерентний радіолокатор. Звичайно в системах бортового радіоелектронного устаткування застосовують когерентно-імпульсні радіолокатори.

Спрощена схема когерентно-імпульсного радіолокатора (КІР) наведена на рис. 2.28. На схемі виділені ті елементи приймально-передавального тракту, які необхідні для розуміння принципу дії РЛС із квадратурними каналами. Пунктиром умовно виділені елементи передавача (ПРД) і приймача (ПРМ). З урахуванням цього, схема відрізняється від наведеної на рис. 1.17 схеми некогерентної МНРЛС тільки наявністю зв'язку від ПРД до ПРМ. Звичайно, когерентно-імпульсна МНРЛС містить усі характерні для бортового радіолокатора елементи, які показані на рис. 1.17, але відсутні для спрощення на рис. 2.28. Когерентний гетеродин (КГ) є генератором, що виробляє стабільні коливання несучої частоти. Підсилювач потужності (ПП НВЧ), керований імпульсним модулятором (ІМ), формує послідовність імпульсів тривалістю  $\tau_{ii}$  і потужністю  $P_{прд}$ , що випромінюються з періодом повторення  $T_n$ . Завдяки КГ випромінювані коливання є стабільними, і початкова фаза зондувального імпульсу в кожному періоді повторення відома або, принаймні, постійна. Це є важливою особливістю когерентного радіолокатора. Принципова відмінність КІР (рис. 2.28) від радіолокатора за схемою рис. 1.17 полягає також у тому, що він має когерентний приймач.

На схемі це виражається тим, що вихід КГ з'єднаний з синхронними детекторами (СД). Процес детектування в синхронному детекторі можна представити у вигляді "змішування" або множення прийнятого сигналу і сигналу опорного генератора – КГ. Як найпростіший СД може бути використаний змішувач, але часто СД виконують на діодних мостах, що працюють як високошвидкісні ключі, що відкриваються і закриваються напругою КГ. Принцип дії синхронного детектора пояснюється рис. 2.29.



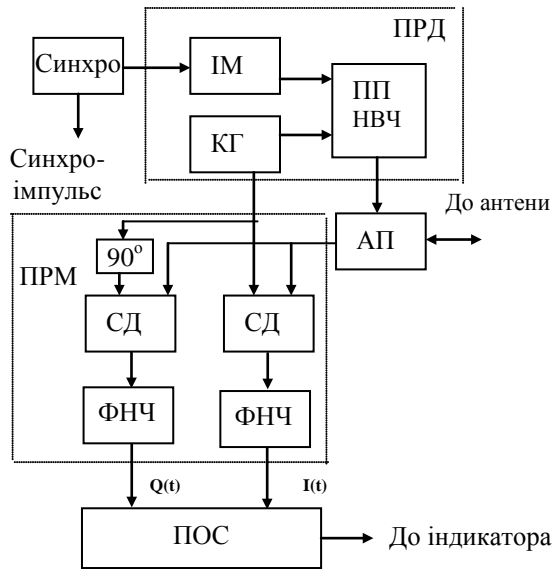


Рис. 2.28. Спрощена схема когерентно-імпульсної МНРЛС з квадратурними каналами

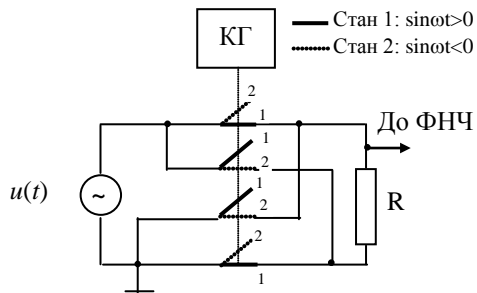


Рис. 2.29. Принцип дії синхронного детектора СД

Напряга сигналу, що надходить з АП, позначена як  $u(t)$ . Вона створює струм у навантаженні  $R$ . Цей струм проходить через ключі, стан яких визначається сигналом КГ. Нехай схема побудована так, що протягом позитивного напівперіоду синусоїдальних коливань КГ ключі знаходяться в стані 1. При цьому напруга  $u(t)$  прикладена до навантаження певним чином, наприклад, так, що струм тече зверху вниз. У наступному напівперіоді коливань КГ напруга, що керує ді-

одними ключами, стає негативною, і ключі переходять у стан 2. Отже, напруга прийнятого сигналу  $u(t)$  буде створювати в навантаженому струмі протилежного напрямку. Таким чином, знак відбитого сигналу, що надходить на підсилювач (рис. 2.28) з фільтром нижніх частот (ФНЧ), змінюється двічі протягом періоду коливань КГ. Амплітуда сигналу на виході СД залежить від фазового зсуву  $\varphi_e$  сигналу  $u(t)$  відносно коливання КГ (тобто відносно фази зондувального сигналу). Зокрема, якщо  $\varphi_e = 2\pi n$ , де  $n$  – ціле число, то вихідний сигнал СД буде являти собою ряд позитивних напівсинусоїд, а усереднена напруга після ФНЧ буде позитивною і максимальною. Якщо  $\varphi_e = 2\pi n + \pi/2$ , то усереднена напруга на виході ФНЧ дорівнює нулю. У загальному випадку сигнал на виході фільтра одержує значення між позитивним і негативним максимумами залежно від величини фазового зсуву  $\varphi_e$ . Отже, СД у когерентно-імпульсній РЛС відіграє роль фазового детектора.

З метою спрощення на схемі (рис. 2.28) представлено приймач прямого підсилення. У цьому випадку частота опорного генератора (когерентного гетеродина) і частота випромінюваного сигналу рівні, а детектування сигналу здійснюється без переходу на проміжну частоту. На практиці ж у метеорологічних радіолокаторах застосовуються супергетеродинні приймачі. Тобто у схемах реальних МНРЛС фазове детектування здійснюється на проміжній частоті, а не на НВЧ, але зазначені спрощення не суттєві для аналізу, який виконується в цьому розділі.

**Квадратурні канали.** Розглянемо докладніше фазу  $\varphi_e$ . Коливання (у часі й просторі) вектора електричного поля випромінювання в далекій зоні описуються виразом

$$\mathbf{E}(R, \alpha, \theta, t) = \frac{A(\alpha, \theta)}{R} \cos \left[ 2\pi f \left( t - \frac{R}{c} \right) + \psi_t \right], \quad (2.84)$$

де  $\alpha$  і  $\theta$  визначають напрямок від джерела випромінювання на ціль;  $\psi_t$  – початкова фаза передавача, яка звичайно є невідомою, але постійною. Поведінка  $\mathbf{E}$  у просторі характеризує поляризацію хвилі. Основними чинниками, що характеризують періодичне електричне поле, є амплітуда  $A(\alpha, \theta)/R$  і фаза  $2\pi f(t - R/c) + \psi_t$ , тому зручно користуватися комплексним записом. Тоді вираз (2.84) запишемо як

$$\mathbf{E}(R, \alpha, \theta, t) = \frac{A(\alpha, \theta)}{R} \exp \left[ j2\pi f \left( t - \frac{R}{c} \right) + j\psi_t \right]. \quad (2.85)$$

Якщо на дальності  $R$  розташований точковий розсіювач, то прийнятий відбитий сигнал повторює форму коливань передавача (за умови, що смуга пропускання приймача є досить широкою). Такий сигнал  $u(t)$ , з огляду на вираз (2.85), можна записати як

$$u(t, R) = A \{ \exp [ j2\pi f ( t - 2R/c ) + j\psi_t ] \} \Theta ( t - 2R/c ), \quad (2.86)$$

де введена функція  $\Theta(t)$ , яка враховує імпульсний характер випромінювання

$$\Theta \left( t - \frac{R}{c} \right) = \begin{cases} 1 & \text{if } R/c \leq t \leq (R/c + \tau_u) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}, \quad (2.87)$$

$A = |A| \exp(j\psi_s)$  - комплексна амплітуда сигналу на вході ПРМ, яка містить фазовий зсув  $\psi_s$ , внесений розсіювачем. Час  $\tau_s = 2R/c$ , відлічений від моменту випромінювання імпульсу передавача, характеризує положення розсіювача по дальності. Різниця фаз ехо-сигналу (2.86) і опорного гармонійного сигналу КГ  $\sin(\omega t)$  дорівнює

$$\varphi_e = -\frac{4\pi R}{\lambda} + \psi_s + \psi_t, \quad (2.88)$$

де враховано фазовий зсув  $\psi_s$ , внесений розсіювачем, а початкова фаза КГ прийнята рівною нулю.

Якби розсіювачі були б нерухомі (відносно радіолокатора), то їхні ехо-сигнали характеризувалися б тим, що їхні фази  $\psi_e$  не залежать від часу. Якщо ж відстань  $R$  змінюється в часі, а  $\psi_t$  і  $\psi_s$  не залежать від часу, то фаза також змінюється в часі, причому швидкість цієї зміни

$$\frac{d\psi_e}{dt} = -\frac{4\pi}{\lambda} \frac{dR}{dt} = -\frac{4\pi}{\lambda} v_r = \omega_D = 2\pi f_D \quad (2.89)$$

являє собою доплерівський зсув частоти в радіанах за секунду. Необхідно зазначити, що дощові краплі можуть вібрувати при падінні в

повітрі. Тому зсув  $\psi_s$  у загальному випадку не є незалежним від часу, а зміни  $\psi_s$  за час  $T_n$  будуть викликати флуктуації доплерівського зсуву, що призведе до розширення доплерівського спектра.

Доплерівський радіолокатор (рис. 2.28) звичайно містить два СД, на які напруга КГ подається зі зсувом по фазі на  $\pi/2$ . З теорії радіолокації відомо, що це підвищує вірогідність виявлення випадкового сигналу, але в даному випадку важливіше те, що це дозволяє визначати **напрямок** руху цілі (знак швидкості). Підсилювачі з фільтрами (ФНЧ) придушують гармонійні складові сигналу, і на виході фільтрів залишаються усереднені величини напруги, пропорційні  $|A| \cos \psi_e \Theta(t - 2R/c)$  і  $|A| \sin \psi_e \Theta(t - 2R/c)$ . Таким чином, фільтровані сигнали можуть бути виражені як

$$I(t) = \left( \frac{|A|}{\sqrt{2}} \right) \Theta \left( t - \frac{2R}{c} \right) \cos \left( \frac{4\pi R}{\lambda} - \psi_t - \psi_s \right); \quad (2.90)$$

$$Q(t) = \left( \frac{-|A|}{\sqrt{2}} \right) \Theta \left( t - \frac{2R}{c} \right) \sin \left( \frac{4\pi R}{\lambda} - \psi_t - \psi_s \right), \quad (2.91)$$

де  $I(t)$  і  $Q(t)$  – відповідно синфазна і квадратурна складові ехо-сигналу  $u(t, R)$ . Коефіцієнт  $1/\sqrt{2}$  в рівняннях (2.90) і (2.91) введений таким чином, щоб сума потужностей у квадратурних каналах відповідала вихідній потужності, усередненій за період високочастотного сигналу:

$$I^2 + Q^2 = \frac{|A|^2}{2}. \quad (2.92)$$

На практиці для зв'язування вихідної напруги з амплітудою сигналу на вході приймача необхідно калібрування радіолокатора.

**Ехо-сигнали доплерівського метеорадіолокатора.** Миттєва вибірка сигналів  $I(t)$  і  $Q(t)$  може розглядатися як результат стробування відбитого сигналу з послідовності роздільних об'ємів по да-

льності. Кожному стробові (кожній точці просторової вибірки) відповідає деякий роздільний об'єм. Положення роздільного об'єму по дальності  $R$  визначається часом затримки  $\tau_s = 2R/c$ , а його розміри і величина внеску кожного гідрометеора у вибірку ехо-сигналу характеризуються ваговою функцією. Вагова функція по куту залежить від ДН антени, а по дальності - від форми зондувального імпульсу й амплітудно-частотної характеристики фільтра в приймальному каналі. Тривалість стробувальних імпульсів звичайно дорівнює або менше тривалості  $\tau_u$  зондувального імпульсу. Необхідно відзначити, що стробувальні імпульси не визначають розміру роздільного об'єму, а лише забезпечують поділ цих об'ємів по дальності.

Ехо-сигнали розсіювачів, що знаходяться в роздільному об'ємі на дальності, яка відповідає часу запізнювання  $\tau_{s1}$ , інтерферують один з одним, утворюючи результуючу  $U(\tau_{s1})$  вибірку, яку можна назвати вибіркою комплексних напруг

$$U(t) = I(t) + jQ(t) . \quad (2.93)$$

Випадкові розміри і розташування розсіювачів призводять до того, що амплітуда і фаза  $U(\tau_{s1})$  стають випадковими величинами. Вибірка сигналу з іншої дальності (при іншій затримці  $\tau_{s2}$  стробувального імпульсу) є результуючим сигналом від розсіювачів, що знаходяться в іншому роздільному об'ємі. Тому варто очікувати, що  $U(\tau_{s1})$  буде відрізнятися від  $U(\tau_{s2})$ , тобто  $U(\tau_s)$  випадко змінюється при зміні  $\tau_s$  навіть при просторовій однорідності щільності розсіювачів. Кореляція між вибірками  $U(\tau_s)$  при різних значеннях  $\tau_s$  залежить від довжини роздільного об'єму по дальності й інтервалу  $\delta\tau_s$  між вибірками.

Реальний запис вибірок сигналу ( $I$  чи  $Q$ ) метеорологічного радіолокатора, запозичений з роботи [26], показаний на рис. 2.30. Тут час по дальності  $\tau_s$  відкладено по вертикальній осі, а вибірковий час  $mT_s$ , ( $m=0,1,2\dots m_{max}$ ) – по осі абсцис. Дані записані за наступними умовами:  $T_n=0,75$  мс, тривалість кожної вибірки  $m_{max}T_s=800$  мс.

Номер строби по дальності (або час  $\tau_c$ )

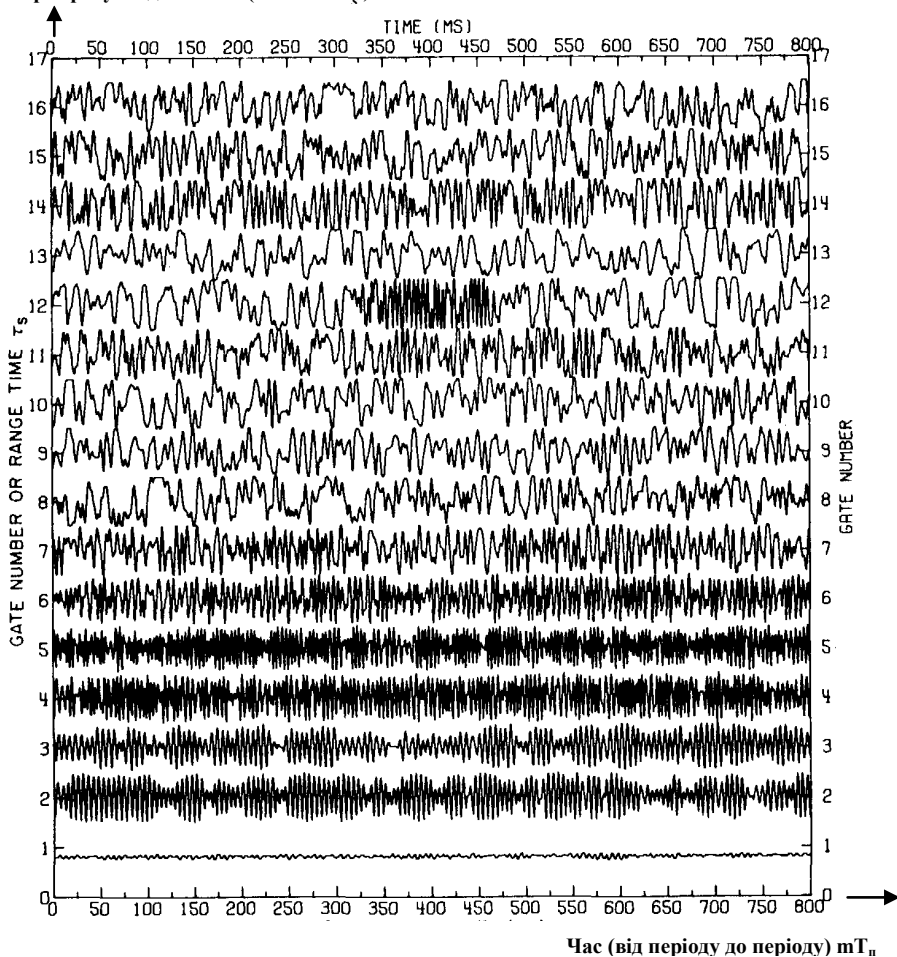


Рис. 2.30. Вибірки ехо-сигналу від дощу як функції вибіркового часу  $mT_n$  в 16 каналах дальності, що відповідають затримкам стробів  $\tau_{s1} \dots \tau_{s16}$

Незважаючи на те, що окремі точки вибірки рознесені одна від одної на сотні мікросекунд, кожна вибірка виглядає як неперервна лінія, тому що роздільна здатність графіка досить низька (близько 2 мс по осі  $mT_n$ ).

Наведені записи наочно представляють зміни величини вихідного сигналу метеорадіолокатора залежно від вибіркового часу  $mT_s$  при 16 значеннях часу затримки стробувального імпульсу по дальності  $\tau_s$ . Нульовою амплітудою для кожної флюктууючої кривої є уявлювана горизонтальна лінія, що з'єднує номери стробів на лівій і правій вертикальних осях. Перший роздільний об'єм знаходиться на відстані 600 м від РЛС.

Кожна наступна крива являє собою композицію відбитків від гідрометеорів, що знаходяться в роздільних об'ємах розміром  $\Delta R=170$  м по дальності, рознесених на 600 м один від одного відповідно до розносу стробувальних імпульсів за часом на 4 мкс. Видно, що в перших чотирьох чи п'ятьох стробах дальності присутні відносно високі доплерівські зсуви, внесені деякою кількістю гідрометеорів, що переміщаються відносно швидко. Перехід до підвищеного доплерівського зсуву помітний у стробі номер 12 в інтервалі часу  $mT_s$  від 350 до 500 мс.

Відповідно до виразів (2.90) і (2.91) вибірка сигналу  $U(\tau_s)$ , що складається з відбиттів від множини гідрометеорів, може бути представлена у вигляді

$$U(\tau_s) = I(\tau_s) + jQ(\tau_s) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_i A_i W_i e^{-j4\pi R_i/\lambda}, \quad (2.94)$$

де  $|A_i|/\sqrt{2} = (I_i^2 + Q_i^2)^{1/2}$  - амплітуда ехо-сигналу (до фільтра)  $i$ -го розсіювача, розташованого в точці з координатами  $R_i, \phi_i, \theta_i$ . Комплексний множник  $W_i$  містить інформацію про амплітуду і фазу і є ваговим множником по дальності. Цей множник враховує зі значущими вагами лише відбиття від тих гідрометеорів, що розташовані поблизу дальності  $R$ , визначеної затримкою  $\tau_s$  ( $R = c\tau_s/2$ ). Початкову фазу  $\psi_i$  тут можна опустити, ваговий множник по куту, яким, по суті, є ДН антени  $F^2(\theta, \psi)$ , буде введено далі. Швидкість гідрометеорів досить мала, тому  $W_i$  від неї не залежить, що еквівалентно малості доплерівського зсуву порівняно зі смугою пропущення приймача. При радіолокації метеорологічних об'єктів ці умови практично завжди виконуються.

Усереднена за період високої частоти потужність сигналу, відбитого від роздільного об'єму на дальності  $R$ , тобто сигналу, затриманого відносно зондувального імпульсу на час  $\tau_s$ , буде пропорційна добутку амплітуди на комплексно сполучену величину:

$$\begin{aligned}
 P_{mp}(\tau_s) \sim UU^* &= \frac{1}{2} \sum_{i,k}^N A_i A_k^* W_i W_k^* \exp[j4\pi(R_k - R_i)/\lambda] = \\
 &= \frac{1}{2} \sum_i^N |A_i|^2 |W_i|^2 + \frac{1}{2} \sum_{i \neq k}^N A_i A_k^* W_i W_k^* \exp[j4\pi(R_k - R_i)/\lambda].
 \end{aligned}
 \tag{2.95}$$

Потужність  $P_{mp}(\tau_s)$  - це миттєва потужність відбитого сигналу для одного зондувального імпульсу, а  $N$  - кількість розсіювачів, що беруть участь у формуванні ехо-сигналу. Через рух розсіювачів відносно один до одного вибірка сигналу від того самого об'єму метеорологічного об'єкта (тобто при  $\tau_s = const$ ) відрізняється для кожного зондувального імпульсу, а ступінь цієї зміни залежить від періоду повторення імпульсів радіолокатора  $T_n$  і відносної швидкості розсіювачів.

Потужність  $P_{mp}(\tau_s)$  для послідовності імпульсів описується тим же рівнянням, але  $R_i$  і  $R_k$ , змінюються внаслідок хаотичного руху розсіювачів. Якщо розсіювачі усередині обраного об'єму за час  $T_n$  перемішуються значно (відносно довжини хвилі), наприклад, на  $\lambda/4$ , то послідовні вибірки ехо-сигналу будуть некорельованими. Для виконання когерентних доплерівських вимірювань середньої радіальної швидкості розсіювачів, час  $T_n$  між послідовними вибірками повинен бути досить малим, щоб послідовність відбитих імпульсів від досліджуваного об'єму (при постійній  $\tau_s$  затримці) була корельованою.

Друга сума в рівнянні (2.95) являє собою швидко флюктууючу складову миттєвої потужності  $P_{mp}(\tau_s)$ , а перша сума - відносно постійна (якщо зсув розсіювачів за час  $T_n$  малий порівняно з відстанями, при яких вагові функції помітно змінюються). Зсуви гідрометеорів на відстані порядку довжини хвилі викликають великі зміни в другій сумі, але вони слабо впливають на першу суму. Для того, щоб викликати значну зміну в першій сумі, гідрометеори повинні бути пе-



реміщені на сотню або навіть більше метрів (для типових параметрів МНРЛС).

При відбитті від метеорологічних об'єктів миттєві значення флюктууючої другої суми можуть виявитися значно більшими, ніж величина першої, тому число доданків у другій сумі дорівнює  $N(N-1)$ , у той час як перша сума містить всього  $N$  доданків. Однак середнє значення другої суми по багатьох послідовних вибірках (тобто, вибіркоче середнє за часом) прямує до нуля при нескінченному зростанні кількості вибірок. Математично це пов'язано з тим, що границя середньої комплексної показової функції прямує до нуля, а фізично це викликано усередненням усіх гармонійних складових флюктуацій. Таким чином, при усередненні сигналу (2.95) він прямує до значення першої суми, яка є вибірковою середньою (за часом) потужністю ехо-сигналу від заданого відбивального об'єму.

Вибіркова середня потужність за часом  $\bar{P}_{pp}(\tau_s)$  залишається постійною в часі, якщо зсув розсіювачів у середньому малий порівняно з відстанями, при яких істотно змінюються вагові функції. З іншого боку, величина  $\bar{P}_{pp}(\tau_s)$  залишається постійною, якщо протягом інтервалу усереднення розсіювачі, переміщені з області, де вагова функція  $F^2(\theta_i, \psi_i) \cdot W_i(R)$  має значну вагу, замінені іншими, що мають такі ж статистичні властивості (тобто, якщо ми приймаємо, що статистичні властивості середовища, що розсіює, постійні). Практично, час, що складає інтервал усереднення, настільки малий, що зсув гідрометорів звичайно не перевищує кількох десятків метрів протягом періоду оцінки середньої потужності. Середня потужність  $\bar{P}_{pp}(\tau_s)$  є потужністю прийнятого сигналу, яка була описана раніше рівняннями (2.22) і (2.24), за умови, що сигнал прийнятий з дальності  $R$ , тобто відповідає часу запізнювання  $\tau_s$ . Вона пропорційна  $PBZ$  відповідного об'єму метеооб'єкта.

Враховуючи, що компоненти  $I$  і  $Q$  вибірки сигналу є випадковими змінними, розглянемо два послідовних ехо-сигнали, рознесені у часі на  $T_n$ . Перший – заданий рівнянням (2.94), а другий може бути записаний у вигляді

$$U(\tau_s, T_n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_i |A_i W_i| \cos \gamma_i - j \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_i |A_i W_i| \sin \gamma_i, \quad (2.96)$$

де

$$\gamma_i = \frac{4\pi R_i}{\lambda} + \frac{4\pi v_i T_n}{\lambda} - \psi_{si} - \beta_i, \quad (2.97)$$

$v_i = \Delta R_i / T_n$  – середня радіальна швидкість, яка необхідна, щоб перемістити  $i$ -й розсіювач на відстань  $\Delta R_i$ ;  $\psi_{si}$  – фазовий зсув, внесений розсіювачем, а  $\beta_i$  – фаза вагового множника  $W_i$ .

Довжина роздільного об'єму по дальності набагато більша за довжину хвилі ( $\sigma/2 \gg \lambda$ ), і в об'ємі є багато розсіювачів. Тому звичайно вважають, що значення  $4\pi R_i / \lambda$  рівномірно розподілені в інтервалі  $(-\pi \dots \pi)$ . Навіть якщо розподіл  $p(4\pi R_i / \lambda)$  не є рівномірним, то передбачається, що його ширина охоплює багато інтервалів  $2\pi$ , і багаторазове накладення фаз призводить до того, що на однозначному інтервалі  $2\pi$  воно може вважатися рівномірним. Отже, незалежно від розподілів  $v_i$  або  $\psi_{si}$  фаза  $\gamma_i$  (2.97) приймається розподіленою за рівномірним законом. Це впливає з того, що функція щільності ймовірностей суми випадкових величин утворюється в результаті згортки щільностей доданків (на інтервалі від  $-\pi$  до  $\pi$ ). Оскільки одна з них рівномірна, то щільність розподілу суми завжди буде рівномірною [30].

Центральна гранична теорема (ЦГТ) визначає, що сума незалежних випадкових величин прямує до гауссового розподілу, якщо їхня кількість достатньо велика і жодний з доданків не є домінуючим. Обидві ці умови звичайно вважаються справедливими для ехосигналів від гідрометеорів. Тому, застосувавши ЦГТ до дійсної й уявної частин рівняння (2.96), одержимо теоретичне пророкування: як  $I(\tau_s, T_n)$ , так і  $Q(\tau_s, T_n)$  розподілені згідно з нормальним законом з нульовим середнім.

Розподіли ортогональних компонентів  $I_m$  і  $Q_m$  є сферично симетричними, тому що вибірка  $I_m = I(\tau_s, mT_n)$  не корельована з вибіркою  $Q_m = Q(\tau_s, mT_n)$ . Хоча ймовірність фази  $\gamma_i$  сигналу  $U(\tau_s, T_n)$  рівномірна в інтервалі  $\pm\pi$ , зміни фази від вибірки до вибірки не обов'язково є некорельованими, тому що вони можуть відбуватися в якомусь визначеному порядку. Тобто фаза  $\gamma_i$  може мати і не випадкові зміни в часі, але початкова фаза з рівною ймовірністю приймає

будь-яке значення в інтервалі  $\pm \pi$ . Вибіркові сигнали  $I$  і  $Q$  можуть змінюватися, виходячи з певного закону тільки в тому випадку, коли період вибірки, тобто період повторення зондувальних імпульсів  $T_n$ , досить малий (щоб кожна вибірка зберігала кореляцію з попередньою). Якщо завадові відбиття від земної поверхні змішані з сигналом від метеооб'єкта, то корельованість ехо-сигналів, зазвичай, підвищується.

Отже,

$$I(\tau_s, T_n) = \sum_i |A_i W_i| \cos \gamma_i = |U(\tau_s, T_n)| \cos[\psi(\tau_s, T_n)]; \quad (2.98)$$

$$Q(\tau_s, T_n) = -\sum_i |A_i W_i| \sin \gamma_i = |U(\tau_s, T_n)| \sin[\psi(\tau_s, T_n)]. \quad (2.99)$$

Знаки рівності праворуч у рівняннях (2.98) і (2.99) впливають з того, що сума синусоїд завжди може бути виражена як синусоїда з фазою  $\psi(\tau_s, T_n)$  і амплітудним множником (обвідною)  $|U(\tau_s, T_n)|$ . Проте це зовсім не означає, що  $I$  та  $Q$  мають суто синусоїдальні зміни у часі.

Синфазний і квадратурний компоненти є незалежними випадковими величинами. Тому спільний розподіл ймовірностей  $I$  і  $Q$  є добутком індивідуальних щільностей розподілу ймовірностей:

$$p(I, Q) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{I^2}{2\sigma^2} - \frac{Q^2}{2\sigma^2}\right), \quad (2.100)$$

де  $\sigma$  - середньоквадратичне значення  $I$  або  $Q$  ( $\sigma$  для  $I$  і  $Q$  рівні).

Розглянемо **теоретичні** розподіли ймовірностей амплітуди  $|U|$ , фази  $\psi$  і потужності  $P_{np}(\tau_s)$ , що впливають з виразів (2.98) - (2.100).

За зазначених умов фаза  $\psi$  й амплітуда  $|U|$  є незалежними випадковими величинами, причому фаза розподілена рівномірно, у той час як амплітуда  $|U| = (I^2 + Q^2)^{1/2}$  характеризується релеївською щільністю ймовірності

$$p(|U|) = \frac{|U|}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{|U|^2}{2\sigma^2}\right). \quad (2.101)$$

Через те, що потужність  $P_{ip}(\tau_s)$  пропорційна  $I^2 + Q^2$ , вона розподілена по експоненті з щільністю

$$p(P_{ip}) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{P_{ip}}{2\sigma^2}\right), \quad (2.102)$$

а середнє значення  $\overline{P_{ip}}(\tau_s) = 2\sigma^2$ . Формули (2.101) і (2.102) повністю ідентичні виразам (2.41) і (2.42) відповідно, отриманим для звичайного некогерентного радіолокатора, якщо взяти до уваги, що  $\overline{P_{ip}} = \overline{A^2} = 2\sigma^2$ , де  $\sigma^2$  - дисперсія сигналу в одному з квадратурних каналів, а  $\overline{A^2}$  - повна дисперсія сигналу.

Важливо відзначити, що хоча  $I$  і  $Q$  – незалежні випадкові змінні, випадкові процеси, що керують функціями  $I(\tau_s, T_n)$  і  $Q(\tau_s, T_n)$ , не можна вважати незалежними. Це означає, що в загальному випадку значення математичного очікування

$$E[I(\tau_s, mT_n) \cdot Q(\tau_s, kT_n)] \neq 0 \quad \text{при } k \neq m. \quad (2.103)$$

Крім того, кореляція між двома послідовними вибірками комплексного сигналу буде істотно відрізнятися від нульової у випадку, якщо розподіл  $p(4\pi v_i T_n / \lambda)$  фазової добавки  $4\pi v_i T_n / \lambda$  в рівнянні (2.97) буде досить вузьким порівняно з  $2\pi$ . Це еквівалентно тому, що розподіл швидкості частинки  $v_i$  – вузький порівняно з  $\lambda / 2T_n$ , тобто швидкість частинки знаходиться в інтервалі однозначно вимірюваної радіолокатором швидкості цілі.

**Експериментальні дані.** Приймально-підсилювальний тракт будь-якого радіолокатора характеризується як підсиленням, так і втратами. Тому, як уже зазначалося, для виконання кількісних оцінок сигналу радіолокатор повинен бути відкалібрований за відомою вхідною потужністю, щоб точно прив'язати вихід  $I^2 + Q^2$  до потужності ехо-сигналу від метеорологічного об'єкта.

Статистичні характеристики сигналів, відбитих від метеорологічних об'єктів, експериментально досліджувалися багатьма автора-

ми [20], [23], [29], [31], [32]. У більшості цих робіт на ранніх етапах розвитку теорії і техніки радіолокаційного зондування хмар і опадів або ставилася задача експериментального підтвердження теоретичних моделей [31], або дослідження обмежувалося лише оцінкою окремих параметрів розподілів і спектральних функцій у припущенні, що щільності ймовірностей амплітуд відповідають розподілу Релея, а доплерівські спектри є гауссовими. Це не означає, що експерименти у всіх випадках відповідали розробленим теоретичним моделям. Відхилення спостерігалися досить часто. Іноді знаходилися методичні або апаратурні пояснення цим відхиленням від класичних моделей, але в багатьох випадках вони просто ігнорувалися. Відомі випадки, коли опубліковані експериментальні результати, що виходили за межі класичних моделей, і основані на них висновки ставали об'єктом досить різкої критики.

Експериментальні дослідження розподілу амплітуд ехо-сигналів з виходу бортової МНРЛС [33], [34] показали, що ці розподіли в деяких випадках не були релеївськими. На рис. 2.31 показані гістограми, що ілюструють залежність розподілів вимірюваних амплітуд від ступеня нелінійності амплітудної характеристики (АХ) приймально-го тракту. Цифрами позначено співвідношення сигнал-шум, криві відповідають релеївській апроксимації, а штрихова крива на останній гістограмі – гауссовому розподілу. Як бачимо, при низькому співвідношенні сигнал-шум розподіл близький до експонентного, що можна пояснити квадратичним характером АХ для слабких сигналів. На лінійній ділянці АХ розподіл близький до теоретичного – релеївського.

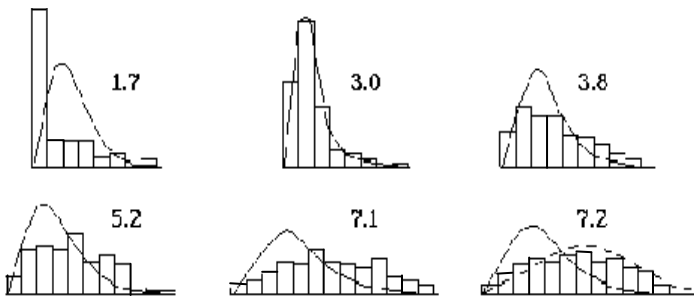


Рис. 2.31. Гістограми розподілів амплітуд

При подальшому зростанні рівня сигналу починає вносити свій внесок нелінійна ділянка верхньої частини АХ, і розподіл наближається до гауссового.

Приклад спектра доплерівських швидкостей, отриманого за допомогою метеорологічного радіолокатора DARR по одній реалізації (1997 р.) в Делфтському технічному університеті (Нідерланди) при вертикальному зондуванні слабких опадів, наведений на рис. 2.32. На рис. 2.33 показано доплерівський спектр від того ж відбивального об'єму, але усереднений по 20 реалізаціях.

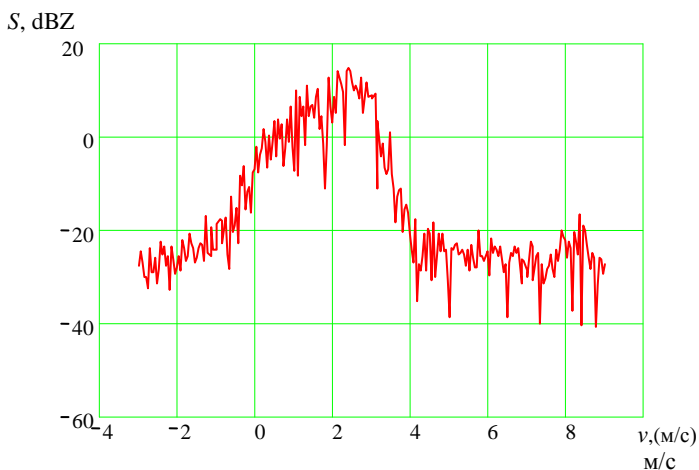


Рис. 2.32. Неусереднений доплерівський спектр ехо-сигналу від дощу

Більшість експериментальних вимірювань добре збігається з теорією. Приблизно 75% спектрів потужності, що спостерігаються експериментально, задовольняють гауссовій апроксимації. Звідси випливає, що висновок про рівномірний розподіл відбиваності і зсуву радіальної швидкості усередині роздільного об'єму  $\Delta V$  має деякі підстави, але не можна не брати до уваги і ті 25%, що залишилися. Іноді доплерівські спектри хмар і опадів не тільки відрізняються від гауссової моделі, але навіть можуть бути бімодальними [35].

Таким чином, незважаючи на те, що класичні моделі релеївського розподілу амплітуд і гауссівських спектрів знаходять широке

застосування, експериментальні дослідження відбиттів від хмар і опадів часто показують істотні відмінності відбитих сигналів від цих моделей.

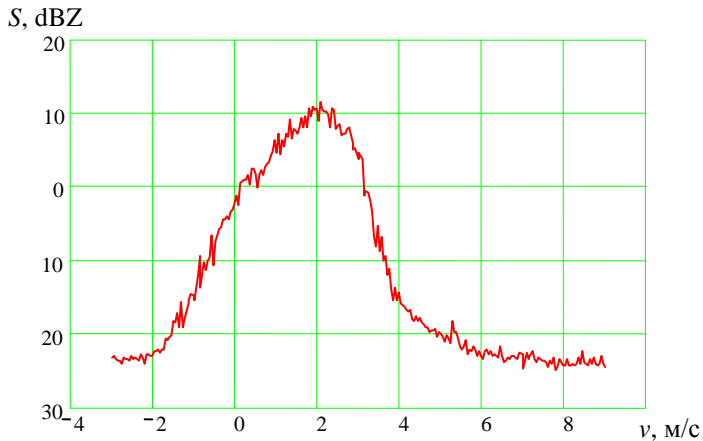


Рис. 2.33. Усереднений доплерівський спектр ехо-сигналу від дощу

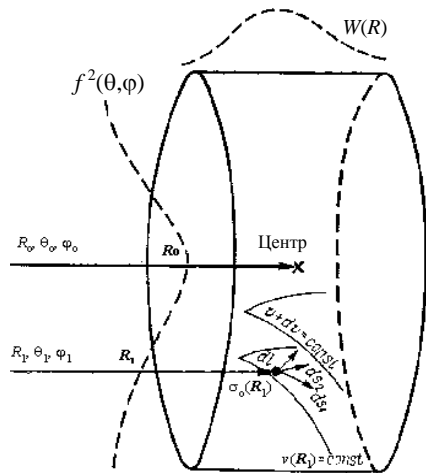
У задачах виявлення сигналів на фоні відбиттів від хмар і опадів (коли ці відбиття є завадами) у багатьох випадках заради математичних зручностей цими відмінностями нехтують. Але в задачах дистанційного зондування атмосфери, коли відбиття від хмар і опадів виступають як корисні сигнали, необхідно акуратніше накладати обмеження на математичні моделі відбитих сигналів.

**Вагова функція.** У підрозділі 2.5.2 була введена вагова функція, яка згадувалась також на початку цього розділу. Вагова функція враховує, що ваги частот доплерівського спектра залежать від форми ДН антени, форми зондувальних імпульсів і відгуку приймача на ці імпульси. Вагові функції по дальності  $W(R)$  і по кутових координатах  $F^2(\theta, \psi)$  прямо чи непрямо присутні у виразах (2.94) - (2.96) і входять у формули синфазної (2.98) і квадратурної (2.99) складових ехо-сигналу від метеорологічних цілей. Вагова функція є одним з чинників, що визначають форму і параметри доплерівського спектра, і тому вона впливає на інтерпретацію результатів доплерівських вимірювань. Строго кажучи, вагову функцію потрібно

було ввести ще в розділі 2.4, але при розгляді рівняння радіолокації й оцінці РВ вона не відіграє істотної ролі. При переході ж до вимірювань доплерівського спектра, в якому швидкості розсіювачів зважені на відбивну здатність частинок, урахування додаткового зважування, пов'язаного із зазначеними параметрами радіолокатора, стає необхідним для коректної інтерпретації результатів оцінки ширини доплерівського спектра. Саме це і досягається за допомогою вагової функції. У цьому підрозділі ми уточнимо і поглибимо наше уявлення про вагову функцію відповідно до роботи [26].

Нехай центр роздільного об'єму  $\Delta V$  знаходиться в точці, обумовленій радіусом-вектором  $\mathbf{R}_0$  (рис. 2.34). Припустимо, що в точці, що відповідає радіусу-вектору  $\mathbf{R}_1$ , відбивачі мають питому ЕПР  $\sigma_0(\mathbf{R}_1)$ .

Рис. 2.34. Геометричні характеристики роздільного об'єму та вагові функції по дальності і куту, які визначають внесок розсіювачів в енергетичний спектр ехо-сигналу від метеоцілі (доплерівський спектр)



Тоді з урахуванням рівняння радіолокації (2.13) питома ЕПР  $\sigma_0(\mathbf{R}_1)$  у точці  $\mathbf{R}_1$  буде зваженою відповідно до функції

$$L(\mathbf{R}_0, \mathbf{R}_1) = \frac{CF^4(\theta - \theta_0, \psi - \psi_0) |W(\mathbf{R}_0, \mathbf{R}_1)|^2}{l^2(\mathbf{R}_1) \cdot \mathbf{R}_1^4}, \quad (2.104)$$

де



$$C = \frac{P_{\text{прд}} G_A^2 \lambda^2}{(4\pi)^3}, \quad (2.105)$$

$F^2(\theta, \psi)$  – нормований однобічний коефіцієнт підсилення антени за потужністю (ДН антени);  $l(\mathbf{R}_l)$  – втрати через ослаблення (поглинання плюс розсіювання) при поширенні радіохвиль в один бік;  $W(R)$  – вагова функція по дальності.

Вагова функція по дальності залежить від форми зондувального сигналу й АЧХ приймача. У випадку застосування приймача з гаусовою передатною функцією при випромінюванні прямокутного імпульсу кожному розсіювачу може бути приписана залежна від дальності вага:

$$W(R) = 0,5 \left\{ \operatorname{erf} \left[ \frac{1,5\Delta f}{c} \left( R_0 - R + \frac{c\tau}{4} \right) \right] - \operatorname{erf} \left[ \frac{1,5\Delta f}{c} \left( R_0 - R - \frac{c\tau}{4} \right) \right] \right\}. \quad (2.106)$$

Припустимо, що  $\tau=1$  мкс, і розрахуємо  $W$  як функцію відхилення  $R_0 - R$  від центра роздільного об'єму по дальності при різних значеннях смуги пропускання приймача ( $f=1,0; 2,5; 10$  МГц). Результати розрахунків наведені на рис. 2.35.

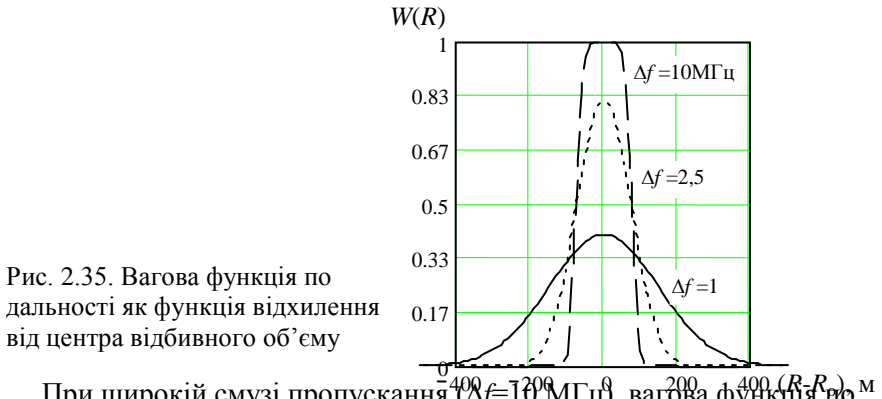


Рис. 2.35. Вагова функція по дальності як функція відхилення від центра відбивного об'єму

При широкій смузі пропускання ( $\Delta f=10$  МГц) вагова функція по дальності рівномірна в районі  $R_0$  і круто спадає, чітко визначаючи границі відбивного об'єму; вона мало впливає на форму доплерів-

ського спектра. При звуженні смуги  $\Delta f$  крила вагової функції  $W(R)$  збільшуються, а її форма наближається до гауссової. Очевидно, що при оптимальній (з точки зору максимуму співвідношення сигнал-шум) смузі пропускання ( $\Delta f \approx 1,37/\tau$ ) вагова функція по дальності істотно впливає на спектр, нормалізуючи його.

Розсіювачі, розташовані в центрі роздільного об'єму, беруть участь у формуванні сумарного сигналу з більшими вагами, ніж ті, що знаходяться на периферії.

**Випадковий характер оцінок доплерівського спектра.** На відміну від розрахункових доплерівських спектрів, приклади яких наведені на рис. 2.27, реальні спектри сигналів, відбитих від хмар і опадів завжди носять випадковий характер (рис. 2.32), хоча вони і обумовлені, можливо, цілком визначеними властивостями і поведінкою гідрометеорів, які знаходяться в роздільному об'ємі.

Припустимо, що в стаціонарному полі швидкості  $v(\mathbf{R}_1)$  задана поверхня постійної швидкості  $v(\mathbf{R}_1) = \text{const}$  (див. рис. 2.34). За цією умовою визначимо очікувану потужність відбитого сигналу від метеорологічних розсіювачів, швидкості яких знаходяться в інтервалі між двома поверхнями постійної швидкості  $v$  і  $v+dv$ . Очевидно, ця потужність є сумою очікуваних потужностей від елементарних об'ємів, розміщених між двома поверхнями постійних швидкостей  $v$  і  $v+dv$ .

Виберемо елементарний об'єм, що є добутком  $ds_1, ds_2$  і  $dl$ , де  $ds_1$  і  $ds_2$  - довжини двох ортогональних дуг, що належать поверхні  $v(\mathbf{R}_1) = \text{const}$  і пересікаються в точці  $\mathbf{R}_1$ . Третя координата  $dl$  перпендикулярна до поверхні постійної швидкості  $v$ :  $dl = |\text{grad } v(\mathbf{R}_1)|^{-1} dv$ .

Внесок розглянутого елементарного об'єму в очікувану середню потужність для інтервалу швидкостей  $v, v+dv$  дорівнює

$$\overline{dP}(v) = \sigma_0(\mathbf{R}_1)L(\mathbf{R}_0, \mathbf{R}_1)|\text{grad } v(\mathbf{R}_1)|^{-1} ds_1 ds_2 dv. \quad (2.107)$$

Інтеграл по поверхні  $A$  постійної швидкості  $v$  дає значення сумарної потужності для інтервалу швидкостей  $v, v+dv$ , яке за визначенням дорівнює добутку спектра щільності потужності  $S(v)$  на  $dv$ :

$$\overline{P}(\mathbf{R}_0, v) = S(\mathbf{R}_0, v)dv = \left[ \iint_A \sigma_0(\mathbf{R}_1)L(\mathbf{R}_0, \mathbf{R}_1)|\text{grad } v(\mathbf{R}_1)|^{-1} ds_1 ds_2 \right] dv. \quad (2.108)$$

Рівняння (2.108) є важливим для розуміння зв'язку між вимірюваними оцінками доплерівського спектра і процесами у відбивному об'єкті. Тому обговоримо його докладніше. Замітимо, що поверхня  $A$ , по якій здійснюється інтегрування, складається з поверхонь постійної доплерівської швидкості, які називають ізодопічними поверхнями (ізодопами). У кожній точці  $\mathbf{R}$  на поверхні  $A$  питома ЕПР  $\sigma_0$  збільшується на відповідне значення вагової функції. Множник із градієнтом враховує внесок ізодоп відповідно до їх щільності: чим густіше розташовані ізодопічні поверхні, тим з меншими вагами враховуються спектральні компоненти для інтервалу швидкостей між двома ізодопами. Фізично це означає, що густіше розташовані ізодопічні поверхні відповідають меншій кількості розсіювачів, які мають швидкості в інтервалі між сусідніми ізодопами.

З рівняння (2.108) випливає, що поля швидкості  $v(\mathbf{R})$  і відбивної здатності  $\sigma_0(\mathbf{R})$  однозначно визначають спектр  $S(\mathbf{R}_0, v)$ , але важливо підкреслити, що зворотне твердження не є справедливим. Різні комбінації характеристик швидкості і відбивної здатності можуть призвести до однакових спектрів потужності  $S(\mathbf{R}_0, v)$ . У цьому полягає головна особливість зворотної задачі порівняно з прямою.

В елементарному об'ємі, розташованому між двома ізодопічними поверхнями  $v, v+dv$  і приналежному радіолокаційному відбивному об'єму  $\Delta V$  і його околу, у межах якого значення вагової функції ще значущі, відбувається неперервна зміна одних гідрометеорів іншими. Крім того, гідрометеори коливаються і хаотично рухаються. З цих причин оцінки спектрів  $\hat{S}(\mathbf{R}_0, v)$  у рівнянні (2.108) будуть також випадково змінюватися навіть тоді, коли поле швидкості залишається незмінним. Розподіл цієї величини теоретично підкоряється експонентному закону, якщо в елементарному об'ємі знаходиться велике число відбивачів і немає одного домінуючого, тому що на підставі ЦГТ напруги  $I$  і  $Q$  (2.98) і (2.99) розподілені за Гауссом. Отже, одержувані експериментально оцінки спектра хаотично флюктують (від періодограми до періодограми - див. нижче) і підкоряються експонентному розподілу. Просторове усереднення по кількох точках дає кращі оцінки  $S(\mathbf{R}_0, v)$  за рахунок погіршення розділення по швидкості.

При зміні поля швидкостей у часі спектр  $S(\mathbf{R}_0, \nu)$  також буде змінюватися. Якщо турбулентність накладається на детерміноване поле швидкості, спектр  $S(\mathbf{R}_0, \nu)$  флукує як у результаті того, що гідрометеори в об'ємі зі швидкостями між  $\nu$  і  $\nu+dv$  неперервно обновляються, так і через зміну поля швидкості, викликану турбулентністю. У цьому випадку спектр, заданий виразом (2.108), можна розглядати як середнє значення для однієї конфігурації детермінованого поля швидкостей, перекрученого турбулентністю. Необхідно мати на увазі, що оцінки спектра є випадковими ще і через обмеженість обсягу вибірки, доступної для аналізу.

### **Одержання оцінок спектра за експериментальними даними.**

Вихідний комплексний сигнал когерентного радіолокатора з квадратурними каналами представлений моделлю (2.93), а приклад запису такого сигналу – на рис. 2.30. Для одержання зваженого за потужністю розподілу швидкостей розсіювачів, який є основою спектра такого сигналу, необхідно виконати частотний аналіз функції сигналу  $U(\tau_s, mT_n)$ , де  $\tau_s$  – час запізнювання, що характеризує дальність до відбивного об'єму;  $mT_n$  – дискретні моменти часу;  $T_n$  – період повторення імпульсів;  $m$  – номер відліку в межах однієї вибірки ( $m=1,2,\dots,M$ );  $M$  – обсяг вибірки. В імпульсній радіолокації ми завжди маємо справу з дискретною вибіркою. Таким чином, аналізу піддаються дискретні вибірки неперервного випадкового процесу, які беруться через інтервали часу  $T_n$  для фіксованого значення  $\tau_s$ , тобто, для фіксованої дальності  $R = c\tau_s/2$ . Надалі ми опускаємо аргумент  $\tau_s$  у виразі для функції сигналу.

Сигнали метеорадіолокатора можна розглядати як стаціонарний процес, оскільки тривалість спостережень завжди мала порівняно з часом, необхідним для появи істотних змін статистичних властивостей сигналу (таких як середнє значення, дисперсія, кореляція). Крім того, цей процес звичайно задовольняє умові ергодичності, коли статистичні властивості ансамблю реалізацій можуть бути отримані з усереднення у часі вибірових значень.

Дискретне перетворення Фур'є (ДПФ) сигналу, представленого  $M$  дискретними відліками, взятими через рівні проміжки часу, виначається як

$$G(kf_0) = \sum_{m=0}^{M-1} U(mT_n) \exp(-j2\pi f_0 mT_n k), \quad (2.109)$$

де  $U(mT_n)$  – комплексна напруга  $m$ -го відліку;  $G(kf_0)$  – комплексна амплітуда  $k$ -го спектрального коефіцієнта.

Вираз (2.109) описує розкладання в ряд по частотах, кратних основній (найменшій) частоті

$$f_0 = 1/MT_n. \quad (2.110)$$

В результаті одержуємо  $M$  комплексних коефіцієнтів Фур'є (амплітуд і фаз). Знаючи спектр (2.109) та співвідношення (2.110), за допомогою зворотного перетворення Фур'є можна знову перейти з частотної області в часову. Зазначимо, що  $G(kf_0)$  є періодичною функцією по  $k$ . Тому послідовність  $U(mT_n)$ , обчислена шляхом зворотного перетворення, буде також періодичною по  $m$ . Звідси, звичайно, не слід робити висновок про періодичність первісної вибірки, оскільки ми взяли вихідну обмежену вибірку з  $M$  відліків, що є відрізком набагато тривалішої реалізації метеорологічних ехо-сигналів, яка безперечно не є періодичною. Ця удавана періодичність є просто властивістю математичного перетворення.

Підстановкою виразу (2.110) у формулу (2.109) можна позбутися  $f_0$  і  $T_n$  при розрахунках і записати ДПФ у вигляді

$$G(k) = \sum_{m=0}^{M-1} U(m) \exp\left(-j\frac{2\pi}{M} mT_n k\right). \quad (2.111)$$

Відомі ефективні алгоритми розрахунку коефіцієнтів ДПФ, що мають загальну назву – швидке перетворення Фур'є (ШПФ). Вони використовують властивість періодичності тригонометричних функцій таким чином, що загальне число операцій з комплексними числами при розрахунку всіх  $M$  комплексних коефіцієнтів пропорційно  $M \log_2 M$ , якщо  $M$  є ступенем числа 2, а кількість операцій множення – у 2 рази менша, ніж додавання. Прямий метод обчислень за допомогою виразу (2.111) потребує  $M^2$  операцій обох видів. Але варто мати на увазі, що ШПФ завжди дає  $M$  коефіцієнтів незалежно від того, чи всі вони потрібні, чи ні. Якщо потрібно лише кілька ко-

ефіцієнтів, то традиційне ДПФ може виявитися навіть ефективнішим.

Відомі два методи одержання оцінок енергетичного спектра. Один з них пов'язаний з попередньою оцінкою автокореляційної функції (АКФ)  $R(\tau)$ , яка є мірою схожості вихідної і зсунутої на час  $\tau$  комплексно-сполученої послідовностей. Аргументом АКФ при дискретних вимірюваннях є  $\tau = T_n I$ ,  $I = 0, 1, 2, \dots$ , де  $I$  - номер кроку (зсуву). Отже, АКФ можна представити як функцію номера кроку  $I$  комплексно-сполученої послідовності відносно вихідної послідовності при постійному періоді повторення  $T_n$ . Таким чином, ми опускаємо  $T_n$  в аргументі АКФ.

У такому випадку АКФ комплексного стаціонарного у широкому смислі сигналу визначається як

$$R(I) = E[U^*(m)U(m+I)] = E[U^*(m-I)U(m)] , \quad (2.112)$$

де  $E[\circ]$  – знак математичного сподівання по ансамблю. Ансамбль являє собою сукупність випадкових послідовностей, у яких  $U(m)$  змінюється від члена до члена ансамблю, навіть якщо значення  $m$  фіксоване.

Відзначимо, що середня потужність сигналу дорівнює

$$E[|U(m)|^2] = R(0) . \quad (2.113)$$

Коли сигнал  $U(m)$  не містить чисто синусоїдальної складової, його АКФ для великої величини зсуву  $I$  наближається до квадрата середнього значення

$$\lim_{M \rightarrow \infty} R(I) = \{E[U(m)]\}^2 . \quad (2.114)$$

Це пов'язано з тим, що в міру зростання  $I$  значення  $U^*(m)$  і  $U(m+I)$  стають усе менш і менш корельованими. Гранично кореляція флюктуючих компонентів прямує до нуля, а внесок у  $R(I)$  дає лише середнє значення. Для більшості ехо-сигналів від метеооб'єктів середнє значення дорівнює нулю  $E[U(m)] = 0$ , виходить  $\lim_{M \rightarrow \infty} R(I) = 0$ , що, однак, не є справедливим для відбиттів від земної поверхні.

Складність обчислення АКФ полягає в тому, що усереднення по всіх можливих реалізаціях випадкового процесу (усереднення по ансамблю) не є здійсненим на практиці. Лише завдяки властивостям стаціонарності й ергодичності випадкового процесу середнє по ансамблю (2.112) буде еквівалентно виразу

$$R(l) = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-|l|-1} U^*(m)U(m+l) . \quad (2.115)$$

Оскільки ми маємо у своєму розпорядженні тільки скінченну вибірку, то для одержання оцінки АКФ користуються виразом

$$\widehat{R}(l) = \begin{cases} \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-|l|-1} U^*(m)U(m+l) & \text{if } |l| \leq M-1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} . \quad (2.116)$$

АКФ дозволяє шляхом її Фур'є-перетворення знаходити розподіл потужності випадкового сигналу за частотами. Спектр потужності  $S(f)$  визначається як ДПФ від АКФ

$$S(f) \equiv \lim_{M \rightarrow \infty} T_n \sum_{l=-(M-1)}^{M-1} R(l) \exp(-j2\pi f T_n l) . \quad (2.117)$$

Спектр потужності характеризується періодичністю з періодом  $1/T_n$ . Відліки  $R(l)$  повністю визначають спектр потужності сигналу  $U(m)$ , якщо максимальна частота  $f_{\max}$ , що міститься в спектрі сигналу  $U(m)$ , не перевищує частоту Котельнікова-Найквіста  $1/2T_n$ . Оцінка спектра за співвідношенням (2.117) може бути корисною й у тому випадку, якщо умова

$$f_{\max} \leq 1/2T_n \quad (2.118)$$

не виконується. Тоді спектр  $S(f)$  буде спотворюватися за рахунок накладення складових з частотами  $f > 1/2T_n$  на більш низькі частоти. Іноді він може значно відрізнитися від істинного спектра. Проте, навіть зі спотвореного спектра можна одержати корисну інформацію за умови, що факт невиконання умови (2.118) установлений.

Як впливає з виразу (2.117), функція  $S(f)$  визначає потужність, що припадає на одиницю частоти (наприклад, на інтервал у 1 Гц), звідки й походить назва "спектр щільності потужності".

Таким чином, відповідно до першого методу оцінку спектра потужності можна одержати, використовуючи визначення (2.117) і оцінку АКФ (2.116):

$$\widehat{S}_1(f) = T_n \sum_{l=-(M-1)}^{M-1} \widehat{R}(l) \exp(-j2\pi f T_n l). \quad (2.119)$$

Другий метод полягає в одержанні оцінки спектра потужності  $\widehat{S}_2(f)$  з ДПФ часової послідовності

$$\widehat{S}_2(f) = |G(f)|^2 \frac{T_n}{M}, \quad (2.120)$$

де  $G(f)$  визначено виразом (2.109).

Розглянуті два методи є еквівалентними у тому смислі, що вони дають однакові результати:  $\widehat{S}_1(f) = \widehat{S}_2(f)$ . При використанні ШПФ для оцінки  $G(f)$  другий метод часто більш ефективний в обчислювальному смислі, ніж перший. Оцінка  $\widehat{S}_2(f)$  називається періодограмою, оскільки вона використовувалася для виявлення періодичних властивостей часових рядів. Надалі індекси 1 або 2 при  $\widehat{S}(f)$  опускаються.

Відзначимо, що вираз (2.120) після підстановки формули (2.109) буде описувати істинний спектр (2.117) лише при  $M \rightarrow \infty$ . Реальний аналіз кінцевих реалізацій виконують, користуючись поняттям вікна даних, що виділяє з нескінченного часового ряду кінцеву його частину (довжиною  $M$ ), і спостерігач немов би переглядає через вікно усічену послідовність. Від розмірів і форми функції вікна даних залежить рівень бокових пелюсток, ступінь згладжування оцінки спектра і близькість її до істинного спектра.

Досить простими і зручними при аналізі метеорологічних ехосигналів є вікна фон Ганна і Хеммінга [26]. У цій книзі ми не розглядаємо докладно питання техніки спектрального аналізу, зокрема,



згладжування і вплив функції вікна даних, відсилаючи читача до літератури з обробки сигналів [36], [37].

Тепер повернемося до аналізу виразу (2.108). Як було відзначено вище, внаслідок особливостей поведінки розсіювачів в об'ємі, що відбиває, одержувані експериментально періодограми мають спектральні коефіцієнти, що хаотично флюктують від однієї періодограми до іншої. Шляхом усереднення таких випадково змінюваних періодограм можна як граничний одержати спектр  $S(R_0, \nu)$ , згорнутий зі спектральним вікном. При переході від швидкісного аргументу до частотного відповідно до виразу (2.67), усереднення можна записати як

$$E[\widehat{S}(f)] = \int_{-(2T_n)^{-1}}^{(2T_n)^{-1}} S(f') W(f - f') df' , \quad (2.121)$$

де  $E[\cdot]$  – оператор математичного сподівання;  $T_n$  – часовий інтервал між імпульсами у вибірці (період повторення);  $W(f)$  – спектральне вікно, тобто спектр вікна даних. На рис. 2.36 наведені результати усереднення періодограми при різних параметрах вікна Хеммінга.

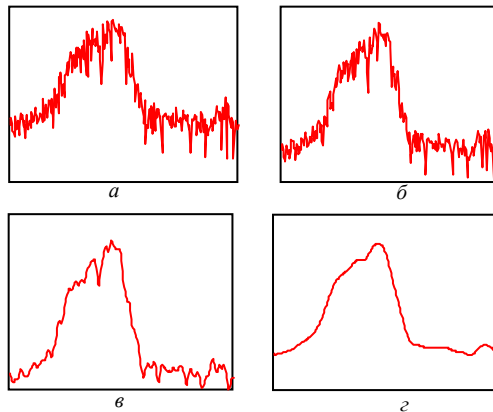


Рис. 2.36. Усереднення з різними параметрами вікна

Графіки (рис. 2.36 *a*, *б*, *в*, *г*) являють собою оцінки спектра по одній реалізації сигналу при послідовному підвищенні ширини вікна. З методичних міркувань тут використана та ж сама реалізація, що й на рис. 2.32. Збільшення ширини вікна еквівалентно зростанню

часу усереднення. Як бачимо, більша гладкість усередненого спектра супроводжується зниженням роздільної здатності. Порівняння цих результатів з даними оцінки спектра ехо-сигналу від дощу без усереднення і з усередненням по ансамблю (рис. 2.32 і 2.33) показує можливість усереднення по ансамблю і по одній реалізації.

### Внесок метеорологічних чинників у спектр потужності.

Швидкість розсіювача є лінійною сумою швидкостей, пов'язаних з різними видами руху, наприклад: рівномірний вітер, зсув вітру, турбулентність. Спектр потужності, що спостерігається експериментально, формується в результаті згортки індивідуальних спектрів.

Синфазні і квадратурні складові сигналу в момент часу 0 описуються виразом\*

$$U(\tau_s, 0) = I_0 + jQ_0 = \sum_i A_i(0) F_i(0) \exp(-j\psi_i), \quad (2.122)$$

де  $\psi_i = 4\pi R_i / \lambda$ , а  $|F_i(0)|^2$  пропорційно ваговій функції (2.104) відносно  $i$ -го розсіювача. Величина  $F_i(0)$  враховує вплив як ДН антени  $F(\theta_i, \psi_i)$ , так і вагової функції по дальності  $W(R_i)$  відносно  $i$ -го розсіювача. Сигнал від того ж об'єкта, але в момент часу  $mT$ , тобто через  $m$  періодів повторення зондувальних імпульсів, записуємо у вигляді

$$U(\tau_s, mT) = I_m + jQ_m = \sum_i A_i(mT) F_i(mT) \exp(-j\zeta_i), \quad (2.123)$$

де  $\zeta_i = \psi_i + 4\pi v_i mT / \lambda$ . Як було показано вище, фази  $\psi_i$  розподілені рівномірно на інтервалі  $2\pi$ , але швидкості  $v_i$  концентруються навколо середнього значення. Фактично  $v_i$  є середньою радіальною швидкістю, з якою розсіювач пересувається до свого нового місця розташування протягом часу  $mT$ . Надалі будемо вважати, що амплітуда  $A_i$  не залежить від фази  $\psi_i$  і швидкості  $v_i$ , а величина вагової функції для того самого розсіювача істотно не змінюється за час  $mT$ , тобто  $F_i(0) \approx F_i(mT)$ .

---

\* Ця формула відрізняється від рівняння (2.94) тільки тим, що у вагову функцію  $F_i$  входять як ДН антени, так і вагова функція по дальності  $W_i$ , яку було введено у вираз (2.94).

Амплітуда  $A_i$  хаотично флукує в часі, тому що несферичний розсіювач може коливатися або змінювати своє кутове положення (нахил). Таким чином, АКФ часової вибірки сигналів дорівнює:

$$\begin{aligned}
 R(mT) &= E[U^*(\tau_s, 0)U(\tau_s, mT)] = \\
 &= \sum_i \sum_k F_i^* F_k E[A_i^*(0)A_k(mT)] \cdot E[\exp\{j(\psi_i - \psi_k - 4\pi v_k mT/\lambda)\}] = \\
 &= \sum_k R_k(mT) |F_k|^2 E[\exp\{-j4\pi v_k mT/\lambda\}], \tag{2.124}
 \end{aligned}$$

де

$$R_k(mT) \equiv E[A_k^*(0)A_k(mT)]. \tag{2.125}$$

Подвійне підсумовування у виразі (2.124) переходить у просту суму, тому що функція математичного сподівання в даному випадку не дорівнює нулю тільки при  $i=k$ . З формули (2.125) видно, що АКФ не залежить від початкової фази  $\psi_i$ .

Оскільки згідно з виразом (2.113)  $R(0)$  є пропорційною середній потужності відбитого сигналу  $\bar{P}$ , а та у свою чергу (див. вираз (2.104)) дорівнює

$$\bar{P} = \sum_k \sigma_{ik} L(\mathbf{R}_0, \mathbf{R}_k), \tag{2.126}$$

де  $\sigma_{ik}$  - ЕПР  $k$ -го гідрометеора, то можна помітити, що  $R_k(0)$  пропорційна ЕПР частинки  $\sigma_{ik}$ . Звідси випливає, що  $R_k(mT_n)$  може характеризувати деяку втрату кореляції сигналу через зміну ЕПР частинки в часі.

Визначивши спектр потужності  $S(f)$  як дискретне перетворення Фур'є від автокореляційної функції (2.117), ми можемо досліджувати вплив різних чинників, що розширюють спектр, користуючись рівнянням (2.124). Наприклад, швидкість  $v_k$   $k$ -го розсіювача є сумою швидкостей, викликаних середнім вітром, зсувом вітру і турбулентністю, що спільно переміщують розсіювач з одного положення по дальності в наступне положення протягом часу  $mT$ . Оскільки  $v_k$  входить у рівняння (2.124) у вигляді показника ступеня, швидкості,

викликані вітром, зсувом вітру і турбулентністю можуть бути представлені у вигляді добутку окремих експонентних функцій. Отже, перетворення рівняння (2.124) можна виразити як згортку спектрів, пов'язаних з кожною з цих функцій. За досить загальних умов, згортка  $n$  спектрів наближається до спектра гауссової форми при  $n$ , що прямує до нескінченності, незалежно від форми кожного зі спектрів. Оскільки, зазвичай, кілька чинників роблять внесок у формування доплерівського спектра, це пояснює, чому на практиці досить часто спостерігаються доплерівські спектри гауссової форми.

Необхідно зазначити, що зроблене вище припущення  $F_i(0) \approx F_i(mT)$  означає, що ми нехтуємо розширенням спектра за рахунок зміни частинок у відбивальному об'ємі, через сканування променя або переміщення антени. Ці ефекти оцінювалися в роботах [38-41] і розглядаються в підрозділі 2.5.6.

Зміна форми й орієнтації гідрометеорів відносно вектора електричного поля зондувального сигналу також призведуть до звуження  $R(mT)$  і, отже, до розширення доплерівського спектра.

**Зв'язок доплерівського спектра з турбулентністю.** Зв'язок доплерівського спектра з турбулентністю і падінням крапель дощу було докладно розглянуто в підрозділі 2.5.2. Зараз ми розглянемо ідеалізований випадок, коли на рух частинок діє лише турбулентність. Буде показано, що при однорідній турбулентності вплив вагової функції не є істотним, і якщо гідрометеори добре захоплюються турбулентним рухом повітря, не вібрують, не коливаються і не переміщуються відносно повітря, то нормований спектр потужності

$$S_o(v) = S(v) / \int_{-\infty}^{\infty} S(v) dv \quad (2.127)$$

буде дорівнювати щільності розподілу радіальних швидкостей  $v$  турбулентного потоку. Це можна показати в таким чином. Якщо гідрометеори не вібрують і не коливаються, то АКФ задовольняє умові

$$R_k(mT) = R_k(0) . \quad (2.128)$$

Припустимо, що довільний розсіювач має таку ж щільність розподілу турбулентної швидкості  $p(v)$ , як і будь-який інший розсіювач. Це означає, що турбулентний потік статистично однорідний. У

цьому випадку математичне сподівання експоненти у формулі (2.124) може бути виражено як

$$E[\exp(-j4\pi v_k mT_n / \lambda)] = \int_{-\infty}^{\infty} p(v) \exp(-j4\pi v_k mT_n / \lambda) dv . \quad (2.129)$$

Уведенням виразів (2.128) і (2.129) у рівняння (2.124), одержимо нормовану АКФ

$$\rho(mT_n) \equiv \frac{R(mT_n)}{R(0)} = \int_{-\infty}^{\infty} p(v) \exp(-j4\pi v_k mT_n / \lambda) dv , \quad (2.130)$$

де

$$R(0) = \sum_k R_k(0) |F_k|^2 . \quad (2.131)$$

З іншого боку, нормована АКФ пов'язана з нормованою спектральною щільністю зворотним перетворенням Фур'є

$$\rho(mT_n) = \int_{-1/2T_n}^{1/2T_n} S_o(f) \exp(j2\pi fmT_n) df . \quad (2.132)$$

Прирівнюючи вирази (2.130) і (2.132) з урахування рівнянь (2.77) і (2.67), одержимо

$$p(v) = S_o(v) . \quad (2.133)$$

Таким чином, для однорідної турбулентності нормований спектр потужності дорівнює щільності розподілу швидкості незалежно від вагової функції по дальності або по куту. Незважаючи на те, що проведений розгляд не потребує в явному вигляді, щоб питома ЕПР у відбивальному об'ємі була рівномірною, наше припущення про те, що розміри гідрометеорів не залежать від їхнього місця розташування або швидкості, припускає це побічно.

**Середньоквадратичне відхилення доплерівської частоти.** Як оцінку ширини доплерівського спектра часто використовують середньоквадратичне відхилення доплерівської частоти, що являє собою квадратний корінь із другого центрального моменту доплерівського спектра, тобто дисперсії спектра  $\sigma_v^2$ , обумовленої форму-

лою (2.80). Ця величина залежить як від параметрів РЛС і режиму зондування, так і від метеорологічних параметрів, що описують розподіл щільності гідрометеорів та їхніх швидкостей у роздільному об'ємі. Найбільш критичними параметрами радіолокатора є ширина ДН антени, частотний діапазон і тривалість зондувального імпульсу.

Відносний рух гідрометеорів у радіальному напрямку приводить до розширення спектра. Деякі чинники, що вносять внесок у розширення спектра вже були розглянуті. Зокрема, турбулентність викликає хаотичне відносне переміщення розсіювачів. Іншими причинами взаємного руху гідрометеорів є зсув вітру і розходження швидкостей падіння як наслідок відмінності розмірів крапель. Крім того, спектр розширюється також внаслідок руху відбивального об'єму у просторі через сканування антени (внески від розсіювачів у відбитий сигнал від імпульсу до імпульсу по-різному зважені).

Як результат того, що зазначені механізми розширення спектра діють незалежно один від одного, дисперсія частоти може бути представлена як сума внесків кожного з ефектів [26]

$$\sigma_v^2 = \sigma_s^2 + \sigma_\alpha^2 + \sigma_d^2 + \sigma_o^2 + \sigma_T^2, \quad (2.134)$$

де кожний з доданків являє собою внесок у загальну дисперсію за рахунок:

$\sigma_s^2$  – зсуву вітру;

$\sigma_\alpha^2$  – руху антени;

$\sigma_d^2$  – розходження швидкостей падіння частинок;

$\sigma_o^2$  – зміни орієнтації та вібрації гідрометеорів;

$\sigma_T^2$  – турбулентності.

Розглянемо кожний з цих доданків.

**Рух антени.** Розширення спектра, викликане рухом антени, складається з внесків за рахунок двох чинників: 1) середнього поступального руху антени відносно гідрометеорів; 2) сканування променя антени. Перший чинник може виявитися істотним тільки у випадку бортового радіолокатора. Це питання докладніше розглядається в підрозділі 2.5.6.

**Швидкості падіння.** Розширення спектра  $\sigma_d^2$  через розходження радіальних компонентів швидкостей падіння частинок залежить від кута місця  $\theta$  і метеорологічних параметрів:

$$\sigma_d^2 = (\sigma_{d0} \sin \theta)^2, \quad (2.135)$$

де  $\sigma_{d0}^2$  – розширення через розкид сталих швидкостей падіння (відносно повітря) гідрометеорів різних розмірів. Для дощу це розширення майже не залежить від розподілу крапель за розмірами і оцінюється як  $\sigma_{d0}^2 \approx 1,0$  м/с.

При гауссовій формі ДН антени з шириною  $\theta_{0.5}$  по половинній потужності й при швидкості сканування антени  $\Omega_A$ , розширення спектра внаслідок переміщення відбивального об'єму при скануванні можна оцінити за формулою

$$\sigma_\alpha^2 = \ln 2 \left( \Omega_A \lambda \frac{\cos \theta}{2\pi \theta_{0.5}} \right)^2. \quad (2.136)$$

**Зсув вітру.** Доданок, що описує розширення спектра через зсув вітру  $\sigma_s^2$ , містить три складових

$$\sigma_s^2 = \sigma_{s\psi}^2 + \sigma_{s\theta}^2 + \sigma_{sR}^2, \quad (2.137)$$

які відповідають похилій, азимутальній і радіальній координатам відповідно. Вираз (2.137) отриманий при допущенні, що зсув вітру є постійним по роздільному об'єму, а вагова функція може бути представлена у вигляді добутку функцій по координатах  $\theta$ ,  $\psi$  і  $r$ . Якщо вітер лінійно змінюється відносно  $v_0$ , то швидкість вітру можна обчислити за формулою

$$v - v_0 = k_x x + k_y y + k_z z, \quad (2.138)$$

де  $k$  з відповідним індексом - складові зсуву вітру по різних осях. Зорієнтуємо систему координат так, щоб вісь  $y$  була направлена по куту місця (нахилу)  $\psi$ , вісь  $x$  - по азимуту  $\theta$ , а вісь  $z$  - паралельно осі антени. Координати по цих осях є складовими вектора  $\mathbf{r}_0 - \mathbf{r}_I$ , а початок координат визначається радіусом-вектором  $\mathbf{r}_0$ , причому

$|r_1 - r_0| \ll r_0$ . З виразу (2.138) випливає, що  $\bar{v} = v_0$  при  $r_1 = r_0$ . Якщо функція опромінення (повна вагова функція) може бути представлена у вигляді добутку функцій

$$L(x, y, z) = |W(z)|^2 F_\theta^4(x) F_\psi^4(y), \quad (2.139)$$

то, як показано в роботі [26], внесок зсуву вітру в дисперсію спектра буде

$$\sigma_s^2 = \sigma_x^2 k_x^2 + \sigma_y^2 k_y^2 + \sigma_z^2 k_z^2, \quad (2.140)$$

де  $\sigma_x^2$ ,  $\sigma_y^2$ ,  $\sigma_z^2$  - другі моменти аргументів функцій  $F_\theta^4(x)$ ,  $F_\psi^4(y)$  і  $|W(z)|^2$ , центровані відносно точки  $r_0$ . Коли розміри відбивального об'єму є малими порівняно з відстанню до нього, відрізки в напрямку, перпендикулярному променю, можуть бути апроксимовані довжинами дуг. Якщо  $k_\psi$ ,  $k_\theta$ ,  $k_r$  - складові зсуву по координатах  $\psi$ ,  $\theta$ ,  $r$ , то

$$\sigma_s^2 = \sigma_{s_\psi}^2 + \sigma_{s_\theta}^2 + \sigma_{s_r}^2 = (r_0 \sigma_\psi k_\psi)^2 + (r_0 \sigma_\theta k_\theta)^2 + (\sigma_r k_r)^2, \quad (2.141)$$

де  $\sigma_\psi^2$  і  $\sigma_\theta^2$  визначаються як другі центральні моменти в позначених напрямках для дворазово використаної ДН антени по потужності, а  $\sigma_r^2 = \sigma_r^2$  - другий центральний момент вагової функції  $|W(r)|^2$ . Для гауссової ДН антени, що має кругову симетрію, одержуємо

$$\sigma_\psi^2 = \sigma_\theta^2 = \frac{\theta_{0.5}^2}{16 \ln 2}. \quad (2.142)$$

Для випромінюваного імпульсу прямокутної форми і гауссової АЧХ приймача за умови погодженості смуги пропускання приймача з тривалістю імпульсу ( $\Delta f \tau_i \approx 1,37$ ) справедливий вираз

$$\sigma_r^2 = \left( 0,35 \frac{c\tau}{2} \right)^2. \quad (2.143)$$



Для того щоб оцінити величини зсувів  $k_\psi$ ,  $k_\theta$ ,  $k_r$ , які необхідно підставити у вираз (2.141), можна скористатися різницею радіальних швидкостей у суміжних по нахилу й азимуту областях у сферичній системі координат, пов'язаній з радіолокатором.

**Турбулентність.** Як відзначено в роботі [26], побудова моделі для середньоквадратичного відхилення  $\sigma_T$ , пов'язаного з турбулентністю, є більш складною задачею. Моделі для турбулентності з урахуванням неповного затягування частинок описані в підрозділі 2.5.2 (див. рис. 2.26). Ці моделі дозволяють розрахувати  $\sigma_T$  як функцію швидкості ДКЕТ  $\epsilon$ , параметрів  $\mu$  і  $D_0$ , розподілу крапель за розмірами  $N(D, \mu, D_0)$ , розмірів відбивального об'єму  $\Delta V$ , які залежать від тривалості імпульсу  $\tau_u$  та ширини ДН антени  $\theta_{0,5}$ .

Розподіл  $p_T(v)$  турбулентної швидкості крапель даного діаметра  $D$  (парціальний розподіл), який отримано в роботі [28], було в загальному вигляді використано у формулі (2.72). Він може бути записаний як

$$p_T(v) = \frac{\frac{2}{L_m^3}}{\sqrt{\pi} C_0} \left[ \begin{aligned} & \sqrt{2} L^{1/3} C_0^{1/2} \epsilon^{-1/3} e^{-\left(\frac{v^2}{2(\epsilon L)^{2/3} C_0}\right)} - \sqrt{2} I^{1/3} C_0^{1/2} \epsilon^{-1/3} e^{-\left(\frac{v^2}{2(\epsilon I)^{2/3} C_0}\right)} + \\ & + \sqrt{\pi} v \epsilon^{-2/3} \operatorname{erf}\left(\frac{v}{\sqrt{2} C_0 (\epsilon L)^{1/3}}\right) - \sqrt{\pi} v \epsilon^{-2/3} \operatorname{erf}\left(\frac{v}{\sqrt{2} C_0 (\epsilon I)^{1/3}}\right) \end{aligned} \right], \quad (2.144)$$

де  $L_m$  – граничний масштаб турбулентності (1000-1500 м);

$C_0$  – безрозмірний коефіцієнт (порядку одиниці);

$L$  – максимальний масштаб турбулентності, що діє у відбивальному об'ємі  $\Delta V$ . Величина  $L$  залежить від розмірів  $\Delta V$ , визначених виразом (2.15). Для оцінки  $L$  варто брати більший із двох лінійних розмірів  $\Delta V$ : по дальності  $\Delta R$  або по куту  $R\theta_{0,5}$ , тобто  $L = f(\tau_u, R, \theta_{0,5})$  у випадку імпульсного радіолокатора;

$I$  – мінімальний просторовий масштаб турбулентності, що втягує краплі заданого діаметра в турбулентний рух. Величина  $I$  залежить від діаметра крапель  $I = f(D)$  [28], а розподіл  $p_T(v)$  залежить від  $D$  саме через те, що  $I = f(D)$ ;

$\varepsilon$  - швидкість ДКЕТ. Величина  $\varepsilon$  характеризує інтенсивність турбулентності;

$erf(*)$  – функція помилок від величини, що стоїть в дужках:

$$erf(x) = (2/\pi) \int_0^x e^{-t^2} dt .$$

Відповідно до виразу (2.68) індивідуальний доплерівський спектр обумовлений турбулентністю

$$S_T(v, \varepsilon) = \int_{D_{\min}}^{D_{\max}} p_T(v, \varepsilon, D) \sigma(D) N(D) dD , \quad (2.145)$$

де  $\sigma(D)$  – ЕПР частинки з діаметром  $D$ , що при  $\lambda \gg D$  визначається за формулою (2.19); розподіл крапель за розмірами  $N(D)$  задається формулою (2.69), а  $p_T(v, \varepsilon, D)$  – формулою (2.144).

В результаті нормування виразу (2.145) відповідно до формули (2.78) одержимо модель нормованого спектра  $S_{T_0}(v)$ , яка може бути використана для розрахунку внеску турбулентності в розширення повного доплерівського спектра. Другий центральний момент (див. вираз (2.83)) у даному випадку дорівнює

$$\sigma_T^2(\varepsilon) = \int_{-\infty}^{\infty} v^2 S_{T_0}(v, \varepsilon) dv , \quad (2.146)$$

оскільки  $\bar{v}=0$  для однорідної ізотропної турбулентності.

На рис. 2.37 наведені результати розрахунків внеску турбулентності в загальну дисперсію доплерівського спектра  $\sigma_T^2$  залежно від швидкості ДКЕТ, тобто залежно від інтенсивності турбулентності. Розрахунки виконані для трьох значень параметра  $D_0$ , який характеризує інтенсивність дощу. Значення медіанного діаметра крапель  $D_0 = 1$  мм (суцільна лінія), 1,5 мм (пунктир), 2 мм (штрих) приблизно відповідають інтенсивності дощу 2, 12 і 50 мм/год відповідно.

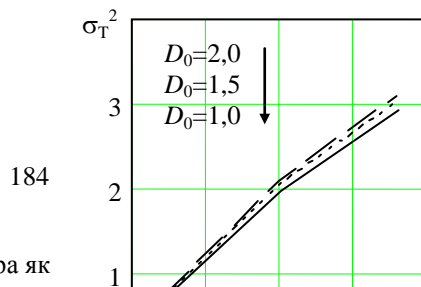


Рис. 2.37. Розширення спектра як

Великі краплі гірше захоплюються потоком повітря, тому можна було б очікувати більшого розширення спектра при меншому  $D_o$ . Однак, як видно з рис. 2.37, спостерігається зворотна картина. Це пов'язано з тим, що при зростанні  $D_o$  з'являється набагато більше великих крапель (розподіл  $N(D)$  зміщується вправо). При цьому ЕПР  $\sigma(D)$  значно зростає. Крім того, збільшується внесок швидкості падіння розсіювачів. Спільна дія цих чинників в результаті обумовлює досить слабку залежність  $\sigma_T$  від інтенсивності дощу.

По осі ординат  $\sigma_T^2$  відкладено в  $[m^2/c^2]$ , а перехід від одиниць швидкості до одиниць частоти при оцінці  $\sigma_T$  легко здійснюється за допомогою доплерівського співвідношення (2.67).

Зауважимо, що недолік такої методики полягає в складності розрахунків внеску турбулентності порівняно з оцінкою внесків інших чинників. Відомо ряд спроб виразити зв'язок характеристик турбулентності із шириною доплерівського спектра за допомогою простих формул, наприклад, у роботі [42] наведена формула

$$\sigma_T^2 = C_o \Gamma(2/3) (\varepsilon R \sigma_\theta)^{2/3} \Phi(R, \sigma_\theta, \Delta R), \quad (2.147)$$

де  $\sigma_\theta$  - середньоквадратична ширина ДН антени. У розділі 2.5.6 показано, що  $\sigma_\theta \approx \theta_{0,5}$  (принаймні,  $\sigma_\theta$  пропорційно  $\theta_{0,5}$ ),  $\Gamma(2/3) \approx 1,354$ , а функція  $\Phi(R, \sigma_\theta, \Delta R)$  приймає значення між 0,918 і 1,0. Тому, вважаючи  $\Phi(R, \sigma_\theta, \Delta R) \approx 1$ , можна записати наближену формулу

$$\sigma_T^2 = 1,3C_o(R\theta_{0,5})^{2/3}\varepsilon^{2/3} . \quad (2.148)$$

Порівняння розрахунків за формулою (2.148) з даними графіків на рис. 2.36 при однакових характеристиках  $R$  і  $\theta_{0,5}$  показує, що модель (2.148) дає трохи завищені результати. Це пояснюється тим, що вона побудована за умови, що начебто краплі є ідеальними індикаторами турбулентності, тобто їхні рухи повністю повторюють рухи повітря, що, звичайно, не відповідає дійсності. Насправді краплі не захоплюються повністю турбулентними вихорами внаслідок їхньої (крапель) інерції. Саме це було враховано у формулі (2.145) введенням залежності від діаметра  $D$ , який і відповідає за інерцію краплі.

**Коливання крапель.** Розширення спектра  $\sigma_o$ , зумовлене змінами орієнтації або вібраціями гідрометеорів, може бути оцінено з рівняння (2.125). Наприклад, якщо коливання крапель викликають зміни середньоквадратичних відхилень відношення осей несферичних крапель (модельованих сфероїдами) на 10%, то це призводить до 10-відсоткового збільшення ширини спектра  $\sigma_o$  [26].

Зауважимо, що формула (2.134) не враховує розширення спектра, яке може відбутися в результаті обробки сигналу (ефект спектрального вікна і т. ін.).

Необхідно мати на увазі, що всі наведені результати розрахунків виходять з припущення конкретних значень багатьох метеорологічних чинників, які впливають на результат, а також параметрів РЛС та режиму зондування.

Через те, що ці чинники і параметри ніколи точно не відомі, їхня спільна дія обумовлює випадковий характер зв'язку між характеристиками метеооб'єкта і вимірюваними параметрами (ІІ) відбитого радіолокаційного сигналу, навіть якщо припустити, що самі ІІ виміряні досить точно.

### 2.5.5. Ширина доплерівського спектра як інформативний параметр локалізації ЗНТ

У підрозділі 2.5.4 було показано, що ширина доплерівського спектра (ШДС) пов'язана з інтенсивністю турбулентності в метеорологічному об'єкті, і цей зв'язок має статистичний характер. Тому в процесі аналізу можливостей ШДС як інформативного параметра при локалізації ЗНТ можна застосувати методику, аналогічну розробленій при аналізі РВ в підрозділі 2.4.5.

Треба мати на увазі, що ШДС може бути визначена по-різному. Наприклад, можна вважати, що ШДС визначається за середньоквадратичною доплерівською швидкістю  $\sigma_v$  (2.80), але можна її визначати і як ширину спектра на заданому рівні. Можна також застосувати квантильне визначення, за яким ШДС – це така смуга спектра, в якій знаходиться задана частина повної енергії сигналу. Для оцінки ШДС при будь-якому її визначенні можуть бути застосовані різні алгоритми обробки сигналів.

Найбільше поширення на практиці має пульс-парний алгоритм, який полягає у вибірковій оцінці коефіцієнта кореляцій між двома радіолокаційними відбиттями, рознесеними у часі на період повторення імпульсів. Фізичний зміст такого підходу в тому, що ширший доплерівський спектр відповідає більшій декореляції випадкового процесу за період повторення імпульсів. Випадковим процесом тут є випадкова обвідна послідовності відбитих імпульсів від заданого роздільного об'єму метеоб'єкта. Якщо оцінки виконуються по досить тривалих реалізаціях сигналу та ще й за умови стаціонарності процесу, то спосіб задавання ШДС не має вирішального значення. Але зрозуміло, що припущення про виконання цих двох умов є ідеалізацією і ніколи не виконується в повному обсязі.

Оцінки достовірності виявлення ЗНТ по ШДС можна виконати, зробивши деякі спрощення. Припустимо, що ШДС визначена як  $\sigma_v$ , і відома точно. На рис. 2.38 наведено приклад розрахунку ШДС  $\sigma_f$  як функції швидкості ДКЕТ  $\epsilon$ . Ці результати відрізняються від даних на рис. 2.37 насамперед тим, що ШДС тут виражено в звичних для фахівців з радіоелектроніки фізичних одиницях – герцах. Перехід від доплерівського спектра з частотним аргументом до доплерівсько-

го спектра зі швидкісним аргументом і навпаки дається формулою (2.77) у розділі 2.5.2.

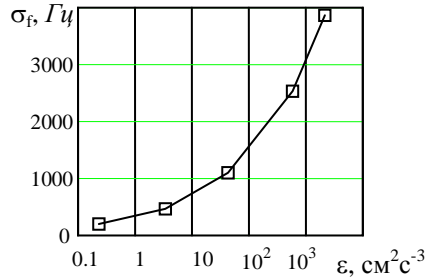


Рис. 2.38. ШДС як функція швидкості ДКЕТ (інтенсивності турбулентності) при фіксованих значеннях інших чинників

Класифікація атмосферної турбулентності за впливом її на літак залежно від величини швидкості ДКЕТ  $\epsilon$  наведена в останній графі табл.2.1 (підрозділ 2.1.6). Припустимо, що середні значення параметрів для кожного з класів знаходяться посередині відповідних інтервалів, а значення ШДС  $\sigma_f$  розподілені за нормальним законом з розкидом 25% (включаючи похибки вимірювання  $\sigma_f$ ). Результати моделювання щільності розподілу ШДС для кожної інтенсивності турбулентності при зазначених спрощеннях наведені на рис. 2.39.

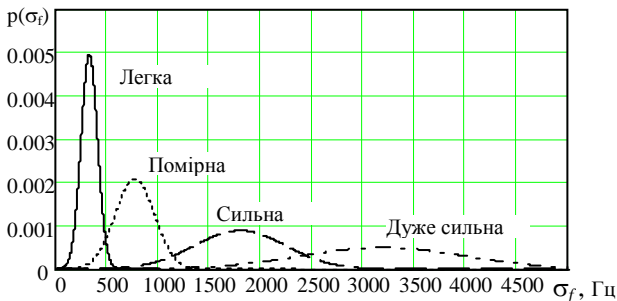


Рис. 2.39. Щільності розподілу ШДС за умови легкої, помірної, сильної та дуже сильної турбулентності

Тепер можна виконати оцінку вірогідності прийняття рішень про наявність або відсутність турбулентності залежно від порога  $t$  ухвалення рішення. Ймовірність виявлення турбулентності  $i$ -ї інтенсивності дорівнює

$$D_i(t) = \int_t^{\infty} p(\sigma_f / i) d\sigma_f, \quad (2.149)$$

де  $p(\sigma_f / i) = p_i(\sigma_f)$  – умовна щільність розподілу ШДС  $\sigma_f$  за умови  $i$ -ї інтенсивності турбулентності, причому  $i=1$  для незначної турбулентності;  $i=2$  – для легкої;  $i=3$  – для помірної;  $i=4$  – для сильної;  $i=5$  – для дуже сильної турбулентності.

На рис. 2.40 наведено результати розрахунків за формулою (2.149). Крива  $F$  відповідає помилковій тривозі, яка полягає в тому, що незначна турбулентність приймається за легку.

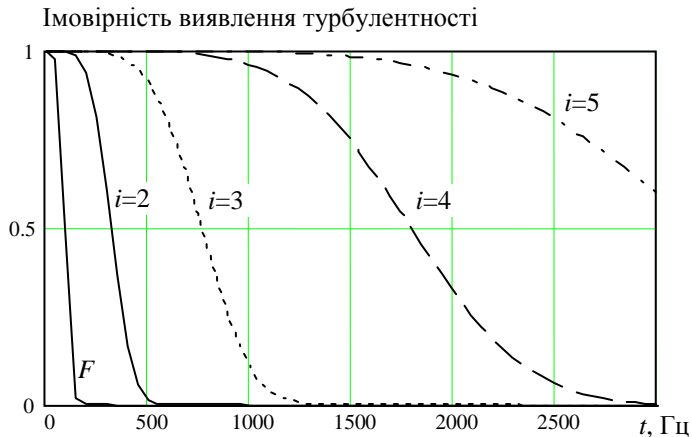


Рис. 2.40. Імовірності виявлення турбулентності різної інтенсивності залежно від величини порога  $t$

Розрахуємо ймовірності переплутування сусідніх станів. Такими ймовірностями переплутування є, наприклад, помилкова тривога, коли слабка турбулентність приймається за помірну, помірна за сильну і т.д. У попередньому випадку було використано перемінний

поріг, але він був однаковий для всіх рівнів інтенсивності турбулентності. Тепер ми будемо використовувати оптимальний поріг для кожного окремого випадку. Тому граничний рівень буде різним при прийнятті рішень про турбулентність кожного з рівнів інтенсивності. Skorистаємося критерієм ідеального спостерігача, що мінімізує ймовірність сумарної помилки, тобто суми ймовірності помилкової тривоги й ймовірності пропуску.

Як приклад розглянемо поділ незначної (швидкість ДКЕТ  $\varepsilon < 0,216 \text{ см}^2/\text{с}^3$ ) і слабкої ( $0,216 < \varepsilon < 3,375$ ) турбулентності. Змодельовані щільності ймовірностей для цього випадку показані на рис.2.41, а поріг відповідає точці перетину цих щільностей  $t_{12}=162 \text{ Гц}$  і позначений на рис. 2.41 знаком  $\otimes$ .

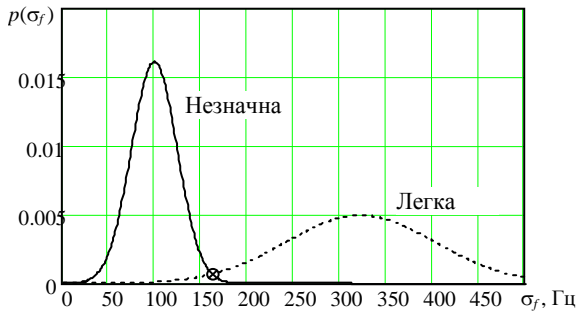


Рис. 2.41. Умовні щільності розподілу ШДС за умови незначної і легкої турбулентності

Тоді ймовірність переплутування незначної турбулентності з легкою  $F_{12}$  та ймовірність правильного виявлення легкої турбулентності  $D_2$  обчислюються відповідно за формулами:

$$F_{12} = \int_{t_{12}}^{\infty} p_1(\sigma_f) d\sigma_f; \quad D_2 = \int_{t_{12}}^{\infty} p_2(\sigma_f) d\sigma_f. \quad (2.150)$$

Аналогічно обчислюються ймовірності переплутування легкої турбулентності з помірною  $F_{23}$  при оптимальному порозі  $t_{23}$ , помірної – з сильною  $F_{34}$  при оптимальному порозі  $t_{34}$  і сильної – з дуже сильною  $F_{45}$  при оптимальному порозі  $t_{45}$ , а також ймовірності пра-



вільного виявлення помірної  $D_3$ , сильної  $D_4$  та дуже сильної  $D_5$  турбулентності. Введемо сумарні ймовірності помилки

$$E_{(i,i+1)} = F_{(i,i+1)} + (1 - D_{i+1}) . \quad (2.151)$$

Вірогідність виявлення турбулентності різної інтенсивності з урахуванням можливості переплутування сусідніх рівнів інтенсивності ілюструється на рис. 2.42.

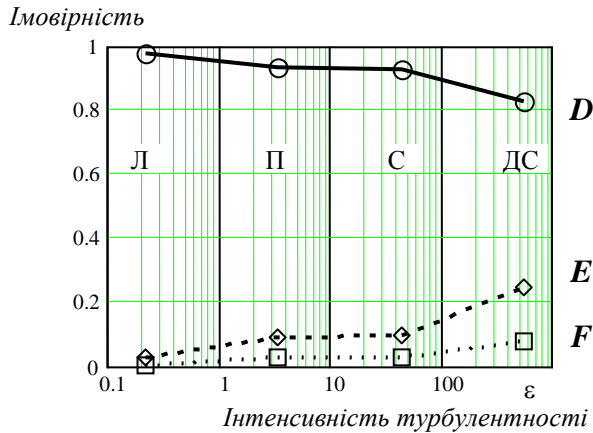


Рис. 2.42. Вірогідність виявлення турбулентності заданого рівня інтенсивності на фоні турбулентності меншого рівня інтенсивності: Л – легка; П – помірна; С – сильна; ДС – дуже сильна;  $D$  – ймовірність правильного виявлення (кружечки);  $F$  – ймовірність помилкової тривоги (квадратики);  $E$  – ймовірність помилки (ромбиками)

Завершуючи аналіз ШДС як ІП при локалізації ЗНТ, розглянемо залежність сумарної ймовірності помилкового рішення від величини порога, визначивши помилкову тривогу як подію, коли незначна турбулентність (тобто практична відсутність турбулентності) прийнята за турбулентність легкої інтенсивності. Такі залежності для випадків виявлення легкої (Л), помірної (П), сильної (С) та дуже сильної (ДС) турбулентності показані на рис. 2.43. Пороговий рівень  $t$  відкладено в логарифмічному масштабі.

Сумарна ймовірність помилки

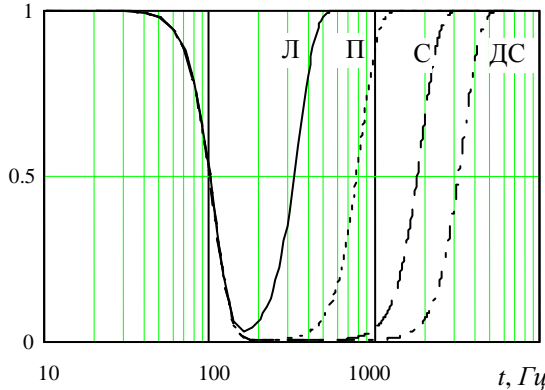


Рис. 2.43. Сумарна ймовірність помилки як функція порога.

Таким чином, при зазначеному визначенні ситуації помилкової тривоги оптимальний (за критерієм ідеального спостерігача) поріг знаходиться в межах 150-200 Гц.

Проведений аналіз ШДС як ІП при локалізації ЗНТ дозволяє зробити важливі висновки. На відміну від РВ, яка лише інтегрально характеризує небезпечність об'єкта і не дозволяє виявити точне місце розташування турбулентної зони в межах хмари, ШДС характеризує турбулентну небезпечність безпосередньо, і зони підвищеної ШДС найчастіше відповідають ЗНТ. Крім того, ШДС дозволяє проводити багатоальтернативну класифікацію або оцінювати інтенсивність турбулентності в хмарах і опадах. Все це вигідно відрізняє доплерівський радіолокатор від звичайного, який вимірює лише потужність відбитого сигналу або РВ.

В той же час, враховуючи кількісні значення ШДС, наприклад, на рис. 2.39 і далі, можна зробити висновок, що доплерівські спектри хмар і опадів можуть бути надто широкими. Це утруднює їхнє вимірювання, особливо на великих відстанях від РЛС, тому що вимірювання високочастотних складових спектра потребує високої частоти повторення імпульсів (або високої частоти модуляції при випромінюванні неперервного сигналу), що, в свою чергу, обмежує однозначно вимірювану дальність. Деякі практичні можливості вимірювання ШДС в метеорологічних РЛС розглянуті в підрозділі 2.5.7.

### 2.5.6. Вплив руху РЛС, сканування антени і форми ДН

З матеріалів підрозділу 2.5.2 (див. рис. 2.22 і пояснення до нього) випливає, що ШДС залежить від руху носія РЛС саме внаслідок скінченної (тобто не нескінченно вузької) ширини ДН антени. Про це згадувалось також в підрозділі 2.5.4 (див. рубрику “Рух антени”). Дійсно, якщо в роздільному об’ємі розташовані “нерухомі” розсіювачі, то проекція швидкості носія РЛС на лінію, яка з’єднує антену з окремим розсіювачем (тобто радіальна швидкість нерухомого розсіювача відносно РЛС), залежить від положення розсіювача в роздільному об’ємі. Це пояснюється рис. 2.44, де схематично показані два просторово нероздільні розсіювачі (№1 і №2), і видно, що їхні радіальні швидкості різні, тобто вони розділяються за швидкістю відносно РЛС, яка рухається з швидкістю літака  $V$ . Ці радіальні швидкості відповідно становлять  $v_1 = V \sin \theta_1$  та  $v_2 = V \sin \theta_2$ , а кути  $\theta_1$  і  $\theta_2$  позначені на схемі.

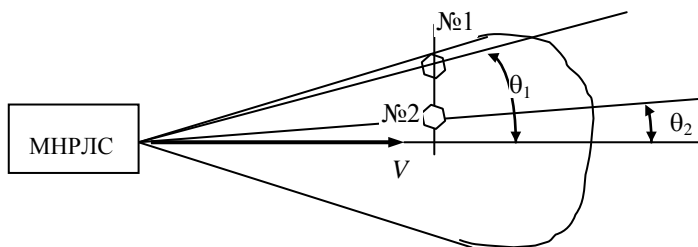


Рис. 2.44. Просторово нероздільні нерухомі розсіювачі, рознесені в тангенціальному напрямку. Вісь ДН антени збігається з напрямком руху РЛС

Природно, що кожному з двох розсіювачів відповідає своя доплерівська частота, пропорційна швидкості  $v_1$  або  $v_2$ . Якщо ж ціль містить безліч хаотично розташованих і в середньому рівномірно розподілених в межах роздільного об’єму розсіювачів, то формується неперервний спектр доплерівських частот, який повністю обумовлений рухом носія РЛС. Інтуїтивно ясно, що цей спектр буде тим

ширший, чим більшою буде швидкість руху РЛС і чим ширша ДН антени.

Розглянемо цю залежність докладніше, користуючись результатами робіт [39-41]. Нехай напрямок руху літака, на якому встановлена МНРЛС, збігається з віссю  $OZ$  системи координат  $XYZ$  (рис.2.45). Максимум випромінювання антени (вісь  $OX_1$ ) спрямований під кутом  $\alpha$  до  $OZ$ . В сферичній системі координат, пов'язаній з літаком, ДН антени може бути записана у вигляді  $F(\theta, \varphi)$ . Допустимі значення кутів  $\theta$  і  $\varphi$ , які визначають ДН антени:  $0 \leq \varphi \leq 2\pi$ ;  $0 \leq \theta \leq \theta_{\max}$ ;  $\theta_{\max} \leq \pi$ , але практично  $\theta_{\max}$  набагато менше і визначається формою ДН антени, наприклад, до заданого рівня ДН відносно максимуму або до границі першої пелюстки і т.ін. Важливо, що у вибраній системі координат по куту  $\varphi$  спостерігається сферична симетрія.

Розглянемо довільну частинку з координатами  $R, \theta, \varphi$ . Вона розсіює потужність, пропорційну потужності, що на неї падає, тобто пропорційна характеристиці направленості антени  $F(\theta, \varphi)$ .

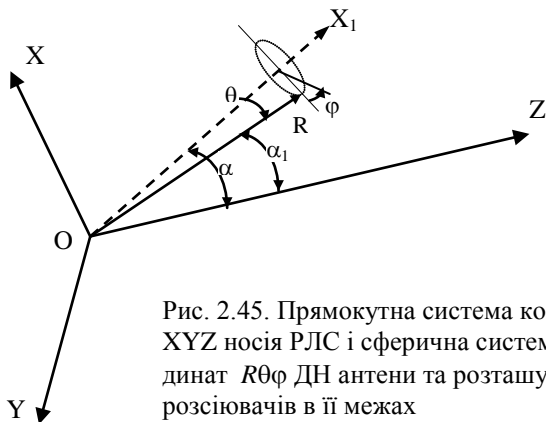


Рис. 2.45. Прямокутна система координат  $XYZ$  носія РЛС і сферична система координат  $R\theta\varphi$  ДН антени та розташування розсіювачів в її межах

Діаграму  $F(\theta, \varphi)$  можна визначити як відношення потужності, що випромінюється в інтервалі кутів від  $\theta$  до  $\theta+d\theta$  та від  $\varphi$  до  $\varphi+d\varphi$ , до всієї потужності. Тому після відповідного нормування

$$F_0(\theta, \varphi) = \frac{F(\theta, \varphi)}{\iint F(\theta, \varphi) d\theta d\varphi}, \quad (2.152)$$

де інтегрування здійснюється по області існування змінних, величини  $F_0(\theta, \varphi)$  можна надати математичний зміст щільності ймовірності.

Розподіли по  $\theta$  і  $\varphi$  незалежні, тобто  $F_0(\theta, \varphi) = F_\theta(\theta)F_\varphi(\varphi)$ , причому завдяки прийнятій вище аксіальній симетрії ДН розподіл по куту  $\varphi$  є рівномірним  $F_\varphi(\varphi) = 1/2\pi$ . Тому інтегрування по  $\varphi$  дає одиничний множник, тобто залежність від  $\varphi$  відсутня. В подальшому індекс  $\theta$  при  $F_\theta(\theta)$  опускаємо, отже, потужність, перевипромінена будь-яким розсіювачем з кутовими координатами  $(\theta, \varphi)$ , пропорційна характеристиці направленості антени  $F_0(\theta)$ .

Для формування величини доплерівської частоти ключову роль відіграє кут  $\alpha_1$ , який характеризує напрямком на довільний розсіювач. Усереднені по всіх розсіювачах кутові характеристики залежать від кута  $\alpha$  між напрямком руху літака і віссю ДН антени та від усереднених характеристик кутів  $\theta_i$  всіх розсіювачів, що беруть участь у формуванні відбитого сигналу. За умови повного і рівномірного заповнення променя розсіювачами усереднені характеристики цього кута  $\theta$  по всіх  $i$  залежать тільки від функції  $F_0(\theta)$ .

Виходячи з цих міркувань в роботі [41] показано, що внесок в ШДС, або дисперсія доплерівських частот, обумовлена рухом літака, за зазначених умов може бути виражена формулою

$$\sigma^2 = \left(\frac{2}{\lambda} V\right)^2 \left\{ \overline{\cos^2 \theta} \left[ \overline{\cos^2 \theta} - (\overline{\cos \theta})^2 \right] + \frac{1}{2} \sin^2 \alpha \overline{\sin^2 \theta} \right\}, \quad (2.153)$$

де риска над тригонометричною функцією означає її усереднення по всіх можливих значеннях аргументу. Зокрема,

$$\overline{\cos \theta} = \int_0^\pi \cos \theta F_0(\theta) d\theta; \quad (2.154)$$

$$\overline{\cos^2 \theta} = \int_0^\pi \cos^2 \theta F_0(\theta) d\theta; \quad (2.155)$$

$$\overline{\sin^2 \theta} = \int_0^\pi \sin^2 \theta F_0(\theta) d\theta. \quad (2.156)$$

На рис. 2.46 представлені результати розрахунків за формулою (2.156) при гауссовій апроксимації форми ДН антени:

$$F_0(\theta) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\pi}\sigma_\theta(\theta_{05})} \exp\left\{-\frac{\theta^2}{2\sigma_\theta^2(\theta_{05})}\right\}. \quad (2.157)$$

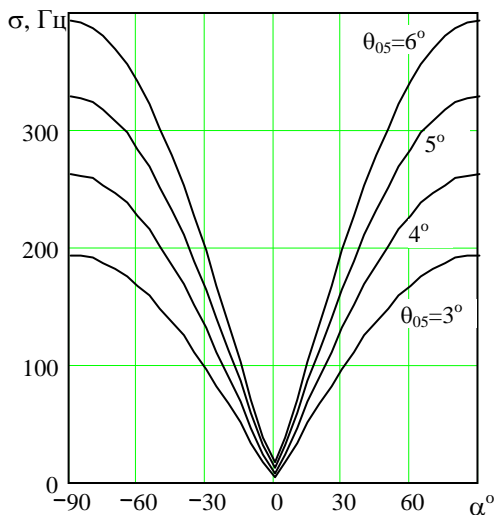


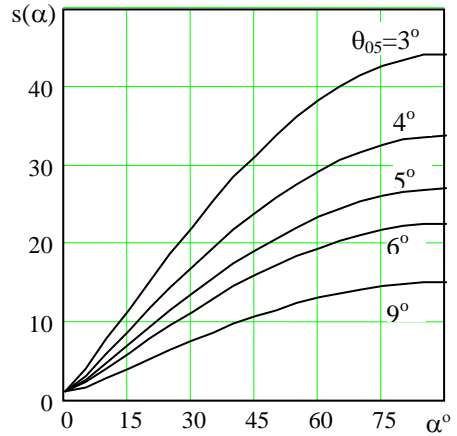
Рис. 2.46. Внесок руху літака зі швидкістю 720 км/год в ШДС при ширині ДН антени  $\theta_{05}=3; 4; 5$  і  $6^\circ$  залежно від кута  $\alpha$  між напрямками польоту та випромінювання

Як бачимо, ширша ДН викликає більше розширення спектра за рахунок руху носія МНРЛС, і при відхиленні променя від напрямку польоту цей ефект зростає. На рис. 2.47 показана аналогічна залежність від кута  $\alpha$ , але тепер для нормованого середньоквадратичного відхилення доплерівської частоти

$$s(\alpha) = \frac{\sigma(\alpha)}{\sigma(0)}. \quad (2.158)$$

Користуючись цим графіком, можна оцінити розширення спектра при будь-яких швидкостях літака для РЛС різних частотних діапазонів. Для цього необхідно помножити значення  $s(\alpha)$  на  $2v/\lambda$ .

Рис. 2.47. Нормоване розширення доплерівського спектра як функція кута між напрямками руху і випромінювання



Доцільно звернути увагу на те, що порядок розташування нормованих кривих змінився на протилежний порівняно з ненормованими кривими на попередньому графіку. Це пояснюється тим, що ширша ДН дає абсолютно більше розширення спектра, але вона менш чутлива до збільшення кута  $\alpha$ , тобто відносне розширення спектра при скануванні антени буде меншим. Якщо уявити, що вся зона огляду від  $-90^\circ$  до  $+90^\circ$  заповнена розсіювачами, а антена сканує з кутовою швидкістю  $\Omega$ , то  $\alpha(t)=\Omega t$  і розширення спектра  $\sigma$  буде змінюватися у часі з частотою  $\Omega$ , проходячи всі точки кривих на рис. 2.46. При  $\alpha=0$  (напрямки руху літака і випромінювання збігаються), вираз (2.153) зводиться до

$$\sigma_{\alpha=0}^2 = \left(\frac{2}{\lambda} V\right)^2 \left\{ \left[ \overline{\cos^2 \theta} - (\overline{\cos \theta})^2 \right] \right\} = \sigma_{\theta}^2 \left(\frac{2}{\lambda} V\right)^2, \quad (2.159)$$

де в правій частині вираз у фігурних дужках позначено через  $\sigma_{\theta}^2$ . Фактично величина  $\sigma_{\theta}^2$  є точкою мінімуму показаної на рис. 2.46 функції  $\sigma(\alpha)$ . Цей мінімум буде різним залежно від ширини і форми ДН антени. Окремий випадок (2.159) розглянуто в роботі [40]. Там отримано загальний вираз для  $\sigma_{\theta}^2$  та виконані розрахунки цієї

величини для різних моделей ДН антени. Наприклад, при апроксимації форми ДН антени функцією

$$F(\theta) = 2J_1\left(\frac{2\pi a}{\lambda} \sin \theta\right) \Big/ \frac{2\pi a}{\lambda} \sin \theta, \quad (2.160)$$

де  $a$  – радіус параболічної дзеркальної антени, а  $J_1$  – функція Бесселя першого порядку, після необхідного нормування  $F_0(\theta) = F(\theta) / \int F(\theta) d\theta$ , перетворень та розрахунків одержано, що  $\sigma^2 \approx \approx 0,02(2v/\lambda)^2 (\lambda/2v)^4$ . З цього випливає, що при роботі по об'ємно-розподілених цілях залежність між розширенням спектра та довжиною хвилі не зникає, як це спостерігається при відбитті від земної поверхні для антени заданого розміру [43]. Результати розрахунків розширення ШДС внаслідок руху радіолокатора для кількох функцій  $F(\theta)$  наведені в табл. 2.7 і на рис. 2.48 (при  $\alpha=0$ ). Для коректного порівняння впливу різних  $F(\theta)$  розраховано також вираз нормованої на  $2v/\lambda$  величини  $s = (\lambda/2v)\sigma$  через ефективну ширину ДН  $\theta_{ef}$ , визначену з рівності  $\theta_{ef} F_0(0) = \int_0^{\theta_{max}} F_0(\theta) d\theta$ .

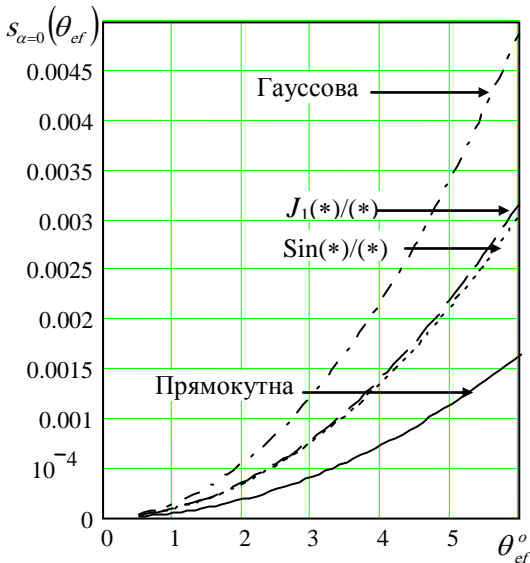


Рис. 2.48. Нормоване розширення спектра при русі РЛС та  $\alpha=0$  як функція ефективної ширини ДН для різних форм ДН



На рис. 2.48 різні моделі ДН антени позначені як “Прямокутна”, “Sin(\*)/(\*)”, “J(\*)/(\*)”, “Гауссова” відповідно до табл. 2.7

Таблиця 2.7

**Розширення доплерівського спектра внаслідок руху РЛС, коли напрямки руху і випромінювання збігаються**

Модель форми ДН	Нормоване розширення спектра $s(0)$	Вираження через ефективну ширину ДН
Прямокутна $F_o(\theta) = \begin{cases} \frac{2}{\theta_{\max}}, & 0 \leq \theta \leq \frac{\theta_{\max}}{2} \\ 0 & \text{при решт і } \theta \end{cases}$	$0,037\gamma^2$	$0,15\theta_{ef}^2$
Sin(*)/(*) (головна пелюстка) $F_o(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{2\pi a}{\lambda} \sin \theta\right)}{\sin \theta \operatorname{Si}(\pi)}, \quad 0 \leq \theta \leq \frac{\lambda}{2a}$	$0,097\left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2$	$0,28\theta_{ef}^2$
$J_1(*)/(*)$ (головна пелюстка) $F_o(\theta) = \frac{J_1\left(\frac{2\pi a}{\lambda} \sin \theta\right)}{\sin \theta \int_0^{x_1} J_0(x) dx}, \quad 0 \leq \theta \leq \frac{x_1 \lambda}{2\pi a},$ $x_1$ – перший корінь $J_1(*)$ ; $x_1 \approx 3,83$	$0,14\left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2$	$0,29\theta_{ef}^2$
Гауссова $F_o(\theta) = \frac{2}{\sqrt{2\pi\sigma_\theta}} \exp\left(-\frac{\theta^2}{2\sigma_\theta^2}\right)$	$0,72\sigma_\theta^2$	$0,45\theta_{ef}^2$

З цих результатів випливає, що оцінка  $\sigma = (2v/\lambda)s$ , виходячи з гауссівської моделі, дає найбільше розширення спектра. Очевидно, що це пов'язано з впливом крил гауссової кривої. Три інші фінітні

ДН дають менше розширення спектра. Найменше розширення, природно, викликає ідеальна “Прямокутна” ДН (рис. 2.22). Імовірно, що найбільш реалістичні результати дають моделі  $\text{Sin}(*)/(*)$  та  $J_1(*)/(*)$ , які досить близькі між собою.

Таким чином, величина розширення спектра за рахунок руху носія МНРЛС пропорційна квадрату ширини ДН антени і залежить від кута відхилення осі антени від напрямку руху літака. При виявленні ЗНТ бортовими радіолокаторами це розширення спектра завжди може бути розраховано для здійснення автоматичної корекції, виходячи з реальної ДН антени, швидкості літака і кута  $\alpha$  при скануванні.

ДН дають менше розширення спектра. Найменше розширення, природно, викликає ідеальна "Прямокутна" ДН (рис. 2.22). Імовірно, що найбільш реалістичні результати дають моделі  $\text{Sin}(*)/(*)$  та  $J_1(*)/(*)$ , які досить близькі між собою.

Таким чином, величина розширення спектра за рахунок руху носія МНРЛС пропорційна квадрату ширини ДН антени і залежить від кута відхилення осі антени від напрямку руху літака. При виявленні ЗНТ бортовими радіолокаторами це розширення спектра завжди може бути розраховано для здійснення автоматичної корекції, виходячи з реальної ДН антени, швидкості літака і кута  $\alpha$  при скануванні.

### 2.5.7. Вимірювання параметрів доплерівського спектра

**Зауваження про форму спектра.** Вимірювання параметрів доплерівського спектра, зокрема його ширини, в МНРЛС здійснюється в режимі "Турбулентність", а також при виявленні зсуву вітру. Вимірюваними параметрами, що несуть інформацію про динамічні процеси в хмарах і опадах, можуть бути середня доплерівська швидкість  $\bar{v}$  (2.82), дисперсія доплерівської швидкості  $\sigma_v^2$  (2.83) та різниця середніх доплерівських швидкостей  $\bar{v}_1 - \bar{v}_2$  в рознесених роздільних об'ємах хмари.

Існують різні можливості вимірювання інформативних параметрів доплерівського спектра. Деякі з них базуються на припущенні нормальності спектра. Якщо роздільний об'єм хмари цілком рівномірний щодо відбиваності та швидкостей розсіювачів, то спектр потужності повторює форму вагової функції (див. підрозділи 2.5.2). Основна частина вагової функції для метеорологічних радіолокаторів у більшості випадків може бути апроксимована гауссовою кривою. Тому спектр потужності повинен також мати гауссову форму. У розділі 2.5.4 згадувалось, що більшість експериментальних спектрів потужності добре задовольняють такій апроксимації, але іноді зустрічаються навіть бімодальні спектри [35]. Тому деякі переваги мають методи і алгоритми інваріантні до форми спектра.

**Труднощі та обмеження доплерівських вимірів.** Нижче перелічені деякі загальні проблеми, що виникають при доплерівських вимірюваннях бортовими МНРЛС.

1. При горизонтальному скануванні антени МНРЛС вимірюються тільки горизонтальні радіальні складові швидкостей, в той час як важливими для авіації є і вертикальні складові.

2. За допомогою радіолокаційних вимірювань оцінюються тільки середні швидкості гідрометеорів (усереднення по всьому відбивальному об'єму).

3. Через установку РЛС на борту літака спектр доплерівських частот містить складові, викликані радіальною швидкістю літака відносно гідрометеорів, які знаходяться у відбивальному об'ємі. Ця швидкість буде змінюватися при скануванні антени (підрозділ 2.5.6), тобто виникає необхідність компенсувати швидкість літака.

4. В імпульсних радіолокаторах розмір комірки (елемента) дальності, який визначає роздільну здатність по дальності, залежить від тривалості імпульсу. Тому важко досягти достатнього розділення по дальності з прийнятною випромінюваною потужністю.

5. Виконувати спектральний аналіз і обробку сигналів необхідно в реальному масштабі часу по всій дальності  $R_{\max}$  для кожного роздільного об'єму  $\Delta R$ , тобто для всіх  $n$  елементів дальності  $n = R_{\max} / \Delta R$ . Згідно з Агіс-708А кількість комірок (елементів дальності) повинна бути  $n = 512$ .

6. Фундаментальна проблема пов'язана з необхідністю проводити одночасні вимірювання дальності до роздільного об'єму і швидкості розсіювачів у ньому. Згідно з принципом невизначеності виникає неоднозначність при спробі одночасно підвищити точність і роздільну здатність вимірювання дальності і швидкості.

7. Технічні труднощі пов'язані зі створенням бортових пристроїв генерування стабільних когерентних коливань НВЧ достатньої потужності. Такі пристрої повинні мати прийнятні масогабаритні та кліматичні характеристики, а також параметри вартості і надійності.

Доплерівські методи виявлення небезпечних зон метеоутворень базуються на припущенні, що гідрометеори захоплюються повітряними потоками. Тоді виявлення ЗНТ зводиться до вимірювання за допомогою РЛС характеристик руху гідрометеорів. На практиці

зустрічаються різні варіанти використання доплерівського ефекту для добування інформації про небезпечні зони. Як основні оцінювані характеристики руху розсіювачів можуть використовуватися вимірювання:

- середніх доплерівських частот у відбивальному об'ємі;
- ширини спектра доплерівських частот у відбивальному об'ємі;
- ширини спектра флуктуацій інтенсивності сигналу внаслідок вторинного ефекту Доплера;
- інтервалів кореляції обвідної послідовності відбитих імпульсів;
- коефіцієнтів міжперіодної кореляції ехо-сигналів;
- різниці середніх доплерівських частот у рознесених роздільних об'ємах.

Ці параметри можуть бути виміряні за допомогою когерентних (доплерівських) радіолокаторів, зокрема, когерентно-імпульсних РЛС, але деякі з них можна оцінити і за допомогою звичайних некогерентних РЛС або радіолокаторів із зовнішньою когерентністю.

**Когерентні РЛС.** Вимірювання швидкостей гідрометеорів відносно радіолокатора можливо тільки за допомогою когерентної РЛС (зокрема, когерентно-імпульсної). Тому можливість застосування когерентно-імпульсних РЛС є очевидною для проведення вимірювань доплерівських спектрів. У недалекому минулому основною перешкодою їхнього широкого поширення як МНРЛС були труднощі обробки сигналів у реальному масштабі часу. Сучасні можливості цифрової обробки сигналів з використанням швидкодіючих процесорів відсунули це обмеження на другий план. У ряді випадків відмовлення деяких фірм від застосування когерентно-імпульсних РЛС пов'язано з техніко-економічними міркуваннями. Однак більшість провідних фірм світу виробляють саме когерентно-імпульсні МНРЛС.

Докладний аналіз роботи когерентно-імпульсного радіолокатора зроблено в розділі 2.5.4. Там показано, що за допомогою такого радіолокатора можуть бути отримані оцінки доплерівського спектра. Для розрахунку двох перших моментів доплерівського спектра використовуються методи спектральної обробки, основані на прямих розрахунках із застосуванням ШПФ. Тому перш за все доцільно

розглянути, яким чином оцінити інформативні параметри спектра за умови, що оцінка самого спектра  $S(f)$  уже відома.

Можна оцінювати тільки ширину  $\Delta f$  спектра  $S(f)$  (рис. 2.43), наприклад,  $\sigma_f$  - середньоквадратичну частоту. Дисперсія частот в спектрі  $S(f)$  дорівнює  $\sigma_f^2 = \int_0^\infty f^2 S(f) df - [\int_0^\infty f S(f) df]^2$ .

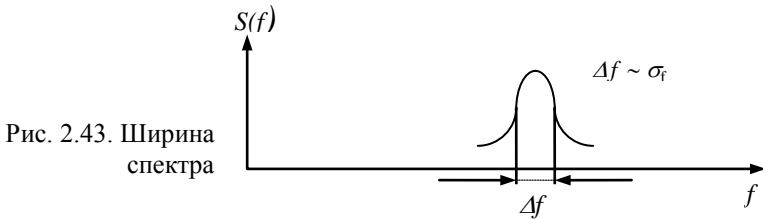


Рис. 2.43. Ширина спектра

При оцінці лише ширини спектра автоматично компенсується основна складова швидкості літака порівняно з вимірами середньої частоти спектра. Але насправді швидкість літака впливає і на ширину спектра доплерівських частот  $\Delta f$ . Як було показано в розділі 2.5.6, похибка оцінки розкиду швидкостей частинок всередині роздільного об'єму залежить від ширини ДН антени  $\theta_{0,5}$  і швидкості літака, а також від напрямлення випромінювання  $\alpha$ .

Зупинимося лише на оцінці ШДС. Декілька алгоритмів розроблено для вимірювання цього параметра.

**Рівневий алгоритм.** Цей алгоритм виходить з мономодальної моделі спектра і визначає ширину спектра на деякому заздалегідь заданому рівні відносно максимуму оцінки спектра. Якщо спектр нормований таким чином, що його максимум дорівнює одиниці, то при програмній реалізації рівень  $lev$

$$0 < lev < 1 \tag{2.161}$$

відносно максимуму може задаватися за допомогою меню. ШДС є модулем різниці між двома величинами доплерівської частоти  $f$  (або швидкості  $v$ ) відносно максимуму. Найчастіше використовують рівень  $lev=0,5$ . В такому разі ширина спектра є модулем різниці між двома величинами доплерівської частоти, перша з яких  $f_1$  відпові-

дає першому пересіченню спектра з рівнем  $lev$ , а друга  $f_2$  – другому пересіченню з тим же рівнем. Оцінкою ШДС є

$$\Delta f = |f_1 - f_2|. \quad (2.162)$$

Рівневий алгоритм добре працює з гладкими моноmodalними спектрами.

**Квантильний алгоритм.** Інше визначення ширини спектра пов'язано з площею  $S_A$ , що обмежена спектральною кривою, віссю частот і двома вертикальними лініями, які розташовані по різні боки від середньої частоти спектра. Квантиль  $A$  може бути заданий заздалегідь як потрібний відсоток від всієї площі під кривою спектра, яка становить 100%:

$$0 < A < 100 \% . \quad (2.163)$$

Алгоритм полягає в наступному. Спочатку необхідно знайти середню частоту  $\bar{f}$ . Якщо спектр є симетричним, наприклад, задовольняє гауссовій моделі, то  $\bar{f}$  відповідає максимуму спектра. Далі дві точки  $f_1$  і  $f_2$  починають свій рух від точки  $\bar{f}$  вліво і вправо відповідно, поступово збільшуючи різницю  $\Delta f = |f_1 - f_2|$ . Цей рух має бути зупинений, якщо площа  $S_A$ , сформована віссю абсцис та кривою спектра між точками  $f_1$  і  $f_2$ , задовольнить вимогу:

$$\frac{S_A}{S_T} 100\% = A \% , \quad (2.164)$$

де  $S_A = \int_{f_1}^{f_2} S(v) dv$ , а  $S_T = \int_{-\infty}^{\infty} S(v) dv$ .

Відповідна ШДС може бути визначена для будь-якого квантилю. Найчастіше використовують величини:  $A=95, 90, 80, 70, 60, 50\%$ .

**Порівняння двох алгоритмів.** Розглянуті рівневий і квантильний алгоритми успішно використовуються для обробки згладжених

даних. Для моноmodalних гладких змодельованих спектрів кожне з двох розглянутих визначень ШДС і відповідних алгоритмів обробки сигналів може використовуватися для одержання надійних результатів. Необхідно тільки використовувати однакові алгоритми в усіх випадках, порівнюваних між собою. Але проблема вибору алгоритму для обробки сигналів стає дуже важливою у випадку реальних вимірюваних даних. З цього погляду квантильний алгоритм краще, ніж рівневий, хоч останній складніше. Проте досвід обробки реальних даних показує, що обидва – і рівневий, і квантильний алгоритми недоцільно використовувати для обробки вимірюваних спектрів, якщо ці спектри не були попередньо ефективно згладжені.

**Практичний алгоритм обробки спектрів.** Через вплив багатьох чинників та близьку до нормальної вагову функцію (підрозділ 2.5.4) спектри сигналів від метеорологічних об'єктів добре відповідають гауссовій формі. Це підтверджується результатами моделювання і експериментальними даними. Виходячи з цього в роботі [44] одержано алгоритм, придатний для обробки незгладжених оцінок спектра. Нехай  $P$  – повна потужність сигналу. Тоді розподіл енергії за доплерівськими частотами можна записати як

$$p(f) = \frac{P}{\sqrt{2\pi}\sigma_f} e^{-\frac{(f-f_0)^2}{2\sigma_f^2}}, \quad (2.165)$$

де  $\sigma_f$  – ШДС;  $f_0$  – середня доплерівська частота сигналу від частинок, що знаходяться в роздільному радіолокаційному об'ємі.

Як результат вимірювання доплерівського спектра ми маємо виборочні величини спектральних компонентів потужності

$$p^*(f_i), \quad i=1, \dots, N/2, \quad (2.166)$$

де  $f_i$  – величина  $i$ -ї доплерівської частоти;  $N$  – обсяг вихідної вибірки сигналу, яка використовувалася для одержання оцінки доплерівського спектра. Для оцінки параметрів  $\sigma_f$  та  $f_0$  складемо наступні рівняння, що витікають з визначень статистичних та енергетичних параметрів:



$$\left\{ \begin{array}{l} \int_{-\infty}^{\infty} p(f) df = P = \sum_{i=1}^{N/2} p^*(f_i); \\ \int_{-\infty}^{\infty} f p(f) df = Pf_0 = m_1^*\{f\} = \sum_{i=1}^{N/2} f_i p^*(f_i); \\ \int_{-\infty}^{\infty} f^2 p(f) df = P^2(\sigma_f^2 + f_0^2) = m_2^*\{f\} = \sum_{i=1}^{N/2} f_i^2 p^*(f_i). \end{array} \right. \quad (2.167)$$

Розв'язання системи рівнянь (2.167) відносно параметрів  $\sigma_f$   $f_0$  дає наступний вираз для оцінки  $\sigma_f$ :

$$\sigma_f^* = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{N/2} f_i^2 p^*(f_i) \sum_{i=1}^{N/2} p^*(f_i) - \left[ \sum_{i=1}^{N/2} f_i p^*(f_i) \right]^2}}{\sum_{i=1}^{N/2} p^*(f_i)}. \quad (2.168)$$

Цей алгоритм не давав би ніяких переваг порівняно з рівневим або квантильним алгоритмами, якби обробці підлягали лише гладкі спектри. Але на практиці алгоритм (2.168) показує добрі результати при обробці реальних флюктуючих спектрів, коли інші алгоритми не працюють. Особливо його переваги відчутні при обробці коротких реалізацій ехо-сигналів, що дуже важливо для МНРЛС.

Для оцінки окремих параметрів доплерівських спектрів немає потреби робити оцінку самого спектра. Відомі алгоритми оцінки середньої частоти і ширини спектра безпосередньо за часовими реалізаціями відбитих сигналів. Перш за все – це методи автоковаріаційної обробки (процесори парних імпульсів), основані на оцінці значень автокореляційної функції при величині запізнювання, обумовленій періодами повторення випромінюваних сигналів. Переваги коваріаційної обробки разом з останніми технологічними досягненнями визначили використання цих методів в імпульсних РЛС. Розглянемо один з найбільш уживаних алгоритмів, який полягає в автоковаріаційній обробці часових реалізацій відбитого сигналу когерентно-імпульсного радіолокатора.

**Автоковаріаційна обробка.** З теореми Вінера-Хінчина випливає, що гауссівському спектру відповідає гауссова форма кореляційної функції. Заміняючи частотний аргумент на швидкісний і додаючи шумову складову, яка, в принципі, завжди присутня, отримуємо модель спектра (2.165) у вигляді [26]

$$S(v) = \frac{P}{\sqrt{2\pi}\sigma_v} \exp\left[-(v - \bar{v})^2 / 2\sigma_v^2\right] + \frac{2NT_n}{\lambda}, \quad (2.169)$$

звідки АКФ при затримці сигналу на  $\tau$  дорівнює

$$R(\tau) = E \exp\left[-2\pi^2 \tau^2 \left(\frac{2\sigma_v}{\lambda}\right)^2\right] e^{-j4\pi\bar{v}\tau/\lambda} + N_o(\tau), \quad (2.170)$$

де  $N_o(\tau)$  – спектральна щільність білого шуму.

Тому величина нормованого коефіцієнта кореляції може бути записана як

$$\rho(\tau) = \exp\left[-2\pi^2 \tau^2 \left(\frac{2\sigma_v}{\lambda}\right)^2\right], \quad (2.171)$$

причому у випадку когерентно-імпульсної РЛС аргумент  $\tau$  приймає дискретні значення

$$\tau = mT_n, \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (2.172)$$

з кроком, що дорівнює періоду повторення імпульсів  $T_n$ .

На рис. 2.44 показані результати розрахунків за формулою (2.169) для трьох значень ШДС  $\sigma_v=1\text{ м/с}$ ,  $2\text{ м/с}$  та  $3\text{ м/с}$  при  $\lambda=3,2\text{ см}$  і  $T_n=100\text{ мкс}$ . При зазначених вихідних даних, беручи до уваги співвідношення (2.170), затримка (зсув) на  $\tau=1\text{ мс}$  досягається на десятому кроці ( $m=10$ ), а  $\tau=4\text{ мс}$  – на сороковому кроці ( $m=40$ ). Якщо взяти вдесятеро більший період  $T_n=1000\text{ мкс}$ , то  $\tau=1\text{ мс}$  досягається уже при  $m=1$ . Чим ширше спектр, тим швидше спадає АКФ. Тому природно оцінювати ширину спектра з оцінок коефіцієнта автокореляції.

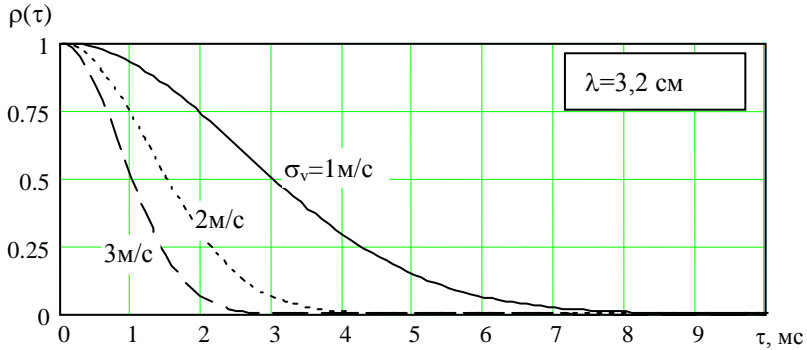


Рис. 2.44. Нормована АКФ при різних  $\sigma_v^2$

Згідно з так званим пульс-парним алгоритмом [26] спочатку необхідно оцінити коефіцієнт кореляції при  $m=1$   $|R_1| = |R(T_n)|$  та потужність прийнятого сигналу  $P$ . Логарифм їх відношення пов'язаний з  $\sigma_v$  формулою

$$\sigma_v = \frac{\lambda}{2\pi T_n \sqrt{2}} \left| \ln \left( \frac{P}{|R_1|} \right) \right|^{\frac{1}{2}} \operatorname{sgn} \left[ \ln \left( \frac{P}{|R_1|} \right) \right], \quad (2.173)$$

де  $\operatorname{sgn}[X]=0$  при  $X=0$ ;  $\operatorname{sgn}[X]=1$  при  $X>0$ ;  $\operatorname{sgn}[X]=-1$  при  $X<0$ .

Оцінка потужності  $P$  може бути одержана шляхом віднімання відомої потужності шуму від усередненого квадрата амплітуд

$$P = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |U(k)|^2 - N_o. \quad (2.174)$$

Оцінка коефіцієнта кореляції  $R_1$  при затримці  $\tau = T_n$  виконується згідно з виразом

$$R(T_n) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} U^*(m) U(m+1). \quad (2.175)$$

Необхідно пояснити зміст функції  $\text{sgn}[*]$  в формулі (2.173). Теоретично величина  $P$  не може бути більша за  $|R_1|$ , тому що  $P$  – це фактично  $R_0$ , або дисперсія сигналу. Але в реальних алгоритмах обробки сигналів  $P$  і  $|R_1|$  являються оцінками. Тому існує ймовірність, що при вузьких спектрах і малих відношеннях сигнал-шум логарифм в рівнянні (2.173) прийме негативне значення. Функція  $\text{sgn}[*]$  “помічає” ці негативні випадки. Вони усуваються від аналізу або відповідні значення ширини спектра відносяться до розряду малих величин.

Більш зручна для практичної реалізації форма цього алгоритму утворюється шляхом розвинення в ряд логарифма у виразі (2.173) для величин  $|R_1|$ , близьких до  $P$ . Остання умова виконується при вузьких спектрах, коли нормована середньоквадратична швидкість  $\sigma_{v_n} \ll 1$ . Величина  $\sigma_{v_n}$  вводиться наступним чином:

$$\sigma_{v_n} = \frac{\sigma_v}{2v_a} = \frac{2\sigma_v T_n}{\lambda}, \quad (2.176)$$

де  $v_a = \lambda/4T$  – максимальна швидкість, що може бути однозначно виміряна даною когерентно-імпульсною РЛС. Після зазначеного розвинення в ряд алгоритм (2.173) перетворюється на

$$\sigma_v = \frac{\lambda}{2\pi T_n \sqrt{2}} \left| 1 - \frac{P}{|R_1|} \right|^{\frac{1}{2}} \text{sgn} \left[ 1 - \frac{P}{|R_1|} \right]. \quad (2.177)$$

Для широких спектрів оцінка (2.177) є зсуненою на відміну від оцінки (2.173) при гауссовій формі спектра. Дисперсії оцінок (2.173) і (2.177) однакові за умови, що спектри гауссові і що усунено асимптотичне зсунення оцінки (2.177).

В метеорологічних РЛС знаходять застосування ще один варіант пульс-парного алгоритму [26]. Цей алгоритм отриманий з відношення коефіцієнтів автокореляції  $R_1$  і  $R_2$  при затримках відповідно на  $T_n$  і  $2T_n$ , тобто  $R(mT_n)$  при  $m=1;2$ . За умови гауссового спектра оцінка  $\sigma_v$  може бути записана у вигляді

$$\sigma_v = \frac{\lambda}{2\pi T_n \sqrt{6}} \left| \ln \left| \frac{R_1}{R_2} \right| \right|^{1/2} \operatorname{sgn} \left[ \ln \left| \frac{R_1}{R_2} \right| \right]. \quad (2.178)$$

В роботі [26] показано, що діапазон вимірюваних значень ШДС цим алгоритмом зменшений вдвічі порівняно з алгоритмом (2.173). Але рівняння (2.178) не потребує окремого вимірювання потужності білого шуму, що є перевагою в системах, де некогерентні відбиття (сигнали з наступних періодів) накладаються на когерентні відбиття, що є характерним для магнетронних передавачів. Крім того, при низьких відношеннях сигнал-шум дисперсія оцінки  $\sigma_v$  за алгоритмом (2.178) буде меншою. Алгоритм (2.178) придатний для обробки сигналів з повільно спадаючою АКФ, тобто при малих  $\sigma_v$ .

Доречно підкреслити, що пульс-парний алгоритм у будь-якій версії стає непридатним при дуже малих значеннях ширини спектра ( $\sigma_{\nu} < 0,01$ ) або при малих відношеннях сигнал-шум.

**Некогерентні РЛС.** Тільки когерентні радіолокатори здатні вимірювати середню частоту доплерівського спектра  $\bar{f}$  (або  $\bar{\nu}$ ). Але оцінка ШДС може бути також одержана за допомогою некогерентних радіолокаторів. В цьому разі корисна інформація утворюється завдяки вторинному доплерівському ефекту. Відеосигнал на виході звичайного амплітудного детектора (рис. 2.45) флукутує.

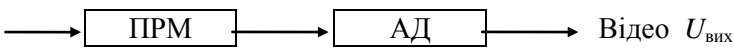


Рис. 2.45. Приймач з амплітудним детектором

Для пояснення природи цих флукутацій розглянемо процес зондування хмари радіолокаційним променем і припустимо, що роздільний об'єм містить тільки дві частинки, що розсіюють електромагнітну енергію (рис. 2.46). Нехай  $V_1$  і  $V_2$  – вектори швидкостей відповідно першого і другого розсіювачів. З такої схеми видно, що радіальні швидкості розсіювачів  $v_1$  і  $v_2$ , тобто проєкції на лінію “розсію-

вач-радіолокатор” можуть бути різними як за величиною, так і за напрямом.

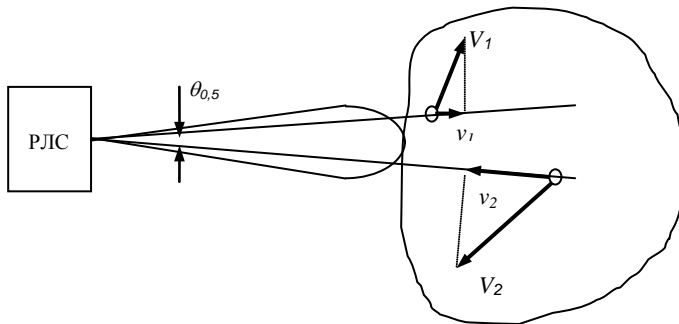


Рис. 2.46. Два розсіювачі в роздільному об’ємі

Відбитий від цих розсіювачів сигнал може бути записаний у вигляді

$$E(t) = a_1 \cos(\omega_0 + \omega_1)t + a_2 \cos(\omega_0 + \omega_2)t, \quad (2.179)$$

де  $a_1, a_2$  – амплітуди сигналу від кожного з розсіювачів, а  $\omega_1, \omega_2$  – доплерівські частоти, притаманні кожному з розсіювачів  $\omega_i = 2\pi \cdot 2v_i / \lambda, i = 1; 2$ . Після підсилення напруга (2.179) подається на детектор (будемо вважати, на квадратичний), який здійснює піднесення до квадрата і усереднює за час, що перевищує період високої частоти:

$$U_{\text{вих}} = \overline{E^2(t)} = a_1^2 + a_2^2 + 2 a_1 a_2 \cos(\omega_2 - \omega_1)t. \quad (2.180)$$

Відповідно до рівняння (2.180) величина потужності відбитого сигналу складається з постійного члена ( $a_1^2 + a_2^2$ ), тобто із суми потужностей, розсіяних окремими частинками, і члена, залежного від часу, який коливається з кутовою частотою  $\Delta\omega_{21} = \omega_2 - \omega_1 = 2\pi(f_2 - f_1) = 2\pi F_{21}$ , де

$$F_{21} = f_2 - f_1 = \frac{2(v_2 - v_1)}{\lambda}. \quad (2.181)$$

Іншими словами, частота  $F_{21}$  дорівнює різниці доплерівських частот, які відповідають швидкостям двох розсіювачів. Фактично

частота флуктуації є наслідком відбиття двох доплерівських частот  $f_1$  і  $f_2$  на нелінійному елементі (вторинний ефект Допплера).

Якщо часток не дві, а багато, то маємо суму сигналів від усіх розсіювачів, і формулу (2.180) можна узагальнити

$$U_{\text{вих}}(t) = \overline{E}^2(t) = \sum_i a_i^2 + 2 \sum_{i,j} a_i a_j [\cos(\omega_i - \omega_j)t]. \quad (2.182)$$

Постійний член  $\sum a_i^2$  дає середню інтенсивність радіовідбиття і пропорційний РВ. Флуктуюча частина містить усі комбінації доплерівських частот  $\Delta\omega_{ij} = \omega_i - \omega_j$ . Якщо усереднити сигнал (2.182) за час, який перевищує період самої низької частоти биттів, то другий член обернеться нулем, і отримаємо оцінку РВ. Тоді інформація, яка міститься у флуктуаціях, загине. Але, пропустивши неусереднений сигнал (2.182) через аналізатор спектра, можна визначити спектр  $S_p(F)$  частот биттів, а отже, і спектр відносних швидкостей частинок на підставі вторинного ефекту Допплера.

Таким чином, у випадку некогерентного радіолокатора після амплітудного детектора маємо від кожного одиничного роздільного об'єму послідовність флуктуючих імпульсів (рис. 2.47).

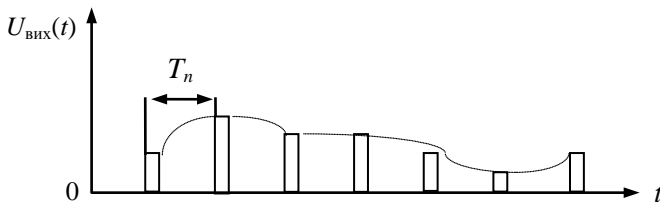


Рис. 2.47. Флуктуації сигналу від імпульсу до імпульсу

Спектр обвідної цієї послідовності імпульсів  $S_p(F)$  є зваженим зображенням спектра відносних радіальних швидкостей розсіювачів, які знаходяться в об'ємі, що одночасно відбиває електромагнітну енергію. Таким чином, знову справедливе співвідношення  $F = 2V/\lambda$ , але тут  $V$  – відносна радіальна швидкість  $V_{ij} = v_i - v_j$  ( $i$ -ї частинки відносно  $j$ -ї частинки). Спектр  $S_p(F)$  називають спектром флуктуацій

сигналу некогерентної РЛС. Він пов'язаний із доплерівським спектром через інтеграл згортки:

$$S_p(F) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f-F)S(f)df, \quad F \geq 0 \quad (2.183)$$

Знаючи функцію  $S(f)$ , можна завжди обчислити  $S_p(F)$ . На жаль, зворотна задача не завжди може бути розв'язана однозначно. Але для деяких параметрів цих функцій, наприклад, для дисперсій, існує однозначний зв'язок. Це означає, що ширина спектра флюктуацій  $S_p(F)$  також є інформативним параметром у задачі локалізації ЗНТ. Можна показати, що теоретично дисперсія спектра  $S_p(F)$  рівно у два рази більше, ніж дисперсія доплерівського спектра  $S(f)$ :

$$\sigma_F^2 = 2 \sigma_f^2. \quad (2.184)$$

В роботі [34] це доведено із залученням теорії множин. Нехай  $A\{f\}$  є множина всіх доплерівських частот, що відповідають множині радіальних швидкостей частинок, які рухаються в роздільному об'ємі хмари. Позначимо через  $\Omega$  множину всіх елементів, яким притаманна властивість  $F = f_i - f_j$ , де  $i=1,2,\dots$ ,  $j=1,2,\dots$ , причому  $f_i \in A$ ,  $f_j \in A$ ,  $F \in \Omega$ , тобто  $\Omega(F)$  є множина всіх частот доплерівських биттів. В такому разі дисперсія  $\sigma_F^2$  спектра  $S_p(F)$  визначається формулою  $\sigma_F^2 = \overline{F^2} - (\overline{F})^2 = \overline{(f_i - f_j)^2} - (\overline{f_i - f_j})^2$ . Оскільки  $f_i$  і  $f_j$  є елементами однієї множини, то після перетворень одержуємо  $\sigma_F^2 = 2 \left[ \overline{f^2} - (\overline{f})^2 \right] = 2 \sigma_f^2$ , що і потрібно було довести.

На рис. 2.48 схематично показані доплерівський спектр  $S(f)$  і спектр флюктуацій інтенсивності  $S_p(F)$  некогерентної РЛС, обчислений за формулою (2.183). В ньому немає несучої частоти  $f_0$ . Для гауссового доплерівського спектра (права крива)  $S_p(F)$  – однобічний гауссовий спектр. Спектр  $S_p(F)$  завжди визначений тільки для позитивних частот, оскільки негативні частоти флюктуацій не мають фізичного сенсу. Отже, з вимірів ширини спектра і в разі некогерен-



тного радіолокатора можна одержати інформацію про турбулентність та інші метеорологічні явища завдяки зв'язку між  $\sigma_f$  і  $\sigma_F$ .

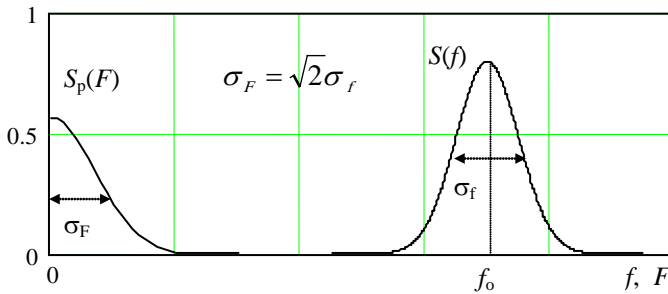


Рис. 2.48. Доплерівський спектр і спектр флуктуацій некогерентного радіолокатора

Очевидним недоліком  $\sigma_F$  як ІП є те, що хоча ширина спектра обвідної послідовності імпульсів некогерентної РЛС однозначно пов'язана з ШДС, спектр обвідної ширше ( $\sigma_F = \sqrt{2} \sigma_f$ ), що призводить до зниження точності оцінки і, головне, потребує ширшого діапазону однозначних вимірів частоти. Не дивлячись на це, методи, що розглядалися вище для вимірювання ШДС, можуть використовуватися і в некогерентних МНРЛС, які є простішими і дешевшими.

Розглянемо кілька специфічних методів обробки сигналу некогерентного радіолокатора.

**R-метр.** Одним з найперших приладів для оцінки ширини спектра є так званий R-метр. Він оцінює ширину спектра з частоти перетину обвідної відбитого від метеорологічного об'єкта сигналу заданого порогового рівня. Фактично R-метр фіксує моменти перетину обвідної порога, який приблизно дорівнює середньому значенню обвідної, і підраховує кількість таких перетинів у виборці. Відомо, що кількість перетинів заданого рівня  $U$  з позитивним нахилом  $N_a$  для релеївської обвідної дорівнює

$$N_U = \left( \frac{U}{U^2} \right)^{\frac{1}{2}} (2\pi\sigma_F^2)^{\frac{1}{2}} \exp \left\{ \frac{U^2}{U^2} \right\}. \quad (2.185)$$

Оскільки релєївський розподіл є однопараметричним, то математичне сподівання пов'язане з дисперсією  $\bar{U} = 0,79 \left( \overline{U^2} \right)^{\frac{1}{2}}$ . Тому при  $U = \bar{U}$  формула (2.185) спрощується:

$$N_{\bar{U}} = \sigma_F. \quad (2.186)$$

Беручи до уваги вирази (2.184) і (2.67), можна записати рівняння через  $\sigma_v$ :

$$N_{\bar{U}} = 2\sqrt{2} \frac{\sigma_v}{\lambda}. \quad (2.187)$$

Одна із схем обробки сигналу за алгоритмом  $R$ -метра показана на рис. 2.49. Фільтр усереднює сигнал, формуючи оцінку математичного сподівання. Компаратор видає на виході стандартний імпульс кожного разу, коли сигнал з виходу детектора перетинає своє середнє значення. Кількість цих імпульсів за одиницю часу підраховується лічильником.

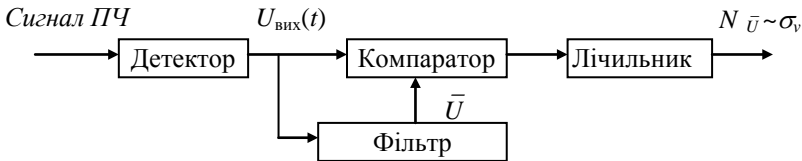


Рис. 2.49. Спрощена схема  $R$ -метра

На жаль такий пристрій добре працює лише при відсутності значних шумів. Інакше  $R$ -метр буде показувати ширину спектра шуму навіть тоді, коли відбитого сигналу взагалі не буде.

**Інтервали кореляції.** При розгляді когерентних методів було указано на доцільність обробки сигналу не у частотній, а у часовій області. Спершу така обробка проводилась у некогерентних радіолокаторах [38]. Замість вимірювання спектра обвідної  $S_p(f)$  вимі-

рювались АКФ обвідної флуктуючого сигналу. Параметром АКФ, який відповідає ширині спектра  $\sigma_F$ , є інтервал кореляції. Існують різні визначення інтервалу кореляції. Будемо вважати, що інтервал кореляції – це проміжок часу, за який нормована АКФ спадає від одиниці до заданого рівня  $0 < k < 1$ . На рис. 2.50 позначено інтервал кореляції на рівні  $k=0,5$ .

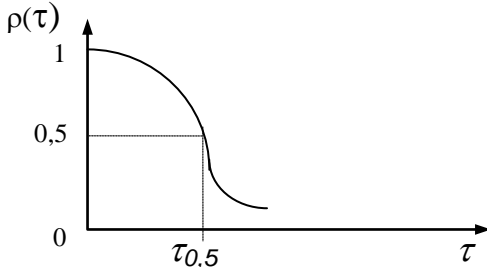


Рис. 2.50. Інтервал кореляції  $\tau_{0,5}$  на рівні 0,5

Величина  $\tau_{0,5}$  обернено пропорційна ширині спектра  $\sigma_F$  при постійній формі спектра:  $\tau_{0,5} \sim 1/\sigma_F$ . Отже, замість вимірювань ширини спектра  $\sigma_F$  можна вимірювати величину інтервалу кореляції, наприклад,  $\tau_{0,5}$  (якщо це технічно зручніше). Тільки зв'язок з турбулентністю в цьому випадку зворотний: чим вище інтенсивність турбулентності, тим вужча ширина АКФ, тобто менше інтервал кореляції.

Очевидний алгоритм вимірювання  $\tau_k$  на будь-якому рівні  $0 < k < 1$  полягає в обчисленні послідовності коефіцієнтів кореляції при затримці  $\tau = mT_n$ ,  $m=1,2,\dots$  з припиненням процесу обчислень, коли вперше буде виконуватися умова  $\rho(m_i T_n) \leq k$ . При цьому оцінка  $\tau_k = m_i T_n$ . Ясно, що дискретність тут обумовлена імпульсним характером випромінювання і буде тим меншою, чим менше  $T_n$ . Цей метод придатний для обробки сигналів з невідомою формою АКФ.

У разі гауссівського спектра [38]

$$\tau_k = \frac{|\ln k|^{1/2}}{2\pi\sigma_f} = \frac{|\ln k|^{1/2}}{\sqrt{2}\pi\sigma_F}; \quad \tau_{0,5} = \frac{0,515}{\sigma_f} = \frac{0,588}{\sigma_F}. \quad (2.188)$$

**Коефіцієнти міжперіодної кореляції.** Якщо вважати форму АКФ відомою і сталою, наприклад, гауссовою, то одна точка нормованої АКФ  $\rho(\tau \neq 0)$  повністю буде визначати всю криву (разом з відомою точкою  $\rho(0)=1$ ). Тоді виникає можливість використати той факт, що

$$\tau_k = f[\rho(T_n)], \quad (2.189)$$

де  $\rho(T_n)$  – коефіцієнт міжперіодної кореляції (КМК).

Незважаючи на те, що функція  $f[*]$  у загальному випадку нелінійна, вираз (2.189) дає можливість використовувати величину КМК  $\rho(T_n)$  як інформативний параметр, причому, чим менше  $\rho(T_n)$ , тим вище інтенсивність турбулентності, тобто тим небезпечніше. Згідно з роботою [38],

$$\rho(T_n) = \exp\{-4\pi^2\sigma_f^2 T_n^2\} = \exp\{-2\pi^2\sigma_F^2 T_n^2\}, \quad (2.190)$$

звідки

$$\sigma_f = \frac{|\ln[\rho(T_n)]|^{1/2}}{2\pi T_n}; \quad \sigma_F = \frac{|\ln[\rho(T_n)]|^{1/2}}{\sqrt{2}\pi T_n}. \quad (2.191)$$

Практично цей алгоритм дуже близький до пульс-парного алгоритму (2.173). Необхідно тільки підкреслити, що вираз (2.190) є нормованою АКФ обвідної сигналу некогерентного радіолокатора, в той час як рівняння (2.171) – нормована АКФ сигналу когерентної РЛС. Перехід від  $\sigma_f$  до  $\sigma_v$  в формулі (2.191) здійснюється через  $\lambda/2$ . Звичайно, процес оцінки  $\rho(T_n)$  простіший і більш оперативний, ніж вимірювання величини інтервалу кореляції  $\tau_{0,5}$  на рівні 0,5.

Доцільно зауважити, що і  $R$ -метр, і будь-які інші методи, основані на вимірюванні обвідної, в радіолокаційній метеорології практично витиснені когерентно-імпульсними методами, але некогерентні методи залишаються корисними для бортових МНРЛС, і відповідні алгоритми продовжують удосконалюватися. Зокрема, в роботі [52] синтезовані та досліджені нові адаптивні алгоритми виявлення турбулентності в хмарах і опадах для некогерентних радіолокаторів.

**Проблеми когерентно-імпульсних РЛС та можливості шумових радіолокаторів.** Допплерівські радіолокаційні станції (імпу-

льсні або неперервні з частотною модуляцією) є могутнім засобом дистанційного зондування метеорологічних явищ. Більшість метеорологічних радіолокаторів сьогодні на практиці є когерентно-імпульсними, або імпульсно-доплерівськими. На початку цього розділу були указані основні труднощі й обмеження когерентно-імпульсних вимірювань. Але у контексті застосування шумових радіолокаторів варто докладніше обговорити дві проблеми когерентно-імпульсних РЛС.

По-перше, розмір елемента дальності, що визначає роздільну здатність по дальності, залежить від тривалості імпульсу. Тому важко досягти достатнього розділення за дальністю з прийнятною випромінюваною потужністю і розділенням за швидкістю. По-друге, з урахуванням реальних швидкостей руху розсіювачів у відбивальному об'ємі особливо серйозно постає проблема неоднозначності вимірювань. Якщо вибрати частоту повторення імпульсів, виходячи з максимально можливої ШДС, то діапазон однозначно вимірюваних відстаней виявиться неприпустимо малим. Якщо ж прийняти частоту повторення імпульсів досить низькою, щоб забезпечити необхідний діапазон вимірювання дальності, то значна частина спектральних складових буде за межами діапазону Котельнікова-Найквіста і не дасть адекватного внеску в оцінку ШДС.

Невизначеність при вимірюванні швидкості пов'язана з неможливістю відрізнити істинну частоту доплерівського зсуву від частоти підміни. Ці частоти рознесені на інтервал Найквіста (прояв стробоскопічного ефекту).

Проблема неоднозначних відбитків є особливо несприятливим обмеженням імпульсно-доплерівських радіолокаторів при дослідженні розподілених цілей. Вона полягає в тому, що максимальна однозначна дальність і максимальна однозначна швидкість пов'язані обернено пропорційно: фактично, їхній добуток є константою. Здатність радіолокатора, який випромінює послідовність рівновіддалених імпульсів, однозначно вимірювати і швидкість, і дальність визначається наступним співвідношенням невизначеності:

$$R V = c\lambda/8, \quad (2.192)$$

де  $R$  – максимальна однозначно вимірювана дальність ;  $V$  – максимальна однозначно вимірювана швидкість ;  $\lambda$  - довжина хвилі;  $c$  - швидкість поширення електромагнітних хвиль.

При використанні відліків обох складових комплексного радіолокаційного сигналу ( $I$  і  $Q$ ) з'являється можливість визначити знак доплерівського зсуву і розширити інтервал однозначного вимірювання швидкості до  $\pm V$ . Збільшення довжини хвилі  $\lambda$  сприяє зменшенню невизначеностей, однак для бортових метеорологічних радіолокаторів  $\lambda$  задана в  $x$ -діапазоні, і змінити її неможливо.

Існують різні типи радіолокаційних систем, що дозволяють позбутися невизначеності при радіолокації скінченного числа дискретних цілей, властивості яких міняються не в занадто широкому діапазоні. На жаль, вони є непридатними для вимірювання характеристик метеорологічних цілей, які квазінеперервно розподіляються по великих областях простору (від десятків до сотень кілометрів). Іншою особливістю метеоцілей є великий розкид радіальних доплерівських швидкостей, який може досягати  $\pm 50$  м/с. Це збільшує природну декорельованість процесу. Тому можливість збільшення  $T_n$  обмежена границею, яка визначається вимогою збереження корельованості відбитих імпульсів при проведенні точних доплерівських вимірювань. Зі збільшенням  $T_n$  коефіцієнт кореляції буде зменшуватися, а дисперсії оцінок середньої доплерівської швидкості і ширини спектра будуть зростати за експонентним законом. Отже, при одержанні оцінок моментів доплерівського спектра повинна виконуватися нерівність

$$\lambda/2T_n \geq 2\pi\sigma_v \quad . \quad (2.193)$$

Для забезпечення необхідного діапазону однозначних вимірювань дальності і вираз

$$c\lambda/4R \geq 2\pi\sigma_v \quad (2.194)$$

визначає умову корельованості вибіркового значень радіолокаційних відбиттів. Таким чином, вираз (2.194) є необхідною умовою збереження корельованості вибіркового сигналу. При фіксованому  $\lambda$  обмеження по дальності визначається шириною спектра, і навпаки, обмеження по ширині спектра  $\sigma_v$  обумовлюються дальністю  $R$ .

Ширина спектра  $\sigma_v$ , яка спершу обумовлена характеристиками самої метеоцілі, залежить також від швидкості обертання антени і

розмірів роздільного об'єму. Для бортових метеорологічних вимірювань відносна швидкість переміщення літак-метеоціль завжди набагато більше однозначного інтервалу вимірювання швидкості. Крім того, вимірювання в метеоцілях, зміщених відносно осі літака, приводять до змін середньої радіальної швидкості в широких межах (практично від нульової швидкості до швидкості польоту літака).

Зсув доплерівського спектра в зоні невизначеності при скануванні антени РЛС навіть за час вимірювання призведе до розмивання й істотного перекручування спектра. Це унеможливило не тільки вимірювання середньої доплерівської частоти, але й ширини спектра без застосування спеціальних заходів утримування спектра в зоні однозначного вимірювання, наприклад, шляхом компенсації відносно середньої швидкості переміщення літака і метеоцилі.

Нехай для бортової МНРЛС із  $\lambda=3,2$  см і максимальною дальністю виявлення турбулентності 100 км період повторення  $T_n$  випромінюваних сигналів складає 600 мкс ( $F_n \approx 1600$  Гц). При цьому для доплерівських вимірювань інтервал однозначного вимірювання середньої доплерівської частоти і неперекручування спектра складає  $\pm 13$  м/с. Якщо прийняти спектр нормальним із шириною  $\sigma_v$ , то його складові з імовірністю 0,997 будуть знаходитися в межах  $\pm 3\sigma_v$  відносно середньої швидкості. Для спектра, що відповідає небезпечному порогу при  $V=200$  м/с,  $\sigma_v=10-15,8$  м/с. Усі складові спектра будуть займати інтервал  $\pm(15-23,1)$  м/с відносно середньої швидкості. При інтервалі однозначного вимірювання  $\pm 13$  м/с такий спектр спотворюється, що призводить до помилок його вимірювання. Якщо ж середня швидкість не буде збігатися з центром інтервалу однозначного вимірювання, тобто спектр виявиться несиметричним, то помилки вимірювання зростуть ще більше.

При визначенні турбулентності за різницею середніх швидкостей у двох імпульсних об'ємах (див. розділ 2.8.2) необхідно, щоб ці швидкості зі своїми спектрами також знаходилися в межах інтервалу їхнього однозначного визначення. При указаному інтервалі спектри швидкостей будуть несиметричні, що призведе до помилок вимірювання як середніх швидкостей, так і їхньої різниці.

Таким чином, хоч сьогодні доплерівські РЛС є найбільш прийнятними для виявлення небезпечної турбулентності в наземних умовах при вузьких ДН антен, їхнє застосування на борту літака по-

требує компенсації швидкості літака. Побудова літакової МНРЛС із компенсацією швидкості можлива, наприклад, шляхом використання місцевого гетеродина, який перестроюється для забезпечення компенсації доплерівського зсуву. Однак, при відносній швидкості літак–метеоутворення 200 м/с доплерівський зсув складає 12,5 кГц і його компенсацію з точністю хоча б до десятків герців технічно здійснити досить складно.

Зазначені обмеження, характерні для когерентно-імпульсних радіолокаторів при зондуванні об'ємно розподілених цілей, можна подолати за рахунок використання шумового радіолокатора [53]. Спрощена схема шумового радіолокатора наведена на рис. 2.51.

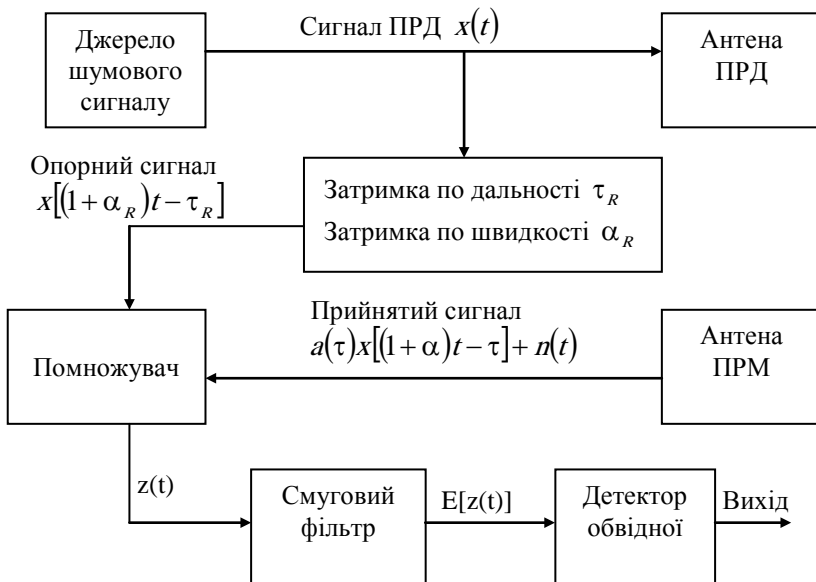


Рис. 2.51. Спрощена схема шумового радіолокатора

Особливість такого радіолокатора полягає в тому, що його зондувальний сигнал є абсолютно хаотичним, недетермінованим. Але цей сигнал характеризується відомою кореляційною функцією. На практиці такий сигнал можна отримати із дробового шуму, наприклад, лампи рухомої хвилі. Випромінюваний сигнал може бути та-



кож імпульсним, що дозволяє використовувати одну антену на передачу і приймання. Однак для зручності аналізу в даному випадку припустимо, що зондувальний сигнал є стаціонарним широкосмуговим гауссовим шумом. Нехай здійснюється зондування одиничної точкової цілі, яка знаходиться на дальності  $r$  у момент часу  $t=0$  і рухається з постійною радіальною швидкістю  $v$ . Тоді затримка в часі відбитого сигналу  $\tau$  і зсув за швидкістю  $\alpha$  (який відповідає доплерівському зсуву частоти) задаються наступними рівняннями:

$$\tau = \frac{2r}{c}; \quad \alpha = \frac{2v}{c-v} \approx \frac{2v}{c}, \quad (2.195)$$

де  $c$  - швидкість поширення електромагнітних коливань.

Якщо сигнал передавача позначити  $x(t)$ , то відбитий сигнал від одиничного точкового відбивача можна записати у вигляді  $a(\tau)x[(1+\alpha)t-\tau]$ , де  $a(\tau)$  - коефіцієнт ослаблення  $0 < a(\tau) < 1$ . Цей прийнятий сигнал разом із внутрішнім шумом приймача  $n(t)$  подається на корелятор, який складається з помножувача й інтегратора у вигляді смугового фільтра. На другий вхід помножувача надходить опорний сигнал передавача, скоригований на час запізнювання і частоту доплерівського зсуву  $x[(1+\alpha_r)t-\tau_r]$ . Сигнал на виході корелятора може розглядатися як сума його очікуваного значення і нульового середнього значення шуму. Це очікуване значення, що і є бажаним виходом корелятора, можна записати у вигляді  $E\{z(t)\} = E\{a(\tau)x[(1+\alpha)t-\tau] + n(t)x[(1+\alpha_r)t-\tau_r]\}$ , де  $E\{*\}$  - математичне сподівання величини у фігурних дужках. Оскільки  $n(t)$  має нульове середнє значення і не залежить від  $x(t)$ ,

$$E\{z(t)\} = \overline{a(\tau)} R_x[(\alpha_r - \alpha)t - (\tau_r - \tau)]. \quad (2.196)$$

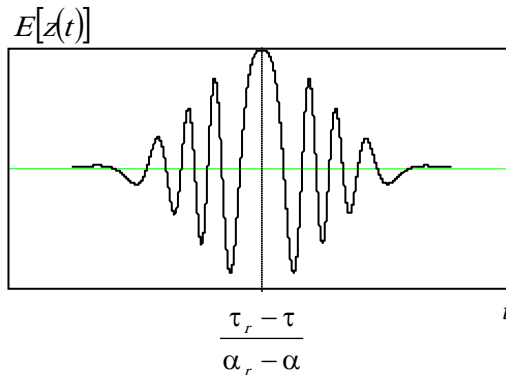
Вираз (2.196) являє собою АКФ смугового випадкового процесу і може бути записаний в термінах повільно мінливої амплітуди (обвідної) і повільно мінливої центральної частоти:

$$E\{z(t)\} = \overline{a(\tau)} R_c[(\alpha_r - \alpha)t - (\tau_r - \tau)] \cos \omega_c [(\alpha_r - \alpha)t - (\tau_r - \tau)] \quad (2.197)$$

Графік функції (2.197) показано на рис. 2.52. Кутова частота цього коливання дорівнює  $\omega = \omega_c(\alpha_r - \alpha)$ , а момент часу, коли настає пік АКФ, визначається за формулою  $t_p = \tau_r - \tau/\alpha_r - \alpha$ .

У такому радіолокаторі роздільна здатність за швидкістю залежить від смуги пропускання фільтра, що стоїть за помножувачем. Фільтри з більш вузькою смугою пропускання забезпечують краще розрізнення цілей, що мають близькі швидкості. Роздільна здатність по дальності залежить від ширини піка кореляційної функції, показаної на рис. 2.52. Ця ширина обернено пропорційна ширині спектра випромінюваного сигналу.

Рис. 2.52. Очікувана вихідна напруга корелятора



Важливою перевагою шумового радіолокатора є те, що ширина смуги частот переданого сигналу і ширина смуги частот фільтра можуть встановлюватися і регулюватися незалежно. Таким чином, можна одночасно керувати розділенням за дальністю і за швидкістю.

Інша перевага шумового радіолокатора полягає в тому, що зондувальний сигнал не є періодичним і, отже, немає ніяких неоднозначностей вимірювання дальності. Звідси випливає, що завжди є можливість установити параметри неоднозначності за швидкістю поза областю, що представляє інтерес. Це означає, що шумовий радіолокатор може вимірювати дуже широкі доплерівські спектри.

Радіолокатор із шумовим сигналом може бути реалізований як цифрова система. При цьому немає принципових обмежень щодо ширини смуги і центральної частоти сигналу передавача, тобто, ана-

логічний метод можна застосовувати також в акустичних та оптичних системах.

## 2.6. ПОЛЯРИЗАЦІЙНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛІВ МЕТЕОРОЛОГІЧНИХ ЦІЛЕЙ

Радіолокатори з рознесенням по поляризації відрізняються перемінною поляризацією зондувального і/або прийнятого сигналу, а також забезпечують приймання двох ортогонально поляризованих радіохвиль. Це дозволяє визначати такі характеристики гідрометеорів, як розміри, форму, просторову орієнтацію і термодинамічний стан [26]. Ціль цього розділу полягає в тому, щоб дати уявлення про принципи поляризації сигналів стосовно метеорологічного радіолокатора.

### 2.6.1. Матриця зворотного розсіювання

Поляризаційні характеристики окремого гідрометеора мають фундаментальне значення. Ці характеристики описуються за допомогою матриці зворотного розсіювання  $[\mathbf{S}]$ , яка зв'язує електричне поле зворотного розсіювання  $[\mathbf{E}]^b$  в антені з падаючим електричним полем  $[\mathbf{E}]^i$  наступним чином:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_1 \\ \mathbf{E}_2 \end{bmatrix}^b = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_1 \\ \mathbf{E}_2 \end{bmatrix}^i \frac{\exp(-jk r)}{r}, \quad (2.198)$$

де індекси 1 і 2 означають дві ортогональні поляризації, наприклад, лінійну вертикальну і лінійну горизонтальну або кругову правого обертання і кругову лівого обертання, а  $k = 2\pi/\lambda$  - хвильове число. Перший індекс елемента матриці розсіювання відноситься до поляризації зворотного розсіювання, а другий – до поляризації падаючого електричного поля. У взаємозворотному середовищі, яким є сукупність гідрометеорів,  $s_{12} = s_{21}$ . Ортогональні поля з круговою поляризацією можуть бути виражені в термінах ортогональних лінійно поляризованих полів через перетворення

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_r \\ \mathbf{E}_l \end{bmatrix}^i = [\mathbf{G}] \begin{bmatrix} \mathbf{E}_h \\ \mathbf{E}_v \end{bmatrix}^i, \quad (2.199)$$

в якому матриця  $[\mathbf{G}] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} j & 1 \\ -j & 1 \end{bmatrix}$ ; індекси  $r, l$  позначають праву і ліву кругові поляризації;  $h, v$ - горизонтальну і вертикальну лінійні поляризації.

Аналогічні співвідношення можна записати і для полів зворотного розсіяння, але тоді необхідно використовувати матрицю, спряжену стосовно  $[\mathbf{G}]$ , оскільки при відбитті від гідрометеора хвиля кругової поляризації змінює напрямок обертання на протилежний відносно хвилі передавача. Отже,

$$[\mathbf{E}_c]^b = [\mathbf{G}^*][\mathbf{E}_+]^b, \quad (2.200)$$

де індекси  $c$  і  $+$  відповідно означають ортогональні пари з круговою і лінійною поляризацією. З рівнянь (2.198), (2.199) і (2.200) можна одержати наступне співвідношення між матрицями розсіяння для лінійної і кругової поляризації:

$$[\mathbf{S}_c] = [\mathbf{G}^*][\mathbf{S}][\mathbf{G}^*]^{-1}. \quad (2.201)$$

Тому індивідуальні елементи зв'язані між собою співвідношеннями

$$\begin{aligned} s_{rr} &= (s_{vv} - s_{hh} - j2s_{vh})/2 \\ s_{ll} &= (s_{vv} - s_{hh} + j2s_{vh})/2 \\ s_{lr} &= s_{rl} = (s_{vv} + s_{hh})/2 \end{aligned} \quad (2.202)$$

Таким чином, можна переходити від одного ортогонального поляризаційного базису до іншого.

### 2.6.2. Коваріаційна матриця зворотного розсіяння

Для ясності викладу і з огляду на практичне значення лінійної ортогональної поляризації, розглянемо лише лінійний поляризаційний базис, але зазначимо, що результати мають силу і для будь-якого іншого ортогонального поляризаційного базису. При першому розгляді ефекти поширення радіохвиль враховувати не будемо. Згідно з роботою [26] розглянемо лінійно поляризоване електричне поле зворотного розсіяння деякого гідрометеора на відстані  $r_n$

$$E_{ij} = \frac{P_j^{1/2} G_A^{1/2} F(\theta, \psi) \eta_0^{1/2} s_{ij}(n)}{2\sqrt{\pi} r_n} \exp(-j2kr_n), \quad (2.203)$$

де  $s_{ij}$ - елемент матриці зворотного розсіювання (2.198) для  $n$ -го гідрометеора,  $k$ - хвильове число,  $P_j$ - потужність ПРД,  $G_A$ - коефіцієнт підсилення антени (при поширенні хвилі в одному напрямку),  $F(\theta, \psi)$ - нормована форма ДН антени,  $\eta_0 = 377$  Ом – повний опір вільного простору, а  $E_{ij}$ - напруженість прийнятого поля. Величина поля, що падає на розсіювач, задається формулою  $P_j^{1/2} G_A^{1/2} F(\theta, \psi) \eta_0^{1/2} / 2\sqrt{\pi} r_n$  так, щоб задовольнялася умова зв'язку коефіцієнтів розсіювання  $s_{ij}$  в формулі (2.203) з ефективною площею зворотного розсіювання  $\sigma_u$  відповідно до співвідношення

$$|s_{hh}|^2 = \frac{\sigma_u}{4\pi}. \quad (2.204)$$

Напруга сигналу  $u_{ij}$  на виході приймача в метеорологічних радіолокаторах обробляється з метою визначення властивостей гідрометеорів. Напруга  $u_{ij}$  для  $n$ -го гідрометеора пропорційна коефіцієнту розсіювання і може бути записана у вигляді

$$u_{ij}(\mathbf{r}_n) = s_{ij}(n) F(\mathbf{r}_n) \exp(-j2kr_n). \quad (2.205)$$

Коефіцієнт пропорційності  $F(\mathbf{r}_n)$  включає залежність від дальності, ослаблення, вагової функції та інших параметрів системи (розділ 2.5.4). Напруга  $U_{ij}$  для сукупності розсіювачів є суперпозицією напруг від кожного індивідуального розсіювача ((розділ 2.5.4, рівняння (2.94)):

$$U_{ij} = \sum_n s_{ij}(n) \exp(-j2kr_n) F(\mathbf{r}_n). \quad (2.206)$$

Середнє значення  $U_{ij}$  дорівнює нулю через взаємокомпенсований внесок фазових членів у результат підсумовування. Тому як характеристики поляризованих сигналів звичайно використовують рі-

зні моменти другого порядку  $\langle U_{ij} U_{kl}^* \rangle$  і зв'язують їх з властивостями розсіювачів (трикутні дужки означають математичне сподівання, а зірочка – комплексно спряжену величину). Виходячи з виразу (2.206), можна показати, що

$$\langle U_{ij} U_{kl}^* \rangle = \sum_n \langle [s_{ij}(n) s_{kl}^*(n)] \rangle |F(\mathbf{r}_n)|^2 = \langle s_{ij} s_{kl}^* \rangle \int |F(\mathbf{r}_n)|^2 dV. \quad (2.207)$$

В останній рівності підсумовування по  $n$  замінено інтегралом вагової функції по відбивальному об'єму і передбачається, що об'єм рівномірно заповнений розсіювачами. У загальному випадку моменти другого порядку (2.207) можуть бути згруповані в коваріаційну матрицю 4x4, однак завдяки взаємності член  $U_{ij} = U_{ji}$ , тому коваріаційна матриця зводиться до розмірності 3x3. З рівняння (2.207) видно, що коваріаційна матриця напруг є помноженою на скаляр коваріаційною матрицею зворотного розсіяння, яку можна розписати як

$$\begin{pmatrix} \langle |s_{hh}|^2 \rangle & \langle s_{hv} s_{hh}^* \rangle & \langle s_{vv} s_{hh}^* \rangle \\ \langle s_{hh} s_{hv}^* \rangle & \langle |s_{hv}|^2 \rangle & \langle s_{vv} s_{hv}^* \rangle \\ \langle s_{hh} s_{vv}^* \rangle & \langle s_{hv} s_{vv}^* \rangle & \langle |s_{vv}|^2 \rangle \end{pmatrix}. \quad (2.208)$$

Користуючись цією коваріаційною матрицею, можна ввести деякий набір поляризаційних параметрів радіолокаційного сигналу, які можуть бути вимірювані, і зв'язати ці параметри з фізичними величинами, що спостерігаються, і властивостями розсіювачів.

### 2.6.3. Поляриметричні вимірювані параметри

Поляриметричні вимірювані параметри, або перемінні – це надлишкові характеристики зворотного розсіяння, що залежать від поляризації.

Математичні сподівання в матриці (2.208) виражаються в термінах розподілів властивостей гідрометеорів, таких як еквівалентний діаметр, форма, кут нахилу. Тому в загальному вигляді можна записати

$$\langle s_{ij} s_{kl}^* \rangle = \int N(\mathbf{X}) s_{ij} s_{kl}^* d\mathbf{X}, \quad (2.209)$$

де  $N(\mathbf{X})$ - щільність імовірності властивостей розсіювача, представлених вектором  $\mathbf{X}$ .

Недіагональні симетричні елементи коваріаційної матриці (2.208) спряжені між собою. Фактично матриця містить дев'ять дійсних величин (три – на головній діагоналі і шість недіагональних елементів), які можуть бути вимірювані поляриметричним радіолокатором. Більшість елементів коваріаційної матриці зворотного розсіяння можна використовувати самостійно або в комбінації з іншими елементами, щоб діставати інформацію про властивості гідрометеорів.

Можна назвати низку характерних ознак, що описують властивості сукупності гідрометеорів, таких як параметри розподілу частинок за розмірами, термодинамічного стану гідрометеорів, форми гідрометеорів, їхньої просторової орієнтації і т.ін. Припустимо, що є всього п'ять-сім найбільш важливих параметрів. Тоді здається, що з дев'яти вимірних величин можна оцінити досить багато параметрів, які характеризують властивості гідрометеорів. Це дійсно так у деяких окремих випадках, наприклад, при зондуванні чистого дощу. Але на практиці гідрометеори часто являють собою досить різномірну суміш, не завжди мають певну форму, і їхні поляриметричні сигнали є досить невизначеними. Більше того, зв'язки між параметрами відбивачів і вимірних величин є нелінійними, а також завуальовані інтегралами матсподівань (як у формулі (2.209)). Тому дослідники використовують спеціальні комбінації вимірюваних величин, щоб виключити деякі характеристики властивостей гідрометеорів і виділити інші.

Деякі поляриметричні вимірювані перемінні, отримані з розглянутих параметрів коваріаційної матриці зворотного розсіяння, наведені нижче:

1. Радіолокаційна відбиваність (РВ) при горизонтальній поляризації

$$Z_h = \frac{4\lambda^4}{\pi^4 |K|^2} \langle |s_{hh}|^2 \rangle, \quad (2.210)$$

де  $|K|^2$  - те саме, що у формулі (2.19).

2. РВ при вертикальній поляризації



$$Z_h = \frac{4\lambda^4}{\pi^4 |K|^2} \langle |s_{vv}|^2 \rangle . \quad (2.211)$$

3. Диференціальна відбиваність

$$Z_{DR} = 10 \log \frac{|s_{hh}|^2}{|s_{vv}|^2} . \quad (2.212)$$

4. Лінійне деполаризаційне відношення

$$LDR_{hv} = 10 \log \frac{|s_{hv}|^2}{|s_{vv}|^2} \quad (2.213)$$

або

$$LDR_{vh} = 10 \log \frac{|s_{vh}|^2}{|s_{vv}|^2} . \quad (2.214)$$

5. Кореляційний коефіцієнт при нульовому зсуві

$$\rho_{hv}(0) = \frac{\langle s_{vv} s_{hh}^* \rangle}{\langle |s_{hh}|^2 \rangle^{\frac{1}{2}} \langle |s_{vv}|^2 \rangle^{\frac{1}{2}}} . \quad (2.215)$$

Крім цих п'яти вимірюваних перемінних, можуть бути використані й інші, наприклад, диференціальна фаза, що представляє собою різницю фаз сигналів на ортогональних поляризаціях.

#### 2.6.4. Зміна поляризації при відбитті від несферичних частинок

Після зроблених визначень і введення нових вимірюваних параметрів, які враховують поляризаційні особливості сигналів, розглянемо фізичний бік поляриметричного зондування метеорологічних об'єктів. У розділах 2.4 і 2.5 нічого не говорилося про форму розсіювачів. По суті розглядалися частинки сферичної форми. Це було виправдано тим, що поляризаційні ефекти там не бралися до уваги. Однак більшість типів опадів містять несферичні частинки. Краплі дощу сплюснені, льодяні кристали витягнуті або сплюснені, сніжинки мають складну форму. На рис. 2.53 наведені фотографії реальних крапель дощу різних розмірів, з яких видно, що чим крупніша крапля, тим більше її форма відрізняється від сфери.

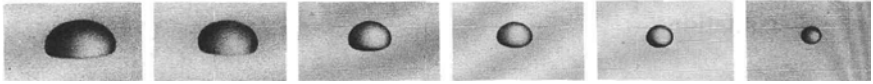


Рис. 2.53. Типові форми падаючих крапель дощу

Зворотне розсіяння на несферичних частинках залежить від поляризації зондувального електромагнітного сигналу. Тому шляхом зміни поляризаційних характеристик радіолокаційних антен можна дістати інформацію про форму гідрометеорів. При використанні поляризаційних характеристик з'являються додаткові можливості поліпшення якості ідентифікації типу гідрометеорів, а також підвищується точність оцінки інтенсивності опадів.

Для того, щоб врахувати несферичність гідрометеорів, за модель їхньої форми беруть сплюснені або витягнуті еліпсоїди (рис. 2.54). В окремому випадку при рівності двох із трьох осей еліпсоїда він перетворюється в сфероїд. Для таких моделей при виконанні умов релеївського розсіяння можна досить легко одержати вирази для ЕПР (зворотного розсіяння). При дуже коротких довжинах хвиль або у випадку надто великих частинок (тобто, коли умови Релея не виконуються) повинні застосовуватися трудомісткі чисельні методи, що реалізують підхід Мі. Звичайно для метеорологічних радіолокаторів релеївська апроксимація ще працює.

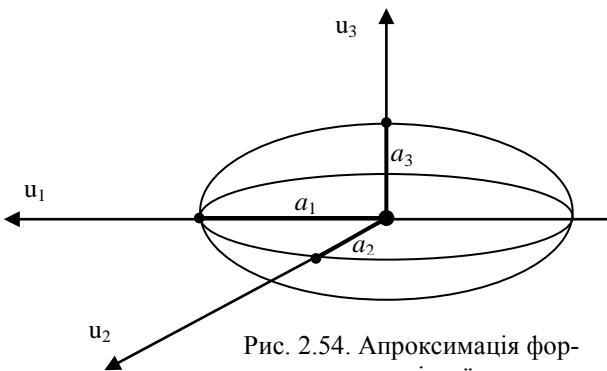


Рис. 2.54. Апроксимація форми частинки еліпсоїдом

**Випадок 1: Частинка знаходиться в положенні без нахилу.** Векторна діаграма розсіяння на несферичній частинці, представленій сфероїдом, для цього випадку показана на рис. 2.55. Коли електричне поле впливає на малу однорідну частинку, вона збуджується і поводить як електричний диполь. Дипольний момент  $\vec{p}$  пов'язаний з напруженістю падаючого поля  $\vec{E}_i$  через тензор поляризаційної здатності  $\vec{\gamma}$ :

$$\vec{p} = \vec{\gamma} \cdot \vec{E}_i; \quad (2.216)$$

$$\vec{\gamma} = V \varepsilon_o (\varepsilon_r - 1) \vec{\tau}, \quad (2.217)$$

де  $V$  – об'єм частинки,  $\varepsilon_r$  – відносна діелектрична проникність частинки, а  $\vec{\tau}$  – тензор форми, що виражає вплив форми частинки і геометрії на процес зворотного розсіяння. У випадку, якщо осі сфероїда збігаються з основною координатною системою, тобто частинка не нахилена, тензор форми буде являти собою таку матрицю:

$$\vec{\tau} = \sum \Lambda_i \vec{u}_i \vec{u}_i = \begin{bmatrix} \Lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \Lambda_2 & 0 \\ 0 & 0 & \Lambda_3 \end{bmatrix}. \quad (2.218)$$

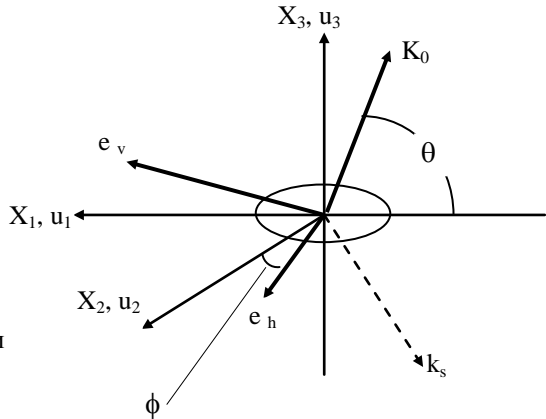


Рис. 2.55. Схема опромінення частинки (краплі). Випадок без нахилу краплі

Елементи цієї матриці  $\Lambda_i$  називаються електромагнітними коефіцієнтами форми частинки. Вони пов'язані з властивостями сфероїда:

$$\Lambda_i = \frac{1}{1 + \lambda_i(\epsilon_r - 1)}, \quad (2.219)$$

де  $\lambda_i$ - коефіцієнти, що визначаються тільки формою сфероїда:

$$\lambda_i = \frac{1}{2} a_1 a_2 a_3 \int_0^\infty dt \frac{1}{(1 + a_i^2) \sqrt{(t + a_1^2)(t + a_2^2)(t + a_3^2)}}. \quad (2.220)$$

Для коефіцієнтів  $\lambda_i$  справедлива умова

$$\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 = 1. \quad (2.221)$$

Величини  $a_i$  у формулі (2.220) є радіусами основних осей сфероїда. Для сфероїдів обертання дві осі рівні між собою:  $a_1 = a_2$ . При цьому  $\lambda_3 = 1 - 2\lambda_1 = 1 - 2\lambda_2$  і  $\Lambda_1 = \Lambda_2$ . Інтеграл (2.220) можна взяти аналітично і представити у вигляді функції відношення нерівних осей сфероїда  $\beta = \frac{1}{\xi} = \frac{a_1}{a_3}$ :

$$\lambda_3 = f(\beta). \quad (2.222)$$

Знаючи  $\lambda_i$ ,  $i=1,2,3$  і діелектричну проникність, легко розрахувати елементи тензора (2.218). У табл. 2.8 представлені результати розрахунків  $\lambda_i$  і  $\Lambda_i$  для деяких окремих випадків.

Напруженість розсіяного поля  $\vec{E}_s$  визначається за рівнянням

$$\vec{E}_s = \frac{k_o}{4\pi\epsilon_o r} \left( \vec{p} - (\vec{p} \cdot \vec{k}_s) \vec{k}_s \right) e^{-jk_o r}, \quad (2.223)$$

де  $k_o$  – хвильове число;  $\epsilon_o$  – діелектрична проникність вакууму;  $r$  – дальність до об'єму, що розсіює;  $\vec{k}_s$  – вектор поширення розсіяної хвилі. Припускають, що дипольний момент  $\vec{p}$  миттєво утвориться

під впливом напруженості падаючого поля  $\vec{E}_i$ . Тому його напрямок перпендикулярний до вектору падаючої хвилі  $\vec{k}_o$ .

Таблиця 2.8

**Коефіцієнти деполяризації і параметри форми для деяких граничних моделей частинок у вигляді сфероїдів**

Форма частинки	$\lambda_1$	$\lambda_2$	$\lambda_3$	$\Lambda_1$	$\Lambda_2$	$\Lambda_3$
Голки ( $a_3 \rightarrow \infty$ )	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	$\frac{2}{\epsilon_r + 1}$	$\frac{2}{\epsilon_r + 1}$	1
Пластини ( $a_3 \rightarrow 0$ )	0	0	1	1	1	$\frac{1}{\epsilon_r}$
Сфери ( $a_1 = a_3$ )	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{3}{\epsilon_r + 2}$	$\frac{3}{\epsilon_r + 2}$	$\frac{3}{\epsilon_r + 2}$

У випадку зворотного розсіяння  $\vec{k}_s = -\vec{k}_o$ , отже, напруженість поля зворотного розсіяння визначається з виразу (2.223) шляхом підстановки  $\vec{k}_s = -\vec{k}_o$ :

$$\vec{E}_s = \frac{k_o^2}{4\pi\epsilon_o r} \vec{p} e^{-jk_o r} . \quad (2.224)$$

При зробленому вище припущенні, що осі частинки збігаються з осями основної системи координат (тобто частинка не нахилена), останній вираз може бути переписаний з урахуванням виразів (2.216) і (2.217) у вигляді

$$\vec{E}_s = \frac{k_o^2}{4\pi\epsilon_o r} V(\epsilon_r - 1) \vec{\tau} \vec{E}_i e^{-jk_o r} = \frac{k_o^2}{4\pi r} V(\epsilon_r - 1) \vec{\tau} \vec{e} \left| \vec{E}_i \right| e^{-jk_o r} \quad (2.225)$$

Щоб розрахувати комплексну напругу прийнятого сигналу  $U_r$ , необхідно врахувати вектор поляризації приймальної антени  $\vec{e}_r$ :

$$U_r = \vec{e}_r \vec{E}_s = \frac{k_o^2}{4\pi r} V(\epsilon_r - 1) \left| \vec{E}_i \right| \vec{e}_r \vec{\tau} \vec{e} e^{-jk_o r} , \quad (2.226)$$

де  $r_t$  означає повну відстань, яку пройшла електромагнітна хвиля.

Інтенсивність електричного поля  $P$  пропорційна  $\frac{1}{2} \vec{E} \vec{E}^* = \frac{1}{2} |U_r|^2$ .

Формально визначена ефективна площа розсіяння (ЕПР) дорівнює

$$\sigma = 4\pi r^2 \frac{P_r}{P_i}, \quad (2.227)$$

тому ЕПР сфероїда можна записати у вигляді

$$\sigma_{ri} = \frac{k_o^4}{4\pi} V^2 (\epsilon_r - 1)^2 |\vec{e}_r \vec{\tau} \vec{e}_i|^2 = \frac{k_o^4}{4\pi} V^2 (\epsilon_r - 1)^2 q_{ri}. \quad (2.228)$$

У випадку зворотного розсіяння на сфері  $\vec{\tau}$  зводиться до  $\Lambda \sum_i^3 \vec{u}_i \vec{u}_i$ , де  $\Lambda = 3/\epsilon_r + 2$ . При  $\vec{e}_i = \vec{e}_r$  можна одержати наступну оцінку ЕПР:

$$\sigma = \frac{\pi^5 D^6}{\lambda^4} \left| \frac{(\epsilon_r - 1)}{(\epsilon_r + 2)} \right|^2. \quad (2.229)$$

Вираз (2.229) збігається з виразом, який раніше використовувався для релєївського розсіяння на сферичній частинці.

**Випадок 2: Нахилена частинка.** Розглянемо тепер більш загальний випадок, коли частинка нахилена, тобто її вісь симетрії знаходиться під кутом до вертикалі. Схема, що пояснює розташування осей частинки відносно основної системи координат, показана на рис. 2.56.

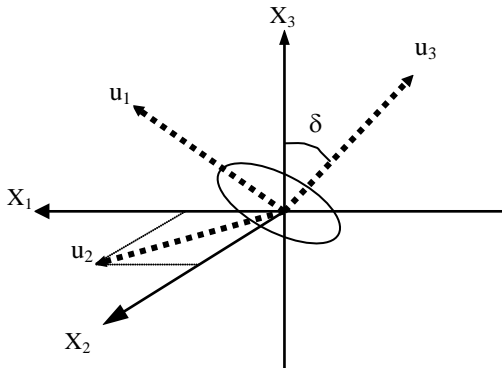


Рис. 2.56. Вісь симетрії частинки розташована під кутом  $\delta$  до осі  $x_3$

У цьому випадку вісь симетрії  $\vec{u}_3$  повертається на кут  $\delta$ . Визначення (розрахунк)  $\sigma_{ri}$  при цьому стає набагато складнішим. Припустимо:  $\theta = 90^\circ \cap \phi = 0$ , що означає вертикальне зондування. Тоді

$$q_{hh} = [(\Lambda_3 - \Lambda_1) \sin^2 \delta \sin^2 \alpha + \Lambda_1]^2; \quad (2.230)$$

$$q_{vv} = [(\Lambda_3 - \Lambda_1) \sin^2 \delta \cos^2 \alpha + \Lambda_1]^2; \quad (2.231)$$

$$q_{vh} = [0,5 \sin 2\alpha \sin^2 \delta (\Lambda_3 - \Lambda_1)]^2. \quad (2.232)$$

З виразу (2.232) випливає, що у випадку нахилу частинки ( $\delta \neq 0$ ) розсіяний сигнал містить крос-поляризаційну (перехресну) складову. Це лише один із проявів зв'язку поляризаційних параметрів з орієнтацією частинок.

### 2.6.5. Зв'язок поляризаційних параметрів з характеристиками метеорологічних утворень

З попереднього обговорення уже ясно, що поляризаційні характеристики дуже чутливі до форми й орієнтації частинок. Не заглиблюючись в теорію, наведемо результати розрахунків за допомогою математичних моделей, адекватність яких перевірена експериментально [46]. Ці результати ілюструють зв'язки параметрів поляризації радіолокаційного сигналу з характеристиками гідрометеорів.

Кут  $\delta$  нахилу частинок у хмарах і опадах є випадковою величиною і характеризується розподілом імовірностей значень  $\delta$ . Нехай щільність розподілу  $\rho(\delta)$  описується гауссовим розподілом з нульовим середнім і дисперсією  $\sigma_\delta$ . Тоді, відповідно до розрахунків, одержимо залежності диференціальної відбиваності  $Z_{DR}$  і лінійного деполаризаційного відношення  $L_{DR}$  від еквівалентного діаметра крапель  $D$ , тобто діаметра сфери, об'єм якої дорівнює об'єму несферичної краплі. Зокрема, залежність  $Z_{DR}$  від  $D$  наведена на рис. 2.57 для різних кутів нахилу антени у вертикальній площині при  $\sigma_\delta = 10^\circ$ . Ці розрахунки зроблені для випадку сталого падіння краплі в спокійній атмосфері. З графіків видно, що при зондуванні у вертикаль-

ному напрямку ( $90^\circ$ ) залежність від діаметра відсутня, і диференціальна відбиваність близька до нуля.

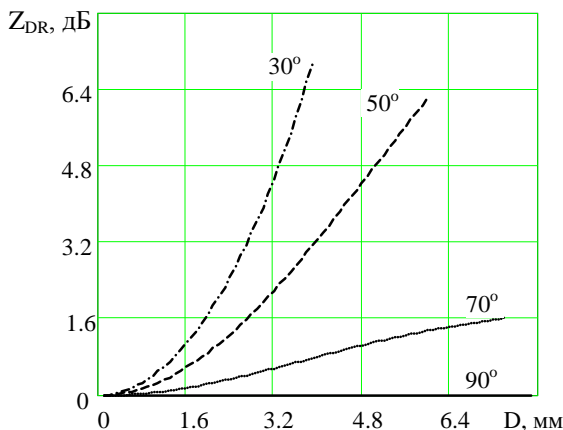


Рис. 2.57. Залежність диференціальної відбиваності від діаметра частинки при різних кутах нахилу антени

Це пояснюється тим, що краплі сплюснені у вертикальній площині і їхніми проекціями є кола. При нахилі антени  $Z_{DR}$  зростає, тому що проекція краплі на площину, перпендикулярна до променя, все більше відрізняється від кола, тобто сигнали з ортогональними поляризаціями розсіюються по-різному. Чим більше  $D$ , тим більше відрізняється крапля від сфери, тим більше  $Z_{DR}$ .

Залежність диференціальної відбиваності від діаметра частинки при постійному куті нахилу антени ( $60^\circ$ ), але при різних значеннях дисперсії кута нахилу частинки ( $\sigma_\delta = 1; 10; 30; 50$  град.) наведена на рис. 2.58. Аналіз цього графіка показує, що зростання дисперсії кутів нахилу частинки, а отже, підвищення ймовірності відхилення частинки від нормального положення падаючої краплі (рис. 2.53) нівелює звичайну залежність  $Z_{DR}(D)$ . При збільшенні дисперсії  $\sigma_\delta$  криві стають більш пологими. За реальних умов великий розкид кутів  $\delta$  нахилу частинки може бути зумовлений динамічними процесами, такими як турбулентність, зсув вітру, торнадо.

У випадку несферичних твердих частинки, таких як град чи сніжинки, внаслідок несиметричності розсіювачів розсіяння на різних поляризаціях буде різним. Крім того, може з'явитися істотна



крос-поляризаційна складова, тобто відбиття на ортогональній поляризації відносно поляризації падаючої хвилі.

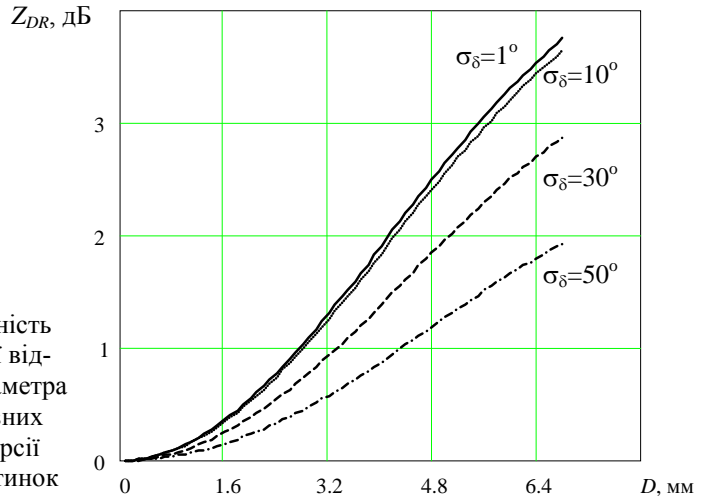


Рис. 2.58. Залежність диференціальної відбиваності від діаметра частинок при різних значеннях дисперсії кута нахилу частинок

На рис. 2.59 показані результати розрахунків лінійного деполаризаційного відношення  $L_{DR}$ , яке і характеризує саме величину перехресного компонента у відбитому сигналі.

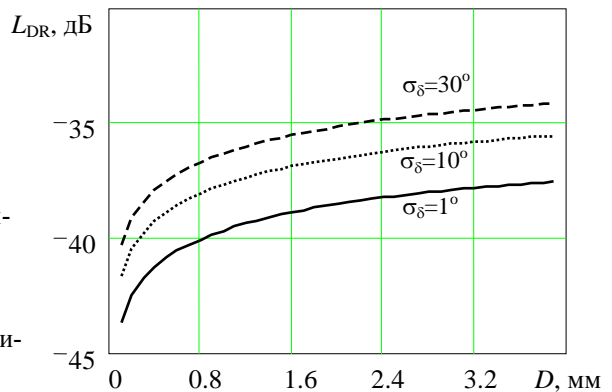


Рис.2.59. Залежність лінійного деполаризаційного відношення від діаметра частинок при різних значеннях дисперсії кута нахилу частинок

Розрахунки проводилися для крапель дощу при нахилі антени  $30^\circ$  для різних значень дисперсії кутів орієнтації частинок  $\sigma_\delta$ . Спостерігається зростання величини  $L_{DR}$  як функції еквівалентного діаметра краплі  $D$ , причому більш хаотична орієнтація частинок (велике значення  $\sigma_\delta$ ) призводить до зростання лінійного деполаризаційного відношення. Таким чином, турбулентність, очевидно, впливає на параметри  $Z_{DR}$  і  $L_{DR}$  протилежним чином. Імовірно, що одночасне вимірювання обох поляризаційних параметрів може дати більш певну інформацію про мікрофізичні характеристики гідрометорів в досліджуваному об'ємі хмари.

З наведених формул і результатів розрахунків випливає, що диференціальна відбиваність  $Z_{DR}$  реагує на зміну розмірів частинок при кутах нахилу антени, відмінних від  $90^\circ$ . Лінійне деполаризаційне відношення  $L_{DR}$  зростає при збільшенні розкиду кутів нахилу частинок несферичної форми.

Насправді ситуація ще більш складна, оскільки мова йде про розгляд розсіяння на ансамблі частинок з урахуванням їх розподілу за розмірами і ЕПР. Однак, не заглиблюючись в складні теоретичні питання, перейдемо до практичних можливостей оцінки поляризаційних параметрів.

### 2.6.6. Вимірювання поляризаційних параметрів

Найбільш простими є такі три схеми вимірювань:

1. Передавач і приймач налаштовані на горизонтальну поляризацію:  $\vec{e}_r = \vec{e}_i = \vec{e}_h$ .

2. Передавач і приймач налаштовані на вертикальну поляризацію:  $\vec{e}_r = \vec{e}_i = \vec{e}_v$ .

3. Передавач випромінює горизонтально поляризований сигнал, а приймач приймає вертикально поляризований сигнал:  $\vec{e}_r = \vec{e}_v \cap \vec{e}_i = \vec{e}_h$ .

Перші дві схеми відносяться до сополяризаційних вимірювань, третя схема здійснює крос-поляризаційні вимірювання.

Для керування поляризацією радіолокаційного сигналу використовують антени з керованою поляризацією. Відомі два основних типи поляриметричних РЛС – одноканальні і двоканальні. Двокана-

льні РЛС, у яких кожний з ортогональних компонентів сигналу обробляється паралельно у своєму каналі, дозволяють швидше одержати необхідну сукупність поляризаційних параметрів. Однак точна робота двоканальної РЛС пов'язана з необхідністю підтримки високої ідентичності каналів. В іншому разі розходження в поляризації можуть бути наслідком не особливостей хмар і опадів, а розходженнями критичних характеристик паралельних каналів.

Одноканальні РЛС позбавлені цього недоліку, але потребують удвічі більше часу для випромінювання і приймання необхідного набору сигналів для оцінки вимірюваних поляризаційних параметрів.

Технічні аспекти побудови пристроїв з необхідними характеристиками залишаються за межами цієї книги. Укажемо лише на проблеми ідентичності ДН антен при зміні поляризації і розв'язки основних і перехресних складових поляризованих сигналів. Антени з керованою поляризацією, що забезпечують необхідні технічні характеристики, цілком реалізовані в бортових МНРЛС. Конкретні розробки таких антен відомі [45]. З їхньою допомогою можна робити поляризаційні вимірювання з достатньою для практики точністю.

Найчастіше вимірюють радіолокаційну відбиваність (РВ) при різних поляризаціях  $Z_h$ ,  $Z_v$ ,  $Z_{hv}$ , диференціальну відбиваність  $Z_{DR} = 10 \lg(Z_{hh}/Z_{vv})$ , та лінійне деполаризаційне відношення  $L_{DR} = 10 \lg(Z_{hv}/Z_{vv})$  чи  $L_{DR} = 10 \lg(Z_{vh}/Z_{vv})$ .

Методи оцінки РВ були розглянуті в підрозділі 2.4.6. Відмінність лише в тому, що оцінки відбиваності виконуються при цілком певних поляризаційних параметрах системи на передачу і приймання. Зауважимо, що  $L_{DR}$  звичайно є досить малою величиною, і її вимірювання з необхідною точністю викликає певні труднощі.

### 2.6.7. Допплерівсько-поляриметричні характеристики

Окремого обговорення заслуговує питання застосування поляриметричних вимірювань в когерентних радіолокаторах. Когерентно-імпульсні радіолокатори (або когерентні радіолокатори неперервного випромінювання з частотною модуляцією), які мають технічні пристрої для керування поляризацією на передачу та на приймання і дозволяють проведення як доплерівських, так і поляриметричних

них вимірювань, називаються доплерівсько-поляриметричними радіолокаторами. Такі радіолокаційні системи мають значно більші інформаційні можливості, але й інтерпретація даних таких систем суттєво складніша. Сьогодні відомі лише результати дослідницьких робіт з вимірювання турбулентності, інтенсивності опадів та інших метеорологічних характеристик доплерівсько-поляриметричними РЛС наземного базування [26], [46].

**Доплерівські спектри на ортогональних поляризаціях.** Припустимо, що когерентний радіолокатор випромінює сигнал з лінійною горизонтальною поляризацією і приймає лише основну, тобто також горизонтальну складову відбитого сигналу. Тоді, зберігаючи позначення, вперше введені в розділі 2.6.2, доплерівський спектр запишемо як  $S_{hh}(v)$ . Аналогічно, при лінійній вертикальній поляризації одержуємо спектр  $S_{vv}(v)$ . Зрештою, якщо приймач налаштований на прийом ортогонального компонента відбитого сигналу, то на виході оцінювача спектра формується оцінка перехресного доплерівського спектра  $S_{hv}(v)$  або  $S_{vh}(v)$  залежно від того, який сигнал випромінювався – вертикально поляризований ( $v$ ) чи горизонтально поляризований ( $h$ ).

Через те, що дощові краплі звичайно сплюснені (рис. 2.53), у нормальному положенні велика вісь еліпсоїда (рис. 2.55) розташована горизонтально, а мала – вертикально. Тому практично завжди при відбитті від дощу  $S_{hh}(v) > S_{vv}(v)$ . Перехресно поляризований компонент відбитого сигналу завжди значно менше основного, тому  $S_{vh}(v) \ll S_{hh}(v)$  і  $S_{vh}(v) \ll S_{vv}(v)$ . На рис. 2.60 наведені приклади розрахунків доплерівських спектрів  $S_{hh}(v)$  і  $S_{vv}(v)$ .

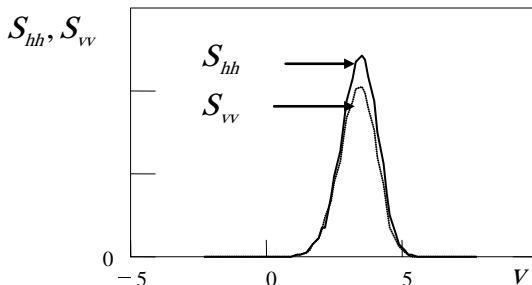


Рис. 2.60. Моделі доплерівських спектрів при двох поляризаціях

Ясно, що для кожного спектра можна розрахувати або одержати шляхом вимірювань оцінки параметрів ШДС  $\sigma_{vh}$ ,  $\sigma_{vv}$ ,  $\sigma_{hv}$ , РВ при різних комбінаціях поляризацій на передачу і приймання  $Z_{hh}$ ,  $Z_{vv}$ ,  $Z_{hv}$ , середніх швидкостей  $\bar{V}_{hh}$ ,  $\bar{V}_{vv}$ ,  $\bar{V}_{hv}$  і т. ін. Доцільно припустити, що сукупності таких параметрів містять більше інформації, ніж кожний з них окремо, але найбільший інтерес викликають спектральні поляризаційні параметри, які формуються шляхом спільної обробки двох або більше доплерівсько-поляризаційних спектрів.

**Спектральні поляризаційні параметри.** В роботі [47] введені параметри, схожі на диференціальну відбиваність  $Z_{DR}$ , та лінійне деполяризаційне відношення  $L_{DR}$ , про які йшлося раніше. Але на відміну від цих інтегральних параметрів, що є числами для даного роздільного об'єму, нові параметри є функціями. Ці функції вводяться як

$$Z_{DR}(v) = 10 \lg \frac{S_{hh}(v)}{S_{vv}(v)}; \quad L_{DR}(v) = 10 \lg \frac{S_{hv}(v)}{S_{vv}(v)} \quad (2.233)$$

і називаються відповідно спектральною диференціальною відбиваністю (СДВ) і спектральним лінійним деполяризаційним відношенням (СЛДВ).

**Інтерпретація доплерівсько - поляриметричних спектральних параметрів** – складна задача. Розглянемо, наприклад, один з найпростіших метеорологічних об'єктів – дощ. Дощові краплі мають дві властивості, які є важливими для інтерпретації СДВ і СЛДВ. По-перше, чим більше діаметр краплі, тим її форма більше відрізняється від сфери. По-друге, краплі з більшим ефективним діаметром<sup>1</sup>  $D$  падають швидше, тому що стала швидкість падіння формується як баланс сили притягання землі і сили опору повітря (закон Стокса).

---

<sup>1</sup> Ефективним діаметром несферичної краплі називають діаметр сфери, об'єм якої дорівнює об'єму краплі.

Тому при зондуванні зони опадів під деяким кутом  $\theta$  у вертикальній площині характеристики СДВ і СЛДВ як функції швидкості  $v$  мають зростати (більша швидкість відповідає більшому діаметру, тобто більшій деформації краплі порівняно із сферою). Цей логічний висновок ілюструється результатами розрахунків, показаними на рис. 2.61. Пунктирні прямі – це лінійні регресії ( $ReZ_{DR}$  і  $ReL_{DR}$ ), побудовані за методом найменших квадратів. Тангенс кута  $\alpha$  нахилу прямої  $ReZ_{DR}$  до осі абсцис позначимо  $SlpZ_{DR} = \tan \alpha$ . Ця величина є одним з інформативних доплерівсько-поляризаційних параметрів.

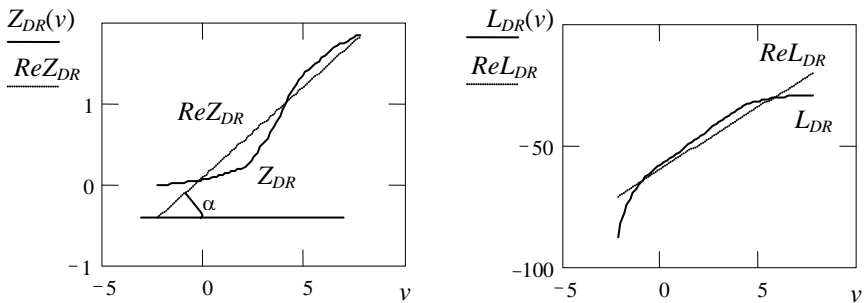


Рис. 2.61. Спектральні ДВ і ЛДВ як функції швидкості падіння крапель

Турбулентність атмосфери, діючи на краплі, порушує їхню сталу швидкість і нормальну орієнтацію. Це частково нівелює характерну залежність, показану на рис. 2.61. Результати розрахунків СДВ при різних значеннях інтенсивності турбулентності, яка задається параметром  $\varepsilon$ , показані на рис. 2.62.

Крива при  $\varepsilon = 0.1$  практично відповідає відсутності турбулентності. Наступні дві криві представляють дві градації слабкої турбулентності. Ці результати свідчать про досить високу чутливість нахилу спектральної диференціальної відбиваності, що задається параметром  $SlpZ_{DR}$ , до інтенсивності турбулентності.

Таким чином, доплерівсько-поляриметричні ІП відрізняються чутливістю як до особливостей форми і орієнтації частинок (подібно до поляризаційних параметрів), так і до динаміки розсіювачів, яка визначається турбулентністю, зсувом вітру та іншими чинниками.

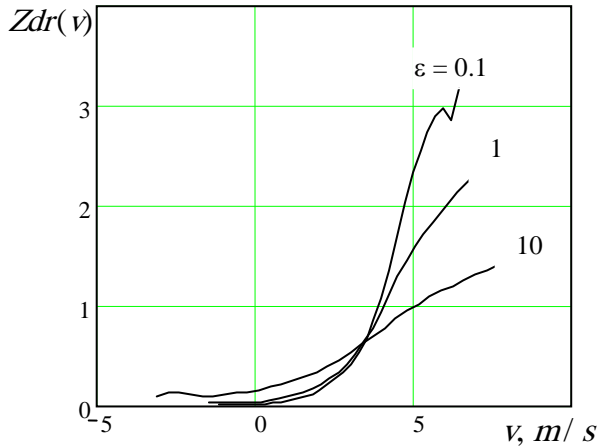


Рис. 2.62. Функції СДВ при трьох значеннях інтенсивності турбулентності

Допплерівсько-поляриметричні методи є новим напрямком дослідження метеорологічних об'єктів. Поки що відомі тільки експериментальні (дослідницькі) доплерівсько-поляриметричні радіолокаційні системи [54], [55].

Зважаючи на багатообіцяючі результати досліджень [47], [56], [57], [58], ці методи є перспективними для оперативних метеорологічних радіолокаторів наступних поколінь. Вони мають значно більший інформаційний потенціал у порівнянні не тільки зі звичайними некогерентними радіолокаторам, але й з доплерівськими та поляризаційними РЛС. Важливість нового підходу підтверджується недавно виданою у США монографією [55].

Проте, складність обробки сигналів та інтерпретації даних доплерівсько-поляриметричних вимірювань свідчить про необхідність виконання певного обсягу прикладних науково-дослідних робіт з подальшою розробкою алгоритмів обробки сигналів у реальному часі перш ніж можна буде розраховувати на реалізацію доплерівсько-поляриметричних методів в оперативній роботі по виявленню НМЯ наземними та бортовими радіолокаційними засобами.

## 2.7. ЛОКАЛІЗАЦІЯ ЗОН НМЯ БОРТОВИМИ РЛС

В цьому розділі наведено кілька прикладів локалізації зон небезпечних метеорологічних явищ бортовими радіолокаційними пристроями.

### 2.7.1. Локалізація ЗНТ некогерентними радіолокаторами за шириною доплерівського спектра

Локалізація ЗНТ некогерентними МНРЛС здійснюється за допомогою різних алгоритмів. Так чи інакше основна інформація вилучається з вимірюваних параметрів, що характеризують ширину спектра  $\sigma_F$  у відбивальному об'ємі. Спрощена схема приймальної частини такої МНРЛС наведена на рис. 2.63.

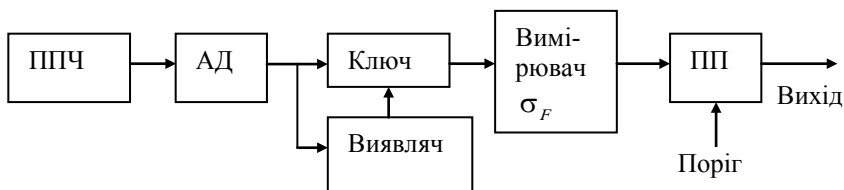


Рис. 2.63. Спрощена схема приймальної частини некогерентної МНРЛС

Сигнал проміжної частоти з підсилювача ППЧ після амплітудного детектора АД через ключ подається на вимірювач, який визначає ширину спектра  $\sigma_F$ , і далі на пороговий пристрій. Порог виставляється з урахуванням впливу різних чинників, які були розглянуті вище. Він може бути адаптивним. Важливо пам'ятати, що на взаємний рух частинок всередині відбивального об'єму впливають лише просторові масштаби турбулентності, розміри яких  $L$  не перевищують найбільший розмір відбивального об'єму. Тому тривалість імпульсу, а також ширина ДН антени і дальність, які визначають розміри відбивального об'єму, впливають на масштаби турбулентності, що роблять внесок у ширину спектра  $\sigma_F$ .

Ключ пропускає сигнал з виходу АД на вимірювач тільки в разі виявлення цілі, тобто при достатньому відношенні сигнал-шум, яке визначається установками виявляча. Це необхідно щоб не вимірювати спектр шуму приймача замість відбиттів від хмари. Практично



таке технічне рішення дозволяє встановити необхідно малий рівень імовірності помилкової тривоги при виявленні ЗНТ.

### 2.7.2. Локалізація ЗНТ за комплексом інформативних параметрів

Оскільки амплітудні характеристики і характеристики спектра (кореляційної функції) несуть різну інформацію про об'єкт, тобто характеризують його з різних боків, то виникає задача їх спільного (комплексного) використання з метою підвищення вірогідності локалізації ЗНТ. Наприклад, можна використовувати одночасно характеристики РВ  $Z$ , яка зв'язана з потужністю прийнятого сигналу  $\bar{P}_{np}$  після корекції на дальність і ослаблення (див. розділ 2.4.6), і кореляційні характеристики, наприклад, інтервал кореляції  $\tau_{0,5}$ . Замість  $\tau_{0,5}$  можна використовувати й інші параметри АКФ або спектра обвідної вибірки відеосигналів:  $\rho(T_n)$ ,  $\sigma_f$ ,  $\sigma_F$ .

Нехай вектор інформативних параметрів (ІП)  $X = \{x_1, x_2\}$ , де  $x_1 = -\lg Z$ ,  $x_2 = \lg \tau_{0,5}$ , а  $p(x_1, x_2)$  – двовимірний розподіл ІП, який для простоти вважаємо нормальним. Застосовуючи класичний статистичний підхід з обчисленням відношення правдоподібності й випробуванням його на поріг, можна синтезувати структуру пристрою для локалізації ЗНТ у наступному вигляді (рис. 2.64):

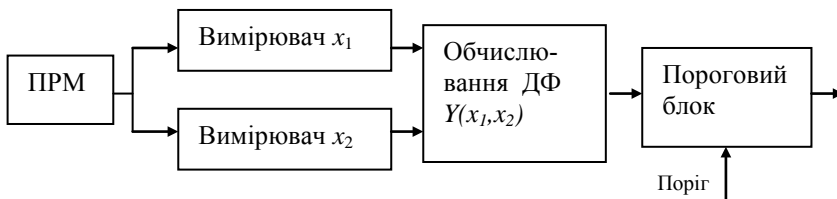


Рис. 2.64. Виявлення ЗНТ за двома параметрами

Дискримінантна функція  $y(x_1, x_2) = \alpha x_1^2 + \beta x_2^2 + \gamma x_1 x_2 + \zeta x_1 + \varepsilon x_2 + \xi$ , де  $\alpha, \beta, \gamma, \zeta, \varepsilon, \xi$  – коефіцієнти, які залежать від параметрів апіорних розподілів  $p[(x_j, x_2)/\omega_j]$ ,  $j = 1; 2$ , а також від характеристик приймально-підсилювального тракту.

Комплексна локалізація ЗНТ за двома параметрами забезпечує підвищення достовірності локалізації ЗНТ, наприклад, за рахунок

зниження ймовірності помилкової тривоги  $F_{злт}$  при тій же величині ймовірності правильної локалізації  $D_{злт}$ .

### 2.7.3. Локалізація ЗНТ радіолокаторами із зовнішньою когерентністю

Принцип зовнішньої когерентності може також бути застосований для оцінки інтенсивності турбулентності в хмарах. На рис. 2.65 показана схема з фазовим детектором (ФД), на один вхід якого подається сигнал проміжної частоти з виходу ППЧ приймача, а на другий вхід – той же сигнал, але затриманий в лінії затримки (ЛЗ) на час  $\tau_3$ . Час затримки  $\tau_3$  визначає відстань між двома роздільними об'ємами  $l = c\tau_3/2$  всередині хмари, фази сигналів від яких порівнюються на ФД. Це ілюструється на рис. 2.65 і 2.66.

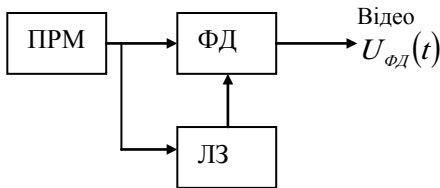


Рис. 2.65. Принцип порівняння середніх швидкостей гідрометеорів в рознесених об'ємах хмари.

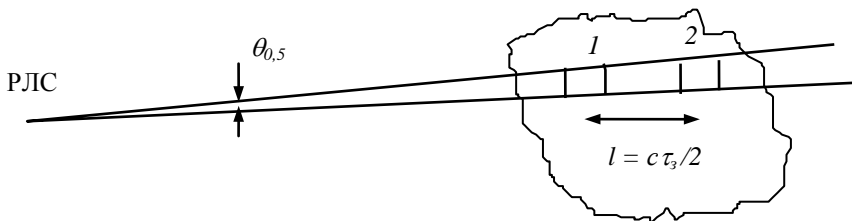


Рис. 2.66. Схема розташування роздільних об'ємів, сигнали від яких порівнюються на ФД

Таким чином, затримка сигналу в ЛЗ  $\tau_3$  забезпечує порівняння на ФД сигналів, відбитих від рознесених в просторі об'ємів. Якщо тривалість випромінюваних імпульсів набагато менша часу затрим-

ки  $\tau_u \ll \tau_3$  і ширина ДН антени  $\theta_{0,5}$  досить вузька або/і відстань  $R$  від РЛС до хмари невелика, то на виході ФД отримуємо флуктуючий сигнал  $U_{\phi_d}(t)$ , основна частота коливань якого відповідає коливанням різниці середніх швидкостей розсіювачів у рознесених об'ємах  $\Delta V(t) = \langle V_1 \rangle(t) - \langle V_2 \rangle(t)$ .

По суті величина  $\tau_3$  визначає масштаб турбулентних рухів повітря на які реагує такий пристрій (це і є відстань між роздільними об'ємами  $l$ ). Практично масштаб може бути заданий таким, який є найбільш небезпечним для літака. Для літаків середніх розмірів і звичайних швидкостей польоту  $\tau_3$  можна взяти приблизно 3 мкс. Тоді масштаб  $l=450$  м. З викладеного ясно, що пристрій добре працює за умов

$$\tau_u \ll \tau_3 \text{ і } R\theta_{0,5} \ll l. \quad (2.234)$$

Для прийняття рішення про наявність турбулентності або про її відсутність відеосигнал з виходу схеми (рис. 2.65) можна подавати на пристрій черезперіодного віднімання для компенсації постійної різниці фаз, викликаній відстанню  $l$  і постійною складовою різниці середніх швидкостей  $\Delta V(t)$ , яка зумовлена рухом повітря (вітром), масштаби якого суттєво більші за  $l$ , тобто є однаковими для обох об'ємів ( $l$  і  $2$  на рис 2.66). Далі нескомпенсований залишок подається на пороговий пристрій. У випадку перевищення порогу приймається рішення про наявність турбулентності масштабу  $l$ . Схема може бути легко реалізована як в аналоговому, так і в цифровому варіанті. Її недолік полягає в необхідності задовольняти умови (2.234), що обмежує дальність дії і потребує використання досить коротких імпульсів та вузької ДН антени.

#### 2.7.4. Локалізація ЗНТ і ЗЗВ когерентно-імпульсними радіолокаторами

Принцип дії когерентно-імпульсного метеорологічного радіолокатора (КІР) був розглянутий в розділі 2.5.4. Можливі досить різноманітні шляхи застосування КІР для локалізації ЗНТ.

Найбільш очевидною можливістю локалізації ЗНТ є вимірювання ШДС  $\sigma_f$ , яка пов'язана з  $\sigma_v$  доплерівським співвідношенням. Цей підхід дуже схожий з розглянутим в підрозділі 2.7.1 для

некогерентних РЛС. Але суттєвою перевагою КІР є те, що  $\sigma_f$  в  $\sqrt{2}$  раз менше за  $\sigma_F$  при тих же самих значеннях  $\sigma_v$ . Це означає, що необхідний інтервал однозначних вимірювань високочастотних складових спектра відповідно менше, тобто частота повторення імпульсів може також бути меншою, забезпечуючи більший діапазон однозначних вимірювань дальності.

Існує також інша можливість одержання інформації про рухи вітру, включаючи турбулентність і зсув вітру. Вона полягає в наступному. Припустимо, що КІР має високу роздільну здатність по координатах, тобто розмір роздільного об'єму досить малий, суттєво менший за масштаби турбулентності, які цікавлять авіаторів. Тоді кожний роздільний об'єм можна розглядати як точку. КІР дозволяє вимірювати середню радіальну швидкість руху розсіювачів в кожному з роздільних об'ємів. Порівнюючи між собою швидкості в суміжних роздільних об'ємах по перетину хмари у горизонтальній або/і вертикальній площині, можна робити висновки про існування та інтенсивність турбулентності і зсуву вітру. Але необхідно пам'ятати, що тут працює трохи інша фізика. В той час як на рух розсіювачів всередині роздільного об'єму впливають просторові масштаби турбулентності, розміри яких  $L$  не перевищують розмірів роздільного об'єму  $L \leq \sigma_u/2$ , на рух розсіювачів одного роздільного об'єму відносно іншого впливають, навпаки, турбулентні вихорі з масштабами, що перевищують розміри роздільного об'єму  $L > \sigma_u/2$ . Це означає, що КІР дозволяє оцінювати як перший, так і другий діапазони масштабів.

### 2.7.5. Локалізація ЗГН поляриметричними РЛС

Розглянуті в розділі 2.6 поляризаційні характеристики сигналів, відбитих від частинок різної форми і розмірів, з урахуванням характерних особливостей градин (підрозділ 2.1.11) дозволяють припустити, що виявлення граду в хмарах і опадах може бути здійснено на основі оцінок поляризаційних параметрів відбитих сигналів.

Існує ряд підходів до виявлення граду поляризаційним методом. Розглянемо один із статистичних методів локалізації ЗГН [48]. Поляризаційні вимірювання здійснюються у такий спосіб. У лінійному

поляризаційному базисі по черзі через період повторення  $T_n$  випромінюють сигнали горизонтальної та вертикальної поляризації. Поляризація прийнятого сигналу може відрізнитися від поляризації випроміненого сигналу, що зумовлено властивостями об'єкта (форма, орієнтація гідрометеорів і т.ін.). Тому прийнятий сигнал містить як основну, так і ортогональну компоненти. Його розщеплюють на дві ортогонально поляризовані складові.

Розпочнемо розгляд з випромінювання горизонтально ( $h$ ) поляризованого сигналу. Тоді в результаті розщеплення одержимо основну (горизонтально поляризовану ( $h$ )) і ортогональну (вертикально поляризовану ( $v$ )) компоненти. Потужність кожної з двох отриманих ортогональних компонент відбитого сигналу є  $P_{hh}$  і  $P_{hv}$ . Якщо такі ж самі операції виконані при вертикальній поляризації зондувального імпульсу, то одержують  $P_{vv}$  і  $P_{vh}$ .

Необхідно відзначити, що порядок вимірювання величин  $P_{hh}$ ,  $P_{hv}$ ,  $P_{vh}$ ,  $P_{vv}$  суттєвого значення не має. Якщо вимірювання здійснюються паралельно (тобто після розщеплення кожний компонент сигналу надходить у свій канал), то доцільно вимірювати паралельно обидві компоненти:  $P_{hh}$ ,  $P_{hv}$ , потім  $P_{vh}$ ,  $P_{vv}$ . Можливий також поділ приймальних каналів, починаючи з антени.

Основна інформація міститься у відносних значеннях сигналів – ЛДВ і диференціальної відбиваності (ДВ). Але й абсолютне значення потужності відбитого сигналу після корекції на дальність і ослаблення теж містить важливу інформацію – РВ. Розглянемо локалізацію граду за двома параметрами – РВ  $Z$  і ЛДВ  $L_{DR}$ . Для синтезу алгоритму виявлення граду необхідні експериментальні результати зондування градових і зливових хмар. Вони є апіорною інформацією. Як дискримінантна функція використовується логарифм відношення правдоподібності

$$F(x,y) = \ln \frac{p_h(x,y)}{p_s(x,y)} , \quad (2.235)$$

де  $p(x,y)$  – двовимірний розподіл ПІ; індекс  $H$  означає град, а індекс  $S$  – зливу. Маючи модель двовимірного розподілу  $p(x,y)$ , можна визначити конкретний вигляд дискримінантної функції. Процедура прийняття рішення аналогічна тій, що представлена на рис. 2.64, але

замість параметрів  $x_1$  і  $x_2$  тепер використовуються параметри  $x$  і  $y$ , фізичний смисл яких інший:  $x=L_{DR}$ , а  $y=\lg Z$ . При використанні гауссової моделі  $p(x,y)$  для визначення дискримінантної функції необхідні середні значення  $\bar{x}$ ,  $\bar{y}$  і середньоквадратичні відхилення  $\sigma_x$ ,  $\sigma_y$  інформативних параметрів, а також коефіцієнт кореляції між ними  $r_{xy}$ . Кількісні оцінки ймовірностей помилок можна одержати після накопичення статистичних даних про розподіли  $p(x,y)$  і  $p(x,y)$ . На рис. 2.67 представлені розподіли параметра  $x=L_{DR}$  для двох випадків. Пунктирна крива відповідає зливі без граду, а суцільна – зливі з градусом. Дані відповідають гауссовій моделі, параметри якої визначені експериментально.

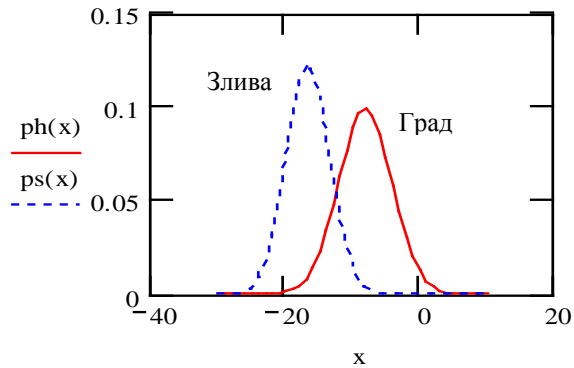


Рис. 2.67. Моделі одновимірних розподілів  $x=L_{DR}$

Графіки одновимірних розподілів параметра  $y=\lg Z$  для граду і зливи зображені на рис. 2.68.

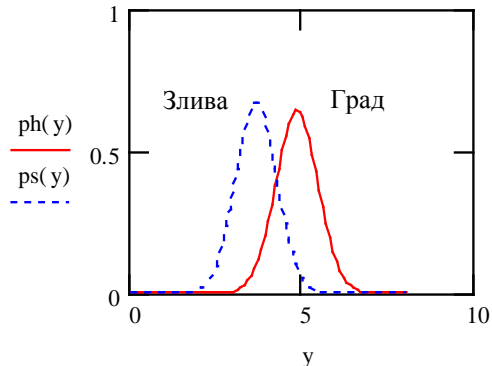


Рис. 2.68. Моделі одновимірних розподілів  $y=\lg Z$

З графіків видно, що за одним параметром ( $x$  або  $y$ ) не вдається розпізнати град з високою вірогідністю, тому що одновимірні умовні щільності ймовірностей кожного з параметрів для випадків граду і зливи перетинаються дуже значно.

Графіки двовимірних умовних щільностей ймовірностей ІІ за умов наявності та відсутності граду наведені на рис. 2.69.

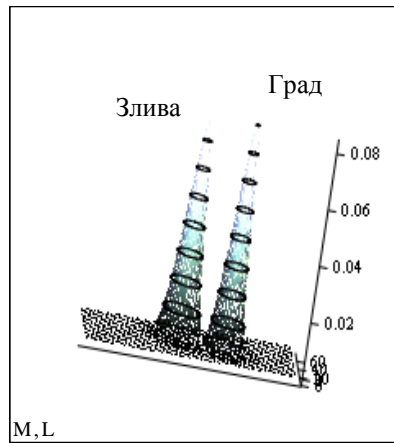


Рис. 2.69. Двовимірні умовні розподіли інформативних параметрів

Результати розрахунків двовимірної щільності наочно показують, що у випадку застосування двох ІІ потенційно вірогідність розпізнавання граду є істотно вищою, ніж при розпізнаванні за одним ІІ. Для прийняття рішення про наявність або відсутність граду необхідно звести двопараметричну задачу до однопараметричної. Це досягається за допомогою дискримінантної функції, визначеної як відношення правдоподібності (2.235).

Отримані в результаті моделювання методом Монте-Карло гістограми розподілів дискримінантної функції для ситуацій зливи і граду показані на рис. 2.70. Виконуючи інтегрування цих оцінок умовних розподілів в межах від граничного рівня прийняття рішення до нескінченності, можна розрахувати ймовірності правильного виявлення  $D$  і помилкової тривоги  $F$  виявлення граду на фоні зливи без граду.

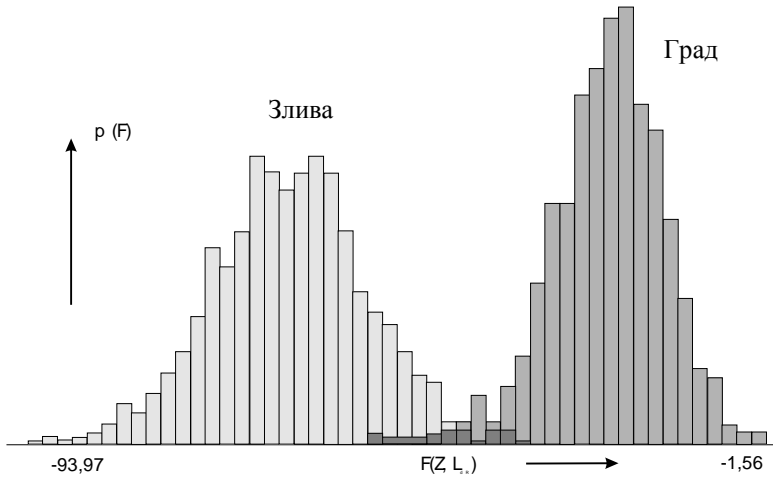


Рис. 2.70. Результати моделювання  $p(F)$  для зливи і граду

Змінюючи величину граничного рівня, легко розрахувати  $D$  і  $F$  як функції порогу. На рис. 2.71 показані ймовірності помилкової тривоги  $F$  і сумарної ймовірності помилки  $P_{ош} = F + 1 - D$  залежно від величини порога. Ймовірності помилкової тривоги  $F$  показані квадратами, а сумарна ймовірність помилки – трикутниками. Цей результат показує, що існує оптимальне значення порога, при якому забезпечується мінімум помилки розпізнавання злива - граду.

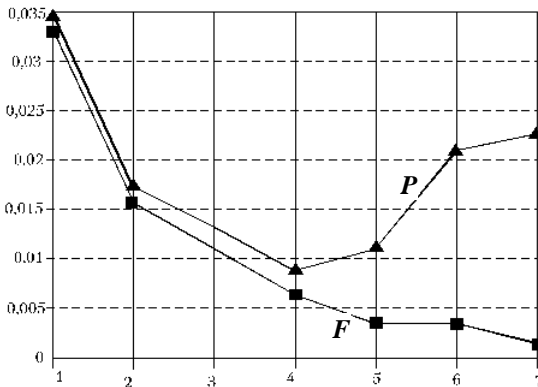


Рис. 5.1. Імовірність помилкової тривоги (квадрати) та сумарна ймовірність помилки (трикутники) як функції порогового рівня



Цей поріг відповідає критерію ідеального спостерігача. Таким чином, мінімальна ймовірність помилкового рішення при виявленні градових зон на фоні зливи має порядок 0,01. Це значення може вважатися оцінкою потенційної вірогідності виявлення граду радіолокатором, що вимірює радіолокаційну відбиваність і лінійне деполаризаційне відношення.

### 2.7.6. Локалізація ЗНО поляриметричними РЛС

Поляризаційні параметри є також інформативними в задачі дистанційного виявлення зон з високою ймовірністю обледеніння літака в них. Це пов'язано з тим, що вони дуже чутливі до форми частинок.

Спосіб [48] локалізації ЗНО використовує цю обставину для виявлення переохолоджених крапель, які (на відміну від кристалів) мають практично сферичну форму. У свою чергу, наявність переохолодженої води є основною умовою обледеніння ПС (див. підрозділ 2.1.12). Ідея полягає в тому, що для сферичних крапель ДВ  $Z_{DR}$  близька до нуля. Для несферичних частинок, якими є льодяні кристали, значення  $Z_{DR}$  повинні відрізнятися від нуля тим більше, чим сильніше виражена несферичність частинок. Тому при  $Z_{DR} > \delta$  приймається рішення про відсутність ЗНО. Беручи до уваги, що краплі при падінні трохи сплюснені, тобто  $P_{hh} > P_{vv}$ , орієнтовно поріг  $\delta$  вибирають в межах  $0,25 \leq \delta \leq \delta_{\max}$ , де  $\delta_{\max}$  – максимальне значення порога, яке приблизно дорівнює 1 дБ. Чим більше  $\delta$ , тим менше ймовірність пропуску ЗНО, але й більша ймовірність помилкової тривоги. Але невиконання умови  $Z_{DR} > \delta$  ще не є надійним показником наявності ЗНО. Це викликано тим, що близька до нуля  $Z_{DR}$  може бути викликана не лише сферичністю частинок, тобто крапель води, але й хаотичною орієнтацією льодяних кристалів, наприклад, через турбулентне перемішування.

Для виключення припущення про хаотичну орієнтацію кристалів здійснюють перевірку  $L_{DR} > \gamma$ . Справа в тому, що наявність несиметричних (несферичних) частинок, навіть хаотично орієнтованих, зумовлює появу ортогональної поляризаційної складової у відбитому сигналі, тобто  $P_{XY} \neq 0$  і  $P_{YX} \neq 0$ , а, отже,  $L_{DR}$  зростає. І навпа-

ки, близькість до нуля значень  $P_{XY}$  і  $P_{YX}$ , тобто дуже малі значення  $L_{DR}$ , свідчать про те, що ортогональної складової немає, отже, досліджуваний об'єкт складається не з кристалів, а зі сферичних частинок, тобто водяних крапель.

Питання про те, чи перебувають ці краплі в переохолодженому стані, вирішується шляхом оцінки температури  $t^\circ$  об'єкта. (Вимірювання  $t^\circ$  здійснюється нерадіолокаційним способом). Лише при  $t^\circ < t_{\Pi}$  приймається рішення, що об'єкт (відбивний об'єм хмари) являє собою небезпеку для ПС як ЗНО. Граничний рівень  $t_{\Pi} = t_f + \Delta t$ , де  $t_f$  – температура замерзання води при тиску на висоті роздільного об'єму,  $\Delta t$  - добавка, що враховує похибку визначення температури.

Застосування МНРЛС для локалізації ЗНО є перспективним для розширення її функцій.

### **2.7.7. Локалізація ЗБН грозопеленгаторами-далекомірами**

Принцип пасивного пристрою для виявлення розрядів блискавки було розглянуто в розділі 1, рис. 1.4. Основна проблема таких пасивних радіолокаторів полягає у необхідності вимірювання дальності до джерела випромінювання з одного пункту (борту літака) з необхідною точністю.

Найпростішим є амплітудний спосіб, який виходить з того, що близькі блискавки дають сильніший сигнал, ніж далекі. Точність такого способу невисока через те, що блискавки мають досить великий динамічний діапазон потужності випромінювання.

Інші способи використовують особливості поширення різних складових власного випромінювання блискавки, яке має дуже широкий спектр. Розроблені методи [14], [15] основані на обробці магнітних складових прийнятого сигналу, вимірюваних на різних частотах (НН-спосіб), або електричних і магнітних складових прийнятого поля (ЕН-спосіб). Відомі бортові грозопеленгатори-далекоміри фірм Ryan, Honeywell, AlliedSignal випускаються як окремі прилади і для сполучення з бортовими МНРЛС. Результати локалізації ЗБН грозопеленгаторами-далекомірами можуть бути представлені пілоту на спеціалізованих індикаторах або видаватися безпосередньо на екрані МНРЛС.

## **3. ПРИНЦИПИ ОДЕРЖАННЯ НАВІГАЦІЙНОЇ ІНФОРМАЦІЇ**

### **3.1. НАВІГАЦІЙНІ ФУНКЦІЇ МНРЛС**

Історично першим застосуванням бортової РЛС у цивільній авіації було використання панорамної РЛС для навігації під час відсутності видимості, тобто в погану погоду і вночі. Навігаційні функції МНРЛС не втратили свого значення і сьогодні, хоча вони поступилися першій метеорологічним функціям у зв'язку з тим, що основний обсяг навігаційної інформації на сучасному ПС може бути отриманий за допомогою спеціалізованих навігаційних засобів і супутникових систем навігації. Забезпечення пілотів навігаційною інформацією, одержуваною при радіолокаційному зондуванні земної поверхні, стало другим, але досить важливим, призначенням МНРЛС. Особливого значення навігаційні функції МНРЛС набувають при польотах по трасах, погано обладнаних навігаційними системами. Зокрема, наявність автономної інформації, яка дозволяє визначити місце розташування літака стосовно географічної карти, є дуже важливим елементом літаководіння при польотах у районах Сибіру, Далекого Сходу, Крайньої півночі, над азійськими й африканськими пустелями і степами. Крім того, варто враховувати, що часто МНРЛС є радіолокаторами подвійного застосування. У цьому випадку їхня автономність при вирішенні навігаційних задач стає особливо важливою.

Сучасна МНРЛС може бути розроблена для виконання наступних функцій навігаційного характеру:

- навігаційного огляду земної поверхні;
- навігації по наземних радіолокаційних маяках-відповідачах;
- визначення кута зносу літака;
- визначення шляхової швидкості літака;
- виявлення ПС, що знаходяться в зоні огляду;
- виявлення гірських вершин при польоті над гористою місцевістю;
- радіолокаційного картографування земної поверхні з виділенням навігаційних орієнтирів;
- автоматичної селекції навігаційних орієнтирів;

- виявлення плавзасобів на водній поверхні (кораблі, катери, морські буї) при заданому рівні хвилювання моря;
- точного вимірювання координат виявлених навігаційних орієнтирів, плавзасобів і маяків у режимі електронного маркера;
- автоматичного супроводу координат обраних навігаційних орієнтирів і маяків;
- візуалізації ЗПС з метою забезпечення контролю заходу на посадку.

Жодна МНРЛС не виконує всі наведені навігаційні функції. У МНРЛС другого покоління основними навігаційними функціями були навігаційний (панорамний) огляд земної поверхні, визначення кута зносу літака, а ще раніше і визначення шляхової швидкості методом зарубок. Практично завжди МНРЛС служить як засіб попередження зіткнень з перешкодами типу гір.

Окремими вимогами визначається необхідність уведення режиму "Маяк". Інші навігаційні функції вводяться при необхідності. При розробці МНРЛС необхідний мінімум навігаційної інформації щораз визначається технічним завданням на МНРЛС і визначається замовником при узгодженні з конструктором радіолокатора і літака.

У цьому розділі далі ми розглянемо принципи, що лежать в основі вирішення навігаційних задач за допомогою МНРЛС.

## **3.2. НАВІГАЦІЙНИЙ ОГЛЯД ЗЕМНОЇ ПОВЕРХНІ**

### **3.2.1. Порівняння радіолокаційного і візуального орієнтування**

Навігаційний огляд земної поверхні дозволяє орієнтуватися в польоті, спостерігаючи на екрані індикатора зображення навколишньої місцевості. Такий метод визначення місця ПС за допомогою МНРЛС близький до методів орієнтування за візуально помітними наземними орієнтирами. Однак діапазон використовуваних орієнтирів у цих двох випадках різний. При візуальному орієнтуванні найбільш придатними є об'єкти, розташовані в радіусі 15-20 км від ПС (дороги, озера, парки, населені пункти, ріки і т.ін.). РЛС не має роздільної здатності ока і не розрізняє багато тих орієнтирів, що виявляються візуально. Але це компенсується спостереженням на значно більших відстанях (100-200 км і більше) міст, озер, великих рік і т.ін.

Перевагою РЛС, крім того, є можливість вимірювання координат орієнтирів і збереження працездатності при відсутності видимості вночі, у тумані й за умовами хмарності.

### **3.2.2. Радіолокаційні орієнтири та їхня роль у літаководінні**

При навігаційному огляді земної поверхні основними навігаційними орієнтирами є ріки й озера, акваторії морів і океанів, берегова риса й острови на водяній поверхні, лісопосадки і лісосмуги, великі й середні міста, промислові центри, населені пункти, греблі на ріках і озерах, залізниці, автомагістралі, залізничні й автомобільні мости, високовольтні лінії електропередачі та їхні опори, сопки, іригаційні споруди і т.ін. Такі орієнтири, позначені на географічних картах, виявляються за допомогою МНРЛС і дають можливість екіпажу зорієнтуватися в польоті. Крім того, вимірювані радіолокаційним способом координати навігаційних орієнтирів відносно літака дозволяють відкоригувати бортовий обчислювач для більш точного й економічного виконання польоту за маршрутом, доставки і скидання вантажів у задану точку і т.ін. За рахунок цього МНРЛС підвищує тактичні можливості літаків транспортної авіації, літаків пошуково-рятувальних служб і літаків місцевих повітряних ліній.

### **3.2.3. Принцип формування радіолокаційного зображення поверхні**

Зафіксуємо думкою одне з положень ДН антени, спрямованої з літака під деяким кутом до земної поверхні (рис. 3.1). Нехай у зону опромінення попадають ділянки місцевості різного характеру: луг, ліс, водойма, штучні споруди. Через різницю їхніх діелектричних характеристик, властивостей поверхонь і особливостей конфігурації різні ділянки рельєфу земної поверхні мають різні відбивні властивості.

Поверхня землі при огляді МНРЛС є поверхово розподіленою ціллю, відбивні властивості якої описуються величиною питомої ЕПР  $\eta_0$ . За цих умов опромінення питома ЕПР покритого травою луку  $\eta_0^{(1)}$  менша, ніж лісу  $\eta_0^{(2)}$ , а гладкої водної поверхні  $\eta_0^{(3)}$  – менша за питомої ЕПР луку.

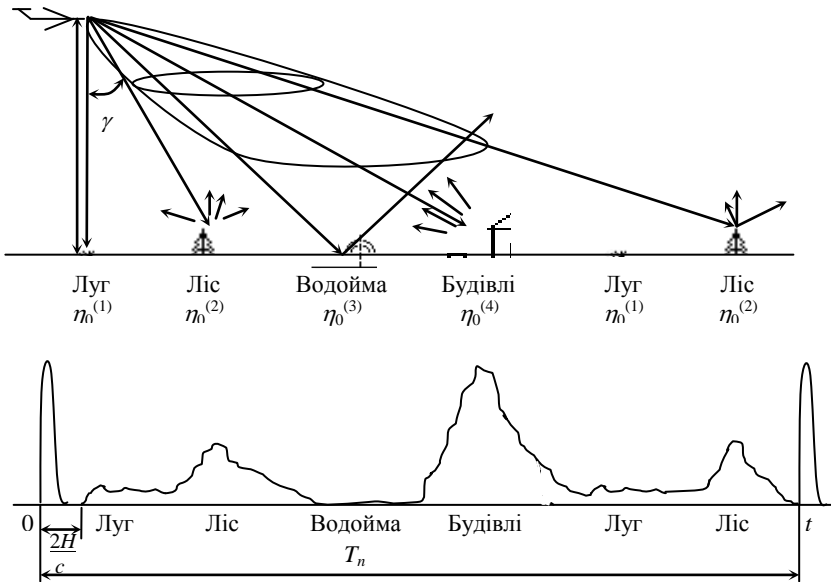


Рис. 3.1. Формування радіолокаційного сигналу від земної поверхні.

Зазвичай, найкращі відбивальні властивості характерні для будинків, споруд і промислових об'єктів  $\eta_0^{(4)}$ . Відповідно до позначень, наведених у верхній частині рис. 3.1, можна записати:  $\eta_0^{(4)} > \eta_0^{(2)} > \eta_0^{(3)} > \eta_0^{(1)}$ .

У такому випадку, вважаючи, що ділянкам поверхні з кращими відбивальними властивостями відповідає більш потужне відбиття, сигнали на виході приймального пристрою (після детектора) можна представити, як показано в нижній частині рис. 3.1.

Перший за часом відбитий сигнал приходить від точки поверхні, що лежить прямо під літаком ( $\gamma = 0$ ). Його час запізнювання дорівнює  $2H/c$ , де  $H$  – висота польоту над рівнем поверхні, що опромінюється. Далі на часовій осі будуть розташовуватися сигнали, відбиті від точок поверхні, які лежать під все зростаючими кутами до вертикалі  $\gamma$ . Їхнє запізнювання буде збільшуватися за законом

$$\tau_{зан} = 2H/(c \sin \gamma) = (2H/c) \sec \gamma. \quad (3.1)$$

Таким чином, вихідна напруга приймача МНРЛС при опроміненні землі несе інформацію про характер місцевості, що опромінюється, (потужність прийнятого сигналу  $P_{np}$ ), про дальність до цілей (час запізнювання  $\tau_{зан}$ ) та їхній азимут (положення антени в момент опромінення). При хитанні антени (точніше ДН антени) радіолокаційний промінь послідовно опромінює вузькі сектори в радіальному напрямку, що відповідають формі ДН, в результаті чого формується злитий (суцільний) образ ділянки поверхні землі, що сканується. Інформативним параметром при такому методі формування зображення є потужність прийнятого сигналу  $P_{np}$ , яка є функцією координат роздільної зондованої площадки поверхні  $(R, \alpha)$ , сукупності параметрів радіолокатора  $\vec{C}_{РЛС}$  і умов спостереження  $\vec{Y}_{усл.набл}$ :

$$P_{np} = f \left( \underbrace{R, \alpha, \vec{C}_{РЛС}}_{\eta_0}, \underbrace{\vec{Y}_{усл.набл}}_{\gamma} \right). \quad (3.2)$$

Роздільні площадки, які мають різні координати  $(R$  і  $\alpha)$ , характеризуються різними відбивальними властивостями  $\eta_0(R, \alpha)$ , а основним параметром, що характеризує умови спостереження, є кут  $\gamma$  спостереження (буде розглянутий нижче), що умовно показано у формулі (3.2) фігурними дужками.

За допомогою радіально-секторного розгорнення основна інформація про дальність  $R$ , азимут  $\alpha$  і потужність  $P_{np}$  відбитого сигналу утворює суцільне умовне зображення місцевості – радіолокаційну карту території, над якою пролітає літак. Якщо яскравість засвічення відповідає величині прийнятого сигналу  $P_{np}$ , то розподіл яскравості світіння екрана відповідає особливостям розподілу відбивальних властивостей поверхні. Найтемніші ділянки екрана відповідають гладким водним поверхням, а найбільш світлі - штучним спорудам. Крім такого кодування яскравістю в сучасних МНРЛС часто використовують кодування інтенсивності відбиття за допомогою кольору (багатобарвне зображення).

### 3.2.4. Відбивальні властивості земної поверхні

Відбивальні властивості поверхнево розподілених цілей описуються питомою ЕПР  $\eta_0$ . Але прийнятий сигнал залежить не тільки від  $\eta_0$ , але й від характеристик РЛС (тривалості зондувального імпульсу  $\tau_n$ , ширини ДН антени  $\theta_{0,5}$ , потужності передавача  $P_{прд}$ , поляризації сигналу й інших параметрів), а також від дальності  $R$  і умов спостереження, які, насамперед, характеризуються кутом спостереження  $\gamma$ .

Як пояснюється на рис. 3.2, кут спостереження – це кут між вертикаллю і напрямком на елементарну площадку земної поверхні, що опромінюється. Його називають також кутом опромінення, або кутом візування.

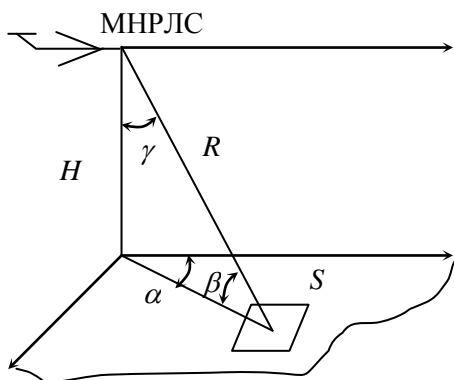


Рис. 3.2. Визначення кута спостереження (опромінення, візування)

Буквою  $S$  на рисунку позначена елементарна роздільна площадка,  $H$  – висота польоту. У полярній системі координат, зв'язаній з літаком,  $R$  – похила дальність до роздільної площадки;  $\alpha$  – азимут;  $\gamma$  – кут спостереження.

Відбивальні властивості земної поверхні у більшості випадків залежать від того, під яким кутом ведеться спостереження  $\eta_0 = f(\gamma)$ . При описі характеристик направленості антени МНРЛС у вертикальній площині частіше користуються поняттям "кут ковзання". Кут ковзання  $\beta$ , як видно з рис. 3.2, однозначно пов'язаний з кутом спостереження:



$$\beta = \pi/2 - \gamma, \quad 0 < \beta < \pi/2. \quad (3.3)$$

Зазначимо також, що  $\beta$  є кутом ковзання стосовно поверхні землі, але цей же кут є кутом місця стосовно МНРЛС.

Повна ЕПР  $\sigma_u$  елементарної (роздільної) площадки поверхні землі залежить від розмірів цієї площадки, тобто від площі  $S$ :

$$S \approx R\theta_{0.5} \frac{c\tau_u}{2} \frac{1}{\sin \gamma} \quad \text{при } 0 < \gamma < \pi/2; \quad (3.4)$$

$$S \approx R\theta_{0.5} \frac{c\tau_u}{2} \frac{1}{\cos \beta} \quad \text{при } 0 < \beta < \pi/2. \quad (3.5)$$

Формули (3.4) і (3.5) справедливі при порівняно великих кутах спостереження  $\gamma$ , що відповідає зондуванню, близькому до горизонтального, коли  $R \gg H$ , або (що те ж саме) при малих  $\beta$ . При великих  $\beta$  ( $\beta \rightarrow 90^\circ$ ) роздільна площадка стає незалежною від тривалості імпульсу і при малих  $\theta_\alpha$  і  $\theta_\varphi$  дорівнює

$$S = R^2 \frac{\theta_\alpha \theta_\varphi}{\sin \beta}, \quad (3.6)$$

де  $\theta_\alpha$  і  $\theta_\varphi$  – ширина ДН антени в горизонтальній і вертикальній площинах відповідно; при симетричному промені  $\theta_\alpha = \theta_\varphi = \theta_{0.5}$ .

При розрахунках величини одиничної роздільної площадки потрібно вибрати меншу з величин згідно з формулами (3.5) і (3.6). Якщо властивості відбивальної поверхні описуються питомою ЕПР  $\eta_0$ , яка є безрозмірною величиною, то ЕПР поверхнево розподіленої цілі дорівнює

$$\sigma_u = \eta_0 S. \quad (3.7)$$

В теорії та практиці радіолокаційного зондування земної поверхні замість  $\eta_0$  часто користуються величиною  $\rho_0$ , що

теж є питомою ЕПР, але визначеною трохи по-іншому. Величина  $\eta_0$  є питомою ЕПР, приведеною до одиниці площадки  $S$ , що одночасно опромінюється. Величина  $\rho_0$  – це питома ЕПР, приведена до одиниці проекції  $S_{np}$  площадки  $S$  на площину, перпендикулярну до падаючого променя. Зв'язок між  $S$  і  $S_{np}$  пояснюється рис. 3.3.

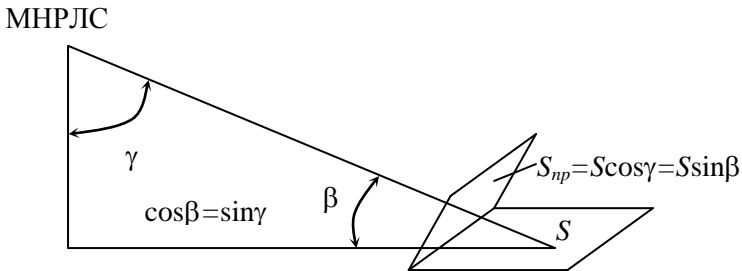


Рис. 3.3. Проекція відбивальної площадки на площину, перпендикулярну до променя

Оскільки, як ясно з рис. 3.3,  $S_{np} = S \sin\beta$ , то  $\rho_0$  і  $\eta_0$  пов'язані між собою через кут ковзання:

$$\rho_0 = \frac{\eta_0(\beta)}{\sin\beta}. \quad (3.8)$$

З формули (3.8) можна зробити висновок, що  $\rho_0$  вводять для того, щоб при описі відбивальних властивостей поверхні позбутися залежності від  $\beta$ . Однак повністю досягти цієї мети не вдається, оскільки характер взаємодії електромагнітних коливань з поверхнею фізично пов'язаний з особливостями поверхні, які можуть істотно залежати від кута падіння зондувального коливання. При використанні довідкових даних про властивості різних поверхонь завжди необхідно уточнити, яке з визначень питомої ЕПР  $\eta_0$  чи  $\rho_0$  використовується в конкретному випадку, і користуватися відповідною формулою для розрахунку  $\sigma_u = \eta_0 S = \rho_0 S \sin\beta$ .

Таким чином, легко простежити зв'язок характеру відбивальної поверхні з яскравістю зображення на екрані МНРЛС. Це ілюструється на рис. 3.4.

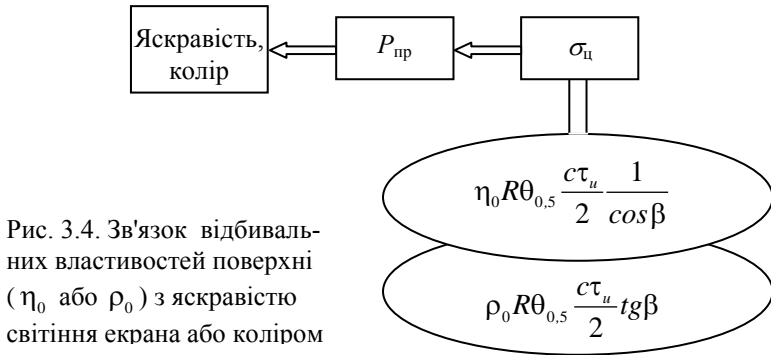


Рис. 3.4. Зв'язок відбивальних властивостей поверхні ( $\eta_0$  або  $\rho_0$ ) з яскравістю світіння екрана або кольором

Властивості поверхні ( $\eta_0$  або  $\rho_0$ ) визначають  $\sigma_{ц}$ , від неї залежить прийнята потужність  $P_{пр}$ , яка, у свою чергу, визначає яскравість відповідної ділянки екрана або колір її світіння.

При розрахунку дальності виявлення сигналу, відбитого від земної поверхні, необхідно знати реальні величини питомої ЕПР. Їх часто виражають у децибелах відносно  $1\text{ м}^2/\text{м}^2$ . Зв'язок між абсолютними  $\eta_0$  і відносними  $\eta_{0\text{дБ}}$  величинами питомої ЕПР такий:

$$\eta_{0\text{дБ}} = 10 \lg \eta_0 ; \quad \eta_0 = 10^{0,1 \eta_{0\text{дБ}}} . \quad (3.9)$$

Питома ЕПР земної поверхні залежить від довжини хвилі, поляризації сигналу, погоди, часу року і т.ін. Статистичні дані про неї відомі для різних поверхонь і містяться в довідковій літературі. У табл. 3.1 наведені орієнтовні значення (їх діапазон)  $\eta_{0\text{дБ}}$  різних поверхнево розподілених цілей для радіохвиль трисантиметрового діапазону при горизонтальній поляризації і куті візування  $\gamma = 80^\circ$ . Варто мати на увазі, що відповідно до формули (3.9)  $\eta_{0\text{дБ}}$  у більшості випадків є негативною величиною, оскільки  $\eta_0 < 1$  для природних

умов. Але при спілкуванні фахівців між собою, а іноді й у довідниках знак мінус опускають, якщо це не веде до плутанини. Це необхідно пам'ятати, щоб не допустити помилок у розрахунках.

Таблиця 3.1

Питома ЕПР різних поверхонь

Вид поверхні	Границі змін питомої ЕПР, дБ
Місто	-13 ... -25
Оброблена земля	-19 ... -33
Асфальт	-45 ... -49
Бетон	-52 ... -54
Море (штиль)	-52 ... -56
Море (3 бали)	-34 ... -38

### 3.2.5. Рівняння радіолокації земної поверхні

Кількісний зв'язок між відбивальними властивостями цілі і потужністю прийнятого сигналу визначається рівнянням радіолокації. Основне рівняння радіолокації можна записати як

$$P_{np} = \frac{P_{про} \lambda^2 \sigma_y(\beta)}{(4\pi)^3} \frac{F^2(\beta)}{R^4}. \quad (3.9)$$

Порівняно з рівнянням (3.17) тут замість коефіцієнта підсилення антени  $G_A^2$  введена характеристика направленості антени у вертикальній площині  $F^2(\beta)$ , причому

$$G_A = \max(\beta) = F(\beta_0), \quad (3.10)$$

де  $\beta_0$  – кут місця, при якому КНД антени досягає максимуму. Крім того, ЕПР цілі дається як функція кута місця  $\sigma_y(\beta)$ , і з метою спрощення опущені втрати  $L_0$ , які, звичайно, завжди мають місце.

Підставивши формули (3.5) і (3.7) у (3.10), одержимо

$$P_{np} = \frac{P_{np0} F^2(\beta) \theta_{0.5} \lambda^2 c \tau_u \eta_0}{128 \pi^3 \cos \beta R^3}. \quad (3.11)$$

З рівняння (3.11) видно, що прийнята потужність при постійному куті  $\beta$  обернено пропорційна кубу дальності. Однак при польоті на постійній висоті кут ковзання  $\beta$  і дальність  $R$  зв'язані між собою. Тому залежність  $P_{np}(R)$  носить більш складний характер. Ясно, що для того, щоб адекватно відобразити на екрані карту місцевості, потрібно виключити залежність  $P_{np}$  від дальності. Це можна зробити шляхом цифрового керування коефіцієнтом підсилення приймача залежно від дальності і кута ковзання відповідно до рівняння (3.11). Але відомий і широко застосовується при огляді земної поверхні бортовими радіолокаторами спосіб корекції по дальності з використанням так званої косеканс-квадратний ДН антени.

### 3.2.6. Оптимізація форми ДН антени у вертикальній площині

Оптимізація форми ДН антени у вертикальній площині має на меті: по-перше, виключення залежності потужності прийнятого сигналу від дальності; по-друге, мінімізацію витрат енергії на випромінювання. Це досягається за рахунок застосування ДН антени спеціальної форми у вертикальній площині. Вимоги до такої ДН різні залежно від характеру цілей на поверхні землі, виявлення й оцінку яких необхідно зробити.

Основними моделями цілей є такі.

1. Окремі ізольовані орієнтири з постійною ЕПР.
2. Розподілена поверхнева ціль, що характеризується постійною питомою ЕПР  $\eta_0$  ( $\sigma_u$  залежить від  $\beta$  тільки через те, що розмір роздільної площадки є функцією  $\beta$ ).
3. Поверхня, що характеризується постійною питомою ЕПР  $\rho_0$ .

Розглянемо ці три випадки й одержимо оптимальну форму ДН антени у вертикальній площині для кожного з них.

Випадок 1. Окремі ізольовані орієнтири з постійною ЕПР  $\sigma_u$ , що не залежить від кута ковзання  $\beta$  і дальності  $R$ :

$$\sigma_u = \text{const.} \quad (3.12)$$

Тоді з рівняння (3.9) випливає, що  $P_{np}(\beta) = \text{const}$ , коли

$$\frac{F^2(\beta)}{R^4} = \text{const.} \quad (3.13)$$

З рис. 3.5 ясно, що  $R = \frac{H}{\sin \beta} = H \csc \beta$ .

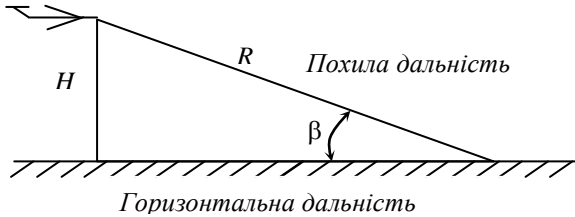


Рис. 3.5. Трикутник “Висота – Горизонтальна дальність – Похила дальність”

Підставивши  $R^4 = H^4 \csc^4 \beta$  в рівняння (3.13), маємо

$$F(\beta) = k \csc^2 \beta, \quad (3.14)$$

де коефіцієнт  $k$  пропорційний квадрату висоти польоту  $H$ .

Випадок 2. Постійна питома ЕПР  $\eta_0$  розподіленої цілі:

$$\eta_0 = \text{const.} \quad (3.15)$$

Це означає, що  $\sigma_u$  залежить від  $\beta$  тільки тому, що площа площадки  $S(\beta)$  залежить від  $\beta$ :  $\sigma_u = \eta_0 S(\beta)$ . Тоді з рівняння (3.9) після підстановки виразів (3.7) і (3.5) випливає, що

$$P_{np} = \frac{P_{np0} \lambda^2 \theta_{0,5} c \tau_u}{2(4\pi)^3} \eta_0 \frac{F^2(\beta)}{R^3 \cos \beta},$$

звідки ясно, що  $P_{np}(\beta) = \text{const}$  тоді, коли

$$\frac{F^2(\beta)}{R^3 \cos \beta} = \text{const.} \quad (3.16)$$

Оскільки  $R = H \operatorname{csc} \beta$ , то потрібна форма ДН в цьому випадку

$$F(\beta) = k \sqrt{\cos \beta} \operatorname{csc}^{3/2} \beta. \quad (3.17)$$

Випадок 3. Поверхня з постійною питомою ЕПР  $\rho_0$ :

$$\rho_0 = \operatorname{const}. \quad (3.18)$$

Це означає, що  $\eta_0 = \rho_0 \sin \beta$  залежить від кута  $\beta$ . Тоді з рівняння (3.9) після підстановки виразів (3.5), (3.7), і (3.8) одержимо

$$P_{np} = \frac{P_{np0} \lambda^2 \theta_{0.5} c \tau_u}{2(4\pi)^3} \rho_0 \frac{F^2(\beta)}{R^3} \operatorname{tg} \beta,$$

звідки випливає, що  $P_{np}(\beta) = \operatorname{const}$  тоді, коли

$$\frac{F^2(\beta)}{R^3} \operatorname{tg} \beta = \operatorname{const}. \quad (3.19)$$

Оскільки  $R = H \operatorname{csc} \beta$ , то шукана ДН антени

$$F(\beta) = k \sqrt{\cos \beta} \operatorname{csc}^2 \beta. \quad (3.20)$$

Випадок 4. Користуючись тією ж методикою, можна розглянути випадок, коли  $\eta_0 \neq \operatorname{const}$ , але змінюється за визначеним законом, наприклад  $\eta_0 = \cos^n \beta$ .

Можна врахувати й інші особливості поверхнево розподіленої цілі.

У табл. 3.2 зведені результати розрахунків оптимальних форм ДН антени у вертикальній площині  $F(\beta)$ , отримані з умови  $P_{np}(\beta) = \operatorname{const}$  при різних вихідних даних.

Необхідна форма ДН антени при панорамному огляді поверхні

Випадок	Характер цілі	Необхідна форма ДН
1	$\sigma_{ц} = \text{const}$	$F(\beta) = k \csc^2 \beta$
2	$\eta_0 = \text{const}$	$F(\beta) = k \sqrt{\cos \beta} \csc^{3/2} \beta$
3	$\rho_0 = \text{const}$	$F(\beta) = k \sqrt{\cos \beta} \csc^2 \beta$
4	$\eta_0 = k \cos^n \beta$	$F(\beta) = k \sqrt{\cos \beta} \csc^{[(3+n)/2]} \beta$

З розглянутих типових випадків випливає, що для форми ДН у вертикальній площині характерна наявність функції  $\csc \beta$ . Тому такі ДН називають косекансними, часто – косеканс-квадратними.

Представимо кут  $\beta$  як функцію висоти і дальності  $\beta = \arcsin(H/R)$ . Тоді можна розрахувати КНД антени як функцію дальності  $R$ .

Результати такого розрахунку при  $H=1$  і  $k=1$  представлені на рис. 3.6. Суцільна крива 1 відповідає формулі (3.14) – випадок 1, точкова крива 2 представляє розрахунок за формулою (3.17) – випадок 2, пунктирна крива 3 – за формулою (3.20) – випадок 3, а штрихпунктирна крива 4 відповідає розрахунку за формулою, наведеною в останньому рядку табл. 3.2 для  $\eta_0 = k \cos^n \beta$  – випадок 4 при  $n=2$ .

З кривої 1 видно, що формула (3.14) при  $R < H$  дає результати, що відповідають фізично нереалізованій ситуації. Це означає, що цю формулу можна застосовувати тільки при  $R \geq H$ . Інші формули не дають дійсних результатів при  $R < H$ , і в цьому сенсі вони більш коректні. Криві 1 і 3 при  $R \gg H$  практично збігаються, тому що в цьому випадку  $\cos \beta \approx 1$ .



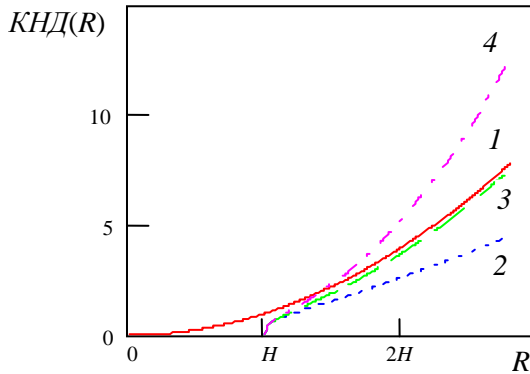


Рис. 3.6. Порівняння різних моделей ДН антени  $F(\beta)$  залежно від дальності

На практиці найчастіше прагнуть використовувати ДН типу  $F(\beta) = \sqrt{\cos\beta} \csc^2 \beta$ , що відповідає випадку 3. При великих  $\beta$  витримувати точну форму  $F(\beta)$  більш важливо. Тому на малих відстанях у режимі «Земля» звичайно вводять додаткову корекцію сигналу. Наприклад, у МНРЛС «Гроза» для цього використовується ВАРУ.

Таким чином, при навігаційному огляді земної поверхні ДН антени повинна бути вузька в горизонтальній площині і широка у вертикальній площині. Таку ДН називають віяловою. Не симетричне, а косеканс-квадратне «віяло» забезпечує рівноконтрастне зображення місцевості незалежно від дальності.

Вузька ДН у горизонтальній площині необхідна для забезпечення високої роздільної здатності по азимуту. Разом з високим розділенням по дальності це забезпечує можливість радіолокаційного картографування земної поверхні з виявленням характерних радіолокаційних орієнтирів і досить точним вимірюванням координат (курсого кута і дальності) виявлених навігаційних орієнтирів.

Додаткове підвищення точності оцінки координат навігаційних орієнтирів, плавзасобів і маяків у разі потреби може бути забезпечено в режимі електронного маркера.

### 3.2.7. Засоби підвищення ефективності виявлення навігаційних орієнтирів

З метою забезпечення детального перегляду заданого інтервалу дальності в МНРЛС передбачають можливість переключення масштабу дальності, а в нових радіолокаторах фірми "Буран" застосовують плавне регулювання масштабу ("Дальність").

Для одержання рівноконтрастного зображення фону місцевості в необхідному інтервалі дальності існує можливість ручного нахилу антени. Крім того, можлива установка повного або звуженого сектора сканування для більш детального аналізу найбільш важливої зони місцевості. Виділення орієнтирів забезпечується за допомогою спеціальних регулювань рівня фону і порога виявлення орієнтирів, зокрема, за допомогою тритонових відеопідсилювачів. У деяких МНРЛС передбачається також можливість регулювання потужності. Для кращого виділення і розпізнавання орієнтирів можуть застосовуватися методи поляризаційної селекції. У найпростішому випадку їх зводять до підбору придатної поляризації зондувального сигналу.

Вимірювання координат орієнтирів звичайно здійснюється за шкалою калібраційних міток дальності й азимута. У деяких випадках для підвищення точності оцінки координат передбачається можливість вимірювань за допомогою спеціального візира, який вручну сполучається з потрібним оператору орієнтиром. Для полегшення роботи з візиром можна використовувати так званий підрежим мікроплану, який включається при необхідності укрупнення ділянки зображення в районі візира. У РЛК "Буран" при включенні підрежиму "мікроплан" візир переміщується в центральну частину екрана індикаторного блока і його місце розташування в центрі зберігається при зміні масштабу укрупнення зображення регулятором "Дальність". При використанні візира можна зручно реалізувати автоматизоване вимірювання координат орієнтирів і ввести їх у бортовий обчислювач. На рис. 3.7 показана схема огляду поверхні в режимі "Земля". З цієї схеми ясно видно розходження між вимірюваною похилою дальністю й істинною горизонтальною дальністю, тобто відстанню між орієнтирами на поверхні землі.

Для зменшення геометричних перекручувань зображення, обумовлених розходженнями між реальною горизонтальною дальністю

на місцевості і вимірюваною похилою дальністю, не рекомендується встановлювати інтервал дальності (масштаб) на індикаторі менший за величину  $10H$ , де  $H$  - висота польоту літака. Не слід також установлювати масштаб більший за дальність прямого бачення.

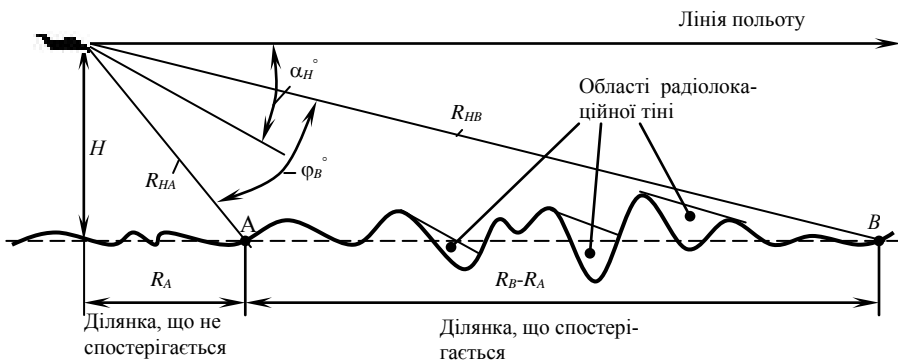


Рис. 3.7. Огляд поверхні у режимі “Земля”:

$H$  – барометрична висота польоту;  $\phi_B$  – ширина створу променя антени по вертикалі;  $\alpha_H$  – кут нахилу променя антени;  $R_A$  ( $R_B$ ) – істинна дальність точки  $A$  ( $B$ );  $R_{HA}$  ( $R_{HB}$ ) – нахильна дальність точки  $A$  ( $B$ ).

В індикаторах РЛС, до яких пред'являються підвищені вимоги щодо точності відтворення радіолокаційної карти місцевості, іноді застосовують спеціальне нелінійне розгорнення по дальності (гіперболічне розгорнення), що забезпечує компенсацію зазначених геометричних перекозучвань зображення.

### 3.3. НАВІГАЦІЯ ПО РАДІОЛОКАЦІЙНИХ МАЯКАХ-ВІДПОВІДАЧАХ

Для літаків транспортної авіації, пошуково-рятувальних літаків, літаків МПЛ та інших типів ПС, що здійснюють польоти по трасах, недостатньо обладнаних навігаційними системами, велике значення має апаратура, що працює з наземними радіолокаційними маяками-відповідачами (РЛМВ). На відміну від звичайного радіомаяка, що безперервно випромінює свої сигнали і дозволяє визначати лише напрямок на нього, радіолокаційний маяк працює тільки при наяв-

ності запитальних сигналів і дає можливість за допомогою РЛС визначати одночасно напрямок і дальність до маяка.

Наземними РЛМВ маркуються характерні навігаційні точки польоту і точки скидання вантажів. Вони використовуються при пошукових і рятувальних роботах. Точне вимірювання координат цих маяків відносно літака, а також додаткова інформація, передана по каналу відповіді маяка, набагато спрощує задачі пілотування і розширює тактичне застосування літаків. У цьому випадку МНРЛС використовується для запиту або пуску РЛМВ і приймання перевипромінюваних сигналів.

Звичайно робота з РЛМВ забезпечується в одному з режимів роботи МНРЛС (режим "Маяк"). Наземні РЛМВ встановлюються в характерних пунктах маршруту польоту. Кожен маяк має свій код, а положення маяка заздалегідь відзначається на польотній карті. При прийманні антеною РЛМВ сигналів МНРЛС передавач маяка випромінює відповідні кодовані сигнали (за часом затримки між парами імпульсів), як показано на рис. 3.8.



Рис. 3.8. Інтервальне кодування сигналів наземних РЛМВ

Ці сигнали приймаються приймачем МНРЛС і розшифровуються на її індикаторі. Так здійснюється упізнання маяків залежно від інтервального коду  $\tau_1$  або  $\tau_2$ . У режимі "Маяк" сучасних МНРЛС на екрані відображують стандартну мітку кожного маяка (тобто упізнання здійснюється автоматично). Місце розташування РЛМВ визначається шляхом інтерполяції згідно з мітками дальності й азимута. У такий спосіб здійснюється уточнення місця розташування літака у польоті.

Маяк-відповідач може також бути елементом радіолокаційних систем упізнання, призначених для розпізнавання своїх літаків і кораблів, а також систем виділення якого-небудь літака чи корабля з групи за допомогою кодування відповідних сигналів. Канал зв'язку з

радіолокаційними маяками-відповідачами може використовуватися для заходу на посадку і посадки літаків на необладнані системою посадки аеродроми.

Режим роботи з радіолокаційними маяками-відповідачами не є обов'язковим для бортових метеонавігаційних РЛС. В деяких радіолокаційних станціях старих типів був режим "Маяк", у якому РЛМВ відповідав на частоті бортового радіолокатора, і його мітка виводилася на екран, але при цьому губилася інша метеорологічна і навігаційна інформація.

В іншому варіанті при необхідності зв'язок з маяками-відповідачами здійснює автономна бортова система, в якій існує спеціальний запитувач і приймач відповідних сигналів. По суті, це - окрема станція, призначена для роботи з відповідачами на частоті, відмінній від частоти радіолокаційної станції. У цьому випадку сигнали відповідача проглядаються на екрані індикатора запитувача і, крім того, при синхронній роботі з радіолокаційною станцією можуть бути відтворені на екрані індикатора МНРЛС.

Більш привабливою є сполучена система, в якій відповідні сигнали РЛМВ можуть виводитися на екран разом з відображенням метеобстановки або радіолокаційної карти земної поверхні. У сполученій системі функції запитувача, приймання відповідних сигналів і їхню індикацію здійснює радіолокаційна станція. При цьому забезпечується зручність роботи екіпажа, усувається необхідність застосування на борту додаткових виробів, які збільшують вагу літака.

Прикладами МНРЛС з улаштованими каналами запиту маяків-відповідачів, приймання і відображення сигналів-відповідей є радіолокатори "Primus 500" фірми RCA (Sperry), RDR-1400 фірми Bendix, "Буран 72", "Буран 74" та інші радіолокатори НДІ "Буран" і заводу "Радар".

Характерною рисою сучасних наземних РЛМВ є те, що сигнал-відповідь передається на частоті, відмінній від частоти запитувального сигналу. Основною причиною застосування різних частот є бажання позбутися завад, створюваних за рахунок відбиття запитувальних імпульсів від місцевих предметів. При різних частотах запитувального і відповідного каналів приймач РЛС в режимі роботи з маяком налаштований на частоту маяка. Часто для приймання сигналів РЛМВ в приймачі-передавачі МНРЛС створюється окремий ППЧ, налаштований на проміжну частоту, яка відповідає різниці

частот гетеродина і сигналу РЛМВ. При цьому на екрані індикатора буде видно або тільки сигнали маяка, що надзвичайно полегшує роботу оператора, або сполучені сигнали РЛМВ й одного з інших основних режимів МНРЛС (Метео, Земля, Турбулентність), що забезпечує збереження метеоінформації при польоті в СМУ.

Застосування різних частот для запитувального і відповідного сигналів корисно також тому, що виключається можливість повторного запуску відповідача своїми відбитими сигналами. При цьому немає необхідності у блокуванні відповідача і з'являється можливість збільшити кількість запитувачів, які обслуговуються одним відповідачем.

Американські МНРЛС "Primus 500" і "RDR 1400" використовують робочу частоту 9375 МГц для запиту маяків. Відповідний сигнал маяка випромінюється на частоті 9310 МГц. Такий підбір частот дає можливість використовувати в радіолокаторах для приймання сигналів-відповідей маяка ту ж саму НВЧ частину приймального тракту, що і для приймання відбитих сигналів основного режиму роботи. Введення такого режиму роботи з маяками-відповідачами не призводить до істотного збільшення масогабаритних характеристик радіолокатора. З іншого боку, розвиток твердотільної НВЧ техніки дозволяє розробляти наземні маяки вагою всього в кілька кілограмів.

Наземні маяки-відповідачі, використовувані в країнах СНД, за традицією запитуються сигналами в НВЧ діапазоні (10 ГГц), а випромінюють сигнали-відповіді в УКХ діапазоні (200 і 220 МГц). Бажання зберегти наявний парк наземних маяків-відповідачів зумовлює введення в МНРЛС додаткового каналу приймання відповідних сигналів УКХ діапазону.

Автономна бортова система зв'язку з маяками має вагу порядку 70 кг. Тому розробка малогабаритної апаратури, що виконує аналогічні функції, і введення її до складу МНРЛС є складною задачею, успішно вирішеною вітчизняною фірмою НДІ "Буран". Характерною рисою каналу приймання відповідних сигналів маяків є те, що канал повинен бути заводо захищеним, тому що частоти відповідних сигналів збігаються, зокрема, з частотами телевізійних каналів. Це ускладнює апаратуру і потребує вживання спеціальних заходів щодо забезпечення роботи каналу за умов телевізійних завод.

Режим роботи з РЛМВ має характерні особливості, властиві активній відповіді, зокрема, з енергетики. Необхідно мати на увазі, що

практично дальність дії МНРЛС у режимі "Маяк" звичайно обмежується не енергетичними можливостями апаратури, а межами прямої видимості. З урахуванням рефракції радіохвиль дальність прямої видимості  $R_D$  в кілометрах приблизно оцінюється співвідношенням

$$R_D \approx 130\sqrt{H} , \quad (3.21)$$

де  $H$  - висота польоту в кілометрах.

Як було відзначено раніше, взаємодія з РЛМВ УКХ діапазону традиційно вирішувалась при спільній роботі радіолокатора і додаткової бортової апаратури приймання, обробки і дешифрування відповідних сигналів маяків. Тому поєднання в МНРЛС функцій запитувача УКХ маяків і приймача відповідних сигналів таких маяків з їхньою обробкою, відображенням і вимірюванням координат є новою задачею для МНРЛС. У той же час основним напрямком розвитку активного режиму в МНРЛС варто вважати удосконалення активного НВЧ каналу з відповіддю наземного РЛМВ на частоті 9310 МГц, що одержав міжнародне визнання.

Можливості використання візира й автоматичного захоплення відмітки від навігаційного орієнтира (підрозділ 3.6.5) можуть бути використані і під час роботи з РЛМВ для автоматичного утримання і збереження відмітки маяка на екрані при зближенні з ним.

### **3.4. ВИЗНАЧЕННЯ ДЕЯКИХ НАВИГАЦІЙНИХ ПАРАМЕТРІВ ПОЛЬОТУ**

#### **3.4.1. Вимірювання кута зносу літака**

Однією з задач, що традиційно вирішувалися за допомогою бортової МНРЛС, є вимірювання й індикація на власних індикаторах кута зносу літака. У МНРЛС останніх модифікацій режим визначення кута зносу звичайно не вводять. Однак в експлуатації ще є велика кількість МНРЛС "Гроза" та інших радіолокаторів, які мають режим "Знос". У цьому підрозділі ми розглянемо принцип вимірювання кута зносу за допомогою некогерентного бортового радіолокатора. Нагадаємо, що кут зносу  $\beta_c$  обчислюється між векторами повітряної (що практично збігається з віссю літака) і шляхової (відносно землі) швидкостей, як показано на рис.3.9.

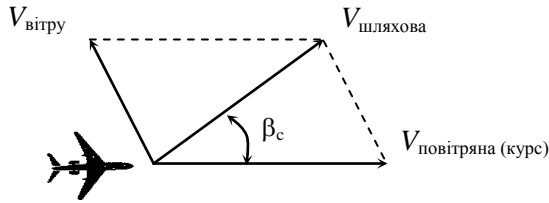


Рис. 3.9. Кут зносу літака вітром

Існує кілька методів вимірювання кута зносу за допомогою бортового панорамного радіолокатора. На практиці сьогодні застосовують лише метод, який використовує ефект Допплера, точніше вторинний ефект Допплера. Вторинний ефект Допплера виникає при відбитті електромагнітних хвиль від розподіленої цілі (або від великої цілі), наприклад, від земної поверхні. Через те, що ДН антени в горизонтальній площині не є нескінченно вузькою, а має ширину  $\theta_{0,5}$ , і, крім того, випромінюваний імпульс має тривалість  $\tau_i$ , одночасно опромінюється деяка ділянка поверхні землі, тангенціальний розмір якої при малих кутах ковзання дорівнює  $R\theta_{0,5}$ , а радіальний -  $\sigma\tau_u/2\cos\beta$  відповідно до формули (3.5), а при  $\beta$  близьких до  $\pi/2$  справедлива формула (3.6).

Різні точки площі мають різні радіальні швидкості відносно РЛС, що рухається, отже, виникає не одна доплерівська частота, а сукупність доплерівських частот  $FD_i$  ( $i=1,2, \dots, n$ ). Кожній точці поверхні, що має свою радіальну швидкість відносно МНРЛС, відповідає своя частота  $F_{D_i}$ . На виході приймача некогерентної РЛС (після амплітудного детектора) виділяється об'єднаний результатуючий сигнал, що містить усі комбінаційні частоти  $F_B$  (частоти биттів)  $F_{B_{i,j}} = F_{D_i} - F_{D_j}$ , де  $i$  та  $j$  пробігають усі значення  $(1,2,\dots,n,\dots)$ , причому  $i \neq j$ . Виникнення цих биттів  $F_B$  і являє собою вторинний ефект Допплера.

Тепер розглянемо МНРЛС, установлену на літаку, що рухається зі шляховою швидкістю  $V$ , і поверхню землі, що опромінюється з



літака, як показано на рис. 3.10. На рис. 3.10 введені наступні позначення:  $\psi$  - кут між напрямком руху (лінією шляху) і напрямком випромінювання (за азимутом);  $\beta$  - кут місця (кут ковзання);  $\theta_{0,5}$  - ширина ДН антени в горизонтальній площині.

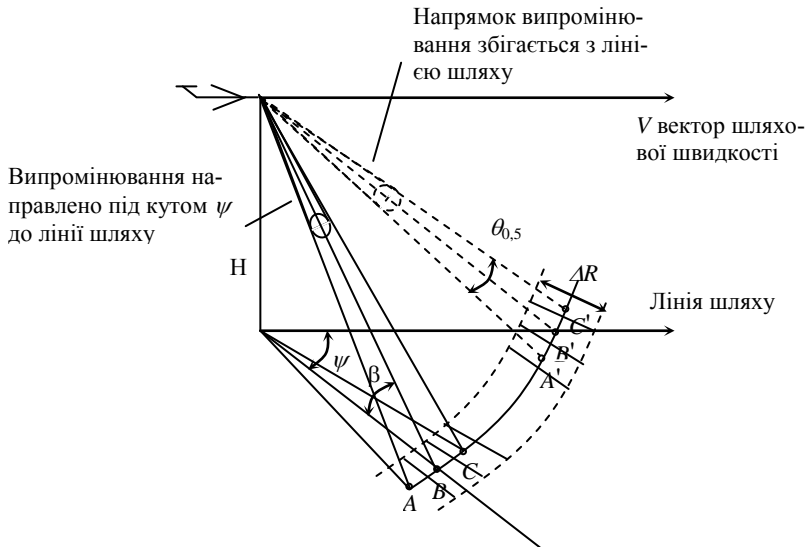


Рис. 3.10. Принцип вимірювання кута зносу за допомогою вторинного ефекту Доплера

Нехай несуча частота дорівнює  $f_0$ . Виділимо смужку землі шириною  $\Delta R = c\tau_u/2$  і розглянемо спочатку, чому дорівнюють частоти відбитих сигналів від точок  $A, B, C$ , які знаходяться на площадці, що не лежить на лінії шляху:

$$\left. \begin{aligned} f_C &= f_0 + \frac{2V}{\lambda} \cos\beta \cos\psi; \\ f_A &= f_0 + \frac{2V}{\lambda} \cos\beta \cos\left(\psi - \frac{\theta_{0,5}}{2}\right); \\ f_B &= f_0 + \frac{2V}{\lambda} \cos\beta \cos\left(\psi + \frac{\theta_{0,5}}{2}\right). \end{aligned} \right\} \quad (3.22)$$

Найбільша відмінність у частотах відбитих сигналів відповідає крайнім точкам А і В. Тому максимальна частота в спектрі вторинних доплерівських частот, або ширина спектра биттів дорівнює

$$\begin{aligned} \Delta F_{B_{\max}} &= f_A - f_B = \frac{2V}{\lambda} \cos \beta \left[ \cos \left( \psi - \frac{\theta_{0.5}}{2} \right) - \cos \left( \psi + \frac{\theta_{0.5}}{2} \right) \right] = \\ &= \frac{4V}{\lambda} \cos \beta \sin \frac{\theta_{0.5}}{2} \sin \psi \end{aligned} \quad (3.23)$$

З формули (3.23) видно, що ширина спектра биттів зростає зі збільшенням кута  $\psi$  між напрямком випромінювання і руху МНРЛС (при  $\psi$  у межах  $\pm 90$ ).

Тепер розглянемо випадок, коли вісь променя МНРЛС збігається по азимуту з лінією шляху (лежить з нею в одній площині). Цей випадок показано на рис. 3.10 пунктиром. Він відповідає  $\psi=0$  і, як випливає з формули (3.22),  $f_A = f_B$ . Тому найбільша частота биттів тепер утвориться при взаємодії сигналів, відбитих від центральної С' і кожної з крайніх точок А' або В':

$$\begin{aligned} \Delta F_{B_0} &= f_{C'} - f_{A'} = \frac{2V}{\lambda} \cos \beta - \frac{2V}{\lambda} \cos \beta \cos \frac{\theta_{0.5}}{2} = \\ &= \frac{2V}{\lambda} \cos \beta \left( 1 - \cos \frac{\theta_{0.5}}{2} \right) = \frac{4V}{\lambda} \cos \beta \sin^2 \frac{\theta_{0.5}}{4} \end{aligned} \quad .$$

З урахуванням малості  $\theta_{0.5} / 4$  одержимо остаточно

$$\Delta F_{B_0} \approx \frac{V}{4\lambda} \cos \beta \frac{\theta_{0.5}^2}{2} \quad (3.24)$$

Ця величина досить мала порівняно з  $\Delta F_{B_{\max}}(\psi)$ , що має місце при розбіжності осі променя з лінією шляху. При збільшенні  $\psi$  ширина спектра досить різко зростає. На рис. 3.11 показана залежність максимальної частоти биттів доплерівських частот від кута між напрямком випромінювання і руху літака.

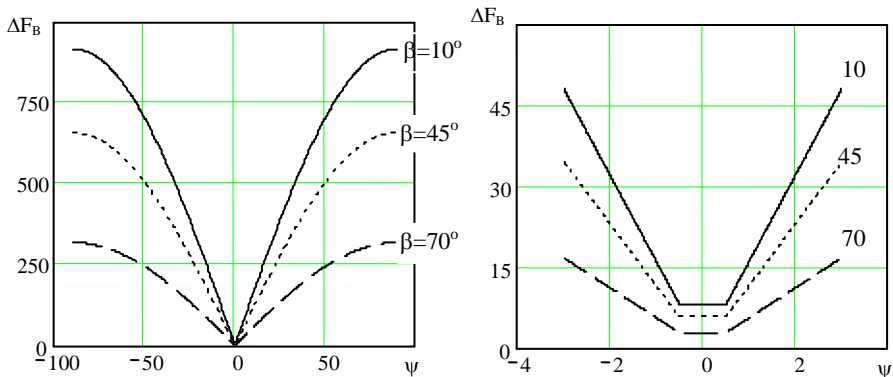


Рис. 3.11. Залежність максимальної частоти биттів від кута  $\psi$  при різних  $\beta$

По осі ординат відкладена величина  $\Delta F_B$ , що являє собою більше з двох значень модуля максимальної частоти биттів  $|\Delta F_{Bmax}|$  і  $|\Delta F_{B0}|$ , розрахованих за формулами (3.23) і (3.24):

$$\Delta F_B = \max(|\Delta F_{Bmax}|, |\Delta F_{B0}|). \quad (3.25)$$

У розрахунках (рис. 3.11) використані такі дані:  $V=720$  км/год;  $\lambda=3$  см;  $\theta_{0,5}=4^\circ$ ;  $\beta=(10^\circ; 45^\circ; 70^\circ)$ . Максимум частоти биттів досягається при  $\psi=90^\circ$ . Мінімум – при  $\psi=0^\circ$ , причому мінімальні значення частоти биттів  $\Delta F_{B0}$  дорівнюють 8, 6 і 3 Гц відповідно при  $\beta=10^\circ$ ,  $45^\circ$  і  $70^\circ$ , що добре видно на правому графіку рис. 3.11, побудованому для малих значень  $\psi$ .

Величину  $\Delta F_{B0}$  називають "нульові биття". Через неповну симетрію ДН антени і неоднорідності поверхні, що опромінюється,  $\Delta F_{B0}$  буває трохи більше розрахункового (5...10 Гц). Однак мінімум завжди виражений досить різко при  $\psi=0$ .

На виході приймача нульові биття доплерівських частот виявляються у вигляді амплітудної модуляції прийнятих сигналів, а на екрані – у вигляді модуляції яскравості лінії розгорнення. Візуально спостерігаються мерехтіння лінії розгорнення, вона ніби "мигає" з

деякою частотою. При відхиленні  $\psi$  від нульового значення частота биттів різко зростає (рис. 3.25), і мерехтіння зникають внаслідок післясвітіння екрана й інтегруючих властивостей ока.

Таким чином, визначення кута зносу ПС можна робити, визначаючи положення ДН антени за азимутом, при якому досягається мінімум частоти амплітудної модуляції. Звичайно ДН антени переміщують по азимуту за допомогою спеціальної схеми керування і відраховують кут зносу за шкалою, яка зв'язана з віссю сельсина ручного переміщення антени або за азимутальною шкалою на екрані індикатора. Нульове значення шкали азимута відповідає орієнтації осі ДН згідно з напрямком подовжньої осі літака (лінії курсу), а мінімум частоти амплітудної модуляції лінії розгорнення – збігу осі ДН антени з напрямком шляхової швидкості літака.

### **3.4.2. Вимірювання шляхової швидкості**

Задача вимірювання шляхової швидкості літака за допомогою МНРЛС сьогодні втратила свою актуальність. Ця функція не включається в ТЗ на розробку нових радіолокаторів. Але така можливість існує. У МНРЛС старих типів, наприклад, у радіолокаторі РПСН-2Н "Емблема" для вимірювання шляхової швидкості застосовувався метод зарубок, що полягав у вимірюванні часу, протягом якого відмітка від наземного орієнтира проходила на екрані відстань між кільцями міток дальності.

## **3.5. ПОПЕРЕДЖЕННЯ ЗІТКНЕНЬ**

### **3.5.1. Запобігання зіткнень літаків з перешкодами**

Бортова МНРЛС дає інформацію про навколишній повітряний простір і може бути використана як засіб запобігання зіткнень з перешкодами. Виявлення наземних перешкод (гірських вершин, пагорбів і висотних споруд) звичайно здійснюється при огляді простору за допомогою симетричної вузької ДН антени. Завдяки цьому знижується ймовірність спостереження заводових відбиттів від земної поверхні при усіх висотах польоту, що перевищують деяку задану висоту (порядку 1000 м). Під час обходу перешкод (у тому числі грозових зон) важливо, щоб сектор огляду не змінював свого поло-

ження в просторі при кренах і тангажах літака. Тому вісь ДН антени повинна бути стабілізована в просторі.

Ситуація, що має місце при наближенні до гірської вершини, ілюструється на рис. 3.12.

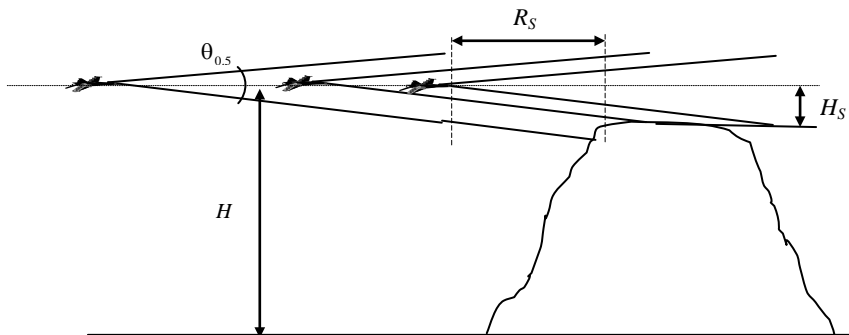


Рис. 3.12. Метод круга безпеки

Коли літак летить на постійній висоті  $H$  і знаходиться досить далеко від перешкоди, горизонтально спрямований розбіжний промінь радіолокатора опромінює значну частину гори. В міру наближення до гори зона опромінення перешкоди зменшується. Тому і засвічення на екрані стає меншим (рис. 3.13).



Рис. 3.13. Зменшення засвічення від гори в міру наближення до неї

Якщо літак летить над вершиною з безпечним перевищенням  $H_s$ , то на деякій відстані  $R_s$  від неї гора вийде із зони опромінення МНРЛС. Якщо ширина ДН антени дорівнює  $\theta_{0,5}$ , то

$$R_s = \frac{H_s}{\sin(\theta_{0,5} / 2)} \approx \frac{2H}{\theta_{0,5}} . \quad (3.26)$$

При безпечному перевищенні над гірськими вершинами (наприклад, 600 м) радіус сектора на екрані, у межах якого немає відбиття від земної поверхні, дорівнює 10...15 км (при ширині ДН антени 3...4°). Коло (сектор) з радіусом  $R_s$  прийнято називати умовним колом безпеки.

При польоті на безпечному перевищенні і наближенні літака до гірської вершини на відстань радіуса кола безпеки сигнал від гірської вершини на екрані індикатора, не досягши умовної мітки кола безпеки, зникає. Якщо ж засвічення від перешкоди перетне коло безпеки, то необхідно набирати висоту для забезпечення необхідного перевищення.

Коло безпеки може бути відзначено на світлофільтрі індикатора МНРЛС, мітка кола безпеки може бути сформована електронним способом, нарешті, вона взагалі може бути відсутньою як зображення на екрані, але пілоту завжди відома відстань, яка відповідає умовному колу безпеки, і він не повинен допускати, щоб засвічення від перешкоди, що наближається, входило в це коло.

### 3.5.2. Виявлення повітряних суден у зоні огляду

Звичайно енергетичний потенціал МНРЛС дозволяє виявляти і ПС (літаки і вертольоти), які знаходяться в зоні огляду. Літаки класу ЯК-40 виявляються на відстані 20...70 км залежно від ракурсу і метеоумов. Така дальність виявлення достатня для здійснення маневру щодо відхилення від небезпечного зближення.

Ступінь небезпеки виявленого літака оцінюється пілотом за характером переміщення його позначки на екрані індикатора. При прямолінійному русі двох літаків зіткнення між ними можливо, якщо кут візування при їхньому зближенні зберігається незмінним від

огляду до огляду. Візуально це виявляється в тому, що позначка зустрічного літака переміщується на екрані індикатора по радіусу в напрямку початку координат. У деяких МНРЛС (РЛК "Буран") передбачається режим, що дозволяє відображати "слід" переміщення позначок ПС відносно свого літака і правильно планувати маневр обходу.

Ефективність використання МНРЛС як засобу запобігання небезпечних зближень ПС обмежується низькою точністю визначення взаємного положення ПС по висоті. Це пов'язано з тим, що при реальній ширині ДН антени роздільна здатність МНРЛС по куту є недостатньою, і лінійний вертикальний розмір роздільного об'єму на необхідній дальності виявлення ПС захоплює відразу кілька ешелонів. Отже, зустрічне ПС, що виникає на екрані МНРЛС як потенційно небезпечне, насправді може рухатися відповідно до плану польотів на іншому ешелоні.

Крім того, позначки літаків можуть маскуватися відбиттям від метеорологічних утворень, а при малих висотах польоту також відбиттям від земної поверхні, що приходить по бічних пелюстках ДН антени. Тому стандартна бортова РЛС застосовується для запобігання небезпечних зближень ПС лише як допоміжний засіб.

Сьогодні вирішення задачі попередження зіткнень під час польотів у повітряному просторі держав, що досі не ввели як обов'язкову вимогу спорядження літаків системами попередження зіткнень типу TCAS, практично повністю покладається на диспетчерську службу системи КІР. Відповідно до рекомендацій ІКАО поступово здійснюється повсюдне впровадження БСПЗ з активною відповіддю (TCAS).

### **3.6. ДОДАТКОВІ ФУНКЦІЇ МНРЛС ПРИ ВИРІШЕННІ НАВІГАЦІЙНИХ ЗАДАЧ**

У цьому розділі систематизовані додаткові навігаційні функції МНРЛС, що підвищують якість навігаційної інформації або розширюють функціональні можливості МНРЛС. Ці функції можуть бути реалізовані у вигляді підрежимів або режимів роботи багатфункціонального бортового радіолокатора.

### 3.6.1. Автоматичне виділення характерних навігаційних орієнтирів

Режим навігаційного огляду земної і водної поверхонь з метою формування радіолокаційної карти і виділенням на ній характерних навігаційних орієнтирів (режим "Земля") є одним з основних режимів роботи МНРЛС і РЛК.

Традиційно в МНРЛС (наприклад, у МНРЛС "Гроза") для огляду земної поверхні використовуються антени з ДН типу "csc<sup>2</sup>", як показано в підрозділі 3.2.6. Така форма ДН дозволяє при польоті на якій-небудь висоті ( $H = \text{const}$ ) зрівняти на індикаторі яскравість зображення різновіддалених, але таких, що однаково відбивають, ділянок земної поверхні. Однак при зміні умов польоту, наприклад, висоти, раціональність форми ДН порушується, що призводить до необхідності додаткового підстроювання МНРЛС (зміни кута нахилу антени, коефіцієнта підсилення приймача, яскравості і контрастності зображення) для виділення необхідних радіолокаційних цілей.

Перехід на хвилеводно-щілинні антенні решітки (ХЩАР) з "голчастою" формою ДН різко погіршив якість радіолокаційної карти. При виділенні навігаційних орієнтирів потрібно постійне підстроювання МНРЛС під конкретний орієнтир. Частково усунути ці недоліки дозволяє застосування розширених форм ДН і систем ВАРУ. Однак компенсувати зміну значень прийнятих сигналів по дальності при різних режимах польоту літака можливо тільки при адаптивному законі зміни ВАРУ, що залежить від параметрів польоту, огляду і параметрів МНРЛС.

Одержання радіолокаційної карти місцевості стандартним способом – шляхом амплітудного аналізу відбитого сигналу (3.2.4) має ряд недоліків. Складність рельєфу місцевості, наявність великої кількості об'єктів та їхнє різноманіття, що у більшості випадків не несе корисної інформації, "засмічують" радіолокаційну карту, утруднюючи виділення необхідної інформації.

У НДІ "Буран" на основі систематизації навігаційних орієнтирів і аналізу необхідної навігаційної інформації розроблена класифікація навігаційних орієнтирів і принципи їхнього відображення при автоматичному формуванні радіолокаційної карти [49], [50]. Класифікація включає наступні типи орієнтирів: водні, площадкові, точкові і фон поверхні.



До водних орієнтирів відносяться ріки й озера, акваторії морів і океанів, берегова риса та її конфігурація.

До площадкових орієнтирів відносяться позначені на географічних картах ділянки рельєфу земної поверхні, які добре відбивають радіохвилі і горизонтальні розміри яких перевищують роздільну здатність МНРЛС. Це лісопосадки і лісосмуги, галявини в лісі, гори й острови, великі й середні міста, населені пункти, греблі на ріках і озерах.

Точкові орієнтири - це об'єкти, в основному штучних споруд, розміри яких не перевищують роздільної здатності МНРЛС. Вони позначені на географічних картах, мають точну прив'язку до географічних координат, їхні координати відносно літака можуть бути виміряні з необхідною точністю і введені в бортовий навігаційний обчислювач для корекції місця розташування літака. Прикладами точкових орієнтирів є залізничні мости, опори високовольтних ліній електропередачі, труби теплоелектростанцій і заводів, греблі і мости через ріки, населені пункти і міста на великій дальності. Вимірювані координати таких орієнтирів відносно літака можуть бути використані при визначенні і корекції місця розташування літака та для вирішення інших задач.

Фон підстилаючої поверхні визначається відбитим радіолокаційним сигналом у всій зоні огляду, який перевищує чутливість приймача МНРЛС, тому для його виявлення найбільше підходять автоматичні бінарні порогові виявлячі. Збільшення дальності виявлення фону досягається підвищенням чутливості приймача.

Водні орієнтири визначаються відсутністю відбитого сигналу на фоні підстилаючої поверхні. Розпізнавання водних орієнтирів здійснюється оператором згідно з радіолокаційною картою місцевості. Відсутність сигналу також може бути обумовлена чутливістю приймача і шириною ДН антени у вертикальній площині. У цих випадках, через відсутність повного зображення водних орієнтирів, їхнє розпізнавання ведеться за формою берегової риси.

Якщо розміри водного орієнтира або його частини (наприклад, ділянка ріки) менші роздільної здатності МНРЛС, а фон підстилаючої поверхні виявляється, то сигнал, відбитий від даної ділянки, буде менше сигналів, відбитих від сусідніх ділянок фону. Це дозволяє визначити таку ділянку поверхні як точковий орієнтир з "негатив-

ною" радіоконтрастністю і відобразити його як водний орієнтир (тобто, відсутністю сигналу).

Площадкові орієнтири відносяться до розподілених цілей, а відбитий від них сигнал має визначену радіоконтрастність відносно сигналу, відбитого від прилеглих ділянок земної поверхні. Розміри площадкових орієнтирів заздалегідь невідомі і можуть змінюватися в широких межах, починаючи від розмірів, що відповідають роздільній здатності МНРЛС. Виявлення площадкових орієнтирів базується на наявності у відбитому радіолокаційному сигналі позитивного градієнта по дальності на початку орієнтира і негативного градієнта – на кінці орієнтира.

Градієнти вважаються присутніми, якщо протяжність відповідних ділянок по дальності перевищує роздільну здатність РЛС, а величина – установлені пороги. Орієнтир визначається між позитивним і негативним градієнтами. Це покладено в основу градієнтного методу виявлення площадкових орієнтирів.

Градієнти визначаються шляхом обробки радіолокаційних сигналів у ковзному "вікні". Довжина "вікна"  $N$  визначається кількістю роздільних елементів дальності або кількістю дискретних відліків сигналу по дальності і може бути невеликою, що спрощує апаратну реалізацію. Розглянемо як приклад розпізнавання площадкового орієнтира при довжині "вікна"  $N=5$ . Алгоритм обробки сигналів дозволяє знайти позитивний і негативний градієнти сигналів, що відповідають початку і кінцю площадкового орієнтира. Позитивний градієнт  $U_{\text{ПГ}}$  визначається відповідно до наступного виразу:

$$U_{\text{ПГ}} = \begin{cases} 1, & \text{при } X_i > X_{i-1} + A, \quad X_i > X_{i-2} + B, \\ & X_{i+1} > X_{i-1} + A, \quad X_{i+1} > X_{i-2} + B, \\ & X_{i+2} > X_{i-1} + A, \quad X_{i+2} > X_{i-2} + B, \\ & X_i \geq C, \quad X_{i-1} \geq C, \quad X_{i+2} \geq C \\ 0, & \text{в інших випадках} \end{cases} \quad (3.27)$$

Негативний градієнт визначається за таким алгоритмом:

$$U_{ог} = \begin{cases} 1, & \text{при } X_i < X_{i-1} - A, \quad X_i < X_{i-2} - B, \\ & X_{i+1} < X_{i-1} - A, \quad X_{i+1} < X_{i-2} - B, \\ & X_{i+2} < X_{i-1} - A, \quad X_{i+2} < X_{i-2} - B, \\ & \text{або} \\ & X_i \leq C, \quad X_{i-1} \leq C, \quad X_{i+2} \leq C \\ 0, & \text{в інших випадках} \end{cases} \quad (3.28)$$

У виразах (3.27) і (3.28) прийняті наступні позначення:  $X_i$  – значення відбитого сигналу в центральному елементі вікна;  $A$  й  $B$  – параметри, що визначають градієнт вхідного сигналу;  $C$  – поріг по вхідному сигналу, що визначає площадну ціль при малому відношенні сигнал-шум на виході приймача МНРЛС, а також закінчення площадної цілі у випадку малого негативного градієнта.

Площадна ціль виділяється від моменту появи  $U_{пр}=1$  згідно з формулою (3.27) до моменту появи  $U_{ог}=1$  згідно з виразом (3.28) і за умови, що відбитий сигнал більше порога  $C$ , тобто

$$U_{пр} = \begin{cases} 1, & \text{при } U_{пр} = 1, \quad X_i \geq C, \quad X_{i-1} \geq C, \quad X_{i+2} \geq C, \\ & U_{ог} = 0 \\ 0, & \text{в інших випадках} \end{cases} \quad (3.29)$$

Точкові орієнтири відносяться до класу точкових радіолокаційних цілей, а відбиті від них сигнали мають тривалість, що відповідає роздільній здатності МНРЛС по дальності, і мають "позитивні" або "негативні" радіоконтрастності відносно сигналів, відбитих від прилеглих ділянок земної поверхні. Виявлення точкових орієнтирів здійснюється також у ковзному по дальності "вікні" (наприклад,  $N=5$ ) по відносній оцінці до найближчих сусідів.

Алгоритм виявлення точкового орієнтира:

$$U_{т} = \begin{cases} 1, & \text{при } (X_i > X_{i-1} \text{ або } X_i > X_{i+1}) \\ & \text{та } X_i - X_{i-2} > \Pi; \quad X_i - X_{i+2} > \Pi, \\ 0, & \text{в інших випадках} \end{cases} \quad (3.30)$$

де  $X_i$  - значення відбитого сигналу у "вікні";  $\Pi$  - установлений поріг виділення.

Точковий орієнтир з "негативною" радіоконтрастністю виявляється згідно з алгоритмом

$$U_{T.o} = \begin{cases} 1, & \text{при } (X_{i-1} > X_i \text{ або } X_{i+1} > X_i) \\ & \text{та } X_{i-2} - X_i > \Pi; X_{i+2} - X_i > \Pi, \\ 0, & \text{в інших випадках} \end{cases} \quad (3.31)$$

де  $\Pi$  - установлений поріг виділення орієнтирів з "негативною" радіоконтрастністю.

Радіолокаційна карта місцевості формується шляхом комплексування виділених навігаційних орієнтирів. Інакше кажучи, формується синтетичне зображення місцевості з позначенням навігаційних орієнтирів різного характеру відповідними стандартними позначками або знаками.

Комплексування здійснюється в два етапи. На першому етапі комплексування проводиться по кожному елементу дальності, а на другому – по кожному елементу масштабу при об'єднанні кількох елементів дальності.

При комплексуванні встановлюються пріоритети орієнтирів різного типу. Найвищий пріоритет віддається точковим орієнтирам, а далі зі зниженням – точковим орієнтирам з "негативною" радіоконтрастністю, потім – площадним орієнтирам і, нарешті, іде фон.

Розглянуті методи досить прості в технічній реалізації, що особливо важливо для МНРЛС. Вони дозволяють підвищити якість та інформативність радіолокаційної карти, скоротити процес вирішення навігаційних задач, збільшити час пілотів на вирішення задач літаководіння.

Автоматичне формування радіолокаційної карти місцевості реалізовано в дослідних зразках МНРЛС «Буран А-140», установлених на літаках АН-140.

### 3.6.2. Забезпечення візуалізації ЗПС

Протягом ряду років серед авіаційних фахівців і конструкторів бортової радіоелектронної техніки обговорювалася можливість візуалізації бетонованих ЗПС для забезпечення контролю заходу на посадку до висоти прийняття рішення по заданій категорії посадки, зокрема, по першій категорії.

Ця задача є новою для МНРЛС, причому, крім виявлення ЗПС вважається важливою також візуалізація руліжних доріжок і перешкод на них, перешкод на смузі при розбігу, посадці і пробігу. Вирішення цих задач автономними засобами бортової радіолокації потребує переходу в міліметровий діапазон хвиль з розробкою режиму підвищеного розділення і поліпшення точності вимірювання координат радіолокаційних цілей. При цьому виникають проблеми сильного загасання міліметрових хвиль у тропосфері за поганих метеорологічних умов.

Чи знайде ця додаткова функція МНРЛС свою практичну реалізацію в цивільній авіації – залишається неясним, оскільки намітилася також тенденція застосування для цих цілей високоточних супутникових систем визначення місця розташування об'єктів.

### 3.6.3. Розрізнення сигналів від метеоутворень і земної поверхні

Задачі розрізнення сигналів, відбитих від земної поверхні та метеорологічних об'єктів, завжди були важливими для бортових радіолокаційних систем. Поверхнево розподілені й об'ємно розподілені цілі можуть створювати подібні відбиття на екранах радіолокаційних індикаторів. Цікаво відзначити, що які з цих двох типів розподілених цілей – хмари і опади або земна і водна поверхня – є об'єктами спостереження, а які – джерелами відбиттів від завад, залежить від режиму роботи МНРЛС. У режимі "Земля" необхідно усунути завади від метеоутворень, а в режимі "Метео" завадами є відбиття від земної поверхні і збудженого моря, які приходять по бічних пелюстках, а іноді й по основній пелюстці ДН антени.

Відомі наступні підходи до усунення відбиттів від завад:

- зменшення рівня бічних пелюсток;
- застосування доплерівських фільтрів, основане на різницях між спектрами сигналів, відбитих від землі і метеоутворень;

- застосування поляризаційної селекції, яке ґрунтується на різному впливі метеорологічних об'єктів і земної поверхні на поляризаційні характеристики радіолокаційного сигналу.

Усі три підходи можуть застосовуватися одночасно. Ясно, що рівень бічних пелюсток ДН антени в будь-якому випадку необхідно, по можливості, знижувати, але так само ясно, що є визначені техніко-економічні обмеження, які не дозволяють це робити безмежно. Сьогодні в МНРЛС досягнутий рівень бічних пелюсток -18...-25 дБ відносно основної пелюстки, що не дозволяє говорити про повне уникнення прийняття відбитків від завад по бічних пелюстках.

Другий підхід знаходить досить широке практичне застосування, особливо в зарубіжних МНРЛС. Вважається, що якщо спектральні складові концентруються на частотах нижче 50 Гц (при  $\lambda=3,2$  см), то має місце відбиття від землі, у протилежному разі – від метеооб'єкта. У реальних ситуаціях спектр сигналів, відбитих від земної поверхні, може мати складові, котрі значно перевищують 50 Гц (наприклад, ліс при сильних поривах вітру або море під час шторму). У свою чергу, спектри від метеооб'єктів можуть мати спектри, що концентруються нижче 50 Гц (наприклад, обложні опади або шарувато-дощова хмарність при відсутності сильної турбулентності). Через те, що спектри сигналів від хмар та опадів і від землі у вітряну погоду стають досить подібними через рух елементів рослинного покриву, фільтрація не завжди ефективна, і вірогідність розпізнавання знижується.

Великі перспективи мають поляризаційні методи розрізнення і селекції сигналів. У цьому напрямку існують різні можливості. Розглянемо лише деякі з них.

У роботі [48] описаний метод розпізнавання сигналів від метеооб'єктів і земної поверхні. Він оснований на оцінці коефіцієнта взаємної кореляції сигналів від розподіленої цілі, отриманих на ортогональних поляризаціях у моменти часу, що збігаються. Такий коефіцієнт при використанні горизонтально і вертикально поляризованих сигналів дорівнює

$$\rho_{hv}(0) = \frac{\overline{\sigma_{hh} \sigma_{vv}^*}}{\left( |\sigma_{hh}|^2 \cdot |\sigma_{vv}|^2 \right)^{1/2}}, \quad (3.32)$$

де  $\sigma_{hh}$  і  $\sigma_{vv}$  – діагональні елементи комплексної "миттєвої" матриці розсіювання в базисі "горизонталь-вертикаль". Для некогерентного радіолокатора задача спрощується, через відсутність проблеми урахування диференціального фазового зсуву. Можна показати, що коефіцієнт взаємної кореляції  $R_{hv}(0)$  в моменти часу, що збігаються (аргумент дорівнює нулю), зв'язаний з коефіцієнтом кореляції в моменти часу, розділені інтервалом періоду повторення зондувальних імпульсів  $T_n$  наступним співвідношенням:

$$R_{hv}(0) = \frac{R_{hv}(T_n)}{[R_{hh}(T_n)R_{vv}(T_n)]^{1/2}}, \quad (3.33)$$

де  $R_{hv}(T_n)$ ,  $R_{hh}(T_n)$  і  $R_{vv}(T_n)$  – коефіцієнти кореляції, які можуть бути виміряні за вибірковими сигналами, отриманими при прийманні основних і перехресних компонентів відбитого сигналу при черезперіодному переключенні поляризації зондувальних імпульсів.

Теоретичні оцінки коефіцієнта  $R_{hv}(0)$  показують, для рідкокрапельних хмар він близький до одиниці. Це пояснюється тим, що основні внески у відбиті сигнали на вертикальній і горизонтальній поляризаціях дають ті ж самі розсіювачі. У той же час для поверхні типу лісу чи іншого рослинного покриву основні внески у відбиті сигнали на ортогональних поляризаціях дають різні розсіювачі, наприклад, для вертикальної – стовбури дерев, а для горизонтальної – гілки. При цьому теоретично оцінений коефіцієнт взаємної кореляції  $R_{hv}(T_n) \approx 0,1$ , що рівносильно майже повній декореляції.

Експерименти підтверджують ці оцінки. На рис. 3.14 показані експериментальні оцінки розподілу величини  $R_{hv}(0)$  для відбиттів від підстилаючої поверхні  $p(R_{hv}/E)$ , і від метеооб'єктів  $p(R_{hv}/W)$ .

Процедура прийняття рішення для поділу відбиттів за ознакою "Земля - Метео" зводиться до порівняння оцінки  $R_{hv}(0)$  з порогом  $R_0$ :

$$\begin{cases} R_{lv}(0) \geq R_0 \Rightarrow \text{Weather (Метеоутворення)} \\ R_{lv}(0) \geq R_0 \Rightarrow \text{Earth (Земна поверхня)} \end{cases} \quad (3.34)$$

Відбитки від завад в подальшому можуть бути подавлені у відповідному режимі роботи МНРЛС.

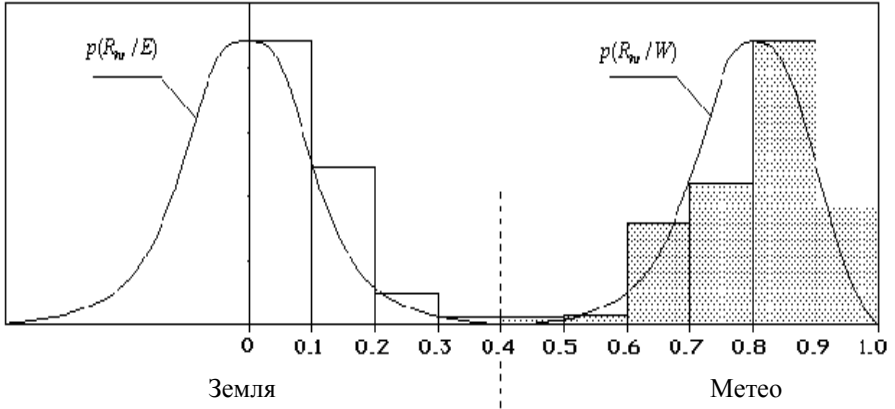


Рис. 3.14. Щільності ймовірностей коефіцієнта  $R_{lv}(0)$

Поляризаційні методи селекції є найбільш перспективними для застосування як в бортових, так і в наземних метеорологічних РЛС.

### 3.6.4. Виділення цілей на фоні завад

Розглянутий принцип поділу сигналів на відбиття від метео-об'єктів і земної поверхні варто відрізнити від підрежиму виділення (селекції) навігаційних орієнтирів (цілей) на фоні розподіленої земної поверхні, а також плавзасобів на фоні збудженої водної поверхні (звичайно до 4 балів). Виділення цілей на фоні завад відноситься до окремої групи важливих задач, розв'язуваних МНРЛС. Задачі цієї групи можуть бути сформульовані у вигляді задач виявлення або задач розпізнавання.



Для вирішення таких задач також можуть застосовуватися методи поляризаційної селекції. Відомий, наприклад, адаптивний метод селекції сигналів, відбитих від цілей на фоні відбиттів від поверхні моря [51]. Відносна однорідність і стабільність (у статистичному смислі) морської поверхні дозволяє формувати і використовувати для виявлення цілей зондувальний сигнал, поляризаційна матриця якого відповідає поляризації нульового сигналу для даної морської поверхні. У цьому випадку відбиття від поверхні моря виявляється незначним.

Найпростіший, але корисний варіант застосування поляризаційних особливостей різних орієнтирів для поліпшення якості їхнього виявлення застосований фірмою "Буран" в однойменному бортовому метеонавігаційному РЛК. Для кращого виділення і розпізнавання орієнтирів у РЛК є можливість змінювати поляризацію випромінюваних радіохвиль. Це дозволяє забезпечити більш чітке виділення окремих орієнтирів, у тому числі на фоні активних і пасивних завад шляхом добору придатної поляризації зондувального сигналу з трьох можливих. РЛК забезпечує роботу на горизонтальній, вертикальній і похилих лінійних поляризаціях. Переключення видів поляризації здійснюється простим натисканням клавіш.

Інший напрямок, що дозволяє здійснювати розпізнавання орієнтирів, полягає у використанні методів просторово-часової обробки. До цієї групи методів можна віднести методи вирішення задачі автоматичної класифікації навігаційних орієнтирів, що обговорювалися вище (3.6.1).

### **3.6.5. Автоматичний супровід обраних навігаційних орієнтирів**

У МНРЛС і комплексах останніх розробок іноді вводять підрежим автоматичного супроводу (спостереження) координат обраних навігаційних орієнтирів і маяків з неперервною видачею їхніх даних у бортовий комп'ютер для визначення і корекції місця розташування літака. Це дозволяє вирішувати задачі виходу в точку початку скидання вантажів і контролю положення літака в горизонтальній площині відносно осі ЗПС до висоти прийняття рішення за сигналами від двох маяків, установлених на початку і наприкінці смуги.

Автоматизоване вимірювання координат орієнтирів зручно реалізувати при використанні візира. В деяких МНРЛС передбачається також підрежим автоматичного спостереження за орієнтиром. Такий підрежим може бути ефективним, якщо орієнтири чітко виділені на фоні місцевості, тобто мають точковий характер і досить контрастні, наприклад, міст, гребля, промисловий об'єкт, телевізійна вишка. У випадку, якщо потрібно захоплення орієнтира для тривалого спостереження за ним, може знадобитися підрежим автоматичного керування нахилом променя антени.

При автоматизованому вимірюванні координат орієнтирів, для забезпечення радіоконтрастності орієнтира може бути введене автоматичне регулювання випромінюваної потужності.

Для забезпечення корекції роботи бортового навігаційного комплексу (НК) звичайно передбачається введення координат орієнтирів у бортовий комп'ютер НК.

Ефективність і зручність режиму автоматизованого вимірювання координат орієнтирів істотно підвищується при одночасному включенні зазначених вище автоматичних регулювань положення променя антени, випромінюваної потужності та введенням координат у комп'ютер НК. У цьому випадку досягається найбільш повне розвантаження екіпажа, тому що виключається необхідність ручного керування нахилом антени і масштабом зображення, а також забезпечується підстрахування у випадку зривів "захоплення" орієнтира за допомогою комп'ютера НК, який пам'ятає введені в нього координати. Орієнтир автоматично утримується в межах створу променя антени й у центральній частині екрана індикаторного блоку за умов еволюцій літака по дальності, висоті й азимуту.

## З М І С Т

<b>Перелік скорочень</b>	7
<b>Передмова</b>	10
<b>ВСТУП</b>	12
<b>1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО БОРТОВІ РАДІОЛОКАЦІЙНІ СИСТЕМИ</b>	14
<b>1.1. Класифікація бортових радіолокаційних систем</b>	14
<i>1.1.1. Діапазон робочих частот</i>	15
<i>1.1.2. Особливості взаємодії з об'єктом</i>	16
<i>1.1.3. Ступінь самостійності</i>	20
<i>1.1.4. Характер огляду контрольованого простору</i>	21
<i>1.1.5. Кількість виконуваних функцій</i>	25
<i>1.1.6. Кількість вимірюваних просторових координат</i>	25
<i>1.1.7. Кількість оцінюваних інформативних параметрів</i>	26
<i>1.1.8. Характер випромінюваних сигналів</i>	27
<i>1.1.9. Характер обробки сигналів</i>	28
<i>1.1.10. Методи обробки сигналів і керування системою</i>	31
<i>1.1.11. Спосіб сканування діаграми спрямованості антени</i>	31
<i>1.1.12. Функціональне призначення</i>	32
<b>1.2. Стисла характеристика МНРЛС</b>	34
<i>1.2.1. Призначення</i>	34
<i>1.2.2. Класи і функції МНРЛС</i>	36
<i>1.2.3. Принцип дії МНРЛС</i>	37
<i>1.2.4. Параметри МНРЛС</i>	40
<i>1.2.5. Конструкція МНРЛС</i>	51
<b>2. ПРИНЦИПИ ОДЕРЖАННЯ МЕТЕОРОЛОГІЧНОЇ ІНФОРМАЦІЇ</b>	53
<b>2.1. Небезпечні метеорологічні явища та їхній вплив на безпеку польотів</b>	53
<i>2.1.1. Проблема підвищення рівня безпеки польотів</i>	53
<i>2.1.2. Загальна характеристика впливу метеоумов на польоти</i>	53
<i>2.1.3. Грози</i>	54
<i>2.1.4. Купчасто-дощові хмари</i>	55
<i>2.1.5. Шквали, смерчі, торнадо</i>	56
<i>2.1.6. Турбулентність</i>	56

2.1.7. Зсув вітру	60
2.1.8. Мікровибух	64
2.1.9. Блискавки	67
2.1.10. Електризація літаків у хмарах і опадах	70
2.1.11. Град	71
2.1.12. Обледеніння літаків	72
2.1.13. Інші чинники та комбінації чинників	73
2.1.14. Експертні оцінки небезпеки метеорологічних явищ	73
<b>2.2. Метеорологічні функції бортових РЛС</b>	75
2.2.1. Обов'язковість застосування бортових МНРЛС	75
2.2.2. Активні бортові МНРЛС	76
2.2.3. Пасивні методи виявлення блискавконезбезпечних зон	78
2.2.4. Класифікація НМЯ як об'єктів радіолокаційного виявлення	79
<b>2.3. Локалізація зон НМЯ</b>	80
2.3.1. Основні визначення	80
2.3.2. Локалізація небезпечних зон як статистична задача	80
2.3.3. Загальна характеристика інформативних параметрів локалізації	89
2.3.4. Узагальнена схема локалізації небезпечних зон	92
<b>2.4. Радіолокаційна відбиваність</b>	96
2.4.1. Рівняння радіолокації хмар і опадів	96
2.4.2. Визначення радіолокаційної відбиваності (РВ)	101
2.4.3. Радіолокаційна відбиваність хмар і опадів	102
2.4.4. Зв'язок РВ з небезпекою хмар і опадів	104
2.4.5. РВ як інформативний параметр локалізації НМЯ	110
2.4.6. Вимірювання радіолокаційної відбиваності в МНРЛС	118
<b>2.5. Допплерівський спектр</b>	134
2.5.1. Рух крапель і ефект Допплера	134
2.5.2. Визначення доплерівського спектра	137
2.5.3. Параметри доплерівського спектра	147
2.5.4. Зв'язок параметрів вимірюваного доплерівського спектра з динамічними процесами в роздільному об'ємі	149
2.5.5. Ширина доплерівського спектра як інформативний параметр локалізації ЗНТ	187
2.5.6. Вплив руху РЛС і сканування променя антени	193
2.5.7. Вимірювання параметрів доплерівського спектра	200

<b>2.6. Поляризаційні характеристики сигналів метеорологічних цілей</b>	224
2.6.1. Матриця зворотного розсіяння	224
2.6.2. Коваріаційна матриця зворотного розсіяння	225
2.6.3. Поляриметричні вимірювані параметри	227
2.6.4. Зміна поляризації при відбитті від несферичних частинок	229
2.6.5. Зв'язок поляризаційних параметрів з характеристиками метеорологічних утворень	235
2.6.6. Вимірювання поляризаційних параметрів	238
2.6.7. Доплерівсько-поляриметричні характеристики	239
<b>2.7. Локалізація зон НМЯ бортовими РЛС</b>	244
2.7.1. Локалізація ЗНТ некогерентними радіолокаторами за шириною доплерівського спектра	244
2.7.2. Локалізація ЗНТ за комплексом інформативних параметрів	245
2.7.3. Локалізація ЗНТ радіолокаторами із зовнішньою когерентністю	246
2.7.4. Локалізація ЗНТ і ЗЗВ когерентно-імпульсними радіолокаторами	247
2.7.5. Локалізація ЗГН поляриметричними РЛС	248
2.7.6. Локалізація ЗНО поляриметричними РЛС	253
2.7.7. Локалізація ЗБН грозопеленгаторами-далекомірами	254
<b>3. ПРИНЦИПИ ОДЕРЖАННЯ НАВІГАЦІЙНОЇ ІНФОРМАЦІЇ</b>	255
<b>3.1. Навігаційні функції МНРЛС</b>	255
<b>3.2. Навігаційний огляд земної поверхні</b>	256
3.2.1. Порівняння радіолокаційного і візуального орієнтування	256
3.2.2. Радіолокаційні орієнтири та їхня роль у літаководінні	257
3.2.3. Принцип формування радіолокаційного зображення поверхні	257
3.2.4. Відбивальні властивості земної поверхні	260
3.2.5. Рівняння радіолокації земної поверхні	264
3.2.6. Оптимізація форми ДН антени у вертикальній площині	265
3.2.7. Засоби підвищення ефективності виявлення навігаційних орієнтирів	270

<b>3.3. Навігація по радіолокаційних маяках-відповідачах</b>	271
<b>3.4. Визначення деяких навігаційних параметрів польоту</b>	275
3.4.1. <i>Вимірювання кута зносу літака</i>	275
3.4.2. <i>Вимірювання шляхової швидкості</i>	280
<b>3.5. Попередження зіткнень</b>	280
3.5.1. <i>Запобігання зіткнень літаків з перешкодами</i>	280
3.5.2. <i>Виявлення повітряних суден у зоні огляду</i>	282
<b>3.6. Додаткові функції МНРЛС при вирішенні навігаційних задач</b>	283
3.6.1. <i>Автоматичне виділення характерних навігаційних орієнтирів</i>	284
3.6.2. <i>Забезпечення візуалізації ЗПС</i>	289
3.6.3. <i>Розрізнення сигналів від метеоутворень і земної поверхні</i>	289
3.6.4. <i>Виділення цілей на фоні завад</i>	292
3.6.5. <i>Автоматичний супровід обраних навігаційних орієнтирів</i>	293
<b>СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ</b>	295
<b>ПРЕДМЕТНИЙ ПОКАЖЧИК</b>	300

## Перелік скорочень

ААР – активна антенна решітка  
АД – амплітудний детектор  
АКФ – автокореляційна функція  
АМ – амплітудна модуляція  
АНТ – антена  
АНП – антенний перемикач  
АП – авіаційна подія  
АПЧ – автоматичне підстроювання частоти  
АС КНР – автоматизована система КНР  
АХ – амплітудна характеристика  
АЧХ – амплітудно-частотна характеристика  
БК – блок керування  
БРЛС – бортова РЛС  
БСПЗ – бортова система попередження зіткнень  
ВВЧ – вкрай високі частоти  
ВО – виробниче об'єднання  
ВРЛ – вторинна РЛС, вторинний радіолокатор  
ДВ – диференційна відбиваність  
ДВЧ – дуже високі частоти  
ДВШЗ – доплерівський радіолокаційний вимірювач швидкості та кута зносу  
ДКЕТ – дисипація кінетичної енергії турбулентності  
ДН – діаграма направленості (спрямованості)  
ДПФ – дискретне перетворення Фур'є  
ЕМВ – електромагнітне випромінювання  
ЕПР – ефективна площа розсіювання (зворотного)  
ЗБН – зона блискавкової небезпеки  
ЗГН – зона градової небезпеки  
ЗЗВ – зона зсуву вітру  
ЗНО – зона небезпечного обледеніння (літака)  
ЗНТ – зона небезпечної турбулентності  
ЗПВ – зона підвищеної відбиваності  
ЗПС – злітно-посадкова смуга  
ІМ – імпульсний модулятор  
ІНД – індикатор

ПІ – інформативний параметр  
КГ – когерентний гетеродин  
КІР – когерентно-імпульсний радіолокатор  
КМК – коефіцієнт міжперіодної кореляції  
КНД – коефіцієнт направленої дії  
КПР – керування повітряним рухом  
ЛВ – літаковий відповідач (радіолокаційний)  
ЛДВ – лінійне деполаризаційне відношення  
МНРЛК – метеонавігаційний радіолокаційний комплекс  
МНРЛС – метеонавігаційна радіолокаційна станція  
МПЛ – місцеві повітряні лінії  
МРЛ – метеорологічний радіолокатор  
МРЛС – метеорологічна РЛС  
НВЧ – надвисокі частоти  
НДІ – науково-дослідний інститут  
НК – навігаційний комплекс  
НМЯ – небезпечне метеорологічне явище  
ПП НВЧ – підсилювач потужності НВЧ  
ПППС – просторове положення повітряного судна  
ППЧ – підсилювач проміжної частоти  
ПРД – передавач  
ПРМ – приймач  
ПС – повітряне судно, повітряні судна  
ПЧ – проміжна частота  
РСА – радіолокатор із синтезованою апертурою антени  
РВ – радіолокаційна відбиваність  
РЛВ – радіолокаційний висотомір  
РЕО – радіоелектронне обладнання  
РЛМВ – радіолокаційний маяк - відповідач  
РЛС – радіолокаційна система, радіолокаційна станція, радіолокатор  
РЛС БО – РЛС бокового огляду  
РОЗ – радіолокатор огляду землі  
РПЗ – радіолокатор попередження зіткнень  
РСБН – радіотехнічна система ближньої навігації  
СД – синхронний детектор  
СДВ – спектральна диференційна відбиваність  
СКВ – середньоквадратичне відхилення



СЛДВ – спектральне лінійне деполаризаційне відношення  
СМУ – складні метеорологічні умови  
СПНЗ – система попередження небезпечного наближення до землі  
СПЗ – система попередження зіткнень  
СПКПА – синхронна передача кутового положення антени  
ССПА – система стабілізації променя антени  
ТЗ – технічне завдання  
ТЯН – турбулентність ясного неба  
УВЧ – ультрависокі частоти  
УКХ – ультракороткі хвилі  
ФД – фазовий детектор  
ФНЧ – фільтр нижніх частот  
ХЩАР – хвилеводно-щілинна антенна решітка  
ЦГТ – центральна гранична теорема  
ЧАРП – часове автоматичне регулювання підсилення  
ЧМ – частотна модуляція  
ШДС – ширина доплерівського спектра  
ШПФ – швидке перетворення Фур'є

Arinc – Aeronautical Incorporation  
Cb – Cumulonimbus (купчасто-дошові хмари)  
DME – Distance Measuring Equipment (далекомір системи ближньої навігації ICAO)  
FAA – Federal Aviation Administration (Федеральна авіаційна адміністрація США)  
ICAO – International Civil Aviation Organization (Міжнародна організація цивільної авіації)  
NASA – National Aeronautics and Space Agency  
NTSB – National Transportation Safety Board (Національний Комітет з безпеки перевезень США)  
S – Select (режим S)  
TCAS – Traffic alert and Collision Avoidance System (БСПЗ)  
WXR – Weather Radar

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ЯНОВСКИЙ Ф.И. Бортовые метеонавигационные радиолокаторы. Структура системы и особенности передающих устройств. – К.: КИИГА, 1987. – 80 с.
2. ЯНОВСКИЙ Ф.И. Бортовые метеонавигационные радиолокаторы. Физические основы, основные параметры и принципы построения. – К.: КИИГА, 1982. – 82 с.
3. БАРАНОВ А.М., БОГАТКИН О.Г., ГОВЕРДОВСКИЙ В.Ф., ЕНИКЕЕВА В.Д. Авиационная метеорология. Учебник для студентов вузов. – С.Пб.: Гидрометеиздат, 1992. – 348 с.
4. GORP J.J. van, LIGHART L.P. On operational weather radar network based on FM-CW Weather Radar Systems, European Commission, Directorate-General XII, COST 75, Brussels, 1995. – pp. 103-111.
5. BOWLES R.L. Reducing windshear risk through airborne systems technology. 17 Congress of the ICAS, Stockholm, Sweden, 1990.–27 pp.
6. МУЧНИК В.М. Физика грозы.– Л.: Гидрометеиздат, 1974.– 352 с.
7. КАРМОВ М.И. Использование некоторых характеристик электромагнитного излучения для оценки грозо-градовых ситуаций. Труды Всес. симпозиума.– Л.: Гидрометеиздат, 1984. – С.148-150.
8. EVANS W.H. Electric fields and Conductivity in thunderclouds. J.Geophys. Res., v. 74, No 4, 1969. – pp. 939-948.
9. ИМЯНИТОВ И.М. Электрическая структура мощных конвективных облаков (Cu cong) и её связь с движениями воздуха в облаках. – В кн.: Исследование облаков, осадков и грозового электричества. – М.: Гидрометеиздат, 1961. – С.225-238.
10. ЯНОВСКИЙ Ф.И. Локализация опасных для авиации метеорологических явлений с борта воздушного судна.– К.: Общ. "Знание" Украины, 1991. – 28 с.
11. БАРАНОВ И.М., ЯНОВСКИЙ Ф.И. О необходимости решения задачи оперативного определения оптимальной траектории полета в сложных метеорологических условиях. Выч. техника и моделирование сложных систем.– К.: КИИГА, 1976.– С.56 -62.
12. MELVIN W. Terminal Weather.– Flight Int., 131, No406, 1987. – pp. 44 - 46, 48.

13. КАШПРОВСКИЙ В.Е. Определение местоположения гроз радиотехническими методами. – М.: Наука, 1966. – 248 с.
14. Ryan P.A., Spitzer N. Stormscope, Пат.США, N4023408, 1978.
15. КОРАБЛЕВ А.В., ЯНОВСКИЙ Ф.И. Анализ погрешностей НН-метода измерения дальности до источника грозового разряда. Вісник КУЦА. Вип.3-4, 2000. – С. 147-154.
16. ИГНАТОВ В.А., ИЛЬНИЦКИЙ Л.Я., ФИШМАН Б.Е., ЯНОВСКИЙ Ф.И. Способ локализации зон молниевой опасности с борта самолета. Авторское свидетельство СССР №117087, 1984.
17. БЕЛКИН В.В., ГОЛУБЧИК В.Я., ФИШМАН Б.Е., ЯНОВСКИЙ Ф.И. Способ определения молниевой опасности на самолете. Авторское свидетельство СССР № 957625, 1981.
18. ЯНОВСКИЙ Ф.И., ГОЛУБЧИК В.Я., ФИШМАН Б.Е. Об основных эксплуатационных требованиях к бортовым системам отображения метеорологической информации гражданской авиации.– Вопросы оптимального обслуживания и ремонта АиРЭО воздушных судов. Сб. научных трудов.– К.: КИИГА, 1985. – С. 96-100.
19. ЯНОВСКИЙ Ф.И., ФИШМАН Б.Е. О тенденциях развития бортовых радиотехнических средств обеспечения безопасности полетов. Теория и практика функционального использования и эксплуатации радиоэлектронных систем гражданской авиации. Межвузовский сб. научных трудов.– М.: МИИГА, 1986. – С.80-84.
20. СТЕПАНЕНКО В.Д. Радиолокация в метеорологии.– Л.: Гидрометеоздат, 1973. – 344 с.
21. KESSLER E., LEE J.T., WILK K.E. Association between aircraft measurements of turbulence and weafher measurments.– Bull. Amer. Meteor. Soc., 1965. – pp. 443-448.
22. БЕЛКИН В.В., ЯНОВСКИЙ Ф.И. О характеристиках обнаружения турбулентных зон по радиолокационной отражаемости облаков. Теория и техника радиолокации, радионавигации и радиосвязи в гражданской авиации. Вып. 4, Рига, 1977. – С. 41-44.
23. АТЛАС Д. Успехи радарной метеорологии. – Л.: Гидрометеоздат, 1967. – 195 с.
24. ШИРМАН Я.Д., ЛОСЕВ Ю.И., МИНЕРВИН Н.Н. и др. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник / Под ред. Я.Д. ШИРМАНА. – М.: ЗАО «МАКВИС», 1998. – 828 с.

25. Справочник по радиолокации / Под ред. М. СКОЛНИКА. Пер. с англ. (в 4-х томах). Том 1. Основы радиолокации / Под ред. Я.С. ИЦХОКИ.– М.: Сов. Радио, 1976.– 456 с.
26. ДОВИАК Р., ЗРНИЧ Д. Доплеровские радиолокаторы и метеорологические наблюдения.– М.: Гидрометеиздат, 1988. – 512 с.
27. HILDEBRAND P.H., OYE R.A., CARBONE R.E. X-band vs C-band aircraft radar: the relative effects of beamwidth and attenuation in severe storm situations // J. App. Met.– 1981, 20, No11. – pp. 1353-1361.
28. ЯНОВСКИЙ Ф.И. Моделирование процессов взаимодействия радиолокационного сигнала с турбулизированным метеорологическим объектом. Вісник КМУЦА. Вип.1, 1998. – С. 125-136.
29. ATLAS D., SRIVASTAVA R.C., SEKHON R.S. Doppler radar characteristics of precipitation at vertical incidence. Reviews of Geophysics and Space physics, Vol. 11, No 1, 1973.
30. ВЕНЦЕЛЬ Е.С. Теория вероятностей.–М.: Наука, 1965.-430с.
31. KERR D.W. Propagation of short radio waves, McGraw-Hill, 1951. – 486 pp.
32. ГОРЕЛИК А.Г., МЕЛЬНИЧУК Ю.В., ЧЕРНИКОВ А.А. Связь статистических характеристик радиолокационного сигнала с динамическими процессами и микроструктурой метеообъекта // Труды ЦАО, вып.48, М.: Гидрометеиздат, 1963. – С. 3-55.
33. ЯНОВСКИЙ Ф.И. Анализ горизонтальных профилей среднего значения и дисперсии радиолокационного сигнала, отраженного от облаков. Исследования по радиотехнике. Вып.6, Новосибирск: НЭТИ, 1973. – С. 151-155.
34. ЯНОВСКИЙ Ф.И. Некоторые резервы повышения эффективности обнаружения опасных зон бортовыми РЛС. Исследования по радиотехнике. Вып.6, Новосибирск: НЭТИ, 1973. – С. 155-160.
35. RUSSCHENBERG, H.J.W. Bimodal Doppler spectra from clouds and precipitation. IEEE Trans. Geoscience and remote sensing, v. 35, No. 4, 1997. – pp. 37-41.
36. БАБАК В.П., ХАНДЕЦЬКИЙ В.С., ШРЮФЕР Е. Обробка сигналів. – К.: Либідь, 1996. – 392 с.
37. БЕНДАТ Дж., ПИРСОЛ А. Прикладной анализ случайных процессов. – М.: Мир, 1989. – 540 с.
38. ЯНОВСКИЙ Ф.И. Об использовании бортовой РЛС для оценки параметров турбулентности в облаках. "Радиотехника и электроника", Том 19, N 8, 1974. – С. 1963-1965.

39. ЯНОВСКИЙ Ф.И. Влияние формы диаграммы направленности антенны на спектр флуктуаций радиолокационного эхо-сигнала от облаков и осадков при движении радиолокатора. Теория и техника радиолокации, радионавигации и радиосвязи в гражданской авиации. Вып.2, Рига, 1976. – С. 82-86.
40. ЯНОВСКИЙ Ф.И. Влияние движения радиолокатора на ширину спектра огибающей сигнала, отраженного от облака рассеивателей. "Радиотехника и электроника", том 22, N 9, 1977.– С.1972-1974.
41. ЯНОВСКИЙ Ф.И. О дисперсии доплеровской частоты сигнала, отраженного от облака рассеивателей, при движении источника излучения. Теория и техника радиолокации, радионавигации и радиосвязи в гражданской авиации, Рига, 1981. – С. 3-7.
42. GOSSARD E.E., STRAUCH R.G. Radar observations of clear air and clouds. Elsevier, New York, 1983. – 280 pp.
43. БАРТОН Д. Радиолокационные системы. – М.: Воениздат, 1967. – 480 с.
44. YANOVSKY F.J., PROKOPENKO I.G., RUSSCHENBERG H.W.J., LIGTHART L. P. Radar Estimation of Turbulence Eddy Dissipation Rate in Rain. Proceedings IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Toronto, 2002.– pp. 48-51.
45. ЯНОВСКИЙ Ф.И., ПАНИЦ В.А. Применение антенны с управляемой поляризацией для обнаружения зон града и обледенения. Известия вузов. Радиоэлектроника. Т.39, №10, 1996. – С.32-42.
46. YANOVSKY F.J. Phenomenological Models of Doppler-Polarimetric Microwave Remote Sensing of Clouds and Precipitation. Proceedings IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Toronto, 2002. – pp. 131-134.
47. YANOVSKI F.J., LIGTHART L.P., RUSSCHENBERG H.W.J., FOMICHOV V.S. Comparison of Modeled and Measured Doppler-Polarimetric Parameters of Radar Signal Reflected from Rain. Proceedings International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP2000), Fukuoka, Japan, 2000. – Vol 3, pp. 951-955.
48. YANOVSKY F.J. Use of signal polarization properties – the way to improvement of weather radar parameters. Proceedings International Workshop on Radar Polarimetry, Nantes, France. – pp. 578-589.
49. ДЗЮБЕНКО В.П. Автоматическое формирование радиолокационной карты местности в бортовых МНРЛС // Проблемы экс-

плутации и надежности авиационной техники: Сб. науч. тр. – К.: КМУГА, 1997. – С. 152-156.

50. BELKIN V.V., DZUBENKO V.P., and YANOVSKY F.J. Automatic Forming of the Earth Surface Map with Airborne Weather Radars. Proceedings of the International Conference on Land Use / Cover Change Dynamics LUCCD 2001, Beijing, China, 2001. – pp. 105-116.

51. ВУ КВОК ТХИНЬ, ЯНОВСКИЙ Ф.И. Моделирование алгоритма селекции радиолокационных сигналов от гидрометеорообразований на фоне подстилающей поверхности. Статистические методы обработки сигналов в авиационном радиоэлектронном оборудовании. – К.: КИИГА, 1992. – С.40-47.

52. LIGTHART L.P., YANOVSKY F.J., PROKOPENKO I.G. Adaptive algorithms for radar detection of turbulent zones in clouds and precipitation, IEEE Trans. AES, Vol. 39, No 1, 2003. – pp. 22-35.

53. YANOVSKY F.J. Potential of a noise radar for meteorological applications. Proceedings International Workshop on the Noise Radar Technology NRTW'2002, Yalta, Crimea, Ukraine, 2002. – pp. 195-200.

54. HEIJNEN S.H., LIGTHART L.P. TARA: Development of a new Transportable Atmospheric Radar. Proc. 5<sup>th</sup> International Conf. Radar Systems, session Radar Systems 1, Brest, France, 1999.

55. BRINGI, V.N., V. CHANDRASECAR. Polarimetric Doppler Weather Radar. Cambridge University Press, 2002, 635 pp.

56. YANOVSKY F.J., RUSSCHENBERG H.W.J., LIGTHART L.P. Doppler-Polarimetric Models of Microwave Remote Sensing of Rain (Invited Paper). Conference Proceeding. The 11<sup>th</sup> Conference on Microwave Technique COMITE-2001, Pardubice, Czech Republic, 2001, pp. 47-62.

57. YANOVSKY F.J., RUSSCHENBERG H.W.J., LIGTHART L.P., AVERYANOVA Yu.A. Some Relationships between observables of Doppler-polarimetric radar and rain parameters. Proceedings International Conference on Electrical and Electronics Engineering, ELECO'2001, Bursa, Turkey, Vol. 1, 2001, pp.105-107.

58. YANOVSKY F.J., UNAL C.H.M., RUSSCHENBERG H.W.J. Doppler-Polarimetric Radar Observations of Turbulence in Rain. Proceeding of the World Congress "Aviation in the XXI-st Century", 2003, Kiev, Ukraine, pp. 5.8 - 5.14.

## ПРЕДМЕТНИЙ ПОКАЖЧИК

- Автоковаріаційна обробка 206
- Автономна система 20
- Активна система 16
- Алгоритм локалізації 84
- Алгоритм обробки спектрів 205
- Апроксимація форми краплі 230
- Апроксимація Релея 100
- Атмосферики 78
  
- Багатопараметрична система 26
- Багатофункціональний радіолокатор 25
- Бінарна задача 82
- Бовтанка 59
  
- Вагова функція 165, 167
- Взаємодіюча система 20
- Вимірювання ширини спектра некогерентною РЛС 210
- Відбиваність (радіолокаційна відбиваність) 96, 101
  - зв'язок з вертикальними потоками 104
  - зв'язок з градусом 109
  - зв'язок з електричною активністю 107
  - зв'язок з небезпекою хмар і опадів 104
  - зв'язок з турбулентністю 105
  - оцінка вторинних параметрів 132
  - точність оцінки 119
- Вторинний радіолокатор 17
  - з бортовим запитувачем 19
  - з наземним запитувачем 18
  - з адресним запитом 18
  
- Граничний рівень 87
- Грозопеленгатор-далекомір 254
  
- Дискримінантна функція 93, 115
- Диференційна відбиваність 229
- Допплерівський спектр 134, 145, 164
  - випадковий характер оцінок 168
  - внесок метеорологічних факторів у спектр 176
  - дисперсія спектра 147
  - зв'язок з турбулентністю 178
  - моменти 148
  - на ортогональних поляризаціях 240
  - одержання оцінок за даними експерименту 170
  - параметри 147
  - середньоквадратичне відхилення доплерівської частоти 147, 180
  - середня швидкість 147
  - труднощі та обмеження вимірювань 201
  - форма спектра 200
  - ширина спектра 147, 187, 203
- Допплерівсько-поляризаційний радіолокатор 30

Ехо-сигнали доплерівського радіолокатора 154

Заряд літака 70

Зворотна задача 149

Зовнішня когерентність 246

Зона НМЯ

- блискавкова (ЗБН) 67, 79

- градова (ЗГН) 71, 79, 109

- зсуву вітру і мікровибуху (ЗЗВ) 60, 79

- обледеніння (ЗНО) 72, 79

- турбулентна (ЗНТ) 56, 79

Зсув вітру 60, 181

- вертикальний 63

- горизонтальний 62

- вплив на зліт і посадку 62

- інтенсивність 64

- мікровибух 64

Імовірності вірних і помилкових рішень 86

Інтервал кореляції 215

Інтервальне кодування 272

Інформативний параметр 89, 96, 110

- амплітудний 91, 245

- вимоги 89

- вторинний 91

- доплерівсько-поляризаційний 92, 239

- класифікація 91

- поляризаційний 92, 224, 235

- спектральний 91, 187

Квадратурні канали 152

Квантильний алгоритм 204

Когерентна система 29, 202

Когерентно-імпульсний

метеорадіолокатор 150, 247

Коефіцієнт міжперіодної кореляції 216

Комплексний показник заломлення 100

Корекція за ослабленням 126

Корекція по дальності 124

Кореляційний коефіцієнт при нульовому зсуві 229

Кут зносу 276

Кут ковзання 262

Кут спостереження 260

Лінійне деполаризаційне відношення 229

Локалізація НМЯ 80, 92, 243

- вимоги до алгоритмів 94

- вимоги до відображення інформації 94

- за комплексом параметрів 245

- зон граду 248

- зон обледеніння ПС 253

- зон турбулентності 244

- послідовність операцій 92

- узагальнена схема 92

- формулювання задачі 80

- функціональна схема 93

Маршалла-Пальмера розподіл 139

Маршалла-Хітчфелда модель 122

Метод круга безпеки 281

Метеонавігаційний радіолокатор (МНРЛС) 33, 36, 77, 282, 279, 286, 289

Навігаційні орієнтири 285

- водні 285

- площадні 286

- точкові 287



- Негативна радіоконтрастність 288
- Неймана-Пірсона критерій 88
- Некогерентна РЛС 210
- Некогерентне розсіяння 97
- Нульові биття 279
- Пасивна система 18, 78
- Первинний радіолокатор 16
- Передгрозове випромінювання 78
- Періодограма 174
- Питома ЕПР 262
- Показники якості локалізації 84
- Поляризаційний радіолокатор 30, 290
- Поляриметричний радіолокатор 30, 248, 253
- Похила дальність 266
- Програмований огляд 23
- Пульс-парний алгоритм 210
  
- Радіальна швидкість крапель 143
- Режим „Метео” 118
- Рівневий алгоритм 203
- Рівняння радіолокації 96
  - хмар і опадів 96
  - земної поверхні 264
- РЛС бокового огляду 23
- Роздільний об'єм 98, 166
- Розпізнавання образів 81
- Розподіл амплітуд 163
- Розподіл крапель за розмірами 140
- Розширення спектра 180
  - зсув вітру 181
  - коливання крапель 186
  - рух антени 181, 193
  - турбулентність 182
  - швидкість падіння крапель 181
  
- Секторний огляд 22
- Синхронний детектор 151
- Спектр биттів 278
- Спектр турбулентності 57
- Спектральні поляризаційні параметри 241
- Стала швидкість падіння 140
- Статистичний характер задачі локалізації 82
- Стокса закон 140
  
- Турбулентна швидкість краплі 183
- Турбулентність 57, 183
  - інтенсивність 57
  - класифікація 59
  - ясного неба 60
  
- Усреднення сигналу 120
- Усреднення спектра 175
  
- Фон земної поверхні 285
- Форма ДН при панорамному огляді 268
  
- Центральна гранична теорема 160
  
- Часове автоматичне регулювання підсилення 38, 120, 125
  
- Швидке перетворення Фур'є 171
- Швидкість дисипації 60, 182, 185
- Шумовий радіолокатор 217
  
- F-фактор 67
- R-метр 214

Навчальне видання

ЯНОВСЬКИЙ Фелікс Йосипович

**МЕТЕОНАВІГАЦІЙНІ РАДІОЛОКАЦІЙНІ  
СИСТЕМИ ПОВІТРЯНИХ СУДЕН**

Навчальний посібник

Редактор Л.С. Стаквель  
Технічний редактор А.І. Лаврінович  
Коректор Л.М. Романова

## Фелікс Йосипович Яновський

Доктор технічних наук, професор, лауреат Державної премії України в галузі науки і техніки, академік Транспортної академії України, академії навігації та управління рухом (Санкт-Петербург, Росія), академії електродинаміки (Кембридж, США), IEEE Senior Member, професор кафедри аеронавігаційних систем Національного авіаційного університету, професор Міжнародного центру з телекомунікацій та радіолокації при Делфтському університеті (Нідерланди)



*Автор 38 винаходів та понад 300 наукових праць. Зробив значний внесок у теорію і розробку когерентно-імпульсних, багатопараметричних, доплерівсько-поляриметричних активних і пасивних радіолокаційних систем дистанційного зондування атмосфери. Результати його досліджень та винаходів впроваджені в бортове радіоелектронне обладнання літаків українського та російського виробництва.*

*Теоретичні та експериментальні результати в галузі доплерівсько-поляриметричної радіолокації використовуються для аналізу та інтерпретації даних Делфтського метеорологічного радіолокаційного комплексу DARR і пересувного радіолокатора для дослідження атмосфери TARA, який є основним обладнанням міжнародного метеорологічного дослідницького полігона в Кабау (Нідерланди).*