

Ф. Й. ЯНОВСЬКИЙ



Р
**РАДІОПОКАЩІЙНІ
СИСТЕМИ
ПОВІТРЯНИХ СУДЕН**

Фелікс Йосипович Яновський

Доктор технічних наук, професор,
лауреат Державної премії України
в галузі науки і техніки, IEEE Fellow,
академік Транспортної академії
України,
Міжнародної академії навігації
та управління рухом,
Академії прикладної радіоелектроніки
Білорусі, Росії та України,
Академії електромагнетизму
(Кембридж, США).
Професор і завідувач кафедри
електроніки
Національного авіаційного
університету.



Зробив вагомий внесок у теорію і техніку когерентних багатопараметричних активних і пасивних локаційних систем для дистанційного зондування атмосфери і безпеки польотів.

Автор 470 наукових праць (зокрема 5 монографій), з яких понад 220 опубліковані в зарубіжних виданнях, 40 винаходів, 3 навчальних посібників.

Читав лекції і короткі курси в університетах Нідерландів, США, Німеччини, Південної Кореї, Йорданії, Китаю, Польщі.

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ,
МОЛОДІ ТА СПОРТУ УКРАЇНИ
Національний авіаційний університет

Ф. Й. Яновський

РАДІОЛОКАЦІЙНІ СИСТЕМИ ПОВІТРЯНИХ СУДЕН



*Затверджено Міністерством освіти і науки,
молоді та спорту України
як підручник для студентів вищих навчальних закладів,
які навчаються за напрямом підготовки «Радіотехніка»*

Київ 2012

УДК 629.7.05:621.396
ББК 0571.55-5я73-1
Я 646

Рецензенти:

Д. М. Ваврів — чл.-кор. НАН України, д-р фіз.-мат. наук, проф.
(Радіоастрономічний інститут НАН України);

О. В. Збруцький — д-р техн. наук, проф.
(Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут»);

В. В. Лукін — д-р техн. наук, проф.
(Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського
«Харківський авіаційний інститут»)

*Затверджено Міністерством освіти і науки,
молоді та спорту України
(лист № 1/11-3703 від 16.05.2011)*

Яновський Ф. Й.

Я 646 Радіолокаційні системи повітряних суден : підруч. / Ф. Й. Яновський. — К. : НАУ, 2012. — 688 с.

ISBN 978-966-598-771-0

Викладено загальні принципи побудови активних і пасивних бортових радіолокаційних систем цивільної авіації — метеонавігаційних радіолокаторів, літакових відповідачів, систем попередження зіткнень літаків тощо. Проаналізовано основні методи отримання навігаційної та метеорологічної інформації за допомогою бортових радіолокаційних систем, обґрунтовано вимоги до їх основних параметрів, наведено відомості про технічну реалізацію сучасних бортових радіолокаційних систем. Розглянуто особливості побудови та принципи дії основних вузлів бортових радіолокаційних систем.

Для студентів вищих навчальних закладів, які навчаються за напрямом підготовки «Радіотехніка».

УДК 629.7.05:621.396
ББК 0571.55-5я73-1

ISBN 978-966-598-771-0

© Яновський Ф. Й., 2012
© НАУ, 2012



ЗМІСТ

Перелік скорочень і позначень	3
ПЕРЕДМОВА	9
1. ВСТУП.....	11
1.1. Короткі історичні відомості	11
1.2. Навчальна дисципліна «Радіолокаційні системи повітряних суден».....	18
2. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО БОРТОВІ РАДІОЛОКАЦІЙНІ СИСТЕМИ	21
2.1. Стисла характеристика бортових радіолокаційних систем.....	21
2.1.1. Метеонавігаційні радіолокатори	22
2.1.2. Літакові радіолокаційні відповідачі системи керування повітряним рухом	28
2.1.3. Системи попередження зіткнень	34
2.1.4. Літакові радіовисотоміри малих висот	40
2.1.5. Доплерівські вимірювачі швидкості та зносу	42
2.2. Класифікація бортових радіолокаційних систем	48
2.2.1. Діапазон робочих частот	49
2.2.2. Особливості взаємодії радіолокатора з об'єктом.....	52
2.2.3. Ступінь самостійності виконання завдань	56
2.2.4. Характер огляду контрольованого простору.....	56
2.2.5. Кількість виконуваних функцій.....	60
2.2.6. Кількість вимірюваних просторових координат.....	60
2.2.7. Кількість оцінюваних інформативних параметрів.....	61
2.2.8. Характер випромінюваних сигналів	61
2.2.9. Характер оброблення сигналів	63
2.2.10. Методи оброблення сигналів і керування системою.....	65
2.2.11. Спосіб сканування	65
2.2.12. Функціональне призначення.....	67
3. ОСНОВИ ОТРИМАННЯ МЕТЕОРОЛОГІЧНОЇ ІНФОРМАЦІЇ БОРТОВИМИ РАДІОЛОКАТОРАМИ	69
3.1. Небезпечні метеорологічні явища та їх вплив на безпеку польотів	69
3.1.1. Проблема підвищення рівня безпеки польотів.....	69
3.1.2. Вплив метеорологічних умов на польоти повітряних суден.....	69
3.1.3. Грози.....	70
3.1.4. Купчасто-дошові хмари	71
3.1.5. Шквали, смерчі, торнадо	72

3.1.6. Турбулентність.....	72
3.1.7. Зсув вітру.....	76
3.1.8. Мікровибух.....	79
3.1.9. Блискавка.....	82
3.1.10. Електризація літаків у хмарах і опадах.....	85
3.1.11. Град.....	85
3.1.12. Обледеніння літаків.....	87
3.1.13. Інші чинники та їх комбінації.....	88
3.1.14. Експертні оцінки небезпеки метеорологічних явищ.....	88
3.2. Метеорологічні функції бортових радіолокаційних систем.....	90
3.2.1. Обов'язковість метеорологічних радіолокаційних систем на борту повітряного судна.....	90
3.2.2. Активні бортові метеонавігаційні радіолокаційні станції.....	90
3.2.3. Пасивні методи виявлення блискавконебезпечних зон.....	92
3.2.4. Класифікація небезпечних метеорологічних явищ як об'єктів виявлення.....	93
3.3. Локалізація зон небезпечних метеорологічних явищ.....	94
3.3.1. Основні визначення.....	94
3.3.2. Локалізація небезпечних метеорологічних явищ як статистична задача.....	95
3.3.3. Інформативні параметри локалізації.....	102
3.3.4. Узагальнена схема локалізації небезпечних зон.....	105
3.4. Радіолокаційна відбиваність.....	109
3.4.1. Рівняння радіолокації хмар і опадів.....	109
3.4.2. Визначення радіолокаційної відбиваності.....	114
3.4.3. Радіолокаційна відбиваність хмар і опадів.....	116
3.4.4. Зв'язок радіолокаційної відбиваності з безпекою хмар і опадів.....	117
3.4.5. Радіолокаційна відбиваність як інформативний параметр локалізації небезпечного метеорологічного явища.....	123
3.4.6. Вимірювання радіолокаційної відбиваності.....	130
3.5. Доплерівський спектр.....	146
3.5.1. Рух крапель і ефект Доплера.....	146
3.5.2. Визначення доплерівського спектра.....	148
3.5.3. Параметри доплерівського спектра.....	158
3.5.4. Зв'язок вимірюваних параметрів доплерівського спектра з динамічними процесами у відбивному об'ємі.....	160
3.5.5. Ширина спектра як інформативний параметр локалізації зони небезпечної турбулентності.....	197
3.5.6. Уплив руху радіолокаційної системи, сканування і форми діаграми напрямленості антени.....	203
3.5.7. Вимірювання параметрів спектра.....	209

3.6. Поляризаційні параметри сигналів метеорологічних цілей	232
3.6.1. Матриця зворотного розсіяння.....	232
3.6.2. Коваріаційна матриця зворотного розсіяння	234
3.6.3. Поляриметричні вимірювані параметри.....	236
3.6.4. Відбивання від несферичних розсіювачів	238
3.6.5. Зв'язок поляризаційних параметрів з характеристиками метеорологічних утворень	244
3.6.6. Вимірювання поляризаційних параметрів	247
3.7. Спектрально-поляриметричні характеристики	248
3.7.1. Спектри на ортогональних поляризаціях	248
3.7.2. Спектральні поляризаційні параметри	250
3.7.3. Інтерпретація даних доплерівсько-поляриметричних вимірювань	250
3.8. Пристрої для локалізації зон небезпечного метеорологічного явища бортовими радіолокаційними системами.....	252
3.8.1. Локалізація зон небезпечної турбулентності некогерентними радіолокаторами по ширині доплерівського спектра	253
3.8.2. Локалізація ЗНТ за комплексом параметрів.....	254
3.8.3. Локалізація зони небезпечної турбулентності радіолокаторами із зовнішньою когерентністю.....	255
3.8.4. Локалізація зон небезпечної турбулентності та зсуву вітра і когерентно-імпульсними радіолокаторами.....	256
3.8.5. Локалізація зони градової небезпеки поляриметричними радіолокаційними системами	257
3.8.6. Локалізація зони небезпечного обледеніння поляриметричними радіолокаційними системами	262
3.8.7. Локалізація зони блискавкової небезпеки грозопеленгаторами-відстанемірами	263
4. ОСНОВИ ОТРИМАННЯ НАВІГАЦІЙНОЇ ІНФОРМАЦІЇ БОРТОВОЮ РАДІОЛОКАЦІЙНОЮ СИСТЕМОЮ	264
4.1. Навігаційні функції метеонавігаційної радіолокаційної системи	264
4.2. Навігаційний огляд земної поверхні	265
4.2.1. Радіолокаційне і візуальне орієнтування	265
4.2.2. Радіолокаційні орієнтири.....	266
4.2.3. Формування радіолокаційного зображення поверхні	266
4.2.4. Відбивні властивості земної поверхні	268
4.2.5. Рівняння радіолокації земної поверхні	272
4.2.6. Оптимізація форми діаграми напрямленості антени.....	273
4.2.7. Визначення координат навігаційних орієнтирів.....	277
4.3. Навігація за радіолокаційними маяками-відповідачами	278
4.4. Визначення навігаційних параметрів польоту	282
4.4.1. Вимірювання кута зносу літака.....	282

4.4.2. Вимірювання шляхової швидкості	287
4.5. Попередження зіткнень	287
4.5.1. Запобігання зіткненням літаків з перешкодами	287
4.5.2. Виявлення повітряних суден у зоні огляду	289
4.6. Додаткові функції метеонавігаційної радіолокаційної станції для виконання навігаційних завдань	290
4.6.1. Автоматичне виділення навігаційних орієнтирів	290
4.6.2. Забезпечення візуалізації злітно-посадкової смуги	295
4.6.3. Усунення завад від метеоутворень і водної поверхні	295
4.6.4. Виділення цілей на фоні завад	298
4.6.5. Автоматичний супровід навігаційних орієнтирів	299
5. СТРУКТУРА МЕТЕОНАВІГАЦІЙНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СТАНЦІЙ	301
5.1. Структура аналогових метеонавігаційних радіолокаційних станцій	301
5.2. Структура цифрових метеонавігаційних радіолокаційних станцій	305
5.2.1. Особливості структурних схем цифрових метеонавігаційних радіолокаційних станцій	305
5.2.2. Керувальні слова і слова даних цифрової метеонавігаційної радіолокаційної станції	310
5.3. Структура приймачів-передавачів бортових метеонавігаційних радіолокаційних станцій	319
5.3.1. Приймач-передавач аналогової метеонавігаційної радіолокаційної станції	319
5.3.2. Приймач-передавач цифрової метеонавігаційної радіолокаційної станції	321
6. ЕКСПЛУАТАЦІЙНО-ТЕХНІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ БОРТОВИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ	324
6.1. Системний підхід	324
6.2. Автоматизація розрахунків	328
6.3. Багатофункціональні радіолокаційні системи	329
6.4. Вимоги до експлуатаційних характеристик	330
6.5. Характеристики умов функціонування радіолокаційних систем	338
6.6. Основні технічні характеристики	340
6.7. Параметри серійних зразків метеонавігаційних радіолокаційних станцій	349
6.8. Особливості параметрів радіолокаційної системи з активною відповіддю	350
6.8.1. Загальні рекомендації	350
6.8.2. Визначення основних параметрів режиму «маяк»	351
6.8.3. Вимоги ІКАО	354

7. БОРТОВЕ ОБЛАДНАННЯ ВТОРИННИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ПОВІТРЯНИМ РУХОМ	355
7.1. Системи спостереження в керуванні повітряним рухом	355
7.1.1. Керування повітряним рухом і радіолокація	355
7.1.2. Air Traffic Management і концепція «Free Flight»	356
7.2. Вторинні радіолокаційні системи	358
7.2.1. Структура вторинної радіолокаційної системи	358
7.2.2. Різновиди вторинних радіолокаційних систем	361
7.2.3. Функціонування системи ATCRBS	362
7.3. Кодування і передавання даних у системі ATCRBS	365
7.3.1. Параметри імпульсів	365
7.3.2. Коди запитів	366
7.3.3. Придушення фіктивних сигналів, що надходять по бічних пелюстках	367
7.3.4. Загальна структура відповідних сигналів	369
7.3.5. Відповідь у режимі А	371
7.3.6. Дані про висоту польоту	374
7.3.7. Кодування висоти у режимі С	375
7.4. Проблеми неселективних систем вторинної радіолокації	380
7.4.1. Завадостійкість кодування	380
7.4.2. Роздільна здатність і точність	381
7.4.3. Фіктивні відмітки цілей	382
7.4.4. Кільцеві відмітки у ближній зоні	384
7.4.5. Дроблення (розщеплення) відміток цілей	385
7.4.6. Вплив внутрісистемних завад на достовірність функціонування системи	386
7.4.7. Інформаційна ефективність системи ATCRBS	388
7.5. Дискретно-адресна система вторинної радіолокації	389
7.5.1. Загальні вимоги до селективних систем вторинної радіолокації	389
7.5.2. Призначення вторинної радіолокації системи з режимом S	390
7.5.3. Функціонування селективної системи вторинної радіолокації	391
7.6. Запити системи з режимом S	395
7.6.1. Імпульси запитних сигналів	395
7.6.2. Неселективні запити	397
7.6.3. Селективний запит і загальний виклик	400
7.6.4. Часова структура селективних запитів	402
7.6.5. Структура даних запитів режиму S	405
7.6.6. Особливості придушення бічних пелюсток антени в режимі S	410
7.7. Відповіді системи з режимом S	411

7.7.1. Фізичні характеристики сигналів-відповідей	411
7.7.2. Структура даних відповідей на запити адресного спостереження	413
7.8. Протоколи передавання повідомлень у системі вторинної радіолокації режиму S	415
7.8.1. Цикл роботи відповідача	415
7.8.2. Відповідність між форматами запитів і відповідей	417
7.8.3. Цикл роботи запитувача	418
7.8.4. Протоколи спостереження	419
7.8.5. Протоколи основних даних	420
7.8.6. Протоколи передавання повідомлень	421
7.9. Захист від помилок у процесі кодування інформації	421
7.9.1. Кодування інформації в системах вторинної радіолокації	421
7.9.2. Виявлення і виправлення помилок у системах вторинної радіолокації режиму S	423
7.10. Особливості запитувачів з режимом S	426
7.10.1. Технічні вимоги	426
7.10.2. Узагальнена структурна схема запитувача	429
7.11. Принципи побудови літакових відповідачів	439
7.11.1. Літакові відповідачі типу ATCRBS	439
7.11.2. Літакові відповідачі типу S	445
7.11.3. Рознесені антени	447
7.11.4. Реалізація сучасного відповідача	448
8. БОРТОВІ СИСТЕМИ ПОПЕРЕДЖЕННЯ ЗІТКНЕНЬ ПОВІТРЯНИХ СУДЕН	452
8.1. Історичний огляд бортових систем попередження зіткнень	452
8.2. Основні терміни і визначення	455
8.3. Концепція і основні принципи TCAS	459
8.3.1. Критерій <i>tau</i>	459
8.3.2. Рівень чутливості	460
8.3.3. Тест за дальністю	461
8.3.4. Висотний тест	462
8.3.5. Захищений об'єм	463
8.3.6. Функціональна схема TCAS II	465
8.3.7. Функціонування системи	467
8.4. Логіка TCAS і програмне забезпечення	476
8.4.1. Структура логіки TCAS II	476
8.4.2. Версія 6.04	478
8.4.3. Версія 7.0	479
8.4.4. Версія 7.1	481
8.5. Подання інформації	484
8.5.1. Консультативна інформація (TA)	485
8.5.2. Рекомендації щодо розв'язання конфлікту (RA)	488

8.6. Приклади виконання системи.....	491
8.6.1. Системи попередження зіткнень <i>Honeywell</i>	492
8.6.2. Системи попередження зіткнень <i>Collins</i>	496
8.6.3. Системи попередження зіткнень <i>ACSS</i>	498
8.6.4. Українська система СПС-2000.....	501
8.6.5. Подальший розвиток бортових систем попередження зіткнень.....	522
9. АВТОМАТИЧНЕ ЗАЛЕЖНЕ СПОСТЕРЕЖЕННЯ.....	523
9.1. Класифікація систем спостереження.....	523
9.2. Принцип автоматичного залежного спостереження.....	524
9.3. Архітектура системи спостереження ADS-B.....	529
9.3.1. Бортова апаратура ADS-B.....	529
9.3.2. Архітектура наземної підсистеми ADS-B.....	531
9.4. Застосування і переваги ADS-B.....	532
9.4.1. Практичні завдання, пов'язані з ADS-B.....	532
9.4.2. Переваги ADS-B.....	533
9.5. ADS-B як система попередження зіткнень.....	535
9.5.1. Принцип дії.....	535
9.5.2. Функціональні відмінності ADS-B і TCAS.....	536
9.5.3. Технологічні та економічні відмінності ADS-B і TCAS.....	537
9.5.4. Особливості розв'язання конфліктної ситуації.....	538
9.6. ADS-B і метеорологічна інформація.....	539
9.6.1. ADS-B як метеорологічна система.....	539
9.6.2. Мережа динамічних сенсорів.....	540
9.6.3. Спільна ADS-B і метеорологічна мережа.....	542
9.6.4. Склад даних.....	544
9.6.5. Можливості і вигоди системи.....	545
10. ПАСИВНІ СИСТЕМИ ВИЯВЛЕННЯ ГРОЗОВОЇ АКТИВНОСТІ.....	546
10.1. Електромагнітне випромінювання блискавок.....	546
10.2. Пеленгування джерел випромінювання з борту літака.....	547
10.3. Методи оцінювання дальності до розряду.....	549
10.3.1. Амплітудний метод.....	550
10.3.2. ЕН-метод.....	551
10.3.3. НН-метод.....	553
10.3.4. ЕЕ-метод.....	556
10.4. Особливості відображення інформації.....	559
11. СИСТЕМИ ПОПЕРЕДЖЕННЯ НАБЛИЖЕННЯ ДО ЗЕМЛІ.....	561
11.1. Призначення і необхідність.....	561
11.2. Основні принципи системи GPWS.....	561
11.2.1. Історія створення і впровадження.....	561
11.2.2. Принцип дії GPWS.....	562
11.2.3. Еволюція систем GPWS.....	563
11.3. Режими роботи GPWS.....	564
11.4. Недоліки класичної системи GPWS.....	565

11.5. Удосконалена система попередження про наближення до землі (EGPWS).....	566
11.6. Системи з прогнозуванням	568
11.7. Приклади реалізації систем	569
11.7.1. Системи закордонних фірм	569
11.7.2. Розвиток систем попередження наближення до землі в Україні	573
12. ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ КОМПОНЕНТІВ БОРТОВИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ	578
12.1. Передавальні пристрої	578
12.1.1. Принципи побудови та основні параметри.....	578
12.1.2. Імпульсні модулятори.....	581
12.1.3. Твердогільні когерентні передавачі	586
12.2. Антенно-фідерні пристрої.....	588
12.2.1. Вимоги до антенно-фідерної системи	588
12.2.2. Структура та елементи антенного пристрою.....	592
12.2.3. Стабілізація зони огляду метеонавігаційною радіолокаційною станцією	596
12.3. Приймачі.....	601
12.3.1. Структура приймального каналу	601
12.3.2. Перетворювачі частоти	602
12.3.3. Підсилювачі проміжної частоти	607
12.3.4. Автоматичне підстроювання частоти.....	611
12.4. Пристрої оброблення сигналів	613
12.4.1. Основні завдання і методи оброблення сигналів	613
12.4.2. Аналогові пристрої.....	615
12.4.3. Цифрові пристрої	618
12.5. Відображення інформації.....	623
12.5.1. Класифікація кінцевих пристроїв	623
12.5.2. Індикатори на електронно-променевої трубі з післясвітінням та з нагромаджувальними трубками	624
12.5.3. Індикатори на трубках телевізійного типу.....	627
12.5.4. Індикатори на рідких кристалах.....	630
12.5.5. Багатофункціональні дисплеї.....	633
12.6. Системи контролю і діагностики	633
12.6.1. Радіолокаційні системи як об'єкт технічної експлуатації.....	633
12.6.2. Системи вбудованого контролю.....	635
12.6.3. Особливості вбудованих засобів контролю бортових інтегрованих комплексів	637
ПІСЛЯМОВА	639
КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ.....	642
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ	649
ПРЕДМЕТНИЙ ПОКАЖЧИК	659
ДОДАТКИ.....	670

Перелік скорочень і позначень

ACAS	— Aircraft alert and Collision Avoidance System
ADIRIS	— Air Data and Inertial Reference System
ADS	— Automatic Dependent Surveillance
ADS-B	— Automatic Dependent Surveillance-Broadcast (радіомовне автоматичне залежне спостереження)
ADS-C	— Automatic Dependent Surveillance-Contract (контрактне автоматичне залежне спостереження)
ADSU	— Automatic Dependent Surveillance Unit (обладнання автоматичного залежного спостереження)
AGL	— Above Ground Level (над рівнем земної поверхні)
AMLCD	— Active-matrix liquid crystal display
ARINC	— Aeronautical Incorporation
ASAS	— Airborne Separation Assurance System
ASDE	— Airport Surface Detection Equipment
ASDE-X	— ASDE, Model X
ASR	— Airport Surveillance Radar
ATA	— Air Transport Association
ATC	— Air Traffic Control (керування повітряним рухом)
ATCRBS	— Air Traffic Control Beacon System
ATM	— Air Traffic Management
BITE	— Built-In-Test Equipment (вбудований засіб контролю)
Cb	— Cumulonimbus (купчасто-дощові хмари)
CDTI	— Cockpit Display of Traffic Information
CFIT	— Controlled Flight Into Terrain (керований політ у землю)
CPA	— Closest Point of Approach
DABS	— Discrete Address Beacon System
DGPS	— Differential GPS
DME	— Distance Measuring Equipment (далекомір системи ближньої навігації ICAO)
DPSK	— Differential Phase-Shift Keying (відносна фазова маніпуляція)
DTED	— Digital Terrain Elevation Database
DVST	— Direkt View Storage Tube
EASA	— European Aviation Safety Agency (Європейське агентство з безпеки польотів)

EFIS	— Electronic Flight Instrument System
EGPWS	— Enhanced GPWS
EUROCAE	— European Organization for Civil Aviation Electronics (регулююче агентство з сертифікації авіоники в Європі)
FAA	— Federal Aviation Administration
FIS-B	— Flight Information Service – Broadcast
FMGC	— Flight Management and Guidance Computer
FRUIT	— False Replies Unsynchronized In Time (несинхронні неправильні відповіді)
FWC	— Flight Warning Computer
GBT	— Ground-Based Transceivers
GNSS	— Global Navigation Satellite System
GPS	— Global Position System
GPWS	— Ground Proximity Warning System
HEMT	— High Electron Mobility Transistor
HFET	— Heterojunction field-effect transistor
ICAO	— International Civil Aviation Organization
IDENT	— Identification (режим передавання ідентифікатора наземним вторинним радіолокаційним системам)
IEEE	— Institute of Electrical and Electronic Engineers (Інститут інженерів з електротехніки і радіоелектроніки)
IFF	— Identification Friend or Foe (упізнавання «свій– чужий»)
IISLS	— Improved ISLS
ISLS	— Interrogator Side Lobe Suppression (придушення бокових пелюсток за запитом)
LCD	— Liquid Crystall Display (рідкокристалічний дисплей)
LRRA	— Low Range Radar Altimeter (радіолокаційний висотомір)
LRU	— Line Replaceable Unit (швидкознімний блок)
LVA	— Large Vertical Aperture (антена з великим вертикаль- ним розкриттям)
MFD	— Multifunction Display) багатофункціональний дисплей)
MOPS	— Minimum Operating Performance Specifications
MSL	— Mean sea level (висота над середнім рівнем моря)
MTL	— Minimum trigger level (чутливість ЛВ)

NASA	— National Aviation and Space Agency (авіаційно-космічне агентство США)
NOTAM	— Notices to airmen
NTSB	— National Transportation Safety Board (Національний комітет з безпеки перевезень США)
PSR	— Primary Surveillance Radar (первинний радіолокатор спостереження)
RA	— Resolution Advisories
RAC	— Resolution Advisory Complement
RSLs	— Receiver Side Lobe Suppression (придушення бокових пелюсток за відповіддю)
RTCA	— Radio Technical Commission for Aeronautics
RVSM	— Reduced Vertical Separation Minimum
S	— selective (режим адресного запиту ПС)
SAMM	— Surface Area Movement Management
SARPS	— Standards And Recommended Practices (ICAO)
SL	— Sensitivity Level (рівень чутливості)
SLS	— Side Lobe Suppression (придушення бокових пелюсток)
SPECI	— Aviation selected SPECIAL Weather Report
SSR	— Secondary Surveillance Radar (вторинний оглядовий радіолокатор)
TA	— Traffic Advisories
TAF	— Terminal Aerodrome Forecasts
TAWS	— Terrain Awareness and Warning System
TCAS	— Traffic alert and Collision Avoidance System (система попередження зіткнень)
TCC	— Traffic Control Centers
TFM	— Traffic Flow Management
TIS-B	— Traffic Information Service – Broadcast
TSO	— Technical Standard Order
UAT	— Universal Access Transceiver
VOR	— Very-high-frequency Omnidirectional Range
VSI	— Vertical Speed Indicator
WXR	— Weather Radar (weather mode)
ААД	— апаратура автоматизованого діагностування
АЗС	— автоматичне залежне спостереження
АКФ	— автокореляційна функція (функція автокореляції)

АП	— авіаційна подія
АРК	— автоматичний радіокомпас
АРП	— автоматичне регулювання підсилення
АП	— антенний перемикач
АПЧ	— автоматичне підстроювання частоти
АСКПП	— автоматизована система керування повітряним рухом
АХ	— амплітудна характеристика
АЧХ	— амплітудно-частотна характеристика
АЦП	— аналого-цифровий перетворювач
БП	— безпека польотів
БРЛС	— бортові радіолокаційні системи
БСПЗ	— бортова система попередження зіткнень
ВПС	— військово-повітряні сили
ВРЛ	— вторинна радіолокація, вторинний радіолокатор
ВФМ	— відносна фазова маніпуляція
ДАС ВРЛ	— дискретно-адресна система вторинної радіолокації
ДВШЗ	— доплерівський вимірювач швидкості та кута зносу
ДВ	— диференціальна відбиваність
ДД	— динамічний діапазон
ДКР	— дослідно-конструкторська розробка
ДКЕТ	— дисипація кінетичної енергії турбулентності
ДН	— діаграма напрямленості (антени)
ДПФ	— дискретне перетворення Фур'є
ЕМВ	— електромагнітне випромінювання
ЕМС	— електромагнітна сумісність
ЕПР	— ефективна площа розсіювання (зворотного розсіювання)
ЕПТ	— електронно-променева трубка
ЗНТ	— зона небезпечної турбулентності
ЗЕПТ	— запам'ятовувальна електронно-променева трубка
ЗПВ	— зона підвищеної відбиваності
ІКО	— індикатор кругової оглядовості
ІС	— інтегральна схема
ІМ	— імпульсний модулятор
ІП	— інформативний параметр
КГ	— когерентний гетеродин
ККД	— коефіцієнт корисної дії
КПР	— керування повітряним рухом

КНД	— коефіцієнт напрямленої дії (антени)
ККВ	— курсовий кут відповідача
КІМР	— когерентно-імпульсний метеорологічний радіолокатор
ЛАХ	— логарифмічна амплітудна характеристика
ЛВ	— літаковий відповідач
ЛДВ	— лінійне деполаризаційне відношення
МАК	— Міждержавний авіаційний комітет
МНРЛК	— метеонавігаційний радіолокаційний комплекс
МНРЛС	— метеонавігаційна радіолокаційна система (станція)
МПЛ	— місцеві повітряні лінії
МШП	— малозумний підсилювач
МРЛ	— метеорологічний радіолокатор
НВЧ	— надвисока частота
НДР	— науково-дослідна робота
НМЯ	— небезпечне метеорологічне явище
ОП	— операційний підсилювач
ПАХ	— поверхнево-акустична хвиля
ПЧ	— проміжна частота
ПВП	— правила візуального польоту
ПВЧ	— підсилювач високої частоти
ПЛІС	— програмована логічна інтегральна мікросхема
ПНК	— пілотажно-навігаційний комплекс
ПОС	— пристрій оброблення сигналів
ПП	— підсилювач потужності
ППО	— протиповітряна оборона
ПППЧ	— попередній підсилювач проміжної частоти
ППЧ	— підсилювач проміжної частоти
ПРЛ	— первинна радіолокація, первинний радіолокатор
ПС	— повітряне судно
ПХВ	— подвійний хвилеподібний трійник
РВ	— радіолокаційна відбиваність (відбиваність) або радіолокаційний висотомір малих висот (радіовисотомір)
РЕО	— радіоелектронне обладнання
РКІ	— рідкокристалічні індикатори
РЛК	— радіолокаційний комплекс
РЛМВ	— радіолокаційний маяк-відповідач

РЛС	— радіолокаційна система
РОЗ	— радіолокатор огляду землі
РПЗ	— радіолокатор попередження зіткнень
РПЛ	— радіопеленгація, радіопеленгатор
СД	— синхронний детектор
СМУ	— складні метеорологічні умови
СПЗ	— система попередження зіткнень
СПСЛ	— система повітряних сигналів літака
СРППБЗ	— система раннього попередження близькості землі
ТВЗ	— технічні вимоги замовника
ТО	— технічне обслуговування
ТТХ	— тактико-технічні характеристики
ТЯН	— турбулентність ясного неба
УКХ	— ультракороткі хвилі
УФТІ	— Український фізико-технічний інститут
ФАА	— Федеральна авіаційна адміністрація (США)
ФНЧ	— фільтр низької частоти
ФОПП	— феритовий обертач площини поляризації
ФЧХ	— фазочастотна характеристика
ЦГТ	— центральна гранична теорема
ЧАРП	— часове автоматичне регулювання підсилення
ШПФ	— швидке перетворення Фур'є
ЩМ	— щілинний міст

ПЕРЕДМОВА



Політ повітряного судна (ПС) на всіх його етапах (зліт, набір висоти, політ по маршруту, зниження і посадку) забезпечує комплекс систем бортового радіоелектронного обладнання (РЕО). Частина таких систем працює автономно, частина — взаємодіє з наземним устаткуванням або з бортовим обладнанням інших літальних апаратів. Приблизно половина виробів бортового РЕО, або систем авіоніки, ґрунтується на принципах радіолокації і належить до класу радіолокаційних систем (РЛС).

Підручник відповідає програмі дисципліни «Радіолокаційні системи повітряних суден», яка разом з іншими профільними навчальними дисциплінами формує професійну підготовку радіоінженерів (спеціалістів і магістрів) напряму «Радіотехніка» за спеціальністю «Радіоелектронні пристрої, системи та комплекси», включаючи радіоелектронні системи літальних апаратів і технічне обслуговування РЕО ПС. Крім того, він охоплює значну частину дисципліни «Радіоелектронні системи та комплекси повітряних суден» згідно з навчальним планом підготовки фахівців кваліфікаційного рівня «магістр» напряму «Авіація і космонавтика» за спеціальністю «Системи аеронавігаційного обслуговування» (інформаційні технології аерокосмічних систем та аеронавігаційні засоби і системи), а також напряму «Аеронавігація».

Питання, присвячені принципам побудови і особливостям експлуатації бортових радіолокаційних систем (БРЛС), раніше були висвітлені у декількох книжках, виданих у різні роки російською мовою, у підручнику «Радиолокационные системы воздушных судов» під редакцією П.С. Давыдова (М.: Транспорт, 1988. — 360 с.). Але цей підручник не відповідає ні навчальній програмі, ні сучас-

ному стану техніки й науки. У ньому не відображені, наприклад, питання побудови радіолокаційних дискретно-адресних систем, радіолокаційного отримання метеорологічної інформації, навігації за наземними радіолокаційними маяками-відповідачами, формування умовної кольорової карти земної поверхні, попередження зіткнень, побудови вузлів і блоків сучасних бортових РЛС.

Звичайно, в ньому немає навіть згадки про нові типи бортового обладнання, що ґрунтується на принципах радіолокаційної (системи попередження зіткнень, новітні системи спостереження, вторинні РЛС з адресним запитом тощо). Утворилася суттєва невідповідність між доступною навчальною літературою і реальними потребами практики і навчальних програм.

Пропонований підручник покликаний усунути цю невідповідність. У ньому оцінено сучасний стан розвитку бортового радіолокаційного обладнання, зокрема системи сучасної авіоніки, що діють на принципах первинної та вторинної радіолокації. Він є першим підручником з дисциплін радіолокаційного циклу, який підготовлено українською мовою (передбачається також видання російською і англійською мовами).

Фундаментальні питання теорії радіолокації в підручник не включені, оскільки теоретичні основи радіолокації вивчаються за навчальним планом бакалаврів у дисципліні «Теорія радіолокаційних систем», що передує цієї навчальній дисципліні. Теорію радіолокації висвітлено у трьох відомих російськомовних підручниках [9; 10; 138].

Для написання книжки використано матеріали лекцій, які автор читав протягом багатьох років для студентів факультету електроніки і факультету інформаційних технологій Національного авіаційного університету (НАУ), з дисциплін «Радіолокаційні системи повітряних суден», «Бортові системи спостереження» і «Радіолокаційне обладнання закордонних авіакомпаній» (спецкурс для іноземних студентів). Вона містить деякі результати наукових досліджень автора і його колег щодо здобування метеорологічної та навігаційної інформації радіолокаційними засобами і побудови сучасних систем авіоніки.

1. ВСТУП

1.1. Короткі історичні відомості

Сучасна радіолокація може бути визначена як галузь науки і техніки, що охоплює методи і засоби виявлення, вимірювання координат, розпізнавання, визначення параметрів руху та інших характеристик об'єктів спостереження за допомогою відбиття, перевипромінювання або випромінювання ними електромагнітних хвиль.

Можливість виявлення об'єктів за допомогою електромагнітних хвиль висловлювалась ще на початку ХХ ст. Витоками радіолокації можна вважати експерименти Г. Герца та О.С. Попова, статті, лекції Ніколи Тесли, безпроводні пристрої Марконі тощо, але перший працюючий прилад, що прямо реалізував принцип активної моностатичної радіолокації, був побудований Крістіаном Хюлсмайером [1] для виявлення на відстані пароплавів. Він був запатентований у 1904 р. у Німеччині та Голландії і названий автором телемобілоскопом. Винахід Хюлсмайера не мав тоді комерційного успіху і про нього досить швидко забули.

Створення ж сучасної радіолокації поступово готувалося загальним рівнем розвитку науки і техніки та потребами суспільства. Тільки в тридцять роки ХХ ст. виникли техніко-економічні, соціальні і воєнні передумови для розвитку практичних засобів радіолокаційного виявлення об'єктів. Майже одночасно і незалежно дослідження щодо створення радіолокаційної техніки були розпочаті в СРСР, Англії, США, Німеччині, Італії, Японії, Франції, Голландії й Угорщині. В англійській літературі зазвичай вказують як одного з ключових творців реальної радіолокаційної техніки співробітника британських військово-повітряних сил Р. Ватсон-Ватта (R. Watson-Watt), який з колегами в липні 1935 р. успішно продемонстрував РЛС для виявлення літаків і оцінення координат. Після удосконалення на основі цієї системи була створена радіолокаційна мережа,

що забезпечила британців засобом раннього виявлення німецьких літаків.

Роботи в галузі радіолокації, виконані в СРСР, були опубліковані пізніше, ніж в інших країнах. Вони були недоступні західним історикам науки і часто не враховувалися ними. Тому, не претендуючи на встановлення пріоритету, далі більше уваги приділимо історії розвитку радіолокації в колишньому Радянському Союзі та в Україні. Ідея виявлення літаків за допомогою радіохвиль розроблялася одночасно в двох центральних управліннях Наркомату оборони: у Військово-технічному управлінні і в Управлінні протиповітряної оборони (ППО) [2], [3]. З осені 1933 р. почалися планомірні науково-дослідні роботи і дослідно-конструкторські розробки з радіовиявлення літаків. У жовтні 1934 р. уперше у світовій практиці [3] було укладено офіційну угоду із промисловістю на виготовлення п'яти дослідних зразків радіолокаторів.

У 1937 р. у лабораторії електромагнітних коливань Українського фізико-технічного інституту в Харкові під керівництвом А. О. Слуцкіна почалися роботи зі створення імпульсних радіолокаторів і вже в 1938 р. були проведені випробування першого варіанта радіолокаційної установки «Зеніт» — одного з перших у світі трикоординатного радіолокатора дециметрового діапазону [4].

У жовтні–вересні 1941 р. удосконалена установка пройшла випробування в бойових умовах у системі ППО м. Москви. Одноантенний варіант радіолокатора «Рубін», розроблений колективом тієї ж харківської лабораторії, що була евакуйована в Бухару, в 1944–1945 роках використовувався на північному фронті [5].

Практичне створення радіолокаційної техніки стало можливим завдяки ряду фундаментальних дослідницьких робіт і технічних досягнень у галузі генерування, випромінювання і поширення ультракоротких радіохвиль, виконаних у 20–30-х роках ХХ ст. До початку Великої Вітчизняної війни й у ході війни радіолокаційна техніка була значно удосконалена і дозволяла вирішувати завдання дальнього виявлення літаків, наведення на них винищувачів, керування вогнем зенітної артилерії, а також навігаційні завдання.

Перші літакові РЛС були також створені в період війни. Ідея використання радіолокації у винищувальній авіації виникла в 1939 р., коли наземні РЛС «Редут», що випускалися в Харкові, уже були на озброєнні.

Мета — виявлення бомбардувальників винищувачами вночі в умовах хмарності. Потім виникла ідея створити засоби нічного бою. Спочатку для цього був запропонований сантиметровий діапазон (15–16 см) з передавачами на клістронах в імпульсному режимі. Складність полягала в розміщенні апаратури на літаку, оскільки маса комплексу апаратури тих років із джерелами живлення сягала 500 кг, та поєднанні керування літаком і радіолокатором. Льотчик-винищувач практично не міг одночасно пілотувати літак, вести за допомогою РЛС пошук супротивника і вогонь по ньому. Було вирішено встановити РЛС не на одномісному, а на двомісному літаку — пікіруючому бомбардувальнику Пе-2. Вихідні тактико-технічні вимоги до першої бортової РЛС були на той час досить примітивними:

- дальність виявлення (по літаку) 4–5 км;
- зона виявлення по азимуту 120°;
- зона виявлення по куту місця 45°.

Відповідно до цих вимог був створений макет бортової РЛС (БРЛС) «Гнейс-1». Згодом через брак потрібних клістронів стали використовувати метрові хвилі. Новий варіант назвали «Гнейс-2». Ця станція була офіційно взята на озброєння в 1943 р., а реально такі РЛС почали використовувати навіть раніше — у 1942 р. під Сталінградом.

Наступна розроблена БРЛС «Гнейс-5» (1944 р.) мала дальність дії $R = 7$ км. Це був крок уперед: нові пристрої, більш висока надійність. Фахівці відзначали, що ця РЛС перевершувала англійську станцію такого ж призначення [3]. У 1945 р. були також введені в експлуатацію станції виявлення надводних кораблів, розроблені на базі РЛС «Гнейс»: «Гнейс-2М» і «Гнейс-5М». У них були застосовані нові антени, що дозволяли виявляти як повітряні, так і надводні цілі. Дальність дії «Гнейс-5М» по кораблях була $R = 10,5...36$ км залежно від водотоннажності корабля, дальність виявлення берега $R_{\max} = 60$ км.

Наприкінці війни були створені перші панорамні РЛС, що використовувалися як радіолокаційні бомбардувальні приціли (РБП) і для навігації. Ці радіолокатори стали прообразом навігаційних РЛС цивільної авіації: РЛВ-ДН, РБП-4Г, РОЗ-1, а потім БРЛС другого покоління — метеонавігаційних радіолокаторів (МНРЛС), перший з яких, радіолокатор «Гроза», розроблений в Ленінграді на початку

60-х, багато років вироблявся в Києві на заводі «Комуніст». Згодом розроблення і виробництво МНРЛС були повністю передані в Київ і створені сім'ї нових РЛС «Гроза-М». Наступний крок розроблення РЛС з цифровим обробленням сигналів і кольоровим телевізійним зображенням, першим з яких став МНРЛС-85, створений в Києві (головний конструктор — В. В. Белкін).

У незалежній Україні галузь бортової радіолокації продовжує розвиватися в НДІ «Буран», у якому створені сучасні цифрові МНРЛС «Буран» різних модифікацій для літаків Ан-140, Ан-148 та ін. Їх серійно виробляють ВО «Радар» у Києві.

Усі згадувані вище РЛС є автономними первинними радіолокаторами. Історія створення бортових вторинних радіолокаторів — літакових відповідачів — також почалася під час Другої світової війни. Після вирішення проблеми дальнього виявлення літаків і оснащення ППО станціями виявлення виникло додаткове завдання: не тільки виявляти літаки, але і визначати їх приналежність: «свій–чужий».

У травні 1940 р. був укладений договір з Ленінградським фізико-технічним інститутом (ЛФТІ) про розроблення літакового відповідача. Був створений літаковий регенеративний відповідач, що працював з наземною РЛС «Редут».

Перед війною вже проводилися випробування. У цьому напрямі працювала група фахівців ЛФТІ — М. Ф. Алексеєв, Д. Є. Маляров і Ю. К. Коровін, підсилена С. Я. Брауде з УФТІ (м. Харків).

У 1942 р. був укладений договір з одним із заводів радіопромисловості, а в 1943 р. почалося серійне виробництво приладів «свій–чужий». Це дуже стислий термін для розроблення й освоєння серійного випуску бортового РЕО.

Принцип дії системи упізнання полягав у тому, що в індикатор наземної РЛС подавався пізнавальний сигнал у вигляді імпульсу, видимий поруч з відбитим сигналом, тобто свої літаки, обладнані відповідачем, позначалися подвійною міткою. Маса таких приладів становили 3,5 кг, споживана потужність — до 100 Вт, довжина хвилі $\lambda = 4...4,3$ м.

Дороблений прилад «свій–чужий» на початку 1943 р. поставлено на озброєння і запущено у серійне виробництво. Ці відповідачі стали прообразом сучасних літакових відповідачів (ЛВ) системи керування повітряним рухом (КПР), що дозволяють диспетчеру

КПР автоматично отримувати додаткову інформацію про ПС, які перебувають у зоні обслуговування.

Повоєнний розвиток радіолокації відзначився вагомими досягненнями як у теорії, так і у створенні нових принципів побудови й оптимізації систем, удосконаленні елементної бази. З'являлися нові ідеї і нові технічні можливості.

Ще у 1951 р. Я. Д. Ширман запропонував системи селекції рухомих цілей з багатократним відніманням, що значно підвищило їх ефективність. У середині 50-х років він провів у Харкові перші дослідження з використання широкосмугових сигналів для забезпечення високої роздільної здатності зі збереження дальності виявлення цілей, дослідив метод радіолокації з використанням внутрішньоімпульсної частотної модуляції і стиснення імпульсів в оптимальному фільтрі й одержав авторські свідоцтва на винаходи в цій галузі. Він започаткував застосування надширокосмугових сигналів. Ці роботи істотно розвинули теорію і техніку радіолокації, деякою мірою усунувши суперечність між дальністю дії і роздільною здатністю радіолокатора.

Подібні результати щодо стиснення імпульсів були незалежно отримані Ч. Куком (Charles E. Kook) і викладені у відомій монографії [6].

Сучасна радіолокація характеризується переходом на твердотільну елементну базу, широким використанням цифрових методів оброблення сигналів і керування радіолокатором, використанням когерентних систем, доплерівських і поляриметричних методів зондування і оброблення сигналів, застосуванням комплексних активно-пасивних РЛС.

У в цивільній авіації РЛС широко застосовуються для КПР, забезпечуючи безпеку під час зльоту, посадки та польотів по трасах. Вони є основними датчиками інформації в сучасних автоматизованих системах КПР, забезпечують огляд льотного поля і необхідну метеорологічну інформацію.

Бортові радіолокаційні станції є єдиним джерелом оперативної інформації про небезпечні метеорологічні явища (НМЯ) під час польотів по трасі, виконують функції автономних приладів навігації, попереджають екіпаж про можливість зіткнення з перешкодами. Літакові радіолокаційні відповідачі забезпечують функціонування вторинних радіолокаторів систем КПР.

В останні роки обов'язковою умовою виконання міжнародних польотів стало оснащення літаків системами попередження зіткнень, які ґрунтуються на принципах вторинної радіолокації. Пасивні РЛС застосовуються для виявлення зон грозової діяльності. Усе це значно підвищує безпеку польотів.

Радіолокація є синтетичною галуззю науки і техніки; сучасні РЛС використовують останні досягнення різних напрямів радіоелектроніки, мікроелектронної і мікропроцесорної техніки, теорії інформації, кібернетики, високочастотної електроніки, техніки цифрового оброблення сигналів, теорії адаптації й автоматичного керування. Радіолокаційна апаратура разом з обчислювачами істотно підвищують ефективність процесів керування системами, оброблення сигналів для отримання корисної інформації.

Уряди найбільш розвинених країн світу, починаючи з тридцятих років, приділяли велику увагу створенню й удосконаленню радіолокаційної техніки, стимулювали зусилля та ентузіазм фахівців у галузі радіолокації.

Наприклад, Р. Ватсон-Ватт був відзначений у Великій Британії титулом «Sir» за його внесок у створення радіолокаційної системи ППО. У СРСР ще в 1941 р. за розробку і впровадження в експлуатацію імпульсних радіолокаторів, що використовувалися під час оборони Москви і Ленінграда, Ю. Б. Кобзарев та його колеги були нагороджені Державною (тоді Сталінською) премією. Після цього Державними преміями відзначалися численні праці у галузі радіолокації.

Так, Р. С. Буданов, А. Р. Вольперт та інші одержали Державну премію в 1945 р. за розробку БРЛС «Гнейс». Державна премія України 1972 р. була присуджена В. В. Белкину, С. А. Полтиреву та іншим співробітникам Спеціального конструкторського бюро ПО «Комуніст» (Київ) і НПО «Ленінець» (Ленінград) за розробку, виробництво і впровадження бортових метеонавігаційних радіолокаторів «Гроза».

Різні модифікації радіолокаторів «Гроза» і «Гроза-М» дотепер використовуються на багатьох літаках російського й українського виробництва. Двічі (1979, 1988) Державна премія СРСР присуджувалася Я. Д. Ширману за його фундаментальні праці зі статистичної теорії просторово-часового розділення і надрозділення сигналів, що були впроваджені в радіолокаційних системах.

Державну премію СРСР за 1984 р. присуджено М. І. Фінкельштейну (автору підручника [10]) і його колегам за створення бортових радіолокаційних приладів для вимірювання товщини морського і прісноводного льоду.

Державної премії України за 1996 р. удостоєні вчені і фахівці НДІ «Буран», ВО «Радар» і НАУ (тоді КМУЦА) — В. В. Белкин, О. С. Косинський, Ф. Й. Яновський та інші — за розроблення нових принципів радіолокаційного виявлення небезпечних метеороб'єктів, створення і впровадження цифрових бортових метеонавігаційних радіолокаційних станцій і комплексів «МНРЛС-85» і «Буран».

Україна належить до небагатьох держав, які не тільки експлуатують авіаційну техніку, але розробляють і виробляють як літаки, так і електронне обладнання до них, включаючи бортові радіоелектронні засоби аеронавігації і КПП. Україна має також великий науковий і освітній потенціал у цій галузі.

Вихід України на міжнародні авіалінії і ринки, розроблення нових типів вітчизняних літаків, таких як Ан-70, Ан-218, Ан-38, Ан-140, Ан-148 потребують створення відповідного РЛЮ, що за своїми тактико-технічними характеристиками відповідало б кращим світовим зразкам і перевершувало їх. Таким обладнанням є МНРЛС і комплекси, що необхідні для безпечних польотів літаків у складних метеорологічних умовах, літакові відповідачі з адресним запитом, системи попередження зіткнень (TCAS). Доречно згадати, що Україна стала першою країною в світі, яка створила власну, неамериканську, систему TCAS (НДІ «Буран»).

Істотний внесок у розвиток БРЛС роблять і науковці НАУ. Розробки і дослідження, виконані за участю НАУ, знайшли широке практичне застосування в РЛС, що входять у комплекс РЕО літаків фірм Антонова, Туполева, Іллюшина, Яковлева.

Результати наукових досліджень відомі у світі, публікуються у міжнародних фахових журналах і обговорюються на конференціях та симпозиумах, що проводяться у різних країнах. Тому, приступаючи до вивчення дисципліни «Радіолокаційні системи повітряних суден» у НАУ, варто мати це на увазі і скористатися можливістю участі у виконанні НДР і ДКР у галузі радіолокації та її застосувань як у період навчання, так і в подальшій практичній роботі.

1.2. Навчальна дисципліна «Радіолокаційні системи повітряних суден»

Актуальність навчальної дисципліни РЛС ПС та її основні завдання зумовлені тим, що для забезпечення регулярності й безпеки повітряного руху сучасні літаки оснащені високоефективними пілотажно-навігаційними комплексами (ПНК), інформаційну основу яких складають радіоелектронні засоби отримання необхідної інформації, і обчислювальними електронними засобами для її оброблення. Нині вартість бортових електронних систем становить значну частину вартості всього літака.

Одним з великих і найбільш наукоємних класів бортового РЕО є РЛС. Вони формують інформаційне забезпечення бортового навігаційного комплексу. Висока інформативність, у багатьох випадках автономність і надійність, роблять РЛС незамінними з погляду забезпечення безпеки повітряного руху.

Авіаційну радіоелектроніку тепер часто називають авіонікою (від англ. — *avionics*). Це слово утворене від словосполучення **aviation electronics**. Авіаційні фахівці останнім часом надають цьому терміну зміст інтегрального позначення всього авіаційного обладнання, що використовує принципи й елементну базу електроніки. Радіолокаційні системи становлять важливу, і мабуть, найскладнішу частину авіоніки.

Вимога постійної готовності, ускладнення і розширення розв'язуваних завдань, зумовлює безперервне удосконалення майстерності як льотного, так і інженерно-технічного складу цивільної авіації. Інженер (спеціаліст, магістр), що працює з авіаційною радіолокаційною технікою, повинен ґрунтовно вивчити її основи й особливості побудови, щоб грамотно її експлуатувати і з мінімальними витратами забезпечувати реалізацію на практиці можливостей обладнання. Крім того, важливо вміти аналізувати можливості різних типів обладнання, знати його «слабкі місця» для того, щоб вчасно запобігати можливим несправностям. Для розроблення експлуатаційно-технічних вимог до нового РЕО, а також модернізації або замовлення нових функціональних аналогів експлуатованої апаратури важливою функцією фахівця є грамотне й обґрунтоване формулювання рекомендацій щодо усунення виявлених недоліків обладнання на ранніх етапах проектування.

Для досліджень, розроблення і конструювання РЛС необхідний комплекс знань і умінь, спрямованих на пошук нових ефективних технічних вирішень з урахуванням перспектив розвитку і реальних можливостей їх реалізації на високому рівні. Тому сучасний фахівець з авіаційної електроніки повинен сполучати знання і навички з експлуатації з високим рівнем загальної теоретичної підготовки, глибоким розумінням принципів функціонування і моделювання сучасних і перспективних РЛС ПС.

Мета вивчення дисципліни — здобуття студентами знань з теорії, принципів дії та побудови, основних параметрів, конструкції, особливостей застосування бортового РЕО різноманітного призначення, а також з перспектив розвитку бортових РЛС ПС, формування на базі цих знань професійної підготовки спеціаліста та магістра.

Основними завданнями дисципліни є вивчення методів отримання інформації за допомогою бортових радіолокаційних засобів, принципів побудови сучасних та перспективних БРЛС цивільної авіації (як автономних, так і тих, що працюють у комплексі з відповідним наземним обладнанням та обладнанням інших ПС), включаючи принципи збирання інформації та вимоги до експлуатаційно-технічних характеристик таких систем, їхні структурні, функціональні схеми та елементи принципів схем, а також особливості конструктивного виконання основних вузлів найбільш характерних зразків радіолокаційної техніки.

На базі здобутих у процесі вивчення цієї дисципліни знань і набуття умінь будуть вирішуватись професійні завдання з технічного обслуговування РЕО ПС, формулювання технічних вимог до нових перспективних засобів авіоніки, що модернізуються, а також завдання з розроблення і проектування та дослідження бортових радіолокаційних систем і пристроїв.

Підручник можна умовно поділити на п'ять частин.

Перша частина включає розділи 1 і 2 і формує загальне початкове уявлення про досліджуваній предмет. У вступі (розділі 1) висвітлюються питання історії радіолокації з наголосом на розвиток бортових РЛС, перспективи професійного і наукового росту студентів при поглибленому вивчанні курсу й участі у дослідних роботах у галузі радіолокації.

Загальні відомості про бортові радіолокаційні системи подано у розділі 2, вивчення якого дозволить сформулювати цілковите уяв-

лення про призначення, загальні принципи роботи і класифікацію різних видів бортових РЛС.

Друга частина охоплює розділи 3 і 4, присвячені фізичним основам і принципам отримання метеорологічної та навігаційної інформації за допомогою первинних РЛС — МНРЛС.

Третю частину (розділи 5 і 6) присвячено загальним питанням побудови і особливостям структури первинних бортових РЛС, а також вимогам до експлуатаційно-технічних характеристик МНРЛС і методикам їх обґрунтування та розрахунків.

Четверта частина складається з п'яти розділів (7–11). Вона поєднує сучасні системи, засновані на вторинній радіолокації (з активною відповіддю). Досить детально розглянуто принципи й особливості побудови бортового обладнання РЛС КПП — літакових відповідачів з наголосом на сучасні системи з режимом «S», а також системи попередження зіткнень (TCAS). Крім того, тут розглянуті принципи побудови і бортове обладнання систем автоматичного залежного спостереження (ADS-B), системи попередження наближення до землі, а також пасивні системи виявлення грозової активності.

П'яту частину присвячена розгляду особливостей побудови основних компонентів бортових РЛС (передавачів, антен, приймачів, систем оброблення, відображення і вбудованого контролю).

Список літератури дозволяє розширити знання про окремі аспекти курсу. Він включає матеріали ICAO, ARINC та інших міжнародних організацій. Предметний покажчик покликаний полегшити знаходження того чи іншого матеріалу підручника і дає змогу використовувати це видання як довідник.

2. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО БОРТОВІ РАДІОЛОКАЦІЙНІ СИСТЕМИ

Цей розділ формує загальне початкове уявлення про бортові радіолокаційні системи і окремі види бортового радіолокаційного обладнання. Принципи функціонування БРЛС, вимоги до них і їх побудову більш ґрунтовно розглянуто в розділах 3–11.

2.1. Стисла характеристика бортових радіолокаційних систем

Інформаційне забезпечення літаководіння здійснюється за допомогою РЕО та обчислювальних електронних засобів оброблення інформації. Фахівці користуються терміном *авіоніка*, що є аббревіатурою слів **авіаційна електроніка** і, по суті, означає «авіаційна радіоелектроніка» або «авіаційне електронне обладнання». Одним з великих класів авіаційного РЕО (авіоніки) є системи, що ґрунтуються на принципах радіолокації — авіаційні РЛС.

Поділ РЕО на системи радіозв'язку, радіолокації і радіонавігації є певною мірою умовним, наприклад, вторинні РЛС можна розглядати як сукупність каналів зв'язку. Згідно з термінологією ІКАО за функціональним призначенням в авіації ідеться про системи зв'язку, навігації та спостереження (CNS — *Communications, Navigation, Surveillance*). Відомо, що радіолокаційні методи здебільшого використовують для спостереження (хоча не лише радіолокаційні). Проте навіть сучасні системи зв'язку, зокрема, системи передавання даних «земля–борт», використовують канали вторинної радіолокації, а більшість радіонавігаційних систем взагалі ґрунтуються на методах радіолокації.

Під РЛС у широкому сенсі розуміють усі бортові радіоелектронні системи, які з методичного погляду ґрунтуються на принципах радіолокації, а функціонально виконують функції спостереження.

Основними видами бортового РЕО, відповідно до принципів радіолокації, є:

– МНРЛС і метеонавігаційні комплекси (МНРЛК) — *Weather Radar (WX Radar)*;

- літакові радіолокаційні відповідачі (ЛВ) системи КПП — *Airborne Transponder*;
- бортові системи попередження зіткнень (БСПЗ) — TCAS;
- радіолокаційні висотоміри (РВ) — *Radio Altimeter*;
- доплеровські радіолокаційні вимірювачі швидкості та кута зносу (ДВШЗ), або *Doppler Radar*.

Наведений перелік включає лише те основне радіолокаційне обладнання, що встановлюється на борт ПС для виконання функцій літаководіння і забезпечення безпеки польоту. Цей перелік не є повним або єдиним для усіх ПС. Наприклад, він не містить штормоскопів (*Stormscopes*) — пасивних РЛС виявлення зон грозової діяльності, які вже досить широко застосовуються, особливо на літаках бізнес-класу, але ще не стали обов'язковим видом бортового обладнання. А системи ДВШЗ не встановлюються на цивільні ПС нових типів.

До бортових систем спостереження належать також системи попередження про небезпечне наближення до землі (GPWS) і системи автоматичного залежного спостереження (ADS).

Крім штатного обладнання, що забезпечує політ, на борт ПС можуть бути встановлені додаткові радіолокаційні пристрої і системи, призначені для виконання деяких спеціальних завдань. До таких систем належать, наприклад, радіолокатори бокового огляду. Деякі особливості таких додаткових РЛС розглянуто у підрозд. 2.2.

2.1.1. Метеонавігаційні радіолокатори

Призначення. Метеорологічні радіолокатори — це чи не одне джерело оперативної інформації про метеорологічні умови на маршруті. Вони забезпечують екіпаж винятково важливою для безпеки польоту інформацією про наявність на трасі польоту НМЯ і також дають змогу пілоту обирати прийнятну траєкторію обходу зон НМЯ.

У сучасній системі літаководіння бортові метеорадіолокатори можуть розглядатися як датчики метеорологічної інформації, але зазвичай вони виконують і низку додаткових функцій. Зокрема багатofункціональні МНРЛС, які, насамперед, є автономним джерелом метеорологічної інформації, використовуються як засіб попередження зіткнень ПС з перешкодами. У режимі огляду земної поверхні вони є автономним засобом навігаційного огляду поверхні.

Бортові метеорадіолокатори (*Weather Radar*), що випускаються західними фірмами (скорочено — WXR), як і вітчизняні МНРЛС, є багатофункціональними РЛС, але в англomовній традиції назва походить від основної функції — отримання метеорологічної інформації. Багатофункціональність МНРЛС українського виробництва виражена чіткіше, ніж у метеорадіолокаторах західних фірм, що походить від розробок електронного обладнання для транспортних літаків як цивільного, так і військового призначення.

Метеонавігаційні радіолокаційні станції забезпечують безпеку польотів літаків у складних метеорологічних умовах, а також дозволяють виконувати деякі навігаційні функції в польоті для доставлення і скидання вантажів, надання допомоги тим, хто потрапив у біду і т. ін. Основними функціями МНРЛС традиційно є виявлення небезпечних для польоту гідрометеорологічних утворень і навігаційний огляд земної поверхні з визначенням кутового положення і віддаленості виявлених об'єктів.

Розвиток американських метеорологічних радіолокаторів виробництва *Honeywell*, *AlliedSignal* та інших фірм відбувається з нарощуванням функціональних можливостей щодо виявлення різних небезпечних метеорологічних явищ. 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. Разом з бортовими системами типу «Штормоскоп» вони виявляють та індукують зони підвищеної грозової діяльності. Вітчизняні МНРЛС розвиваються в напрямі розширення як метеорологічних, так і навігаційних функцій. Метеонавігаційні радіолокатори або комплекси встановлюються майже на всіх літаках і вертольотах цивільної авіації.

Класи і функції МНРЛС. Залежно від того, для установалення на які ПС призначені радіолокатори, традиційно розрізняють чотири класи¹ МНРЛС: клас 1 — для надзвукових, дальніх і середніх магістральних літаків; клас 2 — для ближніх магістральних літаків, а також важких літаків місцевих повітряних ліній (МПЛ); клас 3 — для легких літаків МПЛ і вертольотів; клас 4 — для вертольотів.

Допускається також застосовувати для вертольотів радіолокатори 2-го класу.

¹ Установлено держстандартом, який уже втратив чинність.

Мінімальний набір функцій МНРЛС, характерний для радіолокаторів другого покоління (таких, наприклад, як «Гроза-М»), наведено у табл. 2.1 з позначками (+) або (-), які відповідно означають обов'язковість чи необов'язковість певної функції. Функції, позначені зірочкою, встановлюються вимогами замовника.

Таблиця 2.1

Мінімальний набір функцій МНРЛС

№ з/п	Найменування функції	Класи і обов'язкові функції			
		1	2	3	4
1	Виявлення гідрометеоутворень, оцінка ступеня небезпеки окремих їхніх ділянок	+	+	+	+
2	Навігаційний огляд земної поверхні з одержанням рівноконтрастного зображення об'єктів (діаграми напрямленості (ДН) типу cosec ²)	+	+	-	+
3	Навігаційний огляд земної поверхні з використанням симетричної ДН	-	-	+	-
4	Вимірювання кута зносу ПС	-	-	+	+
5	Відтворення на індикаторі радіолокатора знаків, символів, трас на основі інформації, що надходить від інших бортових радіотехнічних систем навігації	*	*	-	-
6	Виявлення зон небезпечної турбулентності в хмарах і опадах	*	*	*	*
7	Виявлення зон зсуву вітру	*	*	*	*

Згідно з документом Aring 708A виявлення зон турбулентності і зсуву вітру рекомендовано для всіх нових радіолокаторів. Метеонавігаційна радіолокаційна станція може виконувати і ряд інших функцій, наприклад, виявлення, розпізнавання і відображення сигналів радіолокаційного маяка-відповідача (режим «Маяк»), виявлення зон граду і обледеніння літаків. Крім того, варто мати на увазі, що в цифрових радіолокаторах третього покоління формування

рівноконтрастного зображення земної поверхні (п. 2 табл. 2.1) може забезпечуватися і за симетричної діаграми напрямленості антени з цифровим коригуванням сигналу.

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

Принцип дії МНРЛС. Метеонавігаційна радіолокаційна станція — імпульсний радіолокатор. Принцип дії його під час виконання основних функцій базується на використанні вторинного випромінювання (відбиття) радіохвиль різними об'єктами (неоднорідностями), що трапляються на шляху поширення зондувального сигналу. Для роботи РЛМВ може використовуватися і перевипромінювання (ретрансляція) сигналів маяком.

Спрощену схему, що пояснює принцип дії БРЛС, можна зобразити, як показано на рис. 2.1.

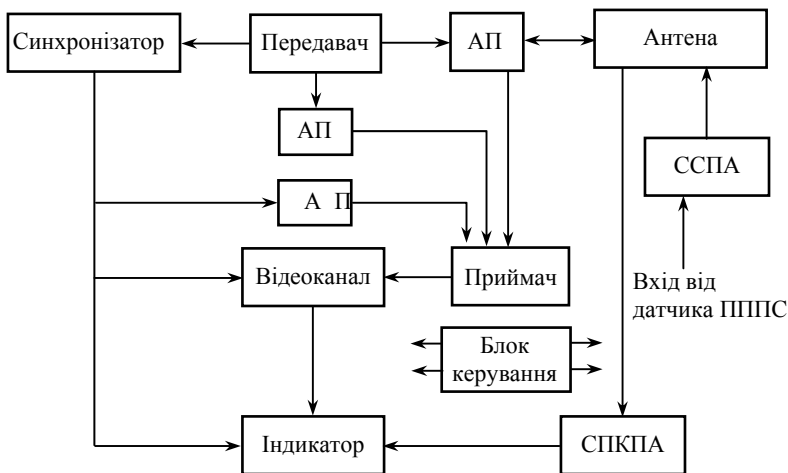


Рис. 2.1. Спрощена схема МНРЛС:

ПППС — просторове положення ПС; АП — антенний перемикач;

СПКПА — синхронне передавання курсового положення антени;

ССПА — система стабілізації променя антени;

ЧАРП — часове автоматичне регулювання підсилення

Це один з варіантів класичної схеми імпульсної РЛС, що враховує особливості, пов'язані з установленням РЛС на борту літака. Ця схема не відповідає реальній блоковій структурі МНРЛС, а ли-

ше пояснює принцип роботи бортового радіолокатора. Передавач виробляє досить потужні імпульси енергії НВЧ діапазону необхідної тривалості й форми. Синхронізатор призначений 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) або навпаки — запуск передавача імпульсом, вироблюваним у синхронізаторі. Антена призначена для формування діаграми напрямленості необхідної форми, випромінювання енергії зондувальних імпульсів і приймання енергії, відбитої (або перевипроміненої) об'єктами (цілями). Приймач виявляє відбиті від цілей сигнали на фоні шумів і «втягує» з них корисну інформацію. Антенний перемикач призначений для автоматичного почергового підключення антени до виходу передавача (на час випромінювання зондувального імпульсу) і до входу приймача (в інший час). Частота перемикачання дорівнює частоті повторення зондувальних імпульсів.

У відеоканалі поряд з підсиленням прийнятих сигналів вони змішуються з масштабними мітками і обробляються для виділення спеціальної радіолокаційної інформації (наприклад, про НМЯ). Індикатор призначений для відображення радіолокаційної інформації, як правило, у полярних координатах азимут–дальність. Схема розгорнення, що входить у блок індикатора, забезпечує відхилення електронного променя в трубці індикатора і разом із системою синхронного передавання 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 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 приймання відбитих від близько розташованих цілей сильних сигналів, приймач підсилюється до мінімального значення, а потім поступово збільшується і на час приймання сигналів, відбитих від найбільш віддалених цілей, досягає максимального значення.

Особливістю МНРЛС, пов'язаною з установленням її на борту ПС, є наявність системи стабілізації променя антени, що призначе-

на для компенсації впливу еволюцій літака (за креном і тангажем) на радіолокаційне зображення. Вихідною інформацією для цього є сигнали датчика просторового положення ПС. Блок керування виконує дистанційне керування роботою МНРЛС.

В останні роки провідні фірми стали виробляти когерентно-імпульсні БРЛС, схема яких відрізняється від показаної на рис. 2.1 додатковими зв'язками, що забезпечують приймач опорним сигналом з інформацією про фазу зондувальних коливань (див. підрозд. 3.5).

Конструкція МНРЛС. Бортові радіолокатори мають блокову конструкцію. Основними блоками сучасних МНРЛС зазвичай є антена, приймач-передавач та індикатор (дисплей) з пультом керування. Як приклад, зовнішній вигляд основних блоків радіолокатора МНРЛС-85 українського виробництва показано на рис. 2.2.



Рис. 2.2. Антена та індикатор МНРЛС-85

Антена цього радіолокатора є плоскою пасивною щільною решіткою, блок приймача-передавача включає всі функціональні елементи, показані на рис. 2.2, за винятком антени та індикатора, а блок індикатора побудовано на основі кольорової телевізійної трубки. Антенний блок розміщується в носовій частині літака під радіопрозорим обтічником, а приймач-передавач — у нижньому носовому відділенні за перекриттям, на якому монтується антена, і з'єднується з антеною за допомогою хвилеводів. Індикатори і пульт керування розміщуються в кабіні пілотів на передній панелі.

Є також й інші конструкції МНРЛС.

Більш детально МНРЛС розглянуто у розділах 3—6.

2.1.2. Літакові радіолокаційні відповідачі системи керування повітряним рухом

Призначення. Ідентифікація літаків, контроль висоти їх польоту і забезпечення просторового рознесення — це складні завдання авіадиспетчера. Система КПП (АТС RBS) дозволяє авіадиспетчеру автоматизувати процес спостереження за рухом літаків. Вторинна РЛС спостереження (*Secondary Surveillance Radar — SSR*) складається з наземної станції — запитувача, ЛВ і наземного радіолокаційного монітора.

За запитами наземних вторинних радіолокаторів ЛВ автоматично передає імпульсні кодовані сигнали-відповіді. Ці відповідні сигнали використовуються для ідентифікації і визначення місцеположення літаків, обладнаних ЛВ системи КПП, а також для відображення необхідної індивідуальної інформації про літак на екранах наземних РЛС. У комплексі з наземними вторинними радіолокаторами в будь-який момент часу і незалежно від метеорологічних умов ЛВ автоматично видає необхідну для КПП координатну інформацію про місцеперебування літака, параметри його руху і додаткову інформацію про висоту польоту, ідентифікаційний номер літака, аварійну ситуацію тощо.

Принцип дії вторинної РЛС КПП. Радіолокатор системи КПП є вторинним радіолокатором (*Secondary Surveillance Radar — SSR*). Він суттєво відрізняється від первинних РЛС спостереження (*Primary Secondary Surveillance Radar — PSR*).

Первинна РЛС спостереження, що використовується наземною службою КПП, відображає на екрані і подає оператору позначку від будь-якого літака, що перебуває в зоні огляду. Такою станцією є РЛС, що працює за відбитими сигналами і не потребує ніякого спеціального бортового обладнання.

На відміну від первинних вторинні РЛС спостереження приймають кодований сигнал-відповідь, що надходить від бортового відповідача тільки у відповідь на запит наземного вторинного радіолокатора.

Принцип роботи відповідача у системі КПП схематично показано на рис. 2.3. Первинна і вторинна антени наземної системи спостереження змонтовані на одній обертовій основі і тому вони обидві завжди орієнтовані в одному напрямку.

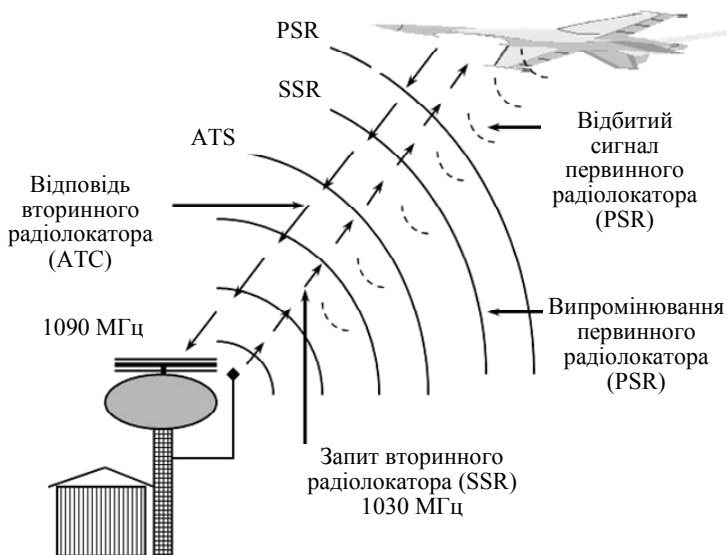


Рис. 2.3. Принцип роботи ЛВБ у системі КПП

Відбитий від літака сигнал первинного радіолокатора формується в будь-якому випадку, а сигнал вторинного каналу — лише на відповідь ЛВБ. Запитальні і відповідні сигнали-відповіді рознесені за частотами (1030 і 1090 МГц).

Коли активна відповідь не надходить, відбитий сигнал відображається на екрані диспетчера у вигляді єдиної позначки типу короткої дуги. Якщо стандартна відповідь від літака приймається вторинним радіолокатором, то відображення його на екрані являє собою дві близько розміщені відмітки у вигляді коротких дуг (рис. 2.4).

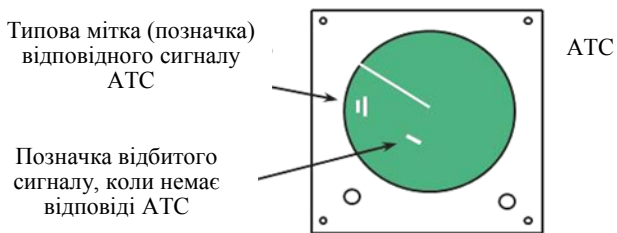


Рис. 2.4. Зображення на екрані наземного радіолокатора КПП

Перша відмітка відповідає відбитку від літака, а друга, трохи віддалена, відповідає сигналу–відповіді ЛВ. Відстань між ними визначається тим часом, який необхідний ЛВ для формування і випромінювання сигналу–відповіді. Система вторинної радіолокації, по суті, створює канали зв'язку «земля–борт» і «борт–земля», по якому передається інформація, закодована в сигналах запиту і відповіді. Сигнали–відповіді містять необхідну для диспетчера КПП інформацію, що автоматично розшифровується на землі і відображається у вигляді, зручному для оператора.

Класифікація літакових відповідачів. Системи вторинної радіолокації спочатку створювалися в різних країнах без належного узгодження їхніх параметрів. Вони відрізнялися особливостями структури, складом переданої інформації, системою кодування і значеннями несної частоти сигналів запиту і відповіді. Донедавна поширеною була автоматизована система керування повітряним рухом (АСКПП), що відповідала стандарту, прийнятому в колишньому СРСР і країнах Ради економічної взаємодопомоги. Одночасно діяла міжнародна система АТСРБС, у якій використовуються інші коди інформації запиту і відповіді, що відповідають міжнародним нормам ІКАО. Тому ЛВ, що випускалися раніше і експлуатуються іноді дотепер, можна поділити на три типи:

- призначені для роботи з кодами АСКПП (вони вже втратили практичне значення);
- призначені для роботи з кодами ІКАО системи АТСРБС;
- здатні працювати як з кодами АСКПП, так і з кодами АТСРБС, які мають два основні режими роботи: КПП і РБС.

У деяких відповідачах був також передбачений режим роботи з вторинними посадковими радіолокаторами. Цей режим тепер не застосовується в цивільній авіації.

Дискретно-адресні системи. Системи вторинної радіолокації побудовані таким чином, що на запит вторинного радіолокатора відповідають усі відповідачі, що перебувають у зоні огляду запитувача, тобто приблизно на одному азимуті. При цьому можливі ситуації, коли відповідач виявляється в зоні дії декількох вторинних радіолокаторів одночасно. Тому функціонування таких систем може супроводжуватися перевантаженням відповідача і, як наслідок, зниженням імовірності відповіді на сигнал основного запиту для цієї зони вторинного радіолокатора. Якщо підвищується інтенсив-

ність польотів, рівень таких внутрішньосистемних завад зростає, що спричиняє перевантаження не тільки відповідачів, але й запитувачів та авіадиспетчерів.

Сучасний напрям розвитку систем вторинної радіолокації полягає в широкому впровадженні значно складніших, але набагато досконаліших дискретно-адресних систем вторинної радіолокації. Поступовий перехід на такі системи служб КПП, а також ПС авіакомпаній усіх країн є вимогою ІСАО.

Дискретно-адресна система вторинної радіолокації має назву DABS — *Discrete Address Beacon System*. У системі DABS кожному ПС привласнений виділений для нього адресний код. Тому на запит вторинного радіолокатора відповідає лише той відповідач, якому відповідає індивідуальний код запиту. Систему DABS розроблено з урахуванням сумісності з попередніми системами ІСАО. Тому наземні станції DABS забезпечують також опитування ПС, що обладнані ЛВ системи АТСРБС. Під час розроблення DABS, крім усунення недоліків неадресних систем вторинної радіолокації, реалізовано моноімпульсний метод визначення напрямку на ціль. Це дозволило підвищити точність вимірювання кутових координат ПС, а також розширити функціональні можливості системи.

Міжнародні коди, що використовуються в системах АТСРБС і DABS, регламентовані ІСАО. Залежно від змісту, кодування інформації і застосовуваної системи вторинної радіолокації розрізняють такі режими роботи ЛВ:

«А» — упізнання ПС (повідомлення рейсового номера);

«С» — запит висоти польоту (повідомлення показань барометричного висотоміра);

«АС» — упізнання і запит висоти (повідомлення рейсового номера чи висоти залежно від коду запиту);

«S» — режим адресного запиту, що відповідає системі DABS.

Узагальнена схема літакового відповідача. Узагальнену схему відповідача системи АТСРБС показано на рис. 2.5. Антена приймає запитальні сигнали наземного вторинного радіолокатора. Розділовий фільтр призначений для розв'язки передавального і приймального каналів за частотою. У приймачі сигнали перетворюються, підсилюються і детектуються. Потім вони надходять у пристрій, що придушує сигнали, випромнені по бокових пелюстках ДН антени вторинного радіолокатора.



Рис. 2.5. Узагальнена схема ЛВ системи АТРСВ

Сигнали запиту, прийняті в межах головної пелюстки ДН антени запитувача, через обмежник завантаження надходять на дешифратор. Обмежник завантаження захищає ЛВ від перевантаження у разі великої кількості запитів в одиницю часу. Крім того, обмежник завантаження запобігає спрацюванню ЛВ від завад, створюваних власним передавачем та іншим системами бортового РЕО.

Дешифратор декодує запитувальні кодові сигнали і видає сигнали на ввімкнення шифраторів координатного й інформаційного сигналів.

Подільник частоти запуску знижує частоту запуску шифратора порівняно з частотою надходження запитальних сигналів приблизно на порядок. Це унеможливує розвантаження передавача відповідача і полегшує роздільну індикацію позначок від ПС, що перебувають на одному азимуті й невеликій відстані один від одного.

Кварцовий калібратор формує серію короткотривалих імпульсів з періодом повторення, що визначає часові позиції кодових послань сигналів відповіді.

Передавач призначений для генерування сигналів відповіді на заданій несній частоті. Убудована система контролю перевіряє працездатність ЛВ за допомогою контрольного коду, правильність проходження якого по тракту відповідача свідчить про його працездатність.

Конструкція і розміщення літакових відповідачів. Зазвичай усі функціональні вузли ЛВ (рис. 2.5), за винятком антени, конструктивно виконуються у вигляді єдиного блока. Бортове обладнання системи КІР (АТСRBS) сучасного літака складається з блока ЛВ, антени і панелі керування.

Відповідач реагує на запити наземної станції, передаючи кодований сигнал, що містить інформацію про бортовий номер або висоту. Єдина антена приймає запитальні і передає сигнали відповіді. Панель керування надає пілоту можливості щодо керування системою, дозволяючи, зокрема, вводити код відповіді ідентифікації ПС.

Сучасні лайнери обладнуються двома комплектами ЛВ, з яких один є резервним. Розташування антен відповідача АТСRBS (здвоєного комплекту) показано на рис. 2.6 на прикладі літака Боїнг 757.

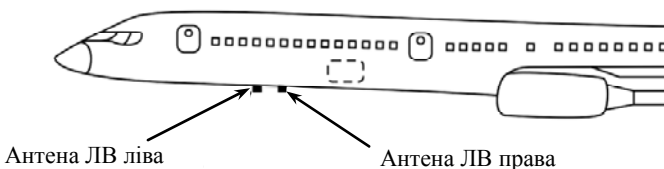


Рис. 2.6. Розташування антен відповідача типу АТСRBS

Типове розташування компонентів іншого бортового обладнання АТСRBS показано на рис. 2.7. Зазвичай відповідачі типу АТСRBS мають нижнє розташування антени.

Кожен відповідач типу S, що працює у дискретно-адресній системі DABS, найчастіше обладнується двома антенами — верхньою і нижньою. Такі ЛВ приймають і випромінюють сигнали або на верхню, або на нижню антену для оптимізації рівня сигналів і зникнення ефектів багатопроменевої інтерференції.

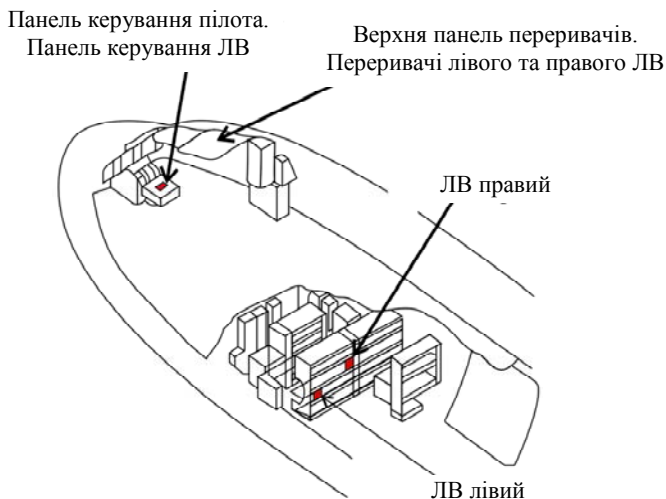


Рис. 2.7. Розташування зведеного комплексу ЛВ на літаку

Більш детально принципи функціонування і особливості побудови радіолокаційних ЛВ розглянуто в розділі 7.

2.1.3. Системи попередження зіткнень

Зіткнення літаків у польоті трапляються рідко, але якщо така подія відбулася, то шкода від неї і людські втрати дуже великі.

Призначення. Автоматичні БСПЗ попереджають про небезпечне зближення літаків є інформаційним засобом запобігання зіткненням ПС у польоті. Відповідно до вимог ІКАО такі системи є сумісними з дискретно-адресними системами КПР. Бортові системи попередження зіткнень стали застосовувати порівняно недавно. Вони призначені для виявлення таких ПС поблизу власного ПС, які можуть загрожувати зіткненню, і видачі пілоту інформації, що сприяє виконанню дій з розв'язання проблеми загрози зіткнення. Таке призначення БСПЗ реалізує прийнятий ІКАО принцип «бачити й уникати».

Створення і впровадження системи. Проблеми автоматичного попередження зіткнень ПС завжди приділялася значна увага. Спочатку для отримання інформації про небезпечні зустрічні літаки

використовувався бортовий радіолокатор. За низької інтенсивності польотів цього було достатньо. Згодом унаслідок швидкого росту інтенсивності повітряного підвищення зіткнення літаків почастішали. Можливості ефективного використання автономних систем на базі МНРЛС виявилися обмеженими, оскільки МНРЛС була нездатною надійно розрізняти ешелони ПС через низьку роздільну здатність радіолокатора за кутом, зокрема, у вертикальній площині.

Орієнтир був взятий на БСПЗ з активною відповіддю, незважаючи на системні недоліки, спричинені потребою оснащувати обладнанням БСПЗ усіх ПС, що можуть виявлятися в зоні виконання польотів. З появою режиму С у ЛВ КТР, у якому передається інформація про висоту ПС, виникла життєздатна концепція БСПЗ. Розроблення ЛВ режиму S і відповідних методів дискретно-адресного запиту й обміну даними дозволило вирішити проблеми обміну інформацією між ПС.

Англійськомовна назва БСПЗ — *Traffic Alert and Collision Avoidance System* (TCAS) або *Aircraft Collision Avoidance System* (ACAS). Застосовують БСПЗ обов'язковим виконанням вимог ІКАО.

Загальні вимоги до БСПЗ і класифікація систем. Бортова система попередження зіткнень будується як система, що працює на основі обміну інформацією між ПС по дискретно-адресних каналах «борт–борт» з використанням повідомлень запитів і відповідей у форматах радіолокаційного ЛВ режиму S. Мінімальні технічні вимоги (MOPS) визначають три типи БСПЗ, що відрізняються рівнем видаваних пілоту консультативних рекомендацій. Вимоги ІКАО до БСПЗ розроблені на основі MOPS. Вони викладені в Додатку 10 до Конвенції ІКАО.

Залежно від рівня видаваної пілоту консультативної інформації існують три класи систем: TCAS I, TCAS II і TCAS IV. Система TCAS I здатна лише виявляти потенційно небезпечні ПС, але не надає ніяких рекомендацій; TCAS II надає рекомендації щодо розв'язання конфлікту шляхом маневру у вертикальній площині і є натеper найбільш поширеною; TCAS IV надає рекомендації для маневрів як у вертикальній, так і в горизонтальній площинах, має підвищену точність і є перспективною системою.

У США у 1995 р. прийнято правило, згідно з яким усі літаки на 10–30 пасажирських місць мають бути щонайменше обладнані системою TCAS I, а літаки на 30 і більш пасажирських місць — при-

наймні TCAS II. На практиці це означає, що всі іноземні літаки, що прямують у Північну Америку, обов'язково повинні бути обладнані БСПЗ типу TCAS II. Аналогічні вимоги уже діють у Західній Європі, Канаді, Китаї, Індії та багатьох інших країнах.

Принцип дії. Система опитує відповідачі ATCRBS з режимами C і S на інших літаках, визначає дальність, висоту і напрямлення на літак, обчислює небезпеку зіткнення щодо кожного літака, визначає ймовірність загрози зіткнення ПС і координує маневр щодо уникнення зіткнення шляхом обміну даними за допомогою відповідача режиму S.

Робота системи: БСПЗ випромінює загальний сигнал запиту, що приймається усіма ЛВ, які перебувають у межах радіуса дії системи. Кожен ЛВ, що прийняв запитальний сигнал, випромінює сигнал відповіді. Система запиту має дві особливості, зумовлені необхідністю приймати роздільно відповідні сигнали в тому випадку, коли в радіусі дії системи власного літака перебуває кілька літаків одночасно: 1) конструкція антени дозволяє посилати окремі запитальні сигнали по кожному з чотирьох секторів, що дозволяє здійснити пеленгацію відповідного сигналу й оцінити напрямлення на ПС, обладнане ЛВ; 2) запитальні сигнали складаються з послідовності імпульсів, що починаються з імпульсу малої потужності і поступово збільшують потужність від імпульсу до імпульсу в межах кожного запитального сигналу. Таку процедуру запиту називають «шепіт–крик». Вона спонукає більш близькі літаки відповідати раніше, ніж далекі літаки. За допомогою цих двох засобів TCAS має можливість ідентифікувати індивідуальні відповіді.

Крім того, TCAS пасивно (тобто незалежно від своїх запитальних сигналів) приймає сигнали ідентифікації літаків, що випромінюються радіолокаційним ЛВ у режимі S. Потім літаки, що становлять потенційну загрозу, запитуються індивідуально з використанням коду ідентифікації режиму S.

Комп'ютер TCAS стежить за кожним літаком, що входить у межі зони дії системи. Він обчислює його дальність (за часом запізнення відповіді відносно запиту), швидкість зміни дальності (за рядом послідовних вимірів дальності), азимут (пеленг), висоту (за інформацією, що міститься у відповідному сигналі) і швидкість зміни висоти відносно власного літака. Уся ця інформація відображається на візуальному індикаторі і надається членам екіпажу.

Траекторія кожного літака-порушника (тобто літака, що залетів у межі контрольованої зони навколо власного літака) екстраполюється комп'ютером, щоб визначити точку найбільшого зближення траекторії літака-порушника і траекторії власного літака (CPA — *Closest Position Approach*). Комп'ютер будує дві зони захисту повітряного простору навколо власного літака, які умовно показано на рис. 2.8.

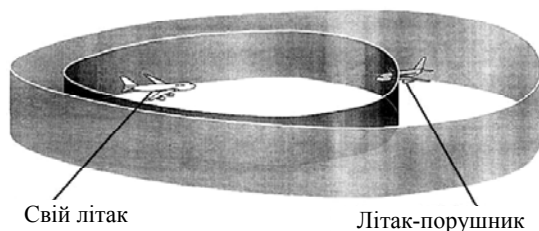


Рис. 2.8. Дві зони захисту, створювані системою TCAS навколо літака

Зовнішній захист повітряного простору визначає зону потенційної загрози. Літаки, що перебувають у цій зоні, відображаються в режимі консультативної інформації про повітряний рух (*Traffic Advisories* — TA). Внутрішній захист використовується для формування рекомендацій щодо уникнення зіткнення (*Resolution Advisories* — RA).

Функціональні можливості системи TCAS залежать від типу радіолокаційного ЛВ, яким обладнаний літак-порушник: 1) якщо літак-порушник не обладнаний ЛВ, то TCAS взагалі не зможе його виявити; якщо літак-порушник обладнаний ЛВ системи ATCRBS, що працює в режимі А, то TCAS зможе виявити і визначити тільки дальність і азимут літака-порушника і через брак повідомлення про висоту, він не зможе видати ні консультативної (ТА), ні тим більше, рекомендаційної (РА) інформації; 3) якщо літак-порушник має ЛВ з режимом С або S, то TCAS II зможе виконати всі функції за винятком координації маневрів; 4) якщо літак-порушник також обладнаний системою TCAS II, то обидві системи виконують усі функції в повному обсязі. Зазначені чотири ситуації, пов'язані із загрозою зіткнення ПС, обладнаного системою TCAS II, з конфліктуючим ПС залежно від складу його обладнання наочно показано на рис. 2.9.

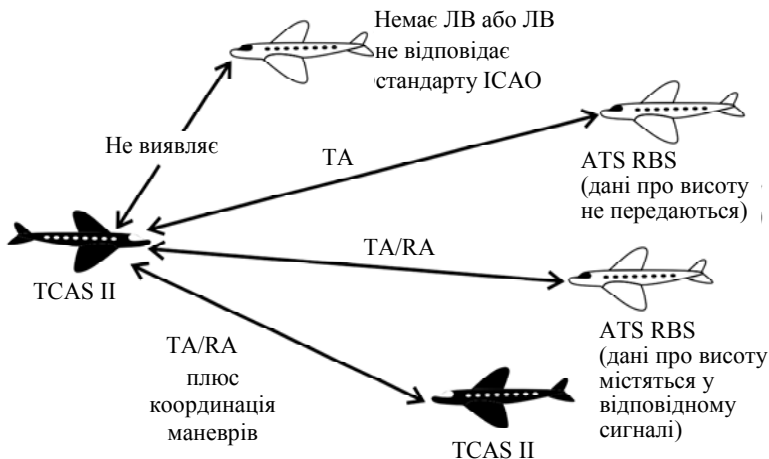


Рис. 2.9. Взаємодія системи TCAS II з різним обладнанням літаків-порушників

Для якомога повнішої реалізації можливостей системи, відповідно до рекомендацій ICAO, дедалі більша кількість держав істотно розширюють повітряний простір, у межах якого режим S, а також обладнання TCAS II є обов'язковими.

Конструкція і розміщення на літаку. Система нижчого рівня TCAS I складається з процесора із приймачем-передавачем, антени і відповідача ATCRBS. Система TCAS II складається з передавача, приймача і процесора (конструктивно в одному блоці), антен, відповідача типу S, пульта керування та індикаторів. Два типи індикації консультативної інформації (TA і RA) можуть бути об'єднані на єдиному спеціальному індикаторі чи відображені окремо за допомогою інших індикаторів, таких як індикатор миттєвої вертикальної швидкості, а також індикатор МНРЛС.

Структурну схему і приблизне компонування обладнання TCAS II на літаку показано на рис. 2.10, на якому: 1 — процесор TCAS, що поєднує приймач і обчислювач; 2 — верхня напрямлена антена; 3 — нижня антена, що може бути напрямленою або ненапрямленою; 4 — пульт керування АТC/TCAS; 5 — індикатори повітряної обстановки (ТА) рекомендацій (RA); 6 — звукова система попередження і команд маневру; 7 — ЛВ режиму S з верхньою (7.1) і нижньою (7.2) антенами.

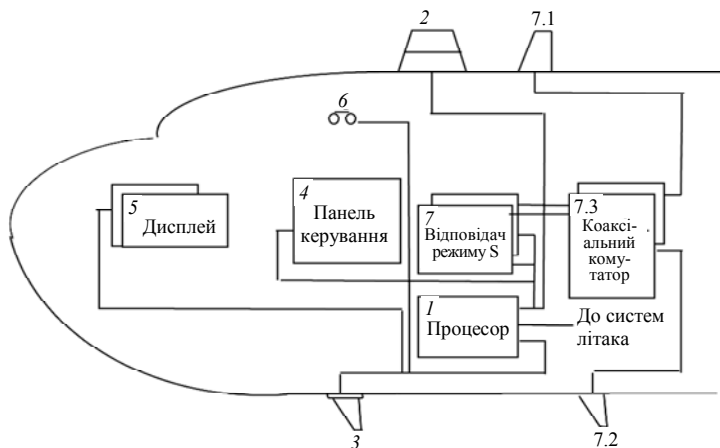


Рис. 2.10. Орієнтовне компонування обладнання TCAS на літаку

Хоча відповідач S є необхідною частиною TCAS II, він забезпечує також інші функції в системі КІР і може бути встановлений спочатку як окремий вид обладнання. На борту сучасного лайнера встановлюється подвійний комплект відповідача. Зовнішній вигляд комплекту TCAS II фірми *Collins* показано на рис. 2.11, на якому зверху вниз і зліва направо розміщено: напрямлена антена, панель керування системою TCAS і відповідачем, індикатор вертикальної швидкості і RA/TA інформації, комбінований індикатор МНРЛС і TCAS, індикатор повітряної обстановки TCAS, приймач-обчислювач TCAS, літаковий відповідач режиму S.



Рис. 2.11. Сімейство обладнання TCAS II

Детальні відомості про БСПЗ, зокрема технічні аспекти побудови системи і міжнародних рекомендацій до них розглянуто в розділі 8.

2.1.4. Літакові радіовисотоміри малих висот

Призначення. Радіовисотомір, або (*Low Range Radar Altimeter* — LRRRA) призначений для вимірювання істинної висоти польоту ПС над землею поверхнею. Істинною висотою називають відстань від земної поверхні до ПС по вертикалі. За допомогою РВ зазвичай вимірюють висоту польоту в діапазоні 0...1500 м, тобто на малих висотах, на завершальних етапах польоту — під час заходу на посадку і посадки. Радіолокаційний висотомір забезпечує екіпаж даними про поточну висоту ПС за допомогою візуального індикатора. Більшість РВ видають не тільки інформацію про поточну висоту польоту, але і про досягнення літаком установлені висоти прийняття рішення. Вихідний сигнал РВ, що містить інформацію про поточну висоту, може використовуватися в автоматичній бортовій системі керування літаком для безперервного коригування підсистеми траєкторного керування під час заходу на посадку і для формування траєкторії вирівнювання під час посадки, зокрема автоматичної посадки. Крім того, РВ забезпечує видачу екіпажу звукових і світлових сигналів у момент прольоту небезпечної висоти в напрямку зверху вниз, а також використовується як датчик висоти в системі попередження небезпечного зближення з землею, що входить до складу комплексу бортового РЕО.

Принцип дії. Принцип дії РВ ґрунтується на частотному методі вимірювання часу запізнювання і пояснюється за допомогою структурної схеми (рис. 2.12) і часових діаграм (рис. 2.13).

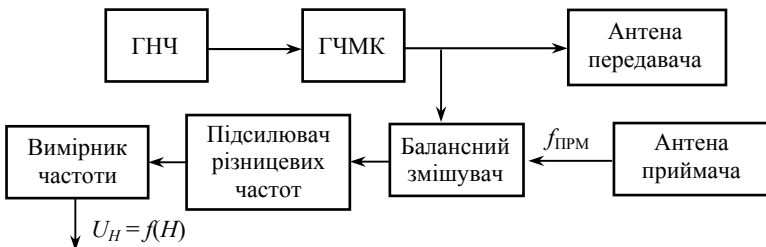


Рис. 2.12. Структурна схема радіовисотоміра

Генератор низької частоти (ГНЧ) виробляє напругу, що керує частотою зондувального частотно-модульованого (ЧМ) сигналу, який формується генератором частотно-модульованих коливань (ГЧМК). Передавальна антена АПРД випромінює сигнал у напрямку земної поверхні. Відбитий сигнал з приймальної антени АПРМ надходить на балансовий змішувач (БЗ) куди подається також невелика частина зондувального сигналу як опорного. Запізнення відбитого сигналу на час $t_H = 2H/c$, де H — поточна висота польоту; c — швидкість поширення радіохвиль, приводить до різниці миттєвих частот $f_{ПРД}$ і $f_{ПРМ}$, подаваних на змішувач сигналів БЗ.

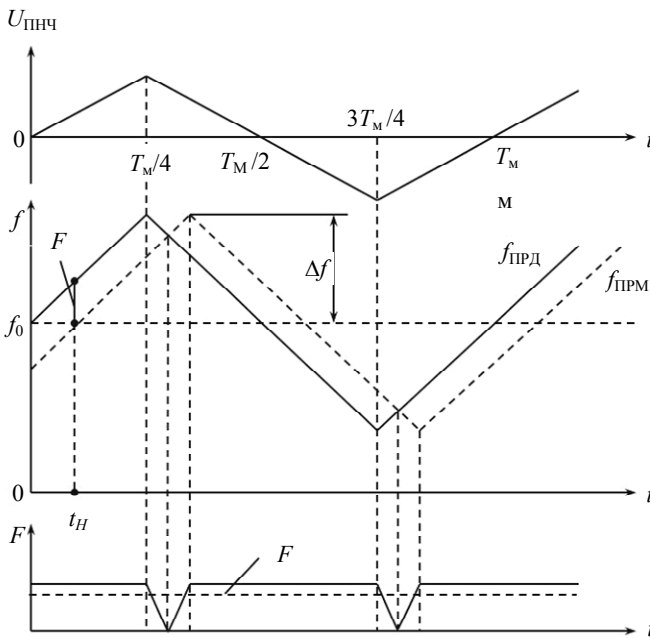


Рис. 2.13. Часові діаграми, що пояснюють принцип роботи радіовисотоміра

Поза інтервалами часу, що відповідають переходу різницевої частоти $F = |f_{ПРД} - f_{ПРМ}|$ через нульове значення, ця частота, як впливає з рис. 2.13, становить:

$$F = \frac{8\Delta f}{cT_m} H ,$$

де Δf — девіація частоти; $T_m = 1/F_m$ — період модуляції.

Шукане значення висоти визначають так:

$$H = \frac{cT_m}{8\Delta f} F = M_{PB} F ,$$

де M_{PB} — масштабний коефіцієнт, що залежить від параметрів РВ.

Для визначення H необхідно виміряти різницеву частоту F . З цією метою сигнал після БЗ (перетворений сигнал) підсилюється в підсилювачі різницевої частоти ПРЧ і надходить на вимірник частоти ВЧ. З виходу ВЧ знімається напруга U_H , що є функцією висоти польоту. Вимірювач частоти реагує на середнє значення \bar{F} різницевої частоти (рис. 2.13).

Конструкція. Зазвичай РВ виконуються у вигляді блока приймача-передавача і блока індикатора висоти. У склад РВ входять також дві антени — передавальна і приймальна (найчастіше рупорні). Розміщення блоків на літаку залежить від його типу, причому зазвичай встановлюються два комплекти приймача-передавача, один з яких резервний. Хоча РВ як один з видів бортового РЕО є радіолокатором безперервного випромінювання з частотною модуляцією, під час підготовки авіаційних фахівців його традиційно вивчають детально за програмою дисципліни «Радіонавігаційні системи повітряних суден».

2.1.5. Доплерівські вимірювачі швидкості та зносу

Бортові радіолокаційні засоби, обробляючи сигнал, відбитий від земної поверхні, на основі ефекту Доплера дозволяють досить точно виміряти швидкість ПС відносно землі і кут зносу літака. Ці важливі навігаційні параметри польоту оперативної й автономно визначаються ДВШЗ літака. Доплерівський вимірювач швидкості і кута зносу тривалий час входив до складу обов'язкового обладнання середніх і далеких магістральних літаків. Останнім часом, намітилася тенденція отримання інформації про необхідні навігаційні параметри за допомогою комплексу інших радіонавігаційних засо-

бів (здебільшого, із втратою автономності). Тому ДВШЗ зазвичай не включають до складу комплексу бортового РЕО ПС нового покоління. Оскільки автономні вимірювачі ще якийсь час будуть використовуватися в цивільній авіації і, очевидно, залишаться актуальними для військової авіації, варто навести коротку характеристику ДВШЗ [8].

Призначення. Доплерівський вимірювач швидкості і кута зносу призначений для визначення складових вектора швидкості ПС відносно підстильної поверхні і видачі екіпажу, а також у навігаційний комплекс інформації про горизонтальну шляхову v_{Γ} швидкість і кут зносу $\beta_{\text{зн}}$ літака. У вертолітних ДВШЗ зазвичай визначаються поздовжня і поперечна складові швидкості, а іноді і вертикальна швидкість $v_{\text{в}}$. Інформація про горизонтальну швидкість v_{Γ} , і кут зносу $\beta_{\text{зн}}$ використовується в системі обчислення шляху для визначення поточних координат ПС.

Принцип дії. Розглянемо рух літака на плані місцевості (рис. 2.14). Повітряна швидкість літака $v_{\text{пов}}$, створювана двигунами ПС, напрямлена уздовж осі Ox . Шляхова швидкість — це горизонтальна складова реальної швидкості ПС відносно землі.

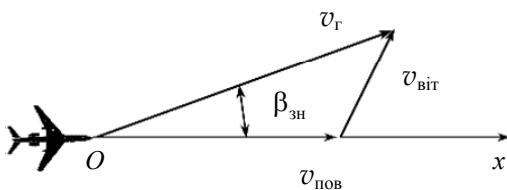


Рис. 2.14. Кут зносу літака вітром

У разі дії вітру шляхова швидкість не дорівнює повітряній швидкості ні за напрямком, ні за величиною. Шляхова швидкість v_{Γ} являє собою суму вектора повітряної швидкості $v_{\text{пов}}$ і вектора швидкості вітру $v_{\text{віт}}$. Кут $\beta_{\text{зн}}$ між векторами шляхової і повітряної швидкостей називається кутом зносу¹.

¹ Більш точно кут зносу $\beta_{\text{зн}}$ є сумою кута аеродинамічного ковзання $\beta_{\text{ков}}$, який визначається деякою невідповідністю поздовжньої осі літака і напрямку вектора тяги двигунів, і кута зносу вітром, однак через мализну $\beta_{\text{ков}}$ ефектом аеродинамічного ковзання можна знехтувати.

Якщо на борту літака установити доплерівський радіолокатор з напрямленою антеною, що випромінює і приймає відбиті від землі сигнали, то частота прийнятих коливань буде відрізнятися від частоти випромінюваних коливань на величину $F_{\text{Доп}} = 2v_{\text{рад}}/\lambda$, де $v_{\text{рад}}$ — проекція швидкості літака на напрям випромінювання; λ — довжина хвилі випромінюваних коливань.

Доплерівський зсув частоти буде мати максимальне значення за максимальної радіальної швидкості $v_{\text{рад}}$, тобто коли напрям променя антени відповідає шляховій швидкості. Отже, кут зносу можна визначати за кутом повороту променя антени, якщо він відслідковує максимальне значення доплерівської частоти. У цьому полягає принцип дії однопроменевого доплерівського вимірювача кута зносу¹. Він потребує сканування променя антени.

Припустимо, що на борт ПС установлений доплерівський радіолокатор із двома нерухомими антенами (рис. 2.15), що випромінюють і приймають відбиті сигнали під кутом Φ один до одного симетрично відносно поздовжньої осі літака (пунктирні стрілки).

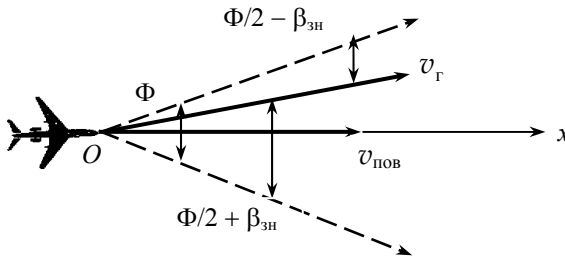


Рис. 2.15. Принцип двопроменевого ДВШЗ

Для спрощення первісного розгляду кутом нахилу променя антен у вертикальній площині у знехтуємо. Тоді відбиті від землі сигнали, прийняті лівою і правою антенами (рис. 2.15), будуть мати доплерівські зсуви відповідно $F_{\text{Доп1}}$ і $F_{\text{Доп2}}$:

¹ Схожий принцип використовується для вимірювання кута зносу за допомогою МНРЛС у режимі «Знос», але в некогерентних МНРЛС замість максимізації $F_{\text{Доп}}$ домагаються мінімізації частоти биттів вторинного ефекту Доплера (див. підрозд. 4.5).

$$F_{\text{Доп1}} = 2v_r / \lambda \cos\left(\frac{\Phi}{2} - \beta_{\text{зн}}\right);$$

$$F_{\text{Доп2}} = 2v_r / \lambda \cos\left(\frac{\Phi}{2} + \beta_{\text{зн}}\right).$$

Складаючи і віднімаючи вимірювані значення частот доплерівських зсувів, дістаємо:

$$\begin{cases} F_{\text{Доп1}} + F_{\text{Доп2}} = \frac{2v_r}{\lambda} 2 \cos \frac{\Phi}{2} \cos \beta_{\text{зн}}; \\ F_{\text{Доп1}} - F_{\text{Доп2}} = \frac{2v_r}{\lambda} 2 \sin \frac{\Phi}{2} \sin \beta_{\text{зн}}. \end{cases} \quad (2.1)$$

У лівій частині системи рівнянь стоять вимірювані параметри, а в правій — відомі параметри радіолокатора і тільки два невідомі — шукані шляхові швидкості v_r і кут зносу $\beta_{\text{зн}}$. Розв'язавши систему, отримаємо:

$$\beta_{\text{зн}} = \arctg\left(\frac{F_{\text{Доп1}} - F_{\text{Доп2}}}{F_{\text{Доп1}} + F_{\text{Доп2}}}\right);$$

$$v_r = \frac{(F_{\text{Доп1}} - F_{\text{Доп2}})\lambda}{4 \sin \frac{\Phi}{2} \sin \beta_{\text{зн}}}.$$

Насправді промені ДВШЗ напрямлені до землі під відомим кутом γ у вертикальній площині. Це трохи ускладнює результуючі формули, але принцип дії двопроменевого ДВШЗ залишається таким самим. Двопроменевий ДВШЗ дозволяє одночасно вимірювати як кут зносу, так і шляхову швидкість.

Класифікація ДВШЗ. За видом випромінюваних коливань розрізняють ДВШЗ із безперервним випромінюванням і ДВШЗ з імпульсним випромінюванням. У цивільній авіації застосовуються переважно ДВШЗ із безперервним випромінюванням. Сигнали таких ДВШЗ являють собою когерентні коливання або самої несної частоти, або несної, модульованої за частотою синусоїдною напругою.

За кількістю променів розрізняють однопроменеві, двопроменеві, трипроменеві і чотирипроменеві ДВШЗ. Збільшення кількості

променів відповідно збільшує кількість рівнянь, а отже, і кількість невідомих, котрі можна обчислити. Найбільш повно можливості ДВШЗ реалізуються у разі трьох та чотирьох променів. Такі ДВШЗ дозволяють визначити всі три проекції вектора швидкості ПС, включаючи вертикальну швидкість. При цьому вдається звести до мінімуму вплив крену і тангажа ПС на точність вимірювань.

Рекомендований ІСАО діапазон частот, у якому працює ДВШЗ, становить 13,25...13,4 ГГц.

Радянські ДВШЗ працювали в діапазоні 8,8...9,8 ГГц.

Узагальнена структурна схема ДВШЗ. Схему показано на рис. 2.16. Вона включає: антенну систему; передавач, що формує зондувальний сигнал; приймальний тракт, що складається з балансового змішувача, підсилювача проміжної частоти і змішувача; вимірювач частоти; обчислювальний пристрій.

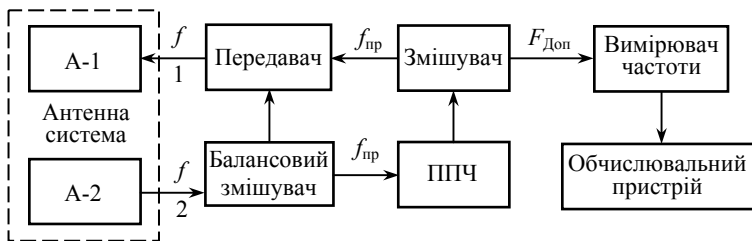


Рис. 2.16. Узагальнена структурна схема ДВШЗ

Передавальна антена А-1 із три- або чотирьохпроменевою ДН випромінює коливання з частотою f_1 під заданими кутами в горизонтальній і вертикальній площинах. Відбитий сигнал з частотою f_2 приймається антеною А-2, діаграма якої ідентична ДН передавальної антени й орієнтована під такими ж кутами. У балансовому змішувачі утворюється перетворений сигнал із проміжною частотою $f_{пр}$ як несної та відповідним доплерівським зсувом. Після ППЧ перетворений сигнал подається на змішувач, куди з передавача надходить $f_{пр}$, сформована тими ж генераторами, що задають основні частоти ДВШЗ. Остання обставина сприяє підвищенню точності вимірювання швидкості і кута зносу.

На виході змішувача виділяються сигнали доплерівських частот $F_{Доп}$ по кожному з променів, які визначаються у вимірювачі частоти. Інформація про доплерівську частоту $F_{Доп}$ використовується в обчислювачі обчислювального пристрою швидкості і кута зносу.

Конструкція. Зазвичай апаратура ДВШЗ складається з двох блоків: моноблока (приймача-передавача з антенами), встановлено-го в нижній частині фюзеляжу літака та індикатора, встановленого на приладовій дошці в кабіні пілота. Є варіанти комплектацій ДВШЗ без індикатора, коли інформація про кут зносу і шляхову швидкість передається безпосередньо в бортовий обчислювач поточних координат літака. Розглянемо особливості основних елементів апаратури ДВШЗ.

Антенна система являє собою найважливіший елемент вимірювача. Від побудови і стабільності її параметрів залежить точність ДВШЗ. Настановні кути променів антен входять в основні рівняння, що визначають доплерівські частоти за кожним з променів і повинні витримуватися з високою точністю. Конструктивно антенну систему виконують у вигляді моноблока, що складається зазвичай з двох плоских хвилевідно-щільних антен, закріплених на загальній рамі, зверху якої розміщується передавач, приймач та інші елементи ДВШЗ. Для збільшення коефіцієнта розв'язки між антенами встановлюється екран, що поглинає електромагнітну енергію. Моноблок монтують на відкидному радіопрозорому обтічнику, розміщеному у вирізі обшивки нижньої частини фюзеляжу ПС. Установлюючи антену, потрібно дотримувати паралельність електричної осі моноблока (а, отже, й антенної системи) і поздовжньої осі ПС з високою точністю (не меншою за $15'$), а також паралельність площини антенної системи і земної поверхні під час крейсерського польоту ПС (з урахуванням кута статичного тангажа) з точністю не меншою за $0,5^\circ$ [8].

Вимірювачі частоти ДВШЗ забезпечують пошук, виявлення і захоплення спектра доплерівського сигналу і спостереження за середньою частотою цього спектра. Вони виконуються у вигляді слідкувальних систем. При цьому вимірювач частоти безпосереднього вимірювання частоти не виконує, а являє собою вузькосмугову систему АПЧ, що формує за допомогою власного генератора послідовність імпульсів, частота проходження яких дорівнює $F_{\text{Доп}}$. Смуга пропускання вхідних фільтрів такої системи близька до ширини спектра сигналу, що дозволяє мати інструментальну похибку $0,1...0,2\%$ за відношення потужностей сигналу і шуму декілька децибелів. Вимірювач частоти видає імпульсні сигнали, які легко перетворюються в код унаслідок цифрового оброблення обчислювачами або комп'ютерами бортового комплексу.

Як приклад на рис. 2.17 показано зовнішній вигляд приймача-передавача ДВШЗ російського виробництва ДИСС-32.

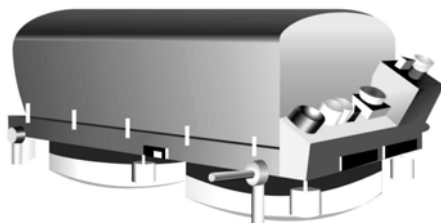


Рис. 2.17. Приймач-передавач доплерівського вимірювача швидкості та зносу ОАО «Завод «Радиоприбор», СПб, Росія

Більш докладно апаратура ДВШЗ зазвичай вивчається у дисципліні «Радіонавігаційні системи повітряних суден».

Виконати стислий огляд стандартного бортового обладнання, що ґрунтується на принципах радіолокації, не охоплює ті типи радіолокаційного обладнання, що використовуються для виконання спеціальних завдань, не пов'язаних безпосередньо з літаководінням, і можуть установлюватися на борт ПС у необхідних випадках. До такого обладнання належать, наприклад, засоби дистанційного зондування, зокрема, радіолокатори бокового огляду із синтезованою апертурою, висотоміри для дослідження рельєфу земної поверхні тощо.

2.2. Класифікація бортових радіолокаційних систем

Основним призначенням радіолокаційних систем ПС є забезпечення екіпажу оперативною метеорологічною і навігаційною інформацією, а також у комплексі з наземними вторинними РЛС (за їхніми запитами) передавання додаткової інформації для служб КПП. Різні радіолокаційні пристрої є важливими складовими частинами сучасного навігаційного комплексу ПС. Разом із радіонавігаційним і зв'язковим обладнанням вони формують інформаційне забезпечення всієї системи керування польотом, будучи датчиками первинної інформації для систем керування.

Радіолокаційні засоби можна класифікувати за різними ознаками. Основою класифікації можуть бути особливості взаємодії системи з ціллю, виконувані функції, характер випромінюваних сигналів, принцип сканування зони огляду та інші особливості систем.

Процес класифікації сам по собі є дуже 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.

2.2.1. Діапазон робочих частот

Одну з найпростіших класифікацій електромагнітних хвиль, що найчастіше використовуються в радіолокації як несних коливання, наведено в табл. 2.2.

Таблиця 2.2

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

Частоти	Найменування частот	Довжини хвиль	Найменування хвиль
30...300 МГц	Дуже високі	1...10 м	Метрові
0,3...3 ГГц	Ультрависокі	0,1...1 м	Дециметрові
3...30 ГГц	Надвисокі	1...10 см	Сантиметрові
30...300 ГГц	Украй високі	1...10 мм	Міліметрові

Наприклад, у метровому діапазоні працюють бортові далекоміри системи ближньої навігації (DME — *Distance Measuring Equipment*), у дециметровому діапазоні — літакові відповідачі КПП і системи попередження зіткнень. Сантиметровий діапазон є типовим для МНРЛС і ДВШЗ (ДИСС). Міліметровий діапазон використовують у бортових радіолокаторах для візуалізації злітної смуги.

Така класифікація є надто загальною. Є декілька інших класифікацій, що дозволяють урахувувати більше особливостей, пов'язаних з робочими частотами РЛС.

Сучасну міжнародну літерну класифікацію мікрохвильових, або надвисокочастотних діапазонів частот наведено в табл. 2.3. На практиці цю класифікацію застосовують не завжди.

Широко використовують і досі попередні літерні позначення частотних діапазонів, що були розроблені ще в період Другої світової війни (VHF, UHF, L-band, S-band, C-band, X-band і т. ін.). Цю класифікація наведено у табл. 2.4 (перший стовпчик).

Таблиця 2.3

Сучасні літерні позначення діапазонів частот

Позначення	Частота, ГГц	Довжина хвилі	Примітка
A	0,03...0,25	1,2...10 м	HF; VHF
B	0,25...0,5	0,6...1,2 м	VHF; UHF
C	0,5...1	30...60 см	UHF
D	1...2	15...30 см	—
E	2...3	10...15 см	—
F	3...4	7,5...10 см	—
G	4...6	5...7,5 см	—
H	6...8	3,75...5 см	—
I	8...10	3м3,75 см	—
J	10...20	1,5...3 см	—
K	20...40	0,75...1,5 см	—
L	40...60	5...7,5 мм	—
M	60...100	3...5 мм	—

У другому стовпчику показані відповідні частоти, а у третьому — зазначені ті частотні піддіапазони, що виокремлені міжнародним союзом радіозв'язку саме для потреб радіолокації. У четвертому стовпчику наведено відповідність між міжнародною класифікацією і термінологією, традиційною для країн пострадянського простору із зазначенням відповідних довжин хвиль, у п'ятому стовпчику — відповідність між старими і новими літерними позначеннями.

У БРЛС можуть бути використані електромагнітні коливання й інших діапазонів. Наприклад, у пасивних РЛС виявлення гроз застосовуються електромагнітні коливання наддовгих хвиль, а для виявлення зон турбулентності в ясному небі відомі автономні радіолокатори оптичного діапазону (лазерні локатори).

Крім того, відомі розробки бортових систем з використанням електромагнітних коливань двох і більше діапазонів хвиль для вирішення одного завдання, наприклад, дводіапазонні системи виявлення зон граду в хмарності.

Таблиця 2.4

Відповідність різних класифікацій радіолокаційних частот

Літерні позначення	Частоти, ГГц	Піддіапазони, виділені для радіолокації	Відповідні назви і довжини хвиль у колишньому СРСР	У нових позначеннях, ГГц
HF	0,003...0,03	—	КВ (100–10 м)	A
VHF	0,03–0,3	138–144; 218–225 МГц	Метровий (2 та 1,4 м)	A < 0,25 B > 0,25
UHF	0,3–1	420...450; 850–942 МГц	Дециметровий (70 та 35 см)	B > 0,5 C < 0,5
L	1–2	1215...1400 МГц	Дециметровий (21 та 24 см)	D
S	2–4	2300...2500; 2700...3700 МГц	Дециметровий (10–13 см) та сантиметровий (9–10 см)	E < 3 F > 3
C	4–8	5250...5925 МГц	Сантиметровий (5 см)	G < 6 H > 6
X	8–12	8500...10680 МГц	Сантиметровий (3,2 см)	I < 10 J > 10
Ku	12–18	13,4...14,0 ГГц; 15,7...17,7 ГГц	Сантиметровий (2 см)	J
K	18–27	24,05...24,25 ГГц	Сантиметровий (1,2 см)	J < 20 K > 20
Ka	27–40	33,4...36 ГГц	Міліметровий (8 мм)	K
V	40–75	59...64 ГГц	Міліметровий (5 мм)	L < 60
W	75–110	76...81 ГГц	Міліметровий (2 мм)	M > 60
мм	110...300	126...142; 144...149; 231...235; 238...248 ГГц	Міліметровий (1,2 мм)	

Необхідно відрізнити такі системи від двочастотних РЛС, що працюють в одному діапазоні, до яких належить, наприклад, вторинна РЛС КПП, що використовує запитальний сигнал частоти 1030 МГц і відповідь на частоті 1090 МГц (обидві частоти належать до дециметрового діапазону).

2.2.2. Особливості взаємодії радіолокатора з об'єктом

Залежно від того, як утворюється інформаційний сигнал, розрізняють два види радіолокації — активну і пасивну. Відповідно до цього БРЛС поділяють на дві групи — активні і пасивні РЛС. Подальший розподіл за цією класифікацією показано на рис. 2.18.



Рис. 2.18. Класифікація бортових РЛС за принципом взаємодії з ціллю

Первинні БРЛС є активними системами з пасивною відповіддю. Вони працюють за відбитим від цілі сигналом, що формується в результаті розсіювання зондувальних коливань ціллю (вторинне випромінювання).

Якщо обмежитися однопозиційними системами (характерно для бортових радіолокаторів), то варто говорити про зворотне розсіяння. Такі РЛС мають передавач і приймач, що приймає сигнали, відбиті від цілі. Прикладами первинних БРЛС є МНРЛС у режимах «Земля» і «Метео», радіовисотомір, ДВШЗ.

Вторинні системи — це активні системи з активною відповіддю. Вони використовують перевипромений сигнал, що формується за допомогою спеціальних пристроїв-відповідачів, установлених на об'єктах радіолокаційного спостереження, у відповідь на зондувальний чи запитальний 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. Аспекти кодування запитальних сигналів і сигналів-відповідей, а також рознесення частот на рис. 2.18 не відображено. Вторинним радіолокатором може бути як наземний радіолокатор системи КПП (наземний запитувач), так і бортовий радіолокатор, що запитує радіолокаційні маяки, розташовані на поверхні землі, або відповідачі інших літальних апаратів, як наприклад, у системі TCAS.

Випадок, коли вторинний радіолокатор розташований на землі, а відповідач — на літаку (ЛВ) ілюструє рис. 2.19.

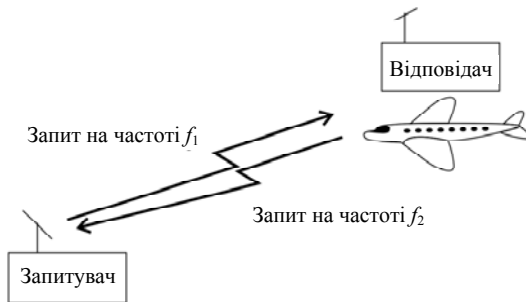


Рис. 2.19. Вторинна РЛС з наземним запитувачем

У сигналі-відповіді ЛВ міститься важлива додаткова інформація про ПС, що необхідна диспетчеру або системі АСКПП. Вторинні РЛС, засновані на цьому принципі, знаходять широке застосування в системах КПП і літаководіння. Майже всі літаки цивільної авіації обладнуються бортовими пристроями систем з активною відповіддю. Прикладами таких систем є ЛВ системи КПП, а також системи розпізнавання «свій-чужий». Вторинні системи можуть будуватися за принципом загального запиту, коли запитуються всі ПС, що перебувають у зоні дії системи, або з адресним запитом, коли кодований запит містить індивідуальну адресу конкретного ПС.

Відповідно до рекомендацій ІСАО поступово здійснюється перехід до вторинних РЛС з адресним запитом. Це є дуже перспективним видом устаткування цивільної авіації, оскільки за запитом вторинних РЛС із загальним запитом відповідають усі ПС, що потрапили в зону огляду ВРЛ. Із підвищенням інтенсивності польотів кількість таких ПС збільшується. Результатом цього стає перевантаження апаратури оброблення інформації внутрішньосистемними завадами і як результат цього — збої в роботі системи.

За дискретно-адресного запиту запитується тільки конкретний літак, який цікавить диспетчера. Кожен літак у цьому випадку повинен мати індивідуальний код. Природно, така система дискретно-адресних запитів набагато складніша, але вона має важливі переваги, тому що дозволяє позбутися внутрішньосистемних завад.

Другий варіант РЛС з активною відповіддю — коли як основну РЛС використовують бортовий радіолокатор, а РЛМВ устанавлюють на землі (рис. 2.20).

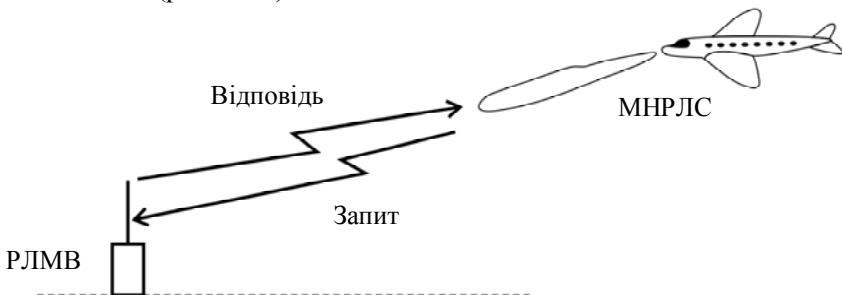


Рис. 2.20. Система з бортовим запитувачем і наземним РЛМВ

Наземні маяки РЛМВ устанавлюють у заздалегідь визначених місцях. Їхні координати відомі пілоту. Маяк також може відповідати кодом, за яким його можна розпізнати. Дальність виявлення у разі активної 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 ґрунтуються на використанні тих випромінювань, що властиві самій цілі. Такі системи не мають передавача. В останні роки принципи пасивної радіолокації дедалі більше застосовують у цивільній авіації, у тому числі й у бортових при-

строях. Пасивні РЛС містять напрямлену антенну систему, приймач і пристрої оброблення й індикації.

Характерним прикладом пасивного бортового радіолокаційного пристрою є бортовий грозопеленгатор-далекомір, призначений для виявлення і вимірювання координат джерел блискавкових розрядів шляхом приймання і оброблення сигналів їхнього власного радіовипромінювання. Узагальнену схему пасивного детектора зон грозової діяльності показано на рис. 2.21.

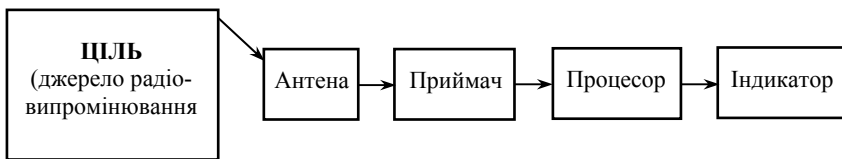


Рис. 2.21. Схема пасивного радіолокатора, що виявляє власне випромінювання блискавки (атмосферики)

Грозопеленгатори-далекоміри є бортовими реєстраторами грозових зон за власним радіовипромінюванням блискавки (за атмосферами). В англомовній літературі їх називають штормоскопами (*Stormscope*). На рис. 2.22 показано штормоскоп WX-500, що складається з трьох невеличких блоків: *a* — приймача-передавача-процесора; *б* — антени; *в* — дисплея. Цей недорогий прилад має дальність дії до 200 миль.

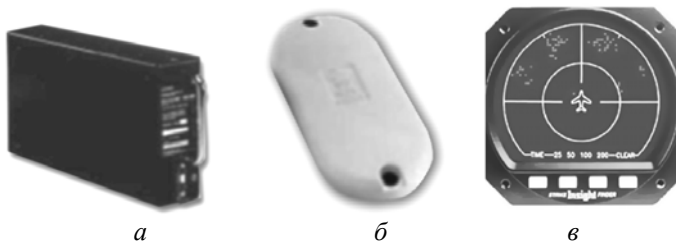


Рис. 2.22. Штормоскоп WX-500 компанії L-3 Avionics Systems

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 та штучних супутниках Землі для моніторингу.

2.2.3. Ступінь самостійності виконання завдань

За ступенем самостійності виконання завдань БРЛС поділяють на автономні, напівавтономні і неавтономні. Автономні БРЛС для виконання основних завдань не вимагають взаємодії з обладнанням інших ПС чи з наземним обладнанням. Вони здатні функціонувати цілком самостійно, тобто автономно, наприклад: МНРЛС у кожному режимі, крім режиму «Маяк», радіовисотомір, ДВШЗ. Системи, які у процесі основного функціонування мають інформаційно взаємодіяти з якимось обладнанням, розташованим поза ПС, називають *взаємодійними*.

До бортових напівавтономних РЛС належать такі взаємодійні системи, які для вирішення основного функціонального завдання вимагають або допускають взаємодію з бортовим обладнанням інших ПС, але не вимагають взаємодії з наземним устаткуванням. Прикладом напівавтономної системи є система попередження зіткнень TCAS. Неавтономні БРЛС не здатні виконати закінчене функціональне завдання без відповідної взаємодії з наземним устаткуванням. До неавтономних бортових систем належать літакові відповідачі системи КПП. Коли МНРЛС працює в режимі «Маяк», вона також стає неавтономною системою. Таким чином, як напівавтономні, так і неавтономні системи є взаємодійними на відміну від автономних РЛС.

2.2.4. Характер огляду контрольованого простору

За характером оглядовості простору, за яким спостерігають РЛС, БРЛС можна поділити на: 1) кругової оглядовості; 2) секторіальної оглядовості; 3) з програмованої оглядовості; 4) бокової оглядовості.

Бортові радіолокаційні системи кругової оглядовості, або панорамні радіолокатори дають змогу отримати зображення земної поверхні у вигляді кола, у центрі якого міститься проекція літака на поверхню землі. Такі РЛС з'явилися на борту ПС цивільної авіації раніше від інших видів РЛС.

Принцип роботи полягає в тому, що станція випромінює зондувальні імпульси за допомогою антени ДН якої є вузькою в горизонтальній площині і широкою у вертикальній площині. За рахунок обертання антени (точніше ДН антени) по азимуту опромінювана

вузька смужка землі описує коло радіусом R_{\max} . Схему панорамного зображення земної поверхні показано на рис. 2.23. Випромінювати імпульси потрібно так часто, щоб за час, поки антена повернеться на кут θ , що дорівнює ширині ДН, встигало випромінитися декілька зондувальних імпульсів.

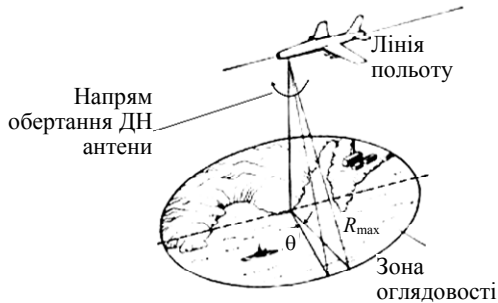


Рис. 2.23. Схема одержання панорамного зображення при круговому огляді

Радіолокаційна система секторної оглядовості відрізняються тим, що замість обертання ДН антени по колу використовують хитання антени в деякому секторі. Секторне сканування зазвичай застосовують у бортовій метеорологічній РЛС, антена якої розташовується в носовій частині літака під коком. Це може бути дзеркальна параболічна антена, плоска щілинна антена, як показано на рис. 2.24.

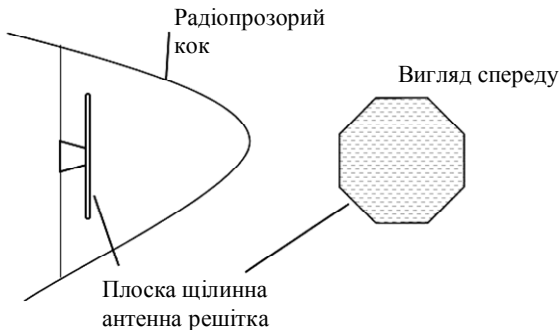


Рис. 2.24. Розміщення антени БРЛС секторного огляду

Сканування вправо-вліво ($\pm 90^\circ$) дозволяє отримати інформацію про метеорологічну ситуацію перед літаком (у передній півсфері).

Недолік кругової і секторної оглядовості незадовільне узгодження характеру сканування з поступальним рухом ПС. Зображення місцевості виходить неспотвореним тільки у випадку, якщо переміщенням ПС за час огляду $T_{\text{огл}}$ можна знехтувати.

Характерним прикладом РЛС кругової оглядовості є радіолокатор огляду землі РОЗ-1 з косеканс-квадратною ДН антени. Секторну оглядовість застосовують у сучасних МНРЛС, наприклад, «Гроза-М», МНРЛС-85, «Буран», RDR-4В.

Радіолокаційна система з програмованою оглядовістю — це радіолокатори, у яких ДН антени переміщуються 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 впевненого виявлення цілі досить випромінити в напрямі на цю ціль тільки один чи два імпульси. Якщо ж відношення сигнал/шум мале, то потрібно випромінити більше імпульсів, тобто затримати довше антену радіолокатора в напрямі на таку ціль. Програмоване виявлення відповідає вальдовській стратегії «послідовного спостерігача».

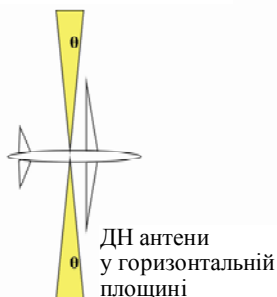
Наведемо інший приклад, пов'язаний не з виявленням сигналу, а з аналізом метеорологічної ситуації і вимірюванням деяких інформативних параметрів. Якщо в зоні огляду МНРЛС немає хмарності, можна виконувати швидке автоматичне сканування в стандартному секторі огляду. У тому випадку, коли в зоні огляду з'являється об'ємно розподілений метеооб'єкт, що становить потенційну небезпеку, швидкість сканування може автоматично бути зниженою. 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 й потребує деякого ускладнення системи. Найзручніше використовувати стратегію програмованої оглядовості в системах з електронним скануванням.

Радіолокаційна система бокової оглядовості — це радіолокатори з нерухомо встановленими уздовж фюзеляжу антенами, що можуть мати велику довжину і, отже, вузьку ДН за азимутом.

Випромінювання направлене на землю і в обидва боки так, як ілюструє рис. 2.25. Ширина ДН антени в горизонтальній площині θ є досить вузькою, а ширина ДН у вертикальній площині φ порівняно велика, тому розділення по куту місця не відбувається.

Вид літака «у плані»
(зверху)



Рух літака паралельно
землі на спостерігача



Рис. 2.25. Принцип бокової оглядовості

Таким чином, ДН антени в РЛС бокової оглядовості, як і за кругової оглядовості, — широка у вертикальній площині, але набагато вужча в горизонтальній площині. Це забезпечує високу роздільну здатність за азимутом. Подальше підвищення роздільної здатності за кутом досягається застосуванням радіолокаторів із синтезованою апертурою антени (РСАА) (за рахунок когерентного оброблення сигналу за деякий проміжок часу. Це дозволяє досягати еквівалентної довжини антени майже однакової відстані, яку літак або інший носій РСАА (супутник) пролітає за час когерентної обробки сигналу.

Крім того, у випадку бокової оглядовості антена нерухома відносно літака, а промінь з розгортається за рахунок поступального руху носія РЛС. Тому переваги бокової оглядовості земної поверхні полягають у високій роздільній здатності за азимутом у задовільному узгодженні характеру огляду з поступальним характером руху літального апарата, що забезпечує неспотворене радіолокаційне зображення поверхні.

Недолік бокової оглядовості — неможливість вести огляд уперед.

З погляду на характер огляду простору окремо слід відзначити такі види бортового радіолокаційного обладнання, які не призначені для створення зображення поверхні, а лише можуть оцінювати поточні значення деяких параметрів. До них належать радіовисотоміри і вимірювачі швидкості та кута зносу ДВШЗ. Їхні антени також залишаються нерухомими відносно літака, і за рахунок переміщення літака здійснюється поступальний «точковий» огляд, що дозволяє оцінювати поточні значення навігаційних параметрів відносно поверхні.

2.2.5. Кількість виконуваних функцій

За ознакою кількості виконуваних основних функцій БРЛС можуть бути спеціалізовані (РВ, TCAS) і багатофункціональні (МНРЛС). Варто зауважити, що багатофункціональними БРЛС вважатимемо лише такі системи, які виконують дві чи більше істотно різних функцій, що потребують параметричної або структурної перебудови системи в разі переходу 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 і горизонтальна швидкість, і кут зносу ПС оцінюється в результаті оброблення однієї й тієї ж сукупності сигналів, відбитих від земної поверхні.

2.2.6. Кількість вимірюваних просторових координат

Класифікацію БРЛС залежно від кількості вимірюваних просторових координат цілі подано на рис. 2.26. Вона не вимагає додаткових пояснень. Наведемо лише конкретні приклади за кожним з класів. Однокоординатною БРЛС є радіовисотомір, що вимірює тільки дальність до відбивної поверхні, тобто висоту ПС.

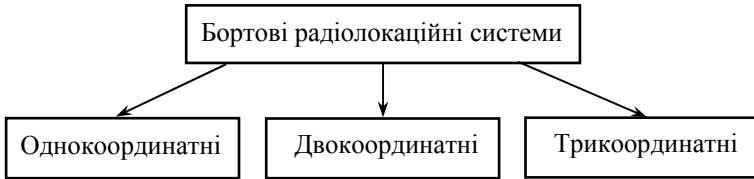


Рис. 2.26. Класифікація за кількістю вимірюваних координат

Двокоординатною БРЛС є радіолокатор оглядовості 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 землі (РОЗ) і висотоміра (РВ), можна зробити висновок, що така система «РОЗ-РВ» 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.

2.2.7. Кількість оцінюваних інформативних параметрів

За кількістю вимірюваних некоординатних параметрів цілі (чи параметрів сигналів) зручно виділити принаймні два класи БРЛС: однопараметричні і багатопараметричні, можна у кожному конкретному випадку зазначати певну кількість вимірюваних параметрів, наприклад, виділяти двопараметричні, трипараметричні системи і т. ін. Наприклад, у МНРЛС у режимі «Метео» при визначенні небезпеки метеооб'єкта за величиною радіолокаційної відбивності зазвичай оцінюється тільки потужність відбитого сигналу. У режимі «Знос» для оцінювання єдиного параметра — кута зносу оцінюється ширина спектра доплерівських частот.

Отже, МНРЛС у цих режимах є однопараметричною системою.

Зввичай до багатопараметричних систем належать поляризаційні радіолокатори, що оцінюють, наприклад, потужність відбитого сигналу за різних комбінацій поляризації на передавання і приймання. Багатопараметричною також є двохвильова РЛС та МНРЛС виявлення небезпечної турбулентності з урахуванням потужнісних і доплерівських параметрів одночасно.

2.2.8. Характер випромінюваних сигналів

Одну з можливих класифікацій БРЛС за ознакою характеру випромінюваних сигналів активного радіолокатора показано на рис. 2.27.

Усі системи поділяються на три класи: 1) системи, що випромінюють прості сигнали; 2) системи зі складними зондувальними сигналами; 3) системи, що не випромінюють. Клас систем без випромінювання відповідає пасивним БРЛС.

Розподіл на класи систем із простими чи складними сигналами здійснюється залежно від величини бази зондувального сигналу [9], що дорівнює добутку ефективної ширини спектра сигналу Δf_e та ефективної тривалості τ_e цього сигналу.

До класу систем із простими сигналами належать такі зондувальні системи, сигнали яких мають базу порядку одиниці $\Delta f_e \tau_e \approx 1$. До класу систем, що використовують складні сигнали, належать системи, у яких $\Delta f_e \tau_e \gg 1$.

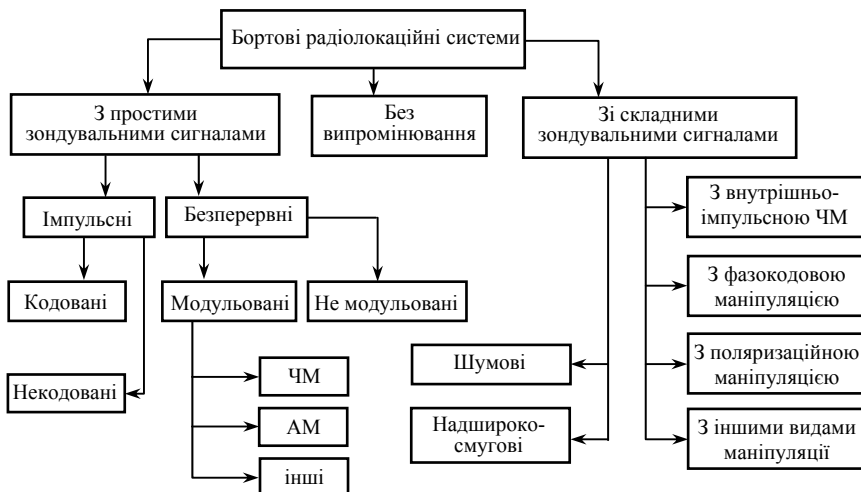


Рис. 2.27. Класифікація БРЛС за характером зондувальних сигналів

За ознакою відносної ширини спектра прості сигнали є вузько-смуговими, а складні — широкосмуговими. Вирізняють також надширокосмугові (UWB — *UltraWideBand*) сигнали, якими є всі сигнали зі спектральною смугою від 1,5 ГГц і більше, а також широко-смугові сигнали, ширина спектральної смуги яких становить принаймні 25 % від значення центральної частоти. Але перспективні UWB-сигнали поки що не знайшли реального застосування у бортових РЛС.

Загалом і прості, і складні сигнали можуть бути як імпульсними, так і безперервними. Прості сигнали бувають модульованими і не модульованими, 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 належать МНРЛС, TCAS, ЛВ. При цьому TCAS, ЛВ належать до класу систем, що використовують кодовані послідовності імпульсів (інтервальне кодування), а МНРЛС використовують імпульсні некодзовані сигнали. Клас БРЛС із безперервним випромінюванням охоплює РВ та ДВШЗ, причому у РВ використовується частота модуляції, а у ДВШЗ може бути побудований з використанням як немодульованих коливань, так і модульованих сигналів безперервного випромінювання.

Системи, побудовані на основі складних сигналів мають великі потенційні можливості, їх застосування в цивільній авіації є перспективним. Не виключено, що в майбутньому шумові та надширококустові сигнали також знайдуть практичне застосування в БРЛС. Зазвичай будь-яка схема не відображає всього різноманіття сигналів, що можуть застосовуватися в перспективних БРЛС.

Наприклад, у системах, побудованих на основі складних сигналів, також можна застосовувати інтервальне кодування імпульсних послідовностей.

2.2.9. Характер оброблення сигналів

За характером випромінювання і оброблення сигналів варто виділити в окремі класи когерентні й некогерентні системи з наступним розгалуженням, як показано на рис. 2.28.

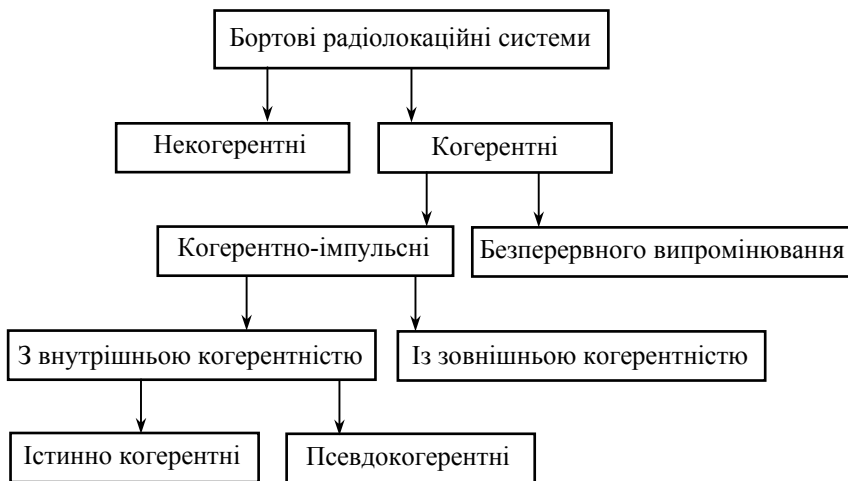


Рис. 2.28. Класифікація РЛС за характером оброблення сигналів

Некогерентними вважають такі системи, що не використовують інформацію про фазу зондувального сигналу. До них належать імпульсні системи, наприклад, імпульсний далекомір, що оцінює час запізнювання відбитого імпульсу відносно зондувального імпульсу, який 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 РЛС відповідає безперервному випромінюванню. За цим принципом побудовані, наприклад, літакові ДВШЗ.

Когерентно-імпульсні РЛС із внутрішньою когерентністю можуть мати у своєму складі стабільний генератор безперервних когерентних коливань, з яких шляхом стробування і підсилення формуються зондувальні імпульси. Початкова фаза таких імпульсів жорстко прив'язана до вихідного безперервного коливання. Це ж коливання використовується і для оброблення відбитого сигналу як опорний сигнал. Такі системи називають когерентно-імпульсними РЛС із справжньою когерентністю. Це деякі сучасні МНРЛС фірм *Honeywell, AlliedSignal, Collins*, наприклад, радіолокатори RDR4.

Інший варіант когерентно-імпульсних систем реалізується в псевдокогерентному радіолокаторі, що не потребує використання вихідного зондувального когерентного безперервного коливання. У цьому випадку може бути використаний навіть імпульс магнетрона, що має випадкову початкову фазу. За класичним методом [10] на початку кожного періоду повторення ця початкова фаза імпульсу нав'язується спеціальному когерентному гетеродину (КГ) й у такий спосіб запам'ятовується на весь період повторення, а сигнал КГ використовується як опорний сигнал. Цей метод також застосовується в сучасних МНРЛС. Існують можливості запам'ятовування початкової фази і у цифровому вигляді [11].

Радіолокаційні системи із зовнішньою когерентністю використовують те, що сигнали, які є відбитками одного зондувального імпульсу від різних відбивальних об'єктів, по суті, є когерентними між собою. Тому їх можна взяти як опорні сигнали один для одного. Розроблення систем виявлення турбулентних зон у хмарах, що ґрунтуються на цьому методі (підрозд. 3.8.3), являє собою дороблення звичайної некогерентної РЛС.

Особливості оброблення сигналів можуть зумовлюватися також поляризаційними характеристиками зондувальних і прийнятих коливань. Радіолокаційні системи, що мають можливість оперативно керувати поляризацією зондувальних сигналів і контролювати поляризацію прийнятих сигналів називаються *поляризаційними радіолокаторами*. У таких радіолокаторах зміни поляризації відбитих сигналів використовуються для отримання інформації про об'єкти,

для селекції корисних сигналів на тлі завад, для автоматичної класифікації (розпізнавання) об'єктів. У принципі кожний з типів радіолокаторів, показаних на рис. 2.28, може бути поляризаційним. Ті радіолокатори, що не просто використовують поляризацію сигналів, а вимірюють поляризаційні параметри, називають *поляриметричними радіолокаторами*. Когерентні поляриметричні радіолокатори, що дозволяють вимірювати спектральні характеристики радіолокаційних сигналів за будь-яких комбінацій сигналів на передавання і приймання, називаються *доплерівсько-поляриметричними РЛС* або *спектрально-поляриметричними*. Таким чином, ступінь використання поляризаційних характеристик у процесі оброблення можна проілюструвати схемою, показаною на рис. 2.29.

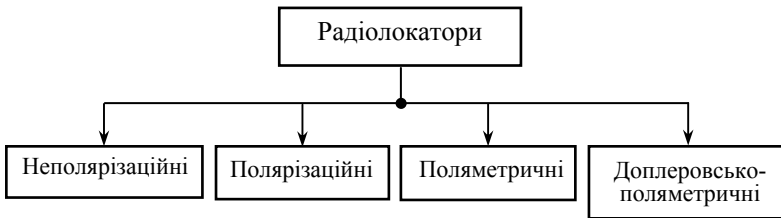


Рис. 2.29. Використання поляризаційних властивостей сигналів

Натепер існують лише дослідницькі поляриметричні і доплерівсько-поляриметричні БРЛС, але вони дуже перспективні завдяки істотно більшим можливостям.

2.2.10. Методи оброблення сигналів і керування системою

У БРЛС застосовуються різні технології та методи оброблення сигналів і формування сигналів керування. Найбільш очевидна класифікація БРЛС за цією ознакою включає: 1) аналогові, 2) аналого-цифрові, 3) цифрові методи оброблення і керування системою.

2.2.11. Спосіб сканування

Сканування в радіолокації — це процес послідовного огляду заданої зони простору при переміщенні радіолокаційного променя за певним законом для виявлення об'єктів, що перебувають у зоні огляду, і спостереження за ними. Сканування може здійснюватися плоским (віяловим) або голчастим променем (плоским називається

промінь, у якого кут розкриття в одній площині набагато менший, ніж в іншій; голчастим — вузький промінь, симетричний відносно напрямку максимальної інтенсивності випромінювання).

Найпоширеніші види сканування у БРЛС плоским променем — колове (обертання променя навколо нерухомої осі) і секторне (періодичне коливання променя в заданому секторі) відповідають круговій і секторній оглядовості (див. підрозд. 2.2.4). Можливий огляд і за стабільного положення променя відносно носія за рахунок поступального руху останнього.

З технічного погляду сканування у БРЛС — це переміщення ДН антени відносно носія радіолокатора для огляду заданої зони простору або поверхні.

Таке переміщення може здійснюватися різними методами, які класифіковані на рис. 2.30. У РЛС із механічним скануванням переміщення ДН досягається механічним переміщенням усієї антени в цілому.

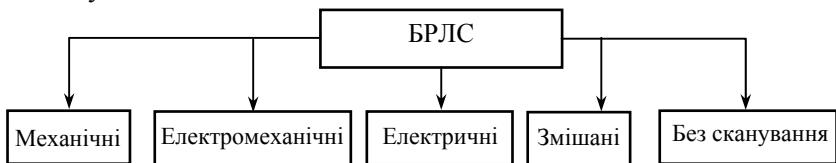


Рис. 2.30. Класифікація за методом сканування променя антени

Електромеханічним скануванням називається переміщення ДН антени через обертання чи хитання окремих елементів антени. Зазвичай такими керованими елементами є первинні випромінювачі. Електричне, або електронне сканування забезпечується керуванням амплітудно-фазовим розподілом струму в антенних решітках при механічно нерухомих елементах антенної системи. Змішане сканування полягає в тому, що для забезпечення огляду заданої зони використовують комбінацію різних методів. Наприклад, коли сканування за азимутом забезпечується електричним способом, а за кутом місця — механічним або електромеханічним.

Крім того, деякі БРЛС належать до класу систем без сканування. Це, наприклад, радіолокатори бокової оглядовості, РВ, ДВШЗ.

У сучасних БРЛС застосовуються всі зазначені методи сканування ДН.

2.2.12. Функціональне призначення

Основні види бортового радіолокаційного обладнання ПС із зазначенням його функціонального призначення, були розглянуті в підрозд. 2.1. Однак, беручи до уваги інформацію, наведену в підрозділах 2.2.1–2.2.11, класифікацію, виконану в підрозд. 2.1, доцільно розвинути, виділивши ряд підкласів для уточнення функціонального застосування окремих видів обладнання з урахуванням його класифікації за різними ознаками.

Це виконано на схемі, показаній на рис. 2.31. Отже, БРЛС за функціональним призначенням, як і раніше, поділені на РЛС огляду землі, попередження зіткнень, метеорологічні, доплерівські вимірювачі швидкості і зносу, літакові відповідачі і радіовисотоміри. Крім того, додано систему попередження небезпечного наближення до землі (СПНЗ), що являє собою обчислювач, який обробляє дані радіолокаційних та інших датчиків.

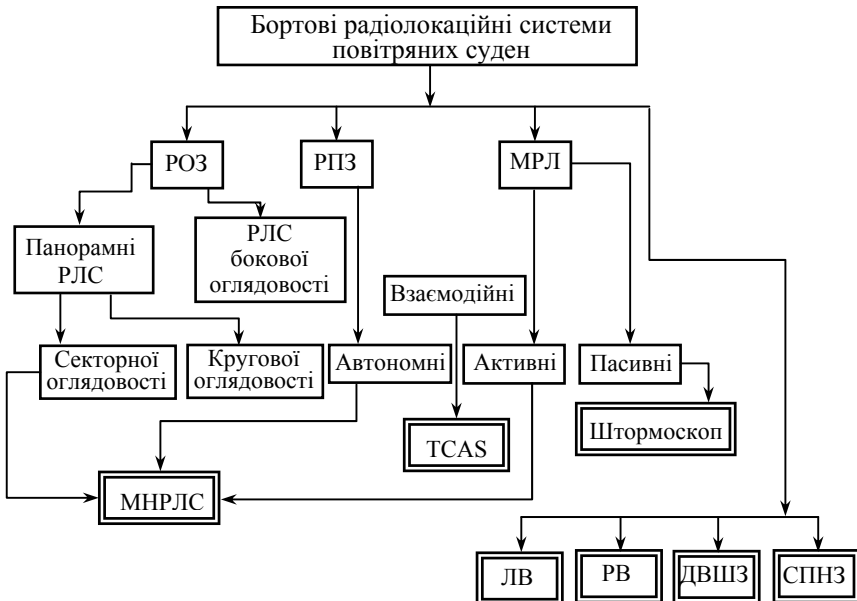


Рис. 2.31. Класифікація БРЛС за призначенням з виділенням різних ознак

Спеціалізовані системи РОЗ призначалися для панорамного зображення поверхні землі, виявлення характерних орієнтирів й оцінювання їхніх координат відносно ПС з метою визначення навігаційних параметрів польоту літака. Автономні системи РПЗ забезпечували виявлення об'єктів, небезпечних з погляду зіткнення (гір, високих наземних об'єктів, а також зустрічних літаків). Вони зберегли своє значення передусім як системи попередження зіткнень з перешкодами, оскільки функція попередження зіткнень з ПС покладається на взаємодійні системи попередження зіткнень TCAS, а також на наземну диспетчерську службу.

Активні метеорологічні радіолокатори (МРЛ), що виявляють радіолокаційні відбитки від хмар і опадів та аналізують відбиті сигнали, покликані забезпечувати екіпаж оперативною інформацією про місцеположення небезпечних для польотів метеорологічних явищ по трасі і для визначення безпечних проходів у складних метеорологічних умовах. В останні роки з'явилися й набули поширення також пасивні МРЛ, що виявляють власне радіовипромінювання блискавок. Вони дозволяють на великих відстанях виявляти зони грозової діяльності й оцінити їх розміщення відносно літака. Пасивні МРЛ (штормоскопи) застосовують як самостійні прилади для малих літаків ділової авіації, а також сполучаються з бортовими МНРЛС авіалайнерів, проте вони поки що не стали обов'язковим видом обладнання літака.

На рис. 2.31 показано формування шляхом інтеграції функцій різних РЛС *багатофункціональних* БРЛС — МНРЛС, що поєднують функції панорамних РОЗ секторної оглядовості, автономних РПЗ і активних МРЛ. Подвійними рамками виокремлено типи бортових РЛС, що є стандартними виробами авіоніки і зазвичай входять у радіоелектронний комплекс сучасного ПС. Крім МНРЛС у нього входять системи TCAS, літакові відповідачі, радіовисотоміри, що є одновимірними автономними вимірювачами відстані між ПС і поверхнею землі, а також системи СПНЗ, що забезпечують сигналізацію про небезпеку зіткнення із землею. Дотепер ДВШЗ залишаються стандартним типом обладнання вертольотів і військових літаків.

Радіолокатори бокової оглядовості (РЛС БО) є обладнанням, що встановлюється на ПС спеціального призначення для виконання конкретних функцій, зазвичай не пов'язаних з літаководінням (картографування, льодова розвідка, моніторинг земної поверхні тощо).

3. ОСНОВИ ОТРИМАННЯ МЕТЕОРОЛОГІЧНОЇ ІНФОРМАЦІЇ БОРТОВИМИ РАДІОЛОКАТОРАМИ

3.1. Небезпечні метеорологічні явища та їх вплив на безпеку польотів

3.1.1. 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 іноді трапляється. Наприклад, у 1996–1997 рр. у результаті авіаційних подій було втрачено 113 літаків західного виробництва, а 98 літаків зазнали значних пошкоджень. Вартість виплат на страхові позови склала понад 3 млрд дол. За період з 1992 по 1996 рік у країнах СНД сталося 108 катастроф, що забрали життя 1467 людей. За прогнозами ІКАО, якщо існуючі тенденції розвитку аварійності збережуться, то за передбачуваного збільшення обсягу 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.

3.1.2. Вплив метеоумов на польоти повітряних суден

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, упровадженням 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 трапляється 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 спричиняють саме несприятливі метеорологічні умови.

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

Незважаючи на інтенсивний розвиток авіаційної техніки, залежність безпеки, регулярності, комфортабельності й економічності польотів від небезпечних явищ погоди [12] усе ще істотна. Найбільше впливають метеорологічні умови 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, виходячи, по-перше, з об'єктивних статистичних даних про безпеку і регулярність польотів; по-друге, з оцінки пілотами безпеки метеорологічних явищ, що дозволяє врахувати психологічний аспект проблеми.

3.1.3. 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 поверхнею. Зазвичай гроза зумовлюється 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, оскільки вони трапляються не тільки через грозу, але і в інших ситуаціях.

3.1.4. Купчасто-дощові хмари

Купчасто-дощові хмари — це один із 10 видів хмар за міжнародною класифікацією. Міжнародна назва їх *cumulonimbus* (Сб). 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 км², причому хмари часто утворюють фронтальні смуги довжиною декілька тисяч кілометрів. Зазвичай Сб характеризуються різко вираженими вертикальними потоками повітря, турбулентністю, електричним полем. Проте зони, небезпечні для польотів у Сб, відносно невеликі за розмірами, і у фронтальній хмарності майже 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 (15...30 хв) вирізняється наявністю як висхідних, так і спадних потоків повітря, випаданням опадів, виникненням блискавок. У **третьій стадії** (близько 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 струми повітря, обледеніння, електричні розряди, град і зливові опади. Ці явища можуть спостерігатися одночасно. Купчасто-дощові хмари, які супроводжуються грозовими явищами або зливовими опадами, іноді називають відповідно грозовими і зливовими хмарами. Під час польотів у зонах купчасто-дощових хмар, які ще не досягли грозової стадії, часто спостерігаються сильна турбулентність, інтенсивні опади, град, обледеніння літаків.

3.1.5. Шквали, смерчі, торнадо

Шквал — це різке посилення вітру протягом короткого часу, яке супроводжується зміною його напрямку. Шквали спричиняються з купчасто-дощовими 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 зазвичай становить кілька хвилин; іноді спостерігаються повторні пориви шквалу.

Смерч — це сильний вихор невеликого масштабу під хмарами з приблизно *вертикальною віссю*. Смерч має вигляд темного хмарового стовпа діаметром кілька десятків метрів. Він опускається у вигляді воронки з низької основи купчасто-дощової хмари, назустріч якій із земної поверхні може підніматися друга 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 за сильної висхідної складової.

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 повне затишшя. Смерч над сушею іноді називають *тромбом*, а в США — *торнадо*.

3.1.6. Турбулентність

Швидкість руху повітря і завислих у ньому частинок дуже мінлива в просторі та 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'язуваного завдання, так і від методів вимірювання. Для турбулентного руху повітряних мас характерна неупорядкованість поля швидкостей у часі та просторі, наявність неоднорідностей або турбулентних вихорів, що впливають на літак. Утворюється цілий спектр вихорів різних розмірів (масштабів) L . Величина, обернена відносно розміру L називається *просторовою частотою* $\Omega = 2\pi/L$ аналогічно тому, як колова частота ω у радіо-

техніці є оберненою величиною відносно періоду коливань T : $\omega = 2\pi/T$. Розподіл турбулентної енергії за просторовими частотами $S(\Omega, \varepsilon)$, який називають *спектром турбулентності*, є до-сить повною характеристикою турбулентності. Величина ε є роз-мірним параметром спектра турбулентності. Природа турбулентно-го руху в атмосфері є такою, що енергія великомасштабних вихорів у процесі турбулентного руху передається вихорам меншого маш-табу, вихори немовби подрібнюються. Це продовжується доки, до-ти вихори не стануть настільки дрібними, що їхня кінетична енер-гія цілком витрачається на подолання в'язкості повітря і перетво-рюється на теплоту. Такий процес турбулентного руху перебігає неперервно, поки відбувається енергетичне підживлення велико-масштабних вихорів від атмосферних енергетичних джерел, зумов-лених різницею температур і тисків. Процес перетворення кінетич-ної енергії турбулентності на теплоту називають *дисипацією кіне-тичної енергії турбулентності* (ДКЕТ).

Величина ε за фізичним змістом є швидкістю дисипації кіне-тичної енергії турбулентності, тобто швидкістю, з якою перетво-рюється на теплоту кінетична енергія турбулентності мінімальних масштабів. Чим більша ε , тим більша інтенсивність турбулентності.

Політ у турбулентній атмосфері супроводжується так званою бовтанкою — появою знакозмінних прискорень, лінійних коливань центра ваги літака і кутових коливань відносно центра 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. Під час польоту в ЗНТ виникає небезпека втрати керованості, ймовірні пошкодження конструкції літака. Крім того, в разі сильної бовтанки літак може вийти на критичний кут атаки і втратити керованість (завалювання на крило). Бовтанка може також призвести до самовимкнення дви-гуна через різке зменшення кількості повітря, що надходить до нього як результат коливань літака.

Відповідно до шкали, що рекомендується ІКАО, інтенсивність бовтанки ПС поділяють на три категорії залежно від діапазону при-росту перевантажень літака Δn (у частках прискорення вільного падіння g): слабка ($\Delta n = \pm 0,5g$); помірна ($\Delta n = \pm 1g$); сильна (Δn перевищує $\pm 1g$).

Зазвичай бовтанка, що відповідає перевантаженням, меншим ніж $\pm 0,2g$, вважається *незначною*. При такій бовтанці спостерігаються лише окремі легкі здригування літака, що в разі тривалого впливу можуть викликати в деяких пасажирів неприємні відчуття. Для *слабкої* бовтанки характерні часті поштовхи, пов'язані з погойдуванням літака і невеликими змінами висоти, що не утруднюють пілотування. 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. У разі великих від'ємних перевантажень відчувається невагомість, а за додатних навпаки — сильне притискування до крісла. Незакріплені предмети переміщуються, під час ходіння в літаку є небезпека травмування. Тривалий вплив помірної бовтанки важко переноситься більшістю пасажирів, зумовлює хворобливі явища і стомлюваність екіпажу. Під час *сильної* (штормової) бовтанки спостерігаються винятково різкі кидки літака, політ відбувається з великими відхиленнями відносно висоти та курсу, показання деяких приладів сильно спотворюються, погіршується керованість літака і може бути створений небезпечний для міцності літака режим швидкості. Не притягнуті ремнями пасажирів наражаються на небезпеку отримати сильні травми. Штормова бовтанка спричиняє 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 зумовлює бовтанку, проявляється у вигляді *хаотичних пульсацій швидкості і напрямку вітру в часі та просторі*. Турбулентність атмосфери має вихровий характер. У процесі турбулентного руху утворюється цілий спектр повітряних вихорів різних розмірів. Розмір вихору характеризує просторовий масштаб турбулентності. Не всі масштаби турбулентності однаково впливають на літак, що рухається. Дрібномасштабні турбулентні рухи не є небезпечними. Вихори дуже великих масштабів (десятки кілометрів і більше) також не становлять небезпеки, оскільки вони переносять літак як єдине ціле, не викликаючи знакомі змінних перевантажень. Чим більше розміри літака і чим більше його швидкість, тим більш великомасштабні вихори небезпечні для

нього. Найбільш небезпечними для середніх і великих літаків за дозвукових швидкостей польоту є турбулентні рухи розміром кілька 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 σ_v .

Для кількісної оцінки інтенсивності бовтанки літаків, зумовленої атмосферною турбулентністю, можна користуватися даними табл. 3.1, у якій наведено прийняті ICAO класифікації за перевантаженнями літака Δn і за відповідними значеннями фізичних параметрів атмосферної турбулентності.

Таблиця 3.1

Класифікація турбулентності за інтенсивністю бовтанки

Характеристики бовтанки літака за класифікацією ICAO		Фізичні характеристики турбулентності	
За впливом на літак	Δn , частка g	$ v_{\max} $, м/с	σ_v , м/с
Незначна	$\pm 0,2$	0...5	0...1,5
Слабка	$\pm 0,5$	5...10	1,5...3
Помірна	$\pm 1,0$	10...15	3...4,5
Сильна	Більше 1,0	Більше 15	Більше 4,5

Отже, статистичні параметри турбулентного руху повітря v_{\max} і σ_v залежать від масштабів рухів, тобто за однакової інтенсивності турбулентності вихори великих розмірів мають більші швидкості, ніж вихори менших розмірів.

Кількісні значення інтегральних параметрів v_{\max} і σ_v (табл. 3.1) 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 масштабів турбулентності.

Інерційний інтервал вирізняється тим, що в ньому кінетична енергія від вихорів зменшується з постійною швидкістю. Це означає, що швидкість ДКЕТ ε не залежить від масштабу вихору і тому є більш однозначною характеристикою інтенсивності турбулентності, ніж σ_v або $|v_{\max}|$. Шкала класифікації атмосферної турбулентності на основі ε [13] подана в останньому стовпчику таблиці.

Протягом багатьох років АП, зумовлені турбулентністю, є найбільш численними й у середньому становлять 35,4 % від загальної кількості АП. Вони відбуваються майже втричі частіше ніж зіткнення літаків з об'єктами.

Відповідно до даних ІСАО майже 60 % катастроф на етапах польоту за маршрутом та зльоту відбувається через потрапляння у ЗНТ. Переважна більшість з них сталася в умовах грози і хмарності. За повідомленнями NASA максимальні перевантаження в грозах досягають 3,8g. Порівняно невелику частину АП спричинено з турбулентністю вихрового сліду. Турбулентність, не пов'язана з хмарами, тобто турбулентність ясного неба небезпечна своєю несподіваністю, яка зумовлена відсутністю візуальних ознак її прояву. Турбулентність ясного неба не виявляється бортовою РЛС сантиметрового діапазону, оскільки в ясному небі немає розсіювачів електромагнітних коливань, спроможних створити на вході приймача достатній відбитий сигнал. На щастя, турбулентність ясного неба трапляється досить рідко: відповідно до статистичних даних 97 % ЗНТ розташовуються в хмарах типу Сb.

3.1.7. Зсув вітру

Зсув вітру — це зміна вектора вітру у вертикальному напрямі (від одного прошарку атмосфери до іншого) або в горизонтальному. Така зміна вітру може відбуватися за напрямом і величиною або за обома чинниками разом. Порівнявши це визначення з визначенням турбулентності, можна відзначити загальні ознаки цих явищ. Турбулентність можна розглядати як сукупність хаотичних вітрових зсувів. Умовність розподілу змін вітру на турбулентні і зсувні явища пов'язана з просторовими масштабами руху повітря.

Важливим є прикладний авіаційний аспект цієї проблеми. Літак перетинає нижній прошарок атмосфери за настільки малий проміжок часу, що обмежений запас висоти, швидкості, потужності

двигунів, а також обмежені аеродинамічні можливості літака не дозволяють пілоту своєчасно парировати несподівану зміну вітру. Характеристикою просторової мінливості вітру і є зсув вітру. Сильні зсуви вітру є небезпечними для авіації. Розглянемо сутність небезпечного впливу зсуву вітру на зліт і посадку літака [12].

Сучасний літак має велику 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. Оскільки 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 керувальний вплив.

Характер відхилення від заданої траєкторії залежить від виду зсуву вітру, що спостерігався у відповідній зоні. Нехай, наприклад, вітер різко зростає зі збільшенням висоти, 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. У результаті фактична траєкторія руху літака проходить нижче від заданої глісади, літак «провалюється», і посадка може бути здійснена з недолітом (рис. 3.1).

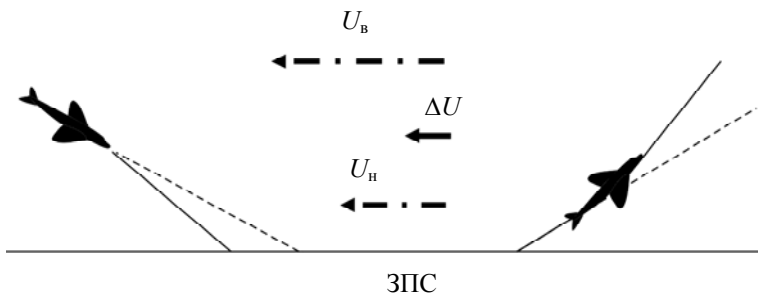


Рис. 3.1. Вплив зсуву вітру на посадку і зліт:

- — передбачувана траєкторія;
- — фактична траєкторія

Якщо зліт відбувається за умов збільшення швидкості зустрічного вітру з висотою на літак, що потрапляє в прошарок більш сильного вітру, діє більша піднімальна сила, ніж на нижніх рівнях, і його фактична траєкторія набору висоти, як показано на рис. 3.1, буде лежати вище від заданої (літак «підкидає»).

Це може призвести до переходу на закритичні кути атаки і до звалювання літака. Великі труднощі під час пілотування літака зумовлює також різке ослаблення вітру з висотою. Посадка при цьому супроводжується «підкиданням» під час руху за умов зустрічного вітру, перельотом заданої точки торкання ЗПС і викочуванням за межі (ЗПС). Ускладнення під час зльоту у випадку зустрічного вітру, що слабшає з набиранням висоти, виникають через зменшення піднімальної сили і «провалювання» літака, внаслідок чого він може вийти за нижню межу сектора безпечного набору висоти. Оскільки під час зльоту майже 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»; у разі значного зменшення швидкості зустрічного вітру (або ослаблення ходового) літак буде «провалюватися». Під дією зсувів вітру літак може відчувати не тільки зміни у вертикальній площині, але й змінювати напрям руху.

Кількісно абсолютне значення зсуву вітру визначається як векторна різниця швидкостей вітру, вимірюваних у двох рознесених точках простору. Якщо v_1 і v_2 — швидкості вітру в двох точках, то модуль зсуву вітру можна визначити за формулою

$$|\Delta v| = \sqrt{v_1^2 + v_2^2 - 2v_1v_2 \cos d}, \quad (3.1)$$

де d — кут між векторами вітру v_1 і v_2 .

Залежно від взаємного розміщення точок v_1 і v_2 в просторі (обидві точки лежать у вертикальній або в горизонтальній площині) формула (3.1) описує вертикальний або горизонтальний зсув вітру відповідно. Горизонтальний зсув вітру часто вимірюють за допомогою датчиків, рознесених на 600 м.

Вертикальний зсув вітру β характеризує зміна вітру з висотою, наприклад, за даними датчиків вітру, встановлених на різних висотах на щоглі, вежі, будинках. Величина β визначається за формулою

$$\beta = \frac{|\Delta v|}{\Delta z}, \quad (3.2)$$

де $|\Delta v| = |v_h - v_l|$ — модуль векторної різниці векторів вітру на верхньому рівні v_h і на нижньому рівні v_l , м/с; Δz — товщина прошарку, що аналізується, м.

З рівності (3.2) випливає, що одиницею вимірювання вертикального зсуву вітру є секунда в мінус першої ступені. На практиці значення β розраховують для прошарку товщиною 30 м і вказують у метрах за секунду на 30 м. Застосовуються й інші одиниці вертикального зсуву вітру β . Класифікацію зсувів вітру наведено в табл. 3.2.

Таблиця 3.2

Критерії інтенсивності зсуву вітру

Характеристика інтенсивності 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	Більше 6

Таким чином, під час пілотування літака в безпосередній близькості від земної поверхні екіпажу необхідна оперативна інформація про ймовірні різкі зміни швидкості і напрямку вітру вздовж траєкторії руху літака.

3.1.8. Мікровибух

Явище мікровибуху за своїм впливом на політ літака близьке до зсуву вітру. Відмітними особливостями мікровибуху є те, що він спостерігається біля поверхні землі як наслідок спадного руху по-

вітря. МікрОВИбух впливає на літак раптово, існує дуже короткий час і охоплює невеликий простір. У праці [14] описано випадок катастрофи голландського літака DC-10 під час посадки в аеропорту Фаро (Португалія) 21 грудня 1992 р. Тоді загинуло 56 людей, 106 — важко поранені. Крім малого просторового масштабу і короткого часу життя, мікрОВИбух характеризується інтенсивно розбіжним рухом повітря біля поверхні землі. Через особливості природи мікрОВИбуху його дуже важко виявити. Ілюстрацією цього твердження є той факт, що інший літак DC-10 приземлився приблизно за шість хвилин до зазначеної катастрофи без будь-яких ознак погіршення метеорологічних умов.

МікрОВИбух — 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 за середнього часу життя десять хвилин [14]. Це явище схоже на потік води з кухонного крана, що б'є в дно раковини. Схематично мікрОВИбух і його вплив на політ літака зображено на рис. 3.2.

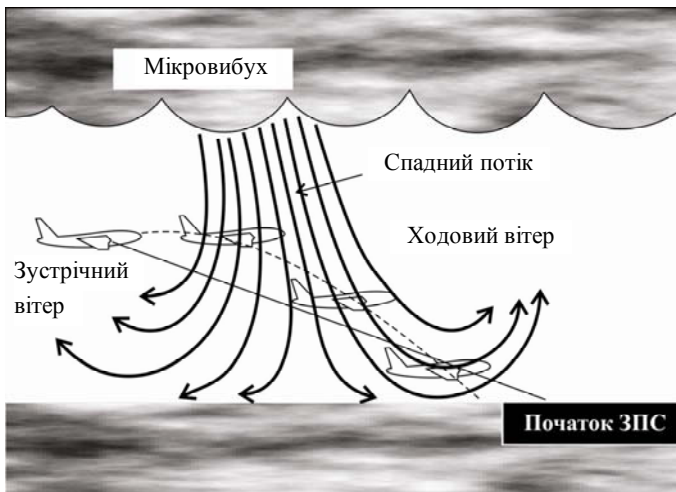


Рис. 3.2. Явище мікрОВИбуху і його вплив на літак під час посадки

Перетинання літаком зони мікрОВИбуху може мати фатальні наслідки: як видно з рисунка, спочатку літак зненацька зіштовхується із зустрічним вітром, що збільшує піднімальну силу крила. При

цьому літак піднімає 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 за безпомилкових дій пілота, який використовує максимальні можливості літака. Подібний механізм діє і під час зльоту.

Явище мікробибуху трапляється в зливових дощах, що добре виявляються радіолокатором. Такі мікробибухи називають «мокрими мікробибухами».

Мікробибух можна спостерігати і під час сухої погоди. Струмені дощу, що випадають із хмари, але випаровуються до того, як досягнуть землі, можуть приховувати так звані *сухі мікробибухи*. Сухі мікробибухи не виявляються візуально і не дають значних радіолокаційних відбиттів.

Таким чином, смертельно небезпечний мікробибуховий 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 спільнота усвідомлює істотну небезпеку мікробибуху. Пілоти традиційно уникають потрапляння в злизові опади і прольоту під купчастодощовими хмарами (Cb) саме через причини, зумовлені з явищами типу зсуву вітру і мікробибуху. У середньому одна катастрофа цивільного транспортного літака за рік відбувається через потрапляння в зону мікробибуху. Тому зони мікробибуху повинні розглядатися як об'єкти дистанційного зондування за допомогою метеорологічних радіолокаторів. Оперативне їх виявлення необхідне для здійснення безпечного польоту.

Небезпечні зсуви вітру і мікробибухи, як і турбулентність ясного неба, іноді трапляються і в майже безхмарній атмосфері. В останні роки у провідних авіаційних країнах світу послідовно проводяться роботи зі створення надійних оперативних засобів дистанційного виявлення зон мікробибуху і зсуву вітру з борта ПС, зокрема за допомогою МНРЛС. З проведеного вище якісного аналізу впливу мікробибуху 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, у праці [15] з урахуванням особливостей механіки польоту введено безвимірний параметр (F-factor), що кількісно характеризує вплив горизонтальних і вертикальних зсувів вітру. Цей параметр описується формулою

$$F = \frac{1}{g} \frac{dU_H}{dt} - \frac{w}{|\bar{v}_a|}, \quad (3.3)$$

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.

Параметр F-factor (3.3) рекомендовано федеральною авіаційною адміністрацією США (FAA) як основу для оцінювання зсуву вітру за допомогою бортових метеорологічних радіолокаторів.

3.1.9. Блискавка

Електричні розряди (блискавки) є неодмінним атрибутом грози. Зазвичай блискавкою називають *видимий електричний розряд* між хмарами, окремими частинами однієї хмари або між хмарою і землею 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.

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 [16] найбільш інтенсивно перебігають у зонах, що мають змішану структуру, тобто там, де взаємодіють льодяні частинки і переохолоджені краплі.

Процес нагромадження зарядів у хмарі, зумовлений їх зміною в часі та 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 джере-

лом атмосферних радіозад. Процесу утворення розрядів передують процеси нагромадження зарядів, супроводжувані зростанням напруженості електричного поля. Наприкінці 60-х років ХХ ст. було виявлено передгрозове радіовипромінювання [17; 18], що є передвісником грози, яке зазвичай 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 становить кілька кілометрів, але може досягати й 20 км. Від основного каналу існує кілька відгалужень довжиною 2...3 км, що підвищує ймовірність потраплення 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 влучення блискавки в літак під час прольоту через активну грозову хмару відповідно до праці [19] дорівнює $P_T = 10^{-4}$, але фактично вона наближається до величини $P_\Phi = 10^{-2}$. Ймовірність часткового руйнування літака або катастрофи у разі влучення в нього блискавок становить $(2,5...5) \cdot 10^{-2}$. Відомо досить багато випадків ураження літаків блискавками 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 у 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 за наявності низки умов. Зокрема, необхідно, щоб напруженість електричного поля перевищила деяке граничне значення $E_{кр}$.

Відповідно до праці [16] у грозових зонах це значення становить $4 \cdot 10^5 \text{ В/м} \leq E_{кр} \leq 10^6 \text{ В/м}$. Окремі грозові центри мають протяжність по горизонталі не більше 10 км, тому розміри основних ділянок зарядів у них не перевищують кількох кілометрів. Об'єми з максимальною щільністю зарядів, де відбувається ініціювання блискавок, повинні бути ще на порядок менші, тобто їхні лінійні розмі-

ри складають до кількох сотень метрів. Можна обчислити щільність об'ємного заряду, достатню для утворення напруженості пробою $E_{кр} = 10^6$ В/м. Вона дорівнює приблизно 10^{-6} Кл/м³, що на один-два порядки вище за середню щільність заряду в купчасто-дошових і грозових хмарах.

Відзначена вище невідповідність теоретичної P_T і фактичної P_{Φ} імовірностей ураження літаків блискавками при перетинанні активної грозової хмари можна пояснити тим, що у використаній теоретичній схемі у розрахунку P_T не враховується, що саме літак спричиняє, подібно до блискавковідводу, викривлення шляху блискавки і притягнення її до себе. Це спричиняється спотворенням електричного поля хмари літаком як провідним металевим тілом і впливом власного електричного заряду Q_L 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 пошкодженням антен, засобів навігації і зв'язку, електросилового устаткування, діелектричних і (рідше) металевих елементів конструкції, осліпленням екіпажу й іншими небезпечними впливами. Іноді блискавки, що пройшли лише поблизу літака, призводять до пошкодження 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.

3.1.10. Електризація літаків у хмарах і опадах

Літак може одержати великий електричний заряд у купчасто-дошових, потужних купчастих, високошаруватих 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 $Q_{\text{л}}$ літака в зоні опадів (під хмарою) зазвичай дуже малий. Цей заряд різко збільшується із входженням у хмару. Основною причиною зарядження літака є його взаємодія з хмарними частинками.

Найбільше зарядження літака відбувається в діапазоні негативних температур 0...–15 °С. Це помітно позначається на ймовірності ураження блискавкою. За даними NASA зона ураження літаків блискавками в хмарах зосереджена здебільшого в зоні, обмеженій ізотермами 0...10 °С. Заряд літака впливає як на траскторії 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 того, зарядження літаків може викликати вибух під час заправлення ПС паливом у польоті.

Істотним є той факт, що в хмарах усіх типів (крім високошаруватих) літак у разі обледеніння заряджається більше. Зокрема, для шарувато-дошових хмар величина $Q_{\text{л}}$ обледенілого літака в середньому вдвічі вища, ніж чистого літака. Для забезпечення безпеки польотів у випадку виникнення сильної електризації літака за узгодженням із диспетчером рекомендується змінити висоту польоту.

3.1.11. Град

Наслідки дії граду на ПС дуже небезпечні. Тільки в США за 9 років було зареєстровано 272 випадки істотних пошкоджень літаків градом. За більшої швидкості наслідки ураження градом стають тяжчими. Літак зазнає механічних пошкоджень, на обшивці утворюються вм'ятини, може бути пошкоджено скло кабіни.

Максимальні розміри градинок, що випадають становлять 2...5 см, але є повідомлення про випадання градинок діаметром понад 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 трапляються і більші градинки.

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

У праці [16] описуються різні моделі утворення градинок. Згідно з однією з них град формується в Сб як результат злиття переохолоджених крапель із зернами крупи та замерзання крапель.

У результаті падіння градинка потрапляє в шари з додатною температурою повітря, починає танути, але потужним висхідним потоком закидається на висоти, де температура від'ємна.

Тут до склоподібної поверхні градинки примерзають переохолоджені краплі, які створюють шар непрозорого льоду. Градинки зазвичай мають неправильну форму з шаруватою структурою (прошарки прозорого і непрозорого льоду).

Градіві зони, пов'язані з внутрішньомасовими хмарами, перемищуються в середньому зі швидкістю 10...12 км/год, існуючи від 1 до 3 год.

Лінійні розміри зон градової небезпеки (ЗГН) найчастіше становлять від 1 до 10 км. Розміри градових зон зазвичай не перевищують 30 км³, у той час, як градоносна хмара в середньому простягається на 800 км³, але може й набагато більше. Істотно, що тільки в 75...85 % випадків град випадає під час гроз.

Це означає, що до 25 % випадків граду ймовірні за відсутності активної грозової діяльності.

Очевидно, що на висотах градинки без грози трапляються ще частіше. Градинки можуть формуватися до висоти 15 км (частіше в прошарку від 4,5 до 7 км) не тільки усередині Сб, але завдяки турбулентності і поруч з хмарою, і навіть вище від хмари.

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

3.1.12. 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. Обмерзлі літаки сильніше реагують на турбулентність, а також частіше уражаються блискавками.

На регулярних авіалініях країн-членів ІКАО ймовірність аварії через обледеніння під час посадки транспортних літаків у складних метеоумовах становить приблизно 0,02 %.

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

- слабе ($J < 0,5$ мм/хв);
- помірне ($J = 0,5...1$ мм/хв);
- сильне ($J > 1$ 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 трапляється значно рідше, але все ж досить часто — до 8 % випадків.

Основною причиною обледеніння ПС у польоті є замерзання переохолоджених крапель, які зіштовхуються з лобовими частинами літака. *Переохолодженими* називають краплі переохолодженої води, тобто води, що перебуває в незамерзломому стані за від'ємних температур.

В атмосфері краплі переохолодженої води можуть мати такий стан за температур до мінус 40 °С. 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 менших за 4 км. Потрапляння літаків і гелікоптерів у зону переохолодженого дощу призводить до найінтенсивнішого обледеніння ($J \geq 5$ мм/хв). Ширина зони дощу, у якій відбувається обледеніння, може становити 100...200 км.

Таким чином, дистанційне виявлення зон імовірного небезпечного обледеніння літаків є важливим й актуальним завданням, яке можна бути вирішити за допомогою бортових радіолокаційних засобів.

3.1.13. Інші чинники та їх комбінації

Суттєво впливають на безпеку польотів явища, що погіршують видимість: тумани, курні бурі й імла, а також зливові опади і замети. Злива може пошкодити літак — зривати голівки заклепок, зруйнувати плексиглас і фарбу.

Основні НМЯ часто супроводжують одне одного, формуючись та існуючи в тих самих метеорологічних об'єктах (наприклад, блискавка, турбулентність і град у Сb). Водночас трапляються ситуації, коли те або інше небезпечне метеорологічне явище розвивається ізольовано від інших (наприклад, турбулентність ясного неба, блискавка в шарувато-дощових хмарах за відсутності бовтанки, обледеніння). Це означає, що в разі виявлення 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.

3.1.14. Експертні оцінки небезпеки метеоявищ

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 спеціального опитування льотного складу [20].

Розгляд отриманих даних показує, що незалежно від стажу роботи і виконуваних функцій опитані спеціалісти екіпажу одноставно визнають найнебезпечнішим метеорологічним явищем блискавку, менш небезпечним — град, а потім — турбулентність. Водночас турбулентність визнається як НМЯ, що трапляється частіше.

За ступенем небезпеки метеорологічних явищ на різних етапах польоту узагальнена думка експертів дає змогу ранжувати:

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 турбулентності включає в себе також зсув вітру і мікровибух під час зльоту і посадки. На етапах набору висоти, 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 за всіма джерелами небезпеки.

Коли пілотам було запропоновано назвати лише одне, найбільш небезпечне на їхню думку метеорологічне явище, то розподіл виявився таким: 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. 3.3).

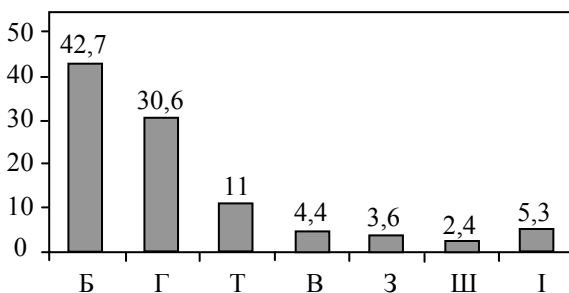


Рис. 3.3. Розподіл (у відсотках) думок пілотів про найнебезпечніше метеорологічне явище

Важливо також оцінити частість зустрічаються НМЯ в практиці літаководіння. Послідовність НМЯ, отримана усередненням місць, що були привласнені пілотами під час класифікації НМЯ за частістю виглядає так: 1 — турбулентність; 2 — гроза; 3 — сильний вітер; 4 — обледеніння; 5 — зсув вітру; 6 — сильна злива; 7 — блискавка; 8 — град. Більш ніж 82 % опитаних пілотів зазначили, що найчастішими виявились турбулентність, гроза і сильний вітер.

3.2. Метеорологічні функції бортових радіолокаційних систем

3.2.1. Обов'язковість метеорологічних радіолокаційних систем на борту повітряного судна

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

Зі збільшенням інтенсивності польотів зростає значення й економічна доцільність засобів отримання оперативної інформації для проведення літаків у складних метеоумовах. 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 сприятливої погоди стає дедалі складніше знайти «вікно», необхідне для відправлення раніше затриманого рейсу [21].

Потреба у забезпеченні потрібного рівня безпеки і регулярності польотів спонукає обов'язково застосувати метеорологічні радіолокатори МНРЛС на борту будь-якого ПС, що закріплено нормами льотної придатності НЛГС-3. Складність виконання цього завдання зумовлює актуальність постійного удосконалювання бортових засобів виявлення зон НМЯ і отримання інформації для обходу таких зон по найбезпечнішій з можливих траєкторій.

3.2.2. Активні бортові метеонавігаційні радіолокаційні станції

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 розміщення небезпечних для польотів зон турбулентності й інших НМЯ у фронтальних системах хмар. Оскільки НМЯ в тропосфері здебільшого зумовлюються хмарами, то РЛС, що виявляє відбиті від хмар сигнали, є досить ефективним засобом проведення літаків у складних метеорологічних умовах.

Бортова МНРЛС натеper є основним засобом оперативного отримання інформації про метеорологічну ситуацію на трасі польо-

ту. Тому метеорологічні функції сучасного метеонавігаційного радіолокатора мають особливо велике значення і є основними функціями МНРЛС. Не випадково в англомовній літературі МНРЛС називають *weather radar* (метеорологічний радіолокатор).

У діапазоні радіохвиль, у якому зазвичай працює БРЛС (3,2 см), зони НМЯ, зокрема зони інтенсивної турбулентності, виявляються завдяки їх майже постійному перебуванню в хмарах або в безпосередній близькості від них. Бортові радіолокатори приймають сигнали, відбиті не від турбулентності безпосередньо, а від розсіювачів — частинок хмар і опадів. Тому після виявлення відбитого сигналу потрібно визначити, чи становить хмара небезпеку для польоту.

Голова асоціації лінійних пілотів США зазначає [22], що деякі пілоти помилково вважають, ніби РЛС наземної служби КПП краще виявляють НМЯ, ніж бортове обладнання; так, відповідальність за недопущення входження літака в зони НМЯ несуть пілоти, причому дуже небезпечними явищами, спричиненими 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 з погляду наземних служб КПП і екіпажів ПС. Відомо, що МНРЛС є чи не єдиним засобом для отримання екіпажем оперативної метеорологічної інформації на трасі польоту. Для наземних служб КПП донедавна вважалося достатнім мати радіолокаційну інформацію про метеорологічну ситуацію в зоні аеродрому. Проте сьогодні для функціонування АС КПП виникає потреба отримувати інформацію про НМЯ на маршруті польоту настільки ж оперативно, 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 МНРЛС і вимоги до нових зразків, можна стверджувати, що МНРЛС і бортові радіолокаційні комплекси можуть:

- виявляти метеоутворення і визначати ступінь небезпеки окремих їхніх ділянок за інтенсивністю опадів (радіолокаційною відбиваністю);

- виявляти ЗНТ у метеоутвореннях;
- виявляти зони небезпечного зсуву вітру на глісаді під час зльоту і посадки літака;
- відображати вертикальну структуру метеоутворень через створення вертикального профілю (перетину) метеоутворень на обраному курсовому куті;
- виявляти метеоутворення великої інтенсивності поза зонами опадів малої інтенсивності;
- компенсувати ослаблення радіохвиль у метеоутвореннях;
- запобігати прийняттю пілотом неправильних рішень про відсутність безпеки поза зонами опадів малої інтенсивності, що маюють зони опадів великої інтенсивності шляхом відображення на цих ділянках зон невизначеності;
- виявляти небезпечне метеоутворення на курсі літака із видачею сигналу попередження про небезпеку в разі вимкнення режиму індикації інформації радіолокатора на електронній системі індикації літака;
- визначати координати (курсний кут і дальність) метеоутворень і небезпечні зони в них;
- придушувати завади від земної поверхні в разі виявлення й аналізі безпеки метеоутворень.

Не кожна МНРЛС може виконувати зазначені функції з отримання метеорологічної інформації, до того ж цей наведений список може бути доповнений запровадженням режимів виділення ЗГН і ЗНО.

3.2.3. Пасивні методи виявлення блискавко-небезпечних зон

Потужні купчасто-дошові хмари і грози виявляються не тільки активними методами виявлення грози активних зон у повітряному просторі, а й пасивними методами, тобто прийманням 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 [23], у тому числі бортові пристрої [24; 25].

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 [26].

3. Виявлення ЗБН за напруженістю електричного поля. Результати оцінювання 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 є особливо привабливим [26] через можливість виникнення блискавки в негрозових хмарах під впливом власного заряду літака.

Натепер реалізований і досить широко застосовується 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 в разі змін кутового положення літака за курсом, креном і тангажем.

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

3.2.4. Класифікація небезпечних метеорологічних явищ як об'єктів виявлення

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

- зони небезпечної турбулентності;
- зони зсуву вітру і мікрориву;
- зони підвищеної електричної активності та блискавкової небезпеки;
- зони градової небезпеки;
- зони небезпечного обледеніння.

Існують й інші НМЯ, які не включені в цю класифікацію, наприклад, шквал, смерч або турбулентність ясного неба. 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 рятує ПС і від інших небезпечних динамічних впливів у тропосфері.

3.3. Локалізація зон небезпечних метеорологічних явищ

3.3.1. 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, інтенсивності опадів. Зокрема, фізичні параметри інтенсивності турбулентності наведені в табл. 3.1.

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 їх розміщення 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 їх місцеположення за допомогою МРЛС та інших бортових пристроїв, що можуть бути сполучені з МРЛС.

3.3.2. Локалізація небезпечних метеорологічних явищ як статистична задача

Формулювання задачі. Задача локалізації зон НМЯ може бути сформульована по-різному. Зокрема, вона полягає в тому, що, базуючись на результатах вимірювання 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. Зазвичай таку задачу розв'язують стосовно роздільного об'єму, що розглядається як об'єкт зондування, а сукупність роздільних об'ємів визначає просторові межі зони НМЯ. Апріорні дані в такій постановці мають бути отримані заздалегідь будь-яким з можливих способів: спеціально організованими експериментальними дослідженнями, моделюванням, теоретичним аналізом або комбінацією зазначених засобів.

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

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

Залишаючись у межах 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. Для локалізації по одному джерелу небезпеки альтернативні класи можуть відповідати різним інтервалам інтенсивності НМЯ, наприклад, інтенсивності турбулентності відповідно до даних табл. 3.1. Після прийняття рішення по кожному з джерел небезпеки з'являється можливість комплексувати отриману інформацію. 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 вища від заданого порога.

Для розв'язання задач розпізнавання образів, або оптимальної класифікації використовують математичний апарат теорії статистичних рішень.

Статистичний характер задачі локалізації зон НМЯ зумовлено такими обставинами.

По-перше, радіолокаційні методи вимірювання не дозволяють однозначно вимірювати необхідні характеристики метеорологічних явищ. Наприклад, нехай за результатами вимірювання швидкостей частинок (гідрометеорів), що є розсіювачами, які затягуються турбулентним потоком, можна отримати 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 під час проходження сигналів у трактах радіолокаторів (наприклад, детектор некогерентної РЛС руйнує інформацію про спектр швидкостей розсіювачів відносно радіолокатора). У таких випадках доводиться вимірювати величини, які мають лише непрямий зв'язок з метеорологічними явищами, що становлять інтерес. Такою величиною є, наприклад, середня потужність прийнятого сигналу. Отже, оптимальна класифікація має виконуватися на непрямій інформації.

По-третьє, 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 під час оцінювання параметрів сигналу.

По-четверте, час спостереження завжди обмежений, оскільки інформацію про зони НМЯ необхідно отримувати оперативно. Отже, щоб оцінити інформативні параметри і прийняти рішення під час класифікації об'єктів, доводиться користуватися короткими вибірками відбитих сигналів, що спричиняє статистичні похибки.

Бінарна задача. Розглянемо найпростіший випадок, коли апріорно можливі тільки два альтернативні класи (задача бінарної локалізації). Нехай такими класами є:

- клас небезпечних об'єктів (наявність НМЯ); ситуація ω_1 ;
- клас безпечних об'єктів (відсутність НМЯ); ситуація ω_2 .

Відбитий від метеорологічного об'єкта радіолокаційний сигнал містить велику кількість інформації, зокрема в різних його параметрах (амплітуді, фазі, частоті, поляризаційних характеристиках, міжперіодній кореляції, ширині спектра й ін.).

Припустімо, 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 ω_1 ;
- рішення a_2 про те, що об'єкт належить до класу ω_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 ω_1 або ω_2 . Можливі комбінації апріорних ситуацій (класів) і прийнятих рішень (правильних і помилкових) подано в табл. 3.3.

Таблиця 3.3

Комбінації апріорних ситуацій і прийнятих рішень

Апріорні ситуації (класи)	Апріорні ймовірності	Рішення	Апостеріорні ситуації та їхні ймовірності	Вартість рішень
ω_1	$P(\omega_1)$	a_1	$P(a_1 / \omega_1)$	$C(\omega_1, a_1)$
		a_2	$P(a_2 / \omega_1)$	$C(\omega_1, a_2)$
ω_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. 3.3 враховано, що кожній із двох апріорних ситуацій ω_1 і ω_2 , які можливі мати місце з апріорними ймовірностями відповідно $P(\omega_1)$ і $P(\omega_2)$, за результатами оцінювання інформативних параметрів і прийняття рішення можуть бути поставлені у відповідність два рішення a_1 і a_2 , одне з яких є правильним, а друге — помилко-

вим. Залежно від того, яке рішення прийнято і яка з двох імовірних апіорних ситуацій була насправді, виникає одна з чотирьох апостеріорних ситуацій, що характеризуються апостеріорними умовними ймовірностями:

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

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

$P(a_2/\omega_1)$ — пропуску небезпеки, тобто НМЯ;

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

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

$$D_{\text{НМЯ}} = P(a_1/\omega_1); \quad F_{\text{НМЯ}} = P(a_1/\omega_2). \quad (3.4)$$

Оптимальний алгоритм локалізації зон НМЯ можна синтезувати, 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 зазвичай 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 степені.

Нехай відомі математичні моделі розподілу вектора інформативних параметрів $p(X/\omega_j)$, $j = 1; 2$ у кожній із ситуацій ω_1 і ω_2 . Отже, можна одержати конкретний вираз для функції $y(X)$, який будемо називати *дискримінантною функцією*

$$y(X) = f \left[\frac{p(X/\omega_1)}{p(X/\omega_2)} \right], \quad (3.5)$$

де $f[*]$ є монотонною функцією величини, що стоїть в квадратних дужках.

Функція $y(X)$ набуває випадкових, але цілком конкретних числових значень залежно від результатів вимірювань випадкового вектора інформативних параметрів $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$.

Знаючи щільності розподілів аргумента $p_1(X) = p(X/\omega_1)$ і $p_2(X) = p(X/\omega_2)$, нескладно 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 $y(X)$ за допомогою виразу (3.5).

Нехай щільності ймовірностей значень функції $p(y)$ у ситуаціях ω_1 і ω_2 відображається графіками (рис. 3.4). 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

$$\begin{aligned} y(X) \geq y_0 &\Rightarrow a_1; \\ y(X) < y_0 &\Rightarrow a_2. \end{aligned} \tag{3.6}$$

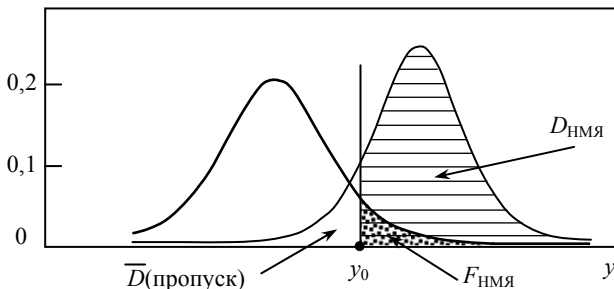


Рис. 3.4. Імовірності правильних і помилкових рішень (3.4) бінарної локалізації

Імовірність правильної локалізації НМЯ в тій ділянці простору, з якої надійшли сигнали з інформативними параметрами X , дорівнює ймовірності того, що прийняте рішення a_1 за умови ситуації ω_1 .

У прив'язці до гіпотетичної ситуації, зображеної на рис. 3.4, це означає, що значення дискримінантної функції перевищило поріг за умови ω_1 . У такому випадку ймовірність правильної локалізації

$$D_{\text{НМЯ}} = \int_{y_0}^{\infty} p(y/\omega_1) dy, \quad (3.7)$$

що відповідає площі під кривою $p(y/\omega_1)$ правіше порога.

Цю площу позначено на рис. 3.4 горизонтальним штрихуванням.

Ймовірність помилкової тривоги $F_{\text{НМЯ}}$, що позначена крапковим штрихуванням (рис. 3.4), відповідає перевищенню величиною $y(X)$ порога y_0 за умови ω_2 :

$$F_{\text{НМЯ}} = \int_{y_0}^{\infty} p(y/\omega_2) dy. \quad (3.8)$$

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

$$\bar{D} = \int_{-\infty}^{y_0} p(y/\omega_1) dy, \quad (3.9)$$

а ймовірність правильного рішення про відсутність НМЯ:

$$\bar{F} = \int_{-\infty}^{y_0} p(y/\omega_2) dy. \quad (3.10)$$

Оскільки події «правильна локалізація» і «пропуск» є протилежними й утворюють повну групу за умови ω_1 , то сума відповідних ймовірностей дорівнює одиниці $D_{\text{НМЯ}} + \bar{D} = 1$. Аналогічно $F_{\text{НМЯ}} + \bar{F} = 1$.

Вибір граничного рівня. З рис. 3.4 і наведених формул (3.6)–(3.8) 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 зі зростанням порога y_0 приблизно так, як показано на рис. 3.5, де суцільна лінія відповідає ймовірності правильної локалізації, пунктирна — ймовірності помилкової тривоги, а крапкова крива — сумарну ймовірність помилки $P_{er} = F_{\text{НМЯ}} + \bar{D} = F_{\text{НМЯ}} + 1 - D_{\text{НМЯ}}$.

Хід кривої $P_{er}(y_0)$ показує, що існує оптимальний граничний рівень, за якого ймовірність P_{er} мінімальна. Мінімум сумарної ймовірності помилки P_{er} відповідає вибору порога за критерієм ідеального спостерігача.

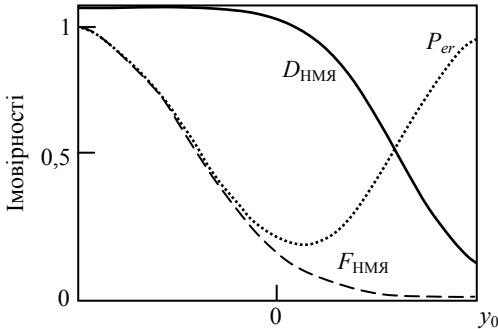


Рис. 3.5. Залежність ймовірностей правильних і помилкових рішень від порога прийняття рішення

Цей критерій застосовують 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 достовірно оцінити апіорні ймовірності класів $P(\omega_1)$ і $P(\omega_2)$ у задачах такого роду дуже складно. Тому, зазвичай, не вдається застосувати і критерій мінімуму середнього ризику для знаходження оптимального граничного рівня.

Якщо побудувати залежності $D_{НМЯ}(y_0)$ і $F_{НМЯ}(y_0)$ (рис. 3.5), 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 потрібно забезпечити задоволення вимог до ймовірності правильної локалізації. Підбираючи граничний рівень y_0 , можна встановити значення $D_{НМЯ}$ не нижчим від необхідного. Наприклад, якщо відповідно до вимог ймовірність правильної локалізації ЗНТ має бути $D_{ЗНТ} \geq 0,9$, то граничний рівень можна встановити $y_0 \leq y_0^*$, як показано на рис. 3.6. При цьому цілком визначене значення $F_{ЗНТ}$, що є найменшим з усіх ймовірних за даних $p(X/\omega_i)$.

Процедура визначення граничного рівня, по суті, відповідає критерію Неймана–Пірсона, який не потребує ні апіорних імовірностей ситуацій, ні вартостей рішень.

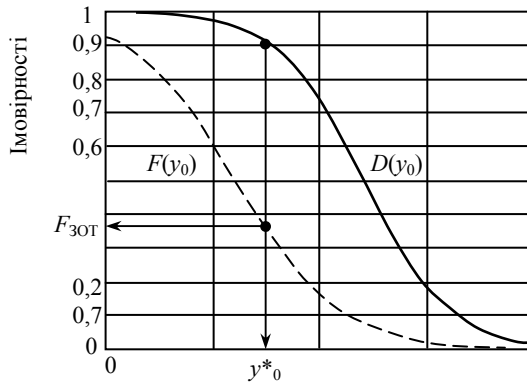


Рис. 3.6. Вибір порогу за критерієм Неймана–Пірсона

Проте використана в цій задачі версія цього критерію відрізняється від тієї, що використовується в класичній задачі виявлення радіолокаційних сигналів: там фіксувалася ймовірність помилкової тривоги і максимізувалася ймовірність правильного виявлення, а в розглядуваному випадку фіксується ймовірність правильної локалізації і мінімізується ймовірність помилкової тривоги.

Статистичну задачу бінарної локалізації і критерії оптимальної класифікації описано більш детально в навчальному посібнику [27], у якому наведено також вирази дискримінантної функції за довільної кількості інформативних параметрів і в окремому випадку двох інформативних параметрів.

3.3.3. Інформативні параметри локалізації

Розглянута в попередньому розділі загальна постановка статистичної задачі бінарної локалізації зон НМЯ має 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, що ці параметри можуть бути різними залежно від виду метеорологічної небезпеки і типу використовуваного радіолокаційного засобу.

Вимоги до інформативних параметрів. Інформативні параметри (ІП), 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. Будь-яка функція від результатів спостережень або вимірювань називається *статистикою*. Статистики є вторинними параметрами відносно результатів вимірювань первинних параметрів сигналів.

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

Можна сформулювати такі вимоги до складу вектора ІП:

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, мовою цих параметрів;

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

3) бажано одержати більш ошадливий опис ситуацій за допомогою вторинних ІП, кількість яких буде менша від кількості первинних параметрів сигналу, а ймовірність правильної локалізації істотно не знизиться;

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

Зменшення кількості ІП знижує витрати на виконання вимірювань і обчислень, але може призвести до зниження достовірності локалізації. Але якщо час на вимірювання і прийняття рішення жорстко обмежений, то підвищення розмірності вектора ІП може ви-

явитися єдиним засобом доведення достовірності до необхідного рівня. Як бачимо, вимоги до мінімуму кількості ПП і максимуму достовірності є суперечливими. Це свідчить про важливість і складність вибору ПП. Єдиною альтернативою збільшення кількості ПП для підвищення достовірності локалізації є вдале формування вторинних ПП, кількість яких або загальний інформаційний об'єм будуть меншими, ніж для первинних параметрів сигналу, а ймовірність правильної локалізації істотно не знизиться. Прийнятна для практичного застосування формальна постановка задачі оптимального вибору вторинних ПП у задачах локалізації (або взагалі в задачах розпізнавання образів) не відома. Вибір конкретних ПП визначається головним чином на підставі відомих теоретичних і експериментальних даних про зв'язки параметрів радіолокаційних сигналів із фізичними характеристиками НМЯ, що розглянуті в підрозд. 3.1. Включення до складу вектора ПП тих або інших вторинних ПП і особливо формування або синтез вторинних ПП багато в чому має евристичний характер. Водночас ефективність застосування різноманітних ПП 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 гармонічними. Тому в радіолокації під терміном «амплітуда» зазвичай розуміють не найбільше значення гармонічного коливання, а найчастіше — 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 вимірювання їхніх відносних величин, тобто про вимірювання зсуву частоти, фази або зміни поляризації відбитого сигналу порівняно із зондувальним сигналом.

Ряд ознак класифікації ПП локалізації впливає з розглянутої в підрозд. 2.2 класифікації БРЛС.

Однопараметричні й багатопараметричні РЛС (див. підрозд. 2.2.7) характеризуються відповідно тим, що в першому випадку вектор ПП містить тільки один параметр, а в другому — набір параметрів (щонайменше — два ПП).

Зазвичай в однопараметричних системах єдиним оцінюваним параметром є деякий вторинний ПП. Часто таким ПП є усереднена за часом і за декількома роздільними об'ємами середня потужність відбитого сигналу, як у некогерентних РЛС, наприклад, у радіолокаторах сім'ї «Гроза», МРЛС-85 і в більшості радіолокаторів «Буран». Багатопараметричну систему також можна побудувати на основі некогерентного радіолокатора, але більше можливостей для її побудови є у разі використання когерентно-імпульсних РЛС, особливо — поляризаційних радіолокаторів. Таким чином, ще одна ознака класифікації бортових радіолокаторів (див. підрозд. 2.2), зокрема характер оброблення сигналів є істотною для аналізу ПП локалізації зон НМЯ (див. підрозд. 2.29).

Відповідно до сформульованої термінології розрізняють такі типи ПП локалізації зон НМЯ засобами активної радіолокації:

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

У випадку, коли одночасно використовують ПП різних груп, кажуть про використання *комплексу інформативних параметрів*. Широкого практичного застосування набули дві групи інформативних параметрів:

- амплітудні параметри (пов'язані з вимірюванням потужності відбитого сигналу);
- спектральні параметри (пов'язані з вимірюванням 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 ПП, що підвищує інформаційні можливості системи, але істотно ускладнює її.

3.3.4. Узагальнена схема локалізації небезпечних зон

Послідовність операцій. Підсумовуючи розгляд локалізації зон НМЯ, узагальнену послідовність операцій локалізації зон НМЯ активною МНРЛС можна подати у вигляді схеми (рис. 3.7).

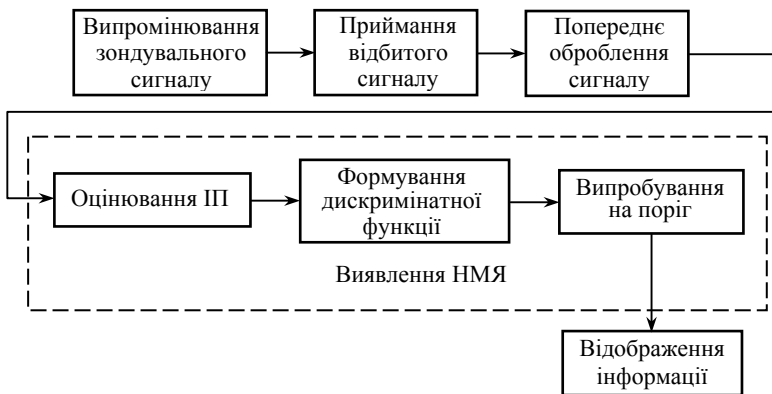


Рис. 3.7. Послідовність операцій для виявлення НМЯ

Процес виявлення НМЯ відповідно до постановки задачі в підрозд. 3.3.2 включає формування зондувального сигналу, який випромінюється в напрямі досліджуваного одиничного об'єму метеорологічного утворення, його приймання і попереднє оброблення. Крім чисто технічних завдань типу перетворення частоти і посилення сигналу, попереднє оброблення може включати і деякі інформаційні операції, наприклад, порівняння відбитого сигналу з опорним сигналом передавача. Далі оцінюється ІП.

Як ІП можна розглядати, наприклад, просто амплітуди послідовно відбитих імпульсів від заданого роздільного об'єму. Тоді умовними щільностями ймовірностей ІП у ситуаціях ω_1 і ω_2 є просто відповідні щільності ймовірностей

$$p(u_1, u_2, \dots, u_n / \omega_1) \text{ і } p(u_1, u_2, \dots, u_n / \omega_2),$$

де u_1, u_2, \dots, u_n — амплітуди відбитих імпульсів після детектора; n — кількість імпульсів у пачці, що формується під час опромінення досліджуваного об'єму хмари.

У такому випадку маємо справу з n -вимірним вектором первинних ІП.

Іншим прикладом є використання як ІП 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 за постійного значення 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.

Функціональну схему пристрою, що реалізує зазначену послідовність операцій, подано на рис. 3.8.

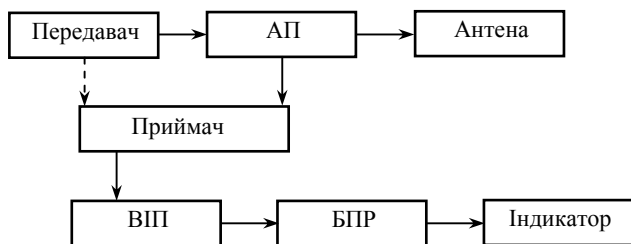


Рис. 3.8. Узагальнена функціональна схема пристрою локалізації НМЯ

Пристрій складається з передавача, антенного перемикача (АП), антени (АНТ), приймача, вимірювача інформативних параметрів (ВІП), блока прийняття рішень (БПР) та індикатора. ПРД формує зондувальний сигнал, який через АП надходить в антену і випромінюється в напрямі об'єкта.

Відбитий сигнал уловлюється антеною і через АП 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 ІІ формується в блоці ВІП, що здійснює алгоритми оцінки ІІ. 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.

Вимоги до алгоритмів. Розміщення МНРЛС на літаку, що швидко рухається, накладає навіть більш жорсткі вимоги до алгоритмів оброблення сигналу, ніж при огляді наземними радіолокаторами спостереження. Алгоритми оцінювання ІІ повинні забезпечувати одержання прийнятих оцінок за короткими вибірками ехо-сигналів (кілька десятків імпульсів, а іноді — одиниці імпульсів). Швидкість роботи алгоритмів має забезпечувати оброблення в реальному масштабі часу відбитих сигналів від приблизно 10^5 роздільних об'ємів, які перебувають у зоні огляду. Час, відпущений для цього, не перевищує періоду оглядовості (2...5 с).

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

Вимоги до відображення інформації. Інформація про метеорологічну ситуацію 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, 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 отримання 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», «увага», «небезпечно»). Так вважають 80 % опитаних експертів [28].

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

Збільшення кількості відображуваної інформації зумовлює зростання навантаження на пілота, що підвищує ймовірність помилок при інтерпретації даних і прийнятті оперативних рішень пілотом. Інакше кажучи, за постійного нарощування інформативності системи з відображенням усієї корисної інформації існує небезпека надлишку значущої інформації: інформація стає надто детальною. Тому виникає необхідність створення ефективних інформаційних фільтрів, які можуть бути реалізовані у вигляді спеціальних апаратних та програмних засобів [29] 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 напрямі.

3.4. Радіолокаційна відбиваність

Необхідно з'ясувати, в яких параметрах сигналу (ПП), відбитого від хмар і опадів, міститься необхідна інформація. У цьому розділі 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 мікроструктурою метеорологічного об'єкта.

3.4.1. Рівняння радіолокації хмар і опадів

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

$$P_{пр} = \frac{P_{ПРД} G_a^2 \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 R^4 L_0}, \quad (3.11)$$

де $P_{\text{прд}}$ — потужність передавача; G_a — коефіцієнт підсилення приймально-передавальної антени; λ — довжина хвилі радіолокатора; $\sigma_{\text{ц}}$ — ефективна площа зворотного розсіювання (ЕПР); R — відстань від РЛС до об'єкта (цілі); L_0 — втрати в системі, не враховані в інших параметрах ($L_0 > 1$).

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

При радіолокації зосереджених об'єктів $\sigma_{\text{ц}}$ входить у рівняння радіолокації (3.11) 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 зависли в повітрі. Такі частинки називають гідрометеорами. Радіолокатор опромінює одночасно велику кількість розсіювачів, сукупність яких у деякому об'ємі ΔV сприймається як єдина ціль. Потужність відбитого сигналу від об'єму, заповненого хаотично рухомими розсіювачами, 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 перебувають 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, перебувають 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 відбувається інтерференція хвиль, розсіяних частинками.

Реальний розподіл гідрометеорів є змінним у часі і просторі. Розсіяння радіохвиль цілями, у яких швидкості частинок, що складають ціль, неоднакові, зазвичай є **некогерентним**.

На відміну від цього радіолокаційне відбиття від великої цілі (корабля, літака), хоч воно також зумовлено великою кількістю елементарних відбивальних площадок, є когерентним, тому що всі відбивні 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).

Припустімо, що зондувальні імпульси метеорологічного радіолокатора (МРЛ) посилаються до хаотично розміщених частинок протягом короткого часу порівняно 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 розсіяння радіохвиль. Насправді реально прийнятий радіолокаційний сигнал від гідрометеоутворення буде мати як когерентну, так і некогерентну складові, тому потрібно враховувати часткову когерентність у розсіянні 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 розсіяння завжди значно менше від некогерентного, тому виконуючи інженерні розрахунки літакових РЛС, можна не брати до уваги когерентну складову розсіяння гідрометеооб'єктами.

Припущення про некогерентність розсіяння дозволяє вважати, що загальна ЕПР сукупності розсіювачів дорівнює сумі ЕПР окремих частинок, які одночасно беруть участь у формуванні відбитого сигналу, тобто всіх тих частинок, що містяться в роздільному об'ємі РЛС ΔV :

$$\sigma_{\text{ц}} = \sum_{\Delta V} \sigma_i, \quad (3.12)$$

де σ_i — ефективна площа розсіювання окремо взятої i -ї частинки.

Отже, якщо взяти середню потужність відбитих сигналів від кожного із зондувальних імпульсів за час $t_0 \gg T_n$ (T_n — період повторення зондувальних імпульсів), то рівняння (3.12) можна підставити у формулу (3.11). Тоді, позначивши середнє значення прийнятої потужності рискою зверху, одержимо

$$\bar{P}_{\text{ПРД}} = \frac{P_{\text{ПРД}} G_a^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4 L_0} \sum_{\Delta V} \sigma_i. \quad (3.13)$$

Розглянемо процес зондування метеорологічного утворення боєвим радіолокатором, антена якого в метеорологічних режимах має голчасту форму ДН (рис. 3.9).

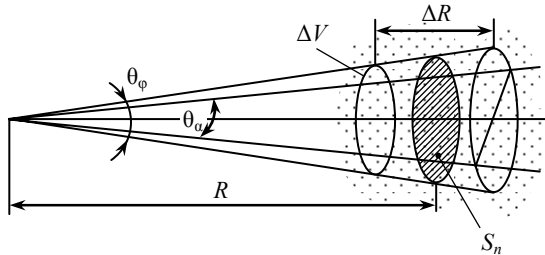


Рис. 3.9. Схема зондування роздільного об'єму хмари

Нехай хмара складається з частинок, сукупність яких в роздільному об'ємі ΔV сприймається як єдина ціль, причому для МНРЛС ($\lambda \approx 3,2$ см) характерно некогерентне розсіювання радіохвиль. Уведемо величину питомої ЕПР σ_0 , що характеризує відбивальні властивості одиниці об'єму і має розмірність $[\text{м}^{-1}]$, і запишемо повну ЕПР роздільного об'єму, виражену формулою (3.12), у вигляді

$$\sigma_{\text{ц}} = \sum_{\Delta V} \sigma_i = \sigma_0 \Delta V. \quad (3.14)$$

Оскільки $R \gg \Delta R$ (рис. 3.9), при використанні симетричного голчастого променя ($\theta_\alpha = \theta_\phi = \theta_{0,5}$) об'єм ΔV за формою близький до циліндра з висотою ΔR і площею основи S .

Роздільну здатність РЛС за дальністю визначимо як $\Delta R = c\tau_{\text{імп}}/2$, вважаючи, що зондувальний імпульсу має прямокутну форму з тривалістю $\tau_{\text{імп}}$. Площу основи циліндра визначимо як геометрич-

ну площу перетину ДН антени із шириною $\theta_{0,5}$ (на рівні половинної потужності) площиною, віддаленою на відстань R і перпендикулярною до осі симетрії променя (коло діаметром близько $R\theta_{0,5}$):

$$S = \pi R^2 \theta_{0,5}^2 / 4 .$$

Тоді роздільний об'єм

$$\Delta V = \Delta R S = \frac{1}{8} \pi R^2 \theta_{0,5}^2 \tau_{\text{імн}} c . \quad (3.15)$$

Після підставлення виразу (3.15) у рівняння (3.14) ЕПР відбивального об'єму хмари або дощу буде дорівнювати

$$\sigma_{\text{ц}} = \frac{1}{8} \pi R^2 \theta_{0,5}^2 \tau_{\text{імн}} \sigma_0 . \quad (3.16)$$

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

$$\sigma_0 = \sum_i N_i \sigma_i(D_i, \lambda) , \quad (3.17)$$

де $\sigma_i(D_i, \lambda)$ — ЕПР i -ї частинки при довжині хвилі λ .

Суму у виразі (3.17) можна замінити інтегралом. З урахуванням цього питома ЕПР

$$\sigma_0 = \int_0^{\infty} N(D) \sigma(D, \lambda) dD , \quad (3.18)$$

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 за довжини хвилі λ .

У загальному випадку $\sigma(D, \lambda)$ обчислюється як ЕПР діелектричної кульки за точними формулами Густава Мі [30]. В окремому випадку, коли $D \ll \lambda$, справедлива апроксимація Релея

$$\sigma(D, \lambda) = \pi^5 \frac{D^6}{\lambda^4} |K|^2 , \quad (3.19)$$

де $K = (m^2 - 1) / (m^2 + 2)$, $m = n - jnk$ — комплексний коефіцієнт заломлення речовини частинки.

Дійсна частина комплексної величини m є показником заломлення n , величина k є показник ослаблення, а добуток $k = nk$, 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 (3.19) у формулу (3.18) і одержимо

$$\sigma_0 = \pi^5 \frac{|K|^2}{\lambda^4} \int_0^\infty N(D) D^6 dD = \pi^5 \frac{|K|^2}{\lambda^4} Z, \quad (3.20)$$

де інтеграл позначений через Z .

З урахуванням рівняння (3.20) виразимо ЕПР у формулі (3.16) через величину Z :

$$\sigma_{ц} = \frac{1}{8} \pi^6 R^2 \theta_{0,5}^2 \tau_{\text{імп}} c |K|^2 \frac{Z}{\lambda^4} = \frac{\pi^7 R^2 c \tau_{\text{імп}} |K|^2 Z}{2 G_A \lambda^4}. \quad (3.21)$$

Тепер нескладно визначити потужність сигналу, відбитого від метеорологічної цілі, на вході приймача МРЛ, підставивши отримане значення ЕПР (3.21) у рівняння (3.13):

$$\bar{P}_{\text{пр}} = \frac{\pi^4 P_{\text{прд}} G_a \tau_{\text{імп}} c |K|^2 k_3}{128 \lambda^2 L_0 R^2} Z, \quad (3.22)$$

куди введено коефіцієнт заповнення k_3 роздільного об'єму розсіювачами. У випадку горизонтального зондування МНРЛС із вузьким променем з борта ПС цей коефіцієнт зазвичай близький до одиниці. Вираз (3.22) називають рівнянням радіолокації хмар та опадів.

3.4.2. Визначення радіолокаційної відбиваності

Величина Z , уведена у вираз (3.20), називається *радіолокаційною відбиваністю* (РВ). Випишемо з рівняння (3.20) окремо формулу, що визначає РВ:

$$Z = \int_0^\infty N(D) D^6 dD = \sum_i N_i D_i^6. \quad (3.23)$$

З формули (3.23) випливає, що величина РВ Z , по суті, є шостим початковим моментом розподілу крапель за розмірами (принаймні, за умови релеївського розсіювання) і цілком визначається мікроструктурою самого метеорологічного утворення. Об'єднавши всі характеристики радіолокатора, що входять у рівняння (3.22), єдиним параметром C , що має значення енергетичного потенціалу цього радіолокатора, перепишемо рівняння (3.22) у скороченому вигляді

$$\bar{P}_{\text{пр}} \approx \frac{C Z}{R^2} |K|^2, \quad (3.24)$$

де $C = \text{const}$ — енергетична постійна МРЛ, що залежить від тривалості випромінюваного імпульсу, коефіцієнта підсилення антени, потужності передавача, робочої довжини хвилі МРЛ, сумарних утрат у трактах радіолокатора, а також коефіцієнта заповнення k_3 .

З виразу (3.24) випливає, що вимірюючи $\bar{P}_{\text{пр}}$, можна оцінювати РВ метеорологічного об'єкта. Формула (3.23) показує, що РВ дуже сильно залежить від діаметра крапель (шостий степінь). Радіолокаційна відбиваність має розмірність одиниці довжини в кубі, але її вимірюють в $[\text{мм}^6/\text{м}^3]$, зберігаючи розмірності діаметра крапель у міліметрах і роздільного об'єму, що розсіює, у метрах кубічних. Тобто 1 м^3 дорівнює $10^{18} \text{ мм}^6/\text{м}^3$. Діапазон значень РВ у хмарах і опадах, дуже великий. Тому РВ зручно виражати логарифмічними одиницями.

Часто РВ виражають у дибизетах (dBZ), причому $1 \text{ dBZ} = 10 \lg Z$, де Z подається в $[\text{мм}^6/\text{м}^3]$.

На відміну від питомої ЕПР σ_0 величина РВ є характеристикою тільки самого метеорологічного об'єкта. Із формули (3.20) випливає зв'язок між σ_0 і Z :

$$\sigma_0 = \chi \frac{Z}{\lambda^4}, \quad (3.25)$$

причому для водяних крапель за умови $D \ll \lambda$ коефіцієнт $\chi \approx 270 \dots 285$, якщо Z виражено в $[\text{мм}^6/\text{м}^3]$, λ — у метрах, а σ_0 — у $[\text{м}^{-1}]$.

Точне значення коефіцієнта χ залежить від форми розподілу крапель за розмірами $N(D)$.

Незважаючи на те, що РВ дуже залежить від діаметра крапель, не завжди варто нехтувати дрібними краплями, оскільки їх кіль-

кість в одиниці об'єму може бути в $10^7 \dots 10^8$ разів більша, ніж великих. Наприклад, за однакової кількості крапель діаметром 4 і 0,04 мм відношення їх РВ дорівнює 10^{12} , але через малу концентрацію великих крапель фактичне відношення їх РВ може бути на сім порядків менше.

3.4.3. 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. 3.4 відомості про відбиваність Z хмар різних типів, запозичені із праці [30], наведені в табл. 3.4, з якої видно, що серед дощових хмар найбільша відбиваність 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 3.4

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 трапляються, $\text{мм}^6/\text{м}^3$	Середнє значення Z , $\text{м}^6/\text{м}^3$	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	$10^{-3} \dots 10^3$	0,1...10	1,31	1,173
Потужні купчасті	$10^{-2} \dots 10^3$	1...10	55,17	17,41
Шарувато-дощові	$10^{-3} \dots 10^4$	0,1...1	350,7	25,449
Купчасто-дощові Сб	$10^{-2} \dots 10^5$	$10^2 \dots 10^3$	2432,2	33,86
Сб з грозою	$10^{-1} \dots 10^7$	$10^3 \dots 10^4$	19234	42,841

Однією з кількісних характеристик опадів є їх інтенсивність. Інтенсивність опадів I вимірюють в одиницях товщини шару води, що випадає за одиницю часу (міліметр за годину).

Величина I залежить від розподілу крапель за розмірами і швидкістю їх 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 їх інтенсивності I приблизно можна виразити емпіричною залежністю

$$Z = AI^b. \quad (3.26)$$

У помірних широтах для дощу в середньому $A = 200$ і $b = 1,6$, а для снігу $A = 2000$ і $b = 2$. Інтенсивність снігопадів зазвичай становить $0,01 \dots 5$ мм/год. Інтенсивність дощів має ширший діапазон значень: $0,1 < I < 150$ мм/год.

За допомогою виразів (3.26) і (3.25) можна оцінити питому ЕПР дощу як функцію його інтенсивності $\sigma_0(I)$. Орієнтовні значення питомої ЕПР σ_0 дощів різної інтенсивності за довжини хвилі радіолокатора $\lambda = 3$ см наведено в табл. 3.5.

Таблиця 3.5

Питома ЕПР дощів різної інтенсивності

I мм/год	0,1	1,0	10,0	30,0	60,0	100,0
σ_0 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 (3.26) і (3.22), можна розрахувати дальність виявлення дощу заданої інтенсивності радіолокатором з відомими параметрами. Однак РВ становить інтерес не тільки з енергетичного, але й з інформативного погляду. Чи містить величина РВ інформацію, важливу для локалізації зон НМЯ, буде з'ясовано в наступному підрозділі.

3.4.4. Зв'язок радіолокаційної відбиваності 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 мікро-

структуру відбивного об'єкта, пов'язана майже з усіма НМЯ, що мають динамічне чи електричне походження, а також характеризуються наявністю великих частинок. У зонах купчасто-дошових хмар (див. підрозд. 3.1.4) чим вища РВ, тим вища ймовірність небезпеки. Це стосується майже 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 зумовлений тим, що висхідні повітряні потоки 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 степені на кубічний метр, а v_v — у метрах за 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 (3.23)). Тому висока РВ є непрямою ознакою підвищеної турбулентності.

Можна уявити таку модель утворення і зростання крапель. За певних умов (температури, вологості, тиску) перші краплі утворюються за рахунок конденсації води, що перебуває в пароподібному стані, на дрібних частинках — ядрах конденсації, яких завжди багато в тропосфері. Щойно утворені краплі надто малі і мають дуже слабку РВ. Однак процес конденсації продовжується і краплі збільшуються, зростає і їх відбиваність. Утворена крапля 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 межах 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 злива-

ються. З двох дрібних крапель утворюється одна більша. Із формули (3.23) випливає, що збільшення діаметра краплі в два рази зумовлює зростання відбиваності в 64 рази. Одна велика крапля може зробити більший внесок у РВ роздільного об'єму, ніж багато дрібних крапель. Процес збільшення крапель за рахунок їх злиття в результаті зіткнення називають *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 гідрометеорів починають падати, підсилюючи спадні потоки у хмарі і збільшуючи турбулентність. Звідси випливає, що РВ (а отже, і прийнята радіолокатором потужність відбитих радіохвиль), що надто залежить від розмірів крапель і повинна характеризувати ступінь небезпеки хмар для літаків щодо наявності ЗНТ.

Дійсно, шаруваті, шарувато-купчасті і високі купчасті хмари, в яких процеси турбулентного обміну слабо розвинені (табл. 3.4), не мають і великих РВ ($Z < 10^2 \text{ мм}^6/\text{м}^3$). У таких хмарах не спостерігається 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 потужнокупчастих і купчасто-дощових 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, високі РВ є індикаторами тих районів тропосфери, в яких імовірність ЗНТ підвищена.

Якщо одночасно вимірювати РВ хмари і безпосередньо величину турбулентності (наприклад, параметр σ_v — середньоквадратичну швидкість турбулентної пульсації швидкості вітру) у хмарі та наносити результати вимірювань на графік, побудований у координатах $10 \lg Z - \sigma_v$, то виявиться характерна статистична залежність, приклад якої показано на рис. 3.10.

З рисунка видно, що підвищення інтенсивності турбулентності σ_v супроводжується зростанням РВ Z лише в середньому. Детермінованого зв'язку не існує, але простежується кореляційний зв'язок.

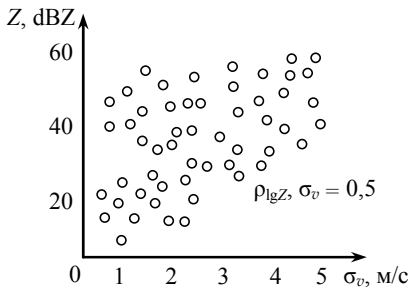


Рис. 3.10. Ілюстрація взаємозв'язку між σ_v і Z за даними вимірювань

Коефіцієнт кореляції між величинами σ_v і $10 \lg Z$ дорівнює приблизно 0,5, що характеризує не дуже тісну, але помітну кореляцію між цими двома випадковими параметрами. Подібні залежності були отримані під час спеціальних експериментів у польоті [31], що дозволяють оцінити статистичні характеристики РВ за 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 середньоквадратична швидкість турбулентних пульсацій досягає рівня σ_{v0} , тобто $\sigma_v \geq \sigma_{v0}$, при прольоті через купчасто-дошову хмару з максимальною відбиваністю Z показана на графіках (рис. 3.11), взятих з праці [2].

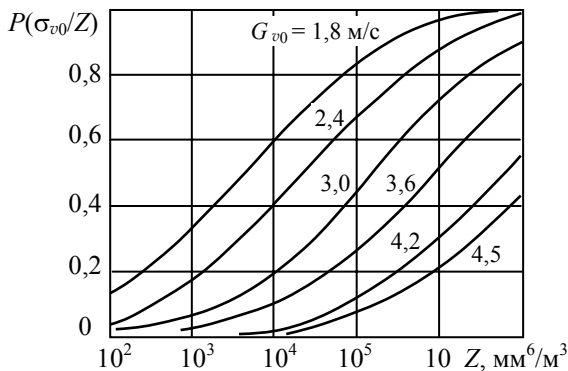


Рис. 3.11. Імовірність потрапляння в зону турбулентності з інтенсивністю σ_{v0} при прольоті через хмару, якщо її РВ дорівнює Z

Значення σ_{v0} на рисунку відповідають шкалі інтенсивності бовтанки (табл. 3.1).

Зв'язок між РВ із електричною активністю. У потужних конвективних хмарах з того моменту, як у них починається інтенсивне збільшення розмірів частинок, наслідком чого є 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 зазвичай має і найбільшу РВ.

Електричні сили взаємодії також сприяють коагуляції (збільшенню розмірів через зливання) крапель. Тому між електричним полем у хмарі і його РВ існує певний кореляційний зв'язок, який ґрунтується на тому, що і напруженість поля E , і РВ Z у середньому зростають з підвищенням концентрації і розмірів частинок.

Цей зв'язок експериментально досить чітко просліджується лише для середніх значень параметрів і тільки за великої РВ ($Z \geq 30 \text{ dBZ} = 3 \cdot 10^4 \text{ мм}^6/\text{м}^3$), тобто в потужно-купчастих, купчасто-дощових і грозових хмарах. Залежність між середніми значеннями Z і E показує, що нагромадження зарядів і відповідне зростання напруженості поля є чинниками грозової небезпеки. Таким чином, максимальна РВ купчасто-дощової хмари може бути непрямою ознакою її електричної активності. Іноді граничним значенням РВ вважають $Z = 2 \cdot 10^4 \text{ мм}^6/\text{м}^3$. Це означає, що якщо РВ перевищує це значення, часто спостерігаються грозові зливи.

Важливим явищем з погляду безпеки польотів є також електризація літака під час польоту в хмарах. Її можна оцінювати значеннями середніх величин електростатичних зарядів $Q_{\text{л}}$, які отримує літак під час польотів у хмарах із середньою РВ. Складна залежність електризації літака від мікроструктури хмар не дозволяє розраховувати на тісну кореляцію між зарядом літака $Q_{\text{л}}$ і РВ хмар навіть для середніх величин. Певний зв'язок між РВ і $Q_{\text{л}}$ існує тільки в разі великих значень РВ, які відповідають розвиненим формам конвективних хмар типу Сб.

Для більш надійного розпізнавання зон блискавкової небезпеки, крім вимірювань РВ, існують інші методи, пов'язані з реєстрацією власного електромагнітного випромінювання блискавок, вимірюваннями напруженості поля та ін.

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

З погляду величин РВ і особливостей розподілу РВ у хмарі відомі такі 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 від'ємних температур;
- 6) радіолокаційне відбиття має вертикальну довжину не меншу за 6 км і досягає висот не менших ніж 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 [30]. 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
Середня величина РВ, dBZ	32	46
Дисперсія величини РВ, dBZ ²	115	100

За логнормального розподілу величини Z , а отже, гауссового розподілу величини РВ, вираженої в дибизетах, умовні щільності розподілу РВ для градових хмар і зливових хмар без граду показано на рис. 3.12.

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

Для більш надійного розпізнавання зон граду застосовують спеціальні радіолокаційні методи (випромінювання на двох довжинах

хвиль, використання поляризаційних характеристик). Деякі з них розглянуто в підрозділах 3.6 і 3.8.

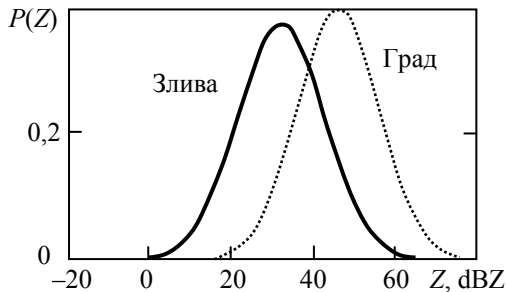


Рис. 3.12. Моделі умовних щільностей розподілу РВ, dBZ для граду і зливого дощу

3.4.5. Радіолокаційна відбиваність як інформативний параметр локалізації небезпечного метеорологічного явища

Щоб уникнути надмірної абстрактності, величину РВ як ІІ будемо розглядати стосовно локалізації ЗНТ, тобто найбільш поширеного НМЯ, яке традиційно є важливим об'єктом зондування МНРЛС. Варто мати на увазі, що аналогічний підхід можливий і для локалізації інших різновидів НМЯ.

Нехай виконується локалізація ЗНТ на основі вимірювань середньої потужності $\bar{P}_{\text{пр}}$ прийнятого сигналу. Оскільки потужність $\bar{P}_{\text{пр}}$ пропорційна РВ метеорологічного об'єкта Z (див. формулу (3.24)), то вимірювання $\bar{P}_{\text{пр}}$ буде еквівалентним вимірюванню Z за відповідного калібруванні радіолокатора (див. підрозд. 3.4.7). Отже, необхідно виконати локалізацію ЗНТ за одним інформативним параметром Z , причому є статистичні дані, що характеризують розглянуті класи об'єктів, зокрема, відомий статистичний зв'язок РВ Z з параметрами турбулентності (рис. 3.10).

Відповідно до визначення, наведеного в підрозд. 3.3.1, метеорологічний об'єкт (хмара) належить до класу небезпечних (зокрема ЗНТ), якщо середньоквадратична швидкість σ_v турбулентних пульсацій, що діють на літак під час перетинання хмари, досягає рівня σ_{v0} .

У протилежному разі ($\sigma_v < \sigma_{v0}$) об'єкт належить до класу безпечних. На рис. 3.13 подано ті самі дані, що й на рис. 3.10, але за результатами вимірювань метеорологічні об'єкти поділено на два класи: $\sigma_v \geq \sigma_{v0}$ і $\sigma_v < \sigma_{v0}$, розділених прямою, паралельною осі ординат, що проходить через значення σ_{v0} .

Якщо потрібно виявити зони турбулентності, починаючи з помірної інтенсивності, то це означає, що $\sigma_{v0} = 3$ м/с відповідно до табл. 3.1.

На рис. 3.13 кружечками показано отримані заздалегідь результати одночасних вимірювань РО Z і середньоквадратичної швидкості турбулентних пульсацій вітру σ_v . Це — апіорна інформація.

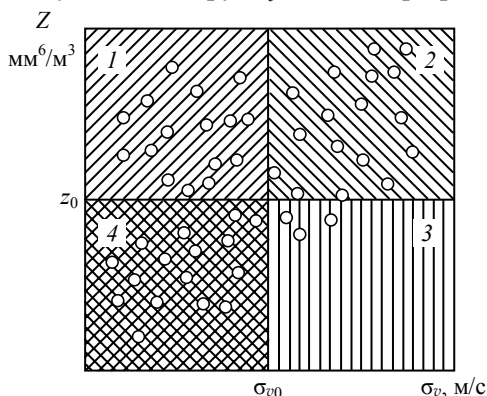


Рис. 3.13. Поділ об'єктів на небезпечні та безпечні

На практиці, вибираючи рівень σ_{v0} поділу хмар на небезпечні та безпечні з погляду ЗНТ, варто враховувати таке. Вплив турбулентності може стати безпосередньою причиною руйнування літака лише тоді якщо $\sigma_v > 8-10$ м/с; до травматизму серед пасажирів можуть призвести польоти в зонах з $\sigma_v \geq 3$ м/с.

Для подальших розрахунків прийнято умову $\sigma_{v0} = 2,4$ м/с. За шкалою інтенсивності бовтанки літаків, що рекомендується ІКАО, цей рівень відповідає слабкій бовтанці, але яка ближче до межі між слабкою й помірною бовтанкою (див. табл. 3.1).

Нагадаємо, що йдеться про непрямі оцінки, тобто за допомогою радіолокатора не можна виміряти безпосередньо середньоквадра-

тичну швидкість σ_v , але можна оцінити значення Z за вимірюваною потужністю $\bar{P}_{\text{пр}}$. 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 належить до класу небезпечних, якщо $Z < Z_0$, — до класу безпечних. Отже, при локалізації ЗНТ за інформативним параметром Z бачимо, що всі об'єкти, які потрапили в ділянку над лінією $Z = Z_0$, (рис. 3.13), належать до класу небезпечних. Вважаємо, що об'єкти, які потрапили в ділянку нижче лінії $Z = Z_0$, належать до класу безпечних.

З рис. 3.13 видно, що в ряді випадків при локалізації ЗНТ допущені помилки. Зони правильних і помилкових рішень виділено штрихуванням. Випадки помилкової тривоги відповідають точкам, що містяться в зоні 1; точки, що лежать у зоні 2, відповідають випадкам правильної локалізації ЗНТ; три точки, що лежать у зоні 3, відповідають випадкам пропуску ЗНТ; зона 4 характеризує ситуації прийняття правильних рішень про відсутність ЗНТ.

Усі авіаційні метеорологічні радіолокатори дозволяють оперативно оцінювати відбиваність Z метеорологічних об'єктів за середньою потужністю прийнятого сигналу $P_{\text{пр}}$.

Інформативним параметром при локалізації ЗНТ бортовою РЛС можна вважати РВ Z або монотонно пов'язану з РВ величину 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 підрозд. 3.3, для вектора інформативних ПП \vec{X} .

Нехай розв'язується задача локалізації ЗНТ для вектора ПП $\vec{X} = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$. Припускаємо, що розподіл складових вектора ПП описується n -вимірним нормальним законом. Як буде показано далі, це припущення є цілком обґрунтованим у випадку застосування логарифма РВ як ПП.

В одновимірному випадку, коли $\vec{X} = x = \lg Z$, умовний розподіл ПП за стану об'єкта ω_j набуває вигляду

$$p(x/\omega_j) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_j^2}} \exp\left[-\frac{(x - \langle x \rangle_j)^2}{2\sigma_j^2}\right], \quad (j = 1; 2), \quad (3.27)$$

де $\langle x \rangle_j$ — середнє значення ІІ x ; σ_j^2 — його дисперсія за стану метеорологічного об'єкта ω_j .

Підставляючи вираз (3.27) у формулу (3.5) і вважаючи, що функція $f[*]$ є натуральним логарифмом, дістаємо

$$\begin{aligned} y(x) &= \ln \frac{p(x/\omega_1)}{p(x/\omega_2)} = \\ &= \ln \left\{ \sqrt{\frac{\sigma_2^2}{\sigma_1^2}} \exp \frac{1}{2\sigma_2^2} \left[(x - \langle x \rangle_2)^2 - \frac{1}{2\sigma_1^2} (x - \langle x \rangle_1)^2 \right] \right\}. \end{aligned} \quad (3.28)$$

Нижній індекс 1 у формулі (3.28) відповідає стану об'єкта ω_1 (небезпечному), а нижній індекс 2 — стану ω_2 (безпечному). Перетворимо вираз (3.28), привівши його до квадратного рівняння:

$$y(x) = \ln \frac{p(x/\omega_1)}{p(x/\omega_2)} = a_1 x^2 + a_2 x + a_0, \quad (3.29)$$

де

$$a_1 = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\sigma_2^2} - \frac{1}{\sigma_1^2} \right]; \quad (3.30)$$

$$a_2 = \left[\frac{\langle x \rangle_1}{\sigma_1^2} - \frac{\langle x \rangle_2}{\sigma_2^2} \right]; \quad (3.31)$$

$$a_0 = -\frac{1}{2} \ln \frac{\sigma_1^2}{\sigma_2^2} + \frac{1}{2} \left[\frac{\langle x \rangle_2^2}{\sigma_2^2} - \frac{\langle x \rangle_1^2}{\sigma_1^2} \right]. \quad (3.32)$$

Для обчислення $y(x)$ за допомогою формул (3.29)–(3.32) необхідні експериментальні дані, які отримують під час одночасних вимірювань РВ Z і параметрів турбулентних пульсацій σ_v у конвективних хмарах. Аналіз експериментальних даних підтверджує, що випадкова величина РВ Z підлягає 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 $x = \lg Z$, показано на рис. 3.14.

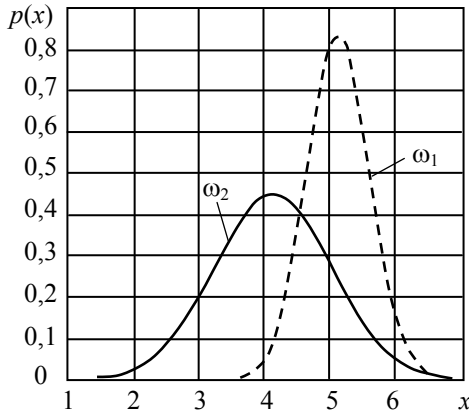


Рис. 3.14. Щільності розподілу ПІ $\lg Z$ у ситуаціях ω_1 і ω_2

Можливість апроксимації розподілів $p(x/\omega_j)$ параметра $x = \lg Z$ нормальним законом є основною причиною того, що як ПІ використовуються не абсолютні значення РВ Z , а їхні логарифми.

Оцінки параметрів розподілів:

для стану ω_1 : $\langle x \rangle_1 = 5,1$; $\sigma_1^2 = 0,23$;

для стану ω_2 : $\langle x \rangle_2 = 4,1$; $\sigma_2^2 = 0,79$.

Дискримінантна функція $y(x)$ після підставлення значень $\langle x \rangle_j$ і σ_j^2 у формули (3.30)–(3.32) та у вираз (3.29) набуває вигляду

$$y(x) = -1,54x^2 + 16,98x - 45,29 . \quad (3.33)$$

Користуючись співвідношеннями теорії ймовірностей, за заданими $p(x/\omega_j)$ можна отримати щільності ймовірностей дискримінантної функції (3.33), значення якої є випадковими величинами, функціонально пов'язаними з величиною x , у станах ω_1 і ω_2 :

$$\begin{aligned}
p(y/\omega_j) = & \left[\sqrt{2\pi} \sigma_j \sqrt{a_2^2 - 4a_1(a_0 - y)} \right]^{-1} \times \\
& \times \left\{ \exp \left[- \frac{\left[\sqrt{a_2^2 - 4a_1(a_0 - y)} - 2a_1 \langle x \rangle_j - a_2 \right]^2}{8a_1^2 \sigma_j^2} \right] + \right. \\
& \left. + \exp \left[- \frac{\left[-\sqrt{a_2^2 - 4a_1(a_0 - y)} - 2a_1 \langle x \rangle_j - a_2 \right]^2}{8a_1^2 \sigma_j^2} \right] \right\} \quad j = 1; 2. \quad (3.34)
\end{aligned}$$

Згідно з визначенням дискримінантної функції* (3.5), (3.28) більшим значенням $y(x)$ відповідає більша ймовірність їх появи в ситуації ω_1 , тоді як меншим значенням $y(x)$ — більша ймовірність появи їх у ситуації ω_2 .

Нехай обрано певний поріг y_0 : якщо $y \geq y_0$ приймається рішення a_1 (небезпечна хмара); при $y < y_0$ приймається рішення a_2 (хмара безпечна).

Уведемо A_j — імовірність перевищення функцією $y(x)$ порога y_0 за умови, що об'єкт перебуває в j -му стані ($j = 1; 2$):

$$A_j = \int_{y_0}^{\infty} p(y/\omega_j) dy. \quad (3.35)$$

Підставивши формулу (3.34) у рівняння (3.35), після заміни змінної дістаємо

* Дискримінантну функцію можна визначити й інакше. Наприклад, у праці [2] використано обернене визначення $y = p(x/\omega_2)/p(x/\omega_1)$. Тоді великим значенням $y(x)$ відповідає менша ймовірність їх появи в ситуації ω_1 , хоча остаточні результати аналогічні.

$$A_j = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_j}} \left\{ \int_{-\infty}^{t'_0} dt \exp \left[-\frac{(t - \langle x \rangle_j)^2}{2\sigma_j^2} \right] + \int_{t''_0}^{\infty} dt \exp \left[-\frac{(t - \langle x \rangle_j)^2}{2\sigma_j^2} \right] \right\} - 1, \quad (3.36)$$

де $j = 1; 2$, $t'_0 = \frac{-a_2 - \sqrt{a_2^2 - 4a_1(a_0 - y_0)}}{2a_1}$; $t''_0 = \frac{-a_2 + \sqrt{a_2^2 - 4a_1(a_0 - y_0)}}{2a_1}$.

Умовні ймовірності помилкових рішень (3.9), (3.10) визначимо через A_j таким чином: імовірність хибної тривоги $F_{\text{ЗНТ}} = A_2$; імовірність пропуску ЗНТ $1 - D_{\text{ЗНТ}} = 1 - A_1$. Залежності ймовірностей $D_{\text{ЗНТ}}$, $F_{\text{ЗНТ}}$ і сумарної ймовірності помилки $P_{er} = F_{\text{ЗНТ}} + (1 + D_{\text{ЗНТ}})$ від порога y_0 зображено на рис. 3.15.

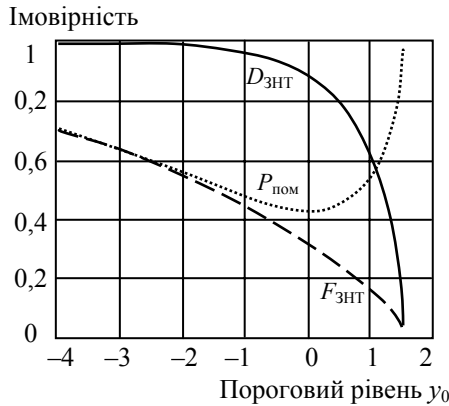


Рис. 3.15. Показники ймовірності локалізації ЗНТ за РВ

Оскільки обґрунтувати значення ціни вірних і помилкових рішень складно, а наявних даних недостатньо для одержання точних значень апіорних ймовірностей $P(\omega_1)$ і $P(\omega_2)$, то оптимальне значення порога поділу $y_{0\text{опт}}$ не може бути обчислено апіорно. Тому при визначенні рівня y_0 доводиться керуватися оцінками щільностей розподілу дискримінантної функції в ситуаціях ω_1 і ω_2 .

Наприклад, якщо вибрати y_0 з умови ідеального спостерігача $p(y_0 / \omega_1) = p(y_0 / \omega_2)$, то отримуємо ймовірність правильного виявлення $D_{\text{ЗНТ}} = 0,89$ за ймовірності помилкової тривоги $F_{\text{ЗНТ}} = 0,32$.

Зниженням порогового рівня можна підвищити ймовірність правильного виявлення ЗНТ, однак при цьому зростає й ймовірність помилкової тривоги. Наприклад, якщо $D_{\text{ЗНТ}} = 0,99$, $F_{\text{ЗНТ}} = 0,69$.

Наведена методика оцінювання достовірності локалізації ЗНТ носить загальний характер і може бути поширена на багатовимірний випадок локалізації НМЯ за вектором ІП. Оцінити ж достовірність локалізації ЗНТ за одним параметром Z можна й дещо простіше, як це зроблено в праці [32], 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 оцінювання небезпеки, незважаючи на розроблення інших, більш достовірних методів, про які йтиметься далі.

Варто мати на увазі, що амплітудні параметри (РВ або середня потужність відбитих сигналів) характеризують небезпеку метеорологічних об'єктів інтегрально, без точного зазначення місця розташування ЗНТ у хмарі. Підвищення достовірності отриманої інформації і збільшення її деталізації може бути досягнуто із залученням додаткових ІП (підрозд. 3.5–3.7). Варто також врахувати необхідність калібрування і градування МНРЛС при використанні методів, заснованих на оцінці РВ (підрозд. 3.4.6).

3.4.6. Вимірювання радіолокаційної відбиваності

Функції режиму «Метео». Вимірювання РВ МНРЛС здійснюється в режимі «Метео», призначеному для виявлення метеоутворень та інтегральної оцінки їх небезпеки за величиною РВ. Цей режим є одним з основних режимів функціонування МНРЛС.

У режимі «Метео» типові МНРЛС можуть виконувати такі функції:

- ◆ виявлення зовнішніх меж метеоутворень;
- ◆ виявлення зон підвищеної інтенсивності опадів;
- ◆ інтегральне оцінювання небезпеки метеоутворень;
- ◆ коригування прийнятого сигналу за відстанню;
- ◆ компенсація ослаблення радіохвиль у хмарах і опадах;

◆ формування зон невизначеності виявлення метеоутворень у разі їх сильного ослаблення;

◆ 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» іноді передбачається виявлення зустрічних літаків і вертольотів, що перебувають у зоні огляду. Використовуючи електронний маркер, який дозволяє вимірювати дальність і курсовий кут орієнтирів, можна вимірювати координати зустрічних літаків і метеоутворень, напрям і швидкість їх переміщення. Це характерно для українських МНРЛС виробництва ВО «Радар», розроблених НДІ «Буран».

Основний спосіб визначення небезпеки метеоутворень, що застосовується МНРЛС, цілком відповідає розглянутій вище теорії. Він полягає у вимірюванні інтенсивності опадів I або $PВ Z$ по перетину хмари променем радіолокатора в горизонтальній або вертикальній площині, визначенні зон, у яких I або Z перевищують установлений граничний рівень, і ухваленні рішення про небезпеку метеоутворення у разі існування таких зон. Методику визначення граничного рівня сигналу відповідно до заданої вірогідності локалізації ЗОТ наведено у підрозд. 3.4.7.

Класифікацію опадів за їх інтенсивністю, запропонованому Національним бюро погоди США, наведено в табл. 3.6. Значення інтенсивності опадів і відповідні їм $PВ$ часто використовують МНРЛС для визначення й індикації зон опадів.

Таблиця 3.6

Інтенсивність опадів і $PВ$ вимірювані сучасними МНРЛС

Характеристика опадів	Інтенсивність опадів, мм/год	$PВ, Z$	
		$мм^6/м^3$	dBZ
Слабкі	0,76...3,8	$(1,3...17) \cdot 10^2$	21...32
Помірні	3,8...12,7	$(1,7...12) \cdot 10^3$	32...41
Сильні	12,7...50,8	$(1,2...11) \cdot 10^4$	41...50
Інтенсивні	50,8...204	$(1,1...10) \cdot 10^5$	50...60

Зазвичай на екранах індикаторів МНРЛС зони слабких опадів відображають зеленим кольором, зони помірних опадів — жовтим, а зони сильних опадів — червоним.

Деякі МНРЛС додатково відображають зони інтенсивних опадів кольором фуксин. Наявність зон сильних опадів означає небезпечність метеоутворення.

Додаткову інформацію про небезпеку метеоутворень містить градієнт інтенсивності опадів, наприклад, за дальністю:

$$\text{grad } I(R) = \frac{|I(R_1) - I(R_2)|}{|R_1 - R_2|}, \quad (3.37)$$

де $I(R)$ — значення інтенсивності опадів на дальності R , $R_1 = R - \Delta R/2$, $R_2 = R + \Delta R/2$, ΔR — ширина кільця дальності.

Самостійного практичного застосування МНРЛС градієнтний спосіб не знайшов, проте вважають [33], що ті ділянки перетину метеоутворення, де ширина зазначених у табл. 3.6 зон опадів менша, є більш небезпечними, ніж ті ділянки, де ширина зон опадів більша.

Точність оцінювання РВ. Для надійного оцінювання небезпеки хмар і опадів необхідно досить точно вимірювати РВ. Похибки вимірювання 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, що виникають під час приймання відбиттів від земної поверхні по основній і бокових пелюстках;
- вплив довжини хвилі за рахунок можливого відхилення характеру розсіяння 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 (3.26) яке після диференціювання по I прийме вигляд

$$\Delta Z = abI^{b-1}\Delta I. \quad (3.38)$$

Розділивши вираз (3.38) на рівняння (3.26), отримаємо

$$\frac{\Delta Z}{Z} = b \frac{\Delta I}{I}, \quad \text{або} \quad \frac{\Delta I}{I} = \frac{1}{b} \cdot \frac{\Delta Z}{Z}. \quad (3.39)$$

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

Методами підвищення точності оцінки РВ є усереднення сигналу, зниження рівня бічних пелюсток, коригування за дальністю, компенсація ослаблення радіохвиль, калібрування РЛС.

Усереднення прийнятого сигналу. Як впливає з визначення РВ (див. підрозд. 3.4.2), РВ є амплітудним ПІ, оцінюваним за середньою потужністю відбитого сигналу з урахуванням необхідних коригувань за дальністю.

Чому саме середня потужність становить інтерес у разі потреби оцінити радіолокаційну відбиваність? Кожний, хто спостерігав амплітуду відбитого від хмар або опадів сигналу як функцію дальності на екрані індикатора типу А, помічав, що сигнал флюктує подібно до шуму приймача. Причиною цього є взаємний рух сукупності розсіювачів, унаслідок чого сумарний сигнал може в різні моменти часу ставати більшим або меншим.

Сумарна середня потужність відбиттів від випадкової сукупності нерухомих розсіювачів дорівнює сумі потужностей, створюваних окремими розсіювачами. Це має фундаментальне значення для радіолокаційної метеорології, бо інакше всі висновки про РВ залежали б не тільки від розподілу гідрометеорів за розмірами, але й від місця розміщення кожної частинки та від його (місця) зміни з часом. Насправді ж достатньо визначити середню потужність.

Надзвичайно важливо для вимірювання РВ визначити скільки реалізацій або скільки часу потрібно для оцінювання середньої потужності?

Спочатку запишемо математичні моделі неусереднених випадкових сигналів. Якщо позначити амплітуду через A , потужність — A^2 і логарифм потужності — $\lg A^2$ (у разі застосування логарифмічного приймача), то розподіли відповідних відбиттів від хаотичної

сукупності гідрометеорів будуть описуватися такими моделями [33; 34]:

– амплітуда — розподілом Релея:

$$p(A) = \frac{2A}{A^2} \exp\left\{-\frac{A^2}{A^2}\right\}; \quad (3.40)$$

– потужність — експонентним розподілом:

$$p(A^2) = \frac{1}{A^2} \exp\left\{-\frac{A^2}{A^2}\right\}; \quad (3.41)$$

– логарифм потужності — моделлю:

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

де $1/M = \ln 10 = 2,303$, $A^2 = P_{\text{пр}}$ — середня потужність (див. формули (3.22), (3.24).

Величина $p(A)dA$ є ймовірністю того, що амплітуда сигналу потрапить в інтервал від A до $A + dA$.

Тепер розглянемо, як впливає усереднення сигналу на розподіл його значень і точність оцінки РВ.

Точність вимірювання результату усереднення J_k потужності за k незалежними відбитими імпульсами можна оцінити за моделлю Маршалла і Хітчфелда, які ввели для цього такий розподіл ймовірностей:

$$p(J_k) = \frac{k^k}{(A^2)^k (k-1)!} J_k^{k-1} \exp\left(-\frac{J_k}{A^2}\right), \quad (3.42)$$

де $J_k = \sum_1^k \frac{A^2}{k}$, а графік цього розподілу показано на рис. 3.16.

Коли неусереднена потужність розподілена за експонентним законом ($k = 1$) і найімовірніше значення її дорівнює нулю, то зі зростанням k максимум розподілу наближається до математичного сподівання середньої потужності.

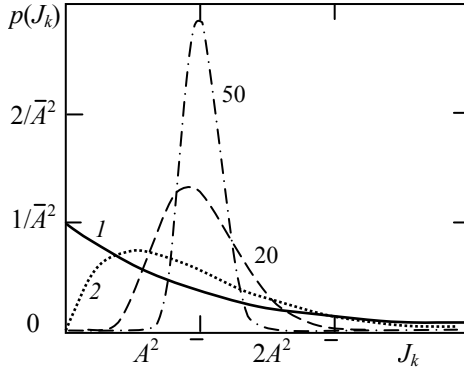


Рис. 3.16. Розподіл імовірності потужності для усереднення k реалізацій

Оскільки для $k \geq 10$ розподіл (3.42) набуває форми гауссового закону (рис. 3.17) з дисперсією $\overline{A^2}/\sqrt{k}$, то для визначення надійного інтервалу, в якому з імовірністю 95 % знаходиться усереднена потужність, можна користуватися простою апроксимацією

$$\overline{A^2} \left(1 - 2/\sqrt{k}\right) \leq J_k \leq \overline{A^2} \left(1 + 2/\sqrt{k}\right) \text{ для } k \geq 10. \quad (3.43)$$

Графічне зображення надійного інтервалу відповідно до формули (3.43) подано на рис. 3.17.

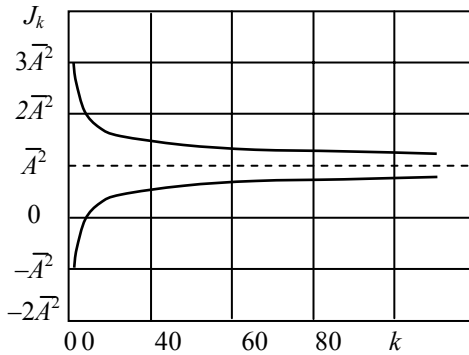


Рис. 3.17. Надійний інтервал (з імовірністю 0,95) оцінки середньої потужності за k незалежними реалізаціями

Так, для $k = 25$ і надійної ймовірності 0,95 вимірюване середнє буде перебувати в інтервалі $\pm 40\%$ від істинного середнього \bar{A}^2 . Оскільки такі похибки мають такий самий порядок, що й інші випадкові похибки, а також з урахуванням того, що подальше підвищення точності оцінки істинної середньої потужності потребує значно більшої кількості незалежних вибірок (пропорційно k^2), то для експериментальних вимірювань потужності ехо-сигналів від хмар і опадів можна обмежитися приблизно $k = 25$ незалежними імпульсами.

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

Коригування сигналу за дальністю. З рівняння (3.24) випливає, що потужність прийнятих сигналів, відбитих від метеоутворень з однакою РВ, обернено пропорційна квадрату їх дальності. Отже, хмари, що мають однакову РВ Z , але перебувають на різних відстанях, створять на вході приймача різну потужність. Для кількісного визначення небезпеки метеооб'єктів за їхньою РВ Z необхідна корекція сигналу за дальністю. Залежність сигналу від дальності під час вимірювання РВ здійснюється за методом ЧАРП приймача МНРЛС. Система ЧАРП (див. рис. 2.1) змінює підсилення приймача залежно від відстані R відповідно до рівняння (3.24).

Системи ЧАРП, застосовувані 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 (3.24). Нехай, наприклад, максимальний коефіцієнт підси-

лення за потужністю дорівнює K_m , а дальність дії ЧАРП — $R_{\text{ЧАРП}}$. Тоді закон зміни коефіцієнта підсилення від дальності визначиться за формулою

$$K(R) = \frac{K_m}{R_{\text{ЧАРП}}^2} R^2. \quad (3.44)$$

Закон ЧАРП (3.44) за максимальної дальності дії ЧАРП $R_{\text{ЧАРП}} = 50$ км і максимального підсилення $K_m = 10^6$ показано на рис. 3.18, де дані по осі ординат відкладено в логарифмічному масштабі.

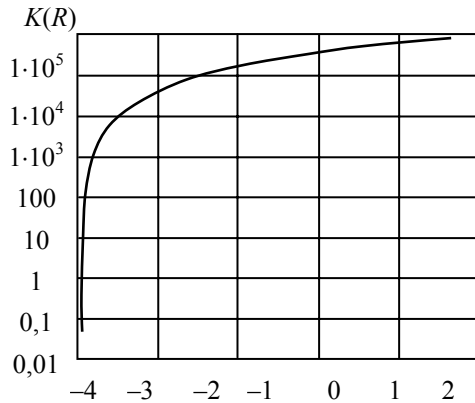


Рис. 3.18. Приклад закону зміни коефіцієнта підсилення приймача за потужністю під дією ЧАРП для корекції сигналу за дальністю

Синхронізуючий імпульс на початку кожного періоду повторення запускає схему ЧАРП, яка керує коефіцієнтом підсилення приймача відповідно до формули (3.44).

Згідно з рекомендаціями Aginc 708 максимальна дальність дії ЧАРП має бути не меншою за 0,25 від максимальної дальності виявлення метеоутворень, обумовленої показником потенціалу, або не меншою 130 км.

Градуовальний графік ЧАРП можна побудувати шляхом введення початкових відліків дальності R_0 і потужності P_0 . Із формули (3.24) отримаємо

$$\frac{P_{\text{нр}}}{P_0} = \left(\frac{R}{R_0} \right)^{-2}. \quad (3.45)$$

Після логарифмування обох частин рівняння (3.45) набуває вигляду, зручного для розрахунків (у децибелах)

$$10 \lg \frac{P_{\text{нр}}}{P_0} = -20 \lg \frac{R}{R_0}. \quad (3.46)$$

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 для оцінювання небезпеки хмар і опадів, розташованих за іншими метеооб'єктами, очевидна. Однак коректна компенсація ослаблення є складним технічним завданням. 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, спричинених некоректним функціонуванням 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 заглухнули через засмокування значних мас води.

У 1975 р. за подібних обставин через втрату потужності обох двигунів зазнав аварії літак DC-9. Загибло 63 людини. У цьому 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 понад 50 мм/год з верхньою крайкою Сб вище ніж 12 000 м.

У звіті NTSB відзначалося, що на показання радіолокатора, який працює в трисантиметровому діапазоні, порівняно сильно впливає ослаблення радіохвиль у водяній парі та атмосферних опадах. Це може призвести до неправильного тлумачення зображення на екрані індикатора. З цього випливає, 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 зумовлено поглинанням атмосферними газами (киснем і водяною парою), поглинанням і розсіюванням хмарами й опадами. Для довжин хвиль 3,2 см, які застосовуються в бортових МНРЛС, ослабленням атмосферними газами можна знехтувати. Ослаблення в хмарах і опадах потрібно обов'язково враховувати.

Гідрометеори, що утворюють хмари, являють собою водяні та/або льодяні частинки, радіус яких може бути меншим за 100 мкм (0,01 см). За таких розмірів 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 (г/м^3).

Концентрація рідкої води в хмарах змінюється від 1 до 2,5 г/м^3 , хоч в окремі моменти часу вміст рідкої води в купчастих перенасичених хмарах досягає 4 г/м^3 . У хмарах, утворених з кристаликів льоду, вміст води у перерахуванні на рідку фазу рідко перевищує 0,5 г/м^3 , а найчастіше менше 0,1 г/м^3 . Ослаблення радіохвиль хмарами, що складаються з крапель води, виражається співвідношенням [35]:

$$L_1 = K_1 M,$$

де L_1 — коефіцієнт ослаблення (на одиницю шляху), дБ/км; K_1 — коефіцієнт ослаблення на одиницю водності; M — водність, г/м^3 :

$$K_1 = 0,4343 \frac{6\pi}{\lambda} \text{Im}(-K),$$

де λ — довжина хвилі НВЧ коливань; m — комплексний коефіцієнт заломлення речовини частинок; $Im(-K)$ — уявна частина величини $K = (m^2 - 1) / (m^2 + 2)$ (див. формулу (3.19)).

Значення K_1 і L_1 для хмар, утворених краплями води і кристалами льоду при $\lambda = 3,2$ см наведено в табл. 3.7. З цих даних видно, що: 1) ослаблення, що вноситься хмарами, зростає зі зниженням температури; 2) ослаблення кристалічними хмарами майже на два порядки менше, ніж ослаблення водяними хмарами з таким же вмістом рідкої води. Тобто ослабленням, унесеним хмарами, що складаються з льодяних кристалів, можна знехтувати.

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

Таблиця 3.7

**Коефіцієнти ослаблення на одиницю водності K_1
і коефіцієнти ослаблення L_1 у разі поширення радіохвиль
в одному напрямі**

Температура, °С	K_1 , дБ/км/г/м	L_1 , дБ/км		
		$M = 1,0$ г/м ³	$M = 2,5$ г/м ³	$M = 4,0$ г/м ³
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	$5,63 \cdot 10^{-4}$	$5,63 \cdot 10^{-4}$		

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

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 [36], залежність між ослабленням та інтенсивністю опадів для $\lambda = 3,2$ см і температури 18°C апроксимується за формулою

$$L_2 = 0,01 I^{1,21}. \quad (3.46)$$

Використовують також рівняння [26]

$$L_2 = 2,9 \cdot 10^{-4} Z^{0,72}, \quad (3.47)$$

де L_2 — однобічне ослаблення через дощ, дБ/км; Z — РВ, $\text{мм}^6/\text{м}^3$.

Підставивши залежність (3.26) $Z = 200I^{1,6}$ у формулу (3.47), побудуємо графіки апроксимацій (3.46) і (3.47) у координатах $I - L_2$ (рис. 3.19). З цих розрахунків видно, що обидві апроксимації дають близькі результати. Для практичного застосування у разі компенсації ослаблення в МРЛ більш зручною є залежність (3.47), оскільки в ній використовується РВ, яку можна безпосередньо визначити за результатами вимірювання середньої потужності прийнятого сигналу.

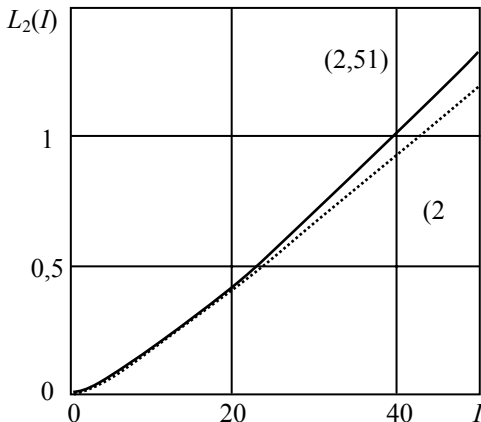


Рис. 3.19. Залежність ослаблення (3,2 см) від інтенсивності дощу

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

Ослаблення сферичними частинками льоду, покритими плівкою води, значно вище. За довжини хвилі 3,2 см і відношення 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 становить менше 10 % від її повного об'єму. З цього випливає, що ослаблення через частинки льоду, що тануть у зоні безпосередньо під нульовою ізотермою, може бути значно більшим, ніж ослаблення в зоні снігу під нульовою ізотермою, а за деяких умов — навіть перевищувати ослаблення в зоні дощу (нижче від нульової ізотерми). Таким чином, мокрий сніг і покритий водяною плівкою лід зумовлюють більше ослаблення, ніж сухий лід. Через нерегулярність форм льодяних частинок і сніжинок для цих випадків складно створити досить прості математичні моделі.

Виконаний аналіз дозволяє зробити висновок, що ослаблення сигналу МНРЛС ($\lambda = 3,2$ см) у хмарах і опадах є істотним і його необхідно компенсувати для адекватного вираження зон метеоутворень, щоб виконати 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 їх поширення визначають як

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{пр}0} 10^{-2 \int_0^R L(R) dR},$$

де $P_{\text{пр}}$ — потужність прийнятого сигналу; $P_{\text{пр}0}$ — 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 (3.46) набуває вигляду

$$10 \lg P_{\text{пр}} = 10 \lg P_{\text{пр}0} - 2 \int_0^R L(R) dR.$$

З огляду на дискретність вимірювань РВ (прийнятої потужності) за дальністю і дискретністю розрахунку коефіцієнта ослаблення,

потужність прийнятого сигналу в середовищі, що не ослаблює, для n -го елемента дальності становить

$$101 gP_{\text{пр}0n} \approx 101 gP_{\text{пр}n} + 2 \sum_{i=1}^{n-1} L_i \Delta R_i \quad (3.48)$$

або, потужність виражається у децибелах,

$$P_{\text{пр}0n}[\text{dB}] \approx P_{\text{пр}n}[\text{dB}] + 2 \sum_{i=1}^{n-1} L_i \Delta R_i,$$

де L_i — коефіцієнт ослаблення на дискретному відліку дальності ΔR_i , розрахований за виразом (3.47) із заміною L_2 на L .

Виходячи з рівняння радіолокації для розподілених цілей (3.24), потужність прийнятого сигналу можна записати у вигляді

$$P_{\text{пр}} = \Pi_m \frac{Z}{R^2}, \quad (3.49)$$

де $\Pi_m = C|K|^2$ — модернізований показник метеорологічного потенціала МНРЛС, причому $|K|^2 \approx 0,93$ для дощу, а C визначається з рівнянь (3.22) і (3.24):

$$\Pi_m \approx \frac{\pi^4 P_{\text{ГРД}} G_A \tau_u c |K|^2 k_3}{128 \lambda^2 L_0}.$$

Підставляючи вираз (3.49) у формулу (3.49) одержимо

$$101 gP_{\text{пр}0} = 101 g\Pi_{\text{пр}n} + 101 gZ_n - 201 gR_n + 20 \sum_{i=1}^{n-1} L_i \Delta R_i.$$

Таким чином, для визначення небезпечних зон для польотів за величиною РВ або інтенсивності опадів відповідно до табл. 3.6, потужність прийнятого радіолокаційного сигналу необхідно відкоригувати з урахуванням дальності й ослаблення.

Принцип коригування за ослабленням аналогічний коригуванню за дальністю (зміна амплітуди). Він відрізняється тільки законом зміни амплітуди, який залежить від вимірюваних значень РВ в елементах дальності. Отже, пристрій компенсації ослаблення за своєю суттю є адаптивним.

Через спільність принципів оброблення прийнятого сигналу коригувальні пристрої за дальністю й ослабленням можуть бути реалізовані на загальному коригувальному елементі. Без послаблення

атмосфери дальність дії коригування радіолокаційного сигналу за дальністю обмежена метеорологічним потенціалом радіолокатора і РВ метеоутворень. Традиційно радіолокатор має бути відградуваний, принаймні, на один поріг небезпеки за РВ метеоутворень. Такий поріг відповідає РВ $Z_0 = 40$ dBZ для помірної інтенсивності опадів 12,7 мм/год (див. табл. 3.6).

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 (3.22) і мінімальною прийнятою потужністю за умови $P_{\text{пр}} / P_{\text{прmin}} = 1$:

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{прmin}} = \Pi \frac{Z_0}{R_{\text{ЧАРП}}^2}. \quad (3.50)$$

Доцільно виокремити випадок, коли розміри метеорологічні цілі виявляються меншими за відбивальний об'єм i , отже, вона сприймається як зосереджена ціль:

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{прmin}} = \Pi^* \frac{Z_0}{R_{\text{ЧАРП}}^4}, \quad (3.51)$$

де Π^* — метеорологічний потенціал МНРЛС у разі неповного заповнення роздільного об'єму метеорологічною ціллю. З рівнянь (3.50) і (3.51) відповідно

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

Якщо дальність перевищує дії ЧАРП $R_{\text{ЧАРП}}$, виникає невизначеність щодо виявлення зон опадів інтенсивністю 12,7 мм/год, оскільки вони не можуть бути виявлені. Це потребує формування і відображення 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 одно-значного виявлення, $R_{\text{ЧАРП}}$ буде зменшуватися пропорційно ослабленню, зумовленому опадами, збільшуючи тим самим зону невизначеності.

Оцінювання вторинних параметрів РВ. Вторинне оброблення сигналів дозволяє оцінити особливості поведінки РВ у часі й просторі. Оцінюючи зміни РВ під час переходу від одного роздільного об'єму метеорологічного об'єкта до іншого, можна вимірювати просторові градієнти РВ:

$$\text{grad}Z_{\Delta r} = \frac{Z(r + \Delta r) - Z(r)}{\Delta r}, \quad (3.52)$$

що відповідає формулі (3.37).

У формулі (3.52) r характеризує координати відбивного об'єму, а Δr — їх зміну. Можна оцінювати градієнти РВ у радіальному напрямку, а можна — в тангенціальному. У першому випадку величина Δr дорівнює роздільній здатності за дальністю $\Delta r \approx c\tau_u / 2$ або кратна їй, якщо порівнюються рознесені, а не суміжні об'єми хмари.

У другому випадку величина Δr дорівнює лінійному розділенню в тангенціальному напрямі, тобто вона пропорційна роздільній здатності за кутом $\Delta r \approx R\theta_{0,5}$, де R — дальність; $\theta_{0,5}$ — ширина ДН антени. Можливі одночасні оцінки градієнтів РВ у радіальному і тангенціальному напрямках.

Зміни РВ протягом часу ΔT , що перевищує час усереднення сигналу при оцінці РВ у роздільному об'ємі $t_{oc} > T_n$, характеризують часові градієнти РВ (швидкість зміни РВ в часі):

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

де T_n — період повторення зондувальних імпульсів радіолокатора.

Відомо, що і стрибки РВ у просторі, і високі додатні градієнти РВ у часі характеризують підвищену небезпеку. Тому і просторові, і часові градієнти РВ можуть бути використані як ІІ, що містять інформацію про небезпеку хмари.

Крім того, як ІІ часто оцінюють максимальну РА Z_{\max} хмари або максимальну РВ за певним напрямом зондування $Z_{\max l}$, а іноді вимірюють середню РВ метеооб'єкта (або його частини) тощо. Такі оцінки виробляються шляхом автоматичної аналогової або цифрової обробки сигналу з відображенням результатів на екрані МНРЛС.

3.5. Доплерівський спектр

3.5.1. 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.

Краплю, розміщену в напрямку осі ДН антени МНРЛС, показано на рис. 3.20. Промінь антени напрямлений під кутом $\alpha(t)$ до напрямку польоту. Якщо літак рухається з повітряною швидкістю $v_{\text{пов}}$, то радіальна швидкість його дорівнює $v_{\text{рад}}(t) = v_{\text{пов}} \cos \alpha(t)$.

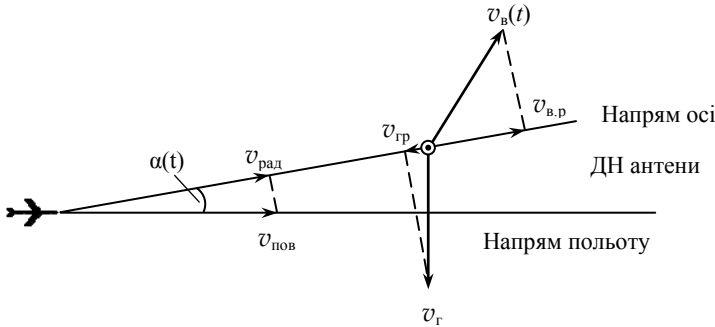


Рис. 3.20. Швидкість краплі відносно радіолокатора

Крім того, на рисунку показано вектор швидкості вітру $v_{\text{в}}(t)$, який включає постійну складову швидкості вітру (повільно мінливу) і турбулентні пульсації швидкості вітру; радіальний компонент вітру $v_{\text{в,р}}$ являє собою проекцію вектора $v_{\text{в}}$ на напрям від радіолокатора на відбивну частинку. Таким чином, радіальна швидкість руху частинки дорівнює

$$v = v_{\text{пов}} \cos \alpha + v_{\text{гр}} + v_{\text{в,р}}. \quad (3.53)$$

Розглянемо доданки у правій частині формули (3.53). Швидкість літака $v_{\text{пов}}$ і кут α , що визначає напрям на ціль, можна вважати відомими, принаймні, для випадку однієї частинки, розміщеної на осі симетрії ДН антени. У випадку сканування ДН антени в горизонтальній площині за невеликих кутів нахилу антени радіальна складова швидкості гравітаційного падіння частинки близька до нуля: $v_{\text{гр}} \approx 0$. Якщо антена нахилена у вертикальній площині на кут θ , радіальна складова швидкості гравітаційного падіння, як впливає з геометричного розгляду, становить

$$v_{\text{гр}} = v_{\text{г}} \sin \theta. \quad (3.54)$$

У бортових МНРЛС дедалі ширше впроваджується сканування променя у вертикальній площині. Тому вплив швидкості падіння частинок може виявитися істотним у конкретних застосуваннях. Нічого заздалегідь не відомо про швидкість краплі, зумовлену вітром. Це саме та складова швидкості краплі, що містить корисну інформацію про турбулентність і зсув вітру. Припустімо, що розсіювачі добре захоплюються потоками повітря, і турбулентна складова їх швидкості відповідає турбулентній швидкості повітря¹. Тоді можна з упевненістю вважати, що

$$v_{\text{вр}} = \bar{v}_{\text{вр}} + v_{\text{тр}}, \quad (3.55)$$

де $\bar{v}_{\text{вр}}$ — середня швидкість; $v_{\text{тр}}$ — випадкова складова радіальної швидкості вітру, яка характеризує турбулентні пульсації вітру.

Щільність імовірності випадкової величини $v_{\text{тр}}$ описується нормальним законом розподілу з нульовим середнім, а дисперсія цього розподілу σ_v^2 характеризує інтенсивність турбулентності відповідно до класифікації, наведеної в підрозд. 3.1.6 (табл. 3.1).

Унаслідок ефекту Доплера сигнал зворотного розсіяння, прийнятий радіолокатором при опроміненні частинки за схемою

¹ Насправді це припущення виконується не завжди. Частинки, особливо великі краплі дощу, є інерційними і, отже, не повторюють у точності рухи повітряних вихорів. Теорію, у якій враховується інерція крапель в оцінюванні статистичних характеристик швидкостей руху розсіювачів під дією турбулентності повітря, розроблено в праці [13].

(рис. 3.21), буде характеризуватися частотним зсувом відносно зондувального коливання, що дорівнює

$$f = \frac{2v}{\lambda}, \quad (3.56)$$

де v визначається за формулою (3.53); λ — довжина хвилі.

У випадку зондування реального метеорологічного об'єкта прийнятий сигнал формується від безлічі розсіювачів — частинок, які містяться 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 Доплера пов'язані різні методи радіолокаційного отримання інформації про динамічні процеси, які відбуваються в хмарах і опадах. Можливість оцінювати характеристики турбулентності на основі ефекту Доплера ґрунтується на таких 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. У процесі формування сигналу, відбитого від ансамблю частинок, коливання, розсіяні частинками, що містяться в межах роздільного об'єму, взаємодіють між собою, і доплерівські зсуви частоти парціальних сигналів різних розсіювачів у разі накладання призводять до флуктуацій сумарного прийнятого сигналу.

3. Аналіз прийнятий сигнал методом прямого перетворення Фур'є дозволяє отримати його спектр, який залежить від вихідних доплерівських зсувів частоти, викликаних рухомими розсіювачами, а отже, містить інформацію про швидкості цих розсіювачів.

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

3.5.2. Визначення доплерівського спектра

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 для інтерпретації даних широко користуються поняттям доплерівського спектра. Це поняття обумовлено тим, що спектр ехо-сигналу від гідрометеорів утворюється сукупністю доплерівських частот, які залежать від радіальних швидкостей розсіювачів. У понятті доплерівського спектра враховується не тільки розподіл радіальних швидкостей розсіювачів, але й енергетичний аспект 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, роблять більший внесок у доплерівський спектр, ніж швидкості частинок з меншою ЕПР.

Як аргумент доплерівського спектра часто використовують не звичну для фахівців з радіоелектроніки частоту f , а доплерівську швидкість, або радіальну швидкість розсіювачів v . За постійної частоти випромінюваних коливань доплерівська швидкість і доплерівська частота однозначно пов'язані співвідношенням (3.56). Однак величина v як аргумент спектральної функції має більш загальний характер, оскільки вона не залежить від несної 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 дуже залежить від їхніх розмірів. Відповідно до формули (3.19) потужність сигналу, відбитого від краплі, пропорційна шостій степені її діаметра. Тому, якщо у роздільному об'ємі, що формує сигнал зворотного розсіяння, є кілька великих крапель, то їхні швидкості в доплерівському спектрі будуть відігравати більшу роль, ніж швидкості дрібних крапель, хоча їх кількість 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 зонду-

вального 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 за дальністю W , яка в імпульсній РЛС залежить від обвідної зондувального імпульсу, і вагової функції за кутовими координатами $F^2(\theta, \psi)$. Остання, по суті, являє собою форму головної пелюстки ДН антени за потужністю. У випадку прямокутних зондувальних імпульсів і рівномірного розподілу енергії в межах тілесного кута ДН антени зазначений ефекту не спостерігається. Ідеальну нормовану ДН антени, ширина якої $\theta_{0,5} = \theta$, показано на рис. 3.21 у полярній (а) і прямокутній (б) системах координат. У цьому ідеальному випадку $F^2(\theta, \psi) = 1$ у разі відхилень від осі симетрії ДН у межах $\pm\theta/2$ у горизонтальній і вертикальній площинах.

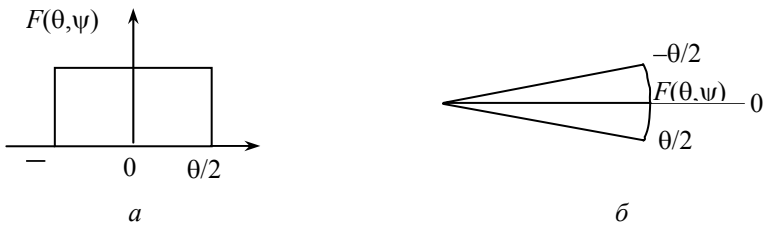


Рис. 3.21. Ідеальна ДН антени:
 а — у прямокутних; б — у полярних координатах

Для спрощеного визначення доплерівського спектра в цьому розділі беруться до уваги тільки ваги, пов'язані з відбивною здатністю крапель. Інакше кажучи, тут вважатимемо, що ДН є ідеальною, а зондувальний імпульс — прямокутним. Вагові функції більш детально розглянуто в підрозд. 3.5.4, а вплив реальної форми ДН на параметри спектра оцінено в підрозд. 3.5.6.

Математичний вираз доплерівського спектра враховує ЕПР краплі $\sigma(D)$, яка залежить від діаметра крапель, і кількість крапель цього 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

$$S_v(v) \sim \int_{D_{\min}}^{D_{\max}} p(v/D) \sigma(D) N(D) dD, \quad (3.57)$$

де інтегрування здійснюється за всіма розмірами крапель від найменших D_{\min} до найбільших D_{\max} .

Розглянемо три співмножники підінтегральної функції (3.57). Для МНРЛС з довжиною хвилі $\lambda = 3,2$ см зазвичай виконується умова $\lambda \gg D$, і ЕПР краплі $\sigma(D)$ розраховують за формулою розсіювання Релея (3.19). Як універсальну математичну модель розподілу крапель за розмірами $N(D)$ зручно використовувати гамма-розподіл у вигляді

$$N(D) = N_0 D^\mu \exp\left(-\frac{3,67 + \mu}{D_0} D\right), \quad (3.58)$$

де значення параметра μ зазвичай лежить між 0 і 5.

Якщо $\mu = 0$, розподіл (3.58) перетворюється в експонентний розподіл Маршалла–Пальмера [30]; D_0 — медіанне значення діаметра краплі, який є тим більшим, чим більша інтенсивність дощу; N_0 — масштабний множник, що визначає концентрацію крапель і залежить від параметра μ . Якщо $\mu = 0$ $N_0 = 8000 \text{ мм}^{-1}/\text{м}^3$. Розрахунки за формулою (3.58) з урахуванням залежності $N_0 = f(\mu, D_0)$ при $D_0 = 2$ мм для $\mu = 0; 1; 3; 6$ наведені на рис. 3.22.

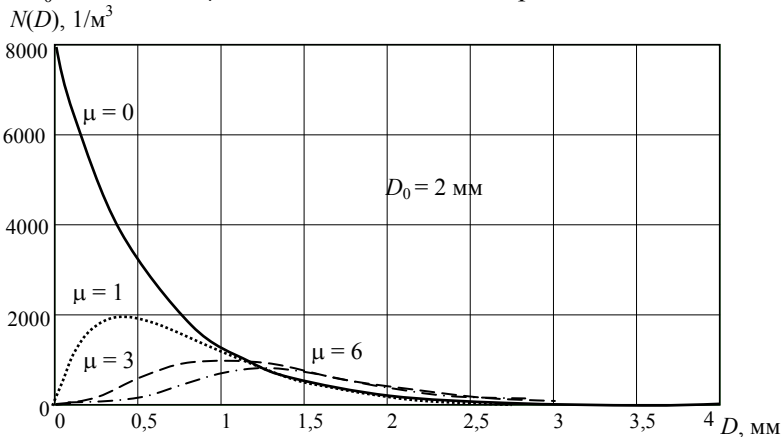


Рис. 3.22. Моделі розподілу крапель за розмірами

Найбільші труднощі виникають при побудові ключового компонента доплерівського спектра у формі (3.57) — моделі умовної щільності розподілу радіальної швидкості краплі $p(v/D)$. Розглянемо випадкові компоненти радіальної швидкості краплі.

Із співвідношень (3.53)–(3.55) випливає, що ними є: 1) швидкість руху краплі під дією випадкової складової швидкості вітру (викликаной турбулентністю); 2) радіальна складова швидкості падіння краплі (викликаной гравітацією). За відсутності вітру швидкість падіння краплі є вектором, напрямленим вертикально вниз.

Швидкість падіння краплі дощу є сталою величиною, оскільки відповідно до закону Стокса сила гравітаційного притягання краплі землею дуже швидко зрівноважується силою опору повітря. Постійна швидкість падіння краплі залежить від розмірів краплі. Зв'язок між діаметром краплі дощу D та її постійною швидкістю падіння v_g апроксимують виразом [39]

$$v_g(D) = 9,65 - 10,3e^{-0,6D}, \quad D \geq 0,109. \quad (3.59)$$

Той факт, що РЛС вимірює тільки проекцію швидкості падіння на лінію променя, можна врахувати відповідно до виразу (3.54) кутом нахилу антени θ , що вводиться у формулу (3.59):

$$v_g(D, \theta) = \alpha(\theta) - \beta(\theta)e^{-0,6D}, \quad \text{де } \alpha = 9,65 \sin \theta, \quad \beta = 10,3 \sin \theta. \quad (3.60)$$

Модель [13] розподілу $p_T(v_T, \varepsilon, D)$ турбулентної швидкості v_T краплі діаметром D за швидкості ДКЕТ — дисипація кінетичної енергії турбулентності (ε) являє собою однокорбу криву з максимумом при $v_T = 0$ і симетричними крилами, що спадають в областях як додатних, так і від'ємних значень v_T . Ширина цього розподілу тим більша, чим більше значення ε , а максимум при $v_T = 0$ тим більший, чим менший діаметр краплі D . Фізичний смисл величини ε , що характеризує інтенсивність турбулентності, викладено у підрозд. 3.1.6.

Якщо на падаючу зі швидкістю $v_g(D)$ краплю діє турбулентність, то сумарна швидкість краплі $v = v_g + v_T$. Таким чином, можна розглядати швидкість гравітаційного падіння $v_g(D)$ краплі ді-

метром D як постійний додатак до швидкості краплі v_t , зумовленої турбулентністю.

З урахуванням того, що $v_t = v - v_f$, розподіл $p(v/D, \varepsilon)$ швидкості крапель діаметра D (парціальний розподіл) можна подати 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 (3.60):

$$p_p(v/D, \varepsilon) = p_t((v - v_g)/D, \varepsilon). \quad (3.61)$$

Парціальні розподіли радіальної швидкості краплі для $D = 0,1; 1; 2; 4; 8$ мм (розраховані при $\theta = 60^\circ$, $\varepsilon = 50 \text{ см}^2/\text{с}^3$) показано на рис. 3.23. Інтегрування парціальних розподілів $p_p(v/D)$ за всіма діаметрами 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 $v + dv$:

$$p_\Sigma(v) = \int_0^{D_{\max}} p_t\{[v - v_g(D, \theta)]/D\} N(D) dD. \quad (3.62)$$

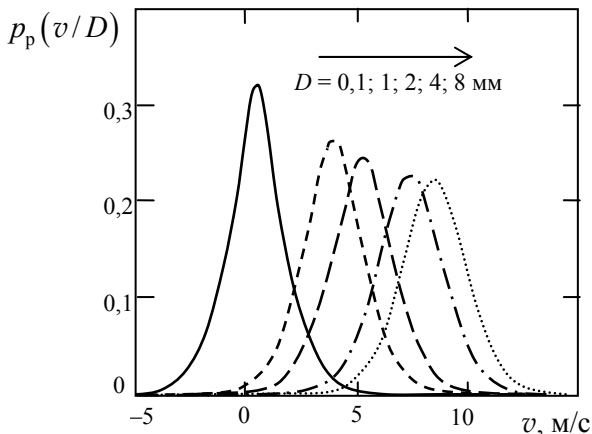


Рис. 3.23. Парціальні розподіли радіальної швидкості для крапель п'яти різних діаметрів

Нормування, яке виконується за умови, що інтеграл від виразу (3.62) дорівнює одиниці, дає розподіл імовірностей радіальних швидкостей крапель під спільною дією гравітаційного падіння і турбулентності:

$$p(v) = p_{\Sigma}(v) / \int_{-\infty}^{\infty} p_{\Sigma}(v) dv. \quad (3.63)$$

На рис. 3.24 зображені розподіли $p(v/\varepsilon, \theta)$ за слабкої (штрихова лінія) і сильної (суцільна лінія) турбулентності для двох моделей зондування: 1 — вертикальне зондування ($\theta = 90^\circ$); 2 — нахил антени $\theta = 20^\circ$ відносно горизонту. При розрахунку було припущено, що $D_0 = 2$ мм, $\mu = 0$.

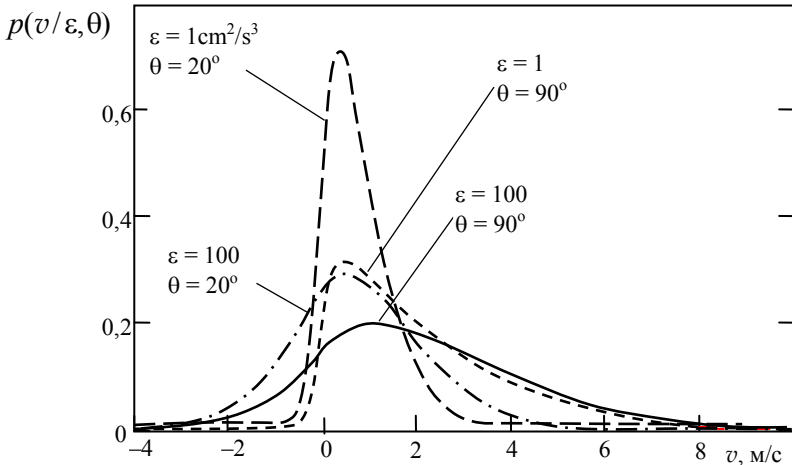


Рис. 3.25. Щільності ймовірностей радіальної швидкості крапель дощу за двох значень інтенсивності турбулентності ε і двох значень нахилу антени θ

З цих графіків видно, що розподіли при $\theta = 90^\circ$ розміщуються з правого боку від розподілів при $\theta = 20^\circ$. Це зумовлено тим, що проекція швидкості падіння крапель на промінь радіолокатора (радіальна швидкість) максимальна, коли промінь антени напрямлений вертикально вгору. Розподіли, що відповідають сильній турбулентності, значно ширші, ніж розподіли, що відповідають слабкій турбулентності. Розширення спектра через турбулентність більше за малих кутів нахилу антени ($\theta = 20^\circ$), ніж за великих кутів нахилу ($\theta = 90^\circ$).

Додатні швидкості (в напрямі на радіолокатор) більш імовірно за зондування вертикально вгору. Імовірність від'ємних швидкостей підвищується з підвищенням інтенсивності турбулентності.

Для обчислення доплерівського спектра необхідно користуватися умовною щільністю розподілу $p_p(v/D, \epsilon)$, обумовленою формулою (3.61), а не щільністю розподілу швидкостей сукупності крапель (3.63).

Таким чином, тепер відомі всі компоненти [(3.61), (3.19) і (3.58)] підінтегральної функції доплерівського спектра $S_v(v, \epsilon)$ відповідно до виразу (3.57), причому інтенсивність турбулентності, що характеризується величиною ϵ , входить у $S_v(v, \epsilon)$ як параметр:

$$S_v(v, \epsilon) \sim \int_{D_{\min}}^{D_{\max}} p_p(v/D, \epsilon) \sigma(D) N(D) dD. \quad (3.64)$$

Розраховані нормовані доплерівські спектри за трьох значень інтенсивності турбулентності показано на рис. 3.25. Нормування виконано за умови, що площа під спектральною кривою дорівнює одиниці.

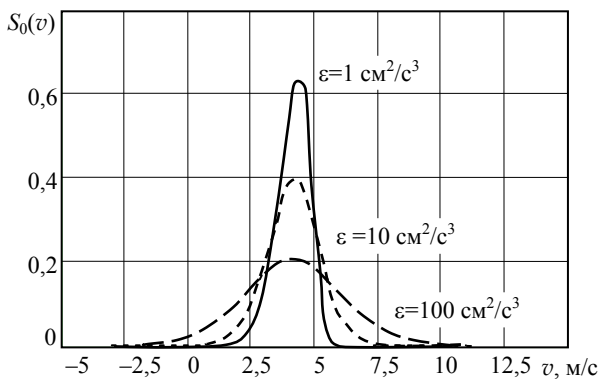


Рис. 3.25. Нормовані доплерівські спектри за різної інтенсивності турбулентності

За реальних вимірювань потужність прийнятих сигналів і амплітуди спектральних складових, які є результатом перетворення Фур'є від часових реалізацій, залежать від енергетичного потенціалу й інших параметрів радіолокатора. Тому для виконання розра-

хунків після підстановки виразів (3.61), (3.19) і (3.58) у вираз (3.64) зручно винести всі співмножники, що не залежать від D , за знак інтеграла і ввести таке нормування, щоб площа під спектральними кривими дорівнювала РВ, тобто $\int S_v(v)dv = Z$:

$$S_v(v, \varepsilon) = \zeta \int_{D_{\min}}^{D_{\max}} p(v/D, \varepsilon) D^6 N(D) dD, \quad (3.65)$$

де ζ — множник, що залежить від λ , $|K|^2$, енергетичних параметрів радіолокатора і нормування.

Розраховані доплерівські спектри за двох значень інтенсивності турбулентності $\varepsilon = 50$ (суцільна крива) і $\varepsilon = 100 \text{ см}^2/\text{с}^3$ (штрихова крива) показано на рис. 3.26.

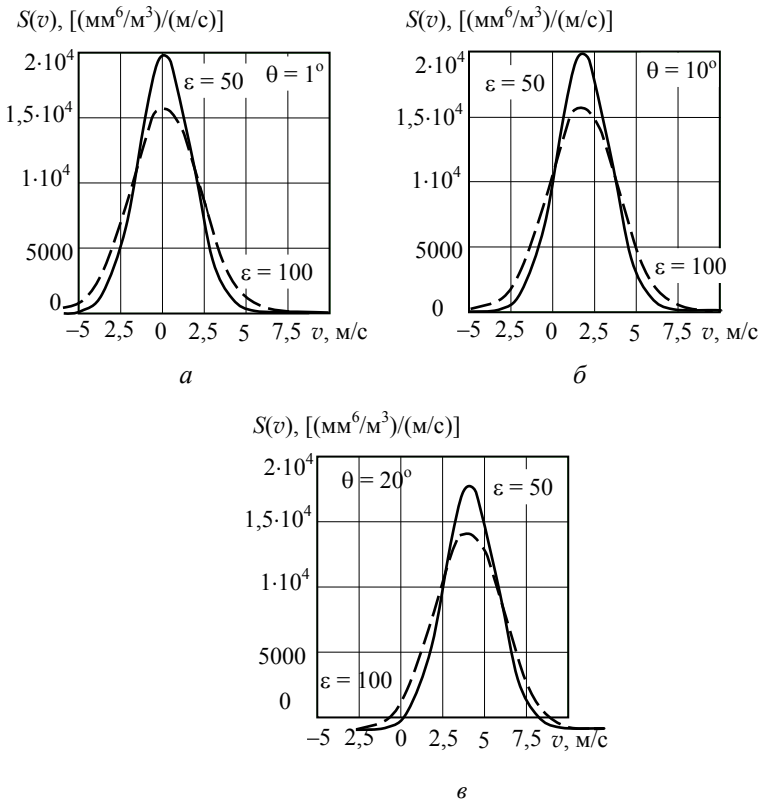


Рис. 3.26. Доплерівські спектри, розраховані за різних кутів нахилу антени у вертикальній площині

Штрихова лінія відповідає турбулентності, вдвічі більшої від інтенсивної (за параметром ε), ніж суцільна лінія. Аналізуючи результати розрахунків, поданих на цих графіках, важливо звернути увагу на положення максимумів спектральних щільностей.

Якщо $\theta = 1^\circ$, максимум розміщується майже в нулі, оскільки проекція швидкості падіння крапель на промінь мала [$\sin\theta$, формула (3.60)], і внесок її у доплерівський спектр близький до нуля.

Зі зростанням θ внесок швидкості падіння крапель збільшується, і спектр зміщується вправо. Зростання кута нахилу ДН антени у вертикальній площині θ супроводжується також невеликим збільшенням ширини доплерівського спектра.

Розширення спектра через швидкості падіння крапель настільки мале порівняно з впливом турбулентності, якщо $\theta \leq 30^\circ$, що його важко помітити на графіках безпосередньо, однак чітко видно деяке зниження максимуму спектральної щільності, що є наслідком розширення спектра зі збереженням нормування.

Якби діяла лише турбулентність, доплерівські спектри, розраховані відповідно до розглянутих моделей, були б симетричні з максимумом при $v = 0$.

Таким чином, детально проаналізовано вплив двох найбільш важливих чинників, що формують доплерівський спектр. Деякі інші метеорологічні явища і процеси радіолокаційного зондування також можуть впливати: 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.

Уплив 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 додатково розшириться.

Рух променя антени також розширить спектр (ці ефекти розглянуто в підрозд. 3.5.6). Вони можуть бути враховані чи компенсовані в процесі оброблення сигналів.

Перехід від доплерівського спектра швидкостей S_v до спектра доплерівських частот S_f легко здійснюється за допомогою доплерівського співвідношення $f(v)$ (3.56):

$$S_f(f) = S_v\left(\frac{f\lambda}{2}\right) / \frac{d[f(v)]}{dv} = S_v\left(\frac{f\lambda}{2}\right) \left(\frac{\lambda}{2}\right). \quad (3.66)$$

У цьому виразі функцію $S_f[f(v)]$ знайдено за правилами пошуку розподілів функцій випадкових величин [38].

3.5.3. Параметри доплерівського спектра

Для розрахунку середньої швидкості і ширини доплерівського спектра зручно користуватися нормованим спектром $S_0(v)$:

$$S_0(v) = \frac{S_v(v)}{\int_{-\infty}^{\infty} S_v(v) dv}. \quad (3.67)$$

Приклади нормованих спектрів показано на рис. 3.25. Якщо питома ЕПР однорідна в межах роздільного об'єму або якщо ЕПР і швидкість краплі є некорельованими величинами, то нормована спектральна щільність буде пропорційна щільності ймовірності радіальних швидкостей. Тоді середня доплерівська швидкість

$$\bar{v} = \int_{-\infty}^{\infty} v S_0(v) dv,$$

а середньоквадратична ширина σ_v — квадратний корінь з дисперсії доплерівської швидкості (або частоти):

$$\sigma_v^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (v - \bar{v})^2 S_0(v) dv. \quad (3.68)$$

Важливо відзначити, що під час нормування типу (3.67) губиться інформація, що міститься в амплітудних характеристиках сигналу.

Повну інформацію із сигналу доплерівського радіолокатора можна отримати, працюючи зі спектрами, що зберігають енергетичні особливості відбитого сигналу. Тому основними параметрами доплерівського спектра у формі, що визначається виразами (3.65) або (3.66) є його моменти:

— нульовий момент

$$\int_{-\infty}^{\infty} S_v(v) dv = Z, \quad (3.69)$$

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

— перший початковий момент

$$\frac{1}{Z} \int_{-\infty}^{\infty} v S_v(v) dv = \bar{v}, \quad (3.70)$$

який визначає середню доплерівську швидкість;

— другий центральний момент

$$\frac{1}{Z} \int_{-\infty}^{\infty} (v - \bar{v})^2 S_v(v) dv = \sigma_v^2, \quad (3.71)$$

що визначає дисперсію доплерівської швидкості розсіювачів.

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

Формула (3.69) свідчить про тісний зв'язок між вимірюваннями РВ з часових реалізацій через їх усереднення для оцінки середньої потужності прийнятого сигналу (підрозд. 3.4) і вимірюваннями нормованих спектрів.

Фактично РВ, будучи нульовим моментом спектра, використовується у формулах (3.70) і (3.71) як нормувальний подільник.

Далі буде показано, що оцінювання середньої доплерівської швидкості \bar{v} і середньоквадратичної доплерівської швидкості σ_v , які визначаються формулами (3.70) і (3.71) відповідно, можна отримати за даними радіолокаційного зондування метеорологічних об'єктів. Їхні величини пов'язані з інтенсивністю НМЯ, такими як ЗНТ і ЗЗВ. Отже, вони є важливими ПП для розв'язання задач локалізації зон НМЯ.

Параметри доплерівського спектра є основними вимірюваними величинами при практичному використанні мереж доплерівських метеорологічних радіолокаторів, наприклад, американських метеорологічних систем WSR-88D NEXRAD [39].

Оцінювання параметрів доплерівського спектра є складним технічним завданням і лежить в основі розроблення алгоритмів, що використовуються в сучасних бортових і наземних метеорологічних радіолокаторах.

Особливості вимірювання спектральних параметрів у МНРЛС розглянуто в підрозд. 3.5.7.

3.5.4. Зв'язок вимірюваних параметрів доплерівського спектра з динамічними процесами у відбивному об'ємі

Обернена задача. У підрозд. 3.5.2 було введено поняття доплерівського спектра і створено його модель, виходячи з того, що швидкості розсіювачів визначаються двома основними чинниками — гравітаційним падінням і турбулентністю, а також розглянуто пряму задачу: за відомих характеристик руху розсіювачів і енергетичних параметрів радіолокаційного зондування необхідно знайти доплерівський спектр. У цьому розділі підходимо з іншого боку до задачі зв'язку вимірюваних параметрів доплерівського спектра з метеорологічними характеристиками відбивного роздільного об'єму. Нехай відомо виміряний 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 належать до класу обернених задач. Вони складніші від прямих і зазвичай мають неоднозначні розв'язки. У цьому випадку розв'язання оберненої 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 спектр формується під дією ряду чинників, кожний з яких робить свій внесок і веде до розширення спектра. Крім впливу турбулентності та різниці швидкостей падіння частинок, до цих чинників належать 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 на підставі розгляду кожного з чинників окремо.

Як видно з рис. 3.20 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 експериментально, формується в результаті згортки всіх індивідуальних спектрів.

Когерентно-імпульсний метеорадіолокатор. Звичайний некогерентний радіолокатор (див. рис. 2.1) непридатний для повноцінних доплерівських вимірювань. Для оцінювання доплерівського спектра необхідний когерентний радіолокатор. Останнім часом в системах бортового радіоелектронного устаткування застосовують когерентно-імпульсні радіолокатори.

Спрощену схему когерентно-імпульсного метеорадіолокатора показано на рис. 3.27. На схемі виділено ті елементи приймально-передавального тракту, які необхідні для розуміння принципу дії РЛС із квадратурними каналами. Пунктиром умовно виділено елементи передавача (ПРД) і приймача (ПМР).

Схема відрізняється від наведеної на рис. 2.1 схеми некогерентної МНРЛС наявністю зв'язку від ПРД до ПМР. Когерентно-імпульсна МНРЛС містить усі характерні для бортового радіолокатора елементи, які показано на рис. 2.1, але відсутні для спрощення на рис. 3.27.

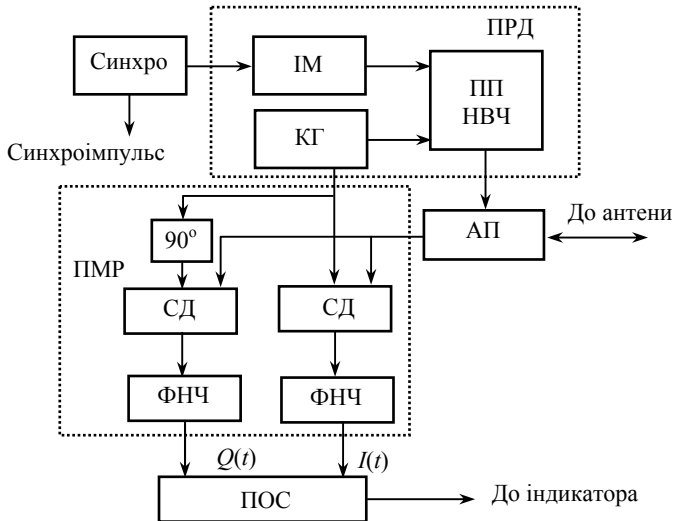


Рис. 3.27. Спрощена схема когерентно-імпульсної МНРЛС з квадратурними каналами

Когерентний гетеродин є генератором, що виробляє стабільні коливання несної частоти. Підсилювач потужності (ПП НВЧ), керований імпульсним модулятором (ІМ), формує послідовність імпульсів тривалістю τ_u і потужністю $P_{\text{ПРД}}$, що випромінюються з періодом повторення $T_{\text{п}}$. 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 КР (рис. 3.27) від радіолокатора за схемою рис. 2.1 полягає також у тому, що він має когерентний приймач.

На схемі це виражається тим, що вихід КГ з'єднаний із синхронними детекторами (СД). Процес детектування в СД можна подати 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 пояснює рис. 3.28.

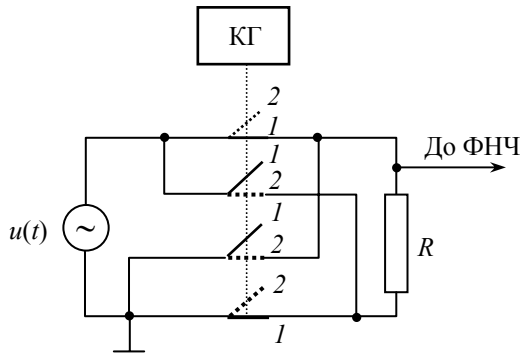


Рис. 3.28. Принцип дії синхронного детектора:
 — стан 1: $\sin \omega t > 0$; стан 2: $\sin \omega t < 0$

Напругу сигналу, що надходить з антенного передавача, позначено як $u(t)$. Вона створює струм у навантаженні R . Цей струм проходить через ключі, стан яких визначається сигналом КГ. Нехай схему побудовано так, що протягом додатного півперіоду синусоїдних коливань КГ ключі перебувають у стані 1. При цьому напру-

га $u(t)$ прикладена до навантаження певним чином, наприклад, так, що струм тече зверху вниз. У наступному півперіоді коливань КГ напруга, що керує діодними ключами, стає від'ємною, і ключі переходять у стан 2. Отже, напруга прийнятого сигналу $u(t)$ буде створювати в навантаженні струм протилежного напрямку.

Таким чином, знак відбитого сигналу, що надходить на підсилювач (рис. 3.27) з фільтром нижніх частот (ФНЧ), змінюється двічі протягом періоду коливань КГ. Амплітуда сигналу на виході СД залежить від фазового зсуву φ_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 додатних півсинусоїд, а усереднена напруга після ФНЧ буде додатною 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 отримує значення між додатним і від'ємним максимумами залежно від величини фазового зсуву φ_e . Отже, СД у когерентно-імпульсній РЛС відіграє роль фазового детектора.

З метою спрощення на схемі (рис. 3.27) подано приймач прямого підсилення. У цьому випадку частота опорного генератора (когерентного гетеродина) і частота випромінюваного сигналу однакові, 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 детальніше фазу φ_e . Коливання (у часі й просторі) вектора електричного поля випромінювання в далекій зоні описуються виразом

$$\mathbf{E}(R, \alpha, \theta, t) = \frac{\mathbf{A}(\alpha, \theta)}{R} \cos \left[2\pi f \left(t - \frac{R}{c} \right) + \psi_t \right], \quad (3.72)$$

де α і θ визначають напрямк від джерела випромінювання на ціль; ψ_t — початкова фаза передавача, яка 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 (3.72) запишемо у вигляді

$$\mathbf{E}(R, \alpha, \theta, t) = \frac{A(\alpha, \theta)}{R} \exp \left[j2\pi f \left(t - \frac{R}{c} \right) + j\psi_t \right]. \quad (3.73)$$

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 (3.73), можна записати як

$$u(t, R) = A \left\{ \exp \left[j2\pi f (t - 2R/c) + j\psi_t \right] \right\} \Theta(t - 2R/c), \quad (3.74)$$

де введено функцію $\Theta(t)$, яка враховує імпульсний характер випромінювання

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

де $A = |A| \exp(j\psi_s)$ — комплексна амплітуда сигналу на вході ПРМ, яка містить фазовий зсув ψ_s , унесений розсіювачем.

Час $\tau_s = 2R/c$, відлічений від моменту випромінювання імпульсу передавача, характеризує положення розсіювача за дальністю. Різниця фаз ехо-сигналу (3.74) і опорного гармонійного сигналу КГ $\sin(\omega t)$ дорівнює

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

де враховано фазовий зсув ψ_s , унесений розсіювачем, а початкова фаза КГ дорівнює нулю.

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

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

являє собою доплерівський зсув частоти в радіанах за секунду.

Необхідно зазначити, що дощові краплі можуть вібрувати під час падіння в повітрі. Тому зсув ψ_s у загальному випадку не є незалежним від часу, а зміни ψ_s за час T_n будуть викликати флуктуації доплерівського зсуву, що зумовить розширення доплерівського спектра.

Доплерівський радіолокатор (див. рис. 3.27) зазвичай містить два СД, на які напруга КГ подається зі зсувом фази на $\pi/2$. З теорії радіолокації відомо, що це підвищує ймовірність виявлення випадкового сигналу, але в даному випадку важливіше те, що це дозволяє визначати **напря́м** руху цілі (знак швидкості). Підсилювачі з фільтрами (ФНЧ) придушують гармонічні 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 можна виразити так:

$$I(t) = \left(\frac{|A|}{\sqrt{2}}\right)\Theta\left(t - \frac{2R}{c}\right)\cos\left(\frac{4\pi R}{\lambda} - \psi_t - \psi_s\right); \quad (3.75)$$

$$Q(t) = \left(\frac{-|A|}{\sqrt{2}}\right)\Theta\left(t - \frac{2R}{c}\right)\sin\left(\frac{4\pi R}{\lambda} - \psi_t - \psi_s\right), \quad (3.76)$$

де $I(t)$ і $Q(t)$ — відповідно синфазна і квадратурна складові ехо-сигналу $u(t, R)$.

Коефіцієнт $1/\sqrt{2}$ в рівняннях (3.75) і (3.76) введений таким чином, щоб сума потужностей у квадратурних каналах відповідала вихідній потужності, усередненій за період високочастотного сигналу:

$$I^2 + Q^2 = \frac{|A|^2}{2}.$$

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

Ехо-сигнали доплерівського метеорардіолокатора. Миттєву вибірку сигналів $I(t)$ і $Q(t)$ можна розглядати як результат стробу-

вання відбитого сигналу з послідовності роздільних об'ємів за дальністю. Кожному стробу (кожній точці просторової вибірки) відповідає деякий роздільний об'єм. Положення роздільного об'єму за дальністю 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 за кутом залежить від ДН антени, а за дальністю — від форми зондувального імпульсу й амплітудно-частотної характеристики фільтра в приймальному каналі. Тривалість стробувальних імпульсів дорівнює або менше тривалості $\tau_{\text{имп}}$ зондувального імпульсу. Необхідно відзначити, що стробувальні імпульси не визначають розміру роздільного об'єму, а лише забезпечують поділ цих об'ємів за дальністю.

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

$$U(t) = I(t) + jQ(t). \quad (3.77)$$

Випадкові розміри і розміщення розсіювачів призводять до того, що амплітуда і фаза $U(\tau_{s1})$ стають випадковими величинами. Вибірка сигналу з іншої дальності (за іншої затримки τ_{s2} стробувального імпульсу) є результуючим сигналом від розсіювачів, розміщених в іншому роздільному об'ємі. Тому варто очікувати, що $U(\tau_{s1})$ буде відрізнятися від $U(\tau_{s2})$, тобто $U(\tau_s)$ випадково змінюється за зміною τ_s навіть за просторової однорідності щільності розсіювачів. Кореляція між вибірками $U(\tau_s)$ за різних значень τ_s залежить від довжини роздільного об'єму за дальністю й інтервалом $\delta\tau_s$ між вибірками. Реальний запис вибірок сигналу (I або Q) метеорологічного радіолокатора, запозичений з праці [36], показано на рис. 3.29. Тут час за дальністю τ_s відкладено по вертикальній осі, а вибірковий час mT_s , ($m = 0, 1, 2, \dots, m_{\text{max}}$) — по осі абсцис. Дані записано за такими умовами: $T_{\text{п}} = 0,75$ мс, тривалість кожної вибірки $m_{\text{max}}T_s = 800$ мс.

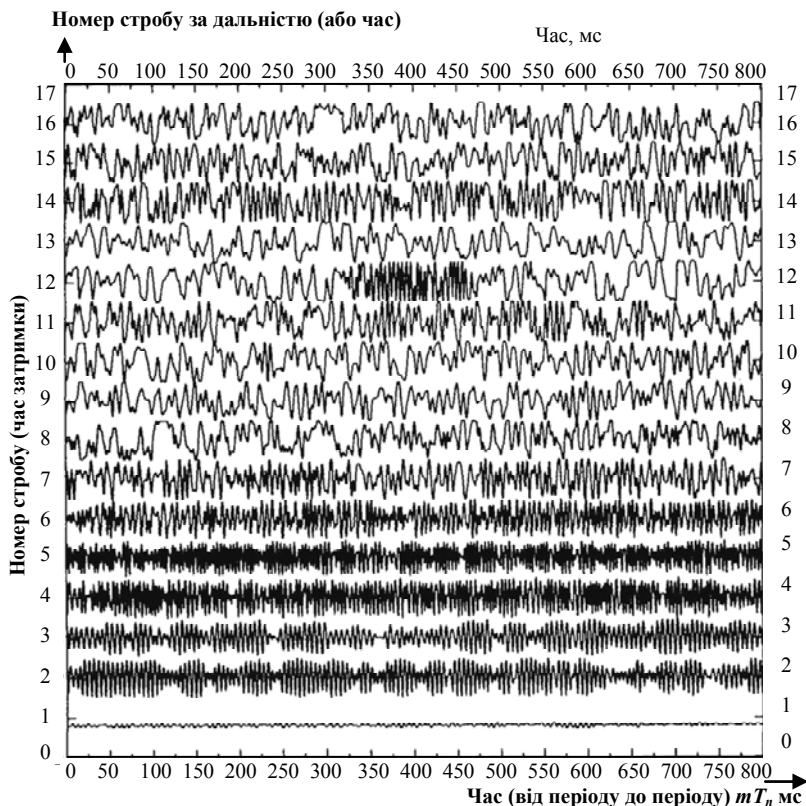


Рис. 3.29. Вибірки ехо-сигналу від дощу як функції вибіркового часу mT_n у 16 каналах дальності, що відповідають затримкам стробів $\tau_{s1} \dots \tau_{s16}$ [36]

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

Наведені записи наочно показують зміни величини вихідного сигналу метеорадіолокатора залежно від вибіркового часу mT_s при 16 значеннях часу затримки стробувального імпульсу за дальністю τ_s . Нульовою амплітудою для кожної флюктуючої кривої є уявлювана горизонтальна лінія, що з'єднує номери стробів на лівій і правій

вертикальних осях. Перший роздільний об'єм віддалений на відстані 600 м від РЛС.

Кожна наступна крива являє собою композицію відбитків від гідрометеорів, що містяться в роздільних об'ємах розміром $\Delta R = 170$ м за дальністю, рознесених на 600 м один від одного відповідно до розносу стробувальних імпульсів за часом на 4 мкс.

Видно, що в перших чотирьох чи п'ятих стробах дальності внесені відносно високі доплерівські зсуви, деякою кількістю гідрометеорів, що переміщуються порівняно швидко. Перехід до підвищеного доплерівського зсуву помітний у стробі номер 12 в інтервалі часу mT_s від 350 до 500 мс.

Відповідно до виразів (3.75) і (3.70) вибірку сигналу $U(\tau_s)$, що складається з відбиттів від множини гідрометеорів, можна подати у вигляді

$$U(\tau_s) = I(\tau_s) + jQ(\tau_s) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_i A_i W_i e^{-j4\pi R_i / \lambda}, \quad (3.78)$$

де $|A_i|/\sqrt{2} = (I_i^2 + Q_i^2)^{1/2}$ — амплітуда ехо-сигналу (до фільтра) i -го розсіявача, розміщеного в точці з координатами R_i, φ_i, θ_i .

Комплексний множник W_i містить інформацію про амплітуду і фазу і є ваговим множником за дальністю. Цей множник враховує зі значущими вагами лише відбиття від тих гідрометеорів, що розміщені поблизу дальності R , визначеної затримкою τ_s ($R = c\tau_s/2$). Початкову фазу ψ_i тут можна випустити, ваговий множник за кутом, 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 пропускання приймача.

Під час радіолокації метеорологічних об'єктів ці умови майже 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 τ_s , є пропорційною добутку амплітуди на комплексно-споряжену величину:

$$\begin{aligned}
 P_{\text{пр}}(\tau_s) \sim UU^* &= \frac{1}{2} \sum_{i,k}^N A_i A_k^* W_i W_k^* \exp[j4\pi(R_k - R_i)/\lambda] = \\
 &= \frac{1}{2} \sum_i^N |A_i|^2 |W_i|^2 + \frac{1}{2} \sum_{i \neq k}^N A_i A_k^* W_i W_k^* \exp[j4\pi(R_k - R_i)/\lambda].
 \end{aligned}
 \tag{3.79}$$

Потужність $P_{\text{пр}}(\tau_s)$ — 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 одного вибірка сигналу від того самого об'єму метеорологічного об'єкта (тобто при $\tau_s = \text{const}$) відрізняється для кожного зондувального імпульсу, а ступінь цієї зміни залежить від періоду повторення імпульсів радіолокатора $T_{\text{п}}$ і відносної швидкості розсіювачів. Потужність $P_{\text{пр}}(\tau_s)$ для послідовності імпульсів описується тим же рівнянням, але R_i і R_k , змінюються внаслідок хаотичного руху розсіювачів. Якщо розсіювачі всередині обраного об'єму за час $T_{\text{п}}$ переміщуються 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 $T_{\text{п}}$ між послідовними вибірками має бути досить малим, щоб послідовність відбитих імпульсів від досліджуваного об'єму (за постійної τ_s затримці) була корельованою.

Друга сума в рівнянні (3.79) являє собою швидкофлюктуючу складову миттєвої потужності $P_{\text{пр}}(\tau_s)$, а перша сума — відносно постійна (якщо зсув розсіювачів за час $T_{\text{п}}$ малий порівняно з відстанями, за 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 переміщені на сотню або навіть більше метрів (для типових параметрів МНРЛС).

Якщо сигнали відбиваються від метеорологічних об'єктів, миттєві значення флюктуючої другої суми можуть виявитися значно більшими, ніж величина першої, тому кількості доданків у другій сумі дорівнює $N(N-1)$, у той час, як перша сума містить усього N

доданків. Однак середнє значення другої суми за багатьма послідовними вибірками (тобто вибіркоче середнє за часом) прямує до нуля у разі нескінченного зростання кількості вибірок. Математично це пов'язано з тим, що границя середньої комплексної показової функції прямує до нуля, а фізично це викликано усередненням усіх гармонічних складових флуктуацій. Таким чином, у разі усереднення сигналу (3.79) він прямує до значення першої суми, яка є вибірковою середньою (за часом) потужністю ехо-сигналу від заданого відбивного об'єму.

Вибіркова середня потужність за часом $\bar{P}_{\text{пр}}(\tau_s)$ залишається постійною в часі, якщо зсув розсіювачів у середньому малий порівняно з відстанями, за яких істотно змінюються вагові функції. З іншого боку, величина $\bar{P}_{\text{пр}}(\tau_s)$ залишається сталою, якщо протягом інтервалу усереднення розсіювачі, переміщені з області, де вагова функція $F^2(\theta_i, \psi_i)W_i(R)$ має значну вагу, замінені іншими, що мають такі ж статистичні властивості (тобто, якщо вважати, що статистичні властивості розсіювального середовища постійні). Час, що становить інтервал усереднення, настільки малий, що зсув гідрометорів зазвичай не перевищує кількох десятків метрів протягом періоду оцінювання середньої потужності. Середня потужність $\bar{P}_{\text{пр}}(\tau_s)$ є потужністю прийнятого сигналу за умови, що сигнал прийнятий з дальності R , тобто відповідає часу запізнювання τ_s . Вона пропорційна РВ Z відповідного об'єму метеооб'єкта.

Ураховуючи, що компоненти I і Q вибірки сигналу є випадковими змінними, розглянемо два послідовних ехо-сигнали, рознесені у часі на $T_{\text{п}}$. Перший — заданий рівнянням (3.78), а другий може бути записаний у вигляді

$$U(\tau_s, T_{\text{п}}) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_i |A_i W_i| \cos \gamma_i - j \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_i |A_i W_i| \sin \gamma_i, \quad (3.80)$$

де

$$\gamma_i = \frac{4\pi R_i}{\lambda} + \frac{4\pi v_i T_{\text{п}}}{\lambda} - \psi_{si} - \beta_i, \quad (3.81)$$

$v_i = \Delta R_i / T_{\text{п}}$ — середня радіальна швидкість, яка необхідна, щоб перемістити i -й розсіювач на відстань ΔR_i ; ψ_{si} — фазовий зсув, внесений розсіювачем; β_i — фаза вагового множника W_i .

Довжина роздільного об'єму за дальністю набагато більша за довжину хвилі ($c\tau/2 \gg \lambda$), і в об'ємі є багато розсіювачів. Тому зазвичай 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 2π , і багаторазове накладення фаз призводить до того, що на однозначному інтервалі 2π воно може вважатися рівномірним. Отже, незалежно від розподілів v_i або ψ_{si} , фаза γ_i (3.81) вважається 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 π). Оскільки одна з них рівномірна, то щільність розподілу суми завжди буде рівномірною [38].

Центральна гранична теорема (ЦГТ) визначає, що сума незалежних випадкових величин прямує до гауссового розподілу, якщо їх кількість досить велика і жодний з доданків не є домінуючим. Обидві ці умови вважаються справедливими для ехо-сигналів від гідрометеорів. Тому, застосувавши ЦГТ до дійсної й уявної частин рівняння (3.80), одержимо теоретичне проорокування: як $I(\tau_s, T_\pi)$, так і $Q(\tau_s, T_\pi)$ розподілені згідно з нормальним законом з нульовим середнім.

Розподіли ортогональних компонентів I_m і Q_m є сферично симетричними, оскільки вибірка $I_m = I(\tau_s, mT_\pi)$ не корельована з вибіркою $Q_m = Q(\tau_s, mT_\pi)$. Хоча ймовірність фази γ_i сигналу $U(\tau_s, T_\pi)$ 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 γ_i може мати і не випадкові зміни в часі, але початкова фаза з рівною ймовірністю набуває 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_π , досить малий (щоб кожна вибірка зберігала кореляцію з попередньою). Якщо завадові відбиття від земної

поверхні змішані із сигналом від метеоб'єкта, то корельованість ехо-сигналів зазвичай підвищується.

Отже,

$$I(\tau_s, T_n) = \sum_i |A_i W_i| \cos \gamma_i = |U(\tau_s, T_n)| \cos[\psi(\tau_s, T_n)]; \quad (3.82)$$

$$Q(\tau_s, T_n) = -\sum_i |A_i W_i| \sin \gamma_i = |U(\tau_s, T_n)| \sin[\psi(\tau_s, T_n)]. \quad (3.83)$$

Знаки рівності праворуч у рівняннях (3.82) і (3.83) впливають з того, що сума синусоїд 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 синусоїдні зміни у часі.

Синфазний і квадратурний компоненти є незалежними випадковими величинами. Тому спільний розподіл імовірностей I і Q є добутком індивідуальних щільностей розподілу ймовірностей:

$$p(I, Q) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{I^2}{2\sigma^2} - \frac{Q^2}{2\sigma^2}\right), \quad (3.84)$$

де σ — середньоквадратичне значення I або Q (σ для I і Q рівні).

Розглянемо **теоретичні** розподіли ймовірностей амплітуди $|U|$, фази ψ і потужності $P_{\text{пр}}(\tau_s)$, що впливають з виразів (3.82)—(3.84). За зазначених умов фаза ψ 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

$$p(|U|) = \frac{|U|}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{|U|^2}{2\sigma^2}\right). \quad (3.85)$$

Оскільки потужність $P_{\text{пр}}(\tau_s)$ пропорційна $I^2 + Q^2$, вона розподілена по експоненті з щільністю

$$p(P_{\text{пр}}) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{P_{\text{пр}}}{2\sigma^2}\right), \quad (3.86)$$

а середнє значення $\bar{P}_{\text{пр}}(\tau_s) = 2\sigma^2$.

Формули (3.85) і (3.86) повністю ідентичні виразам (3.40) і (3.41) відповідно, отриманим для звичайного некогерентного радіолокатора, якщо взяти до уваги, що $\overline{P}_{\text{пр}} = \overline{A}^2 = 2\sigma^2$, де σ^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 сподівання

$$E[I(\tau_s, mT_n)Q(\tau_s, kT_n)] \neq 0, \text{ якщо } k \neq m.$$

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 (3.81) буде досить вузьким порівняно з 2π . Це еквівалентно тому, що розподіл швидкості частинки v_i — вузький порівняно з $\lambda / 2T_n$, тобто швидкість частинки становить інтервал однозначно вимірюваної радіолокатором швидкості цілі.

Експериментальні дані. Приймально-підсилювальний тракт будь-якого радіолокатора характеризується як підсиленням, так і втратами. Тому 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 авторами [30; 33; 40; 85]. У більшості цих праць на ранніх етапах розвитку теорії і техніки радіолокаційного зондування хмар і опадів або ставилася задача експериментального підтвердження теоретичних моделей [85], або дослідження обмежувалося лише оцінкою окремих параметрів розподілів і спектральних функцій за припущення, 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 зна-

ходилися методичні або апаратурні пояснення цих відхилень від класичних моделей, але здебільшого 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 [41; 42] показали, що ці розподіли в деяких випадках не були релеївськими. Гістограми, що ілюструють залежність розподілів вимірюваних амплітуд від ступеня нелінійності амплітудної характеристики (АХ) приймального тракту, показано на рис. 3.30.

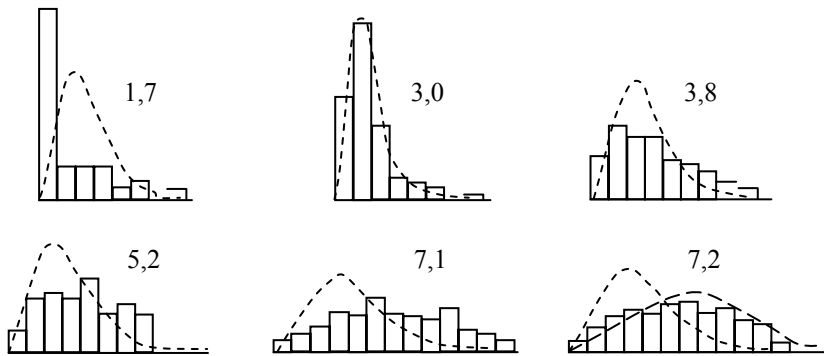


Рис. 3.30. Гістограми розподілів амплітуд

Цифрами позначено відношення сигнал/шум, криві відповідають релеївській апроксимації, а штрихова крива на останній гістограмі — гауссовому розподілу. За низького відношення сигнал/шум розподіл близький до експонентного, що пояснюється квадратичним характером АХ для слабких сигналів. На лінійній ділянці АХ розподіл близький до релеївського. У міру подальшого зростання сигналу впливає нелінійна ділянка АХ, і розподіл нормалізується.

Приклад спектра доплерівських швидкостей, отриманого за допомогою метеорологічного радіолокатора DARR по одній реалізації (1997 р.) в Делфтському технічному університеті (Нідерланди) за вертикального зондування слабких опадів, показано на рис. 3.31, доплерівський спектр від того ж відбивного об'єму, але усереднений за 20 реалізаціями — на рис. 3.32.

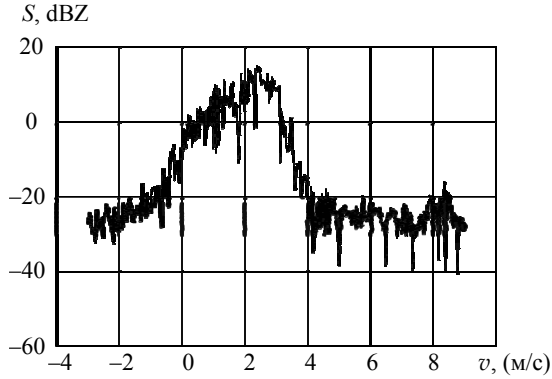


Рис. 3.31. Неусереднений доплерівський спектр ехо-сигналу від дощу

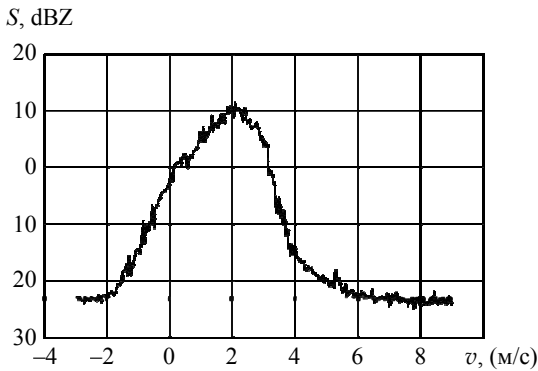


Рис. 3.32. Усереднений доплерівський спектр ехо-сигналу від дощу

Більшість експериментальних вимірювань добре збігається з теорією. Приблизно 75 % спектрів потужності, що спостерігаються експериментально, задовольняють гауссову апроксимацію. Звідси випливає, що висновок про рівномірний розподіл відбиваності і зсуву радіальної швидкості всередині роздільного об'єму ΔV має певні 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 [43].

Таким чином, незважаючи на те, що класичні моделі релеївського розподілу амплітуд і гауссівських спектрів набули широкого застосування, експериментальні дослідження відбиттів від хмар і опадів часто показують істотні відмінності відбитих сигналів від цих моделей.

У задачах виявлення сигналів на фоні відбиттів від хмар і опадів (коли ці відбиття є завадами) часто заради математичних зручностей цими відмінностями нехтують. Але в задачах дистанційного зондування атмосфери, коли відбиття від хмар і опадів є корисними сигналами, необхідно акуратніше накладати обмеження на математичні моделі відбитих сигналів.

Вагова функція (див. підрозд. 3.5.2). У ваговій функції враховано залежність ваги частот доплерівського спектра від форми ДН антени, форми зондувальних імпульсів і відгуку приймача на ці імпульси.

Вагові функції за дальністю $W(R)$ і кутовими координатами $F^2(\theta, \psi)$ прямо чи непрямо наявні у виразах (3.78)–(3.80) і входять у формули синфазної (3.82) і квадратурної (3.83) складових ехосигналу 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 3.4, але для розгляду рівняння радіолокації й оцінювання РВ вона не відіграє істотної ролі.

Для вимірювань доплерівського спектра, в якому швидкості розсіювачів зважені на відбивну здатність частинок, урахування додаткового зважування, що позначається на параметрах радіолокатора, стає необхідним для коректної інтерпретації результатів оцінювання ширини доплерівського спектра. Саме це і досягається за допомогою вагової функції. Уточнимо і поглибимо уявлення про вагову функцію відповідно до праці [39].

Нехай центр роздільного об'єму ΔV міститься в точці, визначеній радіусом-вектором \mathbf{R}_0 (рис. 3.33).

Припустімо, що в точці, що відповідає радіусу-вектору \mathbf{R}_1 , відбивачі мають питому ЕПР $\sigma_0(\mathbf{R}_1)$.

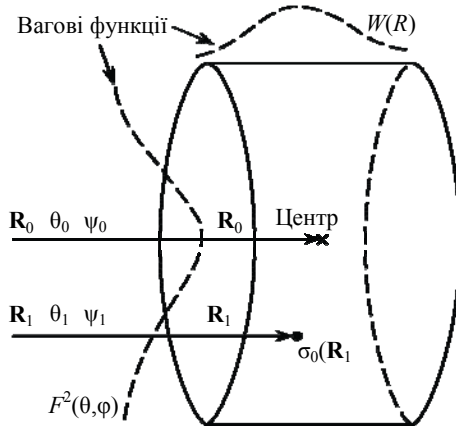


Рис. 3.33. Геометричні характеристики роздільного об'єму та вагові функції за дальністю і кутовими координатами, які визначають внесок розсіювачів в енергетичний спектр ехо-сигналу від метеоцілі (доплерівський спектр)

Тоді з урахуванням рівняння радіолокації (3.13) питома ЕПР $\sigma_0(\mathbf{R}_1)$ у точці \mathbf{R}_1 буде зваженою відповідно до функції

$$L(\mathbf{R}_0, \mathbf{R}_1) = \frac{CF^4(\theta - \theta_0, \psi - \psi_0) |W(\mathbf{R}_0, \mathbf{R}_1)|^2}{l^2(\mathbf{R}_1) R_1^4}, \quad (3.87)$$

де $C = \frac{P_{\text{ПРД}} G_A^2 \lambda^2}{(4\pi)^3}$; $F^2(\theta, \psi)$ — нормований однобічний коефіцієнт

підсилення антени за потужністю (ДН антени); $l(\mathbf{R}_1)$ — втрати через ослаблення (поглинання плюс розсіювання) при поширенні радіохвиль в один бік; $W(R)$ — вагова функція за дальністю.

Вагова функція за дальністю залежить від форми зондувального сигналу і АЧХ приймача. У випадку застосування приймача з гаусовою передатною функцією при випромінюванні прямокутного імпульсу τ кожному розсіювачу може бути приписана залежна від дальності вага:

$$W(R) = 0,5 \left\{ \operatorname{erf} \left[\frac{1,5\Delta f}{c} \left(R_0 - R + \frac{c\tau}{4} \right) \right] - \operatorname{erf} \left[\frac{1,5\Delta f}{c} \left(R_0 - R - \frac{c\tau}{4} \right) \right] \right\}.$$

За умови, що $\tau = 1$ мкс, розрахуємо W як функцію відхилення $R_0 - R$ від центра роздільного об'єму за дальністю з різними значеннями смуги пропускання приймача ($f = 1,0; 2,5; 10$ МГц). Результати розрахунків наведено на рис. 3.34.

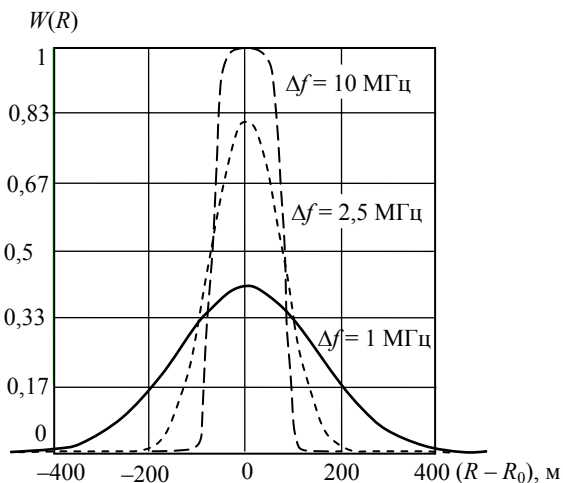


Рис. 2.34. Вагова функція за дальністю як функція відхилення від центра відбивного об'єму

Якщо смуга пропускання широка ($\Delta f = 10$ МГц) вагова функція за дальністю рівномірна в околі R_0 і круто спадає, чітко визначаючи межі відбивного об'єму; вона мало впливає на форму доплерівського спектра. За звуженням смуги Δf крила вагової функції $W(R)$ збільшуються, а її форма наближається до гауссової. Очевидно, що за оптимальної (щодо максимуму співвідношення сигнал/шум) смуги пропускання ($\Delta f \approx 1,37/\tau_i$) вагова функція за дальністю істотно впливає на спектр, нормалізуючи його. Для зменшення цього спектру варто розширювати смугу пропускання.

Розсіювачі, розміщені в центрі роздільного об'єму, беруть участь у формуванні сумарного сигналу з більшими вагами, ніж ті, що містяться на периферії.

Випадковий характер оцінок доплерівського спектра. На відміну від розрахункових доплерівських спектрів, приклади яких наведено на рис. 3.26, реальні спектри сигналів, відбитих від хмар і

опадів завжди мають випадковий характер (див. рис. 3.31), хоча вони й обумовлені, можливо, цілком визначеними властивостями і поведінкою гідрометеорів, які рухаються в роздільному об'ємі з різними швидкостями.

Припустімо, що в роздільному об'ємі, зокрема в точці, що визначається радіусом-вектором \mathbf{R}_1 , який відповідає певним координатам R_1, θ_1, ψ_1 (див. рис. 3.34), існує стаціонарне поле швидкості і задана поверхня постійної швидкості $v(\mathbf{R}_1) = \text{const}$, що ілюструє рис. 3.35. За цією умовою визначимо очікувану потужність відбитого сигналу від метеорологічних розсіювачів, швидкості яких розміщені 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 перетинаються в точці \mathbf{R}_1 . Третя координата dl перпендикулярна до поверхні постійної швидкості v : $dl = |\text{grad } v(\mathbf{R}_1)|^{-1} dv$.

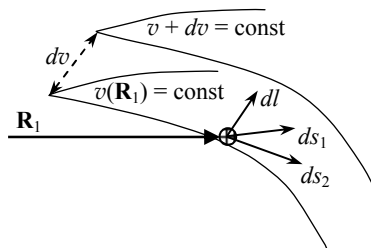


Рис. 3.35. Умовні поверхні постійної швидкості, розділені елементарним інтервалом швидкостей dv

Унесок розглянутого елементарного об'єму в очікувану середню потужність для інтервалу швидкостей v , $v + dv$ дорівнює

$$d\bar{P}(v) = \sigma_0(\mathbf{R}_1)L(\mathbf{R}_0, \mathbf{R}_1)|\text{grad } v(\mathbf{R}_1)|^{-1} ds_1 ds_2 dv .$$

Інтеграл за поверхнею 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 $d v$:

$$\begin{aligned} \bar{P}(\mathbf{R}_0, v) &= S(\mathbf{R}_0, v) dv = \\ &= \left[\iint_A \sigma_0(\mathbf{R}_1)L(\mathbf{R}_0, \mathbf{R}_1)|\text{grad } v(\mathbf{R}_1)|^{-1} ds_1 ds_2 \right] dv . \end{aligned} \quad (3.88)$$

Рівняння (3.88) є важливим для розуміння зв'язку між вимірюваними оцінками доплерівського спектра і процесами у відбивному об'єкті. Тому розглянемо його детальніше. Зазначимо, що поверхня A , за якою виконується інтегрування, складається з поверхонь постійної доплерівської швидкості, які називають ізодопічними поверхнями (ізодопами).

У кожній точці \mathbf{R} на поверхні A питома ЕПР σ_0 збільшується на відповідне значення вагової функції. Множник із градієнтом ураховує внесок ізодоп відповідно до їх щільності: чим густіше розміщені ізодопічні поверхні, тим з меншими вагами враховуються спектральні компоненти для інтервалу швидкостей між двома ізодопами. Фізично це означає, що густіше розміщені ізодопічні поверхні відповідають меншій кількості розсіювачів, які мають швидкості в інтервалі між сусідніми ізодопами.

Із рівняння (3.88) випливає, що поля швидкості $v(\mathbf{R})$ і відбивної здатності $\sigma_0(\mathbf{R})$ однозначно визначають спектр $S(\mathbf{R}_0, v)$, але важливо зазначити, що протилежне 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 оберненої задачі порівняно з прямою.

В елементарному об'ємі, розміщеному між двома ізодопічними поверхнями $v, v + dv$, що належить належному радіолокаційному відбивному об'єму ΔV і його околу, у межах якого вагова функція ще значуща, 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 (3.88) будуть також випадково змінюватися навіть тоді, коли поле швидкості залишається незмінним. Розподіл цієї величини теоретично підлягає експонентному закону, якщо в елементарному об'ємі розміщується велика кількість відбивачів і немає одного домінуючого, оскільки на підставі ЦГТ напруги I і Q (3.82) і (3.83) розподілені за Гауссом. Отже, одержувані експериментально оцінки спектра хаотично флюктують (від періодограми до періодограми) і описуються експонентним розподілом. Просторове усереднення по кількох точках дає кращі оцінки $S(\mathbf{R}_0, v)$ за рахунок погіршення розділення за швидкістю.

Зі зміною поля швидкостей у часі спектр $S(\mathbf{R}_0, v)$ також буде змінюватися. Якщо турбулентність накладається на детерміноване поле швидкості, спектр $S(\mathbf{R}_0, v)$ флюктує як у результаті того, що гідрометеори в об'ємі зі швидкостями між v і $v + dv$ неперервно обновляються, так і через зміну поля швидкості, викликану турбулентністю. У цьому випадку спектр, заданий виразом (3.88), можна розглядати як середнє значення для однієї конфігурації детермінованого поля швидкостей, спотвореного турбулентністю. Необхідно мати на увазі, що оцінки спектра є випадковими ще і через обмеженість обсягу вибірки, доступної для аналізу.

Оцінювання спектра за експериментальними даними. Вихідний комплексний сигнал когерентного радіолокатора з квадратними каналами виражений моделлю (3.77), а приклад запису такого сигналу — на рис. 3.29.

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 τ_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 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 τ_s , тобто для фіксованої дальності $R = c\tau_s / 2$. Надалі випускаємо аргумент τ_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 зазвичай задовольняє умову ергодичності, коли статистичні властивості ансамблю реалізацій можуть бути отримані з усереднення у часі вибірових значень.

Дискретне перетворення Фур'є (ДПФ) сигналу, поданого M дискретними відліками, взятими через однакові проміжки часу, визначається як

$$G(kf_0) = \sum_{m=0}^{M-1} U(mT_n) \exp(-j2\pi f_0 m T_n k), \quad (3.89)$$

де $U(mT_n)$ — комплексна напруга m -го відліку; $G(kf_0)$ — комплексна амплітуда k -го спектрального коефіцієнта.

Вираз (3.89) описує розкладання в ряд за частотами, кратними основній (найменшій) частоті

$$f_0 = 1/MT_n. \quad (3.90)$$

У результаті отирмуємо M комплексних коефіцієнтів Фур'є (амплітуд і фаз). Знаючи спектр (3.89) та співвідношення (3.90), за допомогою оберненого перетворення Фур'є можна знову перейти з частотної області в часову. Значимо, що $G(kf_0)$ є періодичною функцією за k . Тому послідовність $U(mT_n)$, обчислена шляхом оберненого перетворення, буде також періодичною за m . Звідси не слід робити висновок про періодичність первісної вибірки, оскільки вихідну обмежену вибірку взято 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.

Підставлянням виразу (3.90) у формулу (3.89) можна позбутися f_0 і T_n при розрахунках і записати ДПФ у вигляді

$$G(k) = \sum_{m=0}^{M-1} U(m) \exp\left(-j \frac{2\pi}{M} m T_n k\right). \quad (3.91)$$

Відомі ефективні алгоритми розрахунку коефіцієнтів ДПФ, що мають загальну назву — швидке перетворення Фур'є (ШПФ). Вони використовують властивість періодичності тригонометричних функцій таким чином, що загальна кількість операцій з комплексними числами під час розрахунку всіх M комплексних коефіцієнтів пропорційно $M \log_2 M$, якщо M є ступенем числа 2, а кількість операцій множення — у два рази менша, ніж додавання. Прямий метод обчислень за допомогою виразу (3.91) 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 коефіцієнтів, то традиційне ДПФ може виявитися навіть ефективнішим.

Відомі два методи оцінювання енергетичного спектра. Один з них пов'язаний з попереднім оцінюванням автокореляційної функції (АКФ) $R(\tau)$, яка є мірою схожості вихідної і зсунутої на час τ комплексно-спряженої послідовностей. Аргументом АКФ для дискретних вимірювань є $\tau = T_n l$, $l = 0, 1, 2, \dots$, де l — номер кроку (зсуву). Отже, АКФ можна подати як функцію номера кроку l комплексно-спряженої послідовності відносно вихідної послідовності при постійному періоді повторення T_n . Таким чином, випускаємо T_n в аргументі АКФ. У такому випадку АКФ комплексного стаціонарного у широкому смислі сигналу визначається як

$$R(l) = E[U^*(m)U(m+l)] = E[U^*(m-l)U(m)], \quad (3.92)$$

де $E[\circ]$ — знак математичного сподівання за ансамблем.

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

$$E\left[|U(m)|^2\right] = R(0).$$

Коли сигнал $U(m)$ не містить чисто синусоїдальної складової, його АКФ для великої величини зсуву l наближається до квадрата середнього значення

$$\lim_{M \rightarrow \infty} R(l) = \left\{E[U(m)]\right\}^2.$$

Це пов'язано з тим, що в міру зростання l значення $U^*(m)$ і $U(m+l)$ стають дедалі менш корельованими. Гранично кореляція флюктуючих компонентів прямує до нуля, а внесок у $R(l)$ дає лише середнє значення. Для більшості ехо-сигналів від метеооб'єктів середнє значення дорівнює нулю $E[U(m)] = 0$, виходить

$\lim_{M \rightarrow \infty} R(l) = 0$, що, однак, не є справедливим для відбиттів від земної поверхні.

Складність обчислення АКФ полягає в тому, що усереднення за всіма можливими реалізаціями випадкового процесу (усереднення за ансамблем) не є здійсненим на практиці. Лише завдяки властивостям стаціонарності й ергодичності випадкового процесу середнє за ансамблем (3.92) буде еквівалентно виразу

$$R(l) = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-|l|-1} U^*(m)U(m+l).$$

Якщо є тільки скінченна вибірка, то для оцінювання АКФ користуються виразом

$$\hat{R}(l) = \begin{cases} \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-|l|-1} U^*(m)U(m+l) & \text{if } |l| \leq M-1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}. \quad (3.94)$$

Автокореляційна функція дозволяє шляхом її Фур'є-перетворення знаходити розподіл потужності випадкового сигналу за частотами. Спектр потужності $S(f)$ визначається як ДПФ від АКФ:

$$S(f) \equiv \lim_{M \rightarrow \infty} T_{\Pi} \sum_{l=-(M-1)}^{M-1} R(l) \exp(-j2\pi f T_{\Pi} l). \quad (3.95)$$

Спектр потужності характеризується періодичністю з періодом $1/T_{\Pi}$. 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 $1/2T_{\Pi}$. Оцінка спектра за співвідношенням (3.95) може бути корисною й у тому випадку, якщо умова

$$f_{\max} \leq 1/2T_{\Pi} \quad (3.96)$$

не виконується. Тоді спектр $S(f)$ буде спотворюватися за рахунок накладення складових з частотами $f > 1/2T_{\Pi}$ на більш низькі частоти. Іноді він може значно відрізнятись від істинного спектра. Проте навіть зі спотвореного спектра можна отримати корисну інформацію за умови, що факт невиконання умови (3.96) установлений.

Як впливає з виразу (3.95), функція $S(f)$ визначає потужність, що припадає на одиницю частоти (наприклад, на інтервал 1 Гц), звідки й походить назва «спектр щільності потужності».

Таким чином, відповідно до першого методу оцінювати спектр потужності можна за визначенням (3.95) і оцінкою АКФ (3.94):

$$\widehat{S}_1(f) = T_n \sum_{l=-(M-1)}^{M-1} \widehat{R}(l) \exp(-j2\pi f T_n l).$$

Другий метод полягає в оцінюванні спектра потужності $\widehat{S}_2(f)$ з ДПФ часової послідовності

$$\widehat{S}_2(f) = |G(f)|^2 \frac{T_n}{M}, \quad (3.97)$$

де $G(f)$ визначено за виразом (3.89).

Розглянуті два методи є еквівалентними у тому смислі, що вони дають однакові результати: $\widehat{S}_1(f) = \widehat{S}_2(f)$. У разі використання ШПФ для оцінювання $G(f)$ 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 $\widehat{S}(f)$ випускаються.

Відзначимо, що вираз (3.97) після підставлення формули (3.89) буде описувати істинний спектр (3.95) лише якщо $M \rightarrow \infty$. 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 зрізану 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 для аналізу метеорологічних ехосигналів є вікна фон Ганна і Хеммінга [39]. Питання техніки спектрального аналізу, зокрема, згладжування і вплив функції вікна даних, більш детально розглянуто в літературі з оброблення сигналів [44; 45].

Тепер повернемося до аналізу виразу (3.88). Як було відзначено вище, внаслідок особливостей поведінки розсіювачів у відбивному об'ємі, одержувані експериментально періодограми мають спектральні коефіцієнти, що хаотично флюктують від однієї періодограми до іншої. Через усереднення таких випадково змінюваних періодо-

грам можна як граничний одержати спектр $S(\mathbf{R}_0, v)$, згорнутий зі спектральним вікном. Переходячи від швидкісного аргумента до частотного відповідно до виразу (3.56), усереднення можна записати як

$$E[\widehat{S}(f)] = \int_{-(2T_n)^{-1}}^{(2T_n)^{-1}} S(f')W(f - f')df',$$

де $E[\circ]$ — оператор математичного сподівання; T_n — часовий інтервал між імпульсами у вибірці (період повторення); $W(f)$ — спектральне вікно, тобто спектр вікна даних.

Результати усереднення періодограми з різними параметрами вікна Хеммінга подано на рис. 3.36.

Графіки (рис. 3.36 *а, б, в, г*) являють собою оцінки спектра за однією реалізацією сигналу з послідовним підвищенням ширини вікна. З методичних міркувань тут використано таку саму реалізацію, що й на рис. 3.32.

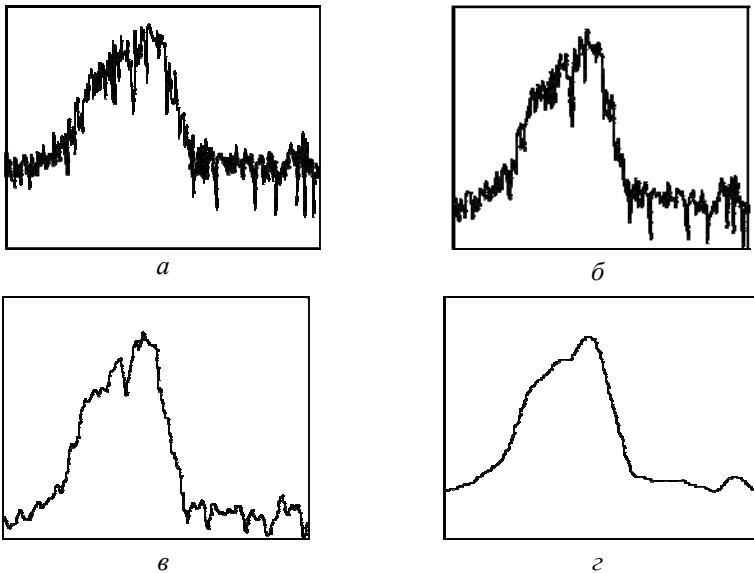


Рис. 3.36. Усереднення з різними параметрами вікна

Збільшення ширини вікна еквівалентно зростанню часу усереднення. Як бачимо, більша гладкість усередненого спектра супроводжується зниженням роздільної здатності. Порівняння цих резуль-

татів з даними оцінювання спектра ехо-сигналу від дощу без усереднення і з усередненням за ансамблем (рис. 3.32 і 3.33) показує можливості усереднення за ансамблем і однією реалізацією.

Унесок 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 виразом¹

$$U(\tau_s, 0) = I_0 + jQ_0 = \sum_i A_i(0)F_i(0)\exp(-j\psi_i),$$

де $\psi_i = 4\pi R_i/\lambda$, а $|F_i(0)|^2$ пропорційно ваговій функції (3.187) відносно i -го розсіювача.

Величина $F_i(0)$ враховує вплив як ДН антени $F(\theta_i, \psi_i)$, так і вагової функції за дальністю $W(R_i)$ 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

$$U(\tau_s, mT) = I_m + jQ_m = \sum_i A_i(mT)F_i(mT)\exp(-j\zeta_i),$$

де $\zeta_i = \psi_i + 4\pi v_i mT/\lambda$.

Як було показано вище, фази ψ_i розподілені рівномірно на інтервалі 2π , але швидкості v_i концентруються навколо середнього значення. Фактично v_i є середньою радіальною швидкістю, з якою розсіювач пересувається до свого нового розміщення протягом часу mT . Надалі будемо вважати, що амплітуда A_i не залежить від фази ψ_i і швидкості v_i , а величина вагової функції для того самого розсіювача істотно не змінюється за час mT , тобто $F_i(0) \approx F_i(mT)$.

Амплітуда A_i хаотично флюктує в часі, оскільки несферичний розсіювач може коливатися або змінювати своє кутове положення (нахил).

¹ Ця формула відрізняється від рівняння (2.94) тільки тим, що у вагову функцію F_i входять як ДН антени, так і вагова функція за дальністю W_i , яку було введено у вираз (2.94).

Таким чином, АКФ часової вибірки сигналів дорівнює:

$$\begin{aligned}
 R(mT) &= E[U * (\tau_s, 0)U(\tau_s, mT) = \\
 &= \sum_i \sum_k F_i^* F_k E[A_i^*(0)A_k(mT)] E[\exp\{j(\psi_i - \psi_k - 4\pi v_k mT / \lambda)\}] = \\
 &= \sum_k R_k(mT) |F_k|^2 E[\exp\{-j4\pi v_k mT / \lambda\}], \quad (3.98)
 \end{aligned}$$

де

$$R_k(mT) \equiv E[A_k^*(0)A_k(mT)]. \quad (3.99)$$

Подвійне підсумовування у виразі (3.98) переходить у просту суму, оскільки функція математичного сподівання в цьому випадку не дорівнює нулю тільки якщо $i = k$. Із формули (3.99) видно, що АКФ не залежить від початкової фази ψ_i .

Оскільки згідно з виразом (3.93) $R(0)$ є пропорційною середній потужності відбитого сигналу \bar{P} , а та у свою чергу (див. вираз (3.87)), становить

$$\bar{P} = \sum_k \sigma_{\text{цк}} L(\mathbf{R}_0, \mathbf{R}_k),$$

де $\sigma_{\text{цк}}$ — ЕПР k -го гідрометеора, то можна помітити, що $R_k(0)$ пропорційна ЕПР частинки $\sigma_{\text{цк}}$.

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 АКФ (3.94), можна досліджувати вплив різних чинників, що розширюють спектр, з використанням рівняння (3.98). Наприклад, швидкість v_k k -го розсіювача є сумою швидкостей, викликаних середнім вітром, зсувом вітру і турбулентністю, що спільно переміщують розсіювач з одного положення за дальністю в наступне положення протягом часу mT . Оскільки v_k входить у рівняння (3.98) у вигляді показника степеня, швидкості, викликані вітром, зсувом вітру і турбулентністю можна подати у вигляді добутку окремих експонентних функцій. Отже, перетворення рівняння (3.98) 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 нескінчен-

ності, 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.

Зроблене вище припущення $F_i(0) \approx F_i(mT)$ означає, що нехтуємо розширенням спектра за рахунок зміни частинок у відбному об'ємі, через сканування променя або переміщення антени. Ці ефекти оцінено в працях [46; 47] і розглянуто в підрозд. 3.5.6.

Зміна форми й орієнтації гідрометеорів відносно вектора електричного поля зондувального сигналу також приведуть 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 детально розглянуто в підрозд. 3.5.2. Розглянемо ідеалізований випадок, коли на рух частинок діє лише турбулентність. Буде показано, що за однорідної 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

$$S_0(v) = S(v) / \int_{-\infty}^{\infty} S(v) dv$$

дорівнюватиме щільності розподілу радіальних швидкостей v турбулентного потоку.

Це можна показати таким чином. Якщо гідрометеори не вібрують і не коливаються, то АКФ задовольняє умові

$$R_k(mT) = R_k(0). \quad (3.100)$$

Припустімо, 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. Тоді математичне сподівання експоненти у формулі (3.98) можна виразити

$$E[\exp(-j4\pi v_k mT_n / \lambda)] = \int_{-\infty}^{\infty} p(v) \exp(-j4\pi v_k mT_n / \lambda) dv. \quad (3.101)$$

Увівши вирази (3.100) і (3.101) у рівняння (3.98), отримаємо нормовану АКФ

$$\rho(mT_n) \equiv \frac{R(mT_n)}{R(0)} = \int_{-\infty}^{\infty} p(v) \exp(-j4\pi v_k mT_n / \lambda) dv, \quad (3.102)$$

де

$$R(0) = \sum_k R_k(0) |F_k|^2.$$

З іншого боку, нормована АКФ пов'язана з нормованою спектральною щільністю оберненим перетворенням Фур'є

$$\rho(mT_n) = \int_{-1/2T_n}^{1/2T_n} S_0(f) \exp(j2\pi f mT_n) df. \quad (3.103)$$

Прирівнюючи вирази (3.102) і (3.103) з урахування рівнянь (3.66) і (3.56), дістанемо

$$p(v) = S_0(v).$$

Таким чином, для однорідної турбулентності нормований спектр потужності дорівнює щільності розподілу швидкості незалежно від вагової функції за дальністю або кутом. Незважаючи на те, що розгляд його не потребує в явному вигляді, щоб питома ЕПР у відбивальному об'ємі була рівномірною, припущення про те, що розміри гідрометеорів не залежать від їх розміщення 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 σ_v^2 , обумовленої формулою (3.68). Ця величина залежить як від параметрів РЛС і режиму зондування, так і від метеорологічних параметрів, що описують розподіл щільності гідрометеорів та їх швидкостей у роздільному об'ємі. Найбільш критичними параметрами радіолокатора є ширина ДН антени, частотний діапазон і тривалість зондувального імпульсу.

Відносний рух гідрометеорів у радіальному напрямі приводить до розширення спектра. Деякі чинники, що роблять внесок у розширення спектра вже були розглянуті. Зокрема, турбулентність

викликає хаотичне відносне переміщення розсіювачів. Іншими причинами взаємного руху гідрометеорів є зсув вітру і розбіжність швидкостей падіння як наслідок відмінності розмірів крапель. Крім того, спектр розширюється внаслідок руху відбивного 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, дисперсію частоти можна подати як суму внесків кожного з ефектів [39]:

$$\sigma_v^2 = \sigma_s^2 + \sigma_a^2 + \sigma_d^2 + \sigma_o^2 + \sigma_T^2, \quad (3.104)$$

де кожний з доданків являє собою внесок у загальну дисперсію за рахунок: σ_s^2 — зсуву вітру; σ_a^2 — руху антени; σ_d^2 — розходження швидкостей падіння частинок; σ_o^2 — зміни орієнтації та вібрації гідрометеорів; σ_T^2 — турбулентності.

Розглянемо кожний з цих доданків.

Рух антени. Розширення спектра, зумовлено рухом антени, складається з внесків двох чинників: 1) середнього поступального руху антени відносно гідрометеорів; 2) сканування променя антени. Перший чинник може виявитися істотним тільки у випадку БРЛС (див. підрозд. 3.5.6).

Швидкості падіння. Розширення спектра σ_d^2 через розбіжність радіальних компонентів швидкостей падіння частинок залежить від кута місця θ і метеорологічних параметрів:

$$\sigma_d^2 = (\sigma_{d0} \sin \theta)^2,$$

де σ_{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 $\theta_{0,5}$ або за половиною потужністю й при швидкості сканування антени Ω_A , розширення спектра внаслідок переміщення відбивного об'єму при скануванні можна оцінити за формулою

$$\sigma_a^2 = \ln 2 \left(\Omega_A \lambda \frac{\cos \theta}{2\pi\theta_{0,5}} \right)^2.$$

Зсув вітру. Доданок, що виражає розширення спектра через зсув вітру σ_s^2 , містить три складові

$$\sigma_s^2 = \sigma_{sv}^2 + \sigma_{s\theta}^2 + \sigma_{sR}^2, \quad (3.105)$$

які відповідають похилій, азимутальній і радіальній координатам відповідно.

Вираз (3.105) отримано за припущення, що зсув вітру є постійним за роздільним об'ємом, а вагову функцію можна подати у вигляді добутку функцій за координатами θ , ψ і r . Якщо вітер лінійно змінюється відносно v_0 , то швидкість вітру можна обчислити за формулою

$$v - v_0 = k_x x + k_y y + k_z z, \quad (3.106)$$

де k з відповідним індексом — складові зсуву вітру по різних осях.

Зорієнтуємо систему координат так, щоб вісь y була напрямлена по куту місця (нахилу) ψ , вісь x — по азимуту θ , а вісь z — паралельно осі антени.

Координати по цих осях є складовими вектора $\mathbf{r}_0 - \mathbf{r}_1$, а початок координат визначається радіусом-вектором \mathbf{r}_0 , причому $|\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_0| \ll r_0$. З виразу (3.106) випливає, що $\bar{v} = v_0$, якщо $\mathbf{r}_1 = \mathbf{r}_0$. Якщо функцію опромінення (повна вагова функція) подати у вигляді добутку функцій

$$L(x, y, z) = |W(z)|^2 F_\theta^4(x) F_\psi^4(y),$$

то, як показано в праці [39], внесок зсуву вітру в дисперсію спектра становитиме

$$\sigma_s^2 = \sigma_x^2 k_x^2 + \sigma_y^2 k_y^2 + \sigma_z^2 k_z^2,$$

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 відбивного об'єму є малими порівняно з відстанню до нього, відрізки в напрямі, перпендикулярному до променя,

можуть бути апроксимовані довжинами дуг. Якщо k_ψ , k_θ , k_r — складові зсуву по координатах ψ , θ , r , то

$$\sigma_s^2 = \sigma_{s\psi}^2 + \sigma_{s\theta}^2 + \sigma_{sr}^2 = (r_0 \sigma_\psi k_\psi)^2 + (r_0 \sigma_\theta k_\theta)^2 + (\sigma_r k_r)^2, \quad (3.107)$$

де σ_ψ^2 і σ_θ^2 визначаються як другі центральні моменти в позначених напрямках для дворазово використовуваної ДН антени за потужністю, а $\sigma_z^2 = \sigma_r^2$ — другий центральний момент вагової функції $|W(r)|^2$. Для гауссової ДН антени, що має колову симетрію, отримуємо

$$\sigma_\psi^2 = \sigma_\theta^2 = \frac{\theta_{0,5}^2}{16 \ln 2}.$$

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

$$\sigma_r^2 = \left(0,35 \frac{c\tau}{2} \right)^2.$$

Для того щоб оцінити величини зсувів k_ψ , k_θ , k_r , які необхідно підставити у вираз (3.107), можна скористатися різницею радіальних швидкостей у суміжних за нахилом й азимутом ділянках у сферичній системі координат, пов'язаній з радіолокатором.

Турбулентність. Як відзначено в праці [36], побудова моделі для середньоквадратичного відхилення σ_T , пов'язаного з турбулентністю, є більш складною задачею. Моделі для турбулентності з урахуванням неповного зтягування частинок описано в підрозд. 3.5.2 (див. рис. 3.26). Ці моделі дозволяють розрахувати σ_T як функцію швидкості ДКЕТ ϵ , параметрів μ і D_0 розподілу крапель за розмірами $N(D, \mu, D_0)$, розмірів відбивального об'єму ΔV , які залежать від тривалості імпульсу τ_u та ширини ДН антени $\theta_{0,5}$.

Розподіл $p_T(v)$ турбулентної швидкості крапель діаметра D (парціальний розподіл), який отримано в праці [13], було в загальному вигляді використано у формулі (3.61). Його можна подати у вигляді

$$p_T(v) = \frac{L_m^3}{\sqrt{\pi}C_0} \left[\frac{2}{\sqrt{2}L^{1/3}C_0^{1/2}\varepsilon^{-1/3}} e^{\left(\frac{v^2}{2(\varepsilon L)^{2/3}C_0}\right)} - \frac{2}{\sqrt{2}l^{1/3}C_0^{1/2}\varepsilon^{-1/3}} e^{\left(\frac{v^2}{2(\varepsilon l)^{2/3}C_0}\right)} + \sqrt{\pi}v\varepsilon^{-2/3} \operatorname{erf}\left(\frac{v}{\sqrt{2C_0}(\varepsilon L)^{1/3}}\right) - \sqrt{\pi}v\varepsilon^{-2/3} \operatorname{erf}\left(\frac{v}{\sqrt{2C_0}(\varepsilon l)^{1/3}}\right) \right], \quad (3.108)$$

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 ΔV .

Величина L залежить від розмірів ΔV , визначених виразом (3.15). Для оцінювання L варто брати більший із двох лінійних розмірів ΔV : за дальністю ΔR або кутом $R\theta_{0,5}$, тобто $L = f(\tau_u, R, \theta_{0,5})$ у випадку імпульсного радіолокатора; l — мінімальний просторовий масштаб турбулентності, що втягує краплі заданого діаметра в турбулентний рух. Величина l залежить від діаметра крапель $l = f(D)$ [13], а розподіл $p_T(v)$ залежить від D саме через те, що $l = f(D)$; ε — швидкість ДКЕТ. Величина ε характеризує інтенсивність турбулентності; $\operatorname{erf}(\ast)$ — функція помилок від величини,

що стоїть в дужках: $\operatorname{erf}(x) = (2/\pi) \int_0^x e^{-t^2} dt$.

Відповідно до виразу (3.57) індивідуальний доплерівський спектр зумовлений турбулентністю

$$S_T(v, \varepsilon) = \int_{D_{\min}}^{D_{\max}} p_T(v, \varepsilon, D) \sigma(D) N(D) dD, \quad (3.109)$$

де $\sigma(D)$ — ЕПР частинки з діаметром D , що при $\lambda \gg D$ визначається за формулою (3.19); розподіл крапель за розмірами $N(D)$ задається формулою (3.58), а $p_T(v, \varepsilon, D)$ — формулою (3.108).

В результаті нормування виразу (3.109) відповідно до формули (3.67) 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 (3.71)) у даному випадку дорівнює

$$\sigma_T^2(\varepsilon) = \int_{-\infty}^{\infty} v^2 S_{T,0}(v, \varepsilon) dv,$$

оскільки $\bar{v} = 0$ для однорідної ізотропної турбулентності.

Результати розрахунків внеску турбулентності в загальну дисперсію доплерівського спектра σ_T^2 залежно від швидкості ДКЕТ, тобто залежно від інтенсивності турбулентності наведено на рис. 3.37. Розрахунки виконані для трьох значень параметра D_0 , який характеризує інтенсивність дощу.

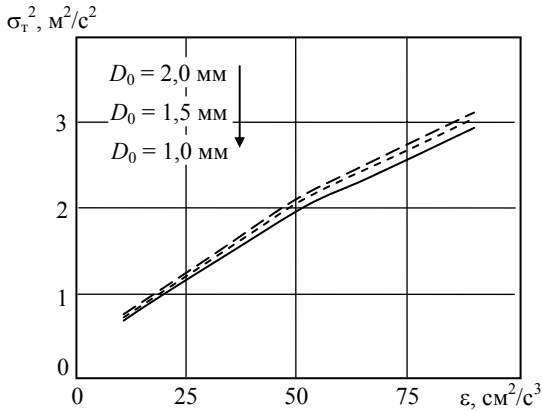


Рис. 3.37. Розширення спектра як функція турбулентності за трьох значень інтенсивності дощу (зверху вниз: 50, 12 і 2 мм/год)

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.

Великі краплі гірше захоплюються потоком повітря, тому можна було б очікувати більшого розширення спектра при меншому D_0 . Однак, як видно з рис. 3.37, спостерігається зворотна картина. Це зумовлено з тим, що зі збільшенням D_0 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 зумовлює досить слабку залежність σ_T від інтенсивності дощу.

По осі ординат σ_T^2 відкладено в $(\text{м}^2/\text{с}^2)$, а перехід від одиниці швидкості до одиниці частоти для оцінки σ_T легко здійснити за допомогою доплерівського співвідношення (3.56).

Недолік такої методики полягає в складності розрахунків внеску турбулентності порівняно з оцінкою внесків інших чинників. Відомо низка спроб виразити зв'язок характеристик турбулентності із шириною доплерівського спектра за допомогою простих формул, наприклад, у праці [48] наведено формулу

$$\sigma_T^2 = C_0 \Gamma(2/3) (\varepsilon R \sigma_\theta)^{2/3} \Phi(R, \sigma_\theta, \Delta R),$$

де σ_θ — середньоквадратична ширина ДН антени.

У розд. 3.5.6 показано, що $\sigma_\theta \approx \theta_{0,5}$ (принаймні σ_θ є пропорційним $\theta_{0,5}$), $\Gamma(2/3) \approx 1,354$, а функція $\Phi(R, \sigma_\theta, \Delta R)$ набуває значення між 0,918 і 1,0. Тому, вважаючи $\Phi(R, \sigma_\theta, \Delta R) \approx 1$, можна записати наближену формулу

$$\sigma_T^2 = 1,3C_0 (R\theta_{0,5})^{2/3} \varepsilon^{2/3}. \quad (3.110)$$

Порівняння розрахунків за формулою (3.110) з даними графіків на рис. 3.36 за однакових характеристик R і $\theta_{0,5}$ показує, що модель (3.110) 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 (3.109) уведенням залежності від діаметра D , який і відповідає за інерцію краплі.

Коливання крапель. Розширення спектра σ_0 , зумовлене змінами орієнтації або вібраціями гідрометеорів, може бути оцінено з рівняння (3.99). 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 σ_0 [39].

Зауважимо, що формула (3.104) не враховує розширення спектра, яке може відбутися в результаті оброблення сигналу (наприклад, ефект спектрального вікна).

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 зумовлює випадковий характер зв'язку між характеристиками метеооб'єкта і вимірюваними параметрами (ІП) відбитого радіолокаційного сигналу, навіть якщо припустити, що самі ІП виміряні досить точно.

3.5.5. Ширина спектра як інформативний параметр локалізації ЗНТ

Ширина доплерівського спектра (ШДС) залежить від інтенсивності турбулентності в метеорологічному об'єкті, і цей зв'язок має статистичний характер. Тому в процесі аналізу можливостей ШДС як ІП при локалізації ЗНТ можна застосувати методику, аналогічну розробленій для аналізу РВ (див. підрозд. 3.4.5). Треба мати на увазі, що ШДС можна визначати по-різному, наприклад, за середньоквадратичною доплерівською швидкістю σ_v (3.68) або як ширину спектра на заданому рівні. Можна також застосувати квантильне визначення, за яким ШДС — це така смуга спектра, в якій міститься задана частина повної енергії сигналу. Оцінювати ШДС за будь-якого її визначення можна за різними алгоритмами оброблення сигналів.

Найбільшого поширення на практиці набув пульс-парний алгоритм, який полягає у вибірковому оцінюванні коефіцієнта кореляції між двома радіолокаційними відбитками, рознесеними в часі на період повторення імпульсів. Фізичний зміст такого підходу в тому, що ширший спектр відповідає більшій декореляції випадкового процесу за період повторення імпульсів. Випадковим процесом тут є обвідна послідовності відбитих імпульсів від заданого роздільного об'єму метеооб'єкта. Якщо оцінки виконуються за досить тривалими реалізаціями сигналу і за умови стаціонарності процесу, то спосіб задавання ШДС не має вирішального значення. Але припу-

щення про виконання цих двох умов є ідеалізацією і не виконується в повному обсязі.

Оцінки достовірності виявлення ЗНТ по ШДС можна виконати, зробивши деякі спрощення. Припустимо, що ШДС визначена як σ_v і відома точно. Приклад розрахунку ШДС σ_f як функції швидкості ДКЕТ ϵ показано на рис. 3.38. Ці результати відрізняються від даних на рис. 3.37 насамперед тим, що ШДС тут виражено у звичних для фахівців з радіоелектроніки фізичних одиницях — герцах. Перехід від доплерівського спектра з частотним аргументом до доплерівського спектра зі швидкісним аргументом і навпаки подається формулою (3.66).

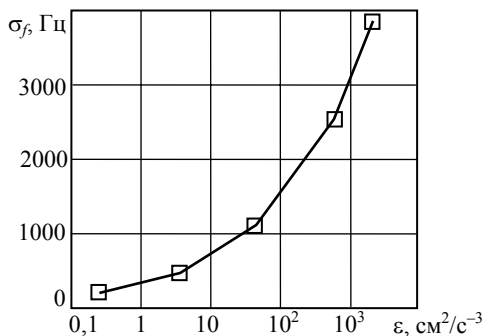


Рис. 3.38. ШДС як функція швидкості ДКЕТ (інтенсивності турбулентності) за фіксованих значень інших чинників

Класифікацію атмосферної турбулентності за впливом її на літак залежно від величини швидкості ДКЕТ ϵ наведено в табл. 3.1. Припустимо, що середні значення параметрів для кожного з класів лежать всередині відповідних інтервалів, а значення ШДС σ_f розподілені за нормальним законом з розкидом 25 % (включаючи похибки вимірювання σ_f). Результати моделювання щільності розподілу ШДС для кожної інтенсивності турбулентності за зазначених спрощень показано на рис. 3.39.

Тепер можна виконати оцінку достовірності прийняття рішень про наявність або відсутність турбулентності залежно від порога t прийняття рішення. Імовірність виявлення турбулентності i -ї інтенсивності

$$D_i(t) = \int_t^{\infty} p(\sigma_f/i) d\sigma_f, \quad (3.111)$$

де $p(\sigma_f/i) = p_i(\sigma_f)$ — умовна щільність розподілу ШДС σ_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.

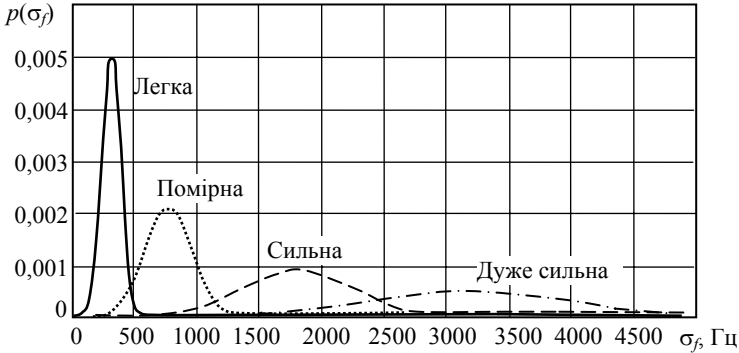


Рис. 3.39. Щільності розподілу ШДС в умовах легкої, помірної, сильної та дуже сильної турбулентності

Результати розрахунків за формулою (3.111) показано на рис. 3.40. Крива F відповідає помилковій тривозі, яка полягає в тому, що незначна турбулентність сприймається за легку.

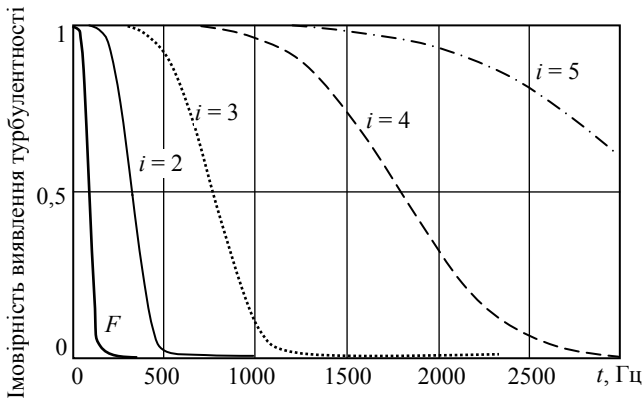


Рис. 3.40. Ймовірності виявлення турбулентності різної інтенсивності залежно від величини порога t

Розрахуємо ймовірності переплутування сусідніх станів. Такими ймовірностями переплутування є, наприклад, помилкова тривога, коли слабка турбулентність сприймається як помірна, помірна як сильна і т.д.

У попередньому випадку було використано перемінний поріг, але він був однаковий для всіх рівнів інтенсивності турбулентності. Тепер будемо використовувати оптимальний поріг для кожного окремого випадку. Тому граничний рівень буде різним у разі прийняття рішень про турбулентність кожного з рівнів інтенсивності. Скористаємося 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 показано на рис. 3.41, а поріг відповідає точці перетину цих щільностей $t_{12} = 162 \text{ Гц}$ і позначений на рис. 3.41 знаком \otimes .

Маючи ці криві, нескладно розрахувати ймовірність переплутування незначної турбулентності з легкою F_{12} та ймовірність виявлення легкої турбулентності D_2 :

$$F_{12} = \int_{t_{12}}^{\infty} p_1(\sigma_f) d\sigma_f; \quad D_2 = \int_{t_{12}}^{\infty} p_2(\sigma_f) d\sigma_f.$$

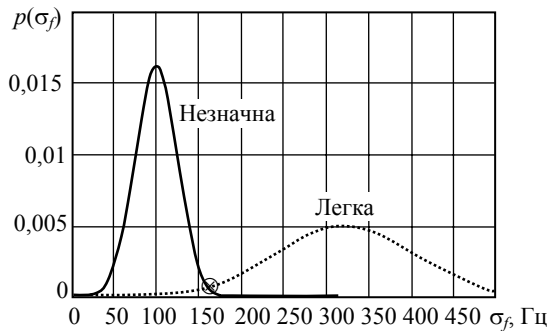


Рис. 3.41. Умовні щільності розподілу ШДС за умови незначної і легкої турбулентності

Аналогічно обчислюються ймовірності переплутування легкої турбулентності з помірною F_{23} за оптимального порога t_{23} , помірної із сильною F_{34} за оптимального порога t_{34} і сильної з дуже сильною F_{45} за оптимального порозі t_{45} , а також імовірності правильного виявлення помірної D_3 , сильної D_4 та дуже сильної D_5 турбулентності.

Введемо сумарні ймовірності помилки

$$E_{(i,i+1)} = F_{(i,i+1)} + (1 - D_{i+1}).$$

Вірогідність виявлення турбулентності різної інтенсивності з урахуванням можливості переплутування сусідніх рівнів інтенсивності ілюструється на рис. 3.42.

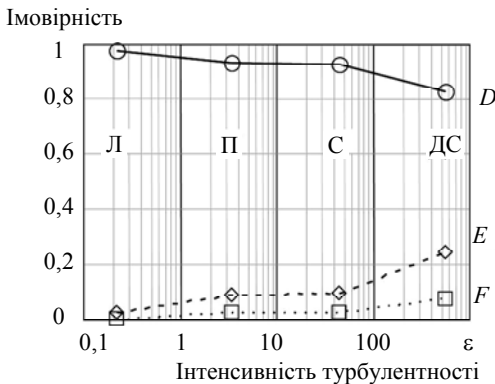


Рис. 3.42. Вірогідність виявлення турбулентності заданої інтенсивності на фоні турбулентності меншої інтенсивності:

- Л — легка; П — помірна; С — сильна; ДС — дуже сильна;
- D — правильне виявлення (кружечки); F — хибна тривога (квадратики);
- E — сумарна помилка (ромбики)

Завершуючи аналіз ШДС як ІП на локалізації ЗНТ, розглянемо залежність сумарної ймовірності помилкового рішення від величини порога, визначивши помилкову тривогу як подію, коли незначна турбулентність (або коли немає турбулентності) сприйнята за турбулентність легкої інтенсивності. Такі залежності для випадків виявлення легкої (Л), помірної (П), сильної (С) та дуже сильної (ДС) турбулентності показано на рис. 3.43. Пороговий рівень t відкладено в логарифмічному масштабі.

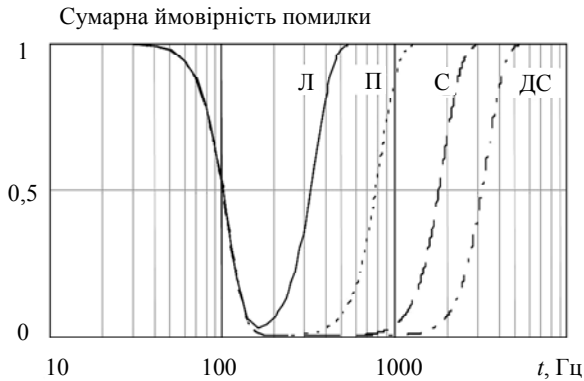


Рис. 3.43. Сумарна ймовірність помилки як функція порога

Таким чином, якщо визначено ситуацію хибної тривоги оптимальний (за критерієм ідеального спостерігача), поріг становить 150...200 Гц.

Виконаний аналіз ШДС як ІП за локалізації ЗНТ дозволяє зробити важливі висновки. На відміну від РВ, яка лише інтегрально характеризує небезпечність об'єкта і не дозволяє виявити точне місце розміщення турбулентної зони в межах хмари, ШДС характеризує турбулентну небезпечність безпосередньо, і розміщення зон підвищеної ШДС найчастіше відповідає ЗНТ. Крім того, ШДС дає змогу проводити багатоальтернативну класифікацію або оцінювати інтенсивність турбулентності в хмарах і опадах. Усе це вигідно відрізняє доплерівський радіолокатор від звичайного, який вимірює лише потужність відбитого сигналу або РВ.

Ураховуючи кількісні значення ШДС (наприклад, на рис. 3.39) можна зробити висновок, що доплерівські спектри хмар і опадів можуть бути надто широкими. Це утруднює їх вимірювання, особливо на великих відстанях від РЛС, оскільки вимірювання височастотних складових спектра потребує високої частоти повторення імпульсів (або високої частоти модуляції при випромінюванні неперервного сигналу), що, в свою чергу, обмежує однозначно вимірювану дальність.

Деякі можливості вимірювання ШДС в метеорологічних РЛС розглянуто в підрозд. 3.5.7.

3.5.6. Уплив руху радіолокаційної системи, сканування і форми діаграми напрямленості антени

Ширина доплерівського спектра залежить від руху носія РЛС саме внаслідок скінченної (тобто не нескінченно вузької) ширини ДН антени (див. підрозд. 3.5.4). Дійсно, якщо в роздільному об'ємі розміщені 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. 3.44, 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 зі швидкістю літака v . Вісь ДН антени збігається з напрямком руху РЛС.

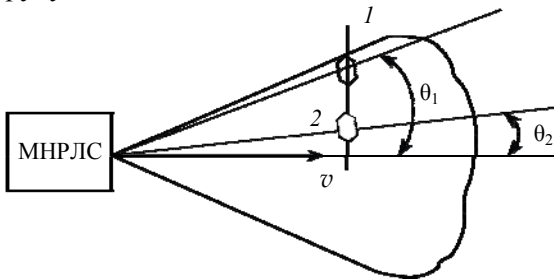


Рис. 3.44. Просторово нероздільні нерухомі розсіювачі, рознесені в тангенціальному напрямі

Ці радіальні швидкості відповідно становлять $v_1 = v \sin \theta_1$ та $v_2 = v \sin \theta_2$, а кути θ_1 і θ_2 позначені на схемі. Природно, що кожному з двох розсіювачів відповідає своя доплерівська частота, пропорційна швидкості v_1 або v_2 . Якщо ж ціль містить безліч хаотично розміщених і в середньому рівномірно розподілених у межах роздільного об'єму розсіювачів, то формується неперервний спектр доплерівських частот, який повністю обумовлений рухом носія РЛС. Інтуїтивно зрозуміло, що цей спектр буде тим ширший, чим більша швидкість руху РЛС і чим ширша ДН антени.

Розглянемо цю залежність детальніше, користуючись результатами праць [46; 47].

Нехай напрям руху літака, на якому встановлена МНРЛС, збігається з віссю Oz системи координат xuz (рис. 3.45). Максимум випромінювання антени (вісь Ox_1) напрямлений під кутом α до Oz . У сферичній системі координат, пов'язаній з літаком, ДН антени можна подати у вигляді $F(\theta, \varphi)$.

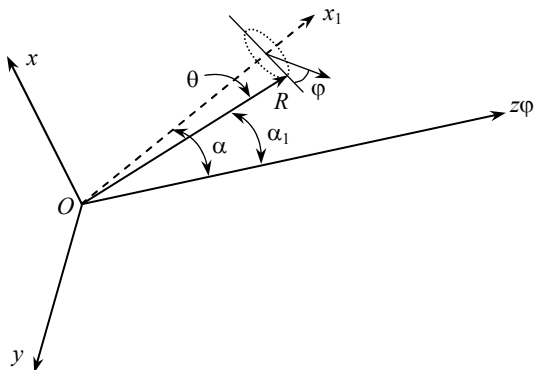


Рис. 3.45. Система координат xuz носія РЛС і сферична система координат $R\theta\varphi$ ДН антени та розміщення розсіювачів в її межах

Допустимі значення кутів θ і φ , які визначають ДН антени: $0 \leq \varphi \leq 2\pi$; $0 \leq \theta \leq \theta_{\max}$; $\theta_{\max} \leq \pi$, але практично θ_{\max} набагато менше і визначається формою ДН антени.

Важливо, що у вибраній системі координат за кутом φ спостерігається сферична симетрія. Розглянемо довільну частинку з координатами R, θ, φ . Вона розсіює потужність, пропорційну потужності, що на неї падає, тобто пропорційна характеристиці направленості антени $F(\theta, \varphi)$. Діаграму $F(\theta, \varphi)$ можна визначити як відношення потужності, що випромінюється в інтервалі кутів від θ до $\theta + d\theta$ та від φ до $\varphi + d\varphi$, до всієї потужності. Тому після відповідного нормування

$$F_0(\theta, \varphi) = \frac{F(\theta, \varphi)}{\iint F(\theta, \varphi) d\theta d\varphi},$$

де інтегрування здійснюється за областю існування змінних, величиною $F_0(\theta, \varphi)$ можна надати математичний зміст щільності ймовірності.

Розподіли за θ і φ незалежні, тобто $F_0(\theta, \varphi) = F_\theta(\theta)F_\varphi(\varphi)$, причому завдяки аксіальній симетрії ДН розподіл за кутом $\varphi \in$ рівномірним $F_\varphi(\varphi) = 1/2\pi$. Тому інтегрування за φ дає одиничний множник, тобто залежності від φ немає. Надалі індекс θ при $F_\theta(\theta)$ випускаємо, отже, потужність, перевипромінена будь-яким розсіювачем з кутовими координатами (θ, φ) , пропорційна характеристиці направленості антени $F_0(\theta)$.

Для формування величини доплерівської частоти ключову роль відіграє кут α_1 , який характеризує напрям на довільний розсіювач. Усереднені за всіма розсіювачами кутові характеристики залежать від кута α між напрямом руху літака і віссю ДН антени та від усереднених характеристик кутів θ_i усіх розсіювачів, що беруть участь у формуванні відбитого сигналу. За умови повного і рівномірного заповнення променя розсіювачами усереднені характеристики цього кута θ за всіма i залежать тільки від функції $F_0(\theta)$.

Виходячи з цих міркувань у праці [49] показано, що внесок в ШДС, або дисперсія доплерівських частот, зумовлена рухом літака, за зазначених умов може бути виражена формулою

$$\sigma^2 = \left(\frac{2}{\lambda}v\right)^2 \left\{ \cos^2 \alpha \left[\overline{\cos^2 \theta} - (\overline{\cos \theta})^2 \right] + \frac{1}{2} \sin^2 \alpha \overline{\sin^2 \theta} \right\}, \quad (3.112)$$

де риска над тригонометричною функцією означає її усереднення за всіма можливими значеннями аргумента. Зокрема,

$$\begin{aligned} \overline{\cos \theta} &= \int_0^\pi \cos \theta F_0(\theta) d\theta; \\ \overline{\cos^2 \theta} &= \int_0^\pi \cos^2 \theta F_0(\theta) d\theta; \\ \overline{\sin^2 \theta} &= \int_0^\pi \sin^2 \theta F_0(\theta) d\theta. \end{aligned} \quad (3.113)$$

Результати розрахунків за формулою (3.113) за гауссової апроксимації форми ДН антени показано на рис. 3.46

$$F_0(\theta) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\pi}\sigma_\theta(\theta_{05})} \exp \left\{ -\frac{\theta^2}{2\sigma_\theta^2(\theta_{05})} \right\}.$$

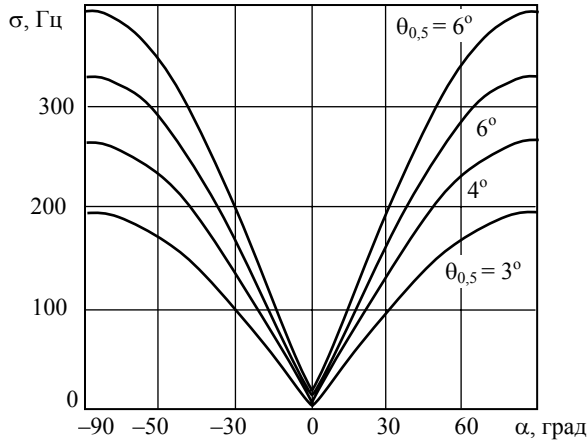


Рис. 3.46. Унесок руху літака зі швидкістю 720 км/год у ШДС за ширини ДН антени $\theta_{0,5} = 3^\circ; 4^\circ; 5^\circ$ і 6° залежно від кута α між напрямками польоту та випромінювання

Як бачимо, ширша ДН зумовлює більше розширення спектра за рахунок руху носія МНРЛС, і при відхиленні променя від напрямку польоту цей ефект зростає. Аналогічна залежність від кута α , але тепер для нормованого середньоквадратичного відхилення доплерівської частоти (рис. 3.47), становить

$$s(\alpha) = \frac{\sigma(\alpha)}{\sigma(0)}.$$

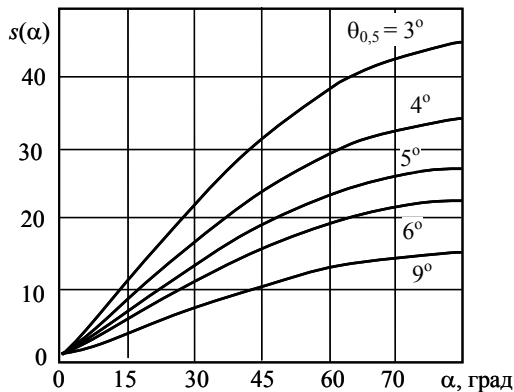


Рис. 3.47. Нормоване розширення доплерівського спектра як функція кута між напрямками руху і випромінювання

Користуючись графіком, можна оцінити розширення спектра за будь-яких швидкостей літака для РЛС різних частотних діапазонів. Для цього необхідно помножити значення $s(\alpha)$ на $2v/\lambda$.

Доцільно звернути увагу на те, що порядок розміщення нормованих кривих змінився на протилежний порівняно з ненормованими кривими на попередньому графіку. Це пояснюється тим, що ширша ДН забезпечує абсолютно більше розширення спектра, але вона менш чутлива до збільшення кута α , тобто відносне розширення спектра для сканування антени буде меншим. Якщо уявити, що вся зона огляду від -90° до $+90^\circ$ заповнена розсіювачами, а антена сканує з кутовою швидкістю Ω , то $\alpha(t) = \Omega t$ і розширення спектра σ буде змінюватися у часі з частотою Ω , проходячи всі точки кривих на рис. 3.46. Якщо $\alpha = 0$ (напрями руху літака і випромінювання збігаються), вираз (3.112) зводиться до

$$\sigma_{\alpha=0}^2 = \left(\frac{2}{\lambda}v\right)^2 \left\{ \left[\overline{\cos^2 \theta} - \left(\overline{\cos \theta}\right)^2 \right] \right\} = \sigma_0^2 \left(\frac{2}{\lambda}v\right)^2, \quad (3.114)$$

де в правій частині вираз у фігурних дужках позначено через σ_0^2 .

Фактично величина σ_0^2 є точкою мінімуму показаної на рис. 3.46 функції $\sigma(\alpha)$. Цей мінімум буде різним залежно від ширини і форми ДН антени. Окремий випадок (3.114) розглянуто в праці [47]. Там отримано загальний вираз для σ_0^2 та виконані розрахунки цієї величини для різних моделей ДН антени. Наприклад, при апроксимації форми ДН антени функцією

$$F(\theta) = 2J_1\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\sin\theta\right) / \frac{2\pi a}{\lambda}\sin\theta,$$

де a — радіус параболічної дзеркальної антени; J_1 — функція Бесселя першого порядку, після необхідного нормування $F_0(\theta) = F(\theta) / \int F(\theta)d\theta$, перетворень та розрахунків одержано, що $\sigma^2 \approx 0,02(2v/\lambda)^2(\lambda/2v)^4$.

З цього випливає, що під час роботи з об'ємно-розподіленими цілями залежність між розширенням спектра та довжиною хвилі не зникає, як це спостерігається у разі відбиття від земної поверхні для антени заданого розміру [50].

Результати розрахунків розширення ШДС унаслідок руху радіолокатора для кількох функцій $F(\theta)$ наведено в табл. 3.7 і на рис. 3.48 (якщо $\alpha = 0$).

Таблиця 3.7

**Розширення доплерівського спектра внаслідок руху РЛС,
коли напрями руху і випромінювання збігаються**

Модель форми ДН	Нормоване розширення спектра $s(0)$	Вираз через ефективну ширину ДН
Прямокутна $F_0(\theta) = \begin{cases} \frac{2}{\theta_{\max}}, & 0 \leq \theta \leq \frac{\theta_{\max}}{2}; \\ 0 & \text{якщо решта } \theta \end{cases}$	$0,037\gamma^2$	$0,15 \theta_{\text{еф}}^2$
Sin(*)/(*) (головна пелюстка) $F_0(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{2\pi a}{\lambda} \sin \theta\right)}{\sin \theta \operatorname{Si}(\pi)}, \quad 0 \leq \theta \leq \frac{\lambda}{2a}$	$0,097 \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2$	$0,28 \theta_{\text{еф}}^2$
$J_1(*)/(*)$ (головна пелюстка) $F_0(\theta) = \frac{J_1\left(\frac{2\pi a}{\lambda} \sin \theta\right)}{\sin \theta \int_0^{x_1} J_0(x) dx}, \quad 0 \leq \theta \leq \frac{x_1 \lambda}{2\pi a},$ x_1 — перший корінь $J_1(*)$; $x_1 \approx 3,83$	$0,14 \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2$	$0,29 \theta_{\text{еф}}^2$
Гауссова $F_0(\theta) = \frac{2}{\sqrt{2\pi\sigma_\theta}} \exp\left(-\frac{\theta^2}{2\sigma_\theta^2}\right)$	$0,72 \sigma_\theta^2$	$0,45 \theta_{\text{еф}}^2$

Для коректного порівняння впливу різних $F(\theta)$ розраховано також вираз нормованої на $2v/\lambda$ величини $s = (\lambda/2v)\sigma$ через ефективну ширину ДН $\theta_{\text{еф}}$, визначену з рівності $\theta_{\text{еф}} F_0(0) = \int_0^{\theta_{\max}} F_0(\theta) d\theta$.



Рис. 3.48. Нормоване розширення доплерівського спектра як функція кута між напрямом руху і випромінювання

Різні моделі ДН антени позначені як «Прямокутна», « $\text{Sin}(*)(*)$ », « $J_1(*)(*)$ », «Гауссова» відповідно до табл. 3.7

З цих результатів випливає, що оцінка $\sigma = (2v/\lambda)s$, виходячи з гауссівської моделі, зумовлює найбільше розширення спектра. Очевидно, що це пов'язано із впливом крил гауссової кривої. Три інші фінітні ДН зумовлюють менші розширення спектра. Найменше розширення, природно, викликає ідеальна «Прямокутна» ДН (див. рис. 3.22). 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. У разі виявлення ЗНТ бортовими радіолокаторами це розширення спектра завжди можна розрахувати для автоматичної корекції, виходячи з реальної ДН антени, швидкості літака і кута α при скануванні.

3.5.7. Вимірювання параметрів спектра

Зауваження про форму спектра. Вимірювання параметрів доплерівського спектра, зокрема його ширини, МНРЛС здійснюється в режимі «Турбулентність», а також у разі виявлення зсуву вітру. Вимірюваними параметрами, що містять інформацію про динамічні процеси в хмарах і опадах, можуть бути середня допле-

рівська швидкість \bar{v} (3.70), дисперсія доплерівської швидкості σ_v^2 (3.71) 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. підрозд. 3.5.2). Основна частина вагової функції для метеорологічних радіолокаторів у більшості випадків може бути апроксимована гауссовою кривою. Тому спектр потужності повинен також мати гауссову форму. Більшість експериментальних спектрів потужності добре задовольняють таку апроксимацію, але іноді зустрічаються навіть бімодальні спектри [43]. Тому деякі переваги мають методи й алгоритми, інваріантні до форми спектра.

Труднощі та обмеження доплерівських вимірювань. Деякі загальні проблеми, що виникають під час доплерівських вимірювань бортовими МНРЛС:

1. Під час горизонтального сканування 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 середні швидкості гідрометеорів (усереднення по всьому відбивальному об'єму).

3. Через установлення РЛС на борту літака спектр доплерівських частот містить складові, зумовлені радіальною швидкістю літака відносно гідрометеорів, розміщених у відбивальному об'ємі. Ця швидкість буде змінюватися під час сканування антени (підрозд. 3.5.6), тобто виникає потреба компенсувати швидкість літака.

4. В імпульсних радіолокаторах розмір комірки (елемента) дальності, який визначає роздільну здатність за дальністю, залежить від тривалості імпульсу. Тому важко досягти достатнього розділення за дальністю з прийнятною випромінюваною потужністю.

5. Виконувати спектральний аналіз і обробляти сигнали необхідно в реальному масштабі часу за всією дальністю R_{\max} для кожного роздільного об'єму ΔR , тобто для всіх n елементів дальності $n = R_{\max} / \Delta R$. Згідно з Arinc-708A кількість комірок (елементів дальності) має становити $n = 512$.

6. Необхідність одночасно вимірювати дальність до роздільного об'єму і швидкість 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 й надійності.

Доплерівські методи виявлення небезпечних зон метеоутворень ґрунтуються на припущенні, що гідрометеори захоплюються повітряними потоками. Тоді виявлення ЗНТ зводиться до вимірювання за допомогою РЛС характеристик руху гідрометеорів. На практиці використовують різні варіанти застосування доплерівського ефекту для добування інформації про небезпечні зони. Як основні оцінювані характеристики руху розсіювачів можна вимірювати:

- середні доплерівські частоти у відбивному об'ємі;
- ширину спектра доплерівських частот у відбивному об'ємі;
- ширину спектра флуктуацій інтенсивності сигналу внаслідок вторинного ефекту Доплера;
- інтервали кореляції обвідної послідовності відбитих імпульсів;
- коефіцієнти міжперіодної кореляції ехо-сигналів;
- різницю середніх доплерівських частот у рознесених роздільних об'ємах тощо.

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. Вимірювати швидкості гідрометеорів відносно радіолокатора можна лише 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 їх поширення як МНРЛС були труднощі оброблення сигналів у реальному масштабі часу. Сучасні можливості цифрового оброблення сигналів з використанням швидкодійних 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.

Детальний аналіз функціонування когерентно-імпульсного радіолокатора виконано в підрозд. 3.5.4. Там показано, що за допомогою такого радіолокатора можуть бути отримані оцінки доплерівського спектра. Для розрахунку двох перших моментів доплерівського спектра використовуються методи спектрального оброблення, основані на прямих розрахунках із застосуванням ШПФ. Тому доцільно передусім розглянути, яким чином оцінити інформативні параметри спектра за умови, що оцінка самого спектра $S(f)$ уже відома.

Можна оцінювати тільки ширину Δf спектра $S(f)$ (рис. 3.49), наприклад, σ_f — середньоквадратичну частоту. Дисперсія частот в спектрі $S(f)$ дорівнює $\sigma_f^2 = \int_0^{\infty} f^2 S(f) df - \left[\int_0^{\infty} f S(f) df \right]^2$.

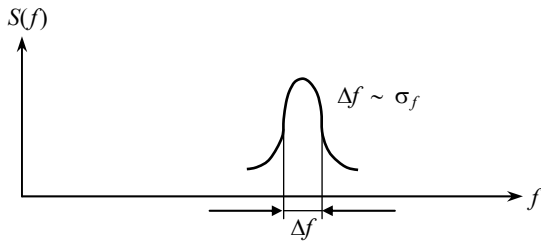


Рис. 3.49. Ширина спектра

Якщо оцінюється лише ширина спектра, автоматично компенсується основна складова швидкості літака порівняно з вимірами середньої частоти спектра. Але насправді швидкість літака впливає і на ширину спектра доплерівських частот Δf . Похибка оцінки розкиду швидкостей частинок всередині роздільного об'єму залежить від ширини ДН антени $\theta_{0,5}$ і швидкості літака, а також від напрямку випромінювання α .

Зупинимося лише на оцінці ШДС. Декілька алгоритмів розроблено для вимірювання цього параметра.

Рівневий алгоритм. Цей алгоритм виходить з моноmodalної 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

$$0 < lev < 1$$

відносно максимуму може задаватися за допомогою меню.

Ширина доплерівського спектра є модулем різниці між двома значеннями доплерівської частоти f (або швидкості v) відносно максимуму. Найчастіше використовують рівень $lev = 0,5$. У такому разі ширина спектра є модулем різниці між двома величинами доплерівської частоти, перша з яких f_1 відповідає першому перетину спектра з рівнем lev , а друга f_2 — другому перетину з тим же рівнем. Оцінкою ШДС є

$$\Delta f = |f_1 - f_2|.$$

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 задалегідь як потрібний відсоток від усієї площі під кривою спектра, яка становить 100 %:

$$0 < A < 100 \%$$

Алгоритм полягає в такому. Спочатку необхідно знайти середню частоту \bar{f} . Якщо спектр є симетричним, наприклад, задовольняє гауссову модель, 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:

$$\frac{S_A}{S_T} 100 = A [\%],$$

$$\text{де } S_A = \int_{v_1}^{v_2} S(v) dv, \text{ а } S_T = \int_{-\infty}^{\infty} S(v) dv.$$

Відповідна ШДС може бути визначена для будь-якого квантиля. Найчастіше використовують значення: $A = 95, 90, 80, 70, 50 \%$.

Порівняння двох алгоритмів. Розглянуті рівневий і квантильний алгоритми успішно використовуються для оброблення згладжених даних. Для моноmodalних гладких змодельованих спектрів кожне з двох розглянутих визначень ШДС і відповідних алгоритмів обробки сигналів можна використовувати для отримання надійних результатів. Необхідно тільки використовувати однакові алгоритми в усіх випадках, порівнюваних між собою. Але вибір алгоритму для обробки сигналів стає дуже важливим у випадку реальних вимірюваних даних. З цього погляду квантильний алгоритм кращий від рівневого, хоч останній складніший. Проте досвід оброблення реальних даних показує, що обидва — і рівневий, і квантильний алгоритми недоцільно використовувати для оброблення вимірюваних спектрів, якщо ці спектри не були заздалегідь ефективно згладжені.

Практичний алгоритм оброблення спектрів. Через вплив багатьох чинників та близьку до нормальної вагову функцію (див. підрозд. 3.5.4) спектри сигналів від метеорологічних об'єктів добре відповідають гауссовій формі. Це підтверджується результатами моделювання і експериментальними даними. Виходячи з цього в праці [51] одержано алгоритм, придатний для оброблення незгладжених оцінок спектра. Нехай P — повна потужність сигналу. Тоді розподіл енергії за доплерівськими частотами можна записати як

$$p(f) = \frac{P}{\sqrt{2\pi}\sigma_f} e^{-\frac{(f-f_0)^2}{2\sigma_f^2}}, \quad (3.115)$$

де σ_f — ширина доплерівського спектра; f_0 — середня доплерівська частота сигналу від частинок, що містяться в роздільному радіолокаційному об'ємі.

Як результат вимірювання доплерівського спектра маємо вибіркві величини спектральних компонентів потужності

$$p^*(f_i), \quad i = 1, \dots, N/2,$$

де f_i — величина i -ї доплерівської частоти; N — обсяг вихідної вибірки сигналу, яка використовувалася для оцінювання доплерівського спектра.

Для оцінювання параметрів σ_f та f_0 складемо такі рівняння, що випливають з визначень статистичних та енергетичних параметрів:

$$\left\{ \begin{array}{l} \int_{-\infty}^{\infty} p(f)df = P = \sum_{i=1}^{N/2} p^*(f_i); \\ \int_{-\infty}^{\infty} f p(f)dv = Pf_0 = m_1^*\{f\} = \sum_{i=1}^{N/2} f_i p^*(f_i); \\ \int_{-\infty}^{\infty} f^2 p(f)dv = P^2(\sigma_f^2 + f_0^2) = m_2^*\{f\} = \sum_{i=1}^{N/2} f_i^2 p^*(f_i). \end{array} \right. \quad (3.116)$$

Розв'язавши систему рівнянь (3.116) щодо параметрів σ_f , f_0 отримаємо вираз для оцінки σ_f :

$$\sigma_f^* = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N/2} f_i^2 p^*(f_i) \sum_{i=1}^{N/2} p^*(f_i) - \left[\sum_{i=1}^{N/2} f_i p^*(f_i) \right]^2}{\sum_{i=1}^{N/2} p^*(f_i)}}. \quad (3.117)$$

Цей алгоритм не мав би ніяких переваг порівняно з рівневим або квантильним алгоритмами, якби обробленню підлягали лише гладкі спектри. Але на практиці алгоритм (3.117) показує добрі результати під час оброблення реальних флюктуючих спектрів, коли інші алгоритми не працюють. Особливо його переваги відчутні під час оброблення коротких реалізацій ехо-сигналів, що дуже важливо для МНРЛС.

Для оцінювання окремих параметрів доплерівських спектрів немає потреби оцінювати самий спектр. Відомі алгоритми оцінювання середньої частоти і ширини спектра безпосередньо за часовими реалізаціями відбитих сигналів. Це передусім методи автоковаріаційного оброблення (процесори парних імпульсів), що ґрунтуються на оцінці значень автокореляційної функції за величини запізнювання, обумовленої періодами повторення випромінюваних сигналів. Переваги коваріаційного оброблення разом з останніми технологічними досягненнями визначили використання цих методів в імпульсних РЛС. Розглянемо один з найбільш уживаних алго-

ритмів, який полягає в автоковаріаційному обробленні часових реалізацій відбитого сигналу когерентно-імпульсного радіолокатора.

Автоковаріаційне оброблення. З теореми Вінера–Хінчина випливає, що гауссівському спектру відповідає гауссова форма кореляційної функції.

Замінюючи частотний аргумент на швидкісний і додаючи шумову складову, яка завжди присутня, отримаємо модель спектра (3.115) у вигляді [36]

$$S(v) = \frac{P}{\sqrt{2\pi}\sigma_v} \exp\left[-(v - \bar{v})^2 / 2\sigma_v^2\right] + \frac{2NT_{\Pi}}{\lambda}, \quad (3.118)$$

звідки АКФ у разі затримки сигналу на τ дорівнює

$$R(\tau) = E \exp\left[-2\pi^2\tau^2\left(\frac{2\sigma_{v\tau}}{\lambda}\right)^2\right] e^{-j4\pi\bar{v}\tau/\lambda} + N_0(\tau), \quad (3.119)$$

де $N_0(\tau)$ — спектральна щільність білого шуму.

Тому нормований коефіцієнт кореляції

$$\rho(\tau) = \exp\left[-2\pi^2\tau^2\left(\frac{2\sigma_v}{\lambda}\right)^2\right], \quad (3.120)$$

причому у випадку когерентно-імпульсної РЛС аргумент τ набуває дискретних значень

$$\tau = mT_{\Pi}, \quad m = 0, 1, 2, \dots$$

з кроком, що дорівнює періоду повторення імпульсів T_{Π} .

Результати розрахунків за формулою (3.118) для трьох значень ШДС $\sigma_v = 1$ м/с, 2 м/с та 3 м/с при $\lambda = 3,2$ см і $T_{\Pi} = 100$ мкс, показано на рис. 3.50.

За зазначених вихідних даних, беручи до уваги співвідношення (3.119), затримка (зсув) на $\tau = 1$ м/с досягається на десятому кроці ($m = 10$), а $\tau = 4$ м/с — на сороковому кроці ($m = 40$).

Якщо взяти вдесятеро більший період $T_{\Pi} = 1000$ мкс, то $\tau = 1$ м/с досягається уже при $m = 1$. Чим ширший спектр, тим швидше спадає АКФ. Тому природно оцінювати ширину спектра з оцінок коефіцієнта автокореляції.

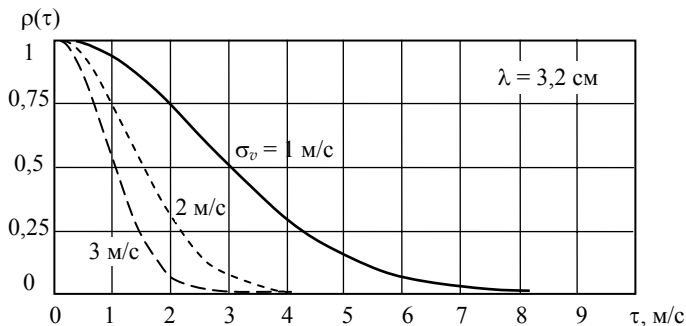


Рис. 3.50. Нормована АКФ за різних σ_v^2

Згідно з пульс-парним алгоритмом [39] спочатку необхідно оцінити коефіцієнт кореляції при $m = 1$ $|R_1| = |R(T_n)|$ та потужність прийнятого сигналу P . Логарифм їх відношення пов'язаний з σ_v формулою

$$\sigma_v = \frac{\lambda}{2\pi T_n \sqrt{2}} \left| \ln \left(\frac{P}{|R_1|} \right) \right|^{1/2} \operatorname{sgn} \left[\ln \left(\frac{P}{|R_1|} \right) \right], \quad (3.121)$$

де $\operatorname{sgn}[X] = 0$, якщо $X = 0$; $\operatorname{sgn}[X] = 1$, якщо $X > 0$; $\operatorname{sgn}[X] = -1$ якщо $X < 0$.

Потужність P можна оцінити шляхом віднімання відомої потужності шуму від усередненого квадрата амплітуд

$$P = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |U(k)|^2 - N_0.$$

Коефіцієнт кореляції R_1 за затримки $\tau = T_n$ оцінюється згідно з виразом

$$R(T_n) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} U^*(m) U(m+1).$$

Необхідно пояснити зміст функції $\operatorname{sgn}[*]$ у формулі (3.121). Теоретично величина P не може бути більша за $|R_1|$, тому що P — це фактично R_0 , або дисперсія сигналу. Але в реальних алгоритмах

оброблення сигналів P і $|R_1|$ є оцінками. Тому існує ймовірність, що в разі вузьких спектрів і малих відношень сигнал/шум логарифм у рівнянні (3.121) набуде від'ємного значення. Функція $\text{sgn}[*]$ «помічає» ці негативні випадки. Вони не підлягають аналізу або відповідні значення ширини спектра належать до розряду малих величин.

Більш зручна для практичної реалізації форма цього алгоритму утворюється розвиненням в ряд логарифма у виразі (3.121) для величин $|R_1|$, близьких до P . Остання умова виконується в разі вузьких спектрів, коли нормована середньоквадратична швидкість $\sigma_{vn} \ll 1$.

Величина σ_{vn} вводиться таким чином:

$$\sigma_{vn} = \frac{\sigma_v}{2v_a} = \frac{2\sigma_v T_n}{\lambda},$$

де $v_a = \lambda/4T$ — максимальна швидкість, що може бути однозначно виміряна когерентно-імпульсною РЛС.

Після розвинення в ряд алгоритм (3.121) перетворюється на

$$\sigma_v = \frac{\lambda}{2\pi T_n \sqrt{2}} \left| 1 - \frac{P}{|R_1|} \right|^{1/2} \text{sgn} \left[1 - \frac{P}{|R_1|} \right]. \quad (3.122)$$

Для широких спектрів оцінка (3.122) є зсуненою на відміну від оцінки (3.121) за гауссової формі спектра. Дисперсії оцінок (3.121) і (3.122) однакові за умови, що спектри гауссові і що усунуто асимптотичне зсунення оцінки (3.122).

У метеорологічних РЛС застосовують ще один варіант пульсарного алгоритму [39]. Цей алгоритм отримано з відношення коефіцієнтів автокореляції R_1 і R_2 за затримок відповідно на T_n і $2T_n$, тобто $R(mT_n)$, якщо $m=1; 2$.

За умови гауссового спектра оцінка σ_v можна записати у вигляді

$$\sigma_v = \frac{\lambda}{2\pi T_n \sqrt{6}} \left| \ln \frac{|R_1|}{|R_2|} \right|^{1/2} \text{sgn} \left[\ln \frac{|R_1|}{|R_2|} \right]. \quad (3.123)$$

У праці [36] показано, що діапазон вимірюваних значень ШДС цим алгоритмом зменшений вдвічі порівняно з алгоритмом (3.121). Але рівняння (3.123) 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, за низьких відношень сигнал/шум дисперсія оцінки σ_v за алгоритмом (3.123) буде меншою. Алгоритм (3.123) придатний для оброблення сигналів з повільно спаданою АКФ, тобто за малих σ_v .

Доречно підкреслити, що пульс-парний алгоритм у будь-якій версії стає непридатним за дуже малих значень ширини спектра ($\sigma_{vn} < 0,01$) або малих відношень сигнал/шум.

Некогерентні РЛС. Тільки когерентні радіолокатори здатні вимірювати середню частоту доплерівського спектра \bar{f} (або \bar{v}). Але оцінити ШДС можна також за допомогою некогерентних радіолокаторів. У цьому разі корисна інформація утворюється завдяки вторинному доплерівському ефекту. Відеосигнал на виході звичайного амплітудного детектора (рис. 3.51) флукує.



Рис. 3.51. Приймач з амплітудним детектором

Для пояснення природи цих флукуацій розглянемо процес зондування хмари радіолокаційним променем і вважатимемо, що роздільний об'єм містить тільки дві частинки, що розсіюють електромагнітну енергію (рис. 3.52). 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 «розсіювач–радіолокатор» можуть бути різними як за величиною, так і за напрямом. Відбитий від цих розсіювачів сигнал можна подати у вигляді

$$E(t) = a_1 \cos(\omega_0 + \omega_1)t + a_2 \cos(\omega_0 + \omega_2)t, \quad (3.124)$$

де a_1, a_2 — амплітуди сигналу від кожного з розсіювачів; ω_1, ω_2 — доплерівські частоти, притаманні кожному з розсіювачів $\omega_i = 2\pi 2v_i / \lambda, i = 1; 2$.

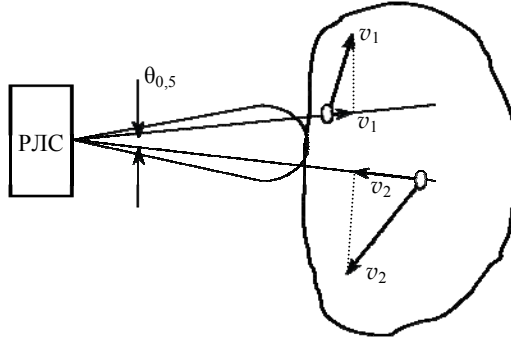


Рис. 3.52. Два розсіювачі в роздільному об'ємі

Після підсилення напруга (3.124) подається на детектор (будемо вважати, на квадратичний), який здійснює піднесення до квадрата і усереднює за час, що перевищує період високої частоти:

$$U_{\text{вих}} = \overline{E^2(t)} = a_1^2 + a_2^2 + 2a_1a_2 \cos(\omega_2 - \omega_1)t. \quad (3.125)$$

Відповідно до рівняння (3.125) 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

$$\Delta\omega_{21} = \omega_2 - \omega_1 = 2\pi(f_2 - f_1) = 2\pi F_{21}, \text{ де } F_{21} = f_2 - f_1 = \frac{2(v_2 - v_1)}{\lambda}.$$

Інакше кажучи, 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 Доплера).

Якщо частинок не дві, а багато, то маємо суму сигналів від усіх розсіювачів, і формулу (3.125) можна узагальнити

$$U_{\text{вих}}(t) = \overline{E^2(t)} = \sum_i a_i^2 + 2 \sum_{i,j} a_i a_j [\cos(\omega_i - \omega_j)t]. \quad (3.126)$$

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 (3.126) за

час, який перевищує період найнижчої частоти биттів, то другий член обернеться в нуль, і отримаємо оцінку РВ. Тоді інформація, яка міститься у флуктуаціях, загине. Але, пропустивши неусереднений сигнал (3.12) через аналізатор спектра, можна визначити спектр $S_p(F)$ частот биттів, а отже, і спектр відносних швидкостей частинок на підставі вторинного ефекту Доплера.

Таким чином, у випадку некогерентного радіолокатора після амплітудного детектора маємо від кожного одиночного роздільного об'єму послідовність флуктуючих імпульсів (рис. 3.53).

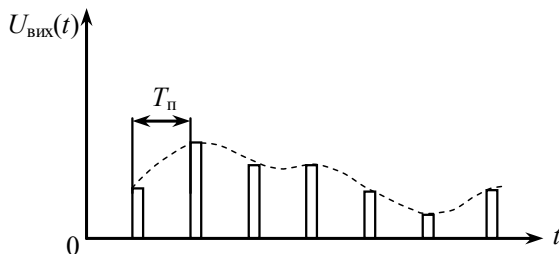


Рис. 3.53. Флуктуації сигналу

Спектр обвідної цієї послідовності імпульсів $S_p(F)$ є зваженим зображенням спектра відносних радіальних швидкостей розсіювачів, які містяться 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:

$$S_p(F) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f - F)S(f)df, \quad F \geq 0 \quad (3.127)$$

Знаючи функцію $S(f)$, можна завжди обчислити $S_p(F)$. На жаль, обернена 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 флуктуацій $S_p(F)$ також є інформативним параметром у задачі локалізації

ЗНТ. Можна показати, що теоретично дисперсія спектра $S_p(F)$ рівно у два рази більша від дисперсії доплерівського спектра $S(f)$:

$$\sigma_F^2 = 2\sigma_f^2. \quad (3.128)$$

У праці [42] це доведено із залученням теорії множин. Нехай $A\{f\}$ є множиною всіх доплерівських частот, що відповідають множині радіальних швидкостей частинок, які рухаються в роздільному об'ємі хмари. Позначимо через Ω 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 множиною всіх частот доплерівських биттів.

У такому разі дисперсія σ_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 $\sigma_F^2 = 2\left[\overline{f^2} - (\overline{f})^2\right] = 2\sigma_f^2$, що і потрібно було довести.

Доплерівський спектр $S(f)$ і спектр флуктуацій інтенсивності $S_p(F)$ некогерентної РЛС, обчислений за формулою (3.128), показано на рис. 3.54. У ньому немає несної частоти f_0 . Для гауссового доплерівського спектра (права крива) $S_p(F)$ — однобічний гауссовий спектр.

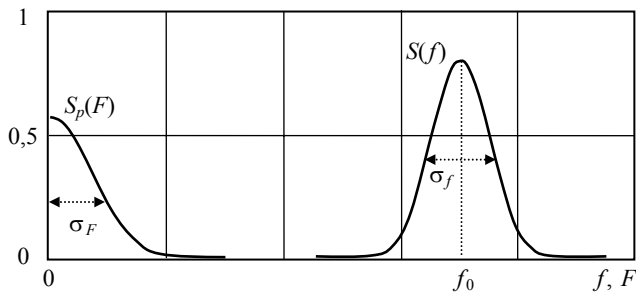


Рис. 3.54. Доплерівський спектр і спектр флуктуацій некогерентного радіолокатора

Спектр $S_p(F)$ завжди визначений тільки для додатних частот, оскільки від'ємні частоти флуктуацій не мають фізичного сенсу. Отже, з вимірів ширини спектра і в разі некогерентного радіолокатора можна одержати інформацію про турбулентність та інші метеорологічні явища завдяки зв'язку між σ_f і σ_F .

Очевидним недоліком σ_F як ІП є те, що хоча ширина спектра обвідної послідовності імпульсів некогерентної РЛС однозначно пов'язана із ШДС, спектр обвідної ширший ($\sigma_F = \sqrt{2}\sigma_f$), що призводить до зниження точності оцінки і, головне, потребує ширшого діапазону однозначних вимірювань 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 оброблення сигналу некогерентного радіолокатора.

R-метр. Одним з найперших приладів для оцінювання ширини спектра є так званий R-метр. Він оцінює ширину спектра з частоти перетину заданого порогового рівня обвідною відбитого сигналу. Фактично R-метр фіксує моменти перетину обвідною 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

$$N_U = \left(\frac{U}{U^2} \right)^{\frac{1}{2}} (2\pi\sigma_F^2)^{\frac{1}{2}} \exp \left\{ \frac{U^2}{U^2} \right\}. \quad (3.129)$$

Оскільки релеївський розподіл є однопараметричним, то математичне сподівання пов'язане з дисперсією $\bar{U} = 0,79(\bar{U}^2)^{1/2}$. Тому при $U = \bar{U}$ формула (3.129) спрощується: $N_{\bar{U}} = \sigma_F$.

Беручи до уваги вирази (3.128) і (3.56), можна записати рівняння через σ_v :

$$N_{\bar{U}} = 2\sqrt{2} \frac{\sigma_v}{\lambda}.$$

Одну із схем оброблення сигналу за алгоритмом R -метра показано на рис. 3.55. Фільтр усереднює сигнал, формуючи оцінку математичного сподівання. Компаратор видає на виході стандартний імпульс щоразу, коли сигнал з виходу детектора перетинає своє середнє значення. Кількість цих імпульсів за одиницю часу підраховується лічильником.

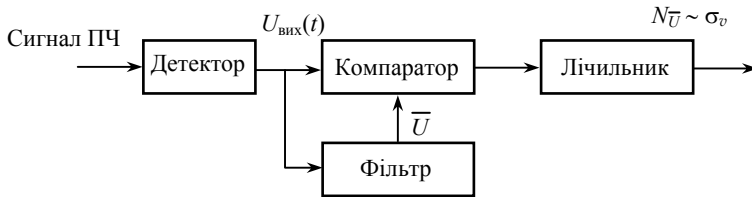


Рис. 3.55. Спрощена схема R -метра

На жаль такий пристрій добре працює лише в умовах малих шумів. Інакше R -метр буде показувати ширину спектра шуму навіть тоді, коли відбитого сигналу взагалі не буде.

Інтервали кореляції. Під час розгляду когерентних методів було вказано на доцільність оброблення сигналу не в частотній, а у часовій області. Спочатку сигнали оброблялися у некогерентних радіолокаторах [52]. Замість вимірювання спектра обвідної $S_p(f)$ вимірювались АКФ обвідної флюктуючого сигналу. Параметром АКФ, який відповідає ширині спектра σ_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 $0 < k < 1$. Інтервал кореляції на рівні $k = 0,5$ показано на рис. 3.56.

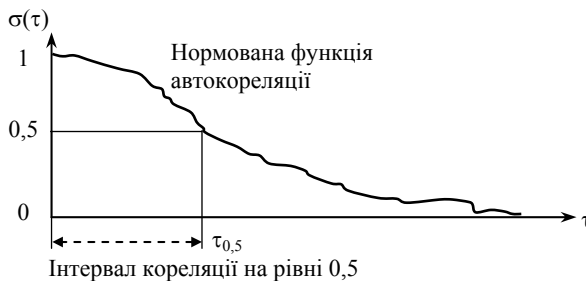


Рис. 3.56. Визначення інтервалу кореляції

Величина $\tau_{0,5}$ обернено пропорційна ширині спектра σ_F за постійної форми спектра: $\tau_{0,5} \sim 1/\sigma_F$. Отже, замість вимірювань ширини спектра σ_F можна вимірювати величину інтервалу кореляції, наприклад, $\tau_{0,5}$ (якщо це технічно зручніше). Тільки зв'язок з турбулентністю в цьому випадку зворотний: чим вища інтенсивність турбулентності, тим вужча ширина АКФ, тобто менше інтервал кореляції.

Очевидний алгоритм вимірювання τ_k на будь-якому рівні $0 < k < 1$ полягає в обчисленні послідовності коефіцієнтів кореляції у разі затримки $\tau = mT_n$, $m = 1, 2, \dots$ з припиненням процесу обчислень, коли вперше буде виконуватися умова $\rho(m_i T_n) \leq k$. При цьому оцінка $\tau_k = m_i T_n$.

Зрозуміло, що дискретність тут зумовлюється імпульсним характером випромінювання і буде тим меншою, чим менше значення T_n . Цей метод придатний для оброблення сигналів з невідомою формою АКФ.

У разі гауссівського спектра [52]

$$\tau_k = \frac{|\ln k|^{1/2}}{2\pi\sigma_f} = \frac{|\ln k|^{1/2}}{\sqrt{2}\pi\sigma_F}; \quad \tau_{0,5} = \frac{0,515}{\sigma_f} = \frac{0,588}{\sigma_F}.$$

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

$$\tau_k = f[\rho(T_n)], \quad (3.130)$$

де $\rho(T_n)$ — коефіцієнт міжперіодної кореляції.

Незважаючи на те, що функція $f[*]$ у загальному випадку нелінійна, вираз (3.130) дає змогу використовувати $\rho(T_n)$ як інформативний параметр, причому, чим менше значення $\rho(T_n)$, тим вища інтенсивність турбулентності, тобто тим небезпечніше.

Згідно з працею [52],

$$\rho(T_n) = \exp\{-4\pi^2\sigma_f^2 T_n^2\} = \exp\{-2\pi^2\sigma_F^2 T_n^2\}, \quad (3.131)$$

звідки

$$\sigma_f = \frac{|\ln[\rho(T_n)]|^{1/2}}{2\pi T_n}; \quad \sigma_F = \frac{|\ln[\rho(T_n)]|^{1/2}}{\sqrt{2}\pi T_n}. \quad (3.132)$$

Цей алгоритм дуже близький до пульс-парного алгоритму (3.121). Варто зазначити, що вираз (3.131) є нормованою АКФ обвідної сигналу некогерентного радіолокатора, в той час як рівняння (3.120) — нормована АКФ сигналу когерентної РЛС. Перехід від σ_f до σ_v у формулі (3.132) здійснюється через $\lambda/2$. Процес оцінювання $\rho(T_n)$ простіший і більш оперативний, ніж вимірювання 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 майже витиснені когерентно-імпульсними методами, але некогерентні методи залишаються корисними для бортових МНРЛС, і відповідні алгоритми продовжують удосконалюватися. Зокрема, у праці [53] синтезовані та досліджені нові адаптивні алгоритми виявлення турбулентності в хмарах і опадах для некогерентних радіолокаторів.

Обмеження когерентно-імпульсних РЛС. Доплерівські радіолокаційні станції (імпульсні або неперервні з частотною модуляцією) є потужним засобом дистанційного зондування метеорологічних явищ. Більшість метеорологічних радіолокаторів сьогодні на практиці є когерентно-імпульсними, або імпульсно-доплерівськими. Крім відзначених основних труднощів й обмежень когерентно-імпульсних вимірювань, у контексті застосування шумових радіолокаторів варто детально розглянути дві проблеми когерентно-імпульсних РЛС.

По-перше, розмір елемента дальності, що визначає роздільну здатність за дальністю, 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 відбивному 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 частота

повторення імпульсів досить низька, 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 вимірювання 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 для дослідження 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 таким співвідношенням невизначеності:

$$R v = c\lambda/8,$$

де R — максимальна однозначно вимірювана дальність; v — максимальна однозначно вимірювана швидкість; c — швидкість поширення електромагнітних хвиль λ — довжина хвилі.

Використання відліків обох складових комплексного радіолокаційного сигналу (I і Q) дає змогу визначити знак доплерівського зсуву і розширити інтервал однозначного вимірювання швидкості до $\pm v$. Збільшення довжини хвилі λ сприяє зменшенню невизначеностей, однак для бортових метеорологічних радіолокаторів λ задано в X -діапазоні і змінити її неможливо.

Існують різні типи РЛС, що дозволяють позбутися невизначеності радіолокації скінченної кількості дискретних цілей, властивості яких змінюються не в надто широкому діапазоні. Проте вони є непридатними для вимірювання характеристик метеорологічних цілей, які квазінеперервно розподіляються на великих ділянках простору (від десятків до сотень кілометрів). Іншою особливістю метеоцілей є великий розкид радіальних доплерівських швидкостей, який може досягати ± 50 м/с. Це збільшує природну декорельованість процесу. Тому можливість збільшення $T_{\text{п}}$ обмежена вимогою збереження корельованості відбитих імпульсів під час виконання

точних доплерівських вимірювань. Зі збільшенням T_n коефіцієнт кореляції буде зменшуватися, а дисперсії оцінок середньої доплерівської швидкості і ширини спектра зростатимуть за експонентним законом.

Отже, для оцінювання моментів доплерівського спектра має виконуватися нерівність

$$\lambda/2T_n \geq 2\pi\sigma_v.$$

Для забезпечення необхідного діапазону однозначних вимірювань дальності вираз

$$c\lambda/4T_n \geq 2\pi\sigma_v \quad (3.133)$$

визначає умову корельованості вибіркового значень радіолокаційних відбиттів.

Таким чином, вираз (3.133) є необхідною умовою збереження корельованості вибіркового сигналу. При фіксованій λ обмеження з дальності визначається шириною спектра, і навпаки, обмеження ширини спектра σ_v зумовлюються дальністю R .

Ширина спектра σ_v , яка спочатку обумовлена характеристиками самої метеоцілі, залежить від швидкості обертання антени і розмірів роздільного об'єму. Для бортових метеорологічних вимірювань відносна швидкість переміщення літак-метеоціль завжди набагато більша від однозначного інтервалу вимірювання швидкості. Крім того, вимірювання в метеоцілях, зміщених відносно осі літака, приводять до змін середньої радіальної швидкості в широких межах (від нульової швидкості до швидкості польоту літака).

Зсув доплерівського спектра в зоні невизначеності при скануванні антени РЛС навіть за час вимірювання призводить до розмивання й істотного спотворення спектра. Це унеможливує не тільки вимірювання середньої доплерівської частоти, але й ширини спектра без застосування спеціальних заходів утримування спектра в зоні однозначного вимірювання, наприклад, шляхом компенсації відносної середньої швидкості переміщення літака і метеоцілі.

Нехай для бортової МНРЛС із $\lambda = 3,2$ см і максимальною дальністю виявлення турбулентності 100 км період повторення T_n випромінюваних сигналів становить 600 мкс ($F_n \approx 1600$ Гц). При цьому для доплерівських вимірювань інтервал однозначного вимірю-

вання середньої доплерівської частоти і спотворення спектра становить ± 13 м/с.

Якщо вважати спектр нормальним із шириною σ_v , то його складові з імовірністю 0,997 будуть перебувати в межах $\pm 3\sigma_v$ відносно середньої швидкості.

Для спектра, що відповідає небезпечному порогу при $v = 200$ м/с, $\sigma_v = 10 \dots 15,8$ м/с. Усі складові спектра будуть займати інтервал $\pm(15 \dots 23,1)$ м/с відносно середньої швидкості.

Якщо інтервал однозначного вимірювання становить ± 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 помилок вимірювання стане ще більше.

Для визначенні турбулентності за різницею середніх швидкостей у двох імпульсних об'ємах (див. підрозд. 3.8.2) необхідно, щоб ці швидкості зі своїми спектрами також перебували в межах інтервалу їх однозначного визначення.

За цього інтервалу спектри швидкостей будуть несиметричні, що призведе до помилок вимірювання як середніх швидкостей, так і їх різниці.

Таким чином, хоч доплерівські РЛС є найбільш прийнятними для виявлення небезпечної турбулентності в наземних умовах за вузьких ДН антен, їх застосування на борту літака потребує компенсації швидкості літака.

Побудова літакової МНРЛС із компенсацією швидкості можлива, наприклад, за допомогою місцевого гетеродина, переналаштованого для забезпечення компенсації доплерівського зсуву.

Однак за відносної швидкості літак/метеоутворення 200 м/с доплерівський зсув становить 12,5 кГц і його компенсувати з точністю хоча б до десятків герців технічно досить складно.

Шумові РЛС. Обмеження, характерні для когерентно-імпульсних радіолокаторів при зондуванні об'ємно розподілених цілей, можна подолати за допомогою шумового радіолокатора [54]. Спрощену схему шумового радіолокатора показано на рис. 3.57.

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 дрібного шуму, наприклад, лампи біжучої хвилі.

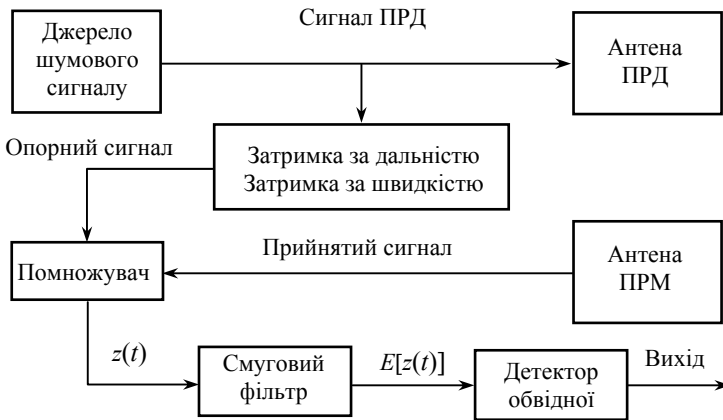


Рис. 3.57. Спрощена схема шумового радіолокатора

Випромінюваний сигнал може бути також імпульсним, що дозволяє використовувати одну антену на передавання і приймання. Однак для зручності аналізу в цьому випадку припустимо, що зондувальний сигнал є стаціонарним широкопasmовим гауссовим шумом. Нехай здійснюється зондування одиночної точкової цілі, яка перебуває на дальності r у момент часу $t = 0$ і рухається з постійною радіальною швидкістю v . Тоді затримка в часі відбитого сигналу τ і зсув за швидкістю α (який відповідає доплерівському зсуву частоти) задаються такими рівняннями:

$$\tau = \frac{2r}{c}; \quad \alpha = \frac{2v}{c-v} \approx \frac{2v}{c},$$

де c — швидкість поширення електромагнітних коливань.

Якщо сигнал передавача позначити через $x(t)$, то відбитий сигнал від одиночного точкового відбивача можна подати 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 $x(t)$,

$$E\{z(t)\} = \overline{a(\tau)} R_x[(\alpha_r - \alpha)t - (\tau_r - \tau)]. \quad (3.134)$$

Вираз (3.134) являє собою АКФ смугового випадкового процесу і може бути записаний в термінах повільно змінної амплітуди (обвідної) і повільно змінної центральної частоти:

$$E\{z(t)\} = \overline{a(\tau)} R_c[(\alpha_r - \alpha)t - (\tau_r - \tau)] \times \cos \omega_c [(\alpha_r - \alpha)t - (\tau_r - \tau)]. \quad (3.135)$$

Графік функції (3.135) показано на рис. 3.58.

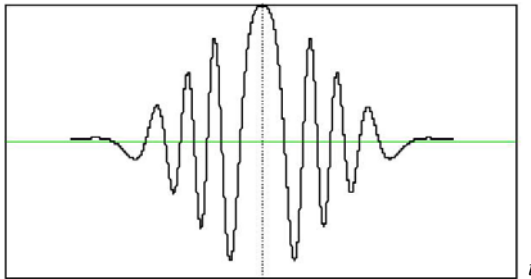


Рис. 3.58. Очікувана вихідна напруга корелятора

Кутова частота цього коливання $\omega = \omega_c (\alpha_r - \alpha)$, 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, розміщеного за помножувачем. Фільтри з більш вузькою смугою пропускання забезпечують краще розрізнення цілей, що мають близькі швидкості. Роздільна здатність за дальністю залежить від ширини піка кореляційної функції, показаної на рис. 3.58. Ця ширина обернено пропорційна ширині спектра випромінюваного сигналу. 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 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 діапазоном, що становить 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 принципів обмежень щодо ширини смуги і центральної частоти сигналу передавача, тобто, аналогічний метод можна застосовувати також в акустичних та оптичних системах [139; 140].

3.6. Поляризаційні параметри сигналів метеорологічних цілей

Використання поляризації радіохвиль [55] відкриває додаткові інформаційні можливості. Радіолокатори з рознесенням по поляризації відрізняються змінною 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. Мета цього розділу полягає в тому, щоб дати уявлення про принципи поляризації сигналів стосовно метеорологічного радіолокатора.

3.6.1. Матриця зворотного розсіяння

Поляризаційні характеристики окремого гідрометеора мають фундаментальне значення. Ці характеристики описуються за допо-

могою матриці зворотного розсіяння $[\mathbf{S}]$, яка зв'язує електричне поле зворотного розсіяння $[\mathbf{E}]^b$ в антені з падаючим електричним полем $[\mathbf{E}]^i$ таким чином:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_1 \\ \mathbf{E}_2 \end{bmatrix}^b = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_1 \\ \mathbf{E}_2 \end{bmatrix}^i \frac{\exp(-jkr)}{r}, \quad (3.136)$$

де індекси 1 і 2 означають дві ортогональні поляризації, наприклад, лінійну вертикальну і лінійну горизонтальну або колову правого обертання і колову лівого обертання, а $k = 2\pi/\lambda$ — хвильове число.

Перший індекс елемента матриці розсіяння належить до поляризації зворотного розсіяння, а другий — до поляризації падаючого електричного поля. У взаємозворотному середовищі, яким є сукупність гідрометеорів, $s_{12} = s_{21}$. Ортогональні поля з коловою поляризацією можуть бути виражені в термінах ортогональних лінійно поляризованих полів через перетворення

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_r \\ \mathbf{E}_l \end{bmatrix}^i = [\mathbf{G}] \begin{bmatrix} \mathbf{E}_h \\ \mathbf{E}_v \end{bmatrix}^i, \quad (3.137)$$

у якому матриця $[\mathbf{G}] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} j & 1 \\ -j & 1 \end{bmatrix}$; індекси r, l позначають праву і ліву колові 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 колової поляризації змінює напрям обертання на протилежний відносно хвилі передавача. Отже,

$$[\mathbf{E}_c]^b = [\mathbf{G}^*][\mathbf{E}_+]^b, \quad (3.138)$$

де індекси c і $+$ відповідно означають ортогональні пари з коловою і лінійною поляризацією.

З рівнянь (3.136), (3.137) і (3.138) можна отримати таке співвідношення між матрицями розсіяння для лінійної і колової поляризацій:

$$[\mathbf{S}_c] = [\mathbf{G}^*] [\mathbf{S}] [\mathbf{G}^*]^{-1}.$$

Тому індивідуальні елементи зв'язані між собою співвідношеннями

$$s_{rr} = (s_{vv} - s_{hh} - j2s_{vh})/2;$$

$$s_{ll} = (s_{vv} - s_{hh} + j2s_{vh})/2;$$

$$s_{lr} = s_{rl} = (s_{vv} + s_{hh})/2.$$

Таким чином, можна переходити від одного ортогонального поляризаційного базису до іншого.

3.6.2. Коваріаційна матриця зворотного розсіяння

Для виразного викладу і з огляду на практичне значення лінійної ортогональної поляризації розглянемо лише лінійний поляризаційний базис, але зазначимо, що результати мають значущість і для будь-якого іншого ортогонального поляризаційного базису. На початку розгляду ефекти поширення радіохвиль враховувати не будемо. Згідно з працею [39] розглянемо лінійно поляризоване електричне поле зворотного розсіяння деякого гідрометеора на відстані r_n

$$E_{ij} = \frac{P_j^{1/2} G_A^{1/2} F(\theta, \psi) \eta_{\text{оп}}^{1/2} s_{ij}(n)}{2\sqrt{\pi} r_n} \exp(-j2kr_n), \quad (3.139)$$

де E_{ij} — напруженість прийнятого поля; P_j — потужність ПРД; G_A — коефіцієнт підсилення антени (у разі поширення хвилі в одному напрямі); $F(\theta, \psi)$ — нормована форма ДН антени; $\eta_{\text{оп}} = 377 \text{ Ом}$ — повний опір вільного простору; s_{ij} — елемент матриці зворотного розсіяння (3.136) для n -го гідрометеора; k — хвильове число.

Величина поля, що падає на розсіювач, задається формулою $P_j^{1/2} G_A^{1/2} F(\theta, \psi) \eta_{\text{оп}}^{1/2} / 2\sqrt{\pi} r_n$ так, щоб задовольнялася умова зв'язку коефіцієнтів розсіяння s_{ij} у формулі (3.139) з ефективною площею зворотного розсіяння σ_c відповідно до співвідношення

$$|s_{hh}|^2 = \frac{\sigma_u}{4\pi}.$$

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

$$u_{ij}(\mathbf{r}_n) = s_{ij}(n) F(\mathbf{r}_n) \exp(-j2kr_n).$$

Коефіцієнт пропорційності $F(\mathbf{r}_n)$ містить залежність від дальності, ослаблення, вагової функції та інших параметрів системи (підрозд. 3.5.4). Напруга U_{ij} для сукупності розсіювачів є суперпозицією напруг від кожного індивідуального розсіювача рівняння (3.78):

$$U_{ij} = \sum_n s_{ij}(n) \exp(-j2kr_n) F(\mathbf{r}_n). \quad (3.140)$$

Середнє значення U_{ij} дорівнює нулю через взаємокомпенсований внесок фазових членів у результат підсумовування. Тому як характеристики поляризованих сигналів зазвичай використовують різні 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 (3.140), можна показати, що

$$\langle U_{ij} U_{kl}^* \rangle = \sum_n \langle [s_{ij}(n) s_{kl}^*(n)] \rangle |F(\mathbf{r}_n)|^2 = \langle s_{ij} s_{kl}^* \rangle \int |F(\mathbf{r}_n)|^2 dV. \quad (3.141)$$

У рівності (3.141) підсумовування за n замінено інтегралом вагової функції по відбивальному об'єму і передбачається, що об'єм рівномірно заповнений розсіювачами. У загальному випадку моменти другого порядку (3.141) можуть бути згруповані в коваріаційну матрицю 4×4 , однак завдяки взаємності член $U_{ij} = U_{ji}$, тому коваріаційна матриця зводиться до розмірності 3×3 .

З рівняння (3.141) видно, що коваріаційна матриця напруг є помноженою на скаляр коваріаційною матрицею зворотного розсіювання, яку можна розписати так:

$$\begin{aligned}
& \langle |s_{hh}|^2 \rangle \quad \langle s_{hv} s_{hh}^* \rangle \quad \langle s_{vv} s_{hh}^* \rangle; \\
& \langle s_{hh} s_{hv}^* \rangle \quad \langle |s_{hv}|^2 \rangle \quad \langle s_{vv} s_{hv}^* \rangle; \\
& \langle s_{hh} s_{vv}^* \rangle \quad \langle s_{hv} s_{vv}^* \rangle \quad \langle |s_{vv}|^2 \rangle.
\end{aligned} \tag{3.142}$$

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.

3.6.3. Поляриметричні вимірювані параметри

Поляриметричні вимірювані параметри, або змінні — це ненадлишкові характеристики зворотного розсіювання, що залежать від поляризації.

Елементи в коваріаційній матриці зворотного розсіювання (3.142) є математичними сподіваннями. Тому в загальному вигляді можна записати

$$\langle s_{ij} s_{kl}^* \rangle = \int N(\mathbf{X}) s_{ij} s_{kl}^* d\mathbf{X}, \tag{3.143}$$

де $N(\mathbf{X})$ — щільність імовірності властивостей розсіювача, поданих вектором \mathbf{X} .

Буде показано, що математичні сподівання (3.143) виражаються в термінах розподілів властивостей гідрометеорів, таких як еквівалентний діаметр, форма, кут нахилу.

Недіагональні симетричні елементи коваріаційної матриці (3.142) 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 розсіювання 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, їх просторової орієнтації і т. ін. Припустімо, що є

всього п'ять-сім найбільш важливих параметрів. Тоді видається, що з дев'яти вимірних величин можна оцінити досить багато параметрів, які характеризують властивості гідрометеорів. Це справедливо для деяких окремих випадках, наприклад, зондуванні чистого дощу. Але на практиці гідрометеори часто являють собою досить різномірну суміш, не завжди мають певну форму, і їхні поляриметричні сигнатури є досить невизначеними. Більше того, зв'язки між параметрами відбивачів і вимірних величин є нелінійними, а також завуальовані інтегралами математичних сподівань (як у формулі (3.143)). Тому дослідники використовують спеціальні комбінації вимірюваних величин, щоб виключити деякі характеристики властивостей гідрометеорів і виділити інші.

Деякі поляриметричні вимірювані змінні, отримані з розглянутих параметрів коваріаційної матриці зворотного розсіяння:

1. Радіолокаційна відбиваність за горизонтальною поляризацією

$$Z_{hh} = \frac{4\lambda^4}{\pi^4 |K|^2} \langle |s_{hh}|^2 \rangle,$$

де $|K|^2$ — те саме, що у формулі (3.19).

2. Радіолокаційна відбиваність за вертикальною поляризацією

$$Z_{vv} = \frac{4\lambda^4}{\pi^4 |K|^2} \langle |s_{vv}|^2 \rangle.$$

3. Диференціальна відбиваність

$$Z_{DR} = 10 \log \frac{|s_{hh}|^2}{|s_{vv}|^2} = 10 \log \frac{Z_{hh}}{Z_{vv}}.$$

4. Лінійне деполаризаційне відношення

$$LDR_{hv} = 10 \log \frac{|s_{hv}|^2}{|s_{vv}|^2}$$

або

$$LDR_{vh} = 10 \log \frac{|s_{vh}|^2}{|s_{vv}|^2}.$$

5. Кореляційний коефіцієнт за нульового зсуву

$$\rho_{hv}(0) = \frac{\langle s_{vv} s_{hh}^* \rangle}{\langle |s_{hh}|^2 \rangle^{\frac{1}{2}} \langle |s_{vv}|^2 \rangle^{\frac{1}{2}}}.$$

Крім цих п'яти вимірюваних змінних, можуть бути використані й інші, наприклад, диференціальна фаза, що являє собою різницю фаз сигналів на ортогональних поляризаціях.

3.6.4. Відбивання від несферичних розсіювачів

Після зроблених визначень і введення нових вимірюваних параметрів, які враховують поляризаційні особливості сигналів, розглянемо фізичний бік поляриметричного зондування метеорологічних об'єктів. У підрозд. 3.4 і 3.5 форма розсіювачів не бралася до уваги, частинки вважалися сферичної форми. Це було виправдано тим, що поляризаційні ефекти там не використовувалися. Однак більшість типів опадів містять несферичні частинки. Краплі дощу сплюснені, льодяні кристали витягнуті або сплюснені, сніжинки мають складну форму. Зображення реальних крапель дощу різних розмірів, з яких видно, що чим більша крапля, тим більше її форма відрізняється від сфери, показано на рис. 3.59.

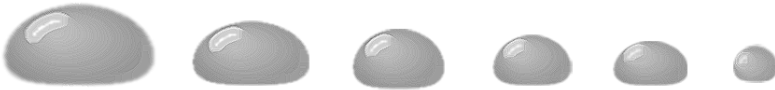


Рис. 3.59. Типові форми крапель дощу під час падіння

Зворотне розсіяння на несферичних частинках залежить від поляризації зондувального електромагнітного сигналу. Тому, змінюючи поляризаційні характеристики радіолокаційних антен, можна дістати інформацію про форму гідрометеорів. У разі використання поляризаційних характеристик з'являються додаткові можливості підвищення якості ідентифікації типу гідрометеорів, а також точності оцінювання інтенсивності опадів.

Для того, щоб врахувати несферичність гідрометеорів, за модель їхньої форми беруть сплюснені або витягнуті еліпсоїди, як показано на рис. 3.60. В окремому випадку, якщо дві із трьох осей еліпсоїда однакові він перетворюється в сфероїд. Для таких моде-

лей у разі виконання умов релєївського розсіяння можна досить легко отримати вирази для ЕПР гідрометеора. За дуже коротких довжин хвиль або надто великих частинок (тобто, коли умови Релєя не виконуються) потрібно застосовуватися трудомісткі числові методи, що реалізують підхід Густава Мі. Для метеорологічних радіолокаторів релєївська апроксимація ще працює.

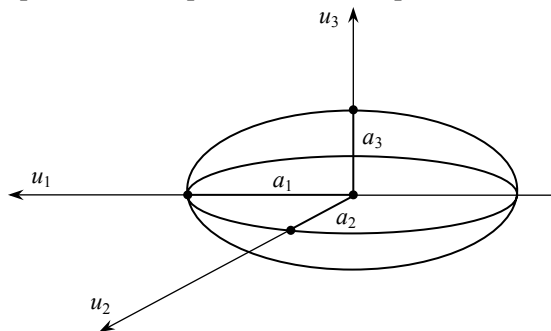


Рис. 3.60. Апроксимація форми частинки еліпсоїдом

Розглянемо, як форма і орієнтація сфероїдальної впливає на її характеристики відбитих електромагнітних коливань.

Випадок 1. Ненахилена частинка. Векторну діаграму розсіяння на несферичній частинці, вираженій сфероїдом, для цього випадку показано на рис. 3.61.

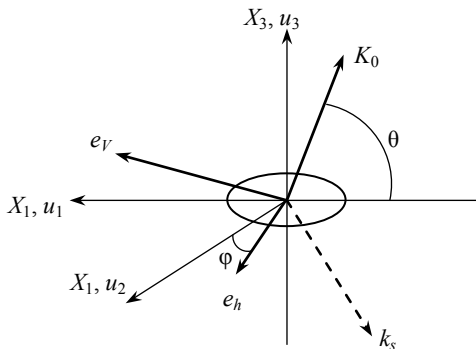


Рис. 3.61. Схема опромінення частинки (краплі)

Коли електричне поле впливає на малу однорідну частинку, вона збуджується і поводить ся як електричний диполь. Дипольний момент \vec{p} пов'язаний з напруженістю падаючого поля \vec{E}_i через тензор поляризаційної здатності $\vec{\gamma}$ [141]:

$$\vec{p} = \vec{\gamma} \cdot \vec{E}_i; \quad (3.144)$$

$$\vec{\gamma} = V \epsilon_0 (\epsilon_r - 1) \vec{\tau}, \quad (3.145)$$

де V — об'єм частинки; ϵ_r — відносна діелектрична проникність частинки; $\vec{\tau}$ — тензор форми, що виражає вплив форми частинки і геометрії на процес зворотного розсіяння.

Якщо осі сфероїда збігаються з основною координатною системою, тобто частинка не нахилена, тензор форми являє собою таку матрицю [142]:

$$\vec{\tau} = \sum \Lambda_i \vec{u}_i \vec{u}_i = \begin{bmatrix} \Lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \Lambda_2 & 0 \\ 0 & 0 & \Lambda_3 \end{bmatrix}. \quad (3.146)$$

Елементи цієї матриці Λ_i називаються електромагнітними коефіцієнтами форми частинки. Вони пов'язані з властивостями сфероїда таким чином:

$$\Lambda_i = \frac{1}{1 + \lambda_i (\epsilon_r - 1)},$$

де λ_i — коефіцієнти, що визначаються тільки формою сфероїда:

$$\lambda_i = \frac{1}{2} a_1 a_2 a_3 \int_0^\infty dt \frac{1}{(1 + a_i^2) \sqrt{(t + a_1^2)(t + a_2^2)(t + a_3^2)}}. \quad (3.147)$$

Для коефіцієнтів λ_i справедлива умова

$$\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 = 1.$$

Величини a_i у формулі (3.147) є радіусами основних осей сфероїда (див. рис. 3.60). 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 (3.147) можна взяти аналітично і подати у вигляді функції відношення нерівних осей сфероїда $\beta = \frac{1}{\xi} = \frac{a_1}{a_3}$:

$$\lambda_3 = f(\beta).$$

Знаючи λ_i , $i=1;2;3$ і діелектричну проникність, легко розрахувати елементи тензора (3.146). Результати розрахунків λ_i і Λ_i для деяких окремих випадків наведено в табл. 3.8. Напруженість розсіяного поля

$$\vec{E}_s = \frac{k_0^2}{4\pi\epsilon_0 r} \left(\vec{p} - (\vec{p} \cdot \vec{k}_s) \vec{k}_s \right) e^{-jk_0 r}, \quad (3.148)$$

де k_0 — хвильове число; ϵ_0 — діелектрична проникність вакууму; r — дальність до розсіювального об'єму; \vec{k}_s — вектор поширення розсіяної хвилі.

Таблиця 3.8

Коефіцієнти деполаризації і параметри форми для деяких граничних моделей частинок у вигляді сфероїдів

Форма частинки	λ_1	λ_2	λ_3	Λ_1	Λ_2	Λ_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 ($a_1 = a_3$)	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{3}{\epsilon_r + 2}$	$\frac{3}{\epsilon_r + 2}$	$\frac{3}{\epsilon_r + 2}$

Припускають, що дипольний момент \vec{p} миттєво утворюється під впливом напруженості падаючого поля \vec{E}_i . Тому його напрям перпендикулярний до вектора падаючої хвилі \vec{k}_0 .

У випадку зворотного розсіяння $\vec{k}_s = -\vec{k}_0$, отже, напруженість поля зворотного розсіяння визначається з виразу (3.148) підставляючи $\vec{k}_s = -\vec{k}_0$:

$$\vec{E}_s = -\frac{k_0^2}{4\pi\epsilon_0 r} \bar{p} e^{-jk_0 r}. \quad (3.149)$$

За припущення, що осі частинки збігаються з осями основної системи координат (тобто частинка не нахилена), вираз (3.149) можна переписати з урахуванням виразів (3.144) і (3.145) у вигляді

$$\vec{E}_s = \frac{k_0^2}{4\pi\epsilon_0 r} V(\epsilon_r - 1) \vec{\tau} \cdot \vec{E}_i e^{-jk_0 r} = \frac{k_0^2}{4\pi r} V(\epsilon_r - 1) \vec{\tau} \cdot \vec{e} |\vec{E}_i| e^{-jk_0 r}.$$

Щоб розрахувати комплексну напругу прийнятого сигналу U_r , необхідно врахувати вектор поляризації приймальної антени \vec{e}_r :

$$U_r = \vec{e}_r \cdot \vec{E}_s = \frac{k_0^2}{4\pi r_t} V(\epsilon_r - 1) |\vec{E}_i| \vec{e}_r \cdot \vec{\tau} \vec{e}_i \cdot e^{-jk_0 r_t},$$

де r_t — повна відстань, яку пройшла електромагнітна хвиля.

Інтенсивність електричного поля P пропорційна $1/2 \vec{E} \vec{E}^* = 1/2 |U_r|^2$.

Формально визначена ЕПР дорівнює [9]

$$\sigma = 4\pi r^2 \frac{P_r}{P_i},$$

тому ЕПР сфероїда можна записати у вигляді

$$\sigma_{ri} = \frac{k_0^4}{4\pi} V^2 (\epsilon_r - 1)^2 |\vec{e}_r \cdot \vec{\tau} \cdot \vec{e}_i|^2 = \frac{k_0^4}{4\pi} V^2 (\epsilon_r - 1)^2 q_{ri}, \quad (3.150)$$

де $q_{ri} = |\vec{e}_r \cdot \vec{\tau} \cdot \vec{e}_i|^2$ — множник, що враховує поляризаційні властивості, а V — об'єм розсіювача.

У випадку зворотного розсіяння на сфері $\vec{\tau}$ зводиться до $\Lambda \sum_i^3 \vec{u}_i \vec{u}_i$, де $\Lambda = 3/\epsilon_r + 2$. Якщо $\vec{e}_i = \vec{e}_r$, можна отримати таку оцінку ЕПР:

$$\sigma = \frac{\pi^5 D^6}{\lambda^4} \left| \frac{(\varepsilon_r - 1)}{(\varepsilon_r + 2)} \right|^2. \quad (3.151)$$

Вираз (3.151) збігається з виразом ЕПР для релєївського розсіювання на сферичній частинці (3.19), тобто є окремим випадком формули (3.150).

Випадок 2. Нахилена частинка. Розглянемо тепер більш загальний випадок, коли частинка нахилена, тобто її вісь симетрії розміщена під кутом до вертикалі. Схему, що пояснює розташування осей частинки відносно основної системи координат, показано на рис. 3.62. У цьому випадку вісь симетрії \vec{u}_3 повертається на кут δ . Розрахунок σ_{ri} при цьому стає набагато складнішим. Припустимо: $\theta = 90^\circ \cap \varphi = 0$, що означає вертикальне зондування. Тоді

$$\begin{aligned} q_{hh} &= \left[(\Lambda_3 - \Lambda_1) \sin^2 \delta \sin^2 \alpha + \Lambda_1 \right]^2; \\ q_{vv} &= \left[(\Lambda_3 - \Lambda_1) \sin^2 \delta \cos^2 \alpha + \Lambda_1 \right]^2; \\ q_{vh} &= \left[0,5 \sin 2\alpha \sin^2 \delta (\Lambda_3 - \Lambda_1) \right]^2. \end{aligned} \quad (3.152)$$

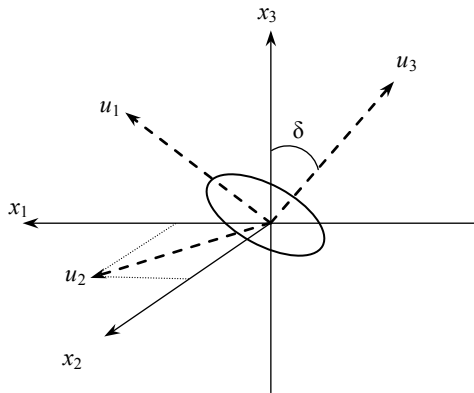


Рис. 3.62. Вісь симетрії частинки, розміщена під кутом δ до осі x_3

З виразу (3.152) 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.

3.6.5. Зв'язок поляризаційних параметрів з характеристиками метеорологічних утворень

Поляризаційні характеристики дуже чутливі до форми й орієнтації частинок. Не заглиблюючись в теорію, наведемо результати розрахунків за допомогою математичних моделей, адекватність яких перевірено експериментально [56]. Ці результати ілюструють зв'язки параметрів поляризації радіолокаційного сигналу з характеристиками гідрометеорів.

Кут δ нахилу частинок у хмарах і опадах є випадковою величиною і характеризується розподілом імовірностей значень δ . Нехай щільність розподілу $p(\delta)$ описується гауссовим розподілом з нульовим середнім і дисперсією σ_δ . Тоді відповідно до розрахунків одержимо залежності диференціальної відбивності Z_{DR} і лінійного деполаризаційного відношення L_{DR} від еквівалентного діаметра крапель D , тобто діаметра сфери, об'єм якої дорівнює об'єму несферичної краплі (див. формули на стор. 237).

Зокрема, залежність Z_{DR} від D наведено на рис. 3.63 для різних кутів нахилу антени у вертикальній площині, якщо $\sigma_\delta = 10^\circ$.

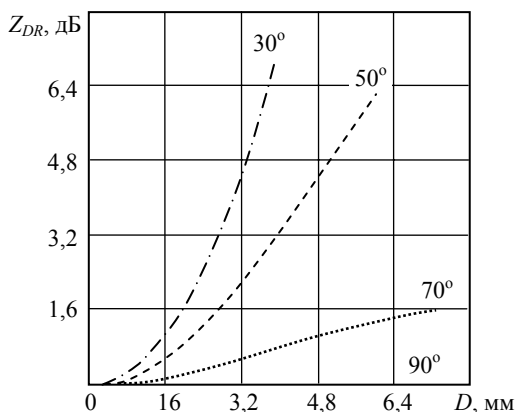


Рис. 3.63. Залежність диференціальної відбивності від діаметра частинок за різних кутів нахилу антени

Ці розрахунки виконано для випадку постійного падіння краплі в спокійній атмосфері. З (рис. 3.63) видно, що при зондуванні у вертикальному напрямі (90°) залежність від діаметра, і диференціальна відбиваність близька до нуля. Це пояснюється тим, що краплі сплюснені у вертикальній площині і їхніми проекціями є кола. Якщо антена нахилена Z_{DR} зростає, оскільки проекція краплі на площину, перпендикулярна до променя, дедалі більше відрізняється від кола, тобто сигнали з ортогональними поляризаціями розсіюються по-різному. Чим більший D , тим більше відрізняється крапля від сфери, тим більша Z_{DR} .

Залежність диференціальної відбиваності від діаметра частинок за постійного кута нахилу антени (60°), але з різними значеннями дисперсії кута нахилу частинок ($\sigma_\delta = 1^\circ, 10^\circ, 30^\circ, 50^\circ$) показано на рис. 3.64.

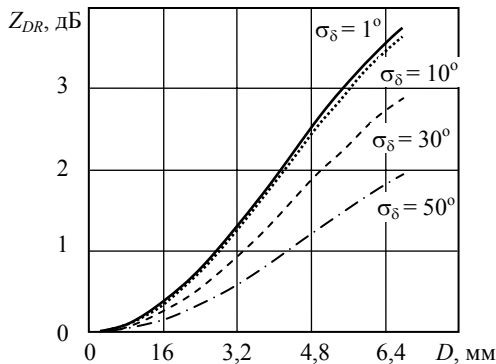


Рис. 3.64. Залежність диференціальної відбиваності від діаметра частинок за різних значень дисперсії кута нахилу частинок

Результати аналізу цього графіка (3.64) показують, що зростання дисперсії кутів нахилу частинок, а отже, підвищення ймовірності відхилення частинок від нормального положення падаючої краплі (див. рис. 3.59) нівелює звичайну залежність $Z_{DR}(D)$. Зі збільшенням дисперсії σ_δ криві стають більш пологими. За реальних умов великий розкид кутів δ нахилу частинок можуть зумовлювати динамічні процеси, такі як турбулентність, зсув вітру, торнадо.

У випадку несферичних твердих частинок, 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.

Результати розрахунків лінійного деполаризаційного відношення L_{DR} , яке характеризує саме величину перехресного компонента у відбитому сигналі, показано на рис. 3.65.

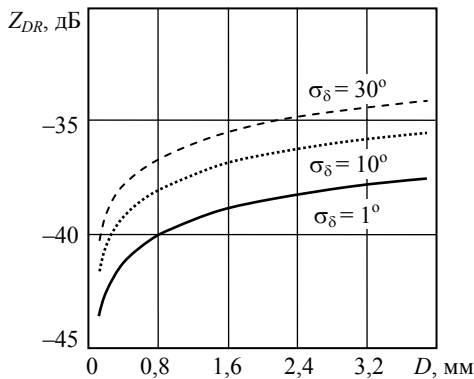


Рис. 3.65. Залежність лінійного деполаризаційного відношення від діаметра частинки за різних значень дисперсії кута нахилу частинки

Розрахунки виконано для крапель дощу за нахилу антени 30° для різних значень дисперсії кутів орієнтації частинки σ_δ . Спостерігається зростання величини L_{DR} як функції еквівалентного діаметра краплі D , причому більш хаотична орієнтація частинки (велике значення σ_δ) зумовлює зростання лінійного деполаризаційного відношення. Це означає, що турбулентність, очевидно, впливає на параметри Z_{DR} і L_{DR} протилежним чином.

Імовірно, що одночасне вимірювання обох поляризаційних параметрів дасть змогу дістати повну інформацію про мікрофізичні характеристики гідрометеорів у досліджуваному об'ємі хмари.

З наведених формул (стор. 237–238) і результатів розрахунків випливає, що диференціальна відбиваність Z_{DR} реагує на зміну розмірів частинки за кутів нахилу антени, відмінних від 90° .

Лінійне деполаризаційне відношення L_{DR} зростає зі збільшенням розкиду кутів нахилу частинок несферичної форми.

Насправді ситуація ще більш складна, оскільки йдеться про розгляд розсіяння на ансамблі частинок з урахуванням їх розподілу за розмірами і ЕПР.

Однак, перейдемо до практичних можливостей оцінки поляризаційних параметрів.

3.6.6. 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 належать до сополаризаційних вимірювань, третя схема здійснює крос-поларизаційні вимірювання.

Для керування поляризацією радіолокаційного сигналу використовують антени з керованою поляризацією. Відомі два основні типи поляриметричних РЛС — одноканальні і двоканальні. Двоканальні РЛС, у яких кожний з ортогональних компонентів сигналу обробляється паралельно у своєму каналі, дозволяють швидше отримати необхідну сукупність поляризаційних параметрів. Однак точність функціонування двоканальної РЛС потребує підтримки високої ідентичності каналів. Інакше розходження в поляризації можуть бути наслідком не особливостей хмар і опадів, а різних критичних характеристик паралельних каналів.

Одноканальні РЛС позбавлені цього недоліку, але потребують удвічі більше часу для випромінювання і приймання необхідного набору сигналів для оцінювання вимірюваних поляризаційних параметрів.

Технічні аспекти побудови пристроїв з необхідними характеристиками пов'язані з проблеми ідентичності ДН антен, що виникають у разі зміни поляризації і розв'язки основних і перехресних складових поляризованих сигналів. Антени з керованою поляриза-

цією, що забезпечують необхідні технічні характеристики, цілком реалізовані в МНРЛС [57]. З їх допомогою можна робити поляризаційні вимірювання з достатньою для практики точністю.

Найчастіше вимірюють РВ за різних поляризацій Z_{hh} , Z_{vv} , Z_{hv} , диференціальну відбиваність $Z_{DR} = 10 \lg(Z_{hh}/Z_{vv})$ та лінійне деполаризаційне відношення $L_{DR} = 10 \lg(Z_{hv}/Z_{vv})$ або $L_{DR} = 10 \lg(Z_{vh}/Z_{vv})$.

Методи оцінювання РВ були розглянуті в підрозд. 3.4.6. Відмінність лише в тому, відбиваність виконуються визначеними поляризаційними параметрами системи на передавання і приймання. Зауважимо, що L_{DR} є досить малою величиною через малість кросполяризаційної (перехресної) компоненти у відбитому сигналі. Тому її вимірювання з необхідною точністю в багатьох реальних ситуаціях викликає певні труднощі.

3.7. Спектрально-поляриметричні характеристики

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 передавання та на приймання і дозволяють виконувати як доплерівські, так і поляриметричні вимірювання, називаються *доплерівсько-поляриметричними радіолокаторами*. Такі РЛС мають значно більші інформаційні можливості, але й інтерпретація даних таких систем складніша. Натепер відомі лише результати дослідницьких робіт з вимірювання турбулентності, інтенсивності опадів та інших метеорологічних характеристик доплерівсько-поляриметричними РЛС [39; 56].

3.7.1. Спектри на ортогональних поляризаціях

Припустимо, що когерентний радіолокатор випромінює сигнал з лінійною горизонтальною поляризацією і приймає лише основну, тобто горизонтальну складову відбитого сигналу. Тоді, зберігаючи позначення, введені в підрозд. 3.6.2, доплерівський спектр запишемо як $S_{hh}(v)$. Аналогічно за лінійної вертикальної поляризації

отримаємо спектр $S_{vv}(v)$. Зрештою, якщо приймач налаштований на приймання 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). Дощові краплі зазвичай є сплюсненими (див. рис. 3.59), і у нормальному положенні велика вісь еліпсоїда (див. рис. 3.61) розміщена горизонтально, а мала — вертикально. Тому майже завжди при відбитті від дощу $S_{hh}(v) > S_{vv}(v)$. Перехресно поляризований компонент відбитого сигналу завжди значно менший від основного, тому $S_{vh}(v) \ll S_{hh}(v)$ і $S_{vh}(v) \ll S_{vv}(v)$. Приклад розрахунків доплерівських спектрів $S_{hh}(v)$ і $S_{vv}(v)$ показано на рис. 3.66.

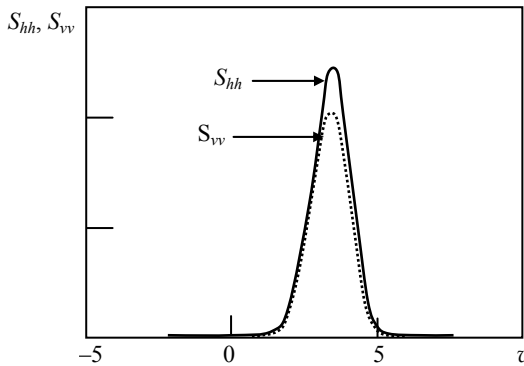


Рис. 3.66. Моделі доплерівських спектрів при двох поляризаціях

Для кожного спектра можна розрахувати або виміряти оцінки параметрів ШДС $\sigma_{V_{hh}}$, $\sigma_{V_{vv}}$, $\sigma_{V_{hv}}$, РВ за різних комбінацій поляризацій на передавання 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 становлять спектральні поляризаційні параметри, які формуються спільним обробленням двох або більше доплерівсько-поляризаційних спектрів.

3.7.2. Спектральні поляризаційні параметри

У праці [58] введено характеристики, зовні схожі на диференціальну відбиваність Z_{DR} , та лінійне деполаризаційне відношення L_{DR} . Але на відміну від цих інтегральних параметрів, що є числовими значеннями для роздільного об'єму, нові параметри є функціями. Ці функції вводяться як

$$Z_{DR}(v) = 10 \lg \frac{S_{hh}(v)}{S_{vv}(v)}; \quad L_{DR}(v) = 10 \lg \frac{S_{hv}(v)}{S_{vv}(v)}$$

і називаються відповідно *спектральною диференціальною відбиваністю* і *спектральним лінійним деполаризаційним відношенням*.

Аналіз спектральних поляризаційних параметрів дає змогу отримати інформацію про особливості форми розсіювачів, що мають різні радіальні швидкості в даному роздільному об'ємі, тобто вони не можуть бути розділені за координатами (дальністю чи кутовим положенням), але розділяються за спектральними частотами [143].

3.7.3. Інтерпретація даних доплерівсько-поляриметричних вимірювань

Інтерпретація доплерівсько-поляриметричних параметрів — складне завдання. Розглянемо, наприклад, один з найпростіших метеорологічних об'єктів — дощ. Дощові краплі мають дві властивості, які є важливими для інтерпретації результатів вимірювання спектральної диференціальної відбиваючості і спектрального лінійного деполаризаційного відношення: 1) чим більший діаметр краплі, тим її форма більше відрізняється від сфери; 2) краплі з більшим ефективним діаметром¹ D падають швидше, оскільки постійна швидкість падіння формується як баланс сили притягання землі й сили опору повітря (закон Стокса).

Тому при зондуванні зони опадів під деяким кутом θ у вертикальній площині характеристики спектральної диференціальної відбиваючості і спектрального лінійного деполаризаційного відношення як функції швидкості v мають зростати (більша швидкість від-

¹ Ефективним діаметром несферичної краплі називають діаметр сфери, об'єм якої дорівнює об'єму краплі.

повідає більшому діаметру, тобто більшій деформації краплі порівняно із сферою). Цей логічний висновок ілюструється результатами розрахунків, показаними на рис. 3.67. Пунктирні прямі — це лінійні регресії (ReZ_{DR} і ReL_{DR}), побудовані за методом найменших квадратів. Тангенс кута α нахилу прямої ReZ_{DR} до осі абсцис позначимо: $SlpZ_{DR} = tg\alpha$. Ця величина є одним з інформативних доплерівсько-поляризаційних параметрів.

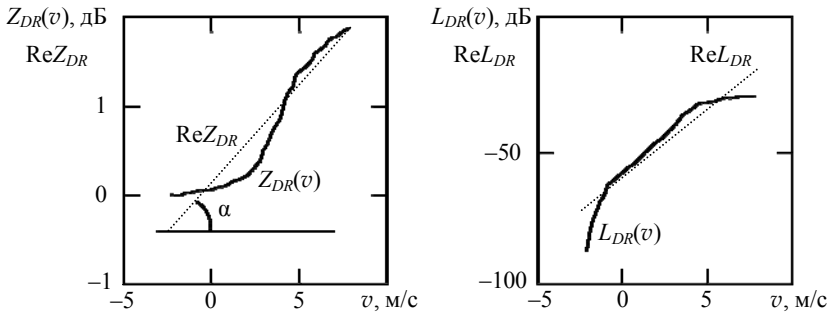


Рис. 3.67. Спектральна диференціальна відбиванність і лінійне деполаризаційне відношення як функції швидкості падіння крапель

Турбулентність атмосфери, діючи на краплі, порушує їх постійну швидкість і нормальну орієнтацію. Це частково нівелює характерну залежність, показану на рис. 3.67. Результати розрахунків спектральної диференціальної відбиванності за різних значень інтенсивності турбулентності, яка задається параметром ϵ , показані на рис. 3.68.

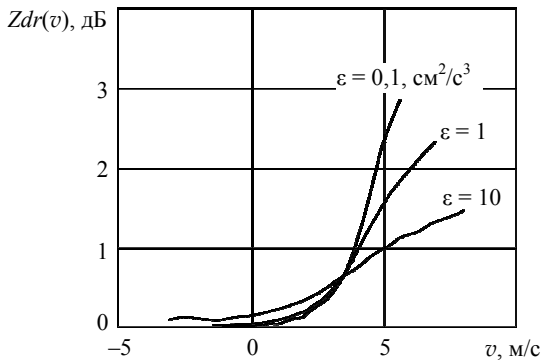


Рис. 3.68. Функції спектральної диференціальної відбиванності при трьох значеннях інтенсивності турбулентності

Крива ($\varepsilon = 0,1$) означає, що турбулентності немає.

Дві криві ($\varepsilon = 1$ і $\varepsilon = 10$) вказують, що 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.

Доплерівсько-поляриметричні методи є новим напрямом дослідження метеорологічних об'єктів. Поки що відомі тільки експериментальні (дослідницькі) доплерівсько-поляриметричні РЛС [59; 60].

Зважаючи на багатообіцяючі результати досліджень, ці методи є перспективними для оперативних метеорологічних радіолокаторів наступних поколінь. Вони мають значно більший інформаційний потенціал порівняно не тільки зі звичайними некогерентними радіолокаторам, але й з доплерівськими та поляризаційними РЛС. Важливість нового підходу підтверджується виданою у США ґрунтовною монографією [60].

Проте складність оброблення сигналів та інтерпретації даних доплерівсько-поляриметричних вимірювань свідчить про необхідність виконання певного обсягу прикладних науково-дослідних робіт з подальшим розробленням алгоритмів оброблення сигналів у реальному часі перш ніж можна буде розраховувати на реалізацію доплерівсько-поляриметричних методів в оперативній роботі з виявлення НМЯ наземними та бортовими радіолокаційними засобами.

3.8. Пристрої для локалізації зон небезпечного метеорологічного явища бортовими радіолокаційними системами

У цьому розділі наведено кілька прикладів локалізації зон небезпечних метеорологічних явищ бортовими радіолокаційними пристроями.

3.8.1. Локалізація зон небезпечної турбулентності некогерентними радіолокаторами по ширині доплерівського спектра

Локалізація ЗНТ некогерентними МНРЛС здійснюється за допомогою різних пристроїв і за різними алгоритмами. Так чи інакше основну інформацію отримують з вимірюваних параметрів, що характеризують ширину спектра σ_F у відбивному об'ємі.

Спрощену схему приймальної частини такої МНРЛС показано на рис. 3.69.

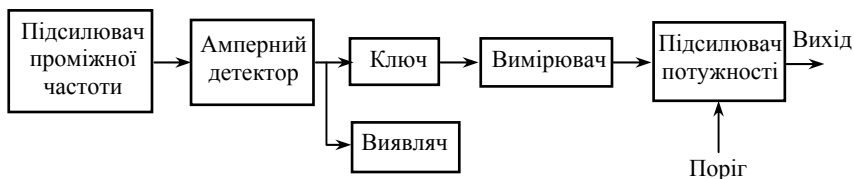


Рис. 3.63. Спрощена схема приймальної частини некогерентної МНРЛС

Сигнал проміжної частоти з підсилювача після амплітудного детектора через ключ подається на вимірювач, який визначає ширину спектра σ_F , і далі на пороговий пристрій.

Поріг виставляється з урахуванням впливу різних чинників. Він може бути адаптивним. На взаємний рух частинок всередині відбивного об'єму впливають лише просторові масштаби турбулентності, розміри яких L не перевищують найбільший розмір відбивного об'єму.

Тому тривалість імпульсу, а також ширина ДН антени і дальність, які визначають розміри відбивного об'єму, впливають на масштаби турбулентності, що роблять внесок у ширину спектра σ_F .

Ключ пропускає сигнал з виходу амплітудного детектора на вимірювач тільки в разі виявлення цілі, тобто за достатнього відношення сигнал/шум, яке визначається установками виявляча. Це необхідно, щоб не вимірювати спектр шуму приймача замість відбиттів від хмари. Таке технічне рішення дозволяє встановити необхідний малий рівень імовірності помилкової тривоги у разі виявлення ЗНТ.

3.8.2. Локалізація ЗНТ по комплексу параметрів

Оскільки амплітудні характеристики і характеристики спектра (кореляційної функції) містять різну інформацію про об'єкт, тобто всебічно його характеризують, що потребує їх спільного (комплексного) використання з метою підвищення ймовірності локалізації ЗНТ.

Наприклад, можна використовувати одночасно надійності характеристики РВ Z , яка зв'язана з потужністю прийнятого сигналу $\bar{P}_{\text{пр}}$ після коригування на дальність і ослаблення (див. підрозд. 3.4.6), і кореляційні характеристики, наприклад, інтервал кореляції $\tau_{0,5}$. Замість $\tau_{0,5}$ можна використовувати й інші параметри АКФ або спектра обвідної вибірки відеосигналів: $\rho(T_{\text{п}})$, σ_f , σ_F .

Нехай вектор ПП $X = \{x_1, x_2\}$, де $x_1 = \lg Z$, $x_2 = \lg \tau_{0,5}$, а $p(x_1, x_2)$ — двовимірний розподіл ПП, 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 (рис. 3.70):

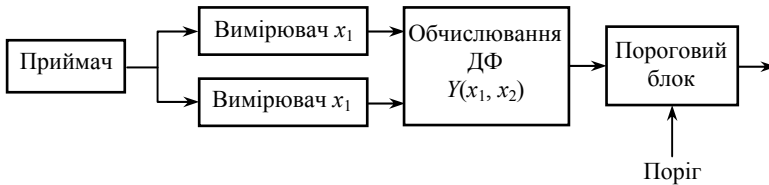


Рис. 3.70. Виявлення ЗНТ за двома параметрами

Дискримінантна функція $y(x_1, x_2) = \alpha x_1^2 + \beta x_2^2 + \gamma x_1 x_2 + \zeta x_1 + \epsilon x_2 + \xi$, де $\alpha, \beta, \gamma, \zeta, \epsilon, \xi$ — коефіцієнти, які залежать від параметрів апіорних розподілів $p[(x_1, x_2) / \omega_j]$, $j = 1; 2$, а також від характеристик приймально-підсилювального тракту.

Комплексна локалізація ЗНТ за двома параметрами забезпечує підвищення ймовірності локалізації ЗНТ, наприклад, за рахунок зниження ймовірності помилкової тривоги $F_{\text{ЗНТ}}$ за тієї ж величини ймовірності правильної локалізації $D_{\text{ЗНТ}}$.

3.8.3. Локалізація зони небезпечної турбулентності радіолокаторами із зовнішньою когерентністю

Принцип зовнішньої когерентності можна застосовувати для оцінювання інтенсивності турбулентності в хмарах. Схему з фазовим детектором, на один вхід якого подається сигнал проміжної частоти з виходу приймача, а на другий вхід — такий самий сигнал, але затриманий в лінії затримки на час τ_3 , показано на рис. 3.71.

Час затримки τ_3 визначає відстань між двома роздільними об'ємами $l = c\tau_3/2$ всередині хмари, фази сигналів від яких порівнюються на фазовому детекторі (рис. 3.71 і 3.72).



Рис. 3.71. Принцип порівняння середніх швидкостей гідрометеорів в рознесених об'ємах хмари

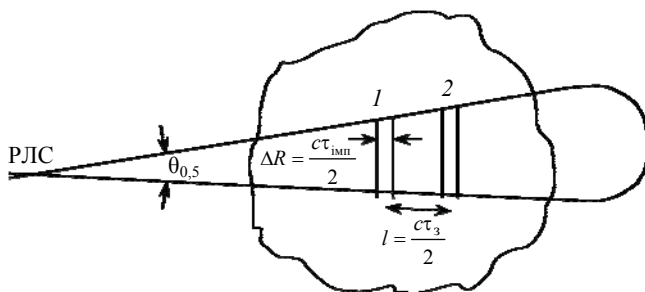


Рис. 3.72. Схема розміщення роздільних об'ємів, сигнали від яких порівнюються на фазовому детекторі

Таким чином, затримка сигналу в лінії затримки τ_3 забезпечує порівняння на фазовому детекторі сигналів, відбитих від рознесених в просторі об'ємів. Якщо тривалість випромінюваних імпульсів набагато менша від часу затримки $\tau_{\text{имп}} \ll \tau_3$ і ширина ДН антени $\theta_{0,5}$ досить вузька або/і відстань R від РЛС до хмари невелика, то на

виході ФД отримуємо флюктууючий сигнал $U_{\text{ФД}}(t)$, 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 τ_3 визначає масштаб турбулентних рухів повітря, на які реагує такий пристрій (це і є відстань між роздільними об'ємами l). Масштаб може бути заданий таким, який є найбільш небезпечним для літака. Для літаків середніх розмірів і звичайних швидкостей польоту τ_3 можна взяти приблизно 3 мкс. Тоді масштаб $l = 450$ м. Пристрій добре працює за умов

$$\tau_u \ll \tau_3 \text{ і } R\theta_{0,5} \ll l. \quad (3.153)$$

Для прийняття рішення про наявність турбулентності або про її відсутність відеосигнал з виходу схеми (див. рис. 3.71) 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 3.72). Далі некомпенсований залишок подається на пороговий пристрій.

У випадку перевищення порога приймається рішення про наявність турбулентності масштабу l .

Схема може бути легко реалізована як в аналоговому, так і в цифровому варіанті на базі звичайного некогерентного бортового радіолокатора.

Недолік такого пристрою полягає в необхідності задовольняти умови (3.153), що обмежує дальність дії і потребує використання досить коротких імпульсів та вузької ДН антени. На практиці такий пристрій може бути ефективним лише на невеликих дальностях.

3.8.4. Локалізація зон небезпечної турбулентності та зсуву вітра і когерентно-імпульсними радіолокаторами

Принцип дії когерентно-імпульсного метеорологічного радіолокатора (КІР) розглянуто в підрозд. 3.5.4. Можливі досить різні застосування КІР для локалізації ЗНТ.

Найбільш очевидною можливістю локалізації ЗНТ є вимірювання ШДС σ_f , яка пов'язана з σ_v доплерівським співвідношенням.

Цей підхід дуже схожий з розглянутим у підрозд. 3.7.1 для некогерентних РЛС. Але суттєвою перевагою КІР є те, що σ_f в $\sqrt{2}$ раз менша за σ_f при тих же самих значеннях σ_v . Це означає, що необхідний інтервал однозначних вимірювань високочастотних складових спектра відповідно менший, тобто частота повторення імпульсів може також бути меншою, забезпечуючи більший діапазон однозначних вимірювань дальності. Існує також інша можливість добування інформації про рухи вітру, включаючи турбулентність і зсув вітру. Припустимо, що когерентно-імпульсний метеорологічний радіолокатор 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 та зсуву вітру. У той час як на рух розсіювачів усередині роздільного об'єму впливають просторові масштаби турбулентності, розміри яких L не перевищують розмірів роздільного об'єму $L \leq c\tau_u/2$, на рух розсіювачів одного роздільного об'єму відносно іншого впливають, навпаки, турбулентні вихорі з масштабами, що перевищують розміри роздільного об'єму $L > c\tau_u/2$. Це означає, що КІР дозволяє оцінювати турбулентність як першого, так і другого діапазонів просторових масштабів.

3.8.5. Локалізація зони градової небезпеки поляриметричними радіолокаційними системами

Поляризаційні характеристики сигналів, відбитих від частинок різної форми і розмірів з урахуванням характерних особливостей градин дозволяють припустити, що виявляти град у хмарах і опадах можна за результатами оцінювання поляризаційних параметрів відбитих сигналів.

Існує ряд підходів до виявлення граду поляризаційним методом. Розглянемо один із статистичних методів локалізації ЗГН [61]. Поляризаційні вимірювання виконують у такий спосіб. У лінійному

поляризаційному базисі по черзі через період повторення T_{Π} випромінюють сигнали горизонтальної та вертикальної поляризації. Поляризація прийнятого сигналу може відрізнятись 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.

Розглянемо випромінювання горизонтально (h) поляризованого сигналу. У результаті відбивання від метеорогічного об'єкта і поляризаційного розщеплення в приймальному каналі отримаємо 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 самі операції виконані за вертикальної поляризації зондувального імпульсу, то P_{vv} і P_{vh} .

Послідовність 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 лінійної деполаризаційної відбиваності (ЛДВ) і диференціальної відбиваності (ДВ). Але й абсолютне значення потужності відбитого сигналу після комгування 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 використовують логарифм відношення правдоподібності

$$F(x, y) = \ln \frac{P_H(x, y)}{P_S(x, y)}, \quad (3.154)$$

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 показаній на рис. 3.64, але замість параметрів

x_1 і x_2 використано 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 потрібні середні значення \bar{x} , \bar{y} і середньоквадратичні відхилення σ_x , σ_y інформативних параметрів, а також коефіцієнт кореляції між ними r_{xy} .

Кількісні оцінки ймовірностей помилок можна отримати після накопичення статистичних даних про розподіли $p(x, y)$ для ситуацій з градусом і без граду.

Графіки розподілів значень параметрів $x = L_{DR}$ та $y = \lg Z$ для цих двох випадків показано на рис. 3.73.

Пунктирна крива відповідає зливі без граду, а суцільна — зливі з градусом. Дані відповідають гауссовій моделі, параметри якої визначено експериментально [62].

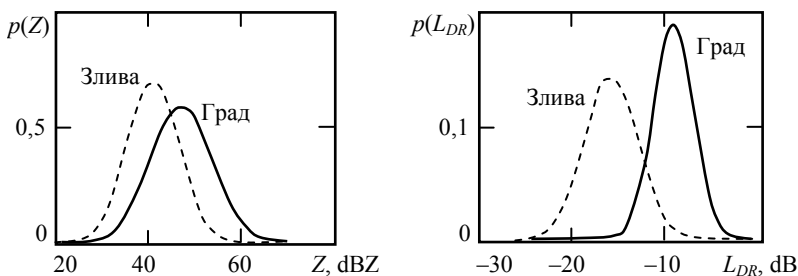


Рис. 3.73. Моделі одновимірних розподілів параметрів $x = L_{DR}$ та $y = \lg Z$

З графіків видно, що за одним параметром (x або y) не вдається розпізнати град з високою достовірністю, тому що одновимірні умовні щільності ймовірностей кожного з параметрів для випадків граду і зливи перетинаються дуже значно.

Тривимірні зображення (зліва) і контурні діаграми (справа) двовимірних умовних щільностей ймовірностей цих ІП за умов наявності та відсутності граду показано на рис. 3.74.

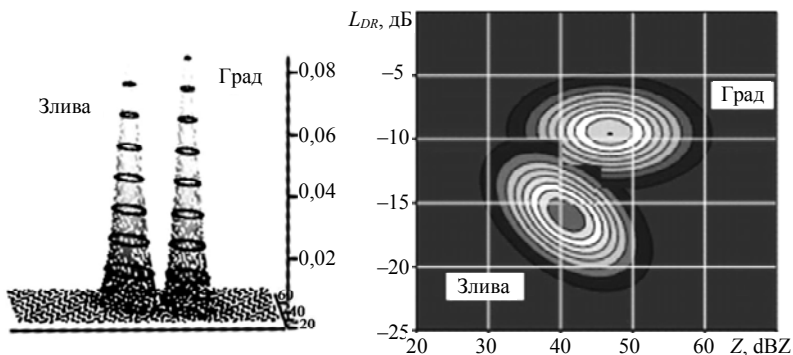


Рис. 3.74. Моделі двовимірних розподілів $p(x, y)$ параметрів РВ ($y = \lg Z$) і ЛДВ ($x = L_{DR}$) під час зливу і граду (зліва: 3D зображення, справа — контурна діаграма)

Наведені результати оброблення експериментальних даних наочно показують, що у випадку застосування двох ПП потенційно ймовірність розпізнавання граду є істотно вищою, ніж при розпізнаванні за одним ПП.

Для прийняття рішення про наявність або відсутність граду необхідно звести двопараметричну задачу до однопараметричної. Це досягається за допомогою дискримінантної функції, визначеної як відношення правдоподібності (3.154).

Отримані в результаті моделювання методом Монте-Карло гістограми розподілів дискримінантної функції для ситуацій зливи і граду показано на рис. 3.75.

Видно, що зона перекриття розподілів дискримінантної функції суттєво менша за зони перекриття одновимірних розподілів ПП (див. рис. 3.73).

Інтегруючи ці оцінки умовних розподілів у 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. Змінюючи величину граничного рівня F_0 , легко розрахувати D і F як функції порога.

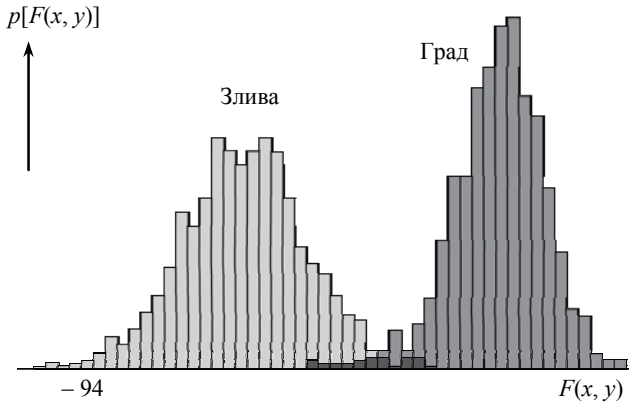


Рис. 3.75. Результати моделювання дискримінантної функції $p(F)$ у ситуаціях зливи і граду на фоні зливи

Ймовірності помилкової тривоги F і сумарної ймовірності помилки $P_{\text{пом}} = F + 1 - D$ залежно від величини порога показано на рис. 3.76.

Ймовірності помилкової тривоги F показано точковою кривою, а сумарна ймовірність помилки — штриховою кривою. Цей результат показує, що існує оптимальне значення порога, за якого забезпечується мінімум помилки розпізнавання злива–град.

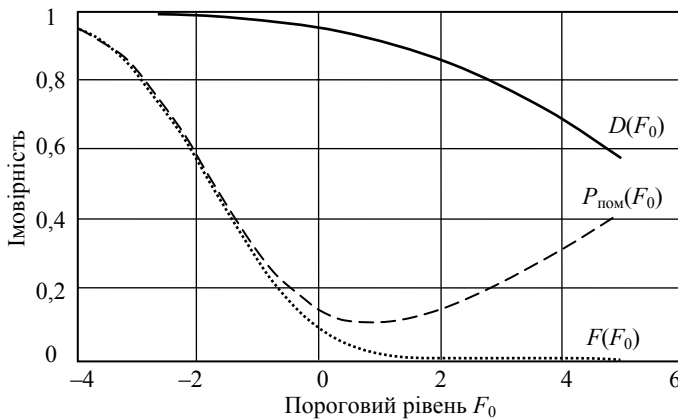


Рис. 3.76. Ймовірності правильного виявлення граду D , хибної тривоги F та сумарної ймовірності помилки $P_{\text{пом}}$

Цей поріг відповідає критерію ідеального спостерігача. Таким чином, мінімальна ймовірність помилкового рішення у разі виявлення градових зон на фоні зливи має порядок 0,1. Це значення може вважатися оцінкою потенційної ймовірності виявлення граду радіолокатором, що вимірює радіолокаційну відбиваність і лінійне деполяризаційне відношення.

3.8.6. Локалізація зони небезпечного обледеніння поляриметричними радіолокаційними системами

Поляризаційні параметри є також інформативними для дистанційного виявлення зон з високою ймовірністю обледеніння літака в них. Це пов'язано з тим, що вони дуже чутливі до форми частинок.

Спосіб [61] 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.

Ідея полягає в тому, що для сферичних крапель диференціальна відбиваність Z_{DR} близька до нуля. Для несферичних частинок, якими є льодяні кристали, значення Z_{DR} мають відрізнятися від нуля тим більше, чим сильніше виражена несферичність частинок. Тому, якщо $Z_{DR} > \delta$, приймається рішення про відсутність ЗНО.

Беручи до уваги, що краплі під час падіння трохи сплюснені, тобто $P_{hh} > P_{vv}$, орієнтовно поріг δ вибирають у межах $0,25 \leq \delta \leq \delta_{\max}$, де δ_{\max} — максимальне значення порога, яке приблизно дорівнює 1 дБ. Чим більший δ , тим менша ймовірність пропуску ЗНО, але й більша ймовірність помилкової тривоги.

Але невиконання умови $Z_{DR} > \delta$ ще не є надійним показником наявності ЗНО. Це зумовлено 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 виконують перевірку $L_{DR} > \gamma$.

Річ у тім, 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 навпаки, 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 оцінюванням температури t об'єкта. (Вимірювання t здійснюється нерадіолокаційним способом). Лише при $t < t_n$ приймається рішення, що об'єкт (відбивний об'єм хмари) являє собою небезпеку для ПС як ЗНО. Граничний рівень $t_n = t_f + \Delta t$, де t_f — температура замерзання води за тиску на висоті роздільного об'єму, Δt — добавка, що враховує похибку визначення температури.

Застосування МНРЛС для локалізації ЗНО є перспективним для розширення її функцій.

3.8.7. Локалізація зони блискавкової небезпеки грозопеленгаторами-відстанемірами

Принцип пасивного пристрою для виявлення розрядів блискавки розглянуто в розділі 2, рис. 2.21. Основна проблема таких пасивних радіолокаторів полягає у потребі вимірювати дальність до джерела випромінювання з одного пункту (борту літака) з необхідною точністю. Найпростішим є амплітудний спосіб, який виходить з того, що близькі блискавки створюють 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 [24; 25] ґрунтуються на обробленні магнітних складових прийнятого сигналу, вимірюваних на різних частотах, або електричних і магнітних складових прийнятого поля. 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 подані пілоту на спеціалізованих індикаторах або видаватися безпосередньо на екрани МНРЛС.

4. ОСНОВИ ОТРИМАННЯ НАВІГАЦІЙНОЇ ІНФОРМАЦІЇ БОРТОВОЮ РАДІОЛОКАЦІЙНОЮ СИСТЕМОЮ

4.1. Навігаційні функції метеонавігаційної радіолокаційної системи

Історично першим застосуванням бортової РЛС у цивільній авіації було використання панорамної РЛС для навігації в умовах поганої видимості, тобто в несприятливу 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 отримується за допомогою спеціалізованих навігаційних засобів і супутникових систем навігації.

Забезпечення пілотів навігаційною інформацією, отриманою під час радіолокаційного зондування земної поверхні, стало другим, але досить важливим, призначенням МНРЛС. Особливої значущості навігаційні функції МНРЛС набувають для польотів по трасах, недостатньо обладнаних навігаційними системами. Зокрема, наявність автономної інформації, яка дозволяє визначити місцеположення літака відносно географічної карти, є дуже важливим елементом літаководіння під час польотів у районах Сибіру, Далекого Сходу, Крайньої півночі, над азійськими й африканськими пустелями і степами.

Варто враховувати, що часто МНРЛС є радіолокаторами подвійного застосування. У випадку військового застосування їх автономність щодо виконання навігаційних функцій стає особливо важливою.

Сучасна МНРЛС може бути розроблена для виконання таких функцій навігаційного характеру:

- навігаційного огляду земної поверхні;
- навігації за наземними радіолокаційними маяками–відповідачами;
- визначення кута зносу літака;
- визначення шляхової швидкості літака;

- виявлення ПС, що перебувають у зоні огляду;
- виявлення гірських вершин під час польоту над гористою місцевістю;
- радіолокаційного картографування земної поверхні з виділенням навігаційних орієнтирів;
- автоматичної селекції навігаційних орієнтирів;
- виявлення плавзасобів на водяній поверхні (кораблів, катерів, морських буїв) за заданого рівня 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 для забезпечення контролю заходу на посадку.

Жодна МНРЛС не виконує всіх наведених навігаційних функцій. Основними навігаційними функціями МНРЛС другого покоління були навігаційний (панорамний) огляд земної поверхні, визначення кута зносу літака, а ще раніше — визначення шляхової швидкості методом зарубок. Майже завжди МНРЛС є засобом попередження зіткнень з перешкодами типу гір.

Окремими вимогами визначається необхідність уведення режиму «Маяк». Інші навігаційні функції вводяться у разі потреби. Під час розроблення МНРЛС необхідний мінімум навігаційної інформації щоразу визначається технічним завданням на МНРЛС, визначається замовником і узгоджується з конструктором радіолокатора і літака.

4.2. Навігаційний огляд земної поверхні

4.2.1. Радіолокаційне і візуальне орієнтування

Навігаційний огляд земної поверхні дозволяє орієнтуватися в польоті, спостерігаючи на екрані індикатора зображення навколишньої місцевості. Такий метод визначення місцеперебування ПС за допомогою МНРЛС близький до методів орієнтування за візуально помітними наземними орієнтирами. Однак діапазон використовуваних орієнтирів у цих двох випадках різний. За візуального орієнтування найбільш придатними є об'єкти, розташовані в радіусі 15...20 км від ПС (дороги, озера, парки, населені пункти, ріки і т.ін.).

Радіолокаційна система 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 за відсутності видимості вночі, у тумані й за умовами хмарності.

4.2.2. Радіолокаційні орієнтири

Основними навігаційними орієнтирами для навігаційного огляду земної поверхні є ріки й озера, акваторії морів і океанів, берегова риса й острови на водній поверхні, лісопосадки і лісосмуги, великі й середні міста, промислові центри, населені пункти, греблі на ріках і озерах, залізниці, автомагістралі, залізничні й автомобільні мости, високовольні 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.

4.2.3. Формування радіолокаційного зображення поверхні

Зафіксуємо одне з положень ДН антени, напрямленої з літака під деяким кутом до земної поверхні (рис. 4.1). Нехай у зону опромінення потрапляють 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 поверхнево розподіленою ціллю, відбивні властивості якої описуються величиною питомої

ЕПР η_0 . За цих умов опромінення питома ЕПР покритого травою лугу $\eta_0^{(1)}$ менша, ніж лісу $\eta_0^{(2)}$, а гладкої водної поверхні $\eta_0^{(3)}$ — менша за питома ЕПР лугу.

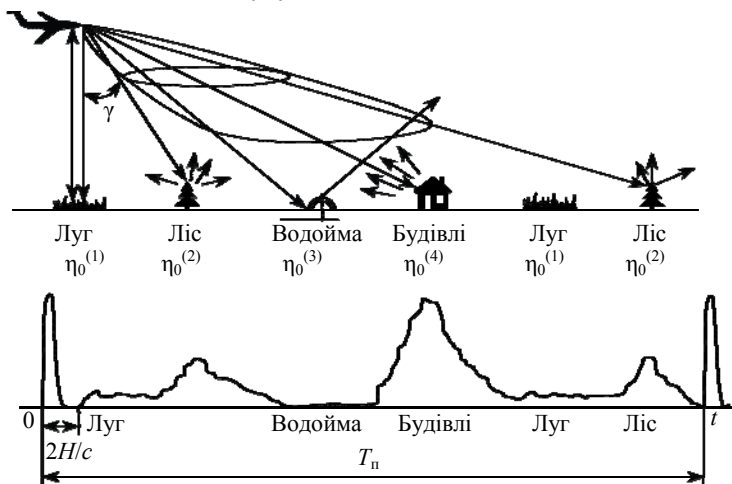


Рис. 4.1. Формування радіолокаційного сигналу від земної поверхні

Зазвичай найкращі відбивальні властивості характерні для будинків, споруд і промислових об'єктів $\eta_0^{(4)}$.

Відповідно до позначень, наведених у верхній частині рис. 4.1, можна записати: $\eta_0^{(4)} > \eta_0^{(2)} > \eta_0^{(3)} > \eta_0^{(1)}$. У такому випадку, вважаючи, що ділянкам поверхні з кращими відбивними властивостями відповідає більш потужне відбиття, сигнали на виході приймального пристрою (після детектора) можна зобразити, як показано в нижній частині рис. 4.1.

Перший за часом відбитий сигнал надходить 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 розміщуються сигнали, відбиті від точок поверхні, які лежать під дедалі збільшуваними кутами до вертикалі γ . Їх запізнення буде збільшуватися за законом

$$\tau_{\text{зап}} = 2H / (c \sin \gamma) = (2H / \sec \gamma).$$

Таким чином, вихідна напруга приймача МНРЛС при опроміненні землі несе інформацію про характер місцевості, що опромі-

нюється (потужність прийнятого сигналу $P_{\text{пр}}$), про дальність до цілей (час запізнювання $\tau_{\text{зап}}$) та їхній азимут (положення антени в момент опромінення). У разі хитання антени (точніше ДН антени) радіолокаційний промінь послідовно опромінює вузькі сектори в радіальному напрямі, що відповідають формі ДН, у результаті чого формується злитий (суцільний) образ ділянки поверхні землі, що сканується.

Інформативним параметром за такого методу формування зображення є потужність прийнятого сигналу $P_{\text{пр}}$, яка є функцією координат роздільної зондованої площадки поверхні (R, α), сукупності параметрів радіолокатора $\vec{C}_{\text{РЛС}}$ і умов спостереження $\vec{Y}_{\text{ум.сп}}$:

$$P_{\text{пр}} = f \left(\underbrace{R, \alpha}_{\eta_0}, \vec{C}_{\text{РЛС}}, \underbrace{\vec{Y}_{\text{ум.сп}}}_{\gamma} \right). \quad (4.1)$$

Роздільні площадки, які мають різні координати (R і α), характеризуються різними відбивними властивостями $\eta_0(R, \alpha)$, а основним параметром, що характеризує умови спостереження, є кут γ спостереження, що умовно показано у формулі (4.1) фігурними дужками.

За допомогою радіально-секторного розгорнення основна інформація про дальність R , азимут α і потужність $P_{\text{пр}}$ відбитого сигналу утворює суцільне умовне зображення місцевості — радіолокаційну карту території, над якою пролітає літак. Якщо яскравість засвічення відповідає величині прийнятого сигналу $P_{\text{пр}}$, то розподіл яскравості світіння екрана відповідає особливостям розподілу відбивних 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).

4.2.4. Відбивні властивості земної поверхні

Відбивні властивості поверхнево розподілених цілей описуються питомою ЕПР η_0 . Але прийнятий сигнал залежить не тільки від η_0 , але й від характеристик РЛС (тривалості зондувального ім-

пульсу τ_u , ширини ДН антени $\theta_{0,5}$, потужності передавача $P_{\text{ПРД}}$, поляризації сигналу й інших параметрів), а також від дальності R і умов спостереження, які, насамперед, характеризуються кутом спостереження γ .

Як пояснюється на рис. 4.2, кут спостереження — це кут між вертикаллю і напрямом на елементарну площадку земної поверхні, що опромінюється. Його називають також кутом опромінення, або кутом візування. Буквою S на рисунку позначено елементарну роздільну площадку, H — висоту польоту. У полярній системі координат, зв'язаній з літаком, R — похила дальність до роздільної площадки; α — азимут; γ — кут спостереження.

Відбивальні властивості земної поверхні у більшості випадків залежать від того, під яким кутом ведеться спостереження $\eta_0 = f(\gamma)$. Для опису характеристик напрямленості антени МНРЛС у вертикальній площині частіше користуються поняттям «кут ковзання».

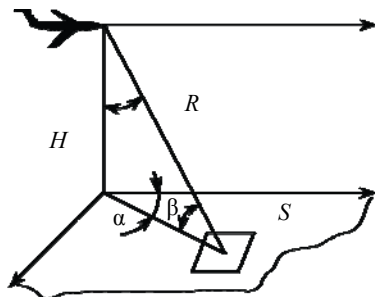


Рис. 4.2. Визначення кута спостереження (опромінення, візування)

Кут ковзання β , як видно з рис. 4.2, однозначно пов'язаний з кутом спостереження:

$$\beta = \pi/2 - \gamma, \quad 0 < \beta < \pi/2.$$

Значимо, що β є кутом ковзання відносно поверхні землі, але він також є кутом місця відносно МНРЛС.

Повна ЕПР σ_u елементарної (роздільної) площадки поверхні землі залежить від розмірів цієї площадки, тобто від площі S :

$$S \approx R\theta_{0,5} \frac{c\tau_u}{2} \frac{1}{\sin \gamma}, \quad \text{якщо } 0 < \gamma < \pi/2; \quad (4.2)$$

$$S \approx R\theta_{0,5} \frac{c\tau_u}{2} \frac{1}{\cos\beta}, \quad \text{якщо } 0 < \beta < \pi/2. \quad (4.3)$$

Формули (4.2) і (4.3) справедливі для порівняно великих кутів спостереження γ , що відповідає зондуванню, близькому до горизонтального, коли $R \gg H$, або (що те саме) за малих β . За великих β ($\beta \rightarrow 90^\circ$) роздільної площини стає незалежною від тривалості імпульсу і за малих θ_α і θ_ϕ становить

$$S = R^2 \frac{\theta_\alpha \theta_\phi}{\sin\beta}, \quad (4.4)$$

де θ_α і θ_ϕ — ширина ДН антени в горизонтальній і вертикальній площинах відповідно; за симетричного променя $\theta_\alpha = \theta_\phi = \theta_{0,5}$.

Для розрахунків величини одиначної роздільної площадки потрібно вибирати меншу з величин згідно з формулами (4.3) і (4.4). Якщо властивості відбивальної поверхні описуються питомою ЕПР η_0 , яка є безрозмірною величиною, то ЕПР поверхнево розподіленої цілі

$$\sigma_{ц} = \eta_0 S. \quad (4.5)$$

У теорії та практиці радіолокаційного зондування земної поверхні замість η_0 часто користуються величиною ρ_0 , що теж є питомою ЕПР, але визначеною трохи по-іншому. Величина η_0 є питомою ЕПР, зведеною до одиниці площини S , що одночасно опромінюється. Величина ρ_0 — це питома ЕПР, зведена до одиниці проєкції S_{np} площини S на площину, перпендикулярну до падаючого променя. Зв'язок між S і S_{np} пояснює рис. 4.3.

МНРЛС

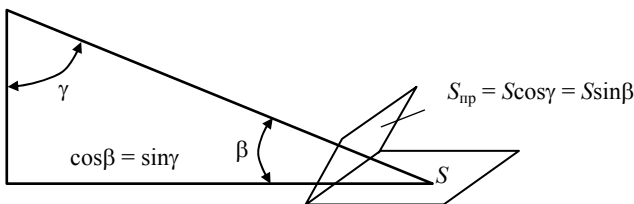


Рис. 4.3. Проекція відбивної площадки на площину, перпендикулярну до променя

Оскільки, як видно з рис. 4.3, $S_{\text{пр}} = S \sin \beta$, то ρ_0 і η_0 пов'язані між собою через кут ковзання:

$$\rho_0 = \frac{\eta_0(\beta)}{\sin \beta}. \quad (4.6)$$

Із формули (4.6) можна зробити висновок, що ρ_0 вводять для того, щоб описуючи відбивальні властивості поверхні позбутися залежності від β . Однак цілком досягти цього не вдається, оскільки характер взаємодії електромагнітних коливань з поверхнею фізично пов'язаний з особливостями поверхні, які можуть істотно залежати від кута падіння зондувального коливання. За довідковими даними про властивості різних поверхонь завжди необхідно уточняти, яке з визначень питомої ЕПР (η_0 чи ρ_0) використовується в конкретному випадку, і застосовувати відповідну формулу для розрахунку $\sigma_{\text{ц}} = \eta_0 S = \rho_0 S \sin \beta$. Таким чином, легко простежити зв'язок характеру відбивальної поверхні з яскравістю зображення на екрані МНРЛС. Це ілюструє рис. 4.4.

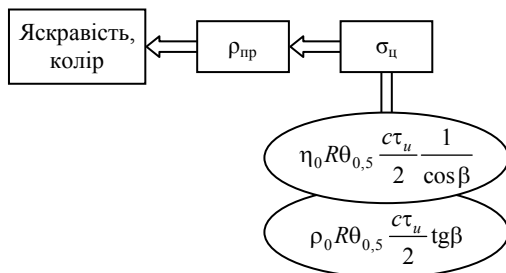


Рис. 4.4. Зв'язок відбивних властивостей поверхні (або) з яскравістю світіння екрана або кольором

Властивості поверхні (η_0 або ρ_0) визначають $\sigma_{\text{ц}}$, від неї залежить потужність $P_{\text{пр}}$, яка, у свою чергу, визначає яскравість відповідної ділянки екрана або колір її світіння.

Для 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 η_0 і відносними $\eta_{0\text{дБ}}$ величинами питомої ЕПР такий:

$$\eta_{0\text{дБ}} = 10\lg \eta_0 ; \eta_0 = 10^{0,1\eta_{0\text{дБ}}} . \quad (4.7)$$

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. Орієнтовні значення (їх діапазон) $\eta_{0\text{дБ}}$ різних поверхнево розподілених цілей для радіохвиль трисантиметрового діапазону за горизонтальної поляризації і кута візування $\gamma = 80^\circ$, наведено в табл. 4.1.

Таблиця 4.1

Питома ЕПР різних поверхонь

Вид поверхні	Діапазон значень питомої ЕПР, дБ
Місто	-13 ... -25
Оброблена земля	-19 ... -33
Асфальт	-45 ... -49
Бетон	-52 ... -54
Море (штиль)	-52 ... -56
Море (3 бали)	-34 ... м38

Відповідно до формули (4.7) $\eta_{0\text{дБ}}$ у більшості випадків є від'ємною величиною, оскільки $\eta_0 < 1$ для природних умов. Але у спілкуванні фахівців, а іноді й у довідниках знак «мінус» опускають, якщо це не призводить до плутанини. Це необхідно пам'ятати, щоб не допустити помилок у розрахунках.

4.2.5. Рівняння радіолокації земної поверхні

Кількісний зв'язок між відбивальними властивостями цілі і потужністю прийнятого сигналу визначається рівнянням радіолокації. Основне рівняння радіолокації можна записати так:

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{ПРД}} \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}(\beta) F^2(\beta)}{(4\pi)^3 R^4} . \quad (4.8)$$

Порівняно з рівнянням (3.11) тут замість коефіцієнта підсилення антени G_A^2 введена характеристика напрямленості антени у вертикальній площині $F^2(\beta)$, причому

$$G_A = \max(\beta) = F(\beta_0), \quad (4.9)$$

де β_0 — кут місця, за якого коефіцієнт напрямленої дії (КНД) антени досягає максимуму.

Крім того, ЕПР цілі подається як функція кута місця $\sigma_{\text{ц}}(\beta)$, і для спрощення опущені втрати L_0 .

Підставивши формули (4.3) і (4.5) у рівняння (4.9), отримаємо

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{прД}} F^2(\beta) \theta_{0,5} \lambda^2 c \tau_u \eta_0}{128 \pi^3 \cos \beta R^3}. \quad (4.10)$$

З рівняння (4.10) видно, що потужність за постійного кута β обернено пропорційна кубу дальності. Однак під час польоту на постійній висоті кут ковзання β і дальність R пов'язані між собою.

Тому залежність $P_{\text{пр}}(R)$ має більш складний характер. Для того щоб адекватно відображати на екрані карту місцевості, потрібно вилучити залежність $P_{\text{пр}}$ від дальності. Це можна зробити за допомогою цифрового керування коефіцієнтом підсилення приймача залежно від дальності і кута ковзання відповідно до рівняння (4.10). Але відомий і широко застосовується під час огляду земної поверхні бортовими радіолокаторами спосіб коригування дальності з використанням косеканс-квадратний ДН антени.

4.2.6. Оптимізація форми діаграми напрямленості антени

Форму ДН антени у вертикальній площині оптимізують для вилучення залежності потужності прийнятого сигналу від дальності; по-друге, мінімізацію витрат енергії на випромінювання. Це досягається застосуванням ДН антени спеціальної форми у вертикальній площині. Вимоги до такої ДН різні залежно від характеру цілей на поверхні землі, які необхідно виявити й оцінити.

Основні моделі цілей:

- 1) окремі ізольовані орієнтири з постійною ЕПР;
- 2) Розподілена поверхнева ціль, що характеризується постійною питомою ЕПР η_0 ($\sigma_{\text{ц}}$ залежить від β тільки через те, що розмір роздільної площадки є функцією β);

3) Поверхня, що характеризується постійною питомою ЕПР ρ_0 .

Розглянемо ці три моделі й отримаємо оптимальну форму ДН антени у вертикальній площині для кожної з них.

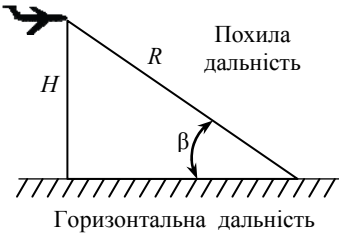
Випадок 1. Окремі ізольовані орієнтири з постійною ЕПР $\sigma_{ц}$, що не залежить від кута ковзання β і дальності R :

$$\sigma_{ц} = \text{const.}$$

Тоді з рівняння (4.8) випливає, що $P_{пр}(\beta) = \text{const}$, коли

$$\frac{F^2(\beta)}{R^4} = \text{const.} \quad (4.11)$$

Відповідно до рис. 4.5 $R = \frac{H}{\sin \beta} = H \csc \beta$.



Підставивши $R^4 = H^4 \csc^4 \beta$ у рівняння (4.11), маємо

$$F(\beta) = k \csc^2 \beta, \quad (4.12)$$

де коефіцієнт k пропорційний квадрату висоти польоту H .

Рис. 4.5. Трикутник «висота – горизонтальна дальність – похила дальність»

Випадок 2. Постійна питома ЕПР η_0 розподіленої цілі

$$\eta_0 = \text{const.}$$

Це означає, що $\sigma_{ц}$ залежить від β тільки тому, що площа площадки $S(\beta)$ залежить від β : $\sigma_{ц} = \eta_0 S(\beta)$. Тоді з рівняння (4.8) після підставлення виразів (4.5) і (4.3) випливає, що

$$P_{пр} = \frac{P_{прД} \lambda^2 \theta_{0,5} c \tau_u}{2(4\pi)^3} \eta_0 \frac{F^2(\beta)}{R^3 \cos \beta},$$

звідки випливає, що $P_{пр}(\beta) = \text{const}$ тоді, коли

$$\frac{F^2(\beta)}{R^3 \cos \beta} = \text{const.}$$

Оскільки $R = H \csc \beta$, то потрібна форма ДН у цьому випадку

$$F(\beta) = k \sqrt{\cos \beta} \csc^{3/2} \beta. \quad (4.13)$$

Випадок 3. Поверхня з постійною питомою ЕПР ρ_0 :

$$\rho_0 = \text{const}.$$

Це означає, що $\eta_0 = \rho_0 \sin \beta$ залежить від кута β . Тоді з рівняння (4.8) після підставляння виразів (4.3), (4.5), і (4.6) отримаємо

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{ПРД}} \lambda^2 \theta_{0,5} c \tau_u}{2(4\pi)^3} \rho_0 \frac{F^2(\beta)}{R^3} \text{tg} \beta,$$

звідки випливає, що $P_{\text{пр}}(\beta) = \text{const}$ тоді, коли

$$\frac{F^2(\beta)}{R^3} \text{tg} \beta = \text{const}.$$

Оскільки $R = H \text{csc} \beta$, то шукана ДН антени

$$F(\beta) = k \sqrt{\cos \beta} \text{csc}^2 \beta. \quad (4.14)$$

Випадок 4. Користуючись тією ж методикою, можна розглянути випадок, коли $\eta_0 \neq \text{const}$, але змінюється за визначеним законом, наприклад $\eta_0 = \cos^n \beta$. Можна врахувати й інші особливості поверхнево розподіленої цілі.

Результати розрахунків оптимальних форм ДН антени у вертикальній площині $F(\beta)$, отримані з умови $P_{\text{пр}}(\beta) = \text{const}$ за різних вихідних даних, наведено в табл. 4.2.

Таблиця 4.2

Форма ДН антени при панорамному огляді поверхні

Випадок	Характер цілі	Необхідна форма ДС
1	$\sigma_{\text{ц}} = \text{const}$	$F(\beta) = k \text{csc}^2 \beta$
2	$\eta_0 = \text{const}$	$F(\beta) = k \sqrt{\cos \beta} \text{csc}^{3/2} \beta$
3	$\rho_0 = \text{const}$	$F(\beta) = k \sqrt{\cos \beta} \text{csc}^2 \beta$
4	$\eta_0 = k \cos^n \beta$	$F(\beta) = k \sqrt{\cos \beta} \text{csc}^{[(3+n)/2]} \beta$

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. Визначимо кут β функцією висоти і дальності $\beta = \arcsin(H/R)$. Тоді можна розрахувати коефіцієнт напрямленої дії антени як функцію дальності R . Результати такого розрахунку при $H = 1$ і $k = 1$ показано на рис. 4.6.

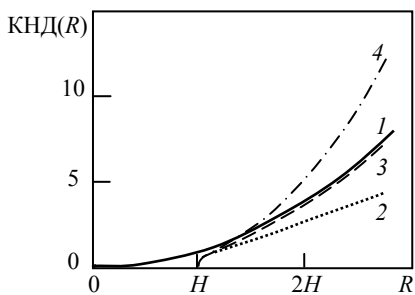


Рис. 4.6. Порівняння моделей ДН антени $F(\beta)$ залежно від дальності

Суцільна крива 1 відповідає формулі (4.12) — випадок 1, точкова крива 2 — розрахунку за формулою (4.13) — випадок 2, пунктирна крива 3 — за формулою (4.14) — випадок 3, а штрих-пунктирна крива 4 відповідає розрахунку за формулою, наведеною в останньому рядку табл. 4.2 для $\eta_0 = k \cos^n \beta$ — випадок 4 при $n=2$.

З кривої 1 видно, що результати, отримані за формулою (4.12) при $R < H$ відповідають фізично нереалізованій ситуації. Це означає, що цю формулу можна застосовувати лише якщо $R \geq H$. Інші формули не дають дійсних результатів при $R < H$, і отже, вони більш коректні. Криві 1 і 3 при $R \gg H$ збігаються, оскільки в цьому випадку $\cos\beta \approx 1$.

На практиці найчастіше прагнуть використовувати ДН типу $F(\beta) = \sqrt{\cos\beta} \csc^2 \beta$, що відповідає випадку 3. За великих β витримувати точну форму $F(\beta)$ більш важливо. Тому на малих відстанях у режимі «Земля» зазвичай вводять додаткову корекцію сигналу. Наприклад, у МНРЛС «Гроза» для цього використовується часове автоматичне регулювання підсилення (ЧАРП).

Таким чином, при навігаційного огляду 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 за азимутом. Разом з високим роз-

діленням за дальністю це забезпечує можливість радіолокаційного картографування земної поверхні з виявленням характерних радіолокаційних орієнтирів і досить точним вимірюванням координат (курсого кута і дальності) виявлених навігаційних орієнтирів.

Додатково підвищувати точність оцінки координат навігаційних орієнтирів, плаваючих засобів і маяків у разі потреби можна в режимі електронного маркера.

4.2.7. Визначення координат навігаційних орієнтирів

Для 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 рівноконтрастного зображення фону місцевості в необхідному інтервалі дальності існує можливість ручного нахилу антени. Крім того, можливе установлення 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.

Координати орієнтирів зазвичай вимірюють за шкалою калібраційних міток дальності й азимута. У деяких випадках для підвищення точності оцінки координат передбачається можливість вимірювань за допомогою спеціального візира, який вручну сполучають з потрібним оператору орієнтиром. Для полегшення роботи з візором можна використовувати підрежим мікроплану, який включається в разі потреби збільшити ділянку зображення в районі візира. У РЛК «Буран» при включенні підрежиму «мікроплан» візир переміщується в центральну частину екрана індикаторного блока і його розміщення в центрі зберігається при зміні масштабу збільшення зображення регулятором «Дальність». При використанні візира можна зручно реалізувати автоматизоване вимірювання координат

орієнтирів і ввести їх у бортовий обчислювач. Схема огляду поверхні в режимі «Земля» показано на рис. 4.7. Із цієї схеми видно розходження між вимірюваною похилою дальністю й істинною горизонтальною дальністю, тобто відстанню між орієнтирами на поверхні землі.

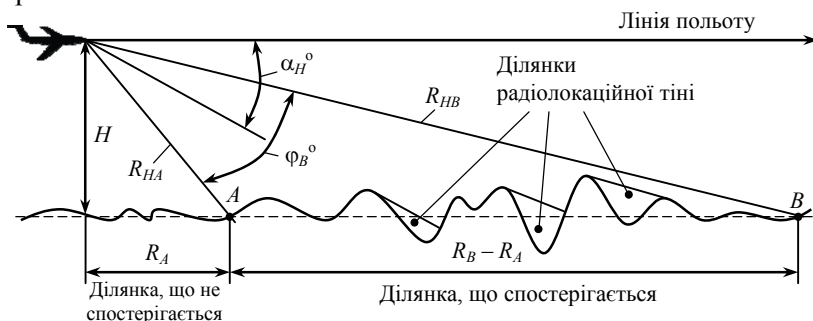


Рис. 4.7. Огляд поверхні у режимі «Земля»:

H — барометрична висота польоту; φ_B° — ширина створу променя антени по вертикалі; α_H° — кут нахилу променя антени;
 R_A (R_B) — істинна дальність точки A (B);
 R_{HA} (R_{HB}) — нахильна дальність точки A

Для зменшення геометричних спотворень зображення, обумовлених розходженнями між реальною горизонтальною дальністю на місцевості та вимірюваною похилою дальністю, не рекомендується встановлювати інтервал дальності (масштаб) на індикаторі, менший за величину $10H$, де H — висота польоту літака. Не слід також встановлювати масштаб більший за дальність прямого бачення.

В індикаторах РЛС, до яких ставляться підвищені вимоги щодо точності відтворення радіолокаційної карти місцевості, іноді застосовують спеціальне нелінійне розгорнення по дальності (гіперболічне розгорнення), що забезпечує компенсацію зазначених геометричних викривлення зображення.

4.3. Навігація за радіолокаційними маяками-відповідачами

Для літаків транспортної авіації, пошуково-рятувальних літаків, літаків МПЛ та інших типів ПС, що здійснюють польоти по трасах, недостатньо обладнаних навігаційними системами, велике значен-

ня має апаратура, що працює з наземними радіолокаційними маяками-відповідачами (РЛМВ). На відміну від звичайного радіомаяка, що безперервно випромінює свої сигнали і дозволяє визначити лише напрям на нього, радіолокаційний маяк працює тільки за наявності запитальних сигналів і дає змогу за допомогою РЛС визначити одночасно напрям і дальність до маяка.

Наземними РЛМВ маркуються характерні навігаційні точки польоту і точки скидання вантажів. Їх використовують для пошукових і рятувальних робіт. Точне вимірювання координат цих маяків відносно літака, а також додаткова інформація, передана по каналу відповіді маяка, набагато спрощує пілотування і розширює тактичне застосування літаків. У цьому випадку МНРЛС використовується для запиту або пуску РЛМВ і приймання перевипромінюваних сигналів.

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. Під час приймання антеною РЛМВ сигналів МНРЛС передавач маяка випромінює відповідні кодовані сигнали (за часом затримки між парами імпульсів), як показано на рис. 4.8.



Рис. 4.8. Інтервальне кодування сигналів наземних РЛМВ

Ці сигнали приймаються приймачем МНРЛС і розшифровуються на її індикаторі. Так відбувається упізнання маяків залежно від інтервального коду τ_1 або τ_2 . У режимі «Маяк» сучасних МНРЛС на екрані відображається стандартна мітка кожного маяка (тобто упізнання здійснюється автоматично). Місце розташування РЛМВ визначається шляхом інтерполяції згідно з мітками дальності й азимута. У такий спосіб уточнюється місцеположення 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. У деяких РЛС 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 за 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 РЛС. У цьому випадку сигнали відповідача проглядаються на екрані індикатора запитувача і, крім того, під час синхронної роботи з РЛС можуть бути відтворені на екрані індикатора МНРЛС.

Більш привабливою є сполучена система, в якій відповідні сигнали РЛМВ можуть виводитися на екран разом з відображенням метеообстановки або радіолокаційної карти земної поверхні. У сполученій системі функції запитувача, приймання відповідних сигналів і їх індикацію здійснює РЛС. При цьому забезпечується зручність роботи екіпажу, усувається необхідність застосування на борту додаткових виробів, які збільшують масу 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 особливістю 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. За різних частот запитувального і відповідного каналів приймач РЛС у режимі роботи з маяком налаштований на частоту маяка. Часто для приймання сигналів РЛМВ у 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 під час польоту в складних метеоумовах.

Застосування різних частот для запитувального і відповідного сигналів корисно також тому, що виключається можливість повторного запуску відповідача своїми відбитими сигналами. При цьому немає потреби 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. Сигнал-відповідь маяка випромінюється на частоті 9310 МГц. Такий підбір частот дає змогу використовувати в радіолокаторах для приймання сигналів-відповідей маяка ту ж саму НВЧ частину приймального тракту, що і для приймання відбитих сигналів основного режиму роботи. Уведення 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 масою всього 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 масу 70 кг. Тому розроблення малогабаритної апаратури, що виконує аналогічні функції, і введення її до складу МНРЛС є складним завданням, успішно вирішеним вітчизняною фірмою НДІ «Буран». Характерною рисою каналу приймання відповідних сигналів маяків є те, що канал повинен бути завадозахищеним, оскільки частоти відповідних сигналів збігаються, зокрема, з частотами телевізійних каналів.

Це ускладнює апаратуру і потребує вживання спеціальних заходів щодо забезпечення роботи каналу за умов телевізійних завад.

Режим роботи з РЛМВ має характерні особливості, властиві активній відповіді, зокрема, з енергетики. Необхідно мати на увазі, що 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 у кілометрах приблизно оцінюється співвідношенням

$$R_D \approx 130\sqrt{H},$$

де H — висота польоту в кілометрах.

Взаємодія з РЛМВ УКХ діапазону традиційно вирішувалась у процесі спільної роботи радіолокатора і додаткової бортової апаратури приймання, оброблення і дешифрування відповідних сигналів маяків. Тому поєднання в МНРЛС функцій запитувача УКХ маяків і приймача відповідних сигналів таких маяків з їх обробленням, відображенням і вимірюванням координат є новим завданням для МНРЛС. Водночас основним напрямом розвитку активного режиму в МНРЛС варто вважати удосконалення активного НВЧ каналу з відповіддю наземного РЛМВ на частоті 9310 МГц, що набув міжнародне визнання.

Можливості використання візира й автоматичного захоплення відмітки від навігаційного орієнтира (підрозд. 4.6.5) можуть бути використані і під час роботи з РЛМВ для автоматичного утримання і збереження відмітки маяка на екрані при зближенні з ним.

4.4. Визначення навігаційних параметрів польоту

4.4.1. Вимірювання кута зносу літака

Однією з традиційних функцій бортової МНРЛС, є вимірювання й індикація на власних індикаторах кута зносу літака. У МНРЛС останніх модифікацій режим визначення кута зносу зазвичай не вводять. Однак в експлуатації ще є велика кількість МНРЛС «Гроза» та інших радіолокаторів, які мають режим «Знос». Розглянемо принцип вимірювання кута зносу за допомогою некогерентного бортового радіолокатора.

Нагадаємо, що кут зносу β_3 (підрозд. 2.1.5.) обчислюється між векторами повітряної (що практично збігається з віссю літака) і шляхової (відносно землі) швидкостей, як показано на рис.4.9.

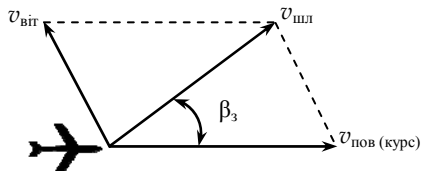


Рис. 4.9. Кут зносу літака вітром

Існує кілька методів вимірювання кута зносу за допомогою бортового панорамного радіолокатора. На практиці сьогодні застосовують лише метод, який використовує ефект Доплера, точніше вторинний ефект Доплера. Вторинний ефект Доплера виникає у разі відбиття електромагнітних хвиль від розподіленої цілі (або від великої цілі), наприклад, від земної поверхні. Оскільки, що ДН антени в горизонтальній площині не є нескінченно вузькою, а має ширину $\theta_{0,5}$, і, крім того, випромінюваний імпульс має тривалість τ_b , одночасно опромінюється деяка ділянка поверхні землі, тангенціальний розмір якої за малих кутів ковзання дорівнює $R\theta_{0,5}$, а радіальний — $c\tau_b/2\cos\beta$ відповідно до формули (4.3), а при β , близьких до $\pi/2$, справедлива формула (4.4).

Різні точки площі мають різні радіальні швидкості відносно рухомої РЛС, отже, виникає не одна доплерівська частота, а сукупність доплерівських частот F_{Di} ($i = 1, 2, \dots, n$). Кожній точці поверхні, що має свою радіальну швидкість відносно МНРЛС, відповідає своя частота F_{Di} . На виході приймача некогерентної РЛС (після амплітудного детектора) виділяється обвідна результуючого сигналу, що містить усі комбінаційні частоти F_B (частоти биттів) $F_{Bij} = F_{Di} - F_{Dj}$, 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 Доплера.

Тепер розглянемо МНРЛС, установлену на літаку, що рухається зі шляховою швидкістю v , і поверхню землі, що опромінюється з літака, як показано на рис. 4.10.

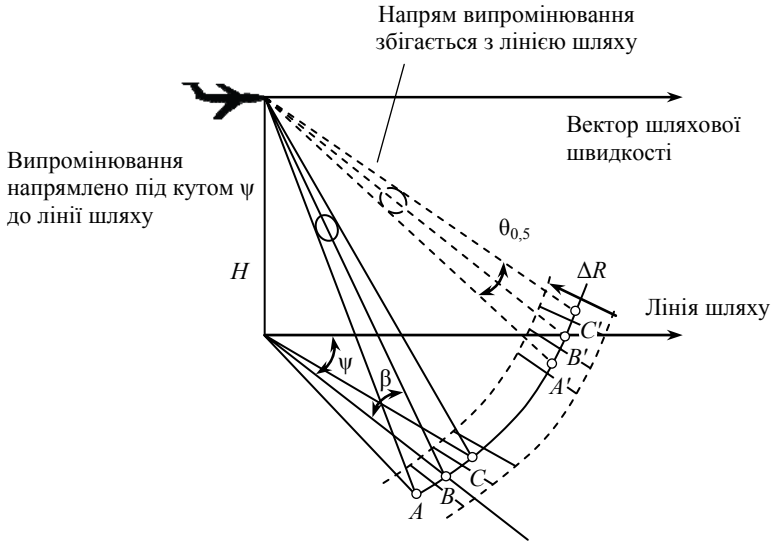


Рис. 4.10. Принцип вимірювання кута зносу за допомогою вторинного ефекту Доплера:
 ψ — кут між напрямом руху (лінією шляху) і напрямом випромінювання (за азимутом); β — кут місця (кут ковзання);
 $\theta_{0,5}$ — ширина ДН антени в горизонтальній площині

Нехай несна 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 , що лежать на площадці, якої не має на лінії шляху.

Виходячи з геометричних міркувань (рис. 4.10), частоти відбитих сигналів f_C, f_A , і f_B можна подати у вигляді

$$\left. \begin{aligned} f_C &= f_0 + \frac{2v}{\lambda} \cos\beta \cos\psi; \\ f_A &= f_0 + \frac{2v}{\lambda} \cos\beta \cos\left(\psi - \frac{\theta_{0,5}}{2}\right); \\ f_B &= f_0 + \frac{2v}{\lambda} \cos\beta \cos\left(\psi + \frac{\theta_{0,5}}{2}\right). \end{aligned} \right\} \quad (4.15)$$

Найбільша відмінність у частотах відбитих сигналів відповідає крайнім точкам A і B . Тому максимальна частота в спектрі вторинних доплерівських частот, або ширина спектра биттів

$$\begin{aligned} \Delta F_{B\max} = f_A - f_B &= \frac{2V}{\lambda} \cos\beta \left[\cos\left(\psi - \frac{\theta_{0,5}}{2}\right) - \cos\left(\psi + \frac{\theta_{0,5}}{2}\right) \right] = \\ &= \frac{4v}{\lambda} \cos\beta \sin\frac{\theta_{0,5}}{2} \sin\psi. \end{aligned} \quad (4.16)$$

Із формули (4.16) видно, що ширина спектра биттів зростає зі збільшенням кута ψ між напрямом випромінювання і руху МНРЛС (при ψ у межах ± 90). Тепер розглянемо випадок, коли вісь променя МНРЛС збігається по азимуту з лінією шляху (в одній площині). Цей випадок показано на рис. 4.10 пунктиром. Він відповідає $\psi = 0$ і, як випливає з формули (4.15), $f_A = f_B$. Тому найбільша частота биттів тепер утвориться за взаємодії сигналів, відбитих від центральної C' і кожної з крайніх точок A' або B' :

$$\begin{aligned} \Delta F_{B0} = f_C - f_{A'} &= \frac{2v}{\lambda} \cos\beta - \frac{2v}{\lambda} \cos\beta \cos\frac{\theta_{0,5}}{2} = \\ &= \frac{2v}{\lambda} \cos\beta \left(1 - \cos\frac{\theta_{0,5}}{2} \right) = \frac{4v}{\lambda} \cos\beta \sin^2\frac{\theta_{0,5}}{4}. \end{aligned}$$

З урахуванням малості $\theta_{0,5}/4$ одержимо остаточно

$$\Delta F_{B0} \approx \frac{V}{4\lambda} \cos\beta \frac{\theta_{0,5}^2}{2}. \quad (4.17)$$

Ця величина досить мала порівняно з $\Delta F_{B\max}(\psi)$, у разі розбіжності осі променя з лінією шляху. Зі збільшенні ψ ширина спектра досить різко зростає. Залежність максимальної частоти биттів доплерівських частот від кута між напрямком випромінювання і руху літака показано на рис. 4.11.

По осі ординат відкладено величину ΔF_B , що являє собою більше з двох значень модуля максимальної частоти биттів $|\Delta F_{B\max}|$ і $|\Delta F_{B0}|$, розрахованих за формулами (4.16) і (4.17):

$$\Delta F_B = \max(|\Delta F_{B\max}|, |\Delta F_{B0}|).$$

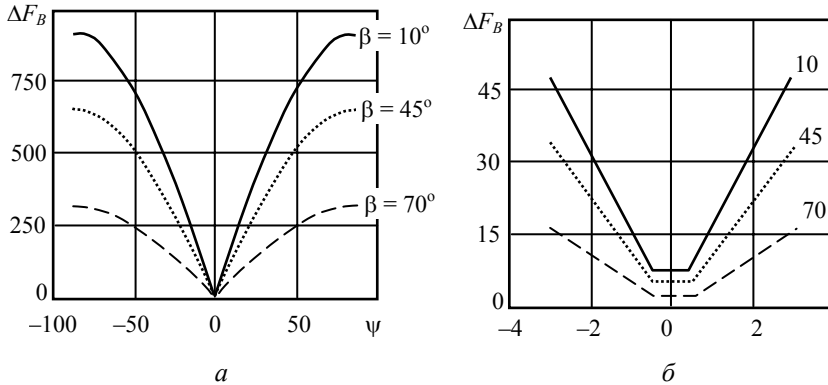


Рис. 4.11. Максимальна частота биттів від кута ψ за різних β

У розрахунках (рис. 4.11) використано 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, якщо $\psi = 90^\circ$, мінімум — якщо $\psi = 0^\circ$, причому мінімальні значення частоти биттів ΔF_{B0} дорівнюють 8, 6 і 3 Гц відповідно, якщо $\beta = 10^\circ$, $\beta = 45^\circ$ і $\beta = 70^\circ$, що добре видно на графіку рис. 4.11, б, побудованому для малих значень ψ .

Величину ΔF_{B0} називають «нульові биття». Через неповну симетрію ДН антени і неоднорідності поверхні, що опромінюється, ΔF_{B0} буває трохи більше розрахункового (5...10 Гц). Однак мінімум завжди виражений досить різко, якщо $\psi = 0$.

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. У разі відхилення ψ від нульового значення частота биттів різко зростає, і мерехтіння зникають внаслідок післясвітіння екрана й інтегровальних властивостей ока.

Таким чином, кут зносу ПС можна визначити відповідно до положення ДН антени за азимутом, при якому досягається мінімум частоти амплітудної модуляції. Зазвичай ДН антени переміщують за азимутом 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 інди-

катора. Нульове значення шкали азимута відповідає орієнтації осі ДН згідно з напрямом поздовжньої осі літака (лінії курсу), а мінімум частоти амплітудної модуляції лінії розгорнення — збігу осі ДН антени з напрямом шляхової швидкості літака.

4.4.2. Вимірювання шляхової швидкості

Вимірювання шляхової швидкості літака за допомогою МНРЛС сьогодні втратило свою актуальність. Ця функція не включається в технічне завдання на розроблення нових радіолокаторів. Але можливість така є. 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.

4.5. Попередження зіткнень

4.5.1. Запобігання зіткнень літаків з перешкодами

Бортова МНРЛС дає інформацію про навколишній повітряний простір і може бути використана як засіб запобігання зіткненням з перешкодами.

Наземні перешкоди (гірські вершини, пагорби і висотні споруди) виявляють під час огляду 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 (1000 м). Під час обходу перешкод (у тому числі грозових зон) важливо, щоб сектор огляду не змінював свого положення в просторі при кренах і тангажах літака.

Тому вісь ДН антени має бути стабілізована в просторі.

Ситуацію, що виникає у разі наближення до гірської вершини, ілюструє рис. 4.12.

Коли літак летить на постійній висоті H і перебуває досить далеко від перешкоди, горизонтально напрямлений розбіжний промінь радіолокатора опромінює значну частину гори. У міру наближення до гори зона опромінення перешкоди зменшується. Тому і засвічення на екрані стає меншим (рис. 4.13).

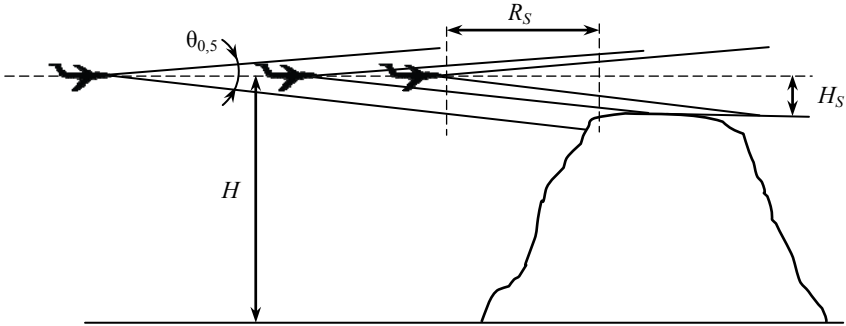


Рис. 4.12. Метод круга безпеки



Рис. 4.13. 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

$$R_S = \frac{H_S}{\sin(\theta_{0,5}/2)} \approx \frac{2H}{\theta_{0,5}}.$$

У разі безпечного перевищення над гірськими вершинами (наприклад, 600 м) радіус сектора на екрані, у межах якого немає відбиття від земної поверхні, дорівнює 10...15 км (за ширини ДН антени 3° ... 4°). Коло (сектор) з радіусом R_S називають *умовним колом безпеки*. Під час польоту на безпечному перевищенні і наближенні літака до гірської вершини на відстань радіуса кола безпеки сигнал від гірської вершини на екрані індикатора, не досягнувши 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, її взагалі може не бути 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.

4.5.2. Виявлення повітряних суден у зоні огляду

Звичайно енергетичний потенціал МНРЛС дозволяє виявляти і ПС (літаки і вертольоти), які перебувають у зоні огляду. Літаки класу Як-40 виявляються на відстані 20...70 км залежно від ракурсу і метеоумов. Така дальність виявлення достатня для здійснення маневру для ухилення від небезпечного зближення. Ступінь небезпеки виявленого ПС оцінюється пілотом за характером переміщення його позначки на екрані індикатора. Під час прямолінійного руху двох літаків зіткнення між ними можливе, якщо кут візування у періоді їх 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 небезпечним зближенням ПС обмежується низькою точністю визначення взаємного положення ПС по висоті. Це пов'язано з тим, що за реальної ширини ДН антени роздільна здатність МНРЛС за кутом 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 за малих висот польоту — також відбиттям від земної поверхні, що приходить по бічних пелюстках ДН антени. Тому стандартна бортова РЛС застосовується для запобігання небезпечним зближенням ПС лише як допоміжний засіб.

Сьогодні функція попередження зіткнень під час польотів у повітряному просторі держав, що досі не ввели як обов'язкову вимогу спорядження літаків системами попередження зіткнень типу TCAS, покладається на диспетчерську службу системи КПП. Відповідно до рекомендацій ICAO поступово здійснюється повсюдне впровадження БСПЗ з активною відповіддю (TCAS).

4.6. Додаткові функції метеонавігаційної радіолокаційної станції у навігаційних завданнях

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.

4.6.1. Автоматичне виділення навігаційних орієнтирів

Режим навігаційного огляду земної і водної поверхонь для формування радіолокаційної карти і виділення 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^2 », (див. підрозд. 4.2.6). Така форма ДН дозволяє під час польоту на якій-небудь висоті ($H = \text{const}$) зрівняти на індикаторі яскравість зображення рівновіддалених, але таких, що однаково відбивають, ділянок земної поверхні. Однак зі зміною 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 хвилевідно-щілинні антенні решітки (ХЩАР) з «голастою» 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 ДС і систем

ЧАРП. Однак компенсувати зміну значень прийнятих сигналів за дальністю за різних режимів польоту літака можна лише при адаптивному законі зміни ЧАРП, що залежить від параметрів польоту, огляду і параметрів МНРЛС.

Формування радіолокаційної карти місцевості стандартним способом — за допомогою амплітудного аналізу відбитого сигналу (підрозд. 4.2.4), має ряд недоліків. Складність рельєфу місцевості, наявність великої кількості об'єктів та їх різноманіття, що у більшості випадків не містить корисної інформації, «засмічують» радіолокаційну карту, утруднюючи виділення необхідної інформації.

У НДІ «Буран» на основі систематизації навігаційних орієнтирів і аналізу необхідної навігаційної інформації розроблено класифікацію навігаційних орієнтирів і принципи їх відображення для автоматичного формування радіолокаційної карти [63; 64]. Класифікація охоплює такі типи орієнтирів: водні, площадкові, точкові і фон поверхні.

До водних орієнтирів належать ріки й озера, акваторії морів і океанів, берегова риса та її конфігурація, до площадкових — 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 здебільшого 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 коригування місцеперебування літака. Прикладами точкових орієнтирів є залізничні мости, опори високовольтних ліній електропередачі, труби теплоелектростанцій і заводів, греблі та мости через ріки, населені пункти і міста на великій дальності. Вимірювані координати таких орієнтирів відносно літака можна використовувати для визначення і коригування місцеперебування літака та для вирішення інших завдань.

Фон підстильної поверхні визначається відбитим радіолокаційним сигналом у всій зоні огляду, який перевищує чутливість приймача МНРЛС, тому для його виявлення найбільше підходять авто-

матичні бінарні порогові виявлячі. Збільшення дальності виявлення фону досягається підвищенням чутливості приймача.

Водні орієнтири визначаються відсутністю відбитого сигналу на фоні підстильної поверхні. Водні орієнтири розпізнає оператор згідно з радіолокаційною картою місцевості. Відсутність сигналу може також зумовлюватися чутливістю приймача і шириною ДН антени у вертикальній площині. У цих випадках через відсутність повного зображення водних орієнтирів їх розпізнають за формою берегової риси.

Якщо розміри водного орієнтира або його частини (наприклад, ділянка ріки) менші від роздільної здатності МНРЛС, а фон підстильної поверхні виявляється, то сигнал, відбитий від цієї ділянки, буде менший ніж сигнали, відбитих від сусідніх ділянок фону. Це дозволяє визначити таку ділянку поверхні, як точковий орієнтир з «від'ємною» радіоконтрастністю і відобразити його як водний орієнтир (тобто відсутністю сигналу).

Площадкові орієнтири належать 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 додатного градієнта за дальністю на початку орієнтира і від'ємного градієнта — на кінці орієнтира.

Градієнти вважаються наявними, якщо протяжність відповідних ділянок за дальністю перевищує роздільну здатність РЛС, а величина — установлені пороги. Орієнтир визначається між додатним і від'ємним градієнтами. Це покладено в основу градієнтного методу виявлення площадкових орієнтирів.

Градієнти визначаються шляхом оброблення радіолокаційних сигналів у ковзному «вікні». Довжина «вікна» N визначається кількістю роздільних елементів дальності або кількістю дискретних відліків сигналу за дальністю і може бути невеликою, що спрощує апаратну реалізацію. Розглянемо як приклад розпізнання площадкового орієнтира за довжину «вікна» $N = 5$. Алгоритм оброблення сигналів дозволяє знайти додатний і від'ємний градієнти сигналів,

що відповідають початку і кінцю площадкового орієнтира. Додатний градієнт $U_{д.г}$ визначається відповідно до такого виразу:

$$U_{д.г} = \begin{cases} 1, & \text{якщо } X_i > X_{i-1} + A, \quad X_i > X_{i-2} + B; \\ X_{i+1} > X_{i-1} + A, \quad X_{i+1} > X_{i-2} + B; \\ X_{i+2} > X_{i-1} + A, \quad X_{i+2} > X_{i-2} + B; \\ X_i \geq C, \quad X_{i-1} \geq C, \quad X_{i+2} \geq C; \\ 0 & \text{в інших випадках.} \end{cases} \quad (4.18)$$

Від'ємний градієнт визначається за таким алгоритмом:

$$U_{в.г} = \begin{cases} 1, & \text{якщо } X_i < X_{i-1} - A, \quad X_i < X_{i-2} - B; \\ X_{i+1} < X_{i-1} - A, \quad X_{i+1} < X_{i-2} - B; \\ X_{i+2} < X_{i-1} - A, \quad X_{i+2} < X_{i-2} - B; \\ \text{або } X_i \leq C, \quad X_{i-1} \leq C, \quad X_{i+2} \leq C; \\ 0 & \text{в інших випадках.} \end{cases} \quad (4.19)$$

У виразах (4.18) і (4.19) X_i — значення відбитого сигналу в центральному елементі вікна; A й B — параметри, що визначають градієнт вхідного сигналу; C — поріг за вхідним сигналом, що визначає площадну ціль за малого відношення сигнал/шум на виході приймача МНРЛС, а також закінчення площадної цілі у випадку малого від'ємного градієнта.

Площадна ціль виділяється від моменту появи $U_{д.г} = 1$ згідно з формулою (4.18) до моменту появи $U_{в.г} = 1$ згідно з виразом (4.19) і за умови, що відбитий сигнал більший від порога C , тобто

$$U_{\Pi} = \begin{cases} 1, & \text{при } U_{д.г} = 1, \quad X_i \geq C, \quad X_{i-1} \geq C, \quad X_{i+2} \geq C; \\ U_{в.г} = 0; \\ 0 & \text{в інших випадках.} \end{cases}$$

Точкові орієнтири належать до класу точкових радіолокаційних цілей, а відбиті від них сигнали мають тривалість, що відповідає роздільній здатності МНРЛС за дальністю, і мають «позитивні» або «негативні» радіоконтрастності відносно сигналів, відбитих від прилеглих ділянок земної поверхні. Точкові орієнтири виявляються також у ковзному за дальністю «вікні» (наприклад, $N = 5$) за відносною оцінкою до найближчих вікон.

Алгоритм виявлення точкового орієнтира:

$$U_{\text{т}} = \begin{cases} 1, & \text{якщо } (X_i > X_{i-1} \text{ або } X_i > X_{i+1}); \\ \text{та } X_i - X_{i-2} > \text{П}; X_i - X_{i+2} > \text{П}; & , \\ 0 & \text{в інших випадках.} \end{cases}$$

де X_i — значення відбитого сигналу у «вікні»; П — установлений поріг виділення.

Точковий орієнтир з від'ємною радіоконтрастністю виявляється згідно з алгоритмом

$$U_{\text{т.о}} = \begin{cases} 1, & \text{якщо } (X_{i-1} > X_i \text{ або } X_{i+1} > X_i); \\ \text{та } X_{i-2} - X_i > \text{П}; X_{i+2} - X_i > \text{П}; & , \\ 0 & \text{в інших випадках.} \end{cases}$$

де П — установлений поріг виділення орієнтирів з від'ємною 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 за кожним елементом дальності, а на другому — за кожним елементом масштабу з об'єднанням кількох елементів дальності. Під час комплексування встановлюються пріоритети орієнтирів різного типу.

Найвищий пріоритет віддається точковим орієнтирам, а далі зі зниженням — точковим орієнтирам з від'ємною радіоконтрастністю, потім — площадним орієнтирам і нарешті фону.

Розглянуті методи досить прості в технічній реалізації, що особливо важливо для МНРЛС. Вони дозволяють підвищити якість та інформативність радіолокаційної карти, скоротити процес вирішення навігаційних завдань, збільшити час пілотів на вирішення задач літаководіння.

Автоматичне формування радіолокаційної карти місцевості реалізовано в МНРЛС «Буран А-140» на літаках Ан-140.

4.6.2. Забезпечення візуалізації злітно-посадкової смуги

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 за заданою категорією посадки, зокрема, за першою категорією.

Це завдання є новим для МНРЛС, причому, крім виявлення ЗПС, вважається важливою також візуалізація руліжних доріжок і перешкод на них, перешкод на смузі під час розбігу, посадки і пробігу. Вирішення цих завдань автономними засобами бортової радіолокації потребує переходу в міліметровий діапазон хвиль з розробленням режиму підвищеного розділення і поліпшення точності вимірювання координат радіолокаційних цілей. При цьому виникають проблеми сильного загасання міліметрових хвиль у тропосфері за несприятливих метеорологічних умов.

Чи буде ця додаткова функція МНРЛС практично реалізована в цивільній авіації — залишається незрозумілим, оскільки намітилася також тенденція застосування для цих цілей високочотних супутникових систем визначення місцеперебування об'єктів.

4.6.3. Усунення завад від метеоутворень і водної поверхні

Проблеми 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, залежать 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 надходять по бічних пелюстках, а іноді й по основній пелюстці ДН антени.

Відомі такі підходи до усунення відбиттів від завад:

- зменшення рівня бічних пелюсток;

- застосування доплерівських фільтрів, що ґрунтується на різницях між спектрами сигналів, відбитих від землі й метеоутворень;
- застосування поляризаційної селекції, яке ґрунтується на різному впливі метеорологічних об'єктів і земної поверхні на поляризаційні характеристики радіолокаційного сигналу.

Усі три підходи можна застосовувати одночасно. Зрозуміло, що рівень бічних пелюсток ДН антени в будь-якому випадку необхідно, по можливості, знижувати, але так само зрозуміло, що є певні техніко-економічні обмеження, які не дозволяють їх знижувати безмежно.

Сьогодні в МНРЛС досягнутий рівень бічних пелюсток — 18...–25 дБ відносно основної пелюстки, що не дозволяє повністю уникнути 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 нижчих за 50 Гц (при $\lambda = 3,2$ см), то відбувається 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 у разі сильних поривів вітру або море під час шторму). У свою чергу, спектри від метеооб'єктів можуть мати спектри, що концентруються на частотах нижчих за 50 Гц (наприклад, обложні опади або шарувато-дощова хмарність за відсутності сильної турбулентності). Оскільки 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 ймовірність розпізнавання знижується.

Великі перспективи і можливості мають поляризаційні методи розрізнення і селекції сигналів. Розглянемо лише деякі з них.

У праці [61] описано метод розпізнавання сигналів від метеооб'єктів і земної поверхні.

Він ґрунтується на оцінці коефіцієнта взаємної кореляції сигналів від розподіленої цілі, отриманих на ортогональних поляризаціях у збіжні моменти часу.

Такий коефіцієнт у разі використання горизонтально і вертикально поляризованих сигналів становить:

$$\rho_{hv}(0) = \frac{\overline{\sigma_{hh}\sigma_{vv}^*}}{\left(|\sigma_{hh}|^2 \cdot |\sigma_{vv}|^2\right)^{1/2}},$$

де σ_{hh} і σ_{vv} — діагональні елементи комплексної «миттєвої» матриці розсіювання в базисі «горизонталь–вертикаль».

Для некогерентного радіолокатора задача спрощується, оскільки не треба враховувати диференціальний фазовий зсув. 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 таким співвідношенням:

$$R_{hv}(0) = \frac{R_{hv}(T_n)}{\left[R_{hh}(T_n)R_{vv}(T_n)\right]^{1/2}},$$

де $R_{hv}(T_n)$, $R_{hh}(T_n)$ і $R_{vv}(T_n)$ — коефіцієнти кореляції, які можуть бути виміряні за вибірковими сигналами, отриманими під час приймання основних і перехресних компонентів відбитого сигналу при через періодному переключенні поляризації зондувальних імпульсів.

Теоретичні оцінки коефіцієнта $R_{hv}(0)$ показують, що для рідко-крапельних хмар він близький до одиниці. Це пояснюється тим, що основні внески у відбиті сигнали на вертикальній і горизонтальній поляризаціях роблять одна й ті самі розсіювачі.

Водночас для поверхні типу лісу чи іншого рослинного покриву основні внески у відбиті сигнали на ортогональних поляризаціях роблять 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. 4.14 показано експериментальні оцінки розподілу величини $R_{hv}(0)$ для відбиттів від підстильної поверхні $p(R_{hv}/E)$ і від метеоб'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 :

$$\begin{cases} R_{hv}(0) \geq R_0 \Rightarrow \textit{Weather} \text{ (метеоутворення)}; \\ R_{hv}(0) \geq R_0 \Rightarrow \textit{Earth} \text{ (земна поверхня)}. \end{cases}$$

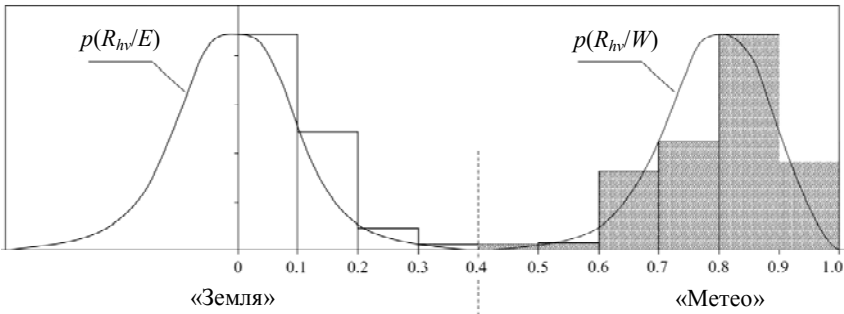


Рис. 4.14. Щільності ймовірностей коефіцієнта $R_{hv}(0)$

Відбитки від завад можуть бути подавлені у відповідному режимі роботи МНРЛС. Поляризаційні методи селекції є найбільш перспективними для застосування як у бортових, так і в наземних метеорологічних РЛС.

4.6.4. Виділення цілей на фоні завад

Розглянутий принцип поділу сигналів на відбиття від метеороб'єктів і земної поверхні варто відрізнити від підрежиму виділення (селекції) навігаційних орієнтирів (цілей) на фоні розподіленої земної поверхні, а також плавучих засобів на фоні збудженої водної поверхні (зазвичай до 4 балів). Виділення цілей на фоні завад належать до окремої групи важливих функцій, виконуваних МНРЛС. Проблеми цієї групи функцій можуть бути сформульовані у вигляді задач виявлення або задач розпізнавання.

Для вирішення таких задач також можна застосовувати методи поляризаційної селекції. Відомий, наприклад, адаптивний метод селекції сигналів, відбитих від цілей на фоні відбиттів від поверхні моря [65].

Відносна однорідність і стабільність (у статистичному сенсі) морської поверхні дозволяє формувати і використовувати для виявлення цілей зондувальний сигнал, поляризаційна матриця якого відповідає поляризації нульового сигналу для морської поверхні. У цьому випадку відбиття від поверхні моря виявляється незначним.

Найпростіший, але корисний варіант застосування поляризаційних особливостей різних орієнтирів для підвищення якості їх виявлення застосувала фірма «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 добиранням придатної поляризації зондувального сигналу з трьох можливих.

Радіолокаційний комплекс забезпечує роботу на горизонтальній, вертикальній і похилих лінійних поляризаціях. Види поляризації перемикають простим натисканням клавіш.

Інший напрям, що дозволяє розпізнавати орієнтири, полягає у використанні методів просторово-часового оброблення. До цієї групи методів можна віднести методи автоматичної класифікації навігаційних орієнтирів (див. підрозд. 4.6.1).

4.6.5. Автоматичний супровід навігаційних орієнтирів

У розробленні останнім часом МНРЛС і комплекси іноді вводять підрежим автоматичного супроводу (спостереження) координат обраних навігаційних орієнтирів і маяків з неперервною видачею їхніх даних у бортовий комп'ютер для визначення і коригування місцеперебування літака. Це дозволяє вирішувати завдання 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 в кінці смуги.

Автоматизоване вимірювання координат орієнтирів зручно реалізувати за допомогою візира.

У 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 захопити орієнтир для тривалого спостереження за ним, може знадобитися підрежим автоматичного керування нахилом променя антени.

Для автоматизованого вимірювання координат орієнтирів для забезпечення радіоконтрастності орієнтира може бути введене автоматичне регулювання випромінюваної потужності.

Для забезпечення коригування роботи бортового навігаційного комплексу (НК) зазвичай передбачається введення координат орієнтирів у бортовий комп'ютер НК.

Ефективність і зручність режиму автоматизованого вимірювання координат орієнтирів істотно підвищуються за одночасного вмикання зазначених вище автоматичних регулювань положення променя антени, випромінюваної потужності та введенням координат у комп'ютер НК.

У цьому випадку досягається найбільш повне розвантаження екіпажу, оскільки 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 блока за умов еволюцій літака за дальністю, висотою й азимутом.

5. СТРУКТУРА МЕТЕОНАВІГАЦІЙНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СТАНЦІЙ

5.1. Структура аналогових метеонавігаційних радіолокаційних станцій

За кілька десятиліть застосування радіолокаторів на борту ПС у процесі удосконалення їхніх експлуатаційно-технічних характеристик і елементної бази поступово нагромаджувалися передумови також до зміни структури РЛС, або до сучасних цифрових МНРЛС і комплексів, архітектури системи. У процесі еволюції структури МНРЛС можна виділити три покоління МНРЛС. Натепер в експлуатації перебувають МНРЛС другого і третього поколінь і завершується поступовий перехід до третього покоління МНРЛС.

Розглянемо коротко деякі особливості структури МНРЛС у процесі її еволюції.

Бортові РЛС завжди мали блокову конструкцію. У перших бортових РЛС майже кожному великому функціональному вузлу відповідав окремий блок. Це не стосується надвисокочастотних вузлів, оскільки НВЧ частини передавача і приймача конструктивно завжди поєднують в одному блоці приймач-передавача. Це розумне конструктивне рішення, спрямоване на скорочення довжини НВЧ фідерів і зниження втрат, було сформовано із самого початку застосування бортових радіолокаторів. Водночас у РЛС першого покоління як окремий конструктивний блок зазвичай виділявся модулятор через застосування потужних і великогабаритних модуляторних ламп.

У цілому для бортових РЛС першого покоління характерне використання електронних ламп, високі споживані потужності, великі габарити і маса радіолокаторів — до 180...200 кг. Для одержання необхідної живильної напруги використовувалися випрямлячі, розміщені в окремих блоках.

Загальна кількість основних блоків бортового радіолокатора в РЛС першого покоління становить 7...10, не враховуючи сполучних і розподільних коробок, кабелів, фільтрів і т. ін. Найперші бортові радіолокатори містять навіть більшу кількість блоків. Найбільш

досконалими радіолокаторами першого покоління є РЛС сім'ї «Емблема» (РПСН-2Н та РПСН-3Н), виконані на надмініатюрних стрижневих лампах.

У міру розроблення нової елементної бази і створення нових технічних рішень загальною тенденцією удосконалення апаратури є зменшення кількості блоків.

Радіолокатор «Люція» (РОЗ-1), виконаний з використанням напівпровідникових приладів і радіоламп, можна вважати перехідним від першого до другого покоління бортових РЛС. Він складається із шести основних блоків (рис. 5.1), а саме: антени, приймача-передавача, електронного блока (ЕБ), що з'єднує панелі підсилювача проміжної частоти (ППЧ), АПЧ, синхронізатора і блока розгортки, індикатора з відеопідсилювачем і високовольтним випрямлячем (ВВ), блока живлення (БЖ) і пульта керування.

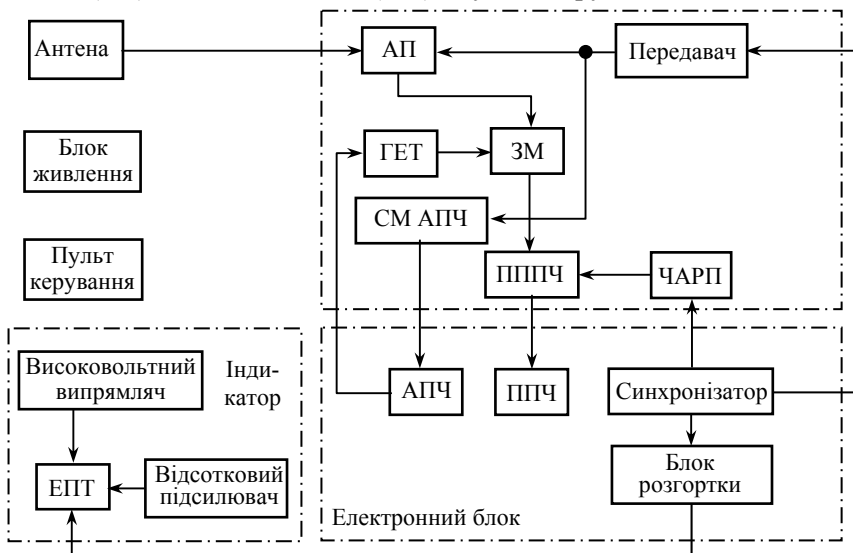


Рис. 5.1. Структурна схема бортового радіолокатора огляду землі

До другого покоління бортових МНРЛС належать усі модифікації радіолокатора «Гроза». Характерна елементна база радіолокаторів другого покоління — напівпровідникові прилади і модулі, а в модифікаціях РЛС останніх років — також інтегральні мікросхеми.

У таких РЛС значно поліпшено масогабаритні характеристики, знижено споживану потужність, підвищено надійність. Застосування електровакуумних приладів зведено до мінімуму, наприклад, у РЛС «Гроза» електронними лампами є тільки магнетрон, електронно-променева трубка (ЕПТ) і лампа зворотної хвилі (ЛЗХ) як гетеродин. У деяких (перших) модифікаціях радіолокатора «Гроза» використовувався також металокерамічний вакуумний тріод — нувістор як перший каскад попереднього підсилювача проміжної частоти (ПППЧ).

Для забезпечення оптимальних комплектацій радіолокаторів другого покоління (для створюваних і переобладнаних літаків) основні їхні блоки випускаються в різних варіантах. Усі варіанти і модифікації максимально уніфіковані (у межах певної сім'ї), що дозволяє здешевити їх серійне виробництво й експлуатацію, а також забезпечує можливість використання в інших комплектаціях.

У будь-яку комплектацію РЛС «Гроза» повинні входити щонайменше чотири основні блоки, показані на рис. 5.2: антенний, основний приймально-передавальний, блок стабілізації і керування, основний індикаторний. Крім основного приймача-передавача в систему може входити резервний. Тоді додається ще хвилевідний перемикач, який дозволяє підключити антену до одного з двох блоків.



Рис. 5.2. Узагальнена схема МНРЛС другого покоління

Можливе також комплектування РЛС другого покоління додатковим індикатором, що має менші розміри. У цьому випадку в систему вводиться окремий пульт керування. Необхідна комплектація для конкретного типу літака вибирається літакобудівним підприємством і узгоджується з головним конструктором РЛС.

Структура аналогової МНРЛС, що складається з чотирьох основних блоків (рис. 5.2), зберігає всі основні функціональні вузли класичної імпульсної РЛС, що розглядалася в розділі 2 (див. рис. 2.1). Зокрема, у блоці передавач–приймач скомпоновані антенний перемикач, високочастотна головка (що включає гетеродин і змішувачі каналів сигналу й АПЧ), ППЧ, ПППЧ, пристрій ЧАРП, схема АПЧ, модулятор, магнетрон, джерело живлення (перетворювач і випрямляч). Індикаторний блок містить синхронізатор, схему розгортки, відеоусилювач, ЕПТ і високовольтний випрямляч.

У деяких закордонних РЛС того ж класу структурного блока стабілізації немає, а його функціональні вузли містяться в блоці антени.

Наприклад, РЛС RDR-1200 має структуру, показану на рис. 5.3. Керування азимутальним положенням антени здійснюється синхронізованими сигналами, що надходять з індикаторного блока.

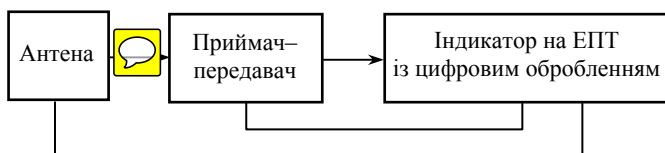


Рис. 5.3. Структурна схема РЛС RDR-1200

Радіолокаційні системи, що засновані тільки на аналогових принципах, реалізують виявлення й оброблення сигналів як аналогів часу, відстані, вимірюваних параметрів (амплітуди, частотного зсуву і т. ін.), які безперервно змінюються з часом.

Електронний промінь індикатора в таких РЛС також рухається як аналог відстані (у межах масштабу дальності) і положення антени, які безперервно змінюються в часі.

У МНРЛС третього покоління використовується аналогово-цифрове оброблення сигналів і цифрове управління.

5.2. Структура цифрових метеонавігаційних радіолокаційних станцій

5.2.1. Особливості структурних схем цифрових метеонавігаційних радіолокаційних станцій

У цифровій радіолокаційній техніці зона огляду складається з дискретних елементів, у кожному з яких ціль або є, або немає. Розподілені цілі, такі як гідрометеорологічні утворення, займають відразу кілька суміжних дискретних елементів, але параметри відбитих сигналів можуть істотно відрізнятися від елемента до елемента, відбиваючи особливості структури і динамічних процесів у метеоутвореннях.

Цифрові метеорологічні радіолокатори мають різні функціональні можливості, більшу гнучкість під час оброблення сигналів у цифровій формі і дозволяють чітко вирізняти на екрані індикатора зони, небезпечні для польотів, а також різну додаткову інформацію (у тому числі текстову) у зручній для пілота формі.

Можливості цифрової техніки стали реалізованими в бортових МНРЛС завдяки використанню мікросхем високого ступеня інтеграції, що дозволяє вмістити електронну схему великої складності в один легкий корпус. Застосування нової елементної бази дозволяє позбутися багатьох електромеханічних приладів, таких як сельсини і серводвигуни.

В індикаторних цифрових РЛС зазвичай використовується растр, подібний телевізійному, який формується шляхом переміщення електронного променя з деяким приростом по X та Y координатах в полі, що відповідає сектору огляду.

Процес упровадження цифрових принципів оброблення сигналів і відображення інформації в бортових радіолокаторах відбуваються поступово. Фактично будь-яка цифрова РЛС є гібридною системою, що ґрунтується як на цифрових, так і на аналогових принципах.

У перших цифрових МНРЛС, що набули поширення, власне цифровим є тільки індикаторний блок, у якому виконується дискретизація і квантування сигналів, використовуються цифрові запам'ятовувальні пристрої, реалізуються цифрові процедури виявлення сигналів, виводиться радіолокаційну інформацію, що зберігається в пам'яті, на екран ЕПТ без післясвітіння з високою швидкістю розгорнення. Але зв'язок між блоками в таких РЛС здійсню-

ються в аналоговій формі. Кроковий двигун приводу антени керується сигналами, що надходять з індикатора. Сигнали просторового положення ПС від гіродатчика подаються в блок приймача-передавача, де виробляються необхідні впливи, що керують положенням антени по колу «Стабілізація». Цифрові індикатори дозволяють виводити на екран текстову інформацію.

Прикладом МНРЛС із цифровою індикацією є радіолокатор «Контур-10», призначений для літаків місцевих повітряних ліній і вертольотів, а також радіолокатор «Primus-500», що випускався фірмою RCA Sperry. У цифрових МНРЛС, розроблених в останні роки і в перспективних радіолокаторах передбачено перехід на передавання сигналів між блоками винятково в цифровій формі і на цілком цифрове керування системою.

Структуру цифрової МНРЛС, що задовольняє сучасні вимоги, ілюструє на рис. 5.4.

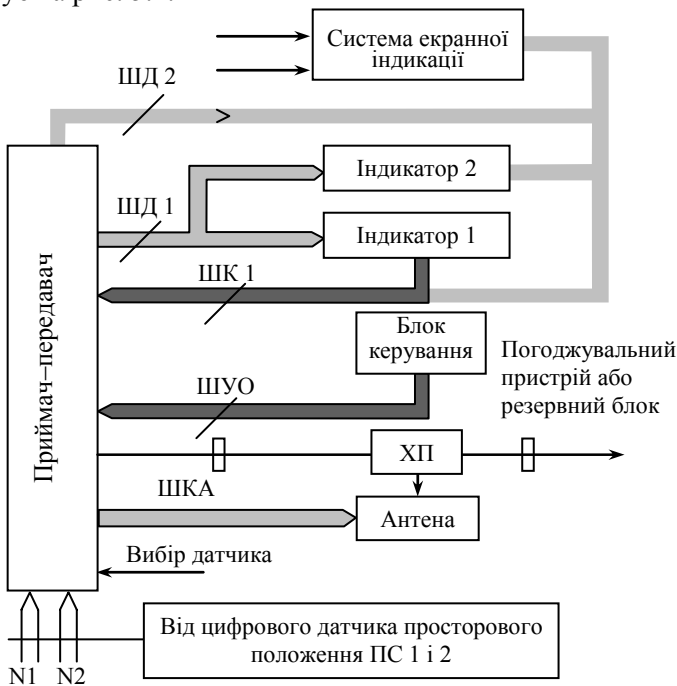


Рис. 5.4. Структура цифрової МНРЛС:
 ШД — шина даних; ХП — хвилевідний перемикач;
 ШК — шина керування; ШКА — шина керування антеною

У принципі РЛС із такою структурою містить всі елементи узагальненої схеми МНРЛС (див. рис. 2.1). Зокрема, вузли, що виконують функції передавача, приймача, антенного перемикача, АПЧ, ЧАРП, розташовані в єдиному блоці — приймачі–передавачі. Варто відзначити особливості функціонування ряду вузлів, пов'язаних з цифровим керуванням системою. Наприклад, підсилення приймача, що реалізує необхідний закон ЧАРП, змінюється відповідно до коду, що надходить з пульта керування чи основного індикатора (дисплея) у передбачених для цього розрядах керувального слова. Відеоканал включає вузли, розташовані в приймачі–передавачі та індикаторах, причому всі вони призначені для оброблення сигналів тільки в цифровій формі.

Можливі різні варіанти комплектації цифрових МНРЛС. Зокрема, відповідно до рекомендацій Агінс-708, передбачено три основні конфігурації системи:

1) МНРЛС із трьох блоків зі спеціалізованим індикатором, що містить антену, приймач–передавач і комбінований блок керування й індикації, призначений тільки для виявлення й аналізу метеоутворень;

2) МНРЛС із трьох блоків з багатофункціональним дисплеєм, що містить антену, приймач-передавач і блок керування. Функції індикатора в цій конфігурації забезпечує окрема система екранної індикації — багатофункціональний дисплей, що є частиною системи вищого ієрархічного рівня;

3) МНРЛС із чотирьох блоків, що містить антену, приймач–передавач, блок керування і спеціалізований індикатор (дисплей).

Усі блоки сучасної цифрової МНРЛС розраховуються на установлення їх у системи, що можуть містити як одиночні, так і здвоєні приймачі–передавачі, блоки керування і дисплеї, у разі використання однієї антени. Це потрібно для можливого підвищення надійності системи через резервування.

Схема, що показана на рис. 5.4, відповідає одній з можливих конфігурацій системи цифрової МНРЛС, а саме: одиночній системі з однією шиною даних.

Основними блоками системи є приймач–передавач і антена. Вони наявні в будь-якій конфігурації. Блоки РЛС зв'язані між собою через стандартні електричні пристрої з'єднання, які називають інтерфейсами. Інтерфейси зв'язують також приймач–передавач і ан-

тену з елементами керування і виведення інформації на екрани пристроїв відображення.

Передавання даних і сигналів керування між блоками, що здійснюється цифровим методом, зазвичай реалізується в послідовній формі, тобто всі дані й команди передаються без перекриття в часі.

Таким чином, інформація, що надходить з панелі керування чи від інших джерел (дисплеїв, гіродатчиків), подається в блок приймача-передавача по шині послідовних даних (N1 чи N2 (рис. 5.4)). Керувальні сигнали мають відповідні адреси. З приймача-передавача необхідні сигнали керування надходять на екран дисплея по шині даних. По цій шині на дисплей надходять сигнали від цілей, що перебувають у зоні огляду, і відомості про дальність і азимут цих цілей. Усі дані подаються у вигляді кодового слова, що має цілком визначену структуру.

Сигнали керування і дані, що відповідають кожній дальності й азимуту, тобто кожній елементарній комірці зони огляду, надходять у цифрову пам'ять дисплея. За запитом користувача (оператора) вони виводяться на екран.

Розглянемо роботу такої РЛС. Припустимо, що замість узгоджувального навантаження (рис. 5.4) у систему включено резервний приймач-передавач. Тоді хвилевідний перемикач (ХП) виконує підключення до антени одного з двох приймачів-передавачів. Під час перемикачання від хвилевідного перемикача по колу «Блокування» надходить команда блокування приймача-передавача на час спрацювання цього перемикача.

Передавач, розташований у блоці приймача-передавача, генерує НВЧ імпульси, які по хвилеводу через хвилевідний перемикач надходять в антену і випромінюються в простір. Передавач синхронізується сигналами блока керування.

Відбиті від цілі сигнали з виходу антени по хвилеводу надходять на вхід приймача. Розв'язка між приймачем і передавачем забезпечується антенним перемикачем, розміщеним у блоці приймача-передавача. На виході приймача ввімкнений АЦП і розподільник, тобто з виходу приймача сигнали надходять уже в цифровій формі для кожного з 2^N комірок (елементів) дальності ($N = 7; 8; 9$), тобто може бути 128, 256 чи 512 комірок дальності.

Згідно з Агіпс 708, основною є система з 512 комірками дальності.

У блок індикатора разом із сигналами по шині даних надходить інформація про:

- кутове положення антени;
- час випромінювання зондувального імпульсу;
- обраний масштаб дальності;
- нахил променя антени;
- обраний режим роботи і т. ін.

Крім того, на вхід приймача–передавача по спеціальній шині надходять цифрові дані про положення літака в просторі (від гіродатчика). У блоці приймача–передавача ця інформація обробляється і на антенний блок подаються сигнали, що враховують крен і тангаж літака. Вони служать керувальними сигналами для коригування положення ДН антени.

Блок приймача–передавача має два входи цифрових даних про просторове положення антени (джерела N 1 і N 2). Це викликано тим, що на літаку можуть бути два гіродатчики для підвищення надійності шляхом резервування. Коли один з гіродатчиків несправний, система перемикається на другий. При цьому можливі два варіанти функціонування системи перемикання:

1) сигнал несправності міститься в структурі слова цифрових сигналів від гіродатчика;

2) сигнал несправності надходить по колу «вибір положення».

В обох випадках система автоматично перемикається на інформацію справного гіродатчика.

Оскільки всі дисплеї приймають однакову інформацію, то два з трьох дисплеїв, показаних на рис. 5.4, є дублювальними. Основним є той дисплей, в якому починається шина керувальних сигналів 1 (тобто на схемі дисплей 1 — основної). Шина, позначена блідим сірим, показує, що основним можна зробити кожний з дисплеїв. Такими в загальному вигляді є особливості структури цифрової МНРЛС III покоління, що задовольняє вимоги Aginc-708.

Разом з описом структури цифрових слів керування і передавання даних ці особливості характеризують архітектуру перспективної цифрової МНРЛС.

Подібно до будь-якого бортового РЕО МНРЛС повинна бути сертифікована для певного типу ПС, тобто на неї необхідно одержати спеціальне посвідчення — сертифікат, що підтверджує відповідність обладнання нормам льотної придатності та іншим обов'язковим вимогам.

5.2.2. Керувальні слова і слова даних цифрової метеонавігаційної радіолокаційної станції

Шини керувальних сигналів використовуються для сполучення блока керування (або сполучного блока керування й індикації) із блоком приймача–передавача.

Шина даних призначена для сполучення блока приймача–передавача з пристроєм відображення інформації. При цьому керувальні сигнали від панелі керування на індикатори (дисплеї) також подаються через приймач–передавач по шині даних.

Керувальне слово складається з 32 двійкових розрядів і має два формати, які відрізняються один від одного змістом передаваної інформації. Слово даних містить 1600 розрядів.

Для розпізнавання виду переданого слова воно постачено спеціальною міткою, що являє собою восьмирозрядний код.

У кожному розряді слова може передаватися або «1», або «0». При цьому логічна одиниця передається як біполярний закодований сигнал 1/0, тобто додатний імпульс, за яким іде від'ємний імпульс. Логічний нуль передається як біполярний закодований сигнал 0/1, тобто від'ємний імпульс, за яким стоїть додатний. Перехід через нуль відбувається в середній точці часового інтервалу кожного розряду (манчестерський двофазний код). Розглянемо особливості структури цифрових слів, переданих пристроями сполучення цифрової МНРЛС.

Формат першого керувального слова. Молодші розряди слова розташовані праворуч, а його структур "

Розряди з першого по восьмий використовуються для кодування мітки певного керувального слова. Зокрема вісімкове число 270 (00011101) означає, що передається керувальне слово формату 1, а вісімкове число 271 (10011101) — що передається керувальне слово формату 2.

Дев'ятий і десятий розряди — це резервні позиції. Їх тепер не використовують. В одинадцятому розряді кодується інформація про сектор сканування: якщо передається «0», то система працює з нормальним сектором, а якщо передається «1», система повинна перейти до зменшеного сектора сканування антени.

Станом дванадцятого розряду кодується команда вмикання («1») або вимикання («0») захисту від місцевих пасивних завад.

Аналогічно цьому «1» у тринадцятому розряді відповідає вмиканню, а «0» — вимиканню системи стабілізації антени. Наступні три розряди (14, 15, 16) використовуються для кодування режиму роботи РЛС за допомогою таких кодів кодування:

001 — режим «метео»;

010 — режим «земля»

011 — режим «контур»;

100 — режим «контроль»;

101 — режим «турбулентність»;

110 — режим «метео + турбулентність»;

111 — резерв (передбачається використовувати для введення режиму калібрування РЛС);

000 — резервна комбінація.

Сім розрядів з 17-го по 23-й призначені для передавання сигналів керування нахилом антени, причому «1» в кожному з цих розрядів відповідає конкретному куту нахилу антени, а саме:

Розряд	23	22	21	20	19	18	17
Нахил	-16°	+8°	+4°	+2°	+1°	+0,5°	+0,25°

Наприклад, код 1010010 означає, що кут нахилу дорівнює $11,5^\circ$, тобто — $16 + 4 + 0,5 = 11,5$.

Для передавання керувального сигналу «Підсилення» використовуються шість розрядів з 24-й по 29-й, які забезпечують 64 комбінації. Одиниці в усіх зазначених розрядах означають калібрувальний режим, нулі відповідають максимальному коефіцієнту підсилення. Інші 62 комбінації використовуються для кодування величини зменшення підсилення відносно максимального в децибелах (наприклад, 000101 означає -5 дБ, а 111110 означає -62 дБ). Стани розрядів 30 і 31 керувального слова першого формату відповідає такій керувальній інформації:

00 — дійсні дані, тобто необхідно керуватися переданими в заданому слові командами;

01 — недійсні дані;

11 — підлеглий режим (наприклад, коли в обидва індикатори мають пульти керування, то один з них є «підлеглим»).

Кодова комбінація 10 не використовується в системі (можливе її використання для вказівки на режим контролю).

Нарешті, останній 32-й розряд для контролю помилок встановлюється в такий стан, щоб забезпечити непарну кількість одиниць у всьому слові, тобто, якщо в розділах з першого по 31-й в сумі була парна кількість одиниць, то в 32-му розряді має бути одиниця, якщо ж в попередніх розрядах була непарна кількість одиниць — та нуль.

Формат другого керувального слова. Друге керувальне слово використовується в основному для передачі команди про масштаб дальності МНРЛС. Ця інформація кодується в розрядах з 24-го по 29-й 32 розрядного слова, наприклад так, як показано в табл. 5.1

Таблиця 5.1

Кодування масштабу дальності

Розряди	29	28	27	26	25	24	Масштаб, км
	0	0	0	0	0	1	10
	0	0	0	0	1	0	20
	0	0	0	1	0	0	40
	0	0	1	0	0	0	75
	0	1	0	0	0	0	150
	1	0	0	0	0	0	300
	1	1	1	1	1	1	550

Такий спосіб кодування, коли одиниця в кожному з виділених розрядів відповідає одному з масштабів, дозволяє незалежно кодувати два або більше масштабів одночасно, що стає необхідним в разі застосування кількох індикаторів, на яких можуть бути встановлені різні масштаби дальності.

Окреме місце займають деякі цифрові МНРЛС фірми «Буран», в яких впроваджено «плавну» зміну масштабу дальності.

Інші розряди керувального слова другого формату використовуються таким чином. У перших восьми розрядах закодовано мітку керувального слова формату 2 МНРЛС (10011101).

Розряди 9,10,11, а також 13—23 є вільними, тобто натепер не використовуються. Зміст інформації, переданої в інших розрядах (12, 30, 31, 32), аналогічний першому керувальному слову.

Керувальні слова 1 і 2 передаються послідовно. Період повторення їх не повинен перевищувати 100 мс.

Формат слова радіолокаційних даних. Шина даних використовується для сполучення блоків приймач–передавач і дисплеїв (індикаторів). Цифрове слово даних, передане по цій шині, містить 1600 двійкових розрядів. Зокрема 1536 розрядів (від 65 до 1600) використовуються для передавання даних про відбиваність у кожній з 512 комірок (елементів) дальності, тобто на кожен комірку дальності виділено по три розряди в слові даних.

Таким чином, дальність до даного відбивального об’єкта закодована в номері комірки, у якій записано даний сигнал, і буде різною залежно від обраного масштабу дальності. Дальність до об’єкта, сигнал від якого запитується останнім у 512-й комірці, дорівнює масштабу дальності.

У трьох розрядах, які відповідають кожній комірці дальності, можна записати 8 станів даного відбивального об’єкта, зокрема рівень його радіолокаційної відбиваності, інтенсивність турбулентності та інших характеристик. Зокрема, першій комірці відповідають розряди 65, 66 і 67, другій — розряди 68, 69 і 70, 110-й — 92, 93 і 94, а 512-й — 1598, 1599 і 1600.

Різні величини радіолокаційної відбиваності та інтенсивності турбулентності кодуються за допомогою трьох розрядів, як показано в табл. 5.2, де для прикладу використані дані для 110-ї комірки дальності.

Таблиця 5.2

Кодування стану метеорологічного об’єкту

Розряди 110-ї комірки дальності			Рівень відбиваності і турбулентності
67	66	65	
0	0	0	Менше ніж $10^2 \text{ мм}^6/\text{м}^3$
0	0	1	$10^2 \dots 10^3$
0	1	0	$10^3 \dots 10^4$
0	1	1	$10^4 \dots 10^5$ (контур)
1	0	0	Понад 10^5
1	0	1	Резервна комбінація
1	1	0	Помірна турбулентність
1	1	1	Сильна турбулентність

Для кодування азимутального положення антенного променя використовують 12 розрядів — від 52 до 63-го. Одиниця в одному з цих розрядів відповідає наступному значенню кута (табл. 5.3). Одиниці в декількох розрядах означають, що азимут дорівнює сумі відповідних кутів. При цьому 0 градусів означає напрям випромінювання уздовж поздовжньої осі літака, а 90° в — у бік правого крила.

Таблиця 5.3

Кодування азимутального положення променя антени

Розряд	Кут, град.	Розряд	Кут, град.
63	-180	57	+2,8125
62	+90	56	+1,40625
61	+45	55	+0,703125
60	+22,5	54	+0,3515625
59	+11,25	53	+0,17578125
58	+5,625	52	+0,087890625

Інформація розрядів 50 і 51 пов'язана з можливістю використання декількох індикаторних пристроїв у системі. Спосіб кодування керувальної інформації для індикаторів наведено в табл. 5.4.

Таблиця 5.4

Керувальна інформація для індикаторів

51	50	
0	0	Дані не приймаються
0	1	Блок індикації 1 приймає дані
1	0	Блок індикації 2 приймає дані
1	1	Усі індикатори приймають дані

Обраний масштаб дальності в слові даних кодується в 6 розрядах (від 43-го до 48-го) у такий же спосіб, як і в другому керувальному слові (див. табл. 5.1). Аналогічно першому керувальному слову у шести розрядах слова даних кодується рівень підсилення приймального тракту. Відмінність полягає тільки в тому, що в слові даних для цього використовуються розряди від 37-го до 42-го, а в першому керувальному слові — розряди від 24-го до 29-го.

Інформація про повний набір положення антени за нахилом забезпечується в слові даних кодуванням з використанням семи розрядів:

Розряд	36	35	34	33	32	31	30
Нахил	-16	+8	+4	+2	+1	+0,5	+0,25

Тут, як і в першому керувальному слові, «одиниця» у даному розряді означає нахил на відповідний кут. «Одиниці» у декількох розрядах означають, що нахил дорівнює сумі кутів, що відповідають цим розрядам, з урахуванням знака.

Кодування інформації про режим роботи МНРЛС забезпечується за допомогою кодових комбінацій, що відповідають станам трьох розрядів слова даних. При цьому використовуються такі ж коди, як і в першому керувальному слові, тільки замість розрядів 14, 15, 16 у слові даних задіяні за зазначеним призначенням розряди 27, 28, 29.

Вибір режиму «метео» (код 001, тобто «одиниця» тільки в 27-му розряді) означає, що за всіма адресами передається і відображається тільки інформація про рівень радіолокаційної відбиваності. Режим «турбо» (101) передбачає індикацію інтенсивності турбулентності в кожній елементарній комірці.

Використання режиму «метео + турбо» має забезпечувати індикацію об'єднаних даних про відбиваність і турбулентність. При цьому тепер не встановлено однозначного способу об'єднання і відображення (зокрема, за допомогою колірнього кодування) такої інформації. Тобто розробники мають можливість обирати інформаційні моделі і технічні рішення, що видаються їм найбільш вдалими. Згодом буде вироблена стандартна система відображення такої інформації.

Наступний 26-й розряд слова даних передбачає можливість кодування інформації про вмикання чи вимикання системи стабілізації антени. Умикати систему стабілізації необхідно, коли крени ПС перевищують можливості системи стабілізації або коли вона виходить з ладу.

Важливою перевагою цифрових РЛС є їхня потенційно висока контролепридатність. Зокрема, МНРЛС обов'язково повинна забезпечувати можливість контролю за пошкодженнями і відмовами, тобто вона повинна мати систему вбудованого тестового контролю.

Така система контролю дозволяє автоматично визначати, який зі змінних блоків МНРЛС необхідно замінити, щоб усунути виявлене пошкодження.

Інформація про пошкодження в різних блоках кодується в слові даних незалежним один від одного способом (тобто на кожен контрольований вузол чи змінний блок системи виділяється окремий розряд слова даних). Це робиться для того, щоб забезпечити можливість виведення на екран дисплея повідомлення про декілька пошкоджень одночасно.

Інформація про відмови (або про їх відсутність) постійно подається на шину даних кожного дисплея. Для цього виділено 7 розрядів (від 19-го до 25-го). Кодування здійснюється відповідно до табл. 5.5.

Таблиця 5.5

Кодування інформації про uszkodження

Номер розряду							Зміст інформації про пошкоджені блоки або вузли
25	24	23	22	21	20	19	
0	0	0	0	0	0	0	Виявлених ушкоджень немає
1	0	0	0	0	0	0	Приймач–передавач
0	1	0	0	0	0	0	Антенa
0	0	1	0	0	0	0	Блок керування
0	0	0	1	0	0	0	Вхідні кола просторового положення
0	0	0	0	1	0	0	Калібрування (блок приймач–передавач)
0	0	0	0	0	1	0	Блок індикації
0	0	0	0	0	0	1	Система охолодження

Блок індикації або система відображення інформації пропускають сигнали станів розрядів 19–25 через схему «АБО», щоб виводити на екран будь-які пошкодження системи для попередження екіпажу літака.

У п'ятьох наступних розрядах слова даних (14–18) незалежно один від одного кодуються повідомлення, що дозволяють сигналізувати екіпажу про особливості режиму роботи РЛС або про результати зондування метеооб'єктів.

Скорочено можливі коди і їхній зміст можна відобразити, як наведено в табл. 5.6.

Зміст інформації, що кодується в розрядах 14–18

Номер розряду					Зміст інформації
18	17	16	15	14	
0	0	0	0	0	Нормальний
1	0	0	0	0	Межі стабілізації антени
0	1	0	0	0	Сектор сканування
0	0	1	0	0	Захист від місцевих завад
0	0	0	1	0	Несприятливі метеоумови
0	0	0	0	1	Небезпечна турбулентність

Зазначене незалежне кодування здійснюється в блоці приймач–передавач і забезпечує передавання відповідної інформації (коли встановлено одиницю) у блок дисплея чи в інший приймальний пристрій. Зміст переданої інформації такий:

«одиниця» у 14-му розряді — відбулося автоматичне зчитування сигналу про турбулентну небезпеку;

«одиниця» у 15-м розряді — відбулося автоматичне зчитування сигналу про небезпечні метеоумови за відбиваністю;

«одиниця» у 16-му розряді — діє схема придушення місцевих завад (МНРЛС може містити кола, призначені для зменшення завад радіолокатора, створюваних його ж власними зондувальними сигналами, відбитими від землі);

«одиниця» у 17-му розряді — діє зменшений сектор сканування антени;

«одиниця» у 18-му розряді — необхідні межі керування положенням антенного променя для його стабілізації перевищують проектні можливості системи (тобто крен літака занадто великий, щоб система стабілізації антени могла б його компенсувати).

Важливо, що система кодування зазначених сигналів про небезпеку не обмежує розробників МНРЛС щодо застосування тих чи інших методів отримання інформації. Розробник може за своїм вибором вводити в МНРЛС здатність виявляти небезпечні метеорологічні явища і забезпечувати відповідну попереджувальну сигналізацію для екіпажу. Проте, якщо таку функцію передбачено, то

необхідно отриману інформацію передавати на шини даних дисплеїв у вигляді зазначеного вище коду. Попри те, що перші спроби автоматизувати процес прийняття рішення про безпеку в ранніх моделях МНРЛС не знайшли повного схвалення льотного персоналу, але розроблені більш досконалі методи оброблення сигналів дозволяють сподіватися, що така автоматизація буде досягнута. Ідеться про методи, що ґрунтуються на інформації про доплерівський спектр та поляризаційні характеристики.

Розряди 12, 13, 49 і 64 є запасними, а 11-й розряд використовується для укавання передати керування, тобто роботу в підлеглому режимі, а саме:

0 — основний (ведучий) режим;

1 — підлеглий (ведений) режим.

За наявності в системі декількох дисплеїв можливе вибіркове передавання сигналів керування на них по шині даних. Для цього задіяні 9-й і 10-й розряди. Кодування здійснюється таким способом, як наведено в табл. 5.7. Як і в обох керувальних словах, розряди 1–8 у слові даних використовуються для кодування ідентифікатора слова (мітки). Мітка слова даних являє собою вісімкове число 055 (10110100).

Для передавання необхідних для нормальної роботи цифрової МНРЛС обсягів даних у реальному масштабі часу необхідне застосування швидкодійної шини даних.

Таблиця 5.7

Керувальна інформація для систем з кількома індикаторами

Розряди		Зміст інформації
10	9	
0	0	Керувальні сигнали не приймаються
0	1	Блок індикації 1 приймає керувальні сигнали
1	0	Блок індикації 1 приймає керувальні сигнали
1	1	Усі індикатори приймають керувальні сигнали

Швидкість передачі інформації цією шиною складає приблизно 1 мегабіт/с. Незважаючи на те, що слово даних, що містить 1600 розрядів, є дуже довгим, у цьому випадку немає потреби перевіря-

ти парність або виконувати інші перевірки цього слова. Це пояснюється тим, що зображення на екрані МНРЛС є настільки характерним, що не спотвориться істотно через одиночний збій, а також тим, що допустима частота появи помилок у шинах такого роду є досить малою.

Для позначення початку і кінця слова даних використовують спеціальні сигнали синхронізації, часову діаграму яких показано на рис. 5.5.

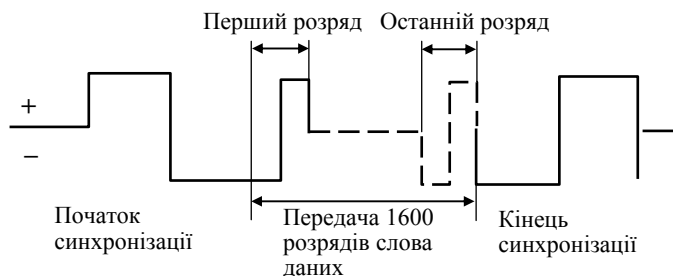


Рис. 5.5. Сигнали синхронізації слова даних

Кожний із сигналів синхронізації (початок і кінець) займає часовий інтервал, рівний трьом розрядам.

5.3. Структура приймачів–передавачів бортових метеонавігаційних радіолокаційних станцій

5.3.1. Приймач–передавач аналогової метеонавігаційної радіолокаційної станції

Надвисокочастотні частини передавача і приймача бортових РЛС завжди поєднувалися в єдиному блоці. Це дозволяє для роботи на загальну приймально-передавальну антену обмежитися одним НВЧ виходом блока й істотно скоротити довжину хвилевідного тракту. У радіолокаторах другого покоління приймач-передавач, як правило, включає усі вузли передавального і приймального трактів, причому з виходу приймача знімається вже продетектований відео-сигнал.

Радіолокаційна станція «Гроза» — типова аналогова РЛС другого покоління. Спрощену функціональну схему показано на рис. 5.6.

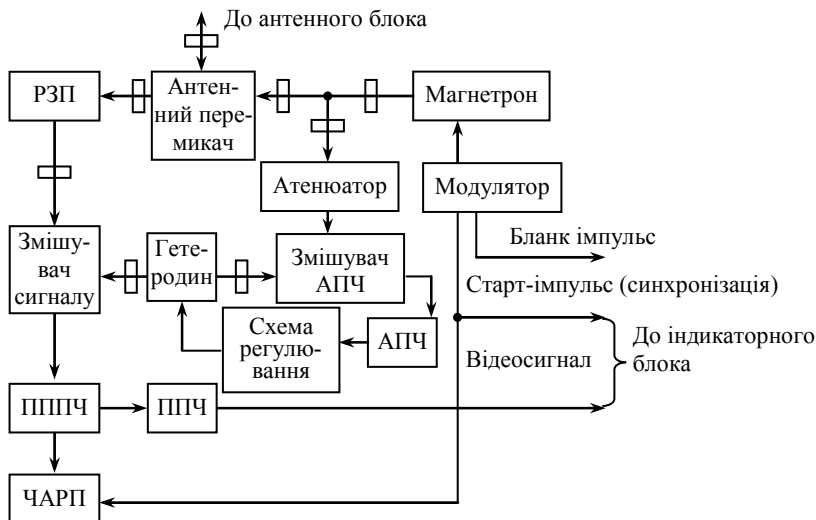


Рис. 5.6. Функціональна схема приймача–передавача аналогової МНРЛС («Гроза»)

Приймач–передавач аналогової РЛС призначений для виконання таких функцій:

- генерації НВЧ-імпульсів і їх передавання в хвилевідний тракт, за допомогою передавального пристрою, що складається з модулятора і магнетрона, а також антенного перемикача з розрядником захисту приймача (РЗП), що блокує вхід приймача на час генерації імпульсу;

- перетворення НВЧ-імпульсів, відбитих від різних об'єктів, в імпульси проміжної частоти і їх підсилення, що реалізується змішувачем каналу сигналу з гетеродином, ПППЧ і основним ППЧ, де здійснюється також детектування сигналу;

- автоматичного підстроювання частоти гетеродина за допомогою вузлів змішувача каналу, лінійки АПЧ, схеми регулювання і граничного атенюатора;

- часового автоматичного регулювання підсилення приймача;

- генерації старт-імпульсу, необхідного для синхронізації, і бланкувального імпульсу, що використовуються для захисту інших пристроїв бортового радіоелектронного комплексу від випромінювання МНРЛС;

- вироблення необхідної стабілізованої напруги живлення (на схемі не показано).

5.3.2. Приймач-передавач цифрової метеонавігаційної радіолокаційної станції

Блок приймача–передавача цифрової МНРЛС, крім традиційних виконує:

- перетворення аналогового прийнятого сигналу в цифрову форму, цифрове оброблення і нагромадження сигналу в реальному масштабі часу;
- формування сигналу цифрових радіолокаційних даних шляхом перетворення відбитих сигналів з реального масштабу часу в необхідну кількість (як правило, 512) дискретних комірок дальності (1536 розрядів) шини даних;
- передавання в індикаторний блок по швидкісній шини даних у вигляді 1600-розрядного фазоманіпульованого (біполярного манчестерського) коду службової (керувальної) інформації (64 розряди) і цифрових радіолокаційних даних (1536 розрядів);
- генерування сигналів керування і синхронізації роботи вузлів і блоків МНРЛС;
- приймання сигналів просторового положення ПС, оброблення цієї інформації і вироблення відповідних керувальних впливів на пристрій керування антенним блоком для стабілізації площини огляду.

У блок приймач–передавач цифрової МНРЛС можуть бути реалізовані й інші функції, наприклад, перетворення відбитих сигналів після цифрового оброблення в аналогову форму, передавання аналогового відеосигналу в інші блоки, приймання і оброблення сигналів від радіомаяків-відповідачів.

Приклад структурної схеми блоку приймача–передавача цифрової МНРЛС, показано на рис. 5.7. Блок складається з керувальної, приймальної, передавальної частин і джерел живлення (на схемі не показано).

У керувальну частину входять вузол синхронізації і керування, вузол введення-виведення, контролер керування антеною і вузол перетворення сигналів.

Приймальна частина містить вузли перетворення частоти, ППЧ, АПЧ і самоконтролю та первинного оброблення інформації, а передавальна — вузли модулятора і НВЧ, що включає магнетронний генератор.

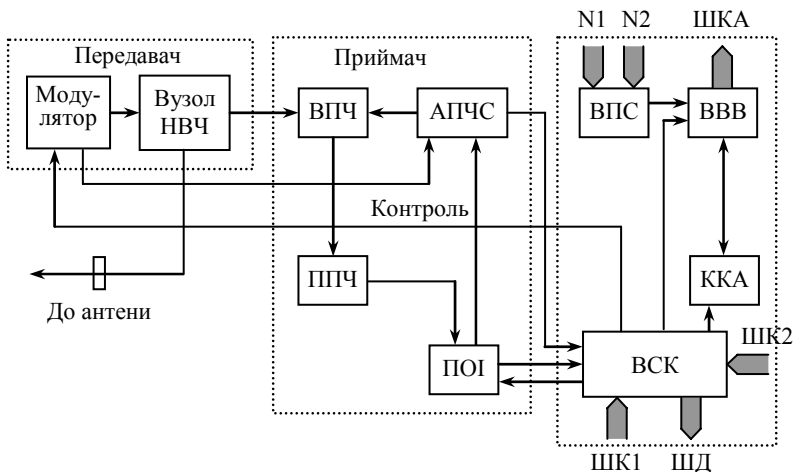


Рис. 5.7. Структурна схема блока приймача–передавача цифрової МНРЛС:

ВСК — вузол синхронізації і керування; ВВВ — вузол введення-виведення; ККА — контролер керування антеною; ВПС — вузол перетворення сигналів; ВПЧ — вузол перетворення частоти; АПЧС — вузол АПЧ і самоконтролю; ПОІ — вузол первинної обробки інформації; МОД — вузол модулятора; вузол НВЧ (включаючи магнетрон); ШКА — шина керування антеною; ШК — шина керування; ШД — шина даних

Модулятор формує високовольтний імпульс тільки в разі надходження на його вхід імпульсу запуску передавача (ІЗП) по шині від ВСУ і за умови, що на вхід модулятора надходить також сигнал дозволу (по тій же шині). Якщо в якому-небудь блоці МНРЛС виявлено uszkodження, то сигнал дозволу не подається. Вузол НВЧ призначений для генерації НВЧ імпульсів, передачі їх в антенний блок, захисту приймача від цих імпульсів, а також для передачі прийнятих антеною відбитих сигналів у ПРМ. При подачі на нього високовольтних імпульсів від МОД магнетронний генератор виробляє НВЧ імпульси, що через циркулятори, які входять до складу вузла НВЧ, надходять на НВЧ вихід блока. Частина НВЧ потужності через граничний атенуатор потрапляє на вузол ВПЧ. Вузол МОД має у своєму складі схему вбудованого контролю, що постійно видає сигнал справності або відмови.

Перетворені в проміжну частоту відбиті сигнали з виходу вузла ВПЧ підсилюються і детектуються в ППЧ, а потім передаються у

вузол ПОІ. У розглянутій схемі блока ПРМ–ПРД використовується одноканальна система АПЧ зі стробуванням. Тому від ВПЧ через ППЧ надходять також сигнали АПЧ проміжної частоти у вузол АПЧС, де виробляються керувальні впливи на гетеродин, який входить до складу вузла ВПЧ.

На вході вузла ПОІ розміщено два АЦП (для сигналів і для імпульсів АПЧ). Цей вузол виконує первинне цифрове оброблення радіолокаційної інформації. З його виходу код відеосигналу надходить у регістр шини даних (ШД), розміщений у ВСУ.

Керувальна інформація у вигляді 32-розрядного коду сигналів керування блоком ПРМ–ПРД і інформаційних даних для ККА й індикаторного блоку надходить по двох шинах керування ШК1 і ШК2 у ВСК на пристрій її приймання і зберігання. У ВСК формуються синхронізувальні і керувальні сигнали для інших вузлів ПРМ–ПРД (ІЗП, імпульси блокування, коди обраних масштабів, режиму роботи, бланкувальні імпульси й ін.), а також для передавання по швидкісній шині даних керувальної та відеоінформації в індикаторні блоки (дисплеї).

Вузли ВВВ і ККА призначені для приймання керувальної інформації, її оброблення і видачі керувальних впливів на пристрій керування антеною через низькошвидкісну шину керування антеною (ШКА) у вигляді 32-розрядного послідовного коду сигналів керування антенним блоком. Вузол ККА являє собою спеціалізовану мікро-ЕОМ, виконану на базі мікропроцесорного набору.

Сигнали крену і тангажа надходять від датчика просторового положення ПС у ВПС.

Вузол перетворення сигналів перетворює й обробляє ці сигнали і виробляє разом з ВВВ і ККА керувальні впливи на пристрій керування.

6. ЕКСПЛУАТАЦІЙНО-ТЕХНІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ БОРТОВИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

6.1. Системний підхід

Чітко визначити поняття «система» досить складно. Не має воно й однозначного трактування щодо радіолокаційного устаткування. Визначення «радіолокаційна система» може трансформуватися залежно від постановки завдання й ієрархічного рівня розглянутих завдань або проведених досліджень.

Зазвичай під радіоелектронною системою розуміють сукупність спільно діючих об'єктів, об'єднаних для виконання загального завдання. Сучасна РЛС саме і являє собою сукупність пристроїв, об'єднаних загальним призначенням — визначити за допомогою електромагнітних хвиль місцеперебування об'єктів, параметрів їх руху, а також інші характеристики об'єктів (ідентифікація, розпізнавання тощо).

Таке трактування поняття «система» дозволяє розглядати кожен окрему РЛС як систему, що складається з окремих вузлів, наприклад, антени, передавача, приймача, блока оброблення інформації, дисплея, кожний з яких складається, у свою чергу, з окремих елементів (мікросхем, резисторів, конденсаторів, транзисторів тощо). У свою чергу РЛС у цілому також функціонує в складі якоїсь ще більшої системи і повинна задовольняти вимоги, запропоновані з погляду цієї системи — системи більш високого ієрархічного рівня. Такий підхід зручний для проєктувальників, що розробляють певний тип РЛС відповідно до заданих тактичних характеристик.

Бортову радіолокаційну систему варто розглядати як систему, яка є складовою частиною системи вищого ієрархічного рівня, і у своєму складі має системи більш низького ієрархічного рівня (рис. 6.1).

Взаємодію БРЛС із іншими елементами системи літаководіння й КПП можна умовно зобразити у вигляді, показаному на рис. 6.2.

Системний підхід до розроблення РЛС передбачає розгляд завдання в цілому, з різних точок зору. Це означає, що недостатньо розглядати тільки окремі аспекти завдання. Необхідний всебічний, цілісний розгляд РЛС та її змін у процесі взаємодії з навколишнім середовищем.

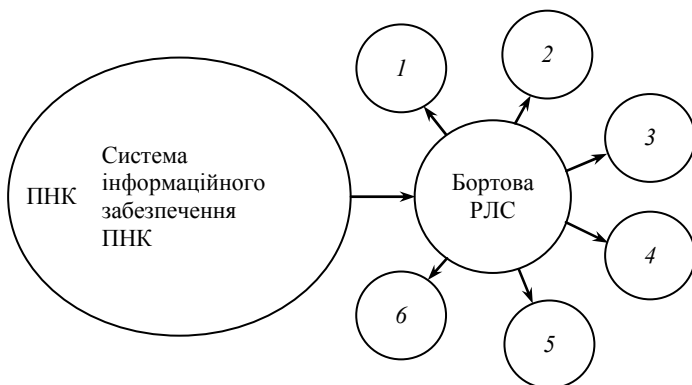


Рис. 6.1. Ієрархічна структура БРЛС:

- 1 — система формування і передавання зондувального сигналу;
 2 — система АПЧ; 3 — система стабілізації й керування антеною;
 4 — система придушення бічних пелюсток;
 5 — система оброблення сигналів; 6 — система відображення інформації.

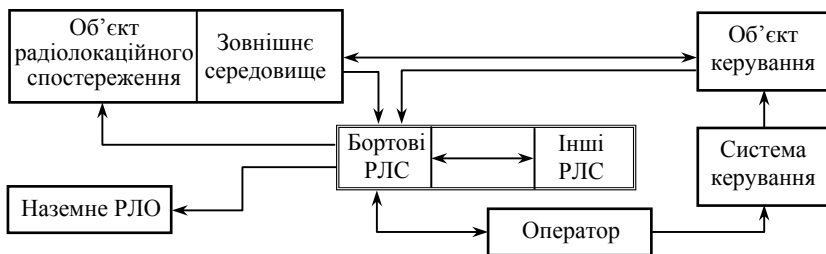


Рис. 6.2. Схема взаємодії БРЛС із іншими системами й об'єктами

В основу системного підходу покладено такі основні принципи:

1. Розгляд усіх етапів життєвого циклу РЛС: проектування, виробництво, експлуатація й утилізація.

2. Розгляд історії й перспектив розвитку даного РЛС й близького класів (системи, у минулому визнані непридатними або застарілими, можуть у нових умовах, на новому рівні стати ефективними).

3. Усебічний розгляд взаємодії РЛС із зовнішнім середовищем:

— взаємодія із природою й суспільством у цілому (врахування екологічних, економічних, соціальних, політичних, військових та інших факторів);

— обмін корисною інформацією;

- обмін енергією та речовиною;
- обмін радіозавадами;
- зовнішні впливи на систему (зміна температури, вологості, тиску, механічні навантаження, радіація і т. ін.);
- взаємодія з іншими системами (що входять у загальну систему більш високого ієрархічного рівня) у процесі розв'язання загального завдання.

4. Розгляд основних видів взаємодії всередині РЛС: функціонального, конструктивного, динамічного, інформаційного, енергетичного.

5. Розгляд взаємодії між елементною базою і системотехнікою.

6. Розгляд можливості зміни вихідних даних і даних розв'язуваного завдання в процесі проектування, виробництва та експлуатації системи.

7. Виділення головних показників якості, що підлягають поліпшенню в першу чергу (прагнення поліпшити якомога більшу кількість показників якості часто веде не до найліпших результатів).

8. Сполучення принципів композиції, декомпозиції та ієрархічності.

9. Розкриття основних технічних суперечностей, що заважають підвищенню якості системи і прискоренню процесу її розроблення.

10. Суміщення різних методів проектування: математичних (аналітичних), евристичних і експериментальних, комп'ютерного моделювання.

11. Взаємодія в процесі проектування фахівців різних рівнів і профілів.

Завдання проектування полягає в забезпеченні оптимальних характеристик системи. Воно має бути сформульовано у вигляді вимог у формі кількісних характеристик.

Як критерій оптимальності параметрів можуть вибирати, наприклад, мінімізацію вартості, мінімізацію часу розроблення, максимізацію ймовірності успіху тощо.

Кращим способом вираження вимог до системи є використання функції ефективності із заданими коефіцієнтами і обмеженнями.

Якщо функцію ефективності $E(\vec{x}, \vec{y})$ задано, то загальне завдання проектування формулюється так:

Знайти

$$\max E(\bar{x}, \bar{y}), \text{ якщо } W(\bar{x})=W^{\otimes} \text{ та } \bar{x}_1 \leq \bar{x} \leq \bar{x}_2, \quad (6.1)$$

де E — ефективність РЛС; W — вартість РЛС; W^{\otimes} — максимально припустиме значення вартості; $\bar{y} = (y_1, y_2, \dots, y_n)$ — величини, що характеризують умови функціонування РЛС; $\bar{x} = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ — параметри системи, які потрібно знайти в процесі проектування.

Функцію ефективності зазвичай дуже складно задати до початку проектування. Але завжди є принаймні описові відомості про призначення системи, які відразу ж визначають деякі вимоги до параметрів РЛС і характеризують умови роботи РЛС. У процесі проектування потрібно поступово уточнювати та погоджувати інші параметри й обмеження.

Як вихідні дані для розрахунку РЛС беруться експлуатаційні показники (технічні характеристики), що визначають можливість використання РЛС із погляду споживача. До них зокрема належать:

- максимальна дальність дії;
- зона огляду за кутовими координатами;
- склад отримуваної інформації про цілі;
- час огляду.

Як вихідні дані для розрахунку РЛС беруться ті з параметрів $\bar{X}_0 \in \bar{X}$, що вже відомі, тобто вимоги до яких уже визначені. Зазвичай це частина тактичних характеристик і деякі технічні характеристики.

Крім того, до початку проектування необхідно уточнити умови функціонування РЛС \bar{Y} й обмеження (умовні ймовірності D та F , характеристики цілей, необхідна ймовірність $D_{\text{зот}}$, відомості про завади, відомості про кліматичні й атмосферні умови, обмеження у виборі габаритів антен, потужності передавача $P_{\text{прд}}$, маси, вартості, елементної бази, електроживлення і т. ін.). Це вихідні дані.

У процесі проектування РЛС виконується аналіз різних можливих способів досягнення заданих експлуатаційних (тактичних) показників за відомих умов функціонування й обмеження \bar{Y} , а також здійснюється оптимізація структури і параметрів системи \bar{X} .

За основу розрахунку параметрів РЛС зазвичай беруть одну з модифікацій рівняння радіолокації (3.11). Наприклад, для МНРЛС (у режимі первинної РЛС)

$$R_{\max}^4 = \frac{P_{\text{ПРД}} G_A^2 \lambda^2 \tau_i \sigma_{\text{ц}} (R, \theta_{0,5}, \lambda, \tau_{\text{імп}}, Z, \dots)}{(4\pi)^3 k T N m_p (F, D) L_0 \xi} 10^{-0,2\alpha_3 R_{\max}}, \quad (6.2)$$

де $\Delta f = \xi / \tau_{\text{імп}}$; α_3 — коефіцієнт затухання, дБ/км; $\tau_{\text{імп}}$ — тривалість імпульсу; $P_{\text{rmin}} = k T \Delta f N m_p (F, D)$ — чутливість приймача; k — стала Больцмана; T — температура; Δf — смуга пропускання приймача; $N_{\text{ш}}$ — коефіцієнт шуму; $m_p (F, D)$ — коефіцієнт розрізнення; F — імовірність фіктивної тривоги; D — імовірність правильного виявлення; L_0 — втрати.

Багато параметрів, що входять у рівняння (6.2), вибираються на основі сформованих рекомендацій. Деякі параметри взаємозалежні, тому вибір одних багато в чому визначає інші (наприклад, λ , $\theta_{0,5}$ і $\alpha_{\text{ант}}$). Деякі параметри визначають на підставі стандартів, інші обґрунтовують логічно або математично.

Зазвичай алгоритми оптимізації параметрів РЛС мають ітераційний характер з кількаразовим уточненням окремих величин.

6.2. Автоматизація розрахунків

Застосування програмних засобів є досить ефективним для оптимізації експлуатаційно-технічних характеристик. Оскільки раціональність вибору параметрів РЛС забезпечується шляхом послідовних наближень, то для розрахунків дуже ефективно використовувати комп'ютер, який може оперувати відразу з усією сукупністю експлуатаційно-технічних характеристик.

У такому випадку основне рівняння радіолокації доцільно звести до виду, у якому зберігається мінімальна кількість взаємозалежних технічних характеристик і якомога більша кількість вихідних експлуатаційних параметрів (тактичних характеристик).

Для підбору найбільш раціонального сполучення параметрів перебираються значення параметрів, які можна змінювати за заданих вихідних даних і обмежень.

Після визначення всіх параметрів у рівнянні інші характеристики знаходять за відомими взаємозв'язками між різними тактико-технічними характеристиками (ТТХ). Процедура повторюють у разі потреби багато разів.

Такі алгоритми й програми були розроблені й видані у вигляді методичних вказівок ще в 1981 р. [66]. Відтоді техніка і технологія автоматизованих розрахунків просунулись далеко вперед. Алгоритми, подібні до [66], можна легко реалізувати за допомогою стандартних програмних продуктів типу MathCad або MatLab.

6.3. Багатофункціональні радіолокаційні системи

Великі інформаційні можливості РЛС дозволяють створювати багатофункціональні радіолокатори, за допомогою яких можна отримати:

- дані про наземну навігаційну обстановку у вигляді радіолокаційного зображення земної поверхні;
- інформацію про метеорологічну обстановку, у тому числі про небезпечні з погляду зіткнення об'єктів;
- інформацію про навігаційні параметри польоту (висоту, шляхову швидкість, кут зносу);
- інформацію, що характеризує зустрічні цілі (розпізнавання);
- координати характерних наземних орієнтирів і радіомаяків для навігації або скидання вантажу в задану точку і т. ін.;
- спеціальні відомості про вирішення завдань льодової розвідки, картографування, геологічної розвідки і т. ін.

Багатофункціональна БРЛС може мати кілька режимів роботи, наприклад, «Земля», «Знос», «Метео», «Контур», «Маяк», «Турбулентність» і т. ін. У кожному конкретному випадку проектування багатофункціональної РЛС необхідно з'ясувати, які режими роботи повинен мати радіолокатор для успішного вирішення поставлених завдань, а також визначити, які із цих режимів є найбільш важливими. При цьому варто мати на увазі, що багато функцій БРЛС зазвичай дублюються іншими бортовими пристроями і радіоелектронними системами. Наприклад, наявність на борту РЛС, що є надійним засобом літаководіння, не виключає використання радіонавігаційних засобів. Це зумовлено тим, що БРЛС мають ряд обмежень, що іноді знижує їх ефективність. Бортові радіолокаційні системи не можуть бути використані як засіб навігації під час польотів над великими водними просторами. Крім того, ефективність використання БРЛС для навігації залежить від пори року й наявності на земній поверхні характерних радіолокаційних орієнтирів (рік, озер,

міст і т. ін.). Визначення навігаційних параметрів польоту висоти, кута зносу, шляхової швидкості) дублюється бортовими (спеціалізованими радіолокаційними пристроями з безперервним випромінюванням — доплерівськими вимірювачами швидкості й кута зносу, радіовисотомірами, — які забезпечують вищу точність вимірювання, ніж імпульсна БРЛС. Однак ряд функцій БРЛС не можуть виконувати задовільно іншими засобами, зокрема виявляти небезпечні метеорологічні явища. Тому БРЛС дедалі більше перебирають на себе функції метеорологічного радіолокатора як датчика метеорологічної інформації. Можливі випадки, коли на передній план висуваються інші функції БРЛС.

Обґрунтовуючи тактико-технічні характеристики РЛС, спочатку виконують розрахунки для основного режиму роботи, а потім ураховують ті зміни в параметрах станції, які необхідні для переходу в інші режими роботи. Далі перевіряють, чи виконуються вимоги до радіолокатора в усіх режимах. При цьому може знадобитися кількарізне коригування технічних і навіть тактичних характеристик станції.

6.4. Вимоги до експлуатаційних характеристик

Експлуатаційні (тактичні) характеристики МНРЛС повинні містити передусім вимоги до радіолокатора з позицій забезпечення безпеки польотів, їх регулярності, зручності льотної та технічної експлуатації РЛС, підвищення надійності й ефективності функціонування МНРЛС.

Вимоги до тих або інших експлуатаційних параметрів МНРЛС можуть бути різними залежно від конкретного її призначення. Зокрема, варто враховувати:

- на яких типах ПС буде встановлюватися МНРЛС;
- у яких регіонах земної кулі вона буде експлуатуватися;
- на яких рейсах буде літати (МВЛ, дальні, магістральні тощо);
- особливості вимог замовника;
- які основні та неосновні функції повинна виконувати МНРЛС.

Розглянемо коротко основні вимоги до вибору експлуатаційних параметрів МНРЛС у різних випадках, а також обмеження на окремі характеристики РЛС й умови їх функціонування.

Максимальна дальність дії R_{\max} . Вимоги до неї визначаються призначенням РЛС. Якщо йдеться про дальність виявлення об'єктів, то завжди, задаючи R_{\max} , варто вказувати ймовірності правильного виявлення D , фіктивної тривоги F й ефективну відбивну поверхню цілі σ_c , для яких задається R_{\max} .

Під час навігаційному огляду земної поверхні R_{\max} повинна забезпечувати одночасне спостереження достатньої кількості характерних орієнтирів. Отже, у разі польотів над густонаселеними районами R_{\max} може бути меншою, ніж, наприклад, над Сибіром або Сахарою.

У разі виявлення небезпечних метеоб'єктів або перешкод R_{\max} повинна забезпечувати достатній час для маневру ПС, тобто вимоги до R_{\max} залежать від типу ПС (швидкості польоту, маневреності й т. ін.). Для МНРЛС уведено умовне поняття «розрахункова дальність виявлення гідрометеоутворень», що розраховується відповідно до стандартних умов і відповідає показнику потенціалу РЛС (*Performance Index* — PI). (Особливості розрахунку показника потенціалу розглянуто в підрозд. 6.6).

Ця розрахункова дальність для МНРЛС різних класів має бути не меншою: I клас — 550 км; II клас — 350 км; III клас — 200 км; IV клас — 100 км.

У праці [27] наведено методику розрахунку максимальної дальності дії МНРЛС у режимі виявлення метеоутворень і показника потенціалу PI МНРЛС для різних типів літаків.

Однак більшість авіакомпаній вважають, що для дозвукових літаків максимальна дальність дії МНРЛС повинна становити щонайменше 150 морських миль. При цьому показник потенціалу PI повинен бути більшим за 204 дБ у діапазоні частот 9,3–9,5 ГГц.

Більшість МНРЛС мають показник потенціалу понад 220 дБ, що визначає дальність виявлення метеоутворень понад 300 морських миль або понад 550 км.

Для розрахунку дальностей виявлення, рівнів прийнятих потужностей і порогів за інтенсивностями опадів, наведених у табл. 3.6, розділу 3, використовують рівняння радіолокації для розподілених цілей у вигляді

$$P_r = \frac{\pi^3 c |K|^2}{512 \cdot 2 \ln 2} \frac{P_t \theta \varphi \tau_{\text{имп}} G^2}{\lambda^2 R^2} Z \eta, \quad (6.3)$$

де P_r — потужність прийнятого сигналу; P_t — випромінювана потужність імпульсу; G — коефіцієнт підсилення антени; θ і φ — ширини ДН антени в ортогональних площинах; $\tau_{\text{имп}}$ — тривалість зондувальних сигналів у кожному періоді; λ — довжина хвилі випромінюваних сигналів; R — дальність; c — швидкість світла; Z — радіолокаційна відбиваність; K — комплексний коефіцієнт, що залежить від діелектричних властивостей розсіювачів ($|K|^2 = 0,9313$ — для крапель дощу, $|K|^2 = 0,197$ — для льодяних кристалів); η — ККД високочастотного тракту радіолокатора

$$\eta = \text{antilg} \frac{\alpha \Sigma}{10}, \quad (6.4)$$

де $\alpha \Sigma$ — сумарні втрати високочастотного тракту МНРЛС на передавання й приймання, дБ.

Для порівняння різних МНРЛС доцільно також користуватися поняттям метеорологічного потенціалу [67], що враховує основні параметри РЛС, які входять у рівняння (6.3) і (6.4)

$$\Pi = 10 \lg \left(\frac{\pi^3 c}{512 \cdot 2 \ln 2} \frac{P_t \theta j \tau G^2}{P_{r.\text{min}} \lambda^2} \eta \right), \quad (6.5)$$

де $P_{r.\text{min}}$ — мінімальна потужність відбитого сигналу на вході приймача, що може бути виявлена (чутливість приймача).

Рівняння (6.5) справедливе у разі повного заповнення метеоутворенням роздільного об'єму в межах головної пелюстки ДН антени. При цьому стандартна метеоціль (для порівняльних розрахунків) визначається як ціль, що має діаметр три морські милі і містить частинки дощу в цьому об'ємі.

Порівняльні таблиці параметрів різних МНРЛС вітчизняного і закордонного виробництва наведено у дод. 1. Тут лише як приклад в табл. 6.1 наведено метеорологічний потенціал Π у децибелах на метр [дБ/м] і відповідна максимальна дальність (у кілометрах) виявлення опадів різної інтенсивності (відповідно табл. 3.6) для трьох типів МНРЛС.

Таблиця 6.1

Розрахункова дальність виявлення опадів

Тип МНРЛС	Потенціал П, дБ,м	Дальність виявлення опадів, км			
		слабкі	помірні	сильні	інтенсивні
WXR 700X	262,9	129	250	408	685
МНРЛС 85	262,9	112	218	354	595
Primus 708	259,2	103	204	330	554

Згідно зі стандартом [67] максимальна дальність однозначного визначення зон небезпечних для польотів літаків за величиною інтенсивності опадів (сильних опадів) має бути не меншою як 200 км.

Наведені в табл. 6.1 результати розрахунків показують, що без ослаблення радіохвиль по трасі поширення радіохвиль до виявленого метеоутворення, максимальна дальність, наприклад, для МНРЛС 85, виявлення сильних опадів становить 354 км.

Таким чином, вимоги, поставлені у стандарті [67], можуть бути реалізовані.

Зона огляду також визначається призначенням РЛС. У горизонтальній площині задають зону огляду за азимутом $\alpha_{\text{огл}}$. Для навігації найкраще мати круговий огляд ($\alpha_{\text{огл}} = 360^\circ$). Однак на практиці його реалізувати складно, тому що найчастіше антену встановлюють у носовому обтічнику. Зазвичай для МНРЛС різних класів мінімальна зона огляду за азимутом визначається в таких межах:

I клас: $\pm 90^\circ$ до 100° , тобто до 200° ;

II клас: $\pm 60^\circ$, тобто 120° ;

III клас: $\pm 45^\circ$, тобто 90° ;

IV клас: $\pm 60^\circ$, тобто 120° .

Найбільший кут ручного нахилу ДН у вертикальній площині повинен бути не меншим за $\pm 14^\circ$ для РЛС всіх класів. У більшості випадків за кутом місця автоматичне сканування в МНРЛС не виконується це корисно в режимі аналізу метеоутворень.

Останнім часом деякі фірми почали випускати МНРЛС з автоматичним скануванням за кутом місця, наприклад, такий режим реалізовано в українській МНРЛС «Буран-А140».

Склад отриманої інформації. У визначенні необхідного складу отриманої інформації про цілі головну роль відіграють функціональне призначення РЛС і побажання замовника.

Звичайно МНРЛС дозволяє відтворювати й оперативно вимірювати щонайменше дві координати: похилу дальність R і азимут α .

У більшості випадків потрібно забезпечити можливість аналізу спостережуваних об'єктів для розпізнавання небезпечних зон. Для цього передбачається оцінювання інформативних параметрів сигналу, відбитого від метеооб'єкту (наприклад, PV , Z , або потужність P_r чи характеристики доплерівського спектра).

Необхідно забезпечити виявлення зон підвищеної інтенсивності опадів до дальності не менш як 200 км. Крім того, якщо МНРЛС має режим «Знос», то варто передбачити оцінювання биттів вторинних доплерівських частот для вимірювання α_{zn} . У сучасних МНРЛС режим «Знос» не вважається необхідним у стандартній конфігурації.

Час огляду $T_{огл}$ — це час, за який промінь антени робить одно-разовий огляд заданої зони. Для радіолокаторів усіх класів, крім першого частота азимутального огляду має бути не меншою як 0,2 Гц. Отже $T_{огл} \leq 5$ с. Для МНРЛС I класу іноді потрібно, щоб $T_{огл} \leq 2$ с.

Точність вимірювання координат задається допустимими помилками й визначається призначенням РЛС. Зазвичай в МНРЛС не потрібна висока точність вимірювання координат, однак у ряді спеціальних застосувань (наприклад, для скидання вантажів) вимоги до точності різко зростають (наприклад, у МНРЛС для транспортних літаків «Гроза 26»).

Максимально допустимі помилки вимірювання координат зазвичай мають такий порядок:

– для азимута $\sigma_{\max \alpha} = 1^\circ \dots 3^\circ$;

– для дальності $\sigma_{\max R} = 5\%$.

Узагалі точність краще задавати не максимальними, а середньоквадратичними значеннями похибок $\sigma[\sigma(R), \sigma(\alpha), \sigma(\varphi), \sigma(V_p)]$. При орієнтовних розрахунках можна вважати, що $\sigma_{\max} \approx 2\sigma$ з довірчою ймовірністю 0,95.

Роздільна здатність РЛС є характеристикою, що визначає можливості виявлення й вимірювання координат об'єктів, близько розташованих один від одного. Формулюючи вимоги до роздільної

здатності МНРЛС, необхідно вказати розміри роздільного елементу за трьома просторовими координатами (за дальністю R , азимутом $\Delta\alpha$ і кутом місця $\Delta\varphi$).

Під час огляду земної поверхні якісне зображення можна отримати у разі високої роздільної здатності за дальністю й азимутом. Бажано, щоб величина реальної роздільної площі була істотно меншою від площі радіолокаційних типових орієнтирів.

Середні розміри характерних орієнтирів можна брати рівними 2...4 км. Добрими природними орієнтирами для навігації є великі ріки. Звідси можлива вимога $\Delta R < \Delta R_6$, де ΔR_6 — певна умовна відстань між берегами ріки.

Високу роздільну здатність за кутом забезпечити складніше, ніж за дальністю. Наприклад, якби треба було розділити дві цілі за відстані між ними 1 км на дальності $L = 400$ км, то необхідна $\Delta\alpha$ становила б $\Delta\alpha = 0,14^\circ$. На практиці доводиться задовольнятися гіршою роздільною здатністю за азимутом, яка зазвичай становить 3...4 $^\circ$, а іноді й менше (у деяких закордонних РЛС до 8 $^\circ$).

Роздільної здатності за кутом місця при огляді землі може не бути. Однак для зондування метеооб'єктів необхідна по можливості висока роздільна здатність за кутом місця ($\Delta\varphi = \Delta\alpha$).

Це потрібно для того, щоб:

- забезпечити повне заповнення роздільного об'єму частинками (це не вдається, якщо промінь широкий у вертикальній площині);
- забезпечити можливість виконання аналізу внутрішньої структури об'єкта (у найпростішому випадку це реалізується у режимі «Контур», але подібний режим може бути створений і у вертикальній площині);
- знизити ймовірність появи завадових відбиттів від землі.

Тип кінцевого пристрою. Поки що основним кінцевим пристроєм МНРЛС залишається візуальний індикатор. У випадку застосування бортових систем екранної індикації основним завданням кінцевого пристрою МНРЛС є перетворення радіолокаційної інформації для введення в бортовий комп'ютер з наступним відображенням результуючої (сислової) інформації на багатофункціональних індикаторах, які є частиною системи більш високого ієрархічного рівня ніж МНРЛС.

Метеонавігаційна радіолокаційна станція у цьому випадку розглядається як датчик метеорологічної інформації.

Достовірність локалізації небезпечних метеоявищ, зокрема достовірність локалізації зони небезпечної турбулентності (ЗОТ) задається величинами умовних імовірностей $D_{\text{ЗОТ}}$ і $F_{\text{ЗОТ}}$. Якщо до небезпечних об'єктів (клас ω_1) належать такі, у яких $\sigma \geq 2,4$ м/с, то значення $D_{\text{ЗОТ}}$ у межах 0,9...0,95 є цілком достатніми (якщо ПС потрапляє в зону, де $\sigma \approx 2,5$ м/с, то буде порушена лише комфортабельність польоту).

Надійність РЛС визначається як властивість системи виконувати задані функції, зберігаючи значення встановлених показників у заданих межах. Вимоги до основних показників надійності такі: *напрацювання на відмову* в польоті зазвичай має бути не меншим ніж 1000 год; *ресурс* МНРЛС до першого ремонту і *міжремонтний ресурс* — не меншими 10000 год; *призначений ресурс* МНРЛС — 30000 год протягом 12 років.

Для підвищення надійності БРЛС часто розробляються у варіантах з повністю або частково дубльованими блоками.

Контролепридатність. Вимоги до контролепридатності передбачають необхідність оснащення радіолокаторів убудованою системою тестового контролю. Така система повинна забезпечувати перевірку функціонування всіх каналів та систем МНРЛС і однозначне визначення блока, що вийшов з ладу, або є знімним без розпаювання вузла. Функціонування потрібно перевіряти без НВЧ випромінювання у відкритий простір. Час перевірки повинен бути невеликим (не більше 30 с).

На жаль далеко не всі МНРЛС, які ще експлуатуються, задовольняють ці вимоги.

Ремонтпридатність забезпечується такими особливостями, які необхідно враховувати під час розроблення МНРЛС: взаємозамінність блоків, вузлів і елементів з однотипними пристроями; доступністю блоків, вузлів і елементів; легкознімністю під час обслуговування й ремонту. У разі заміни деяких пристроїв зазвичай допускається підстроювання МНРЛС передбаченими органами підстроювання.

Завадостійкість. Для оцінювання завадостійкості РЛС наразі немає єдиного показника. Зазвичай користуються окремими показниками, що характеризують завадостійкість щодо завад певного типу:

- коефіцієнтом придушення несинхронних завад;
- коефіцієнтом підзавадової видимості та інші.

Значення таких коефіцієнтів вибираються в межах 20...30 дБ.

У загальному випадку РЛС вважається більше завадостійкою, якщо за інших рівних умов вплив завади зумовлює менше погіршення тактичних характеристик. За потреби в БРЛС застосовуються спеціальні схеми захисту (наприклад, схеми захисту від несинхронних завад на лініях затримки використовувалися в РЛС «Емблема» РПСН-2Н).

Відносна чутливість каналів побічного приймання не повинна бути більшою ніж:

- на дзеркальній частоті –20 дБ;
- на інших частотах –60 дБ.

Рівні побічних випромінювань передавальних пристроїв не повинні перевищувати 60 дБ відносно рівня випромінювання на робочій частоті.

Маса й габарити БРЛС повинні бути по можливості невеликими. Для бортової апаратури ряд стандартів регламентують габарити індикаторних пристроїв і пультів керування. Це зумовлено зручністю загального компонування різних приладів у кабіні ПС, а також необхідністю забезпечення взаємозамінності блоків.

Для МНРЛС установлено допустимі розміри антен. Вони визначаються вимогами замовника, але в кожному разі вибираються з певного ряду допустимих діаметрів антени:

1160; 960; 760; 560; 460; 380; 300; 250; 200 мм.

Допустима маса блоків (кг) МНРЛС відповідно до вимог Агіпс-708 наведено нижче:

Антенa з роздільною стабілізацією по осях	13,5...20,5
Антенa з непрямою стабілізацією	4...13,5
Приймач–передавач	3,1...14,2
Індикатор	3,0...7,0
Пульт керування	0,5...1,8
Електронний блок	1,4...9,3

На перший погляд видається дивним, що існує обмеження на мінімальну масу блока. (Очевидно, що чим менша маса, тим краще). Однак наведені вимоги розраховані на застосування й взаємозамінність блоків у реальних МНРЛС. Кожен блок має своє посад-

кове місце на літаку, можливо на амортизаційній рамі, яка буде справно виконувати свої функції тільки за визначених умовах. Якщо технічний прогрес приведе до того, що блоки виявляться істотно легшими, то умови їх установаження можуть бути змінені, а вигоди до масі — удосконалені.

6.5. Характеристики умов функціонування радіолокаційних систем

Розглянемо характеристики умов функціонування РЛС, характеристики цілей, додаткові характеристики й обмеження, необхідні для повноцінного завдання вимог до МНРЛС.

Кліматичні характеристики визначають умови функціонування радіолокатора й регламентуються вимогами до стійкості за зовнішніх впливів.

Діапазон робочих температур становить не менше ± 60 °С.

Стійкість до підвищеної вологості — до 100 %, якщо $t = 35$ °С.

Ймовірність правильного виявлення D тут розглядається як додаткова характеристика, необхідна для коректного задання дальності дії радіолокатора.

Необхідно пам'ятати, що величина D є умовною ймовірністю перевищення сигналом порога для будь-якого (одного) розв'язного елемента простору в i -му циклі огляду (за умови наявності корисного сигналу). За m циклів огляду загальна ймовірність правильного виявлення буде істотно більшою за $D_m \approx 1 - (1 - D)^m$.

Тому на практиці, виконуючи розрахунки МНРЛС, немає потреби прагнути до дуже великих значень D . В аналогових РЛС зазвичай беруть $D = 0,5 \dots 0,9$. У цифрових МНРЛС для кожного елемента дисплея можна брати $D = 0,3$.

Ймовірність фіктивної тривоги F у разі виявлення цілі. Рішення про прийнятний рівень F зазвичай приймають використовуючи поняття періоду фіктивної тривоги $T_{ф.т}$. Під $T_{ф.т}$ розуміють середній час між двома фіктивними тривогами.

Знаючи $T_{ф.т}$ можна розрахувати середню кількість фіктивних тривог за годину, за час середнього польоту й т. ін. Під час секторного огляду й візуальної індикації фіктивна тривога проявляється в тому, що енергія шуму на виході приймального тракту досягає такого рівня, що відтворюється на екрані у вигляді світної оцінки.

Нехай, наприклад, виникнення такої ситуації один раз на 1000 оглядів, період огляду становить 2 с ($T_{\text{огл}} = 2$ с).

Тоді період фіктивної тривоги $T_{\text{ф.т}} = 2 \cdot 10^3 \approx 30$ хв.

Знайдемо ймовірність фіктивної тривоги F . Для цього врахуємо, що величина F — це умовна ймовірність перевищення шумом порога для одного роздільного елемента простору в i -му циклі огляду (за відсутності корисного сигналу). Радіолокаційна система за час огляду $T_{\text{огл}}$ «переглядає» певну кількість роздільних елементів.

Візьмемо кількість елементів розділення в одному огляді $k = k_{\alpha} \cdot k$, де $k \approx R_{\text{max}} / \Delta R$ — кількість елементів розділення за дальністю; $k_{\alpha} \approx \alpha_{\text{огл}} / \Delta \alpha$ — кількість елементів розділення за азимутом.

Отже,

$$F = \frac{T_{\text{огл}}}{k T_{\text{ф.т}}} = \frac{T_{\text{огл}} \Delta R \Delta \alpha}{T_{\text{ф.т}} R_{\text{max}} \alpha_{\text{огл}}}.$$

На практиці задаються величинами $F = 10^{-3} \dots 10^{-10}$. Найменші значення F використовують в автоматизованих системах КПП.

Для цифрових МНРЛС часто використовують значення $F = 10^{-3}$ якщо $D = 0,3$ для одного елемента дисплея.

Характеристики цілей. Зазвичай їх описують у вигляді параметрів ЕПР (середні ЕПР, питомі ЕПР, характеристики флуктуацій ЕПР). Для режиму огляду метеорологічної обстановки в розділі 3 розглядалася радіолокація об'ємно розподілених цілей. Питому ЕПР σ_0 метеорологічних цілей варто оцінювати безпосередньо з інтенсивності найслабкішого дощу, який необхідно виявити на заданій дальності або відповідної РВ (див. табл. 3.4 і 3.5).

Аналогічно і для режиму огляду землі в розділі 4 були докладно розглянуті питання оцінки питомої ЕПР для поверхнево розподілених цілей η_0 . Кількісні дані для деяких видів поверхонь наведено в табл. 4.1. Зазначимо лише, що необхідно враховувати кут візування (у табл. 4.1 кут візування дорівнює 80°).

Відомості про ймовірні електромагнітні завади та інші обмеження і фактори зовнішнього впливу. Це зокрема відомості, що визначають вимоги до стабілізації антени (межі стабілізації, точність стабілізації). Вони пов'язані з характеристиками ПС, місцем установлення блоків РЛС на ПС і наявністю на літаку іншого РЕО — проблема електромагнітної сумісності (ЕМС). Під час проектування РЛС такі відомості потрібно збирати й використовувати.

Живлення БРЛС, що встановлюються на ПС. Бортові радіолокаційні системи живляться від бортових електричних систем змінного струму з напругою 115 В ($\pm 5 \dots 7$) і частотою 400 Гц (± 20) і постійного струму з напругою 27 В ($\pm 2,4 \dots 3,0$) В.

Таким чином, у цьому розділі розглянуто основні експлуатаційні характеристики МНРЛС і додаткові вимоги до них. Після орієнтовного вибору основних експлуатаційних характеристик РЛС можна виконувати розрахунки технічних параметрів.

Варто пам'ятати, що чим повніше визначено експлуатаційні (тактичні) характеристики, а також додаткові умови, тим обґрунтованішими будуть рішення щодо вибору технічних характеристик РЛС.

6.6. Основні технічні характеристики

Розглянемо вимоги до основних технічних характеристик МНРЛС.

Довжина хвилі. Довжина хвилі λ (або несна частота випромінюваних коливань f_0) впливає, власне кажучи, на кожен параметр РЛС. Крім того, вона впливає на характер поширення радіохвиль, на ЕПР цілі й на дію зовнішніх умов. Прийнятна довжина хвилі РЛС вибирається на основі компромісу між суперечливими вимогами. Зокрема, вибираючи λ , необхідно враховувати:

- залежність ЕПР цілі від λ ;
- вплив λ на геометричні розміри антен;
- вплив λ на роздільну здатність і точність РЛС за кутовими координатами;
- вплив λ на форму ДН, рівень бічних пелюсток;
- вплив λ на загасання радіохвиль у тропосфері;
- вплив λ на необхідну випромінювану потужність;
- можливість генерування електромагнітних коливань необхідної потужності при заданій λ ;
- вплив λ на коефіцієнт шуму й чутливість приймача (підсилювач НВЧ);
- вплив λ на діапазон однозначно вимірюваних швидкостей (з використанням ефекту Доплера);
- міркування про можливість виготовлення необхідних приладів НВЧ та елементів фідерного тракту;

- ЕМС різних радіоелектронних засобів;
- міжнародні угоди щодо розподілу частот й ін.

Урахування всіх зазначених факторів дозволяє дати певні рекомендації щодо вибору λ для різних випадків. Зокрема, для МНРЛС у світовій практиці застосовують трисантиметрові (X-band) та п'ятисантиметрові (C-band) діапазони радіохвиль (C-band — набагато рідше).

У трисантиметровому діапазоні натеper стандартними є частоти 9375 або 9345 МГц ($\lambda \approx 3,2$).

Тривалість випромінюваних імпульсів $\tau_{\text{имп}}$. Вибираючи тривалість імпульсів МНРЛС зазвичай враховують вплив $\tau_{\text{имп}}$ на роздільну здатність і точність вимірювання дальності, а також на енергію випромінюваних коливань (а отже, і на R_{max}).

Виходячи з необхідної роздільної здатності за дальністю ΔR , маємо

$$\tau_{\text{имп}} = \frac{2 \Delta R}{\gamma_R c},$$

де γ_R — коефіцієнт зниження роздільної здатності ($\gamma_R > 1$).

При візуальній індикації

$$\tau_{\text{имп}} \approx \frac{(\Delta R - \Delta R_{\text{інд}})}{c}; \quad \gamma_R = \frac{\Delta R}{(\Delta R - \Delta R_{\text{інд}})}.$$

Виходячи з максимальної дальності дії (6.2) без урахування ослаблення радіохвиль

$$R_{\text{max}}^4 = \frac{P_{\text{ПРД}} \tau_{\text{имп}} P_A^2 \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^3 k T N_{\text{ш}} m_p}. \quad (6.6)$$

За радіолокації метеооб'єктів

$$\sigma_{\text{ц}} = \frac{1}{8} \pi R^2 \theta_{0,5}^2 \tau_{\text{имп}} c \sigma_0. \quad (6.7)$$

Як видно з виразів (6.6) і (6.7), максимальна дальність пропорційна тривалості імпульсу $R_{\text{max}} \sim \tau_{\text{имп}}$ (за сталості інших параметрів РЛС у режимі «Метео») на відміну від радіолокації зосереджених цілей, коли $R_{\text{max}} \sim \tau_{\text{имп}}^4$.

З огляду на суперечливість вимог до величини $\tau_{\text{імп}}$, часто цей параметр роблять змінним, тобто можна змінювати $\tau_{\text{імп}}$ у разі переходу з одного режиму до іншого. У сучасних МНРЛС тривалість імпульсу $\tau_{\text{імп}}$ може становити від частки мікросекунди до 20 мкс.

Взагалі вимагають, щоб тривалість імпульсу становила б не більше 1 % від тривалості найменшої розгортки $t_{p,\text{min}}$ (для РЛС I й IV класів). А для РЛС I й III класів — не більше 1,5 % від $t_{p,\text{min}}$.

Частота повторення імпульсів $F_{\text{п}}$. Період $T_{\text{п}}$ і частоту $F_{\text{п}}$ повторення імпульсів вибирають з умови однозначного вимірювання дальності до найбільш віддалених об'єктів, тобто

$$F_{\text{п}} \leq \frac{c}{2R_{\text{max}} k_{\text{зап}}},$$

де $k_{\text{зап}}$ — коефіцієнт запасу (більше одиниці).

Чим вище $F_{\text{п}}$, тим більше імпульсів буде отримано від цілі за один період огляду $T_{\text{огл}}$. Отже, збільшиться реальна чутливість приймача, точність вимірювання інформативних параметрів при локалізації ЗНТ (P_r або параметри спектра доплерівських частот), підвищиться потенційна точність визначення кутових координат й ін. Природно, що $F_{\text{п}}$ впливає також і на діапазон однозначно вимірюваних швидкостей у когерентно-імпульсних радіолокаторах (частота Найквіста). Максимальна однозначно вимірювана доплерівська частота дорівнює половині частоти повторення імпульсів (тут рекомендується згадати зв'язок з відомою теоремою відліків В. О. Котельникова).

На практиці частота повторення $F_{\text{п}}$ у метеонавігаційних радіолокаторах зазвичай буває в межах 200...1000 Гц з урахуванням наведених міркувань. У ряді режимів вона може істотно відрізнятись від цих значень.

Характеристики випромінювання антени. Форма ДН антени визначається призначенням РЛС, режимами її роботи, вимогами до точності й роздільної здатності за кутовими координатами.

У режимі зондування метеоутворень потрібен голчастий промінь, ширина якого

$$\Theta_{0,5} = \frac{\Delta\alpha}{\gamma_{\alpha}},$$

де $\Delta\alpha$ — необхідна роздільна здатність за кутом; γ_{α} — коефіцієнт зниження роздільної здатності.

Реально застосовуються РЛС зі значеннями $\theta_{0,5}$ від 2° до 8° (і навіть дещо меншим ніж 2°).

У режимі огляду земної поверхні переважає віяловий промінь (вузький у горизонтальній площині й широкий у вертикальній), а також типу cosec^2 (див. підрозд. 4.2.6).

Коефіцієнт напрямленої дії антени (у напрямі максимуму випромінювання)

$$D_A \approx \frac{4\pi}{\theta_\alpha \theta_\phi} \approx \frac{4125^\circ}{\theta_\alpha^\circ \theta_\phi^\circ}. \quad (6.7)$$

Коефіцієнт напрямленої дії антени з косекансквадратною ДН приблизно на 2...3 дБ менше, ніж визначений формулою (6.7) для антени з таким же розкритом, але з нормальною віяловою ДН.

Для БРЛС дуже важливо мати низький рівень випромінювання по бічних пелюстках ДН, оскільки можливо відбивання від землі, яка може мати суттєво більшу ЕПР, особливо в разі перпендикулярному падіння хвиль. Для МНРЛС із симетричною ДН рівень бічних пелюсток не повинен перевищувати -18 дБ відносно основного, проте більш прийнятиме орієнтування на -25 дБ.

Швидкість огляду Ω_A тобто швидкість сканування ДН антени впливає на час огляду заданої зони $\alpha_{\text{огл}}$ і на кількість імпульсів, що відбиваються від цілі за один огляд. Таким чином, знову маємо суперечливі вимоги: з одного боку, чим більша Ω_A , тим менший час огляду $T_{\text{огл}}$, а з другого боку — менший час опромінення $t_{\text{опр}}$ кожної цілі (кожного відбивного об'єму), менше відбитих імпульсів $n_{\text{імпл}}$, а отже, нижча ймовірність правильного виявлення й точність оцінки параметрів.

На практиці

$$\Omega_A = \frac{\alpha_{\text{огл}}}{T_{\text{огл}}}.$$

Зважаючи на те, що $\alpha_{\text{огл}}$ у МНРЛС становить $90 \dots 200^\circ$, а $T_{\text{огл}}$ — 2...5 с, можна зазначити, що Ω_A зазвичай буває від 18 до 100 град/с.

Чутливість приймача (реальна) кількісно визначається мінімальною потужністю на вході приймача, за якої забезпечується необхідне для нормального функціонування РЛС відношення сигнал-шум на виході приймача. Якість радіолокації визначається характеристиками ймовірності виявлення цілей. Тому чутливість прий-

мача оцінюється такою потужністю на вході, за якої забезпечуються задані ймовірності правильного виявлення D і фіктивної тривоги F . Реальна чутливість $P_{r \min}$ пов'язана із граничною чутливістю $P_{гр}$ через коефіцієнт розрізнення

$$P_{r \min} = m_p P_{гр},$$

причому $P_{гр}$ відповідає потужності власних шумів приймача

$$P_{гр} = P_{ш} = kTN\Delta f,$$

а коефіцієнт розрізнення визначається за заданих умовних ймовірностей правильного виявлення, фіктивної тривоги і кількості інтегрованих імпульсів n

$$m_p = f(F, D, n). \quad (6.8)$$

Природно, що конкретний вигляд функції (6.8) залежить від моделей сигналів і завад та алгоритмів оброблення сигналу [9; 34; 35]. Наприклад, у разі оптимального виявлення когерентної пачки радіоімпульсів з постійними амплітудами необхідний коефіцієнт розрізнення виявиться меншим, ніж у разі виявлення сигналу з невідомою початковою фазою й випадковою амплітудою. Виконуючи розрахунок чутливості приймача необхідно задатися такими статистичними моделями сигналів і завад, які найбільш точно відповідають умовам і об'єктам спостереження у режимі роботи РЛС. Бажано для порівняння розрахувати чутливість приймача в альтернативних ситуаціях, а також оцінити, до чого призведе відхилення характеристик реальних сигналів і завад від тих моделей, які були використані для розрахунку.

Найчастіше як технічний показник приймача РЛС використовують значення реальної чутливості у відносних одиницях (децибелах). Для зручності позначимо такий показник через B , тоді

$$B = 10 \lg \frac{P_0}{P_{п \min}},$$

де P_0 — відліковий рівень потужності, який для БРЛС зазвичай дорівнює 1 мВт.

Крім цих параметрів для характеристики чутливості приймача РЛС часто використовують коефіцієнт шуму

$$N_{\text{ш}} = \frac{(P_c / P_{\text{ш}})_{\text{вх}}}{(P_c / P_{\text{ш}})_{\text{вих}}}.$$

Для підвищення чутливості приймачів можна використати малошумливі вхідні підсилювачі НВЧ. Тоді $N_{\text{ш}} = 2,5 \dots 3$ дБ (1,8...2). Останнім часом створено малошумливі змішувальні діоди, які дозволяють отримати $N_{\text{ш}} = 5 \dots 7$ дБ (тобто 3...5 в «разах»), що лише трохи більше, ніж у приймачах з малошумливими підсилювачами, але приймачі без підсилювачів НВЧ набагато простіші, надійніші й дешевші. Чим вища чутливість, тим за меншої потужності передавача $P_{\text{прд}}$ можна забезпечити необхідну R_{max} .

Значення $P_{\text{пр min}}$ на практиці становлять від 90 дБ/мВт (у старих РЛС) до 120 дБ/мВт (наприклад, у МНРЛС WXR-700). Підвищення чутливості цілком можливе технічно, але не завжди доцільне на практиці, оскільки значно підвищується вплив зовнішніх завад.

Коефіцієнт втрат. У процесі експлуатації РЛС неминучими є втрати, що враховуються зазвичай в рівнянні радіолокації коефіцієнтом L_0 . Втрати важко піддаються аналітичному врахуванню. Як приклад розглянемо втрати, що виникають при радіолокації метеорологічних об'єктів за рахунок складної форми роздільного об'єму і неоптимальності амплітудно-частотної характеристики приймача. У підрозд. 3.5.2 і 3.5.4 була розглянута вагова функція, що враховує форму імпульсу й форму ДН антени (формула (3.104)).

Уведемо нормовану вагову функцію:

$$L_n(R_0, R_1) = \frac{L(R_0, R_1)}{\iiint L(R_0, R_1) dV_1}, \quad (6.9)$$

де $dV_1 = ds_1 ds_2 dl$, а інтегрування виконується за всім відбивним роздільним об'ємом ΔV .

Тоді осереднена за об'ємом питома ЕПР дорівнює:

$$\bar{\sigma}_0(R_0) = \iiint \sigma_0(R_1) L_n(R_0, R_1) dV_1.$$

Визначаючи диференціальний об'єм d_1 , зручно перейти до фізично більш зрозумілих полярних координат і виразити його у вигляді

$$dV_1 = R_1^2 dR_1 \sin \theta d\theta d\varphi.$$

Величину інтеграла в знаменнику виразу (6.9) знаходимо за допомогою основного рівняння радіолокації

$$\bar{P}(R_0) \approx \frac{P_{\text{ПРД}} G_A^2 \lambda^2 \sigma_0(R_0) R_0^2}{(4\pi)^3 R_0^2 I^2(R_0)} \int_0^{R_0} |W(R)|^2 dR \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^\pi f^4(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta,$$

де ДН антени $F(\theta, \varphi)$ має колову симетрію, причому у випадку апроксимації ДН гауссовою кривою; останній подвійний інтеграл

$$\int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^\pi F^4(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta = \frac{\pi \theta_{0,5}^2}{8 \ln 2},$$

де $\theta_{0,5}$ — ширина ДН на рівні 0,5 у радіанах.

Коефіцієнт втрат через неоптимальність смуги пропускання, який є складовою загальних втрат L_0 у формулах (3.11) та (6.2), можна визначити так:

$$l_r \equiv \frac{c\tau}{2} \frac{1}{\int_0^\infty |W(r)|^2 dr}, \quad (6.10)$$

де $W(r)$ — визначається, наприклад, виразом (3.106).

Розрахуємо функцію $l_r(\tau)$ відповідно до формул (3.106) і (6.10), виразивши $\Delta f = \xi/\tau$, де τ — тривалість імпульсу (індекс імп випущений для спрощення).

Результати розрахунку подано на рис. 6.3 за умови, що $\xi = 1,37$; 3; 5; 10.

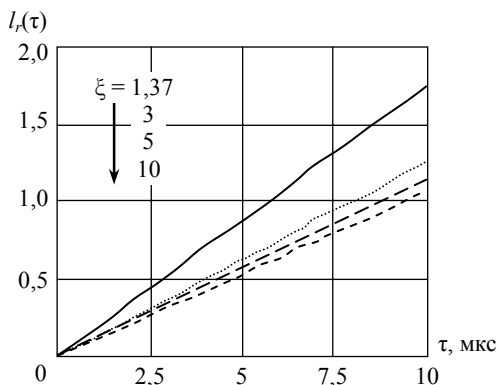


Рис. 6.3. Коефіцієнт утрат як функція тривалості імпульсу за різних значень коефіцієнта k

З рис. 6.3 видно, що в міру розширення смуги пропускання втрати за рахунок зважування на форму роздільного об'єму за дальністю зменшуються, однак швидкість їх зменшення знижується зі збільшенням k . Зниження втрат припиняється, коли $k > 10$.

Потужність передавача $P_{\text{ПРД}}$ разом із чутливістю приймача й інших параметрів РЛС визначають енергетичний потенціал, від якого залежить максимальна дальність дії РЛС. Для збільшення R_{max} однаково, чи підвищувати потужність передавача, чи поліпшити чутливість приймача. У практиці проектування МНРЛС віддають перевагу підвищенню чутливості, але можуть бути використані обидві ці можливості.

Обмежувальними факторами для $P_{\text{ПРД}}$ є:

- електрична міцність фідерного тракту;
- вартість передавача та величина експлуатаційних витрат (споживана енергія від бортмережі);
- рівень допустимих (для охорони праці та навколишнього середовища) НВЧ і рентгенівських випромінювань;
- наявність відповідних генераторів НВЧ.

Для того щоб перебороти ці обмеження, іноді доводиться використовувати довгі зондувальні імпульси. При цьому доцільно застосувати складні сигнали для збереження прийнятної роздільної здатності або її підвищення.

Оскільки в МНРЛС використовується імпульсне випромінювання, то зазвичай $P_{\text{ПРД}}$ характеризують імпульсною потужністю, під якою розуміють середню за час $\tau_{\text{імп}}$ потужність, що віддається передавачем у волноводну систему.

Донедавна типовими значеннями $P_{\text{ПРД}}$ у МНРЛС були декілька десятків кіловатів (до сотні). Удосконалення радіолокаційної техніки дозволило знизити $P_{\text{ПРД}}$ до 10 кВт при використанні магнетронів у локаторах другого покоління. Натепер відомі розробки МНРЛС із твердотільними передавачами потужності всього 1 кВт і навіть частки кіловата. Необхідну потужність $P_{\text{ПРД}}$ можна оцінити з рівняння

$$P_{\text{ПРД}} = \frac{(4\pi)^2 R_0^2 P_{r \text{ min}} L_0}{G_A S_A \sigma_{\text{ц}}},$$

де R_0 — дальність дії РЛС у вільному просторі, що відповідає необхідній максимальній дальності R_{max} за заданих атмосферних умов.

Величину R_0 знаходять з трансцендентного рівняння

$$R_{\max} = R_0 \cdot 10^{-0,05\alpha_3 R_{\max}}, \quad R_0 = R_{\max} / 10^{-0,05\alpha_3 R_{\max}}.$$

Характеристики загасання α_3 визначаються відповідно до заданих атмосферних умов, за яких повинна функціонувати МНРЛС. Цілоком коректно розрахувати, як зміниться дальність дії МНРЛС у разі зміни метеорологічних умов, тобто виконати розрахунок за різних α_3 на трасі поширення хвиль.

Показник потенціалу МНРЛС. Для об'єктивного порівняння між собою різних типів і модифікацій МНРЛС доцільно використати узагальнений параметр, що інтегрально характеризує енергетичні характеристики РЛС. Таким параметром є показник потенціалу. Цей показник є комбінацією різних характеристик, пов'язаних з енергетикою радіолокатора. Відповідно до стандарту 17773-80 показник потенціалу PI розраховано за формулою

$$PI = 10 \lg P_{\text{ПРД}} + 20 \lg G_A + 20 \lg \tau_{\text{імп}} - N_{\text{ш}} + \xi_i + \xi_p + \xi_{\text{п}},$$

де $P_{\text{ПРД}}$ — імпульсна потужність на виході передавача, Вт; G_A — коефіцієнт підсилення антени в напрямі максимального випромінювання; $\tau_{\text{імп}}$ — тривалість імпульсу на рівні 0,5 В [мкс]; $N_{\text{ш}}$ — коефіцієнт шуму приймального пристрою (від входу розрядника захисту приймача), дБ ($10 \lg N_{\text{ш}}$ «разів»); ξ_i , ξ_p та $\xi_{\text{п}}$ — коефіцієнти, що враховують різні втрати.

Ці коефіцієнти визначають таким чином. Коефіцієнт ξ_i :

$$\xi_i = A \lg \frac{\Theta_{0,5} F_{\text{п}}}{\alpha_{\text{огл}}} — \text{коефіцієнт, що враховує втрати від індикації}$$

відбитих сигналів, де $\Theta_{0,5}$ — ширина ДН антени в горизонтальній площині, град.; $F_{\text{п}}$ — частота повторення імпульсів, Гц; $\alpha_{\text{огл}}$ — зона огляду за азимутом, град.; $A = 3$ — для індикаторів на ЕПТ із післясвітінням і нагромаджувальних ЕПТ, $A = 5$ — для телевізійних індикаторів із цифровим запам'ятовуванням інформації й підсумовуванням сигналів.

Коефіцієнт ξ_p враховує залежність відбивних властивостей, метеоб'єктів від частоти, а також утрати, викликані наявністю опадів на трасі поширення радіохвиль. Його беруть рівним одному з трьох значень: $\xi_p = 9$ у режимі виявлення гідрометеоутворень під час до-

звукового польоту; $\xi_p = -3$ у режимі перегляду зайнятого опадями простору в глибину; $\xi_p = 1$ у режимі виявлення гідрометеоутворень під час надзвукового польоту.

Коефіцієнт ξ_{Π} враховує втрати через неоптимальність смуги пропускання приймача і може приймати одне з двох значень:

$$\xi_{\Pi} = \left\{ \begin{array}{ll} 0, & \text{якщо } \Delta f \leq \frac{1,5}{\tau_{\text{імп}}} \\ 5, & \text{якщо } \Delta f \geq \frac{1,5}{\tau_{\text{імп}}} \end{array} \right\}.$$

Таким чином,

$$PI = f(P_{\text{ПРД}}, G_A, \tau_{\text{імп}}, N_{\text{ш}}, \theta_{0,5}, F_{\text{п}}, \alpha_{\text{огл}}, \Delta f, \lambda, \text{тип індикатора}).$$

Розрахована в такий спосіб величина PI (дБ) пов'язана з розрахунковою максимальною дальністю виявлення гідрометеоутворень емпіричною формулою

$$R \approx 10^{\left(\frac{PI-9,2}{40}\right)}.$$

Значення PI (дБ) у МНРЛС мають бути не нижчими від таких значень (для забезпечення заданої дальності дії):

I клас — 119 дБ (550 км);

II клас — 111 дБ (350 км);

III клас — 101 дБ (200 км);

IV клас — 90 дБ (100 км).

Відповідно до останніх рекомендацій Aginc 708 А методика розрахунку показника потенціалу в деяких деталях відрізняється від наведеної тут, але ідеологія цього показника залишається тією ж.

6.7. Параметри серійних зразків метеонавігаційних радіолокаційних станцій

Провідні виробники бортовий авіоніки *AlliedSignal*, *Collins*, *Honeywell*, *Rockwell* й інші поставляють на світовий ринок широкий спектр бортових МНРЛС (*Weather Radar*). Літаки російського і українського виробництва найчастіше обладнані МНРЛС, які розробляються Київським НДІ «Буран» і серійно випускаються заво-

дом «Радар». Крім того, свої розробки модернізованих МНРЛС «Гроза» і «Контур» пропонує Санкт-Петербурзьке підприємство ООО «Контур НІРС»

Відомості про тактико-технічні характеристики зразків МНРЛС, які випускаються різними фірмами, сконцентровані в таблицях дод. 1., які містять значну інформацію для аналізу.

Розвиток МНРЛС характеризується нарощуванням виконуваних функцій. Більшість фірм розширює функціональні можливості МНРЛС через збільшення обсягу метеоінформації та підвищення її якості. Кращі зразки МНРЛС визначають зони підвищеної інтенсивності опадів, зони небезпечної турбулентності, зони небезпечної зсуву вітру під час зльоту й посадки літака.

Іншим (додатковим) призначенням МНРЛС є забезпечення пілотів оглядовою інформацією, отриманою за допомогою радіолокаційного картографування земної поверхні. Навігаційні функції МНРЛС як автономного приладу залишаються важливими, незважаючи на те, що завдання навігації в сучасній аеронавігаційній системі цивільної авіації вирішуються спеціальними навігаційними системами, включаючи супутникові навігаційні системи.

У ряді спеціальних випадків актуальним є і завдання взаємодії МНРЛС з наземними маяками РЛМВ.

6.8. Особливості параметрів радіолокаційної системи з активною відповіддю

6.8.1. Загальні рекомендації

Розглянемо систему, що складається з бортової МНРЛС і наземного РЛМВ як показано на рис. 6.4. Всі системи з відповідним випромінюванням використовують два незалежні канали зв'язку: канал запиту і канал відповіді. Розрахунковими формулами для них є рівняння, що описують поширення радіохвиль в одному напрямі. У цьому полягає головна відмінність таких систем від РЛС, що працюють за відбитим сигналом, з погляду енергетики формування сигналів. Очевидно, що надійна дальність дії системи буде відповідати меншій дальності з підрахованих для кожного каналу.

Розглянуті загальні рекомендації не залежать від того, чи запитувач розташовано на землі (система ВРЛС–ЛВ) або на літаку (система МНРЛС–РЛМВ).

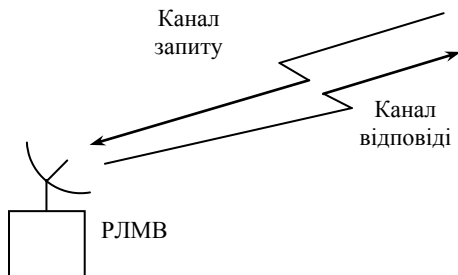


Рис. 6.4. МНРЛС у режимі роботи за маяками (активна відповідь)

Для систем «ВРЛС–ЛВ» і «МНРЛС–РЛМВ» основними параметрами є:

- 1) несні частоти запитувача і відповідача;
- 2) потужності передавачів запитувача і відповідача;
- 3) максимальні коефіцієнти напрямленої дії антен запитувача і відповідача;
- 4) ширина ДН запитувача за азимутом (у горизонтальній площині);
- 5) ширина ДН відповідача за кутом місця (у вертикальній площині);
- 6) зона огляду ВРЛС;
- 7) тривалості імпульсів, коди запитів і відповідей;
- 8) параметри індикатора ВРЛС;
- 9) чутливості приймачів запитувача і відповідача;
- 10) втрати в лініях передавання та приймання по обох каналах;
- 11) рівень бічних пелюсток.

У розрахунку таких систем необхідно враховувати інтерференцію радіохвиль і завадові відбиття від поверхні землі й моря. У багатьох випадках дальність системи обмежується $P_{\text{пр.вид}}$ (по прямій видимості). В активному режимі доцільно використовувати вертикальну поляризацію сигналу (зменшується вплив відбиття від земної поверхні). Крім того, важливо не робити занадто високою частоту повторення імпульсів, щоб не перевантажувати відповідач тощо.

6.8.2. Визначення основних параметрів режиму «Маяк»

У ряді випадків цілком можливі індивідуальні вимоги до характеристик МНРЛС, зумовлені тими або іншими причинами або міркуваннями замовника.

Наприклад, особливістю вимог до вітчизняних МНРЛС у режимі «Маяк» іноді є необхідність роботи з маяками старих типів, які формують відповідь у дециметровому діапазоні. Відзначимо, що сучасні маяки зазвичай працюють у X діапазоні (див. розділ 2).

Для забезпечення сумісності з РЛМВ дециметрового діапазону за вимогою замовника МНРЛС можуть мати додатковий канал зв'язку. Основні вимоги до параметрів такого каналу зв'язку визначаються тактичним застосуванням літаків і відповідного режиму для них, а також параметрами маяків-відповідачів, що випускаються серійно.

Так, для вітчизняних РЛК «Буран» *основні* вимоги, викладені в технічних завданнях, полягають в такому:

- дальність виявлення маяків в умовах промислових і ненавмисних завод — не менше 150 км;
- сигнали запиту мають бути як простими імпульсними, так і кодованими. При цьому кодування має здійснюватися за кількістю імпульсів та інтервалу між ними в групі;
- має здійснюватися приймання як простих імпульсних сигналів відповіді, так і кодованих. Сигналів відповіді кодуються за несною частотою, за кількістю імпульсів та інтервалами між ними в групі.

Додаткові вимоги до РЛК у режимі роботи з маяками:

- має виконуватися ручне й автоматичне вимірювання координат (похила дальність R і курсовий кут відповідача — ККВ) маяків-відповідачів відносно літака;
- інструментальна похибка вимірювання і видачі на індикацію значень R і ККВ у разі автоматичного вимірювання координат не повинна перевищувати за азимутом 12 хв, дальністю 50 м;
- інструментальна похибка вимірювання і видачі на індикацію значень R і ККВ за ручного вимірювання координат не повинна перевищувати за азимутом 30 хв, дальністю 200 м на відстані до 50 км і 0,5 % від дальності на відстані понад 50 км.

Для забезпечення поставлених вимог необхідно враховувати такі основні характеристики маяків-відповідачів:

- 1) чутливість за сигналами запиту:
 - для далекого приймання — мінус 64 дБ/мВт;
 - для ближнього приймання — мінус (32...44) дБ/мВт;
- 2) тривалість імпульсів запиту — (0,5...2,0) мкс;
- 3) кількість імпульсів запиту у пачці — 1...3;

- 4) частота сигналу запиту — X діапазон;
- 5) частота випромінюваного сигналу відповіді — 200 та 220 МГц;
- 6) нестабільність частоти сигналу відповіді — до $\pm 1,2$ МГц;
- 7) потужність випромінюваного сигналу — 700 Вт;
- 8) тривалість випромінюваного сигналу — 1,5 мкс;
- 9) кількість імпульсів відповіді у пачці — 1...3.

Антенна маяка — ненаправлена як за запитом, так і за відповіддю.

Дальність дії РЛС з активною відповіддю розраховують в припущенні, що як сигнали запиту і відповіді використовують некодовані одиночні радіоімпульси і можна не враховувати впливи землі та поглинання хвиль в атмосфері. За запитом маяка і прийманням відповідного сигналу, потужність якого визначається характеристиками передавача маяка-відповідача (РЛМВ), розрахунки необхідно виконувати роздільно для ліній запиту й відповіді. Основне співвідношення для розрахунку каналу запиту має вигляд:

$$S_3 = \frac{P_3 G_3 G_{\text{пр}} \lambda_3^2}{(4\pi)^2 R_3 L_3}, \quad (6.11)$$

де S_3 — потужність сигналу запиту на вході приймача РЛМВ; P_3 — потужність сигналу запиту на виході передавача РЛС; G_3 — коефіцієнт підсилення антени запиту РЛС; $G_{\text{пр}}$ — коефіцієнт підсилення приймальної антени РЛМВ; λ_3 — довжина хвилі сигналу запиту; L_3 — втрати по лінії сигналу запиту; R_3 — дальність запиту маяка.

З урахуванням наведених вище параметрів маяка-відповідача, а також для параметрів РЛК «Буран» ($P_3 = 11$ кВт, $G_3 = 35$ дБ, $\lambda_3 = 3,2$ см, $L_3 = 2$ дБ, $R_3 = 150$ км) потужність сигналу запиту на вході приймача РЛМВ $S_3 = -52$ дБ/мВт. Величина S_3 більша від чутливості каналу приймання запитальних сигналів маяка (-64 дБ/мВт), що дозволяє здійснювати впевнений запит останнього. Підставляючи в рівняння (6.11) замість S_3 чутливість каналу приймання запитальних сигналів можна визначити максимальну дальність запиту і мінімальну потужність запитального сигналу.

При цьому $R_{\text{max}} = 597$ км, а $P_{\text{min}} = 694$ Вт для $R_3 = 150$ км.

На ефективність системи істотно впливають бічні пелюстки ДН антени РЛС за запитом. Через бічні пелюстки можливий помилковий запуск відповідача, особливо на малих дальностях. Це призводить до неоднозначності визначення кутових координат маяка, по-

гірше умови його впізнання. За малої відстані до маяка на екрані індикатора може спостерігатися відмітка у вигляді довгої дуги і визначення азимута стає неможливим. Помилковий запуск також перевантажує апаратуру відповідача.

Зважаючи на те, що рівень бічних пелюсток ДН запитальної антени РЛК дорівнює приблизно -25 дБ, максимальна дальність запиту маяка бічними пелюстками дорівнює $33,6$ км. Маяк може перейти на приймання запитальних сигналів у ближній зоні з чутливістю приймання $-(32...44)$ дБ/мВт. Потужність запитального сигналу по основній пелюстці ДН антени за запитом на дальності $33,6$ км буде становити -39 дБ/мВт, що забезпечує нормальну роботу каналу за запитом.

6.8.3. Вимоги ICAO

Оскільки вторинні системи радіолокаційного спостереження є взаємодійними, існує необхідність твердого узгодження апаратури запиту і відповіді, використовуваних у різних країнах і різних авіакомпаніях. Міжнародна організація цивільної авіації ICAO випускає вимоги і рекомендації, які мають бути задоволені для успішного функціонування системи КПП/зв'язку, навігації, спостереження (АТС/СНС) у цілому. Ці рекомендації полягають у тому, щоб випромінювана потужність запитувача була мінімальною. Довжина хвилі запитувача повинна бути $29,13$ см, тобто несна частота дорівнює 1030 МГц. Довжина хвилі відповідача — $27,52$ см, тобто несна частота дорівнює 1090 МГц. Чутливість літакового відповідача повинна бути в межах $-69...77$ дБ/мВт на виході антени в місці приєднання до кабеля, що з'єднує її з відповідачем, за ймовірності відповіді $0,9$.

Утрати по лінії зв'язку «земля–ПС» включають втрати в кабелі між запитувачем і його антеною на землі (коефіцієнт підсилення антени — близько 25 дБ) і втрати при поширенні в атмосфері (в один бік). Зазначимо, що втрати в кабелі, що з'єднує відповідач з його антеною, повинні бути включені в чутливість відповідача. Антена відповідача є квазівсенапрявленою, тобто її коефіцієнт підсилення передбачається близьким до 0 дБ. З боку відповіді, тобто по лінії зв'язку «ПС–земля», втрати за рахунок поширення є такими ж. Детально вимоги ICAO до систем вторинної радіолокації, включаючи особливості кодування запитальної й відповідної інформації, викладено в дод. 10 до Конвенції про Міжнародну цивільну авіацію [68].

7. БОРТОВЕ ОБЛАДНАННЯ ВТОРИННИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ПОВІТРЯНИМ РУХОМ

7.1. Системи спостереження в керуванні повітряним рухом

7.1.1. Керування повітряним рухом і радіолокація

Керування повітряним рухом — це комплекс заходів щодо планування, координування, безпосереднього керування рухом ПС і контролю за дотриманням установленого режиму польотів. Радіоелектронні засоби є технічною основою КПР. Поряд з вирішенням завдань радіонавігації одним з основних застосувань радіоелектроніки в авіації є забезпечення зв'язку між авіадиспетчером і пілотом. Здавня радіозв'язок використовувався для виконання завдань КПР, включаючи попередження зіткнень, поширення метеорологічної інформації й передавання оперативних повідомлень.

Авіадиспетчер міг установити радіоконтакт з бортом і з'ясувати його поточне місцеперебування. Необхідне просторове рознесення літаків у цьому випадку залежить від точності знання екіпажем свого місцеположення, що визначається за допомогою бортових навігаційних систем. Тепер такий архаїчний спосіб нагляду за літаками можна було б назвати *неавтоматичним залежним спостереженням* за аналогією з сучасним автоматичним залежним спостереженням (див. розділ 9). Визначення диспетчером місцеперебування літака зазначеним способом не вирізнялося високою точністю. Крім того, завжди існувала ймовірність появи в зоні відповідальності диспетчера літака, який не перебуває в контакті з диспетчером. Тому в такій системі КПР траєкторії літаків значно розносилися в просторі.

Упровадження в процес КПР якогось засобу визначення положення літака, що не потребує участі екіпажу, і не ґрунтується на голосовому зв'язку, значно поліпшило б систему КПР. Засобом,

придатним для цього, є радіолокація. Але існує проблема, яка не дозволяє повною мірою здійснювати спостереження за літаками, застосувавши класичну (первинну) оглядову радіолокацію. Для визначення місцеперебування ПС у тривимірному просторі, крім двох координат (дальності й азимуту) необхідна також висота літака. Наземні РЛС для визначення висоти літаків ефективні тільки на малій дальності. Інша проблема полягає в тому, що за допомогою первинної радіолокації неможливо забезпечити необхідну ідентифікацію ПС. Автоматичний метод ідентифікації й відповідна апаратура були розроблені ще в період Другої світової війни для впізнання літаків «свій–чужий». Цей метод поклав початок вторинній радіолокації, що лежить в основі системи спостереження сучасної системи КПП.

Поряд з терміном КПП будемо користуватися англійським виразом *Air Traffic Control* і відповідною аббревіатурою — АТС. У системі АТС, яка поступово удосконалюючись, функціонує вже понад 50 років, відбуваються істотні зміни. Відповідно до назви системи АТС польотами керують із землі. Командир ПС може запросити маршрут, але спочатку маршрут повинен бути «звільнений» системою АТС і лише після цього пілот може одержати дозвіл із землі.

В останні роки система АТС поступово дедалі більше дозволяє літакам відхилятися від офіційних маршрутів (*published airways*). Такий тип польотів відомий як зональна навігація (*area navigation*), або RNAV. Але досі існуюча система АТС заснована на фіксованих маршрутах, коли літаки змінюють курс лише у певних пунктах або на перехрестях, що потребує додаткових витрат палива й часу на різкі зміни маршрутів та прольоти через вузькі проходи.

Вторинна радіолокація є основним засобом спостереження за літаками в сучасній системі АТС, причому вона буде потрібною і після модернізації системи КПП з поступовим переходом до нової системи АТМ.

7.1.2. Air Traffic Management і концепція «Free Flight»

Є багато аргументів на користь думки, що коли літаки просто літають по бажаних для них траєкторіях, то через їх випадкове розташування і різні місця призначення у більшості випадків автоматично забезпечується також безпечне просторове рознесення тра-

екторій. Тільки у випадку, коли виникає реальна небезпека зближення літаків, може виявитися необхідним втручання диспетчера. Якщо це дійсно так, то на стадії польоту по маршруту достатньо лише контролювати літаки, а не керувати ними. Це дозволило б вчасно виявити можливу втрату безпечного рознесення, і тільки літаки, залучені в небезпечну щодо зіткнення ситуацію, були б проінформовані про необхідність зміни курсу або висоти. Більшість літаків могли б вільно рухатися безпосередньо до місця їх призначення по довільних маршрутах на будь-яких висотах.

Така концепція припускає швидше організацію, координацію й керування (*Management*) повітряного руху, ніж тверде керування (*Control*). Тому нова система отримала назву *Air Traffic Management* (АТМ). Відповідна програма, прийнята ІКАО, має назву «Free Flight» (вільний політ) і перебуває нині у стадії реалізації. Поступово система АТС буде заміщена системою АТМ усюди. Тільки в зонах аеропортів збережеться досить жорстке керування типу АТС у межах системи АТМ.

Таким чином, призначенням АТМ є безпечний, ефективний, і швидкий рух літаків у повітряному просторі. Система АТМ охоплює дуже широке коло завдань і включає два основні процеси:

- керування повітряним рухом (*Air Traffic Control*);
- керування потоком руху (*Traffic Flow Management* — ТФМ).

У такому контексті керування повітряним рухом АТС — це сукупність тактичних дій із забезпечення безпечного руху ПС через розведення їх у процесі польоту. Однією з функцій АТС, зокрема, є запобігання зіткненням літаків, а також зіткненням літаків із землею поверхнею і перешкодами. Керування потоком руху (ТФМ) — це процес розміщення потоків повітряного руху відповідно до ресурсів (наприклад, з урахуванням можливої кількості прибуттів в аеропорт з обмеженою пропускною здатністю).

Основними елементами процесу АТМ є:

- повітряний простір;
- засоби аеронавігаційного обслуговування, устаткування, і послуги;
- аеропорти та площадки для приземлення;
- аеронавігаційні карти, інформація і послуги;
- правила, інструкції і процедури;

- технічна інформація;
- робоча сила, включаючи льотні екіпажі, авіадиспетчерів, менеджерів руху, авіаційних інженерів і техніків.

Комп'ютерні моделі довели працездатність концепції «Free Flight». Пілоти можуть приймати польотний план і вдаватися до змін на маршруті, не контактуючи з диспетчером АТМ. Така свобода дозволяє екіпажу вибирати найкоротший, найбільш ощадливий або комфортабельний рівень польоту на свій розсуд.

Концепція «Free Flight» може бути ефективна тільки в тому випадку, якщо літак обладнано системами точного визначення місцеперебування, попередження й запобігання зіткненням та обміну даними. Метод вторинної радіолокації, відіграє ключову роль у таких системах. Одним із важливих елементів концепції «Free Flight» є автоматичне залежне спостереження — *Automatic Dependent Surveillance-Broadcast (ADS-B)*, що є методом спостереження, який використовує інформацію про місцеперебування літака, визначену за допомогою GPS, і передає її на землю. У розділі 9, де йдеться про ADS-B, буде показано, що в ADS-B задіяні канали вторинної радіолокації.

Хоча більша частина повітряного трафіку досі перебуває під керівництвом системи АТС, термін АТМ, що належить до систем наступного покоління, буде також застосовуватися в подальшому викладі. Системи спостереження є складовою частиною засобів аеронавігаційного обслуговування на рівні як АТС, так і АТМ. У розділі 7 описуються елементи вторинних систем радіолокаційного спостереження і зокрема, бортове обладнання таких систем.

7.2. Вторинні радіолокаційні системи

7.2.1. Структура вторинної радіолокаційної системи

Радіолокатори постачають систему АТС інформацією про дальність, азимут і розпізнавальний індекс ПС, а також додатковою інформацією з борта ПС (номер рейсу, висоту польоту, запас палива, вектор шляхової швидкості). Джерелом цієї інформації для системи АТС є літакові відповідачі (ЛВ) — *transponders*, що працюють у системі вторинної радіолокації (ВРЛ), початкові відомості про які були розглянуті в підрозд. 2.1.2.

Радіолокатор визначає місцезнаходження цілі, знаючи напрямок антени в момент приймання відбитого сигналу і час затримки відбитого сигналу відносно часу випромінювання зондувального сигналу. Визначені в такий спосіб азимут і дальність цілі відображаються в полярних координатах на індикаторі кругової оглядовості (ІКО). Зображення на екрані відтворюється у двох вимірах, у той час, як літаки перебувають у тривимірному просторі. Як мінімум два додаткові види інформації додаються до даних ІКО за допомогою вторинного радіолокатора.

Система вторинної радіолокації належить до класу асинхронних імпульсних радіосистем, що працюють за принципом «запит-відповідь».

Водночас вторинну РЛС цілком можна розглядати як систему зв'язку, оскільки вона потребує відповідного обладнання на літаку, що, по суті, автоматично встановлює зв'язок з наземною вторинною РЛС (запитувачем).

Таким обладнання, як відомо з підрозд. 2.1.2, є ЛВ. Відповідач є приймачем-передавачем, що приймає і відповідає на імпульсно-закодовану послілку, передану запитувачем. Прийняті ЛВ імпульсно-модульовані сигнали називаються *запитами*. Якщо код запиту визнано дійсним, ЛВ відповідає на іншій частоті.

Метод радіолокації з активною відповіддю має ряд загальних особливостей із запитально-відповідним методом радіонавігації [8]. Наприклад, можна помітити подібність із системою вимірювання дальності DME, що теж є вторинною РЛС. У випадку DME, однак, відповідач розташований на землі, а запитувач — на літаку. Обладнання DME визначає тільки дальність і не одержує інформацію про напрямок, оскільки використовує ненаправлені антени як на землі, так і на борту. Інша аналогія пов'язана з роботою МНРЛС у режимі «Маяк» (див. підрозд. 2.2.2 і 4.3). Однак системи вторинної радіолокації, використовувані для КПП, є більш витонченими, багатофункціональними й складними.

Структурну схему вторинної радіолокації показано на рис. 7.1. У цій системі ВРЛ виконує функцію запитувача. Сигнали запитів і відповідей відрізняються і кодами, і несними частотами, що дозволяє зменшити вплив відбиттів від навколишніх місцевих об'єктів на роботу ВРЛ.

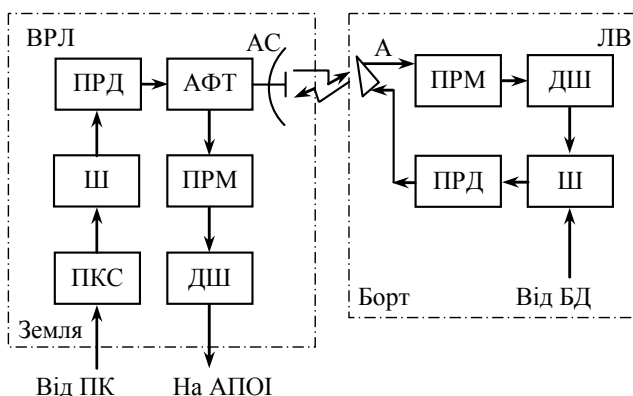


Рис. 7.1. Структурна схема вторинної радіолокаційної системи КПР

Склад обладнання ВРЛ і його функціональні зв'язки із пристроями первинного радіолокатора залежать від ступеня автономності ВРЛ, що може використовуватися як в автономному режимі, так і разом з оглядовою РЛС.

Вторинний радіолокатор працює в такий спосіб. Синхронізувальний сигнал, який формується у пристрої керування і синхронізації ПКС, запускає шифратор Ш, що формує код запити. Формат коду визначається типом ВРЛ і режимом роботи. Отриманий код використовується для модуляції передавача ПРД. Модульовані коливання ПРД через антенно-фідерний тракт АФТ надходять в антенну систему АС і випромінюються в простір.

Вторинний радіолокатор застосовується не тільки для отримання додаткової інформації про ПС, але й для визначення його координат. Тому антена ВРЛ має гостронапрявлену ДН у горизонтальній площині. Огляд повітряного простору здійснюється обертанням антени ВРЛ. Сигнал запити, прийнятий ЛВ, підсилюється й детектується у приймачі ПРМ.

Отриманий відеосигнал подається на дешифратор ДШ. У ньому визначається зміст запити, відповідно до якого шифратор Ш формує код відповіді. На шифратор надходять дані про висоту польоту, бортовий номер тощо від бортових датчиків БД. Код відповіді подається на модулятор передавача, що виробляє модульовані кодом коливання. Ці коливання випромінюються антеною А.

Антенa відповідача є ненапрявленою. Сигнал відповідача приймається антеною ВРЛ, підсилюється й детектується в приймачі ПРМ. Потім він дешифрується в ДШ і надходить на апаратуру первинного оброблення інформації АПОІ, установлену в центрі КТР або на КДП.

Схема (рис. 7.1) є узагальненою схемою вторинної РЛС системи КТР. Особливості систем різного типу розглянуто в підрозд. 7.2.2.; 7.2.3; 7.5; 7.10.2 і 7.11. Поки відзначимо ще одну істотну відмінність, загальну для всіх вторинних систем. Потужність прийнятого сигналу у вторинній системі змінюється обернено пропорційно другій степені відстані, у той час як у первинному радіолокаторі потужність зменшується обернено пропорційно четвертому степені дальності, оскільки вторинний режим додає енергію в систему при перевипромінюванні. Тому вторинна РЛС може мати таку ж дальність дії, як первинний радіолокатор за значно меншої потужності передавача. Типовий запитувач системи АТС з потужністю всього 1000 Вт забезпечує приблизно таку саму дальність дії, що й первинна РЛС з передавачем потужністю декілька мегаватів.

7.2.2. Різновиди вторинних радіолокаційних систем

Системи ВРЛ вирізняються видом, інформативністю коду й значенням несної частоти сигналів запиту й відповіді. Наприклад, у СРСР було розроблено систему, що багато років діяла на території країни і у країнах-сателітах. Ця система передбачає можливість запиту на одній з трьох частот: 835; 837,5; 840 МГц і відповіді на частотах 730; 740; 750 МГц. У повітряному просторі інших країн ця система не використовувалася. Тому у міжнародних рейсах аерофлоту доводилося додатково використовувати систему *Air Traffic Control Radar Beacon System* (АТСRBS), прийняту ІСАО, що працює в діапазоні 1030 МГц (запит) і 1090 МГц (відповідь).

Обидві системи ґрунтуються на загальних принципах функціонування, але вони не сумісні не тільки за діапазонами несних частот, але й за системами кодування. Тому ряд ЛВ, що випускалися в СРСР, мали передавачі з перебудовою частоти під час перемикання режимів, складну антенну систему і два шифратори для задоволення вимог обох систем.

Імовірно, що радянська система ВРЛ КПП була нічим не гірша від системи АТСRBS. Більше того, вона вирізнялася вищою завадостійкістю і інформативною системою кодування, зокрема, передбачала можливість передавання даних про запас палива на борту і вектор шляхової швидкості. Однак ці дві системи були не сумісні, а сумісність є необхідною умовою співробітництва.

Міжнародні системи ВРЛ, розроблені, принаймні, піввіку назад, відповідають системі АТСRBS (в англійській традиції ця абревіатура зазвичай вимовляється «at-crabs»). Бортове обладнання таких систем називають АТС *transponder*, а також відповідачем режиму А/С. Такі ЛВ дотепер застосовують багато авіакомпаній. У системі АТСRBS на запит ВРЛ відповідають усі ЛВ, що перебувають у межах дії ДН ВРЛ (тобто приблизно на одному азимуті). При цьому можливі ситуації, коли ЛВ перебуває в зоні дії декількох ВРЛ, що призводить до його перевантаження і, отже, до зменшення ймовірності відповіді на запитальний сигнал основного для певної зони ВРЛ.

Більш ефективною є дискретно-адресна система ВРЛ — *Discrete-Address Beacon System* (DABS). У системі DABS кожному ПС привласнений виділений для нього унікальний адресний код і забезпечується режим S (від англ. *Select*), у якому на запит ВРЛ відповідає тільки той ЛВ, якому відповідає надісланий код запиту. Наземні станції DABS забезпечують опитування ПС, обладнаних звичайними ЛВ, а відповідач DABS відповідає запитувачам попередньої міжнародної системи АТСRBS. Під час розроблення DABS, крім усунення ряду недоліків неселективних систем ВРЛ (далі будуть розглянуті детальніше), передбачається моноімпульсний метод визначення азимуту, що підвищує точність кутометрії. Сумісність нової селективної (S) системи із системою АТСRBS була однією з основних умов розроблення DABS.

7.2.3. Функціонування системи АТСRBS

Приймання дійсного (відповідного одному з кодів, що зберігаються в пам'яті) запитального сигналу ініціює ЛВ сформувати сигнал відповіді, що містить дані, які необхідно передати запитувачу. У цьому полягає істотна відмінність АТСRBS від системи DME, де немає ніяких даних, переданих відповідачем DME, крім сигналу

ідентифікації й модуляції TACAN, а відповідь використовується бортовим запитувачем DME лише для обчислення відстані до нерухокої наземної станції.

Наземним запитувачем ATCRBS можуть бути викликані два типи даних, які передаються ЛВ у відповідь на запит. Перший — це ідентифікаційний код, що однозначно ідентифікує літак. Ідентифікація здійснюється або за допомогою чотирирозрядного коду, привласненого цьому літаку диспетчером КПП, або відповідно до категорії, наприклад якщо цей літак летить за правилами візуального польоту (у цьому випадку використовується код «1200»). Крім того, ідентифікатор може на вимогу диспетчера вводитися пілотом вручну, наприклад, код номера рейсу. Іншим видом інформації, отриманої за допомогою ЛВ, є висота літака, що у цифровому вигляді вводится у ЛВ від висотоміра.

Антену наземного запитувача зазвичай розташовують безпосередньо на антені первинної РЛС (над нею) так, що антена запитувача ATCRBS обертається синхронно з антеною первинної РЛС. Оскільки місце розташування і напрям максимуму випромінювання антен первинної і вторинної систем однакові, то сигнали зворотного розсіяння, прийняті первинною РЛС, і відповіді, отримані від ЛВ на запити ВРЛ, можуть бути корельованими.

Якщо виключити час, який потрібен ЛВ, щоб сформувати відповідь на запит, то час від випромінювання запиту до одержання відповіді відповідає дальності до цілі. Тому легко встановити, яка з цілей, виявлених первинним радіолокатором, пов'язана з цією відповіддю, отриманою по вторинному каналу. Це може бути зроблено, якщо всі ЛВ характеризуються однаковою затримкою.

Вторинний радіолокатор істотно збільшує обсяг інформації на екрані ІКО авіадиспетчера. Поряд з відмітками цілей, виявлених первинною РЛС, і їхніми координатами (азимут і дальність), на дисплеї відображаються інші важливі види інформації про ціль, а саме ідентифікатор літака і його висота, отримані по вторинному каналу. Диспетчер тепер має повний еквівалент тривимірного подання і чітко знає, якому літаку відповідає кожна з відміток.

Додатковою особливістю ЛВ у системі ATCRBS є впізнавання ПС, або *ident feature*. Така можливість існує на додаток до автоматичного присвоювання ідентифікатора, що забезпечується системою ATCRBS у вигляді коду, призначеного АТС.

Суть *Ident feature* полягає в тому, що, коли диспетчер вимовляє «Ident», пілот натискає кнопку на пульті ЛВ, у результаті чого у відповідному сигналі передається додатковий імпульс. Це викликає додаткове підсвічування відмітки літака на екрані, що забезпечує легку ідентифікацію цілі диспетчером. Поступово, у міру створення глобальної системи аеронавігаційного обслуговування і переходу до реалізації нової концепції АТМ, роль використання кнопки «Ident» диспетчером буде зменшуватися.

Однією з особливостей оброблення радіолокаційної інформації і подання інформації диспетчеру в системі АТС є застосування селекції рухомих цілей (СРЦ). Це вирішує проблему радіолокаційних відбиттів від місцевих предметів, усуваючи постійні (нерухомі) об'єкти типу будинків і веж з екрана. Існують також відбиття від атмосферних об'єктів, що повільно рухаються. Ці небажані засвіти також є завадами і можуть бути усунуті системою селекції рухомих цілей, що зображує на екрані тільки цілі в русі. Однак є і корисні об'єкти, що повільно рухаються (цілі з невеликою радіальною швидкістю), типу вертольотів, аеростатів і легких літаків, які обов'язково мають бути представлені. Літаковий відповідач, установлений на таких об'єктах, упевнено ідентифікує ці повітряні цілі й заважає видаленню їх з екрана ІКО.

У системі ВРЛ є важливим, щоб на запитальний сигнал відповідали тільки ті ЛВ, які перебувають у зоні дії основної пелюстки антени, але не ті, які можуть бути ініційовані випромінюванням по задній пелюстці або по бічних пелюстках антени запитувача. Хоча сучасні антени мінімізують рівень бічних пелюсток, все-таки існує небезпека спрацьовування відповідачів випромінюванням по задній або бічній пелюстках ДН.

Коли розроблялася система впізнавання «свій–чужий», що стала прообразом системи АТСRBS, бічні пелюстки відігравали навіть істотнішу роль. Необхідно запобігти можливості приймання запиту і видачі відповіді ЛВ, що не перебувають у зоні дії основного променя (пелюстки) антени запитувача.

Така небажана ситуація можлива, коли літак перебуває досить близько до антени запитувача. Із цієї причини була розроблена система придушення бічних пелюсток — *Side Lobe Suppression (SLS)*, що буде розглянута в підрозд. 7.3.3.

7.3. Кодування і передавання даних у системі АТСRBS

Нормами на параметри вторинних РЛС, що працюють у режимах RBS [70], передбачено можливість передавання по лінії «борт–земля» інформації про код упізнання ПС (режим А) і абсолютної барометричної висоти (режим С). Крім того, можуть бути передані повідомлення про особливі ситуації польоту: «аварійний стан ПС», «порушення радіозв'язку» і «незаконне втручання в дії екіпажу».

7.3.1. Параметри імпульсів

Імпульси сигналів АТСRBS мають тривалість 0,8 мкс для сигналів запиту і 0,45 мкс для сигналів відповіді. Обвідні цих радіосигналів за формою близькі до прямокутних імпульсів. Ідеальний прямокутний пульс має нульовий час наростання. Це означає, що система повинна мати нескінченну смугу пропускання, що фізично неможливо реалізувати.

Фактичний час наростання становить 10–50 нс, а модель форми обвідної імпульсів, що формують коди запитів і відповідей, показано на рис. 7.2. Через τ_i позначено тривалість імпульсу на рівні 0,5, τ_ϕ — тривалість наростання, $\tau_{сп}$ — тривалість спадання. Крім того, на рисунку позначено часовий інтервал між двома імпульсами, що визначається на рівні половинної амплітуди. Цей параметр є важливим для формування кодів.

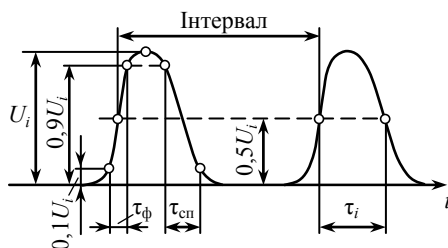


Рис. 7.2. Форма обвідної і параметри імпульсів запитів і відповідей

Надалі під час розгляду кодів будемо припускати, що імпульси мають прямокутну форму, розуміючи під параметрами реальних імпульсів тривалості та інтервали, уведені на рис. 7.2.

7.3.2. Коди запитів

Є два типи запитів у вторинній РЛС АТРСБС. Один з них відповідає режиму А, а другий — режиму С, які забезпечують ідентифікацію літака (А) і дані про його висоту (С). Очевидно, що це не є дуже вдалим, що режим А є режимом ідентифікації, а не висоти, оскільки іноді назву А плутають із висотою (*Altitude*). Однак позначення А, В, С, D є просто буквами англійського алфавіту і їх вибір ніяк не пов'язаний зі змістом режимів.

Режим В був запланований як додатковий режим ідентифікації, але він ніколи не використовувався для ЦА. Крім того, існує також резервний режим D. Всі ці режими запитів відрізняються тільки різними інтервалами часу між двома імпульсами, що формують кодову послілку.

Цивільна авіація поділяє систему АТРСБС з військовими, де розмаїтість додаткових режимів запити використовуються повніше.

Запитальні сигнали в системі АТРСБС являють собою амплітудно-модульовані імпульси з несною частотою $1030 \pm 0,2$ МГц. Тривалість імпульсів запитальних сигналів $\tau_i = 0,8 \pm 0,1$ мкс, якщо $\tau_\phi = 0,05 \dots 0 \dots 0,1$ мкс і $\tau_{сп} = 0,05 \dots 0 \dots 0,2$ мкс.

Структуру запитальних кодів АТРСБС показано на рис. 7.3.

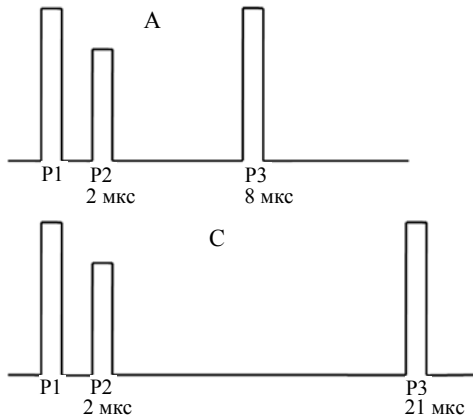


Рис. 7.3. Структура запитальних сигналів у режимах А і С

Запит складається з двох імпульсів. Це пов'язано, по-перше, з необхідністю відрізнити запит від шумового викиду, а по-друге, зі здійсненням інтервального кодування інформації про зміст запиту.

У запитальному сигналі використовують також третій імпульс, але він не є частиною запиту у тому розумінні, що не містить інформації про зміст запиту, а необхідний для функціонування системи придушення помилкових запитів по бічних пелюстках.

Інтервал часу між імпульсами P1 і P3 визначає тип запиту. Затримка між P1 і P2 — завжди 2,0 мкс. У режимі А інтервал між P1 і P3 дорівнює 8 мкс. У цьому випадку запитувач очікує відповідь про ідентифікаційний код літака. У режимі С інтервал між P1 і P3 дорівнює 21 мкс, і це означає, що запитувач очікує відповідь про висоту літака.

7.3.3. Придушення фіктивних сигналів, що надходять по бічних пелюстках

Потужність, випромінювана по бічних пелюстках наземної вторинної РЛС, у ряді випадків виявляється достатньою для здійснення запиту ЛВ. Це зумовлює надходження помилкової інформації диспетчеру, а також перевантаження ЛВ. Для придушення запитів по бічних пелюстках ДН запитувача відомі методи дво- і триімпульсного придушення [69; 70]. У системі АТСРБС використовується триімпульсний метод. Система придушення бічних пелюсток SLS потребує як додаткову до основної спрямованої антени запитувача ще одну антену із широкою, майже всенапрявленою характеристикою випромінювання.

Діаграма напрямленості цієї додаткової антени і відповідний передавач забезпечують на вході ЛВ рівень контрольного сигналу навмисно більший, ніж рівень основного сигналу, що надходить по будь-якій бічній пелюстці. Водночас рівень контрольного сигналу свідомо менший (щонайменше на 9 дБ), ніж рівень сигналу, що надходить по головній пелюстці ДН запитувача.

Таким чином, система SLS включає третій (контрольний) імпульс P2 у запитальну послідовність (рис. 7.3), що випромінюється всенапрявленою антеною через 2 мкс після імпульсу P1. Цей імпульс (P2) є опорним для визначення сигналу, що надійшов по бічних пелюстках. В обвідній сформованого в такий спосіб триімпульсного запиту P1 — перший імпульс запиту, що випромінюється за допомогою спрямованої антени запитувача. Другий імпульс P2 випромінюється всенапрявленою антеною з рівнем сигналу, більшим

ніж сигнал від будь-яких бічних пелюсток основної напрямленої антени. Якщо амплітуда P2 більше ніж P1, це означає, що цей запит отриманий по бічній пелюстці і не має зумовлювати відповідь. Третій пульс P3 має такий самий рівень, що й P1, оскільки він випромінюється тією самою антеною.

Діаграма напрямленості (рис. 7.4, а) і епюри запитальних сигналів на вході ЛВ (рис. 7.4, б) показано для двох ситуацій: цілі 1, розміщеної в створі головної пелюстки, і цілі 2, розміщеної в напрямі бічної пелюстки.

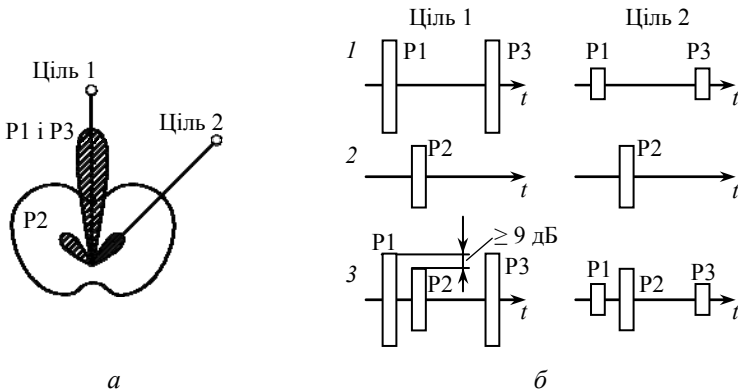


Рис. 7.4. Діаграми напрямленості антен (а) і прямокутні радіоімпульси запитального сигналу на вході відповідача (б); прийняті сигнали:
 1 — по основному каналу; 2 — по контрольному каналу;
 3 — на виході приймача

Штрихуванням на рис. 7.4, а показано ДН основної антени запитувача (з бічними пелюстками), що використовується для випромінювання імпульсів P1 і P3, суцільною лінією без штрихування — ДН слабонапрямленої антени, що використовується для випромінювання контрольного імпульсу P2.

При цьому, як видно з рис. 7.4, б, у точці розміщення цілі 1 виконується співвідношення $P1 > P2$, а в точці розміщення цілі 2 навпаки $P1 < P2$. Після контрольного імпульсу напрямленою антеною випромінюється другий імпульс запити P3. Для літака, позначеного «ціль 2», що рухається в напрямі приймання по бічній пелюстці, справедливе співвідношення $P2 > P1 = P3$. Для літака, що перебуває в напрямку основної пелюстки — $P1 = P3 > P2$.

Схема амплітудного селектора здійснює амплітудне порівняння прийнятих імпульсів і блокує ЛВ у випадку фіктивного (помилкового) запиту по бічній пелюстці. Наприклад, вона може виробляти сигнал заборони на декодування прийнятих сигналів за наявності на її вході трьох сигналів. У випадку правильного запиту лишаються тільки сигнали Р1 і Р3 і відбувається спрацювання дешифратора з наступною видачею відповідних сигналів.

Насправді з урахуванням вихідної різниці в рівнях сигналів Р1 (Р3) і Р2, що становить 9 дБ, пороги виставляють так, що навіть якщо імпульс Р2, що приймається через 2 мкс після імпульсу Р1, виявляється на 1 дБ нижче, ніж Р1 або має більшу амплітуду, то ЛВ не буде відповідати на цей сигнал. Більше того, у цьому випадку не будуть упізнаватися жодні імпульси протягом 35 ± 10 мкс після приймання імпульсу Р2. Цей інтервал часу називають «мертвим часом» або *часом придушення*. Наявність «мертвого часу» блокує можливість відповідей на сигнали, які виникають унаслідок багатопроменевого поширення. Взагалі, коли ЛВ приймає сигнал по бічній пелюстці, це означає, що він перебуває відносно близько до запитувача, тобто в зоні, де багатопроменеві сигнали сильні.

7.3.4. Загальна структура відповідних сигналів

Літаковий відповідач відповідає через 3,0 мкс після приймання імпульсу Р3. Цей час відлічується від точки половинної амплітуди імпульсу. Зазначена затримка 3 мкс є критичною щодо здатності вторинної РЛС визначати місцеперебування літака. Відповідний сигнал формується на несній частоті 1090 ± 3 МГц. При цьому використовується амплітудно-імпульсна модуляція.

Тривалість імпульсів сигналу відповіді $\tau_i = 0,45 \pm 0,1$ мкс, якщо $\tau_\phi = 0,05 \dots 0,1$ і $\tau_{\text{сп}} = 0,05 \dots 0,2$ мкс. Відповідь включає два опорні, або структурні (*framing*) імпульси F1 і F2, інтервал між якими дорівнює 20,3 мкс (рис. 7.5). Ці два опорні імпульси являють собою координатний сигнал, зокрема перший імпульс F1 є опорним сигналом для вимірювання часу затримки відповідача.

У дешифраторі наземного запитувача координатна оцінка виділяється в результаті збігу опорних імпульсів F1 та F2 на схемі «I» після відповідної затримки.

З іншого боку, опорні імпульси F1 і F2 відзначають початок і кінець п'ятнадцяти часових інтервалів (слотів), кожний з яких може відповідати одному розряду (біту) даних. Розряди, що перебувають між опорними імпульсами F1 і F2, використовуються як інформаційні слова.

Часові інтервали (слоти) ідуть через кожні $1,45 \pm 0,1$ мкс. Тому вони відділені один від одного часом, кратним $1,45$ мкс, і зокрема, тривалість усього блоку імпульсів, укладених між F1 і F2, становить $20,3$ мкс ($14 \cdot 1,45 = 20,3$).

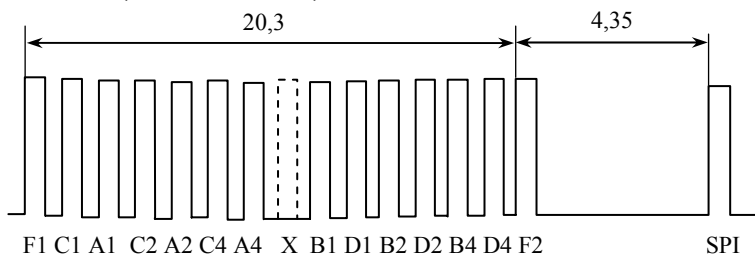


Рис. 7.5. Структура сигналу відповіді ЛВ системи АТСRBS

Один блок містить 14 бінарних розрядів, які можуть бути передані у відповідному сигналі, хоча є 15 часових позицій (слотів). П'ятнадцята (центральна) часова позиція, названа розрядом X і позначена пунктиром, була з самого початку призначена для використання в перспективних системах. Однак протягом уже понад 50 років розряд X ніколи не використовувався.

Логічна одиниця кодується наявністю імпульсу у відповідній часовій позиції зазначеної структури. Логічний нуль кодується відсутністю імпульсу у відповідній позиції. Таким чином, якщо передається логічна одиниця, то ЛВ робить імпульсне випромінювання з несеною частотою 1090 МГц у відповідній часовій позиції (розряді). Якщо необхідно передати логічний нуль, імпульсне випромінювання у відповідній часовій позиції не відбувається.

Оскільки дві позиції із чотирнадцяти призначені для передавання опорних імпульсів F1 і F2, то для інформаційного коду можуть бути використані 12 позицій для передавання логічних одиниць або нулів, що забезпечує можливість передачі 4096 різних слів даних ($2^{12} = 4096$).

У світі є набагато більше ніж 4096 літаків, отже, 4096 ідентифікаційних кодів, які допустимі в системі АТСRBS, мають бути розподілені між всіма літаками. Проте, очевидно, що в зоні обслуговування певного органа КІР кількість літаків завжди менша, ніж максимальна кількість комбінацій з 12 розрядів. Тому літакам при-власнюють діючі ідентифікаційні коди тільки на період взаємодії із системою КІР. Існують також загальні коди, які не призначаються диспетчером. Одним з них є код 1200, що позначає літак, який летить за правилами візуального польоту (ПВП). Такі літаки можуть не вступати в радіоконтакт із диспетчером КІР. Код, що вводиться у відповідач вручну (зазвичай, натисканням кнопок), називають *squawk* (вимовляється «сквок»).

Інформаційні імпульси розбиті на групи А, В, С і D, кожна з яких містить по три імпульси А1, А2, А4, В1, В2, В4, С1, С2, С4, D1, D2, D4. У коді відповіді передбачено також додаткову позицію, розміщену через часовий інтервал, що відповідає трьом розрядам (4,35 мкс), після імпульсу F2. Ця позиція призначена для передавання спеціального імпульсу впізнання SPI на вимогу із землі (команда «Ident», що в радянських системах називалася «Знак»).

7.3.5. Відповідь у режимі А

Ідентифікаційна інформація (номер рейсу) передається у відповідь на запит кодом А, тобто у випадку, коли часовий інтервал між імпульсами P1 і P2 у запитальному сигналі дорівнює 8 мкс. Така інформація передається натуральним двійково-десятковим чотири-декадним кодом. Декади А, В, С і D призначені для передавання відповідно тисяч, сотень, десятків і одиниць. Кожна з декад містить три бінарні розряди. Оскільки за трирозрядного кодування передавати числа 8 і 9 неможливо, діапазон можливих кодів лежить у межах від 0000 до 7777 (восьмеричні числа), що якраз і відповідає загальній кількості комбінацій 4096.

Відсутність якого-небудь інформаційного імпульсу означає передачу символ «0» на відповідній позиції, а наявність імпульсу — «1». Структуру ідентифікаційного коду, що складається із чотирьох восьмеричних чисел, формованих за допомогою передачі одиниць або нулів у часових позиціях, що відповідають рис. 7.5, можна подати в такий спосіб:

D4	D2	D1	найменш значущий розряд числа
C4	C2	C1	
B4	B2	B1	
A4	A2	A1	найбільш значущий розряд числа

Розглянемо два приклади:

1. Нехай ідентифікатор має відповідати номеру рейсу 5567.

Тоді $D4 = 1$; $D2 = 1$; $D1 = 1$; $C4 = 1$; $C2 = 1$; $C1 = 0$; $B4 = 1$; $B2 = 0$; $B1 = 1$; $A4 = 0$; $A2 = 1$; $A1 = 1$.

2. Нехай ідентифікатором є восьмеричний номер 7654.

Тоді $D4 = 1$; $D2 = 0$; $D1 = 0$; $C4 = 1$; $C2 = 0$; $C1 = 1$; $B4 = 1$; $B2 = 1$; $B1 = 0$; $A4 = 1$; $A2 = 1$; $A1 = 1$.

Зазначимо, що призначення цифри D найменш значущим розрядом, а цифри A — найбільш значущим розрядом числа, сформованого з чотирьох восьмеричних чисел, є протилежним сучасній концепції цифрових пристроїв. Але варто згадати, що система ATCRBS розвинена на основі американської системи «свій–чужий» (IFF), що була розроблена в 40-х роках ХХ ст., коли не було жодних міжнародних угод про цифрові системи.

Пульт керування ЛВ має спеціальні органи керування для забезпечення ручного введення кода (*squawk*) у межах від 0000 до 7777, де кожне восьмеричне число може набувати значення від 0 до 7. Кожна ручка керує трьома двійковими розрядами для установаження восьмеричних чисел, і чотири восьмеричних числа займають 12 розрядів. Як приклад пульта керування блока шифратора ICAO «класичного» відповідача COM-64, який багато років використовувався як універсальний ЛВ, зображено на рис. 7.6.

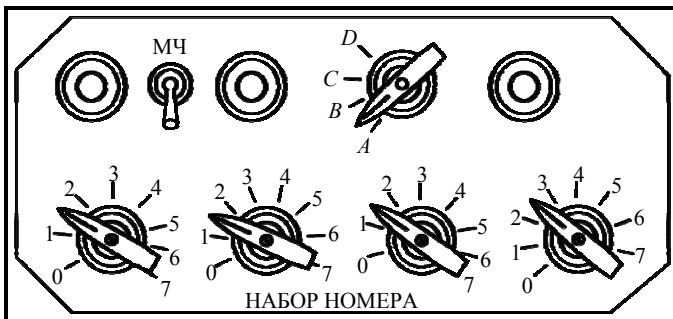


Рис. 7.6. Пульт керування шифратора ICAO ЛВ COM-64

Чотири перемикачі «Набір номера» призначені для набору одного з 4096 кодів номера ідентифікації, яким може бути номер рейсу. Зазвичай у сучасних цифрових ЛВ використовують спрощений кнопковий набір.

Ряд спеціальних повідомлень теж передаються ЛВ у разі запиту кодом А. Зокрема, кодова комбінація сигналу відповіді 7700 відповідає аварійному стану ПС, 7600 — відсутності радіозв'язку, 7500 — акту незаконного втручання в дії екіпажу, 1200 — руху за ПВП, а коди 0000 і 2000 зарезервовані для використання відповідно до регіональних угод (у США їх використовують військові). Відповідні кодові комбінації не використовуються для передавання ідентифікаційного номера ПС.

Натискання пілотом на вимогу диспетчера кнопки «Ident» («Знак»), що є на пульті керування відповідача, уводить імпульс у позицію SPI, що в кінцевому підсумку приводить до підсвічування відмітки літака на екрані ІКО диспетчера. Відповідач містить таймер, що видаляє імпульс SPI приблизно через 20 с. Приклад відповіді на запит А показано на рис. 7.7. Опорні імпульси F1 і F2 завжди наявні, а імпульс у позиції X завжди відсутній. Інформаційні імпульси містяться у тих позиціях, де передаються логічні «1», і відсутні в тих позиціях, де передається логічний «0».

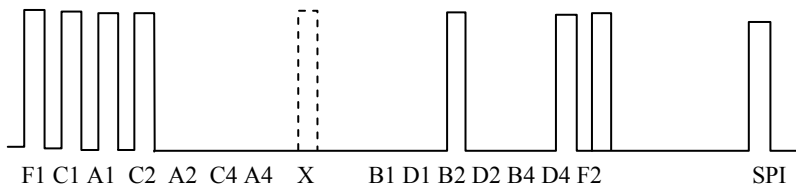


Рис. 7.7. Структура відповіді у режимі А, що містить номер рейсу 1234

Нескладно переконатися, що у викладеній системі кодування логічна одиниця на відповідній позиції має таку «ціну»:

- A1 – 1000; A2 – 2000; A4 – 4000;
- B1 – 100; B2 – 200; B4 – 400;
- C1 – 10; C2 – 20; C4 – 40;
- D1 – 1; D2 – 2; D4 м 4.

Оскільки в прикладі на рис. 7.7 одиниці стоять у розрядах C1, A1, C2, B2 і D4, то закодований номер рейсу 1234 (сума $10 + 1000 + 20 + 200 + 4$).

Крім того, наявність імпульсу в позиції SPI свідчить про те, що була натиснута кнопка «Знак» по команді диспетчера «Ident», тобто у цей момент часу оцінка літака, що виконує рейс 1234, підсвічується на екрані диспетчера протягом приблизно 20 с.

7.3.6. Дані про висоту польоту

Перш ніж приступити до обговорення проблеми кодування висоти у відповідному сигналі, необхідно розглянути різні види даних про висоту ПС, які використовуються в аеронавігації. Найбільш очевидною є висота над рівнем земної поверхні — «*Above Ground Level*» (AGL). Це висота, яку показала б рулетка, якби її можна було простягнути від літака до землі вертикально. Висота AGL необхідна головним чином під час посадки, і її вимірюють за допомогою бортового РВ. В авіаційних повідомленнях про погоду також користуються висотою AGL.

Іншим видом даних про висоту польоту є висота над рівнем моря — «*Mean Sea Level*» (MSL). Це висота над середнім рівнем моря з урахуванням коливань через припливи й відливи. Її можна визначити за даними барометричного висотоміра. З появою супутникової навігації з'явилася можливість оцінювати висоту над рівнем моря і електронним способом.

Для барометричного вимірювання висоти прилад має бути відрегульований за конкретним атмосферним тиском. Барометричний висотомір має орган регулювання (установки) атмосферного тиску, зазвичай названий кнопкою «*baro-set*». За допомогою її в барометричний висотомір уводиться інформація про місцевий атмосферний тиск на рівні моря, що є опорним. Після введення коректної опорної висоти прилад дає правильні показання висоти. У повітрі пілот може отримувати дані про атмосферний тиск на рівні моря по радіо від наземних засобів вимірювань.

З погляду системи КПП, існують певні труднощі, пов'язані з установленням тиску у висотомірі. Річ у тім, що тиск на рівні моря може відрізнитися в різних географічних районах у той самий час. Якщо барометр встановлено в аеропорті відправлення, його показання можуть виявитися неправильними для аеропорту прибуття. Крім того, тиск змінюється за зміною погодних умов. Установлення тиску може виявитися недійсним навіть для одного й того само-

го аеропорту при поверненні з польоту. Можливі також суб'єктивні помилки, допущені під час установаження вихідного тиску у висотомірі. Тому висота, яку передає ЛВ, є висотою за тиском (*pressure altitude*). Це висота, яку показує висотомір, відрегульований на деякий стандартний тиск 29,92 дюймів (760 мм) ртутного стовпа, або 101,3 кПа.

Існують два типи висотомірів, які є датчиками висоти для ЛВ. Один з них — звичайний висотомір, яким користується екіпаж для отримання візуальної інформації про висоту польоту. Його можна регулювати для вимірювання висоти над рівнем моря. Крім подання інформації екіпажу на візуальному індикаторі, він постачений пристроєм кодування даних про висоту і забезпечує електричний вихід на ЛВ. Кодувальний пристрій підключається до вимірювального органа висотоміра перед пристроєм установаження місцевого тиску. Тому дані, які надходять на вхід відповідача, не залежать від ручного установаження тиску (*baro-set*).

Інший тип кодувального висотоміра — «сліпий» кодувальник (*blind encoder*). Цей прилад не має візуального індикатора, будучи, таким чином, «сліпим» датчиком висоти. Він забезпечує тільки електричний вихід для ЛВ та інших приладів, наприклад, обчислювача повітряних сигналів. Через відсутність візуальної шкали тут установажувати тиск не потрібно. Отже, кодувальник забезпечує тільки дані про висоту за тиском.

7.3.7. Кодування висоти у режимі С

У структурі коду відповідного сигналу ті ж самі 14 часових позицій (див. рис. 7.5) використовуються для передавання інформації про висоту ПС аналогічно тому, як вони використовувалися для передавання ідентифікаційного коду ПС (номера рейсу). Єдина можливість відрізнити на землі, яку інформацію про висоту або про номер ПС містить відповідний сигнал, полягає в тому, що запитувач пам'ятає, що він запитував. Якщо був переданий запит типу С, то прийнятий кодований сигнал відповіді містить дані про висоту. Якщо ж був переданий запит типу А, то відповідь містить ідентифікаційну інформацію.

Для кодування даних про висоту використовується циклічний код Гілхема (Gilham), що являє собою сукупність рефлексного три-

декадного коду Грея (Gray) і спеціального трирозрядного рефлексного коду. Використання коду Грея обумовлено історичними причинами. Воно пов'язано із застосуванням електромеханічного цифрового кодера, що перетворював кутові положення вала, з'єднаного за допомогою сельсинної передачі з барометричним висотоміром, у набір двійкових сигналів.

Кодер, що виробляє чотирирозрядний сигнал у натуральному двійковому коді, умовно зображено на рис. 7.8. Темні й світлі сегменти являють собою двійкові одиниці й нулі відповідно. Припустимо, що темні й світлі сегменти є відповідно провідними й непровідними, а кодові значення зчитуються з них електричним способом у разі зміни кутового положення вала.

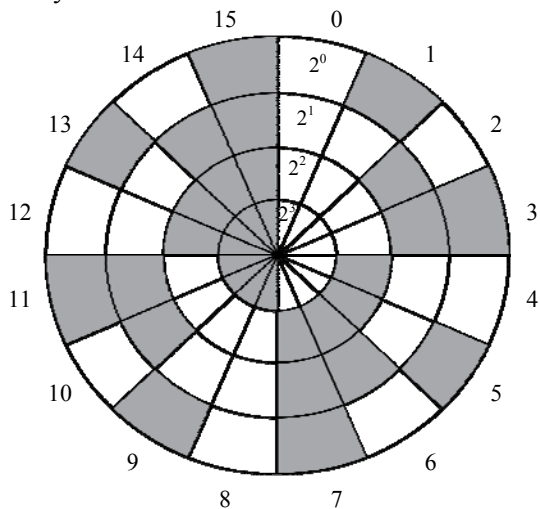


Рис. 7.8. Спрощене зображення кодера, що видає натуральний чотирирозрядний двійковий код.

Темний сегмент при зчитуванні дає одиницю, а світлий — нуль

Однією з небажаних особливостей цифрових кодерів такого типу є неоднозначність положення, що полягає у можливій зміні декількох двійкових розрядів у натуральній двійковій послідовності збільшень. Щоб проілюструвати виникнення неоднозначності положення, розглянемо випадок (рис. 7.8), коли зчитувальні щітки в чотирирозрядному кодері перебувають на з'єднанні чотирьох сегментів 0111 сектора (7) і чотирьох сегментів 1000 наступного сек-

тора (8). У цей момент часу щітка старшого розряду сходить із непровідного сегмента (0) і починає контактувати із провідним сегментом (1); інші три щітки переходять на непровідні сегменти, але ще перебувають у контакті із провідними сегментами попереднього кодового сектора. У цей момент всі щітки виявляються провідними і замість комбінації 0111 (7) або 1000 (8) буде зчитуватися помилкова комбінація 1111 (15).

Ефективним методом виключення неоднозначності положення є застосування замість натурального коду двійкового коду іншого типу. Для зниження ймовірності помилки необхідно, щоб при переході до наступних значень чисел всі наступні один за одним кодові слова відрізнялися тільки одним розрядом. Коди, що мають таку властивість, називаються циклічними. Зокрема, циклічним кодом є код Грея.

Трирозрядний код Грея порівняно з натуральним двійковим кодом наведено в табл. 7.1.

Таблиця 7.1

Трирозрядний натуральний код і код Грея

Десяткове число	Натуральний двійковий код	Код Грея
0	000	000
1	001	001
2	010	011
3	011	010
4	100	110
5	101	111
6	110	101
7	111	100

Код з відстанню одиниця (циклічний код), прийнятий як міжнародний в системі АТСRBS (код Грея), був обраний у перших системах АТСRBS саме через необхідність знизити ймовірність можливих помилок під час кодування даних за допомогою механічних пристроїв. Це стосується так званого перетворювача «вал-код», що у старих моделях ЛВ (наприклад, СОМ-64) застосовувався для перетворення значень висоти в цифрову форму. Деякі з них дотепер

експлуатуються. Цікаво, що хоча в сучасних моделях ЛВ використовуються винятково електронні АЦП, принципи кодування не змінилися.

Для задоволення підвищених вимог до діапазону висот і зниження дискретності подання даних про висоту було введено додаткову неповну декаду, для якої було достатньо п'яти кодових комбінацій. Так виник код Гілхема, що є гібридною комбінацією рефлексного тридекадного трирозрядного коду Грея і спеціального трирозрядного рефлексного коду, що має цифрову ємність п'ять одиниць. При цьому забезпечувалася повна наступність і сумісність старих та модифікованих систем. П'ятизначний циклічний код наведено в табл. 7.2, у якій у третьому стовпчику є тільки п'ять різних комбінацій, і цей код за своєю структурою та властивостями нагадує код Грея.

Таблиця 7.2

П'ятизначний трирозрядний циклічний код

Десяткова цифра (збільшення по 100 футів)	Останній значущий розряд коду Грея	П'ятизначний циклічний код
0	0	010
1	0	110
2	0	100
3	1	100
4	1	110
5	1	010
6	1	011
7	1	001
8	0	001
9	0	011

У кодї Гілхема для квантування висоти зі збільшенням 500 футів (150 м) використовується код Грея, а п'ятизначний код — для поділу цих збільшень по 100 футів (30 м).

Часові позиції А, В і D у структурі імпульсів відповіді (див. рис. 7.5), що мають інтервал 2,9 мкс (тобто два рази по 1,45 мкс),

використовуються для передавання інформації в кодї Грея. Циклічний п'ятизначний код займає позиції С у інформаційному слові даних про висоту.

Таким чином, в описаному комбінованому кодї Гїлхема інформація про висоту польоту ПС передається у виглядї одинадцятирозрядних бінарних слів. Можуть передаватися значення висоти від мїнус 1250 до плїус 126750 футів, тобто повний діапазон висот становить 128 000 футів, що відповідає приблизно 39 км. Від'ємні значення переданої висоти (висоти за тиском) можливі в тому випадку, коли реальний тиск вищий за установленого стандартного тиску (див. підрозд. 7.3.6). Мінімальне збільшення висоти (крок) становить 100 футів (30,48 м).

Якщо проаналїзувати, який діапазон висот може бути виражений одинадцятирозрядним бінарним словом, то легко помітити, що можливі $2^{11} = 2048$ різних комбінацій. Тому за значущості однієї градації 100 футів за допомогою 11 розрядів може бути закодована висота 204 800 футів. Причиною того, що насправдї максимальна кодована висота становить усього 127 750 футів (а весь діапазон висот 128 000 футів), є те, що код Гїлхема не дозволяє використовувати всі комбінації з можливих 2048.

Помилка квантування, що виникає під час передавання інформації про висоту, зумовлена ефектом квантування за цифрового подання висоти. Вона може дорівнювати ± 15 або ± 75 м для кодів зі збільшеннями 30 і 150 м відповідно.

Помилка невідповідності показань характеризує ступїнь невідповідності показань висотомїра в кабїні ПС і декодованої відповіді на індикаторї диспетчера. Ця невідповідність може бути спричинена впливом різних факторів у несполучених блоках каналів пілота і диспетчера.

Велика помилка невідповідності робить необхідним використання голосового зв'язку між пілотом і диспетчером, що значною мїрою знижує ефективність автоматичної передачі даних.

Режим польоту зазвичай вимагає, щоб висотомїри в кабїні ПС коригувалися за місцевим барометричним тиском, якщо висоти польоту нижчі від певної межі й зводилися до тиску 101 кПа (760 мм рт. ст.), під час польоту на висоті, вищій від цієї границі.

В автоматичній системі дані завжди приводяться до тиску 101 кПа, тому апаратура, що передає і приймає запити за кодом С, повинна

коригувати тиск у літаках, що летять нижче від установленої межі. Без такого коригування, помилка невідповідності показань може бути великою. Застосування режимів кодів А і С для отримання інформації про ідентифікаційний код і висоту польоту відповідно є обов'язковим для всіх систем ВРЛ.

Черговість проходження кодів запиту (А або С) установлюється програмним пристроєм ВРЛ або диспетчером. За програмного керування запитальні коди змінюються в суміжних періодах повторення сигналів запиту.

7.4. Проблеми неселективних систем вторинної радіолокації

Тривалий досвід експлуатації неселективних систем ВРЛ виявив їхні істотні недоліки. На якість функціонування таких систем, зокрема систем типу АТСРБС, пряий вплив справляє принцип їх побудови, що обумовлює певний рівень внутрісистемних завад. Уплив завад такого роду істотно зростає з підвищенням інтенсивності повітряного руху. У цьому підрозділі розглянемо основні недоліки неселективних систем ВРЛ, а також можливі методи їх усунення, користуючись матеріалами праць [71; 72].

Критично аналізуючи систему АТСРБС, не слід забувати, що ця система була розроблена понад 50 років тому. Крім того, відзначимо, що наведена нижче класифікація недоліків системи не є досконалою, оскільки різні негативні фактори, характерні для функціонування АТСРБС, часто є залежними між собою і деякі з них належать до декількох груп одночасно.

7.4.1. Завадостійкість кодування

Під час перебування літака в зоні опромінення антени запитувача зазвичай більше ніж один запит приймається бортовим обладнанням, тобто ЛВ. На землі отримані відповіді порівнюють між собою. Якщо більшість відповідей збігаються, то інформацію вважають коректною. Зазвичай відповідно до сучасному погляду на цю ситуацію можна вважати, що таке твердження не забезпечує високої ефективності використання спектра.

Таким чином, суттєвим недоліком системи є те, що запитальні та відповідні коди АТСРБС не мають ніяких засобів виявлення або

виправлення помилок, відсутній навіть найпростіший контроль парності. Це знижує вірогідність інформації. Сьогодні методи кодування з виявленням і виправленням помилок розроблені досить добре і їх доцільно використовувати в системах ВРЛ. Згодом буде показано, як це враховано у процесі розроблення нових адресних систем.

7.4.2. Роздільна здатність і точність

Роздільна здатність за азимутом залежить від властивостей ДН антени запитувача, які визначають азимутальну довжину відмітки цілі. На відміну від первинної радіолокації ДН антени впливає тільки під час приймання сигналів, а не в обох напрямках. Це означає, що характер обвідної пачки сигналів визначається не квадратичним законом зміни коефіцієнта підсилення антени запитувача $G^2(\alpha)$, а залежністю першого ступеня $G(\alpha)$.

Наслідком цього є збільшення азимутальної довжини відміток цілі і, отже, погіршення роздільної здатності і точності за азимутом через збільшення дискретності відліку початку та кінця пачки.

Крім того, низька якість визначення координат ПС за азимутом α обумовлена недостатньою частотою повторення сигналів відповіді.

Зниження точності і роздільної здатності за дальністю зумовлюється втратами, які виникають під час декодування сигналу відповіді з відносно великою часовою базою (20,3 мкс).

Радикальним способом підвищення роздільної здатності за азимутом є застосування моноімпульсного методу визначення координат цілей [73]. При використанні моноімпульсного методу антена система ВРЛ зазвичай формує два промені, відхилені на деякий кут у різні боки від осі візування антени, і основний вузький промінь, напрямлений уздовж осі антени. Спільне оброблення сигналів, що надходять по цих променях, дозволяє досягти дуже високої точності (середньоквадратична похибка — близько $0,05^\circ$) і роздільної здатності ($\approx 0,6^\circ$) за азимутом [74].

Іншою перевагою моноімпульсного методу є можливість отримання точної азимутальної інформації за одну відповідь, тоді як у звичайних системах ВРЛ для цього потрібно 8–10 відповідей. Ця обставина дозволяє системам ВРЛ працювати з низькою частотою повторення запитів, що сприяє збільшенню роздільної здатності за

дальністю. Похибка вимірювання дальності зменшується за рахунок підвищення точності визначення моменту знаходження відповідного сигналу і може скласти близько 30 м (середньоквадратичне значення).

7.4.3. Фіктивні відмітки цілей

Помилкові (фіктивні) відмітки цілей з'являються на екранах індикаторів ВРЛ здебільшого через наявність бічних пелюсток ДН антен запитувачів. Для усунення фіктивних відміток застосовують придушення бічних пелюсток (SLS) як за запитом (у ЛВ), так і по відповіді (у наземному запитувачі) [70]. Однак, навіть при нормально працюючих системах SLS можлива поява фіктивних сигналів відповідей. Помилкові відмітки, причиною яких не є незадовільне функціонування систем придушення SLS, можуть мати синхронний і несинхронний характер. Несинхронні помилкові відмітки з'являються внаслідок приймання відповідей на запити, передані сусідніми запитувачами. Їх називають природним англійським словом *fruit*.

Цей термін зберігся від системи ідентифікації «свій–чужий» (IFF) і насправді є аббревіатурою виразу *Friendly Replies Unsynchronized In Time* (FRUIT). Такі відповіді надходять від «дружніх» відповідачів, але призначені іншому запитувачу.

Існує і альтернативне розшифрування слова FRUIT — *False Replies Unsynchronized in Time*.

Синхронні помилкові відмітки можуть виникати внаслідок перевідбиттів радіохвиль від поверхні землі або місцевих предметів по лінії як запити, так і відповіді (рис. 7.9).

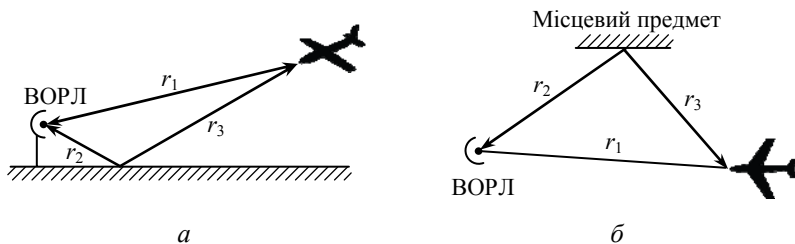


Рис. 7.9. Схема утворення синхронних помилкових цілей:

а — перевідбиття від поверхні землі; б — перевідбиття від місцевого предмета

Для того щоб відмітки сприймалися роздільно по лінії відповіді, необхідне виконання умови $(r_2 + r_3) - r_1 > \delta_r$, де δ_r — роздільна здатність вторинної РЛС за дальністю. Помилковий запит можливий, якщо виконується умова $(r_2 + r_3) - r_1 > c (t_{\text{від}} + t_{\text{зан}})$, де c — швидкість світла; $t_{\text{від}}$ — час, необхідний для передавання відповідного коду; $t_{\text{зан}}$ — час запирання ЛВ після передавання останнього імпульсу в сигналі відповіді.

Радикальним способом усунення таких фіктивних відміток цілей є вдосконалення систем придушення сигналів бічних пелюсток антен за відповіддю (RSLs — *Receiver Side Lobe Suppression*), за запитом (ISLS — *Interrogator Side Lobe Suppression*), а також упродовження нових, поліпшених систем придушення сигналів бічних пелюсток за запитом (ISLS — *Improved Interrogator Side Lobe Suppression*) [71; 74].

Несинхронні помилкові відмітки цілей, що з'являються внаслідок приймання відповідей на запити сусідніх заводових запитувачів, частково усуваються через обмеження випромінюваної потужності запитувачів і частоти повторення запитів. Відповідно до вимог ICAO [68] максимальна ефективна випромінювана запитувачем імпульсна потужність (добуток потужності радіочастотного сигналу, який підводиться до антени, і коефіцієнта підсилення цієї антени) не повинна перевищувати 52,5 дБ відносно 1 Вт, а частота запитів — не більше 450 разів за секунду.

Для придушення несинхронних завод у приймальному тракті запитувача зазвичай використовують пристрої захисту від несинхронних завод, які поряд з такими заходами, як вобуляція частоти повторення запитів і рознесення частот повторення запитальних сигналів сусідніх ВРЛ, дозволяють одержати значний ефект.

Синхронні помилкові відмітки цілей, що виникають внаслідок перевідбиттів радіохвиль від земної поверхні або місцевих предметів, частково усуваються через уведення у ЛВ пристроїв блокування приймачів на час передавання відповіді плюс 125 мкс після кожного запиту. Це зменшує ймовірність запиту ЛВ сигналами, відбитими від землі. Такий же приблизно ефект може бути отриманий у разі використання пристроїв оперативного зменшення потужності передавача ВРЛ для тих азимутальних напрямів, звідки регулярно надходять фіктивні відповіді. Зменшенню ймовірності появи фіктивних відміток сприяє також застосування антен з вели-

ким вертикальним розкритом (LVA — *Large Vertical Aperture*), що мають значну крутість нижньої крайки вертикальної ДН і за рахунок цього запобігають появі сильних перевідбиттів радіохвиль від земної поверхні.

7.4.4. Кільцеві відмітки у ближній зоні

У тих випадках, коли система придушення бічних пелюсток ДН антени не забезпечує придушення фіктивних сигналів у всьому динамічному діапазоні амплітуд вхідних сигналів, азимутальні розміри відміток цілей розширюються і у ближній зоні можуть перетворитися в безперервні кільцеві утворення (рис. 7.10).

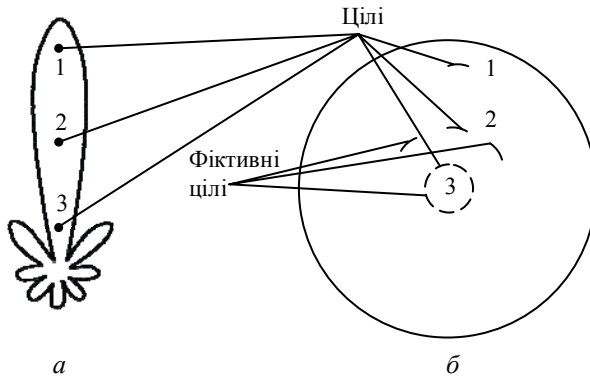


Рис. 7.10. Утворення кільцевих відміток цілей у ближній зоні:
 а — ДН антени ВРЛ; б — відображення відміток цілей на екрані індикатора

Відрізнити фіктивні цілі від справжніх або визначити азимутальне розташування справжніх цілей у цьому випадку стає неможливим.

Усунення кільцевих відміток у ближній зоні досягається шляхом поліпшення роботи систем придушення SLS. Цьому сприяє розширення динамічного діапазону (ДД) основного каналу і каналу придушення приймача запитувача. Корисним є застосуванням систем придушення з фазовим «фарбуванням» сигналів [71] і ефективних систем ЧАРП. Радикальним способом усунення кільцевих відміток є застосування антен з «ідеальними» ДН, тобто майже без бічних пелюсток. Але для цього необхідні неабиякі кошти. Тому вважається, що зменшення рівня бічних пелюсток ДН антен нижче за мінус 27...29 дБ є економічно недоцільним.

7.4.5. Дроблення (розщеплення) відміток цілей

Дроблення, або розщеплення полягає у тому, що в автоматичних системах оброблення сигналів замість однієї відмітки з'являються дві або більше відміток. Причинами цього можуть бути періодична відсутність відповідей ЛВ на запити ВРЛ із землі, неправильне спрацювання систем придушення бічних пелюсток за запитом і відповіддю, а також неправильне дешифрування запитальних і відповідних сигналів через завади, що виникають у каналах «земля–борт» і «борт–земля».

Періодичне запирання ЛВ спостерігається в тих випадках, коли ЛВ одночасно запитується декількома запитувачами, розташованими на сусідніх радіолокаційних позиціях (явище групового захоплення цілей). Відповідач може також блокуватися сигналами самого запитувача, якщо ці сигнали надходять із затримкою, викликану багатопрошляховим поширенням хвиль (відбиття від земної поверхні або місцевих предметів). За великої частоти запитів у ЛВ спрацьовує система автоматичного обмеження чутливості приймача, що тимчасово припиняє відповіді на запити, що надходять з великої відстані. Неправильне спрацювання систем придушення бічних пелюсток ДН часто пояснюється невідповідністю конфігурації вертикальної ДН запитувальної антени і ДН антени придушення. Така невідповідність призводить до порушення заданих співвідношень між сигналами в каналі придушення і основному каналі за певних кутів місця, що викликає втрату деякої частини запитів або відповідей. Такі ж втрати запитів і відповідей можуть відбуватися в дешифраторах прийнятих сигналів у разі одночасного приймання сигналів від декількох відповідачів.

Розщеплення відміток цілей може призвести до їх повної втрати, якщо причини розщеплення мають довгостроковий характер. Після декількох оглядів простору, якщо ціль не появилася, вона автоматично виводиться із супроводу (втрата цілі). Додатковою причиною втрати цілей може бути ефект екранування антен ЛВ елементами конструкції ПС під час виконання маневрів.

Для усунення дроблення і зникання відміток цілей використовують методи, в основу яких покладено поліпшені алгоритми оброблення сигналів відповіді, удосконалені конструкції антен, оптимізація розміщення запитувачів у зоні відповідальності центрів

КПР, раціональний вибір місця установлення ВРЛ, що забезпечує мінімальний рівень сигналів, перевідбитих від місцевих предметів.

Часто доводиться приймати компромісні рішення щодо вимог зменшення ймовірностей дроблення відміток цілей і появи помилкових цілей. На компромісній основі потрібно вибирати такі параметри, як потужність передавача ВРЛ, частоту запитів, час блокування приймачів ЛВ, рівень спрацювання автоматичних обмежників завантаження відповідачів, межі автоматичного регулювання потужності запитувача залежно від азимутального положення антени.

7.4.6. Вплив внутрісистемних завад на достовірність функціонування системи

У системі АТСРБС працює певна кількість наземних запитувачів і багато ЛВ. На вхід приймача запитувача надходить випадковий потік сигналів відповідей. Частина з них може перекриватися в часі. Інтенсивність потоку відповідей і час появи кожної відповіді залежать від кількості та місця розташування запитувачів на землі, характеристик технічних засобів системи ВРЛ і багатьох інших факторів. Усі запитувачі і ЛВ є потенційними джерелами внутрісистемних завад для кожної з пар «запитувач–відповідач».

Внутрісистемні завади знижують імовірність отримання достовірної інформації в системі.

Основними причинами появи внутрісистемних завад у неселективних системах ВРЛ є:

- одночасні відповіді декількох ЛВ, що потрапляють у створ променя напрямленої антени запитувача у вертикальній або горизонтальній площині (рис. 7.11); такі відповіді є джерелом синхронної імпульсної завади;
- одночасний запит одного відповідача декількома запитувачами (рис. 7.12);
- багатошляхове проходження запитів і відповідей за рахунок перевідбиттів радіохвиль від земної поверхні та/або місцевих предметів (див. рис. 7.9);
- відповіді ЛВ, розташованих поза межами однозначного визначення відстані до цілі, інакше кажучи, відповіді, які надходять після випромінювання наступного запитувального сигналу;
- неоднозначність напрямку запиту через наявність бічних петлюнок ДН антени запитувача (рис. 7.13).

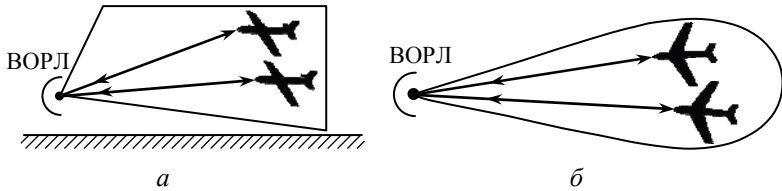


Рис. 7.11. Одночасна відповідь двох ЛВ, що містяться у створі променя напрямленої антени запитувача у вертикальній (а) або горизонтальній (б) площині

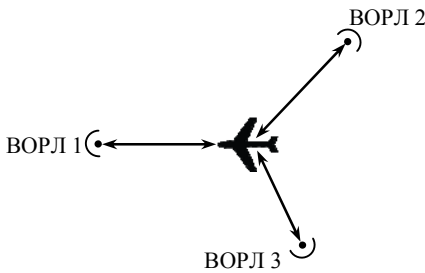


Рис. 7.12. Одночасний запит одного ЛВ декількома запитувачами

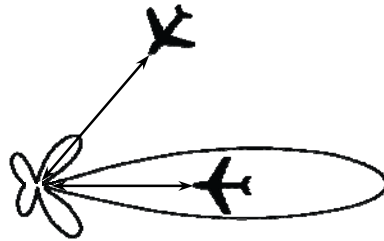


Рис. 7.13. Неоднозначність напрямлення запити за наявності бічних пелюсток ДН антени запитувача

Розглянемо синхронну імпульсну заваду (*garble*), що виникає, коли два літаки перебувають на майже однакових відстанях від антени запитувача.

Відповіді від обох ЛВ надходять до запитувача майже одночасно й взаємно інтерферують. Літаки можуть бути досить добре розділені в просторі, але все-таки залишатися на одній дальності від антени запитувача. У разі накладення відповідей часові позиції імпульсів однієї відповіді можуть приблизно збігатися з позиціями імпульсів іншої відповіді, що призводить до помилок декодування.

Накладення відповідей може мати випадковий або синхронний характер. В останньому випадку ситуація накладення відповідей триває протягом деякого часу, коли два або декілька ПС перебувають приблизно на одному азимуті, а їхні дальності відрізняються не більше, ніж лінійні розміри бази коду відповіді.

Уплив такого роду внутрісистемних завад особливо проявляється при великій інтенсивності повітряного руху та при збільшенні числа запитувачів. Через це вірогідність інформації і якість функціонування систем ВРЛ виявляється недостатньо високою для їхнього використання в складних зонах КПП.

Методи підвищення достовірності інформації можна розділити на дві групи:

- проведення технічних і організаційних заходів щодо зниження рівня внутрісистемних завад;
- уведення до складу апаратури оброблення сигналів ВРЛ ефективних пристроїв захисту прийнятої інформації від спотворень.

Дії в межах першої групи мають бути спрямовані на усунення або мінімізацію всіх зазначених видів завад. Радикальним засобом усунення внутрісистемних завад є вдосконалення самої системи, зокрема введення селективного адресного запиту.

До другої групи належать уведення до складу наземного устаткування багатоканальних пристроїв декодування накладених відповідей, пристроїв захисту від несинхронних завад, вобуляторів частоти повторення запитальних сигналів, пристроїв виправлення помилок і бланкування інформації, що не пройшла випробування на підтвердження в запитах однойменних режимів.

7.4.7. Інформаційна ефективність системи ATCRBS

Досвід експлуатації неселективних систем ВРЛ показав, що кількість кодів, якість і обсяг переданої інформації є недостатніми. Особливо гостро це стосується обмеженої кількості кодів упізнання ПС (ідентифікації) під час роботи вторинних систем у системі ATCRBS. Кількість кодів має бути достатньою для того, щоб охопити всі літаки світу.

Інформаційні можливості систем типу ATCRBS майже вичерпані. Спроби збільшити кількість видів і обсяг переданої інформації в межах цієї системи приводили або до зниження кількості обслуговуваних одночасно ПС, або до збільшення рівня внутрісистемних завад і зниження достовірності інформації.

Із підвищенням інтенсивності повітряного руху розглянуті проблеми ATCRBS ставали дедалі більш актуальними.

Обмежені інформаційні можливості неселективних систем вторинної радіолокації стримують подальший розвиток всієї системи КПП, систем попередження зіткнень, а також автоматичних ліній передавання даних «борт–земля» і «земля–борт».

У результаті FAA визначила, що розроблення більш досконалої системи стало життєво необхідним. Були знайдені кошти на розроблення нової системи, яка повинна викликати ЛВ вибірково і, зокрема, щоб два літаки, що перебувають поблизу, формували б тільки одну коректну відповідь. Таким чином, вихід був знайдений щодо створення вторинних РЛС дискретно-адресного типу. Інформаційні можливості таких систем на кілька порядків перевищують інформаційні можливості неселективних вторинних РЛС.

Передбачалося збільшити поле даних таким чином, щоб кожний літак у світі міг мати свій унікальний ідентифікаційний код. Система отримала назву *Discrete Address Beacon System (DABS)*, а ЛВ, що відповідає новій системі — відповідач режиму S, де S (від *selective*) — селективний, тобто такий, що вибирає. Система DABS здатна селективно адресувати запит одному обраному ЛВ. Інші літаки, що перебувають у зоні дії системи, не будуть відповідати на такий селективний запит.

7.5. Дискретно-адресна система вторинної радіолокації

7.5.1. Загальні вимоги до селективних систем вторинної радіолокації

Спочатку дискретно-адресна система вторинної радіолокації (ДАС ВРЛ — DABS), або система ВРЛ із режимом S була розроблена з метою зниження внутрісистемних завад, насамперед, синхронних імпульсних завад, властивих АТСРБС, і поліпшення якості систем спостереження і КПП. Нова система мала задовольняти таким вимогам протягом перехідного періоду.

1. Бути здатною селективно запитувати ЛВ, що мають режим S. Це вимога забезпечує адресний запит, є ключовою вимогою для системи з режимом S.

2. Забезпечувати передавання запитувачу інформації про висоту і код ідентифікації (упізнавання). Це гарантує, що система з режимом S буде принаймні не гірша, від системи АТСРБС.

3. Запитувачі типу АТСRBS повинні працювати з відповідачами типу S без будь-якої модернізації запитувача; запитувати відповідачі типу АТСRBS так само, як це відбувається в системі АТСRBS. Цю вимогу зумовило поетапне впровадження нової системи, що передбачає в перехідний період мати в експлуатації обидва типи запитувачів і відповідачів (як АТСRBS, так і з режимом S). Літаковий відповідач з режимом S повинен відповідати на запити, передані запитувачами АТСRBS, точно так само, як і відповідач системи АТСRBS.

4. Передавати відповідачем свій ідентифікаційний код, якщо він невідомий запитувачу. Ця вимога зумовлена тим, що відповідач не може бути запитаний окремо, якщо його ідентифікаційний код (адреса) невідомий. Отже, повинна бути забезпечена можливість визначення адреси ЛВ.

5. Бути здатною передавати низку додаткових даних, крім інформації про висоту та ідентифікаційний код. Це забезпечує можливість застосування режиму S у перспективних просунутих системах спостереження, у тому числі в системах запобігання зіткненням та інших системах, пов'язаних з обміном даними.

6. Забезпечувати більш високу ефективність використання спектра порівняно з АТСRBS. Задоволення цієї вимоги забезпечує, що функціонування системи в режимі S не буде викликати такої кількості завад на частотах запиту і відповіді, як система АТСRBS.

7.5.2. Призначення вторинної радіолокації системи з режимом S

Оскільки основною метою розробленні дискретно-адресної системи вторинної радіолокації (ДАС ВРЛ) було радикальне підвищення якості вторинних систем спостереження й КПП, то першочергове призначення селективних систем формулювалося так само, як і неселективних: отримання координатної інформації про місцезнаходження ПС і деякої додаткової польотної інформації.

Надалі стали очевидними широкі потенційні можливості систем з режимом S і їх функціональне призначення:

– спостереження — отримання інформації про місцезнаходження ПС і деякі параметри його польоту (режим S вторинних оглядових радіолокаторів);

– організація автоматичного цифрового зв'язку по лініях «земля–борт», «борт–земля» і «борт–борт» (лінії передачі даних режиму S);

– попередження зіткнень ПС у повітрі (БСПС на основі використання режиму S, що буде розглянуто в розділі 8).

У цьому розділі, головним чином, розглядається перша функція ДАС ВРЛ (режим S вторинних оглядових радіолокаторів), що реалізується в процесі спільного функціонування ВРЛ і ЛВ.

Реалізація функції спостереження в режимі S припускає обов'язкове отримання за індивідуальним запитом інформації впізнання і даних про барометричну висоту польоту ПС в одній відповіді. Координатна інформація про азимут і похилу дальності до ПС отримується звичайним способом за часом затримки відповідного сигналу і положенням запитуваної антени в момент приймання відповіді. Високі азимутальна точність і роздільна здатність забезпечуються використанням моноімпульсного методу роботи запитувача.

7.5.3. Функціонування селективної системи вторинної радіолокації

Загальні вимоги до селективних систем зумовлюють їх властивості, які в сукупності становлять основну концепцію функціонування системи. Ключові властивості ВРЛ із режимом S такі:

- індивідуальна адресація запитів;
- можливість використання для отримання інформації лише однієї відповіді на індивідуальний запит незалежно від кількості ЛВ, що перебувають у зоні дії запитувача;
- сумісність з існуючими неселективними системами вторинної радіолокації;
- можливість еволюційного впровадження.

Індивідуальна адресація запитів забезпечується тим, що в режимі S кожне ПС має свою адресу і може запитуватися в індивідуальному порядку. У неселективних системах ВРЛ адресація здійснюється променем антени: всі ПС, що потрапляють у простір, що перекривається основною пелюсткою антени, а також бічними пелюстками за недостатньо ефективною роботою систем придушення бічних пелюсток, відповідають на запити наземного запитувача. Відповіді також можуть ті ПС, які не потрапляють у простір променя

антени, але які потрапляють у зону дії перевідбитих хвиль. Застосування адресного запиту знімає більшість проблем, пов'язаних з появою синхронних і несинхронних завад у традиційних системах ВРЛ.

Адреса режиму S — це індивідуальна кодова комбінація, що складається з 24 розрядів і привласнюється кожному ПС на міжнародній основі відповідно до «Глобальної системи розподілу, присвоєння й застосування адрес повітряних суден», розробленої ІСАО. Усього існує $2^{24} = 16\,777\,216$ адрес. Кожній державі ІСАО виділяє певний блок адрес різної ємності. Усередині держави присвоєнням адрес займається орган реєстрації ПС.

Запити бортових відповідачів селективними ВРЛ виробляються відповідно до переліку (списку) ПС, що обслуговуються. Цей перелік створюється на радіолокаційній позиції або в центрі КІР. Запитувачі режиму S мають можливість виявити і визначити адресу нового ПС, як тільки воно з'явиться в зоні видимості запитувача, увести його в перелік ПС, що обслуговуються, і далі здійснювати з ним адресну роботу.

Виявлення нових ПС забезпечується за допомогою безадресних запитів загального виклику, які запитувач періодично випромінює з низькою частотою повторення. Відповідачі, що працюють у режимі S, у відповідь на запити загального виклику повідомляють свою адресу, яка автоматично вводиться в перелік адрес, що обслуговуються ПС. Є можливість блокувати роботу тих відповідачів, які вже повідомили свою адресу для того, щоб не витратити час на запит уже зареєстрованих ПС.

Після кожного загального виклику ведеться адресна робота з усіма виявленими ПС з обміном інформацією по лініях зв'язку «земля–борт» і «борт–земля».

Система ВРЛ режиму S, а саме її запитувач, передбачає можливість отримання необхідної інформації з однієї відповіді. Це дозволяє істотно поліпшити азимутальну роздільну здатність, а також точність визначення координат ПС і радикально знизити інтенсивність внутрісистемних завад. Можливість отримання необхідної інформації з використанням тільки однієї відповіді реалізується шляхом застосування моноімпульсного методу визначення азимутального положення цілі. Це дозволяє не тільки істотно підвищити точність і роздільну здатність системи, але й зменшити частоту запитів, що в кілька разів знижує ймовірність появи внутрісистемних завад.

Запитувач вторинної РЛС виконує також ряд інших видів оброблення сигналу, наприклад, селекцію рухомих цілей для усунення відбиттів від стабільних (нерухомих) об'єктів типу хмар або будинків (див. підрозд. 7.2.3).

Щоб позбавитися паразитних відбиттів, характерних для вторинної РЛС (*fruit*), частоти повторення різних запитувачів навмисно робляться трохи відмінними, тому два наземні запитувачі ніколи не можуть бути синхронізовані. Ця особливість подібна тому, що зроблено в DME, де запити випадкові за характером. Вторинні радіолокатори мають цілком визначене місцерозташування, тому кожному з них може бути призначена певна частота повторення запитальних сигналів, тоді як бортовий запитувач DME може з'явитися де завгодно, і для нього більше підходить випадкова послідовність запиту.

Усунення завади типу *fruit* є завданням пристрою «дефрутера» (*defruiter*), що відокремлює корисну відповідь від завади. Відомо, що дальність дії відповідача не може набагато змінитися від одного запиту до наступного. Є часове вікно, у яке повинна потрапити відповідь від певного відповідача. Випадковий сигнал *fruit* може з'явитися в деякому вікні часу, але дуже мало ймовірно, що це повториться в результаті наступного запиту. Тому процедура *defruiting* ґрунтується на повторенні процесу запиту вторинним радіолокатором і простежуванні ідентичності результату. На відміну від DME таке простежування має виконуватися, не для одного наземного приймача–відповідача, а для великої кількості літаків.

Сумісність селективних (S) і неселективних (ATCRBS) систем забезпечується такими умовами:

- наземне й бортове устаткування режиму S використовує ті ж несні частоти запиту і відповіді, а також поляризацію радіохвиль, як і устаткування ATCRBS;
- наземні запитувачі режиму S можуть генерувати запитувальні коди і обробляти відповідні сигнали режимів ATCRBS;
- наземні запитувачі режиму S мають можливість роздільно виявляти ПС, оснащені відповідачами, що працюють у режимах ATCRBS і S;
- відповідачі, що працюють у режимі S, мають можливість відповідати на запити режимів ATCRBS кодами, які відповідають відповідним кодам устаткування, що працює в режимах ATCRBS;

– відповідачі, що працюють тільки в режимах ATCRBS, не реагують на селективні запити, звернені до відповідачів, що працюють у режимі S.

Загальний виклик у режимах ATCRBS (A/C) і S призначений для отримання відповідей від бортових відповідачів, що працюють у режимах ATCRBS (A/C), з метою забезпечення функції спостереження за повітряною ситуацією для літаків, обладнаних міжнародними відповідачами неселективної вторинної радіолокаційної системи ATCRBS. Одночасно виявляються всі відповідачі, що працюють у селективному режимі. На запит загального виклику відповідачі, що працюють у режимі S, зазвичай повідомляють на землю тільки свою адресу і деякі додаткові дані про потенційні інформаційні можливості відповідача. Якщо виділено адресу певного ПС, подальшу роботу з ним ведуть тільки в режимі S з використанням протоколу блокування загального виклику.

Загальний виклик у режимах ATCRBS (A/C) призначений для одержання відповідей тільки від ПС, оснащених відповідачами, що працюють у режимах ATCRBS. Селективні бортові відповідачі на ці запити не реагують. Мовчання адресних запитувачів у цьому випадку важливе для зменшення ймовірності появи синхронних завад у процесі функціонування систем БСПС (див. розділ 8).

Загальний виклик тільки в режимі S виявляє всі ПС, обладнані селективними відповідачами, і визначає їхні індивідуальні адреси. Адреса запиту в цьому режимі складається з 24 одиниць і на нього реагують усі селективні відповідачі незалежно від привласненої їм індивідуальної адреси. Адресація запитувального сигналу в цьому випадку виробляється за рахунок застосування гостронапрявленої антени. Запитані в такий спосіб відповідачі передають на землю свої 24 розрядні індивідуальні адреси і допоміжну інформацію про потенційні можливості відповідача, а також перевірні символи, що дозволяють підтвердити надійність прийнятої інформації. Відповідачі, що працюють у режимах ATCRBS, на ці запити не відповідають.

Усенаправлений запит (широкомовний запит) використовується для передавання інформації загального призначення всім ПС, що працюють в режимі S. У такому широкомовному запиті використовується адреса, що складається з 24 двійкових одиниць, а не адреса окремого ПС. Повідомлення одночасно передається всім ПС, що потрапляють у промінь гостронапрявленої антени.

Від ПС, що отримали такий запит, не потрібно відповіді, оскільки при цьому може відбутися накладення відповідей близько розташованих ПС. Отже, відповідей немає, тобто запитувач не отримує повідомлень, що підтверджують вірогідність прийнятої відповідачами інформації, і не може повторити цей запит для тих ПС, яким не вдалося одержати передані повідомлення.

Тому в разі широкомовного запиту передається тільки така інформація, що має другорядне значення або яка повторюється через короткі проміжки часу.

На адресний запит відповідає тільки один бортовий відповідач, якому цей запит призначений. Обмін інформацією здійснюється блоками по 56 або 112 розрядів (бітів), які є стандартним або подовженим повідомленнями відповідно. У разі потреби система здатна передавати ще довші повідомлення, утворені послідовним з'єднанням декількох подовжених повідомлень.

7.6. Запити системи з режимом S

7.6.1. Імпульси запитувальних сигналів

Процес функціонування ВРЛ з режимом S можна розділити на дві фази: фазу виявлення ПС, обладнаного відповідачем режиму S, і фазу адресної роботи. Цим двом фазам відповідають різні за формою запитувальні сигнали. Особливості сигналів зумовлюються також вимогою сумісності селективних і неселективних систем вторинної радіолокації.

Запити складаються із серії імпульсів, які позначають символами P1, P2, ..., P6. Імпульси P1, P2, P3 аналогічні відповідним імпульсам системи АТСRBS, імпульси P4, P5, P6 додаються в режимі S і разом з першими використовуються в різних комбінаціях для формування трьох груп запитів:

- 1) запитів загального виклику в режимах A/C/S;
- 2) запитів загального виклику тільки в режимах A/C;
- 3) запитів у режимі S.

Запити перших двох груп називають також міжрежимними, комбінованими або неселективними. Вони призначені для одночасної роботи з бортовими відповідачами системи АТСRBS і ДАС ВРЛ. Запити третьої групи є селективними.

Запити загального виклику в режимах A/C/S призначені для отримання від відповідачів системи ATCRBS інформації про код упізнавання (режим A) або про барометричну висоту (режим C), а також для виявлення ПС, обладнаних відповідачами режиму S, тобто виділення адреси ПС.

Запити загального виклику тільки в режимах A/C призначені для отримання від бортових відповідачів системи ATCRBS відповідної інформації та блокування приймача-відповідача ДАС ВРЛ, які на запити не відповідають. Ця група запитів містить у собі два запити: запит загального виклику тільки в режимі A і запит загального виклику тільки в режимі C.

Запити в режимі S призначені тільки для приймачів-відповідачів ДАС ВРЛ. Вони мають різні модифікації (формати), що передбачають отримання адреси ПС, ведення адресного спостереження, передавання повідомлень.

Несна частота запитальних сигналів ДАС ВРЛ така сама, що й для неселективної системи — 1030 МГц. Варто звернути увагу на вимогу до стабільності несної ($1030 \pm 0,01$) МГц, що збільшилася на порядок порівняно із системою ATCRBS. Це зумовлено використовуваним видом модуляції в запитальних сигналах.

Поляризація запитальних сигналів вертикальна.

Модуляція. У запиті режиму S в імпульсі P6 використовується відносна фазова маніпуляція несної (*Differential Phase-Shift Keying* — DPSK). В інших випадках використовується імпульсна модуляція.

Амплітуди імпульсів P1, P3, P4, P7 не повинні відрізнятися один від одного більше ніж на 1 дБ. Амплітуда імпульсу P2 має бути не менше ніж на 9 дБ меншою за амплітуди імпульсу P1 у межах основного променя ДН антени запитувача. Поза межами основної пелюстки амплітуда імпульсу P2 повинна бути не меншою від амплітуди імпульсу P1.

Ширина спектра запитального сигналу обмежується для зменшення впливу на системи, що працюють на близьких частотах. До таких систем належать далековимірні системи DME і первинні радіолокатори L-діапазону. Рівні складових спектра не повинні перевищувати значень, поданих на рис. 7.14. Ширина спектра сигналу запиту в режимі S залежить від складу переданої інформації. Найширший спектр відповідає запиту, у якому блок даних імпульсу P6 містить всі логічні одиниці, що відповідає максимальній кількості змін фази несної на 180° при відносній фазовій модуляції (ВФМ).

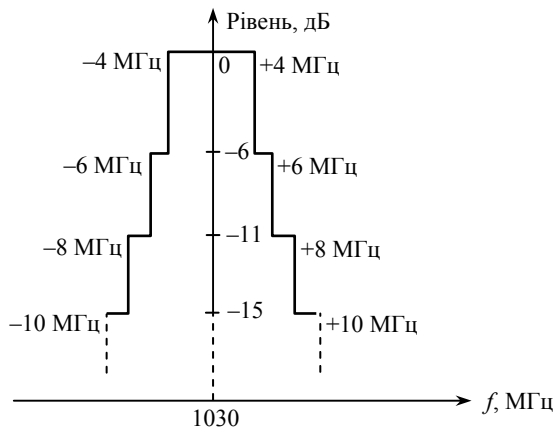


Рис. 7.14. Обмеження на рівні складових спектрів запитувального сигналу ДАС ВРЛ

Часові інтервали між імпульсами P1 і P3 становлять $(8 \pm 0,2)$ мкс у режимі А або $(21 \pm 0,2)$ мкс у режимі С; між імпульсами P1 і P2 – $(2 \pm 0,15)$ мкс; між імпульсами P3 і P4 – $(2 \pm 0,05)$ мкс.

Тривалість імпульсів P1, P2 та P3 становить $(0,8 \pm 0,1)$ мкс. Тривалість імпульсу P4 залежить від виду міжрежимного запиту і становить або $(1,6 \pm 0,1)$ мкс (у запитах загального виклику в режимах А/С/S), або $(0,8 \pm 0,1)$ мкс (у запитах загального виклику тільки в режимах А/С). Розглянемо часову структуру селективних і неселективних запитів у системі з режимом S.

7.6.2. Неселективні запити

Неселективні запити є найпростішими й здійснюються методами, близькими до тих, які були розроблені для системи АТСRBS. На рис. 7.14–7.16 схематично показано шість неселективних запитів. Неселективні запити використовують тільки імпульсну амплітудну модуляцію, оскільки на ці запити повинен реагувати відповідач АТСRBS.

Перші два неселективних запити (рис. 7.15) є звичайними запитами типу А і С, використовуваними в АТСRBS. Вони не є запитами режиму S. Відповідач із режимом S відповідає на ці запити так, ніби це був АТСRBS відповідач, що є однією з умов сумісності відповідача S із системою АТСRBS.

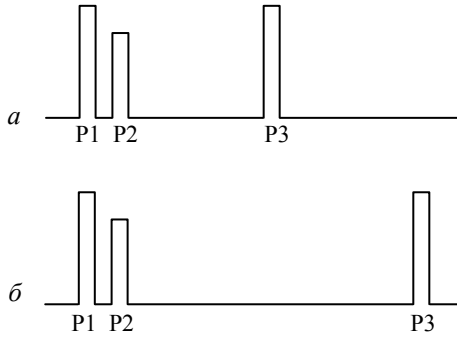


Рис. 7.15. Запити типу А (а) і С (б), використовувані системою АТСRBS

Два неселективних запити режиму S — «загальний виклик» у режимах S, A і C (АТСRBS/mode S, A and C all calls) показано на рис. 7.16. Загальний виклик (all call) передбачає, що на нього відповідають всі відповідачі режиму S.

Виникає питання, що відбувається з відповідачами АТСRBS, коли вони приймають такі запити. З рис. 7.16 видно, що ці запити майже повністю збігаються зі стандартним запитом системи АТСRBS за винятком того, що в кодову комбінацію запиту включений додатковий імпульс P4.

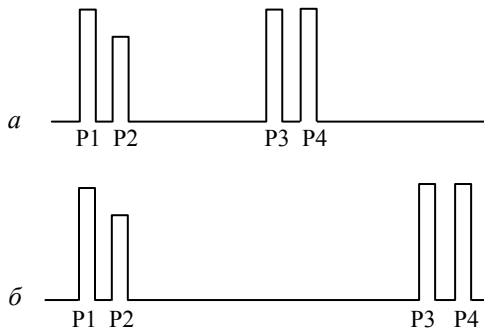


Рис. 7.16. Неселективний запит режиму S «загальний виклик»: для ЛВ АТСRBS код а викликає відповідь у режимі А, а код б — відповідь у режимі С; для ЛВ режиму S обидва запити викликають адресу ЛВ

Згадаймо, що відповідачі ATCRBS повинні відповідати через 3 мкс після надходження фронту наростання дійсного для них запиту, що складається з імпульсів P1 і P3 (P2 — імпульс придушення). Це означає, що відповідач ATCRBS перебуває в режимі передавання більшу частину часу, поки приймається імпульс P4. Коли відповідач ATCRBS приймає дійсний для нього запит, він більше не може приймати сигнали протягом 50 мкс, відраховуючи від фронту наростання імпульсу P3, яким закінчується дійсний запит.

Таким чином, відповідач ATCRBS відповідає звичайним чином на загальний виклик ATCRBS/mode S, A and C all calls. Він формує відповідний сигнал або в режимі A, або в режимі C залежно від виду запиту.

З іншого боку, ЛВ режиму S відповідає з набагато більшим часом затримки (128 мкс). Тому, на відміну від відповідача ATCRBS, він сприймає імпульс P4, який надходить через 2 мкс після P3. Тривалість імпульсу P4 у цьому випадку дорівнює 0,8 мкс (називатимемо його вузьким імпульсом P4). Вузький імпульс P4 у запитальному сигналі є ознакою запиту режиму S.

Таким чином, загальний запит ATCRBS/mode S викликає відповідь від ЛВ режиму S, причому ця відповідь є відповіддю режиму S, що містить адресу ЛВ режиму S. Загальний запит ATCRBS/mode S є запитом режиму S, оскільки відповідач режиму S відповідає на нього відповіддю режиму S (зі своєю адресою). Відповідач режиму S, розпізнаючи вузький імпульс P4, визнає запит як режим S. Якби не було вузького імпульсу P4, то відповідач режиму S зробив би відповідь режиму ATCRBS.

П'ятий і шостий неселективні запити, показані на рис. 7.17, є запитами загального виклику відповідачів ATCRBS. Як показано вище, ЛВ типу ATCRBS не сприймає P4 і відповідає в режимі A або C залежно від типу запиту (про ідентифікаційний код (A) або про висоту (C)).

Відповідач же режиму S не буде відповідати на такий запит. Відповідач режиму S знає, що цей запит виходить не від запитувача типу ATCRBS, а від селективного запитувача, але адресується тільки відповідачам ATCRBS. Це легко з'ясується за наявністю імпульсу P4 і результатом вимірювання його тривалості. У цьому випадку тривалість імпульсу P4 дорівнює 1,6 мкс (широкий імпульс P4).

Таким чином, вимірюючи тривалість імпульсу P4 у запитальному коді, відповідач типу S визначає, що тривалість імпульсу P4 перевищує встановлений поріг, який розрізняє тривалості імпульсів 0,8 і 1,6 мкс; якщо поріг перевищений, то випромінюється широкий імпульс P4 (1,6 мкс). Це означає, що запит системи типу S у цьому випадку стосується тільки відповідачів типу ATCRBS, і відповідач типу S відповідати не буде.

7.6.3. Селективний запит і загальний виклик

Друга широка категорія запитів у режимі S — селективні запити. Селективний запит вимагає адреси відповідача, від якого очікується відповідь. Тому перш ніж розглядати власне принципи кодування інформації у селективного запиту, важливо зрозуміти, яким чином запитувач дізнається адреси ПС. Розглянемо, як селективний запит і загальний виклик використовуються в системі з режимом S.

Припустімо, що нову систему з режимом S включено вперше. Насправді РЛС системи КІР працює цілодобово, і запуск із холодного стану є досить рідкісним, але процеси при запуску з холодного стану наочно демонструють, як система з режимом S використовує загальний виклик. Першорядне завдання запитувача режиму S після його включення полягає у тому, щоб визначити місцеперебування всіх літаків та ідентифікувати їх у межах його досяжності. Нехай деякі ЛВ є відповідачами системи ATCRBS, а інші — відповідачами режиму S. Якщо запитувач режиму S передає запити ATCRBS A/C (рис. 7.15), то відповідають усі ЛВ (режиму S і типу ATCRBS). Якщо немає істотного впливу завад або спотворень, це дозволяє визначити місцеперебування всіх літаків та ідентифікувати їх у межах дальності дії. Ідентифікаційна інформація у цьому випадку являє собою сигнал *squawk* ATCRBS, за якого ідентифікаційний код уводиться в ЛВ вручну (див. підрозд. 7.3.4 і 7.3.5). Таким чином, ця відповідь не є відповіддю режиму S, що містить адресу літака, навіть якщо літак обладнаний ЛВ режиму S.

Ідентифікація з використанням режиму S здійснюється під час передавання загального виклику ATCRBS/mode S all call (рис. 7.16). На такий сигнал запитувача ЛВ режиму S автоматично повідомляє свою унікальну адресу.

У результаті виконання цього етапу функціонування системи запитувач уже визначив місцеперебування всіх літаків у зоні огляду, включаючи висотну інформацію, і знає, які з них обладнані ЛВ АТСRBS, а які — ЛВ з режимом S. Індивідуальна адреса кожного літака, обладнаного ЛВ із режимом S, також тепер відома. Маючи цю інформацію, майбутні запити на адресу ЛВ режиму S можуть бути зроблені вже селективним методом у режимі S.

Загальний виклик тільки для відповідачів АТСRBS (рис. 7.17) дозволяє запросити відповідачі АТСRBS, у результаті чого будуть отримані відповіді тільки від відповідачів АТСRBS. Це зменшує кількість передавань на частотах відповіді.

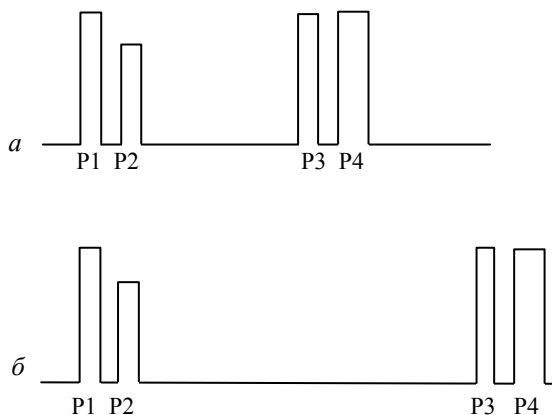


Рис. 7.17. Неселективний запит режиму S «загальний виклик» для ЛВ АТСRBS: код *a* викликає відповідь у режимі А, а код *б* — відповідь у режимі С; ЛВ режиму S відповіді не дає

Припустімо, що після включення запитувача режиму S з холодного стану створилася ситуація, у якій виникають синхронні імпульсні завади, пов'язані з отриманням сигналів від декількох ЛВ. Якщо послідовність запитів така, що робота починається з режиму АТСRBS А/С, то запити можуть призвести до спотворених відповідей. Нехай другим у послідовності запитів є загальний виклик АТСRBS/mode S all call, і він одночасно запитує два відповідачі: АТСRBS і режиму S.

Літаковий відповідач АТСRBS відповідає в одному зі своїх режимів (А/С), а ЛВ режиму S дає відповідь у режимі S. Затримка в часі між отриманням запиту і передаванням відповіді для відпові-

дача ATCRBS становить 3 мкс, а для відповідача режиму S — 128 мкс. Тому два ЛВ, які подавали спотворену інформацію для запиту ATCRBS, будуть подавати неспотворену інформацію у відповідь на загальний виклик у режимі S.

Якщо два ЛВ, один з яких є ATCRBS, а другий — режиму S, розташовані так, що можуть створити синхронну заваду у відповідь на загальний запит, тоді доцільно використовувати режим ATCRBS, щоб уникнути спотворених відповідей.

Тепер розглянемо ситуацію, коли запитувач уже працює деякий час. Нехай два літаки, один із яких обладнаний ЛВ режиму S, а другий — ATCRBS, потрапляють у ситуацію, коли можуть відбутися накладення відповідей, що спотворюють інформацію, після того, як вони вже ідентифіковані запитувачем. У цьому випадку відносно ЛВ режиму S необхідно застосувати селективний запит, що не спричиняє відповіді ЛВ ATCRBS. Водночас загальний запит лише ATCRBS може бути використаний замість запиту ATCRBS, і тоді відповідач режиму S не буде відповідати. Отже, у цій ситуації спотворення відвернено.

Таким чином, якщо запитувач режиму S уже працював якийсь час, то процедури взаємодії з ЛВ мають відрізнитися від розглянутого випадку холодного старту. Тепер немає потреби ідентифікувати всі літаки в зоні огляду. Замість цього наземний радіолокатор повинен спостерігати за літаками, що входять у зону і залишають її. Всі літаки, обладнані ЛВ режиму S, вносяться в список шляхом періодичного загального запиту, а потім вони запитуються селективно. Ці літаки є об'єктами спостереження, доки вони перебувають у зоні огляду, а у випадку, якщо літак залишає зону огляду запитувача, він видаляється зі списку.

Літаки, обладнані відповідачами ATCRBS, можуть запитуватися звичайними сигналами ATCRBS, однак при цьому послідовність загальних запитів режиму S повинна передаватися час від часу, щоб забезпечити ідентифікацію літака, обладнаного ЛВ режиму S, на той випадок, якщо такий літак увійде в зону.

7.6.4. Часова структура селективних запитів

Селективні властивості системи, що забезпечують можливість отримувати відповідь тільки від одного, вибраного диспетчером, літака, досягається селективним запитом у режимі S.

Селективний запит складається з трьох імпульсів P1, P2 і P6. Спочатку випромінюються два короткі імпульси P1 і P2, після яких іде довгий імпульс P6. Часову структуру сигналу запиту в режимі S ілюструється на рис. 7.18.

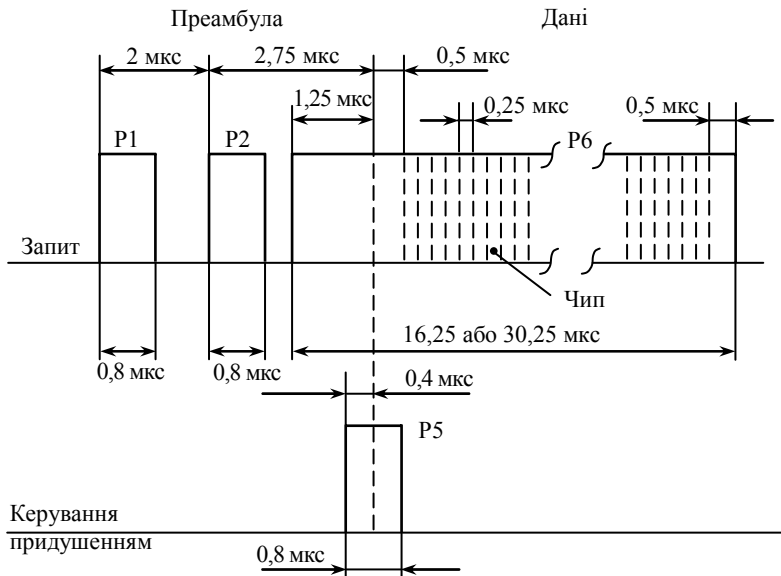


Рис. 7.18. Часова структура сигналу запиту в режимі S

Два короткі імпульси P1 і P2 є простими амплітудно-модульованими імпульсами з однаковою амплітудою, призначення яких полягає в запобіганні відповідям від неселективних ЛВ (ATCRBS), які не повинні відповідати на селективний запит. Ці імпульси утворюють преамбулу запиту. Вони мають номінальну тривалість 0,8 мкс і амплітуди, що відрізняються не більше ніж на 0,25 дБ.

Часовий інтервал між ними становить 2 мкс. Відповідачі системи ATCRBS, прийнявши пару імпульсів P1 і P2, сприймають її як частину запитувального сигналу, переданого наземним запитувачем по бічних пелюстках ДН антени, і тому блокуються на інтервал часу 25...45 мкс, відлічуваний від переднього фронту імпульсу P2. У цей час передається імпульс P6.

Унаслідок блокування відповідачі, що працюють тільки в режимах А/С, не реагують на імпульс P6. Інакше цей імпульс з великою ймовірністю викликав би спрацювання відповідача режимів

A/C, зумовивши тим самим наявність помилкової відповіді. Довгий імпульс Р6 містить внутрішньоімпульсну відносну фазову маніпуляцію несної (ВФМ), або DPSK. Для реалізації кодування за допомогою DPSK імпульс Р6 містить 112 біт (розрядів), кожний з яких займає часовий інтервал 250 нс, який називають *чипом*.

Фаза несної частоти в межах часового інтервалу, що відповідає кожному чипу, визначає, що передається у певному розряді — логічна одиниця або логічний нуль. За відносної фазової маніпуляції здійснюється порівняння фази з фазою несної в попередньому розряді. На відміну від цього, за звичайної фазової маніпуляції (PSK) наявність логічних одиниць або нулів визначається за допомогою опорної фази, що формується з переданого сигналу і повинна залишатися постійною протягом часу передавання. Створення постійної опорної фази на час передавання запиту режиму S не є проблемою. Однак застосовувати звичайну PSK виявляється складно у випадку руху платформи, тобто літака, через зміну фази, викликану рухом платформи.

Нехай літак летить зі швидкістю $v_c = 990$ км/год $= 275$ м/с точно в напрямі до запитувача режиму S. Тоді рух літака за несної частоти запиту $f_0 = 1030$ МГц протягом часу, що відповідає тривалості одного чипа t_s викличе фазовий зсув у частках довжин хвиль

$$\varphi_\lambda = \frac{v_c t_s f_0}{c} \quad (7.1)$$

або в градусах $\varphi^\circ = 360\varphi_\lambda$.

При $t_s = 0,25$ мкс $\varphi \approx 0,085$ град. Такий фазовий зсув, що виникає у разі використання ВФМ (DPSK), не є істотним. Однак якби запит режиму S передавався за допомогою звичайної фазової модуляції (PSK), зсув фази необхідно було б урахувувати не в межах одного чипа тривалістю t_s , а для всього імпульсу Р6 тривалістю $t_{p6} = 30,25$ мкс, що містить 112 розрядів даних і допоміжну інформацію. Тоді при таких же інших умов фазовий зсув дорівнює 10,28 градуса. Ці приклади ілюструють необхідність застосування DPSK.

Фазовий зсув можна скоригувати через зміну частоти опорного сигналу для компенсації ефекту Доплера. Такий метод використовується в деяких системах, однак його важко реалізувати за наявності прискорення.

За допомогою імпульсу Р6 можна передавати повідомлення на борт. Для цього використовуються 56 або 112 розрядів для кодування даних у межах одного імпульсу. Двійкова одиниця відповідає несної зміни фази на π (180°), а двійковий нуль означає, що фази не змінюється. Інтервал часу (0,25 мкс) між можливими моментами перекидання несної фази (чип) також називають іноді *слотом*. Перше перекидання несної фази, або синхронне перекидання фази відбувається завжди через 1,25 мкс після переднього фронту імпульсу Р6. Воно, тобто синхронне перекидання фази, використовується у відповідачі режиму S для:

- синхронізації власного тактового генератора для декодування наступної інформації, що утримується в імпульсі Р6;
- початку часового відліку затримки передавання відповідного сигналу, що має становити 128 мкс.

Часовий інтервал між переднім фронтом імпульсу Р2 і синхронне перекидання фази має становити 2,75 мкс. Друге можливе перекидання фази, яке відповідає передаванню першого біта даних (чипа), повинне відставати від синхронного перекидання фази на 0,5 мкс. Після останнього чипа часовий інтервал тривалістю також 0,5 мкс має тривати до закінчення імпульсу Р6, що захищає його задній фронт у процесі модуляції/демодуляції.

Тривалість імпульсу Р6 становить або 16,25 мкс, або 30,25 мкс залежно від довжини переданого повідомлення (56 або 112 біт). Швидкість передавання інформації в межах імпульсу Р6 становить 4 Мбіт/с. Амплітуда імпульсу Р6 протягом першої мікросекунди не повинна відрізнятися від амплітуди імпульсу Р1 більш ніж на 0,25 дБ. Нерівномірність обвідної імпульсу Р6, викликана перекиданнями несної фази, повинна бути не більшою за 1 дБ. Незалежно від змісту переданої в імпульсі Р6 інформації останні 24 біт блока даних імпульсу Р6 використовуються для передавання адреси ПС. Відповідач режиму S буде відповідати на адресний запит тільки в тому випадку, якщо виявить у блоці даних запиту власну адресу.

7.6.5. Структура даних запитів режиму S

Відповідно до процесів функціонування ДАС ВРЛ (див. підрозд. 7.5.3) і особливостями часової структури селективних запитів (див. підрозд. 7.6.4) як запити, так і відповіді режиму S можуть бути

розміщені у блоках 56 або 112 біт (двійкових розрядів), які нумеруються у порядку передавання з першого до останнього. Усі дані групуються у поля заданої довжини і мають певну структуру, або формат. У ДАС ВРЛ можуть використовуватись 25 різних форматів запитів і відповідей, які у десятковій системі нумеруються з нульового по 24-й, але з них тільки 8 визначені для конкретного застосування, а решта призначена для перспективного розвитку вторинних систем спостереження і обміну даними.

Кожний формат має два обов'язкові поля, з яких одно є дескриптором формату. Дескриптор формату містить номер формату і передається на початку будь-якого блока даних запитів і відповідей. Ім'ям поля дескриптора формату є сполучення з двох англійських літер UF (*Uplink Format*) для блоку даних запиту і DF (*Downlink Format*) — для блоку даних відповіді. Довжина поля дескриптора становить 5 біт для форматів від нульового до 23-го і лише 2 біт для 24-го формату. У межах поля дескриптора номер формату кодується прямим двійковим кодом для всіх форматів, крім 24-го, який позначається двома логічними одиницями у перших двох бітах дескриптора. Наприклад, 1-й формат кодується як 00001, а 23-й формат — 10111.

Якщо немає інших застережень, цифрові значення в окремих полях блоків даних завжди кодуються прямим двійковим кодом, причому першим бітом, що передається, є старший розряд. На відміну від цього в описах призначень полів форматів зазвичай користуються десятковими еквівалентами двійкових значень полів.

Іншим обов'язковим полем, яке міститься у будь-якому форматі запиту і відповіді, є 24-розрядне поле адреси/перевірки, що передається наприкінці кожного блока даних. У цьому полі, крім адреси, міститься інформація для перевірки на наявність помилок, які можуть виникнути під час передавання даних. Ця інформація сполучається з унікальною адресою ПС, а таке поле позначається як AP (*Address/Parity*). Аналогічно у структурі запитів перевірочний код сполучається з ідентифікатором запитувача і позначається PI як (*Parity/Identification*).

Решта розрядів у блоці даних використовуються для кодування функціональних полів, кожне з яких має позначення, що складається з двох англійських літер, а якщо вміст якогось поля блоку даних не визначений, то в ньому містяться логічні нулі.

Формати, що використовуються сьогодні у системі ДАС ВРЛ, за функціональним призначенням можна поділити на три групи:

- формати адресного спостереження;
- формати адресного спостереження і передавання повідомлень стандартної довжини;
- формати передавання подовжених повідомлень.

Формати адресного спостереження призначені для отримання інформації про місцеперебування ПС, а також для керування процесом передавання повідомлень по лініях зв'язку «земля–борт» і «борт–земля», які ще називають лінії зв'язку «уверх» і «вниз», або *Uplink* і *Downlink*. Такі формати містять у перших п'яти бітах дескриптор (UF/DF), у наступних розрядах з 6-го по 32-й — дані спостереження та керування, а в решті 24-х розрядах, тобто з 33-го по 56-й біти — унікальну адресу і надлишкову інформацію для виправлення помилок (AP/PI).

Формати адресного спостереження і передавання повідомлень стандартної довжини забезпечують на додаток до функцій спостереження передавання повідомлень у відповіднім полі, що займає біти з 33-го по 88-й включно, а адресна інформація (AP) відповідно пересувається у кінець — розряди 89–112. Повідомлення, що передається по лінії зв'язку «уверх», називають повідомленням **Сотт-А**, а повідомлення, що передається «вниз», тобто з літака на землю, — повідомленням **Сотт-В**.

Формати передавання подовжених повідомлень забезпечують цифровий зв'язок по лініях передавання даних між бортом і землею і не призначені для функцій спостереження. У цих форматах повідомлення «уверх», часто називають повідомленням **Сотт-С**, а ті, що передається «вниз», — повідомленнями **Сотт-Д**.

Передавання повідомлень виконується відповідно до визначених правил — протоколів передавання, які визначають уміст полів керування форматів запитів і відповідей (див. розділ 8).

Адресне спостереження. До запитів адресного спостереження належить запит загального виклику у режимі S (формат UF = 11) і власне запити спостереження (формати UF = 4 і UF = 5). Цей запит необхідний для виявлення ПС, обладнаних ЛВ з режимом S і отримання їхніх унікальних адрес. Структуру блока даних запиту загального виклику нижче подано у вигляді номерів розрядів (бітів) і назви відповідних полів, що складаються з двох англійських літер:

1-5 – UF; 6-9 – PR; 10-13 – II; 14-32 — (не визначено); 33-56 — AP, де UF (*Uplink Format*) — дескриптор формату (5 біт); PR (*Probability Reply*) — чотирибітна команда відповідачу із зазначенням імовірності відповіді на запит загального виклику, що забезпечується за допомогою датчика випадкових чисел відповідача.

Передавання відповідей за випадковим законом знижує імовірність накладання відповідей на запити загального виклику, що надходять від розташованих поблизу ПС. У полі PR можуть бути такі значення:

- 0, 8 — відповідь з імовірністю 1;
- 1, 9 — відповідь з імовірністю 1/2;
- 2, 10 — відповідь з імовірністю 1/4;
- 3, 11 — відповідь з імовірністю 1/8;
- 4, 12 — відповідь з імовірністю 1/16.

Якщо $PR \geq 8$, ігнорується блокування загального виклику;

II (*Interrogator Identification*) — ідентифікатор запитувача (4 біт), тобто своєрідне ім'я запитувача, яке виражається числом від 0 до 15. За допомогою цього ідентифікатора ПС може адресувати свої повідомлення певному запитувачу;

AP (*Address/Parity*) — поле адреси і перевірки, причому у цьому випадку адреса складається з 24 логічних одиниць (адреса загального виклику), а біти з 19 по 32 не використовуються.

Запити адресного спостереження призначені для регулярного поновлення інформації про похилу дальність, азимут і висоту ПС. Для цього використовуються формати UF = 4 і UF = 5. Основним є запит формату UF = 4, оскільки у відповідь на нього вимагається передавання абсолютної барометричної висоти ПС. Структура відповідного блока даних така.

1-6 – UF; 6-8 – PC; 9-13 – RP; 14-16 – DI; 17-32 – SD; 33-56 – AP, де PC — поле довжиною 3 біт, призначене для керування протоколом передавання повідомлень по лініях зв'язку «уверх» і «вниз», яке може бути 0 (ніяких дій не потрібно), 1 (блокування загального виклику), 4, 5 або 6 (завершення протоколів передавання повідомлень); RP — поле довжиною 5 біт, що зазначає тип повідомлення, яке відповідач повинен помістити у відповідь на даний запит.

Зокрема тут можуть бути такі варіанти:

0-15 — вимагається відповідь формату DF = 4;

16-31 — вимагається відповідь формату DF = 20, у якому у полі повідомлення необхідно помістити:

- якщо RR = 16, — повідомлення, що очікує відповіді з борту;
- якщо RR = 17, — інформацію про можливості використання лінії передавання даних (ЛПД);
- якщо RR = 18 — розпізнавальний індекс ПС;

DI — поле довжиною 3 біт, що визначає структуру поля SD, яке може набути значення 0, 1, 7;

SD — поле довжиною 16 біт, яке містить дані керування протоколом передавання повідомлень [71].

Структура блока даних запиту формату UF = 5 відрізняється лише полями дескрипторів формату. Крім того, якщо RR = 0–15 від відповідача вимагається відповідь формату DF = 5, а якщо RR = 16–31, — відповідь формату DF = 21.

Запити адресного спостереження і передавання повідомлень.

До цієї групи запитів належать запити форматів UF = 20, UF = 21, які ще називають ***Comt-A***. Їхні функції аналогічні функціям запитів адресного спостереження, але при цьому додатково на борт ПС може бути передано коротке повідомлення. Через це довжина блока даних збільшується з 56 до 112 біт. Структура додатково містить поле MA довжиною 56 біт для передавання повідомлень «уверх», у складі якого є підполе ADS, розділене на ADS1 та ADS2 по 4 біт кожне.

Структура блока даних запиту формату UF-21 така сама, як у форматі UF-20 за винятком дескрипторів форматів і функціонального призначення запитів, які є такими ж, як запити форматів UF = 4 і UF = 5.

Запити ***Comt-A*** мають відносно невеликі можливості щодо обсягів передаваної інформації. Тому їх використовують лише для передавання першочергової інформації, тобто потоку даних, що допускає затримку не більше кількох секунд. Більші інформаційні можливості мають подовжені повідомлення.

Структура даних подовжених повідомлень. Цей запит називають ***Comt-C***. Він призначений для передавання на борт подовжених повідомлень, точніше до 80 біт в одному повідомленні. Дескриптор формату цього запиту UF = 24. Цей формат призначений суто для обміну даними, тобто зв'язку. Запити ***Comt-C*** можуть поєднуватися, створюючи довгі повідомлення, максимально до 16

повідомлень по 80 біт, тобто до 1280 біт у 16-сегментному повідомленні. Поле UF у цьому форматі складається лише з двох бітів, у яких містяться дві логічні одиниці.

Наступне поле RC також має 2 біт і називається *полем керування відповіддю*. Поле NC (4 біт) містить номер сегмента, що передається, а поле MC довжиною 80 біт містить власне повідомлення.

7.6.6. Особливості придушення бічних пелюсток антени в режимі S

У міжрежимних запитах придушення сигналів бічних пелюсток ДН антени наземного запитувача здійснюється, як і в системі ATC RBS, шляхом застосування триімпульсної системи придушення за запитом [70; 71; 72]. У запитах режиму S сигнали бічних пелюсток запитувача придушуються в обов'язковому порядку в запитах загального виклику режиму S, коли індивідуальна адресація запиту не може бути використана і необхідно зменшити рівень синхронних завад у системі. Для цього використовують імпульс P5, випромінюваний за допомогою окремої всенапрямленої антени запитувача таким чином, щоб він у часі накладався на синхронне перекидання фази в імпульсі P6 (рис. 7.18).

Передній фронт імпульсу P5 має випереджати на 0,4 мкс момент синхронного перекидання несної фази, його тривалість повинна становити $(0,8 \pm 0,1)$ мкс.

Співвідношення амплітуд імпульсів P5 і P6 має бути таким же, як і співвідношення амплітуд імпульсів P1 і P2 у системі ATC RBS [68; 70]. А саме, амплітуда імпульсу P5 має, по-перше, бути принаймні на 9 дБ нижчою за амплітуду імпульсу P6 у межах основного променя ДС антени запитувача, а по-друге, дорівнювати або бути більшою за амплітуду імпульсу P6 поза межами основного променя. В останньому випадку потужність імпульсу P5 достатня для того, щоб спотворити синхронне перекидання фази в імпульсі P6 і унеможливити його виявлення відповідачем, а, отже, — декодування запиту і формування відповіді.

За запитом по основній пелюстці амплітуда імпульсу P5 набагато меншою від амплітуди імпульсу P6, тому виявлення синхронного перекидання фази буде відбуватися безперешкодно і відповідач зможе декодувати запит, а також сформулювати відповідь.

7.7. Відповіді системи з режимом S

Характеристики сигналів відповідей, як і характеристики запитувальних сигналів, необхідно розглядати у двох аспектах: фізичному та інформаційному. До фізичних характеристик належать несні частоти, поляризація, вид модуляції та інші характеристики генерованих та випромінюваних імпульсів, а також часові структури сигналів. Інформаційні ж характеристики містять відомості про базові, повторювані елементи структур блоків даних відповідей (і запитів). Вони є важливими для розуміння призначення і можливостей системи вторинної радіолокації з адресними запитами, а також підводять до введення поняття протоколу запиту–відповіді, що буде розглянуто у підрозд. 7.8.

7.7.1. Фізичні характеристики сигналів відповідей

Одне з умов сумісності старої системи КПП АТСРБС і системи з адресним запитом полягає у збереженні колишніх частот запитувальних і відповідних сигналів. Тому несна частота сигналів відповіді повинна становити (1090 ± 1) МГц. При цьому *поляризація* випромінювання повинна бути вертикальною.

Складові спектра сигналу відповіді обмежуються величинами, зазначеними на рис. 7.19.

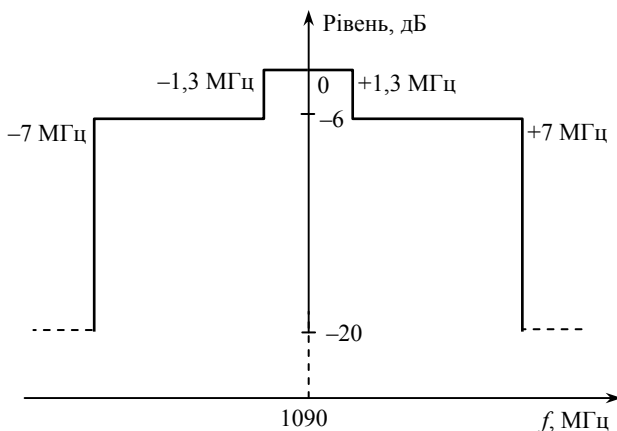


Рис. 7.19. Обмеження на рівні складових спектра запитувального сигналу

Часова структура визначається тим, що відповідачі систем ВРЛ із режимом S повинні відповідати на запити в режимах А/С неселективних систем ВРЛ і на адресні запити запитувачів з режимом S. У випадку запиту неселективного ВРЛ часова структура сигналу відповіді адресного відповідача збігається з часовою структурою відповідного сигналу відповідача типу АТСRBS. У відповідь на запит у режимі S відповідач із режимом S випромінює сигнал, структуру якого показано на рис. 7.20. Відповідь складається із преамбули і блока даних. Преамбула являє собою послідовність з чотирьох імпульсів тривалістю $(0,5 \pm 0,05)$ мкс. Часові інтервали між першим переданим імпульсом і другим, третім і четвертим становлять відповідно $(1 + 0,05)$ мкс, $(3,5 \pm 0,05)$ мкс і $(4,5 \pm 0,05)$ мкс.

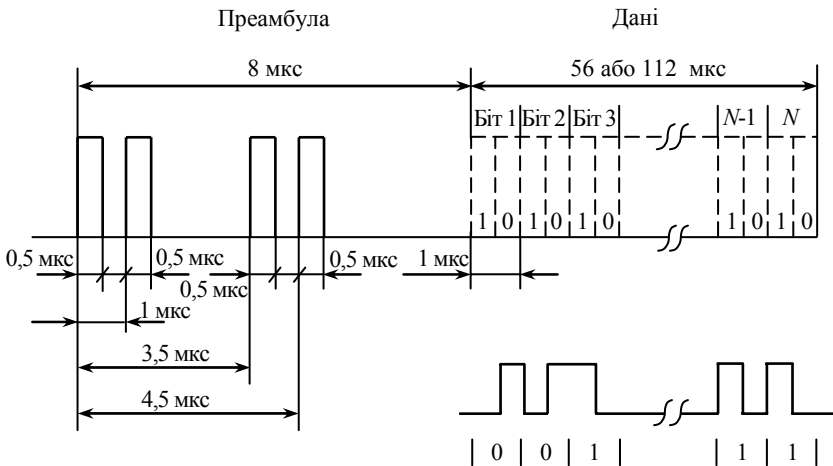


Рис. 7.20. Часова структура відповідного сигналу відповідача з режимом S

Блок даних відповіді починає передаватися через 8 мкс після переднього фронту першого імпульсу преамбули. Він може містити або 56, або 112 біт відповідної інформації, що передається зі швидкістю 1 Мбіт/с. Інформація кодується за допомогою часоімпульсної модуляції. Передавання кожного біта блоку даних займає 1 мкс. Цей інтервал часу умовно поділяється на два півмікросекундних інтервали, у межах одного з яких передається імпульс тривалістю $(0,5 + 0,05)$ мкс.

Наявність імпульсу в першому півмікросекундному інтервалі відповідає передаванню логічної одиниці, у другому — логічного нуля у відповідному біті блока даних. Приклад передавання повідомлення показано на рис. 7.20.

Якщо за умовами передавання відповіді у двох сусідніх півмікросекундних інтервалах необхідно передати імпульси, то вони зливаються в один одномікросекундний імпульс.

Перший імпульс преамбули передається через $(128 \pm 0,25)$ мкс після синхронного перекидання фази в імпульсі P6 сигналу запиту в режимі S або імпульсу P4 сигналу міжрежимного запиту. Амплітуда першого імпульсу преамбули не повинна відрізнятись від амплітуди будь-якого іншого імпульсу сигналу відповіді більш ніж на 2 дБ.

7.7.2. Структура даних відповідей на запити адресного спостереження

Розглянемо конкретні приклади структури даних відповідей. Вони відповідають форматам UF і DF, розглянутим і обговореним у підрозд. 7.6.5.

Відповіді на запити загального виклику передаються за запитами загального виклику у режимах А, С, і S. Така відповідь має дескриптор формату DF = 11. Блок даних такої відповіді не містить об'єднаного поля адреси ПС і перевірки на помилки, тому що запитувач наразі не знає адреси ПС до отримання цієї відповіді. Таким чином, структура блока даних формату DF = 11 складається з 56 біт (далі ідуть номери бітів і дволітерні назви полів):

1-5 – DF; 6-8 – CA; 9-32 – AA; 33-56 – PI,

де DF — дескриптор формату 11 (5 розрядів); CA — дані про можливість ЛВ (3 розряди); AA — унікальна адреса ПС (24 розряди); PI — ідентифікатор запитувача, який вимагає відповіді, і сполучені з ним біти для перевірки наявності помилок.

Відповіді на запити адресного спостереження можуть мати дескриптори форматів DF = 4 або DF = 5. Вони також використовують 56 біт, але мають більш складну структуру, а саме:

1-5 – DF; 6-8 – FS; 9-13 – DR; 14-19 – UM; 20-32 – AC; 33-56 – AP,
де DF — дескриптор формату (5 розрядів); FS — дані про статус польоту, тобто ПС у повітрі чи на землі (3 розряди); DR — інфор-

мація запитувачу про наявність на борту повідомлення, що чекає на передавання по лінії зв'язку «борт–земля», а також формат повідомлення (**Comm-B** або **Comm-D**). У цьому випадку запитувач повинен вимагати передавання цього повідомлення (5 розрядів); UM — ідентифікація запитувача, з яким має відбуватися зв'язок (підполе, що займає біти з 14-го по 17-й) і тип повідомлення, що передається у бітах 18 і 19 (усього 6 розрядів); AC — дані про абсолютну барометричну висоту ПС (13 розрядів), яка кодується аналогічно режиму С неселективної системи АТСRBS (підрозд. 7.3.6 і 7.3.7), але з однією особливістю: імпульсу X, що не використовувався у системі АТСRBS, у системі з режимом S відповідає 26-й біт блока даних, названий бітом M, який має інформувати, в яких одиницях буде передаватися інформація про висоту — у футах (0) або у метричних одиницях (1); AP — поле адреси і даних для перевірки та виправлення помилок (Address/Parity).

Блок даних відповіді формату DF = 5 має схожу структуру. Єдина відмінність полягає у тому, що у бітах 20–32 замість поля AC (формат DF = 4) міститься поле ID тієї ж довжини (13 розрядів). Поле ID використовується для передавання коду впізнання режиму А неселективної системи АТСRBS; 26-й біт при цьому не використовується.

Відповіді на запити адресного спостереження і передавання повідомлень стандартної довжини. Такі відповіді, що називаються *відповідями Comm-B*, мають дескриптори форматів DF = 20 і DF = 21. Вони виконують функції, аналогічні попереднім (DF = 4 і DF = 5), і додатково передають повідомлення стандартної довжини (56 біт) з борту на землю, тобто «вниз».

Довжина цих повідомлень — 112 розрядів.

Призначення перших 32 біт формату DF = 20 повністю аналогічне відповідним розрядам формату DF = 4, а перші 32 розряди формату DF = 21 відповідають формату DF = 5. А далі є суттєва відмінність. Розряди 33–88 призначені для поля MB, а поле AP пересунуто далі і займає біти з 89-го по 112-й.

Поле MB довжиною 56 біт призначено для передавання повідомлень по лінії зв'язку «вниз». Перші вісім розрядів поля MB містять підполе BDS, що слугує для позначення передаваних повідомлень. Для зручності кодування підполе BDS поділено на дві групи по 4 біт у кожній: BDS1 і BDS2.

Відповіді передавання подовжених повідомлень. Такі відповіді називають *Comm-D*. Вони призначені для передавання на землю повідомлень, що містять до 80 біт в одній відповіді. Дескриптор цього формату DF = 4 має довжину всього 2 біт, що містять дві логічні одиниці. Ця відповідь не містить функцій спостереження, а лише призначена для обміну даними. Відповіді *Comm-D* можуть поєднуватися між собою для збільшення обсягу повідомлень (до 16 відповідей *Comm-D* можуть бути об'єднані, створюючи повідомлення довжиною 1280 біт, що складаються з 16 сегментів по 80 біт кожний). Структура блока даних відповіді формату DF = 24 складається з таких полів:

DF — біт 1 і 2;

третій біт є незадіяним, але завжди містить логічну одиницю;

KE — біт 4 є полем керування зв'язком і визначає або передачу *Comm-D* по лінії зв'язку «вниз» (KE = 0), або підтвердження прийому *Comm-C* по лінії зв'язку «уверх»;

ND — біти 5–8 містять двійковий номер сегмента повідомлення, що передається і міститься у наступному полі MD;

MD — біти 9–88 містять сегмент повідомлення *Comm-D* довжиною 80 біт.

7.8. Протоколи передавання повідомлень у системі вторинної радіолокації режиму S

Поняття протоколу більше стосується процесу обміну даними. Повне розкриття цього поняття пояснює принцип дії системи у всіх деталях. Той факт, що поняття протоколу широко використовується для опису процесів функціонування дискретно-адресних систем вторинної радіолокації свідчить про те, що таку систему можна розглядати як багатофункціональну систему зв'язку, точніше обміну даними. У цьому підрозділі розглядаються лише основні визначення і поняття, пов'язані з протоколами системи ДАС ВРЛ. Детальний формалізований опис усіх протоколів міститься у дод. 10 до Конвенції ICAO [68].

7.8.1. Цикл роботи відповідача

Цикли роботи відповідача і запитувача розкривають загальний алгоритм функціонування вторинної системи радіолокації і обміну даними. Насамперед наведемо деякі важливі визначення.

Протокол — це сукупність правил, що визначають взаємодію компонентів системи у процесі обміну даними між ними. Стосовно ВЛР з режимом S протокол визначає суттєві аспекти взаємодії відповідача і запитувача.

Цілі такої взаємодії можуть бути різними. Тому існують різні протоколи, а саме: загального виклику, спостереження, передавання повідомлень тощо.

Узагальнений протокол запиту-відповіді визначає загальний порядок взаємодії запитувача і відповідача, а також цикли їх роботи.

Цикл роботи відповідача — це сукупність етапів його роботи, починаючи з приймання запитувального сигналу і закінчуючи випромінюванням сигналу відповіді. Зазвичай виділяють такі етапи роботи ЛВ:

- виявлення сигналу запиту;
- визначення типу запиту;
- прийняття запиту до оброблення (визнання);
- формування відповіді;
- випромінювання сигналу відповіді;
- блокування (мовчання).

Виявлення запитувального сигналу — це фіксація факту перевищення запитувальними імпульсами мінімального порога спрацьовування приймача відповідача. Цей поріг відповідно до вимог [68] становить -104 дБВт.

Визначення типу запиту полягає у встановленні відповідності параметрів виявленого запитального сигналу з характеристиками типів запитів, що існують в межах системи.

Прийняття запиту до оброблення — це процес більш детального визначення типу запиту, від якого уже залежить формування конкретної відповіді, а також результат цього процесу. Прийняття для оброблення запиту в режимі S полягає у визначенні правильності адреси, перевірки щодо помилок тощо. Тільки тоді, коли немає помилок, запит може бути прийнятий до оброблення.

Формування відповіді — процес, який визначає зміст відповіді та його кодування.

Випромінювання сигналу відповіді у простір є передостаннім етапом циклу роботи відповідача режиму S, після якого починається період блокування ЛВ, або період мовчання.

Термін блокування, або запирання ЛВ зазвичай означає реакцію відповідача на приймання запиту по бокових пелюстках ДН антени запитувача. Термін «мовчання» можна розуміти жорсткіше — він позначає реакцію ЛВ на приймання запиту по основному променю ДС антени. Так чи інакше в обох випадках передавач ЛВ не генерує і сигнали відповіді не випромінюються.

7.8.2. Відповідність між форматами запитів і відповідей

Якщо на етапі прийняття на оброблення ЛВ визначив наявність запитів неселективних запитувачів, то у відповідь будуть передані дані впізнавання ПС, барометричної висоти та інші. Згідно з вимогами до неселективних систем (див. підрозд. 7.2, 7.3).

У випадку виявлення загального виклику в режимах А/С/S має вироблятися відповідь формату DF = 11, якщо немає блокування. Якщо ж ЛВ режиму S виявив наявність загального виклику лише в режимах А/С або режиму УВД, який і досі іноді використовується в Росії, то ніякої відповіді не повинно бути. Зміст відповіді на запит у режимі S залежить від сукупності умов, які визначаються в результаті завершення повного оброблення запиту в режимі S. Відповідність між основними форматами запитів і відповідей наведено у табл. 7.3 [71].

Таблиця 7.3

Відповідність запитів і відповідей у режимі S

Формат запиту	Спеціальні умови	Формат відповіді
UF = 4	RR < 16 RR ≥ 16	DF = 4 DF = 20
UF = 5	RR < 16 RR ≥ 16	
UF = 11	Блокування загального виклику Інакше	Немає відповіді DF = 11
UF = 20	RR < 16 RR ≥ 16 Неспрямований запит	DF = 4 DF = 20 Немає відповіді
UF = 21	RR < 16 RR ≥ 16 Неспрямований запит	DF = 5 DF = 21 Немає відповіді
UF = 24	RC = 0, 1 RC = 2, 3	Немає відповіді DF = 24

У цій таблиці узагальнені розглянуті вище структури і відповідності між ними. Наприклад, запит адресного спостереження формату UF = 4 може вимагати відповіді форматів DF = 4 або DF = 20, тобто дані про барометричну висоту.

Додатково, за наявності на борту повідомлення **Comm-B**, що очікує на передавання, воно може бути запитано, якщо у полі RR прописано значення, не менше 16.

Аналогічно за допомогою запити адресного спостереження у форматі UF = 5 запитувач може вимагати відповіді DF = 5 або DF = 21 і також повідомлення **Comm-B** при $RR \geq 16$.

7.8.3. Цикл роботи запитувача

Цикл роботи запитувача — це сукупність етапів його роботи, починаючи з вибору типу запити і закінчуючи обробленням отриманої відповіді. На відміну від відповідача назви і зміст етапів циклу роботи запитувача не визначені нормативними документами. І все ж доцільно розрізнити такі етапи циклу запитувача [71]:

- планування запити;
- формування запити;
- випромінювання сигналу запити;
- виявлення сигналу відповіді;
- визначення типу відповіді;
- прийняття на оброблення відповіді;
- виділення корисної інформації з відповіді.

Планування запити полягає у виборі типу запити, який необхідно передати. Всього нараховується 15 різновидів запитів.

Вибір типу запити залежить від низки факторів, серед яких:

- частота запитів;
- рівень можливостей ЛВ;
- наявність на борту повідомлення, що очікує на передавання;
- наявність на землі повідомлення, що очікує на передавання;
- ширина ДН запитувача і швидкість обертання антени;
- завадова обстановка у зоні дії запитувача тощо.

Формування запити — це процес визначення змісту запити і його кодування.

Виявлення сигналу відповіді — це фіксація факту перевищення відповідними імпульсами порога спрацьовування приймача запитувача. Запитувач на етапі виявлення здійснює придушення сигналів, прийнятих по бокових пелюстках, та інших завад.

Під визначенням типу відповіді розуміють установлення відповідності параметрів виявленого відповідного сигналу характеристикам існуючих типів відповідей.

Прийняття на оброблення — це процес детального визначення типу відповіді, від якого залежить процес виділення корисної інформації.

Виділення корисної інформації з відповіді полягає у виділенні даних упізнання ПС або барометричної висоти з відповідей неселективних ЛВ або визначення змісту полів блока даних відповідей у режимі S.

7.8.4. Протоколи спостереження

Протоколи спостереження — це сукупність протоколів, що визначають порядок взаємодії запитувача і відповідача у процесі реалізації функцій адресного спостереження ДАС ВРЛ. До таких протоколів належать:

- протокол загального виклику;
- протоколи блокування загального виклику;
- протоколи основних даних.

Протокол загального виклику встановлює процедуру визначення адреси ПС, що перебуває у межах зони дії наземного запитувача. Він реалізується запитом і відповідями формату 11. Запит UF = 11 містить адресу загального виклику (поле AP — 24 одиниці), ідентифікатор запитувача (поле П) та необхідне значення ймовірності відповіді. Приймавши такий запит на оброблення, відповідач формує відповідь формату DF = 11, яка містить адресу ПС (поле AA) та інформацію про можливість бортового обладнання щодо ведення зв'язку (поле CA).

Протоколи блокування загального виклику уточнюють процедуру визначення адреси ПС в умовах роботи декількох запитувачів. Протоколи основних даних встановлюють процедури отримання даних для спостереження за ситуацією у частині повітряного простору, що належить до зони дії запитувача.

На запит загального виклику у режимі S (UF = 11) відповідач повідомляє адресу ПС (DF = 11) лише за відсутності блокування загального виклику. Річ у тім, що ЛВ може бути у зоні дії декількох запитувачів режиму S. Коли один з них отримав від конкретного ПС його адресу, відпадає необхідність отримувати її знов у подальших запитах загального виклику, що призначені для виявлення інших ПС, обладнаних ЛВ режиму S. Саме це і досягається застосуванням процедури, що має назву *протоколу блокування*. Визначено два протоколи блокування загального виклику:

- протокол блокування в умовах роботи кількох запитувачів (у разі багатопозиційної роботи);
- протокол невибірною блокування.

Більше деталей щодо цих протоколів можна знайти в працях [68; 71].

7.8.5. Протоколи основних даних

Після виявлення адресного відповідача запитувачу необхідно спланувати роботу з ним. Для цього запитувач уточнює можливості ЛВ щодо ведення зв'язку і додатково отримує низку даних про стан ПС. Цей процес визначається протоколами основних даних.

Основні дані діляться на *фіксовані* і *змінні*. До фіксованих основних даних належать:

- адреса ПС;
- реєстраційний знак ПС;
- максимальна швидкість ПС.

До змінних основних даних належать:

- барометрична висота;
- код упізнання у режимі C;
- польотний статус (FS — *Flight Status*);
- розпізнавальний індекс ПС.

Протоколи основних даних містять протокол польотного статусу, протокол повідомлення даних про можливості відповідача і протокол розпізнавального індексу ПС.

Наприклад, інформація про польотний статус повідомляється у полі FS відповідей з форматом DF = 4, 5, 20 і 21. Якщо на борту є пристрій формування даних про перебування ПС на землі або в по-

вітрі, то значення FS указує на це. Якщо такого пристрою немає значення поля FS буде повідомляти, що літак у повітрі.

Детальну інформацію про протоколи основних даних подано у працях [68; 71].

7.8.6. Протоколи передавання повідомлень

Протягом начальних етапів впровадження режиму S запитувачі та відповідачі більше працюють на забезпечення адресного спостереження форматами 4 і 5. У разі потреби по лініях зв'язку «уверх» і «вниз» передаються короткі повідомлення форматами 20 і 21 (*Comm-A* і *Comm-B*). Цю функцію підтримують відповідачі режиму S не нижче від рівня 2, який визначений як мінімальний для міжнародних польотів.

Протоколи передавання подовжених повідомлень «уверх» і «вниз» (*Comm-C* і *Comm-D* відповідно), які часто позначають як ELM — *Extended Length Message*, можуть передаватися форматами UF = 24 і DF-24. Ці протоколи набувають важливого значення у разі впровадження системи обміну даними згідно з новою концепцією CNS/ATM, але це більше стосується зв'язку ніж радіолокації.

Детальний розгляд протоколів обміну даними виходить за межі цього видання. Необхідну інформацію можна отримати з офіційних видань ICAO. Корисний і цікавий матеріал міститься у праці [71]

7.9. Захист від помилок у процесі кодування інформації

7.9.1. Кодування інформації в системах вторинної радіолокації

У повідомленнях-систем ВРЛ передається певний обсяг інформації про стан ПС, що кодується тим або іншим способом. Під час передавання інформації по каналу зв'язку «борт–земля» вона може спотворюватися під дією завад. У системі ATCRBS спосіб кодування відповідної інформації не передбачає можливості виявлення і виправлення помилок під час декодування. Виходом з цієї ситуації є порівняння декількох відповідей, що надходять одна за одною і містять однакову інформацію.

Розбіжність змісту відповідей свідчить про наявність помилок, збіг — про їх відсутність.

У системах ВРЛ із режимом S необхідний обсяг інформації по лініях зв'язку «вниз» і «уверх» може передаватися за допомогою тільки однієї відповіді або запиту. Тому в цьому випадку необхідно використовувати методи кодування інформації, які дозволяють виявляти і в разі потреби виправляти помилки під час декодування запитів або відповідей. Дискретне повідомлення, сформоване запитувачем або ЛВ, являє собою послідовність знаків, що беруться з певного обмеженого набору знаків кількістю $M_{ал}$, який називається *первинним алфавітом*. Для перетворення послідовності знаків дискретного повідомлення в первинний сигнал виконується кодування, тобто кожний знак повідомлення замінюється комбінацією з невеликої кількості стандартних символів, що утворюють вторинний алфавіт, які потім перетворюються в електричні сигнали.

Правило перетворення знаків первинного алфавіту в комбінації символів вторинного алфавіту називається *кодом*. Кількість символів, що утворюють вторинний алфавіт, називається *основою коду*. Комбінація символів вторинного алфавіту, що відображає знак первинного алфавіту, називається *кодовою комбінацією*. Число, що характеризує кількість символів у кодовій комбінації, називається *значущістю коду*.

Розрізняють такі основні групи кодів:

- *рівномірні коди*, у яких всі кодові комбінації складаються з однакової кількості символів;
- *нерівномірні коди*, у яких кодові комбінації мають неоднакову кількість символів;
- *прості коди*, або *коди без надлишковості* — коди, у яких кількість знаків первинного алфавіту $M_{ал}$ дорівнює загальній кількості кодових комбінацій M_0 ($M_{ал} = M_0$);
- *коригувальні*, або *коди з надлишковістю* — коди, для яких справедливе співвідношення $M_{ал} < M_0$;
- *двійкові* — коди, у яких вторинний алфавіт складається із символів 0 і 1.

Найбільш поширеними є двійкові рівномірні коди. Основа такого коду m дорівнює двом ($m = 2$). Загальну кількість кодових комбінацій для рівномірного двійкового коду можна визначити за формулою:

$$M_0 = m^n = 2^n.$$

Загальний принцип побудови коригувальних кодів полягає в тому, що із загальної кількості можливих кодових комбінацій M_0 для передавання використовується лише необхідна частина $M_{ал}$ ($M_{ал} < M_0$). Використовувані кодові комбінації називаються дозволеними. Їх кількість становить $M_{ал}$. Інші ($M_0 - M_{ал}$) комбінацій вважаються забороненими, тобто вони не можуть передаватися по каналу зв'язку і їх поява на прийомному кінці свідчить про наявність помилок у прийнятому повідомленні. Коди, що дозволяють виявляти й виправляти помилки, які виникають у каналі зв'язку через наявність завад, називаються *коригувальними* [75]. Серед коригувальних кодів важливе місце займають систематичні коди.

Систематичними називають двійкові рівномірні n -значущі коди, у яких сума за модулем 2 двох дозволених комбінацій знову дає дозволена кодова комбінація. До групи систематичних належать циклічні коди. Таким чином, основна властивість циклічних кодів полягає в тому, що циклічна перестановка символів дозвальної кодової комбінації дає знову дозволена кодова комбінація. За циклічної перестановки символи кодової комбінації A_i переміщуються зліва направо на одну позицію, причому крайній правий символ переноситься на місце крайнього лівого. Наприклад,

$A_1=101101 \Rightarrow$ циклічна перестановка $\Rightarrow A_2=110110$.

7.9.2. Виявлення і виправлення помилок у системах вторинної радіолокації режиму S

Для виявлення та виправлення помилок у системах ВРЛ режиму S для кодування інформації, переданої в запитих і відповідях, використовують **модифіковані циклічні коди**. Модифікація полягає в тому, що перевірні символи, генеровані за допомогою похідного багаточлена поєднуються із символами адреси режиму S. Розглянемо послідовно процедуру кодування. Як відомо, блоки даних у ДАС ВРЛ включають 56 або 112 біт, причому 32 або 88 з них виділяються для реалізації функцій керування зв'язком або/і передавання даних, а 24 біт виділяються під передавання біт адреси режиму S і перевірки.

З погляду побудови циклічних кодів таку структуру даних можна інтерпретувати як (n,k) -код: (56,32)-код або (112,88)-код. Довжина кодової комбінації становить 56 або 112 двійкових символів, з яких 32 або 88 є інформаційними, а 24 — перевірними (рис. 7.21).

Блок даних (кодова комбінація): « n » символів	
32/88 біт	24 біт

Інформаційні символи Перевірні символи
« k » символів $r = (n - k)$ символів

Рис. 7.21. Структура кодової комбінації

Для побудови цього коду необхідний похідний багаточлен степеня $r = n - k = 24$. У ДАС ВРЛ у випадку передавання запитів і відповідей використовується похідний багаточлен виду [68]:

$$G(x) = x^{24} + x^{23} + x^{22} + x^{21} + x^{20} + x^{20} + x^{19} + x^{18} + x^{17} + x^{16} + x^{15} + x^{14} + x^{13} + x^{12} + x^{10} + x^3 + 1.$$

Інформаційні символи відображаються за допомогою полінома $M(x)$ ступеня $(k - 1)$:

$$M(x) = m_1 x^{k-1} + m_2 x^{k-2} + \dots + m_{k-1} x + m_k,$$

де $m_i, i = 1, k$ $i = 1, k$ — уміст перших 32 або 88 біт блока даних запиту або відповіді. Тут символ m_i відповідає старшому розряду (біту) у послідовності бітів запиту або відповіді.

Дозволена кодова комбінація (блок даних) спочатку формується в такий спосіб [68]:

$$T'_p(x) = M(x)x^r + P(x)$$

де $P(x)$ — залишок від ділення $M(x)x^r / G(x) = M(x)x^{24} / G(x)$.

Сукупність символів, що відповідає поліному $P(x)$ є сукупністю перевірних символів $P_i, i = 1..24$, які приєднуються до k інформаційних символів. Таким чином, первісна дозволена кодова комбінація має вигляд:

$$\begin{array}{cccccccccccc} t'_1, & t'_2, & t'_3, & \dots, & t'_k, & t'_{k+1}, & t'_{k+2}, & \dots, & t'_n & & & \\ \downarrow & m_1, & m_2, & m_3, & \dots, & m_k, & P_1, & P_2, & \dots, & P_{24} & & \downarrow \end{array}$$

Особливістю передавання запитів і відповідей у ДАС ВРЛ є те, що 24 перевірні символи поєднуються з адресою ПС або з ідентифікатором запитувача. Таким чином, у явному вигляді адреса ПС у

запитах і відповідях не міститься, тому і називаються останні 24 біт блока даних запитів і відповідей полем адреси/перевірки AP (*Address/Parity*) або полем перевірки/ідентифікатора PI (*Parity/Identification*).

Об'єднання перевірних символів з адресою виконується згідно з алгоритмом:

$$t_{k+i} = a_i t'_{k+i}, \quad i = \overline{1, 24},$$

де a_i — відповідний символ 24-бітової адреси ПС або 20 нулів ($i = 1, 20$) плюс поле ідентифікатора запитувача П (*interrogator identification*) довжиною чотири біти.

Результуюча дозволена кодова комбінація $T(x)$ що підлягає передаванню, виглядає так:

$$\begin{array}{ccccccccccc} t_1, & t_2, & t_3, & \dots, & t_k, & t_{k+1}, & t_{k+2}, & \dots, & t_n & & \\ \downarrow & m_1, & m_2, & m_3, & \dots, & m_k, & t_{k+1}, & t_{k+2}, & \dots, & P_{24} & \downarrow \end{array}$$

На приймальному кінці перевірні символи можуть бути відновлені за алгоритмом:

$$P_i = t'_{k+1} = t_{k+1} a_i, \quad i = \overline{1, 24}.$$

Приклад [71]:

1. Сукупність перевірних символів — $P = 11011011$, адреса — $A = 10110110$.

2. Символи об'єданого поля адреси/перевірки будуть виглядати:

$$\begin{array}{l} 11011011 \quad \text{— перевірні символи;} \\ 10110110 \quad \text{— символи адреси;} \\ \hline 01101101 \quad \text{— об'єдані символи.} \end{array}$$

3. Відновлення перевірних символів:

$$\begin{array}{l} 01101101 \quad \text{— об'єдані символи;} \\ 10110110 \quad \text{— символи адреси;} \\ \hline 11011011 \quad \text{— перевірні символи.} \end{array}$$

Об'єднання перевірних символів із символами адреси дозволяє зменшити обсяг блоку даних запиту або відповіді на 24 біт. Після

відновлення перевірних символів можна обчислити синдром прийнятої кодової комбінації, а також у разі потреби виправити помилки.

Передбачається у процесі приймання запитів виконувати тільки виявлення помилок, щоб спростити схему відповідача, та коригувати помилки під час приймання відповідей у запитувачі [72].

7.10. Особливості запитувачів з режимом S

7.10.1. Технічні вимоги

Технічні вимоги до оглядових запитувачів ДАС ВРЛ установлені нормами ІКАО [68]. Раніше у СРСР і деяких інших країнах паралельно використовувалися і стандарти РЕВ [71], які й досі використовуються у РФ і деяких країнах СНД на внутрішніх авіалініях. Норми ІКАО і технічні вимоги стандартів РЕВ відрізняються один від одного, але між ними немає суперечностей. Нормами й стандартами встановлено, що системи ВРЛ призначені для отримання інформації про ПС, що перебувають у повітряному просторі, контрольованому службою КПП, і повинні забезпечувати:

- визначення координат ПС, обладнаних відповідачами;
- отримання додаткової польотної інформації про ПС;
- подання інформації про повітряну ситуацію в цифровій формі системі КПП і наземній системі попередження зіткнень;
- організацію цифрових ліній передавання даних «земля–борт» і «борт–земля» режиму S, а також надання їх системі КПП і інтегрованої системі попередження зіткнень.

За зоною дії оглядові ВРЛ поділяються на аеродромні (аеровузлові) з дальністю дії до 200 км і трасові з дальністю дії до 400 км. При цьому ефективна випромінювана потужність не повинна бути більшою за 58,5 дБ/Вт при кутах місця, що перевищують мінус 1°. У напрямі нижче від радіогоризонту потужність випромінювання не повинна перевищувати 52,5 дБ/Вт. У цих випадках під ефективною випромінюваною потужністю розуміють добуток потужності радіочастотного сигналу, підведеного до антени, на коефіцієнт підсилення цієї антени в цьому напрямі, коли еталонною антеною є півхвильовий асиметричний вібратор без утрат, розташований у просторі таким чином, що зазначений напрям лежить у площині, у якій його коефіцієнт підсилення є постійним.

Коли передавальний пристрій запитувача не передає запиту, його вихідна потужність на будь-якій частоті 960...1215 МГц не повинна перевищувати мінус 5 дБмВт. Це обмеження вводиться для того, щоб ПС, що пролітають поблизу запитувача, не піддавалися впливу завад, що перешкоджають їх супроводу іншими запитувачами. Випромінювання несної частоти запитувачами при цьому не повинно перевищувати мінус 76 дБмВт.

За всіх режимів запиту має використовуватися найменша можлива частота повторення сигналів запиту. Частота повторення міжрежимних запитів має становити не більше 250 Гц; те саме стосується і до запиту загального виклику тільки режиму S.

Направлені одному адресату запити режиму S, що потребують відповіді, повинні випромінюватися послідовно один за одним з інтервалом не меншим за 400 мкс. Максимальний час від початку одного з послідовних запитів *Comm-C* до початку іншого запиту має становити 50 мкс. Частота повторення адресних запитів у режимі S не повинна перевищувати 1200, 1800 і 2400 Гц з усередненням відповідно за 4, 1 і 0,04 с.

Вимоги до запитувальних сигналів розглянуто в підрозд. 7.6. Для забезпечення сумісності ДАС ВРЛ із неселективними системами використовуються ті ж радіочастоти за запитом і відповіддю, що й у засобах вторинної радіолокації, які працюють у режимах RBS. З огляду на те, що в режимі S використовується фазова модуляція сигналів, обсяг і швидкість передавання інформації тут значно вищі, ніж у режимах RBS, і що для визначення азимуту цілей застосовується моноімпульсний метод пеленгації, вимоги до стабільності параметрів сигналів значно жорсткіші, ніж під час роботи ВРЛ у режимах RBS. Це стосується передусім несних частот запиту і відповіді, тривалості імпульсів, часових інтервалів між імпульсами, амплітудних співвідношень імпульсів у запитувальній і відповідній кодовій послідовності, формі імпульсів тощо.

Несна частота запитувальних сигналів устанавлюється рівною $(1030 + 0,01)$ МГц із вертикальною поляризацією. Параметри запитувальних імпульсів мають вибиратися відповідно до даних, наведених у табл. 7.4 [71]. При цьому варто враховувати, що оскільки характеристики сигналів під час передавання через різні обставини можуть погіршуватися, допуски на параметри імпульсів самих запитувачів мають бути більш жорсткими, ніж ті, що наведені в табл. 7.4.

Параметри запитальних імпульсів

Позначення імпульсу	Тривалість імпульсу, мкс	Допуск на тривалість імпульсу, мкс	Фронт імпульсу, мкс		Зріз імпульсу, мкс	
			min	max	min	max
P1, P2, P3, P5, P7	0,8	$\pm 0,1$	0,05	0,1	0,05	0,2
P4 (короткий)	0,8	$\pm 0,1$	0,05	0,1	0,05	0,2
P4 (довгий)	1,6	$\pm 0,1$	0,05	0,1	0,05	0,2
P6 (короткий)	16,25	$\pm 0,25$	0,05	0,1	0,05	0,2
P6 (довгий)	30,25	$\pm 0,25$	0,05	0,1	0,05	0,2

За фазової модуляції сигналу в імпульсі P6 зміна фази несної частоти в призначені моменти часу на 180° має відповідати швидкості передавання інформації 4 Мбіт/с. Час перекидання фази має бути меншим за 0,08 мкс. Допуск на співвідношення фаз 0° і 180° між послідовними чипами даних і на синхронізувальне перекидання фази в імпульсі P6 не повинен перевищувати величини $\pm 5^\circ$.

Інтервали між імпульсами P1 і P2, P3 і P4 мають бути однаковими ($2 \pm 0,05$) мкс, між імпульсами P2 і P6 — ($2,75 \pm 0,05$) мкс, між імпульсами P1 і P7 — 5,4 мкс.

Нормами ІСАО встановлюються також допуски на деякі інші параметри запитувальних сигналів, зокрема, на бічні смуги частот запиту та позасмугові випромінювання [68; 71].

Вважається [71], що надійність наземного обладнання ВРЛ, що працює в режимі S має характеризуватися напрацюванням на відмову не менше 4000 год, а технічний ресурс повинен бути не меншим за за 100 000 год роботи протягом 12 років.

Електроживлення наземного встаткування здійснюється від трифазної мережі змінного струму напругою (220/380+10%) В з частотою (50 + 1) Гц. Устаткування запитувача обов'язково має умонтовані пристрої, що забезпечують автоматичний контроль його працездатності та автоматичне перемикання апаратури на резерв. Оперативний контроль основних технічних характеристик повинен здійснюватися з використанням контрольного відповідача й умонтованої контрольної апаратури.

7.10.2. Узагальнена структурна схема запитувача

Для з'ясування, якою має бути структурна схема запитувача варто згадати основні особливості запитувачів, що працюють у режимі S. Серед цих особливостей:

- формування складних зондувальних імпульсів, які містять певну інформацію, що передається на борт ПС;
- використання моноімпульсного методу для визначення кутового положення цілі;
- застосування спеціалізованих процесорів виділення координатної інформації й додаткової інформації, що передається по автоматичній лінії зв'язку, утвореній ПС і наземним процесором передавання даних (НППД).

Моноімпульсний метод визначення положення цілі дозволяє не тільки збільшити азимутальну точність запитувача, але й значно зменшити частоту повторення запитів, підвищуючи за рахунок цього завадостійкість усієї вторинної РЛС в цілому.

Для забезпечення моноімпульсного способу приймання відповідних сигналів антена запитувача формує два види ДН: сумарну гостронапрямлену Σ і різницеву Δ , що має глибокий провал у напрямі осі симетрії сумарної діаграми (рис. 7.22).

Крім того, для придушення сигналів бічних пелюсток сумарної ДН за запитом і відповіддю антена одночасно формує ненаправлену діаграму Ω , що охоплює всі бічні пелюстки сумарної та різницевої діаграм і не охоплює головні пелюстки цих діаграм.

Відповідно до існуючих норм [71] рівень бічних пелюсток сумарної ДН повинен бути меншим за -24 дБ, а випромінювання потужності ненаправленої антени у всіх напрямках, крім напрямку головної пелюстки сумарної антени, має бути меншою за -9 дБ відносно випромінювання потужності головною пелюсткою сумарної ДН.

Ширина сумарної ДН антени на рівні -3 дБ в азимутальній площині у запитувачів, що працюють у режимі S, зазвичай вибирається в межах $2^\circ \dots 3^\circ$, а кут між двома максимумами різницевої ДН становить при цьому $3^\circ \dots 3,5^\circ$.

Глибина нуля різницевої ДН становить $28 \dots 38$ дБ нижче від максимального рівня сумарного променя.

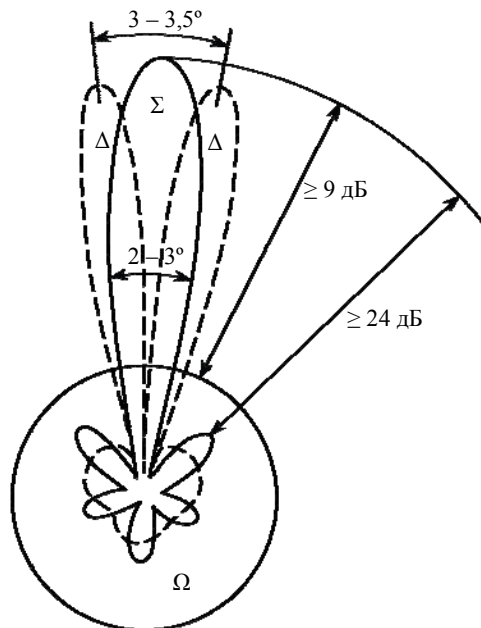


Рис. 7.22. Сумарна (Σ), різницева (Δ) і колова (Ω) ДН антени запитувача режиму S

У звичайних РЛС азимутальне положення цілі визначається за допомогою вузької ДН антени шляхом реєстрації початку і кінця пачки відбитих або відповідних сигналів з наступним знаходженням середини пачки.

Цей метод пеленгації цілей, що отримав назву методу «рухомого вікна», має невисоку точність, оскільки точність у цьому випадку залежить від параметрів обвідної пачки імпульсів, яка у свою чергу, залежить від форми ДН антени, кількості імпульсів у пачці, відношення сигнал/завада, умов поширення хвиль, флуктуації відбивної поверхні цілі тощо.

На відміну від цього моноімпульсний метод дозволяє визначити азимутальне положення цілі за одним відбитим або відповідним сигналом, тобто незалежно від параметрів обвідної пачки імпульсів. Повторні опромінення цілі та отримані при цьому відповіді можуть бути використані для уточнення отриманих результатів або підтвердження достовірності прийнятої інформації.

Можливі кілька варіантів побудови пристроїв визначення азимутального положення цілей за моноімпульсним методом роботи РЛС. Ці методи за способами добування кутової інформації отримали назви *амплітудних, фазових і комплексних методів* [72; 73].

Амплітудний метод пеленгування полягає у визначенні відносної різниці між амплітудами сигналів, прийнятими за сумарною і різницевою ДН антенної системи. За величиною цієї різниці судять про відхилення положення цілі від напряму максимуму сумарної ДН антени. Отриману в такий спосіб поправку у визначенні кутового положення цілі складають з миттєвим значенням кутового положення антени і отриманий результат беруть за точне значення азимута цілі. Знак поправки може бути як додатним, так і від'ємним залежно від того, праворуч чи ліворуч від осі сумарної ДН антени розташована ціль у момент надходження від неї відповідного сигналу.

Відповідно до фазового методу пеленгування використовуються антени, що формують дві однакові ДН, фазові центри яких зміщені на певну відстань одна від одної. Кутове положення цілі в цьому випадку визначають за різницею фаз сигналів, прийнятих по одному і другому променях антени. За відносно великої відстані між антеною і ціллю відповідні сигнали в обох променях виявляються однаковими за амплітудою і розрізняються тільки за фазою. Таким чином, за різницю фаз відповідних сигналів визначають положення цілі відносно миттєвого кутового положення антени.

За комплексними методами пеленгації напрям на ціль визначають шляхом одночасного порівняння амплітуд і фаз сигналів, прийнятих двома рознесеними антенами, розгорнутими одна відносно одної на невеликий кут.

Застосування різних способів добування кутової інформації викликає певні відмінності і у пристроях оброблення прийнятих сигналів. Такими пристроями можуть бути амплітудні, фазові та сумарно-різницеві кутові дискримінатори.

Таким чином, усі моноімпульсні системи відповідно до прийнятої класифікації [73] можуть бути поділені на амплітудно-амплітудні (АА), амплітудно-сумарно-різницеві (АСР), фазово-амплітудні (ФА), фазово-фазові (ФФ) тощо, де перша літера характеризує вид пеленгування, а наступна (*i*) — тип кутового дискримінатора.

У сучасних ВРЛ, що працюють у режимі S, використовують ви-
 няtkово амплітудні методи пеленгування, а як пристрої вимірю-
 вання кута — амплітудні, фазові та сумарно-різницеві дискриміна-
 тори. Як приклад практичної реалізації амплітудно-амплітудного
 способу побудови моноімпульсного радіолокатора можна навести
 ВРЛ SIR-S фірми *Alenia*, у якому використовується модифікований
 амплітудно-знаковий метод, що забезпечує досить високу точність
 і стабільність характеристик за нескладних схемних рішень.

Сутність цього методу ілюструє рис. 7.23, який складається з
 двох частин: верхньої — ДН антенної системи і нижньої — різниці
 фаз сигналів, прийнятих різними ДН. По осі абсцис відкладені ази-
 мутальні кути φ_α відносно миттєвого кутового положення осі го-
 ловного пелюстка сумарної ДН G_Σ .

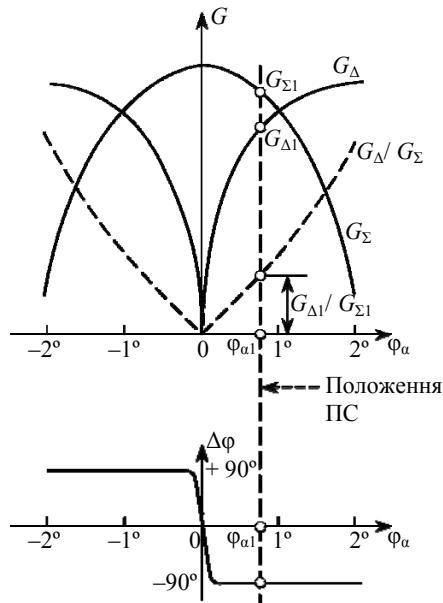


Рис. 7. 23. Амплітудно-знаковий спосіб визначення кутового положення

По осі ординат на рис. 7.23 (верхня частина), крім відносних
 значень сумарної ДН G_Σ , показано також різницеву ДН G_Δ і по-
 правкова діаграма G_Δ / G_Σ , утворена шляхом поділу сигналів, прий-
 нятих різницевою діаграмою, на сигнали, прийняті сумарною ДН.

У нижній частині рисунка по осі ординат відкладена різниця фаз $\Delta\varphi$ між сигналами, прийнятими сумарною й різницевою ДН. Якщо в якийсь момент часу виявляється сигнал $G_{\Sigma 1}$, прийнятий сумарною ДН, то в процесорі виявлення і виділення цілей фіксується миттєве кутове положення антени.

Одночасно у процесорі створюється сигнал ділення сигналу, прийнятого різницевою ДН, G_{Δ} на сигнал сумарної ДН G_{Σ} і за поправковою характеристикою G_{Δ}/G_{Σ} визначається азимутальне положення цілі відносно зафіксованого азимутального положення антени.

Оскільки поправкова діаграма G_{Δ}/G_{Σ} симетрична відносно осі сумарної ДН, то для усунення неоднозначності у відліку кута $\varphi_{\alpha 1}$ (вправо або вліво від осі сумарної діаграми) використовується додаткова інформація про знак відхилення, добута через порівняння фаз сигналів G_{Δ} і G_{Σ} .

Відповідно до характеристики $\Delta\varphi = f(\varphi_{\alpha})$ (рис. 7.23) за додатних значень $\Delta\varphi$ поправковий кут $\varphi_{\alpha 1}$ буде мати від'ємний знак, а за від'ємних значень $\Delta\varphi$ — додатний.

Похибка визначення істинного азимутального положення ПС таким чином виявляється значно меншою, ніж ширина сумарної ДН антени.

Розглянутий спосіб порівняно з фазовим способом визначення кутового положення цілі не чутливий до можливих змін фази сигналів в антенно-фідерному й приймальному трактах радіолокатора. Чутливість способу до змін коефіцієнта підсилення приймальних трактів сумарного й різницевого каналів усувається вирівнюванням підсилення цих трактів за допомогою диференціальної системи автоматичного регулювання підсилення.

Узагальнену структурну схему запитувача, що реалізує розглянутий вище амплітудно-знаковий метод визначення азимутального положення цілей, показано на рис. 7.24.

Більшість відомих на цей час запитувачів, що працюють у режимі S, будуються за двокомплектним принципом з автоматичним перемиканням робочого комплекту на резервний у випадку виявлення несправності в робочому комплекті.

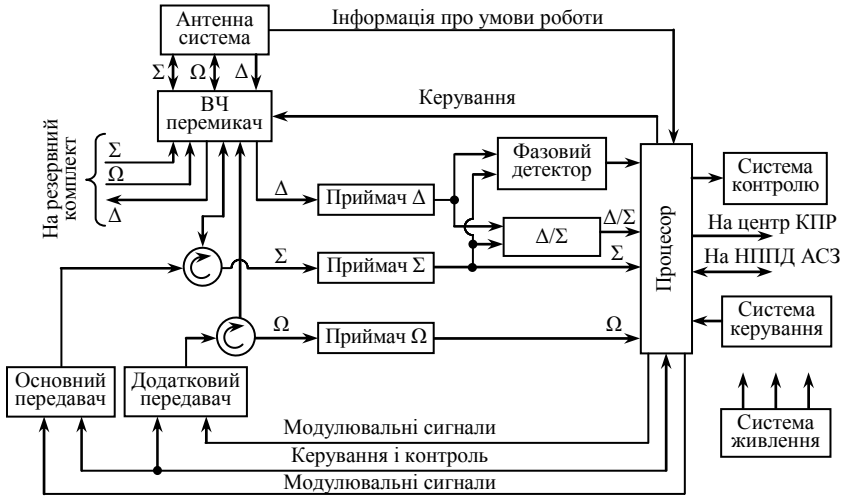


Рис. 7.24. Узагальнена структурна схема запитувача

Для цього використовуються високочастотні перемикачі великої потужності, керовані процесором, що контролює працездатність окремих вузлів радіолокатора.

Один комплект запитувача, показано на рис. 7.24, інший комплект має аналогічну структуру побудови. Варто зауважити, що зв'язок між двома комплектами здійснюється не тільки через високочастотні перемикачі: для підвищення загальної надійності запитувача в ньому передбачено функціональне резервування, тобто можливість перемикання не всього комплекту, а окремих його частин, зокрема приймачів, передавачів, процесорів, блоків живлення тощо. Антенна система, як найнадійніший вузол станції, зазвичай не резервується.

Антенно-фідерна система містить антенну систему, багатоканальний обертовий перехід, пристрої контролю параметрів, датчик кутової інформації й датчик імпульсу півночі. Для автономної роботи запитувача використовують триканальний обертовий перехід для передавання сигналів сумарного каналу Σ , різницевого каналу Δ і каналу ненапрявленої антени Ω .

У випадку неавтономної роботи, коли антена ВРЛ конструктивно зчленовується з антеною первинного радіолокатора, доводиться використовувати п'ятиканальні обертові переходи, два з яких при-

значені для каналізації високочастотних (ВЧ) сигналів верхнього і нижнього променів антени первинного радіолокатора.

Канали Σ і Ω антенно-фідерної системи вторинного радіолокатора є двонапрямленими. Вони слугують для передавання і приймання ВЧ-сигналів. Канал Δ призначений тільки для приймання відповідних сигналів і є однонапрямленим. До складу устаткування запитувача входять два передавачі: основний і додатковий. За запитами у режимах А і С основний передавач генерує імпульси Р1 і Р3, а додатковий передавач — імпульс придушення сигналів бічних пелюсток Р2. За комбінованих запитів загального виклику в режимах А, С і S основний передавач генерує імпульси Р1, Р3 і додатковий імпульс Р4, а додатковий передавач генерує імпульс Р2.

За комбінованих запитів загального виклику в режимах тільки А і С основний передавач генерує імпульси Р1, Р3 і короткий імпульс Р4, а додатковий передавач — імпульс Р2. У разі комбінованих запитів загального виклику в режимі S основний передавач генерує імпульси Р1, Р3 і Р7, а додатковий передавач — імпульс Р2.

Якщо запити в режимі S (загальний виклик тільки в режимі S, режим ненапрямленої передачі, адресний запит), основний передавач генерує імпульси Р1, Р2 і короткий або довгий імпульс Р6, а додатковий передавач — імпульс Р5. Для формування імпульсу Р6, за допомогою якого передається інформація по лінії «земля–борт», використовується відносна фазова модуляція, що передбачає зміну фази ВЧ коливань на 180° при передаванні логічної одиниці і збереження фази при передаванні логічного нуля. Потужність основного та додаткового передавачів оперативно регулюється залежно від умов роботи запитувача і завадової ситуації. Керувальні сигнали при цьому формуються за допомогою запам'ятовувального пристрою, розташованого в процесорі запитувача, що містить структуру карти, розбитої на m секторів і n ділянок за дальністю.

Додатковий передавач майже у всіх режимах генерує імпульс придушення сигналів бічних пелюсток Р2. Використовуваний при цьому принцип придушення описано у підрозділі 7.3.3 і більш детально у праці [70]. У деяких запитувачах додатковий передавач, крім імпульсу Р2, формує також імпульс Р1, час появи якого збігається з моментом генерації цього ж імпульсу основним передавачем. У цих запитувачах замість звичайних систем придушення сиг-

налів бічних пелюсток за запитом (ISLS) використовуються поліпшені системи придушення, що мають скорочене найменування IISLS — *Improved ISLS* [72], про що згадувалося у підрозд 7.4.3.

Системи IISLS допомагають придушити синхронні завади, що виникають через перевідбиття запитувальних сигналів від землі та місцевих предметів великого розміру, у тому випадку, якщо прямий шлях (С) поширення радіохвиль ненабагато відрізняється від шляху (А+В) поширення перевідбитої хвилі.

Така ситуація ілюструється на рис.7.25, де показано процес утворення фіктивної цілі у випадку використання звичайної системи придушення сигналів бічних пелюсток за запитом.

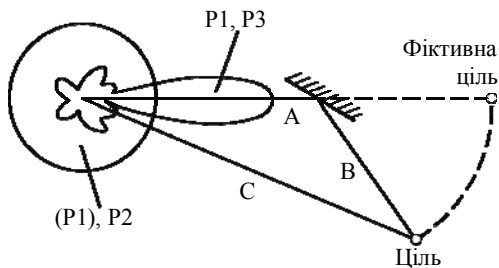


Рис. 7.25. Схема виникнення фіктивної цілі

Опромінення цілі через бічну пелюстку основної антени у напрямі С може не спричинити помилковий запит, оскільки величина імпульсів P1 і P3 через досить велику відстань С не перевищить порога спрацьовування ЛВ.

Водночас запит по лінії (А+В) через великий коефіцієнт підсилення основної антени в цьому напрямі може викликати спрацьовування ЛВ, тому що потужність прийнятих відповідних імпульсів P1' і P3' буде достатньою, щоб перевищити поріг спрацьовування ЛВ.

На екрані індикатора ВРЛ з'явиться фіктивна ціль.

Придушити відмітку від цієї цілі можна в тому випадку, якщо спрацює система придушення сигналів бічних пелюсток за запитом по лінії С.

У випадку спрацьовування системи придушення виробляється досить протяжний бланкувальний імпульс (рис. 7.26), що не дозволяє запустити ЛВ сигналами P1' і P3', що надійшли по лінії (А+В).

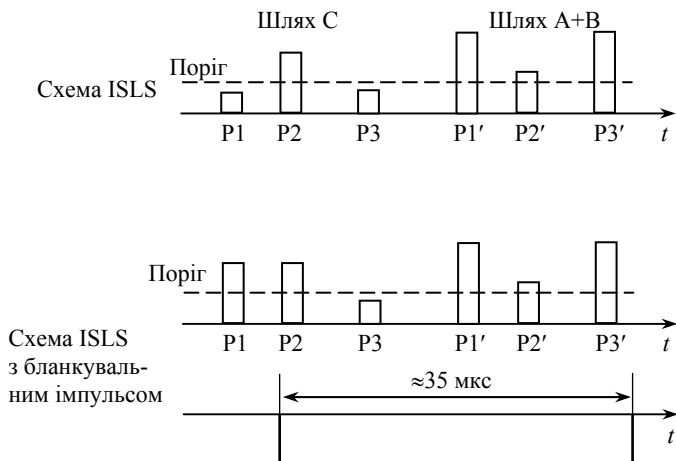


Рис. 7.26. Робота поліпшеної схеми придушення бокових пелюсток (IISLS) порівняно із звичайною (ISLS)

Для того щоб спрацювала система придушення за запитом по лінії С, необхідно збільшити рівень імпульсу P1. Для цього він, так само, як і імпульс P2, подається на ненапрявлену антену, що має в напрямі С значно більший коефіцієнт підсилення ніж бічні пелюстки основної антени. Пари імпульсів P1 і P2, що ідуть один за одним з інтервалом 2 мкс і однаковими амплітудами, викликає спрацювання генератора бланкувального сигналу і цей сигнал не допустить запуску ЛВ від імпульсів P1' і P3'.

У деяких випадках система ISLS викликає надто часте запирання ЛВ, що призводить до втрати корисних цілей. Тому в сучасних запитувачах часто використовують пристрої оперативного регулювання потужності не тільки імпульсів P1 і P3, випромінюваних основною антенною, але й імпульсів P1, P2, що випромінюються ненапрявленою антенною. При цьому регулювання потужності імпульсів P1 і P2 здійснюється роздільно.

Приймання сигналів відповідей виконується одночасно по трьох каналах: Δ , Σ і Ω . У відповідних приймачах (див. рис.7.24) ВЧ сигнали перетворюються в проміжну частоту і підсилюються. Для розширення динамічного діапазону в приймачах використовуються логарифмічні підсилювачі проміжної частоти. Застосування логарифмічних підсилювачів проміжної частоти.

рифмічних характеристик полегшує процес ділення різницевих сигналів на сумарні Δ/Σ , оскільки в цьому випадку операцію ділення можна замінити на операцію віднімання логарифмів сигналів:

$$\log \frac{U_{\Delta}}{U_{\Sigma}} = \log U_{\Delta} - \log U_{\Sigma}.$$

У приймачі Ω здійснюється амплітудне детектування логарифмічного сигналу. Утворений у такий спосіб відеосигнал $\log U_{\Omega}$ подається безпосередньо в процесор виявлення цілей як контрольний сигнал для виділення тільки тих сигналів, які приймаються основною пелюсткою сумарної ДН антени. Використовуваний при цьому принцип придушення сигналів, прийнятих бічними пелюстками ДН сумарного каналу, такий же, як у звичайних системах придушення помилкових відповідей [70].

Приймачі різницевого і сумарного каналів мають по два виходи. З одного з виходів знімаються відеосигнали, з іншого виходу — ті ж сигнали, але на проміжній частоті. Відеосигнали приймача сумарного каналу використовуються для одержання відношення сигналів U_{Δ}/U_{Σ} , призначеного для точного визначення азимутального положення цілей. Відеосигнали сумарного каналу використовуються також для виділення координатної й додаткової інформації, що міститься у відповідному сигналі. Ці відеосигнали подаються безпосередньо в процесор оброблення сигналів відповідей. Сигнали проміжної частоти приймача сумарного каналу надходять на фазовий детектор, що за допомогою аналогічних сигналів приймача різницевого каналу визначає знак азимутального відхилення цілі від миттєвого положення осі головної пелюстки сумарної ДН антени.

Відеосигнали приймача різницевого каналу використовуються для визначення відносини U_{Δ}/U_{Σ} . Процесор радіолокатора зазвичай будується на основі багатопроцесорної архітектури. Він виконує такі основні функції:

- виявляє корисні сигнали;
- придушує сигнали несинхронних імпульсних завад;
- придушує сигнали фіктивних цілей;
- визначає координати корисних цілей;
- перетворює дані про ціль у відповідне повідомлення;
- здійснює процедуру підготовки вхідних повідомлень для передавання їх на борт;

- здійснює процедуру ведення та відновлення списку цілей для роботи в режимі S;
- обробляє прийняті повідомлення, передані ПС на землю, і готує їх до передавання в центр КПП і наземний процесор передавання даних автоматичної системи зв'язку (НППД АСЗ);
- здійснює траєкторне оброблення даних;
- синхронізує роботу всіх вузлів радіолокатора;
- керує параметрами аналогових і цифрових пристроїв радіолокатора;
- контролює працездатність окремих блоків радіолокатора;
- керує конфігурацією складу обладнання радіолокатора шляхом перемикання несправних блоків на резервні;
- забезпечує зв'язок радіолокатора з апаратурою дистанційного керування та діагностики.

У деяких випадках на процесор покладаються також функції імітації сигналів відповіді для контролю працездатності апаратури радіолокатора і пілот-сигналів, призначених для оперативного підстроювання характеристик приймальних трактів і зміни критеріїв у пристроях оброблення сигналів.

Особливості побудови і функціонування наземних запитувачів необхідно добре розуміти фахівцям з бортового радіолокаційного обладнання, оскільки бортові і наземні компоненти у таких системах працюють у повній взаємодії та кооперації. Далі у цьому розділі йдеться про основні принципи побудови і конструктивні особливості ЛВ, а також наводяться приклади їх реалізації.

7.11. Принципи побудови літакових відповідачів

7.11.1. Літакові відповідачі типу АТРСБ

Розпочнемо із систем старих типів, тобто без режиму S. Такі системи наразі є досить поширеними.

Схему типового відповідача системи УВД АТРСБ показано на рис. 7.27. Це досить простий ламповий відповідач. Багато подібних відповідачів використовуються на практиці, зокрема в авіації загального користування [74]. Випускаються і сучасніші твердотільні відповідачі для транспортної авіації та авіалайнерів. Але в навчальних цілях зручно зупинитися на такій простій системі.

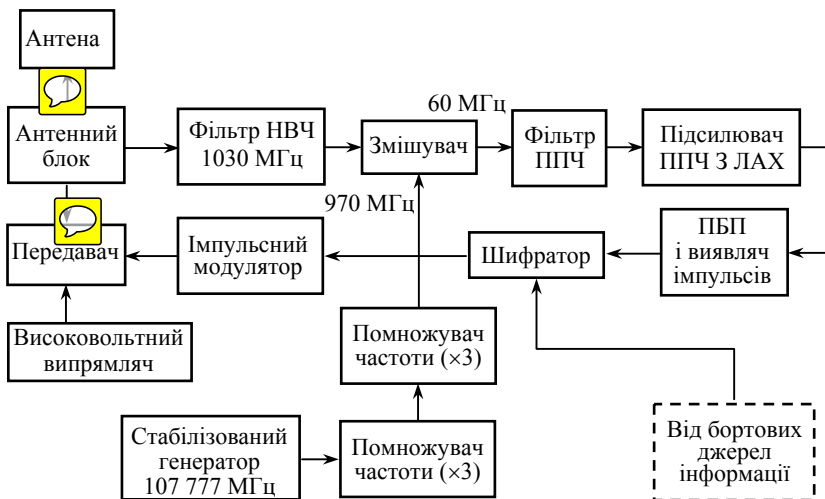


Рис. 7.27. Функціональна схема відповідача ATCRBS

Відповідач обладнаний супергетеродинним приймачем з одним перетворенням частоти. Традиційно в ньому використовується проміжна частота 60 МГц. Зазвичай відповідач має логарифмічний підсилювач в приймальному каналі. Чому це необхідно? Літаковий відповідач ATCRBS приймає сигнали від наземних запитувачів, іноді одночасно від кількох ВРЛ, розташованих на різних позиціях. Крім того, він приймає також запити від бортових систем попередження зіткнень типу TCAS, якщо ними обладнані літаки, що перебувають в зоні дії системи.

Таким чином, ЛВ повинен приймати велику кількість запитувальних сигналів різного рівня. Такі сигнали можуть виникати з невеликими часовими інтервалами, а можуть бути рознесеними, тобто надходити з певними затримками відносно один одного. За таких умов дуже складно побудувати приймач з автоматичним регулюванням підсилення (АРП), який би відслідковував кожний запит. Тому для оброблення сигналів у широкому динамічному діапазоні прийняті сигнали стискаються по амплітуді за допомогою ППЧ з логарифмічною амплітудною характеристикою (ЛАХ) (див. підрозд. 12.3).

Якщо прикласти на вхід такого ППЧ неперервний сигнал проміжної частоти з постійною амплітудою, то і на виході буде постійна амплітуда. Але на виході логарифмічного ППЧ, який застосовується у ЛВ, уже немає проміжної частоти, а тільки обвідна, тому що в процесі підсилення сигнал також детектується. Якщо ж на вхід надходить імпульс з несною (на проміжній частоті), то на виході буде відеоімпульс, тобто продетектований логарифмічний відсигнал.

Крім того, що застосування логарифмічного ППЧ дозволяє обробляти вхідні сигнали великого динамічного діапазону, він також спрощує реалізацію ЛВ. Якщо для більшості звичайних приймачів вважається, що приймач кращий, коли його чутливість вища, то для приймача ЛВ це не так.

Приймач ЛВ повинен мати певну визначену чутливість, він не повинен бути більш чутливим, ніж це необхідно. Номінальна чутливість приймача ЛВ становить -72 дБмВт на вхідному рознімачі. Цей рівень вхідного сигналу, який становить чутливість ЛВ, називають MTL — *Minimum Trigger Level*. Можливі невеликі варіації такої характеристики чутливості, але для цього розгляду вважати-мемо, що $MLT = -72$ дБмВт.

Таким чином, без застосування АРП відеоімпульси на виході ППЧ є пропорційними величині сигналу в логарифмічних одиницях (дБмВт). Для встановлення заданої чутливості ЛВ використовується компаратор, як показано на рис. 7.28. Пристрій регулювання чутливості забезпечує, що тільки вхідні імпульси на антенному вході, які є більшими за -72 дБмВт, змусять компаратор сформувати імпульс на виході.

Логарифмічний ППЧ також полегшує реалізацію системи придушення запитувальних сигналів, що надходять по бічних пелюстках (SLS). Як було зазначено у підрозд. 7.3.3 (див. рис. 7.4), якщо P1 і P2 мають приблизно рівні амплітуди, то ЛВ не повинен відповідати. Якщо P2 на 9 дБ менше за P1, ЛВ має сформувати і передати відповідь.

Між рівністю сигналів P1 та P2 і різницею між ними -9 дБ існує *gray zone* — зона невизначеності, де ЛВ міг би відповідати або не відповідати, але під час розроблення ЛВ цю зону зазвичай звужують до $-4...-6$ дБ. Для визначеності критерій становить мінус 4 дБ.

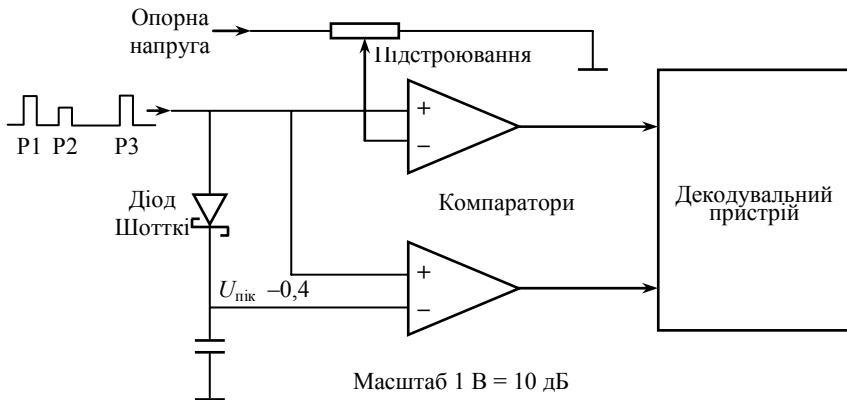


Рис. 7.28. Виставлення чутливості відповідача

Масштабний коефіцієнт — 1 В на 10 дБ — для цього прикладу є цілком доречним. Пряма напруга, що падає на діоді Шотткі¹ становить приблизно 0,4 В, що за такому масштабу є еквівалентом чотирьох децибелів — різниці рівнів. Перший імпульс через діод Шотткі заряджає конденсатор, напруга на якому (рис. 7.29) стає на 4 дБ нижча від напруги імпульсу. Якщо P1 зарядив конденсатор, а напруга на конденсаторі є опорною для другого компаратора, то лише імпульси більші від мінус 4 дБ відносно першого імпульсу зможуть компаратор змінити свій стан. Таким чином працює система придушення сигналів бічних пелюсток за запитом.

Компаратор змінює свій стан під дією будь-якого імпульсу, більшого за рівень MTL. Здебільшого такими імпульсами є P1 і P3. Коли імпульс P2 систему SLS також перевищує рівень MTL, він також викличе імпульс на виході компаратора, але цей імпульс не сприймається як елемент запитувального коду. Важливо, що сформувався імпульс на виході компаратора через 2 мкс після P1. Це означає, що запит надійшов по бічній пелюстці і реагувати на нього не потрібно.

Взагалі ЛВ весь час налаштований на приймання імпульсів. Будь-які два імпульси, що розділені інтервалом 8 мкс, складають

¹ Навіпівпровідниковий діод з низьким значенням падіння прямої напруги та дуже швидким перемиканням; використовує перехід метал-навіпівпровідник як бар'єр Шотткі (замість $p-n$ переходу, як у звичайних діодів).

запит режиму А, а два імпульси з інтервалом 21 мкс сприймаються як запит режиму С. Звичайно це відбувається за умови, що ніякого Р2 SLS імпульсу, більшого за рівень МТL, між ними немає.

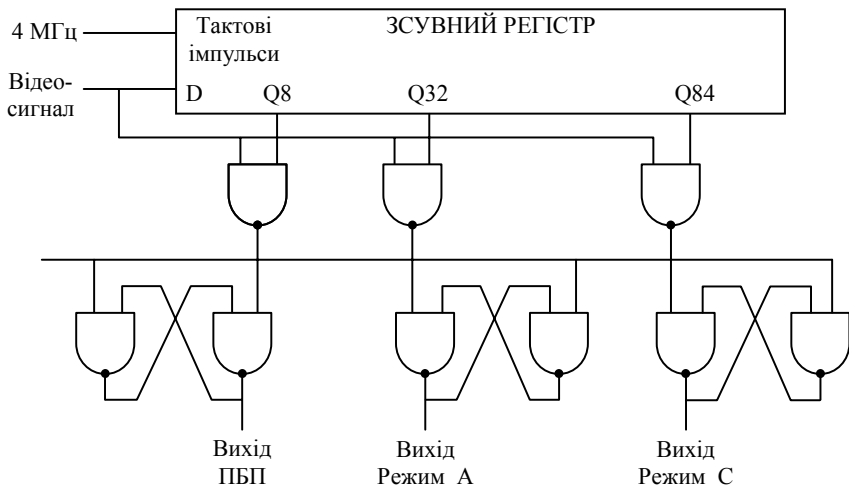


Рис. 7.29. Схема декодування запитів

Як тільки коректний запит або пара імпульсів SLS виявлена, ЛВ «заглушується». Це означає, що він не здатен більше приймати імпульси протягом деякого часу. Тобто, якщо був прийнятий запит, ЛВ вибирає дані про ідентифікацію свого борту або кодує дані висотоміра в залежності від запиту (А або С) і запускає генерування і передачу відповіді. Якщо ж була прийнята пара імпульсів SLS (розділених інтервалом 2 мкс), ЛВ залишається в стані, коли він не здатен приймати запити і не передає відповіді протягом 25...45 мкс після отримання імпульсу Р2. Існують різні схеми декодування правильних запитів. Один з підходів ґрунтується на використанні зсувного регістра і схем збігу, як показано на рис. 7.29.

Удосконалені схеми будуються на логічних матрицях і застосовуються в ЛВ нових розробок.

Один з важливих параметрів є затримка у часі між отриманням запиту і передачею відповіді. Ця затримка становить $3 \pm 0,5$ мкс. Вона має бути стабільною. На жаль, на практиці спостерігаються «тремтіння» — швидкі зміни часу затримки відповіді (*reply rate jitter*). Вони не повинні перевищувати 0,1 мкс.

Коли зсувний регістр декодує запит АТСRBS, синхронізатор ЛВ, який генерує 10-ти мегагерцові тактові імпульси, є джерелом таких 0,1 мкс тремтіннь через свою нестабільність. Інші компоненти ЛВ також викликають тремтіння, тому синхронізатор для декодування повинен працювати на частотах 20 МГц або вище. Програмовані логічні схеми здатні забезпечити швидкості синхронізації до 50 МГц і навіть вище.

Інші методи декодування запитів використовують лічильники для вимірювання часу між прийнятими імпульсами. І в цьому випадку, як і в разі застосування зсувних регістрів, задавальний генератор повинен працювати на частоті вищій за 20 МГц.

Зсувний регістр може стати в пригоді і для генерування імпульсів передавача. Всі передавальні імпульси є кратними до тривалості 1,45 мкс, що є еквівалентом тактової частоти 689,7 кГц. Лише точно синхронізований з цією частотою задавальний генератор може керувати зсувним регістром передавача, щоб задовольнити вимоги до зменшення тремтіннь. Це означає, що генератором необхідно керувати таким чином, щоб перший цикл розпочався в межах 0,1 мкс від моменту приймання дійсного запиту. Одне з розв'язань цієї задачі полягає в застосуванні тактової частоти 40 МГц для декодера на регістрах зсуву і ділити цю частоту на 58 для отримання імпульсів тривалістю 1,45 мкс для регістра зсуву передавача. В цьому випадку тремтіння загальної затримки через цифрову синхронізацію становить лише ± 50 нс.

Сучасні мікропроцесори також можна було б застосувати для декодування прийнятих сигналів, але звичайно в такому разі процесор буде прив'язаний суто до цих сигналів. Навіть якщо йдеться про швидкий процесор, застосування апаратних засобів декодування є більш придатним. Така задача може бути апаратно розв'язаною за допомогою програмованих логічних інтегральних мікросхем (ПЛІС). В ЛВ на передавання і приймання використовується одна антена. Антенний перемикач приєднує її до передавача, коли передається відповідь.

Як фільтр НВЧ у ЛВ часто використовується зустрічно-гребінчаста структура, що має низький хвильовий опір на центральній частоті. Такі фільтри будуються на латунних або мідних стрижнях, покритих тонким шаром срібла для підвищення добротності Q. В останніх розробках твердотільних ЛВ застосовують мік-

росмужкові фільтри НВЧ. Хоча вони цілком здатні придушити частоту дзеркального каналу, але вони не мають такої високої добротності Q , яка досягається в гребінчастих фільтрах.

7.11.2. Літакові відповідачі типу S

Є багато спільного між відповідачами режиму S і ЛВ типу АТСRBS. Це передусім зумовлено тим, що ЛВ з режимом S відповідають і на запити ВРЛ АТСRBS. Головна відмінність полягає в тому, що ЛВ типу S має два приймачі для забезпечення рознесення (див. підрозд. 7.10). Водночас ЛВ типу S, що призначені для малої авіації, не використовують просторового рознесення і тому не мають двох приймачів. Серед інших відмінностей відзначимо застосування передавача, стабілізованого кварцом або керамічним резонатором. Функціональну схему ЛВ режиму S показано на рис. 7.30. Відповідач у своєму складі має два приймачі із спільним гетеродином. Виходи приймачів присьднані до схеми вибору (*voter*), що визначає, який з двох прийнятих сигналів є переважним.

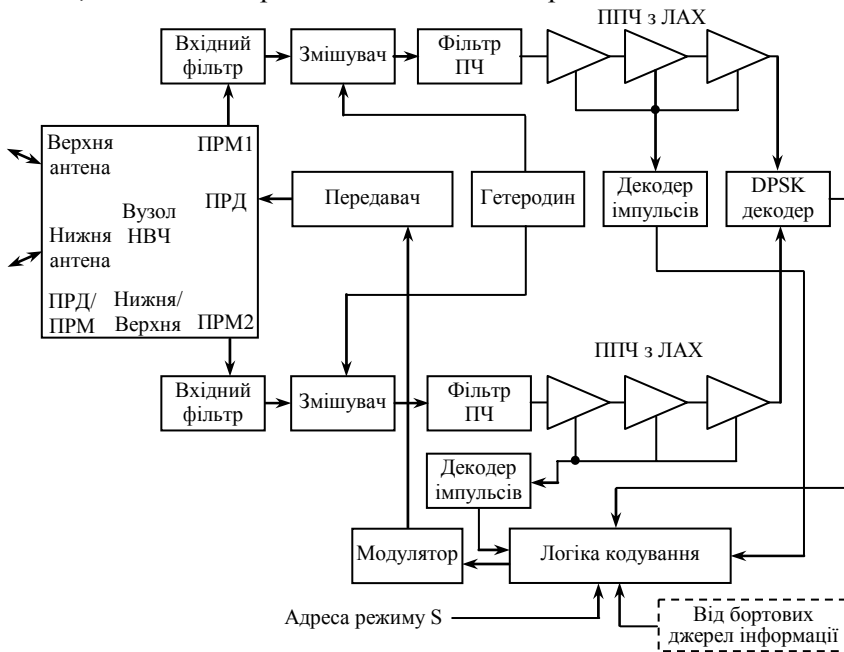


Рис. 7.30. Схема відповідача типу S

Перемикач ПРД–ПРМ приєднує передавач до обраної антени водночас захищаючи приймачі від надмірної потужності передавача.

Передавач використовує генератор з керамічним резонатором, який діє аналогічно кварцовому кристалу, хоча і з дещо нижчою стабільністю. Його перевагою є те, що він здатен працювати на частоті 1090 МГц.

Резонатор на поверхнево-акустичних хвилях (ПАХ) також може підтримувати 1090 МГц. Стабільність ПАХ-резонатора вища за стабільність керамічного резонатора, але нижча, ніж кварцу. На жаль, він не може працювати з такою потужністю як керамічний резонатор. Це означає, що генератор на ПАХ-резонаторів зумовить нижчий рівень вихідного сигналу, і в такий передавач буде необхідно включити більше підсилювальних каскадів.

Варто зауважити, що місцевий генератор, який слугує гетеродином для приймачів, не пов'язаний з генератором передавача. Зважаючи на те, що ЛВ використовує проміжну частоту 60 МГц, генератор передавача на 1090 МГц міг би бути використаним і як гетеродин. Але є дві причини, чому від такого рішення доводиться відмовитися у цій конструкції.

По-перше, приймач потребує кварцової стабілізації гетеродина, оскільки він працює з сигналами кодованими диференціальним зсувом фази (DPSK), для чого необхідний стабільний і точний приймач.

По-друге, важливим є те, що відповідач не випромінює додаткової енергії на частоті передавача, щоб уникнути завад. Саме через це ЛВ з режимом S (рис. 7.31) має окремий гетеродин на частоті, відмінній від частоти передавача.

Демодулятор сигналів DPSK побудований на лінії затримки на 250 нс, яка реалізується як прилад на ПАХ або на — об'ємно-акустичних хвилях. Для демодуляції сигнал проміжної частоти після підсилення затримується лінією затримки і перемножується з незатриманим сигналом (рис. 7.31).

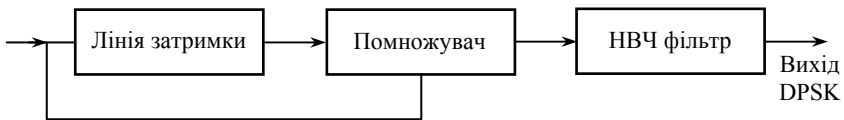


Рис. 7.31. Демодулятор сигналів з кодованим диференціальним зсувом фази (DPSK)

Завдяки високій точності затримки такий прилад є чутливим до невеликих фазових зсувів. Після демодуляції DPSK фаза попереднього елемента сигналу буде точно збігатися або буде точно у протифазі з поточним елементом. Якщо проміжну частоту вибрано таким чином, що протягом часу затримки, тобто 250 нс, вкладається ціле число періодів, то сама лінія затримки не вносить фазового зсуву. Наприклад, частота 60 МГц створює рівно 15 періодів, що становлять 250 нс, і підходить як проміжна частота для такого ЛВ.

7.11.3. Рознесені антени

Рознесення — це відомий метод, що використовується, наприклад, у високочастотному радіозв'язку, для якого характерною проблемою є загасання сигналу. Найчастіше застосовують частотне і просторове рознесення. Якщо через атмосферні умови сигнал загасає на одній частоті, то він може стійко сприйматися на іншій частоті. Тому в разі використання двох робочих частот з'являється можливість вибрати кращий сигнал.

На відміну від частотного рознесення просторове рознесення полягає у використанні двох антен, що працюють з однаковими частотами. Річ у тім, що в дециметровому діапазоні зниження рівня сигналу може відбуватися не через зміну атмосферних умов, а швидше через зміни просторового положення літака, що може спричинити затінення антени. У цьому випадку друга антена, установлена в іншій позиції, допоможе прийняти нормальний сигнал.

Відповідач типу S є також частиною системи попередження зіткнень TCAS (див. розділ 8), при роботі якої відбувається обмін інформацією між літаками. Коли відповідач запитується із землі, приймання природно відбувається на антену, встановлену в нижній частині фюзеляжу, а у випадку запитів, що надходять від інших літаків, пріоритет однієї з двох антен установлюється залежно від взаємної позиції літаків.

Нескладно зрозуміти, що для коректного функціонування методу просторового рознесення антен необхідно використовувати два приймачі. Якби обидві антени були приєднані до входу одного приймача, то через різницю фаз та виникнення інтерференції відбулося б посилення сигналів, що надходять з одних напрямів і придушення з інших.

У разі використання зовсім незалежних приймачів ніяких умов для додавання синфазних і вирахування протифазних коливань не виникає: антени мають незалежні ДН.

Залишається лише визначити, який із приймачів забезпечує потужніший сигнал. Для цього можна використовувати потужності сигналів, однак сильні сигнали не завжди кращі, особливо у випадку спотворень через багатопляхове поширення радіохвиль. Саме тому у відповідачах з режимом S застосовують надійні методи виявлення помилок і більш складні критерії вибору.

Рознесення антен використовують не тільки на приймання, але й на передавання. Має сенс передавати відповідний сигнал через ту з антен, що забезпечує більш сильний запитувальний сигнал.

Процес прийняття рішення, яку антену використовувати, називають *voting* (голосування).

Відповідна схема (*voter*), реалізовує алгоритм, що ґрунтується на певних критеріях, і вирішує два питання: 1) вихід якого приймача використовувати; 2) через яку з антен передавати відповідь.

7.11.4. Реалізація сучасного відповідача

Рознесення антен використовується у відповідачі ЛВ з режимом S типу TDR-94D фірми *Rockwell Collins* [76].

Два антенні порти і два приймачі TDR-94D працюють з антенами у верхній і нижній частинах фюзеляжу літака, щоби гарантувати пряму видимість під час зв'язку, що особливо важливо для роботи з обладнанням TCAS. Структурну схему цього відповідача показано на рис. 7.32.

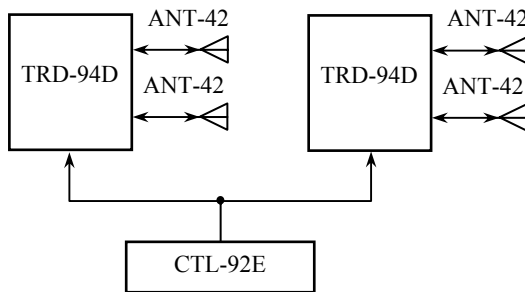


Рис. 7.32. Блок-схема літакового відповідача TDR-94D

З рисунка видно, що типова система відповідача типу TDR-94D складається з двох приймачів-передавачів TDR-94D, пульта керування ЛВ з ідентифікацією рейсу CTL-92E, чотирьох антен дециметрового діапазону ANT-42.

Основне призначення. Відповідач працює як бортове обладнання системи керування польотами, відповідаючи на запити ВРЛ (SSR) для забезпечення диспетчерів КПП необхідною інформацією про висоту та ідентифікаційний номер ПС.

Крім того, його приймач-передавач відповідає на запити бортових систем попередження зіткнень TCAS II, може використовуватися як модем для лінії передавання даних по каналах ВРЛ.

Основні параметри. Відповідач має основні характеристики, необхідні для сертифікації його відповідно до FAA TSO.

Як приклад, відзначимо такі дані відповідача TDR-94D:

- потужність передавача пікова — 250...625 Вт;
- частота випромінюваних коливань — 1090 ± 1 МГц;
- чутливість приймача:
ATCRBS — -73 ± 4 дБмВт;
Mode S — -74 ± 4 дБмВт;
- частота настроювання приймача:
ATCRBS — $1030 \pm 0,2$ МГц;
Mode S — $1030 \pm 0,1$ МГц;
- розміри і маса блоків TDR-94D — $84,6 \times 124,5 \times 353,2$ мм;
3,85 кг.

Система повинна задовольняти вимоги стандарту DO-160: *Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment*, виданому RTCA. Діапазон робочих температур від мінус 55 до +70 °С для блока TDR-94D і від мінус 30 до +70 °С для блока CTL-92.

Конфігурації. Зазвичай відповідачі випускаються у різних конфігураціях. Зокрема, система TDR-94D відрізняється від TDR-94 лише функціонуванням з розділенням антен.

Саме тому цей відповідач обладнаний чотирма антенами: по два антенні порти на кожній з двох приймачів забезпечують раціональне використання верхніх і нижніх антен.

Резервування. Зазвичай два комплекти відповідачів монтуються на літаку, але тільки один використовується в конкретний момент часу, а другий перебуває у стані гарячого резерву.

Технологія. Щодо технологічної реалізації слід зазначити, що TDR-94D є твердотільним кварцованим приймачем-передавачем. Він приймає імпульсні і фазоманіпульзовані запити від ВРЛ з режимом S відповідно до принципів кодування і дає необхідні відповіді з достатньою піковою потужністю.

Системні функції. Відповідач є складною цифровою системою з необхідними пристроями для приєднання до органів керування у кабіні літака, системи повітряних сигналів, системи попередження зіткнень літаків, а також з можливим з'єднанням з бортовою комп'ютеризованою системою керування (*Flight Management System* — FMS).

Такий відповідач дає всі необхідні типи відповідей:

- режиму A — ідентифікація (*squawk ident*);
- режиму C — барометрична висота;
- режиму S — у реагуючи на відповідний тип запиту від наземних запитувачів ВРЛ і літакових запитувачів системи TCAS.

Він також транслює індивідуальну адресу (*squitter*) ПС (24 біт) відповідно до принципів, описаних у підрозд. 7.5.3, 7.6.3, 7.6.5, 7.7.

Рівень відповідача. Система TDR-94D класифікується як відповідач рівня 3A (Level 3A Mode S transponder) згідно зі стандартом ICAO і рекомендованими практиками (ICAO Standards And Recommended Practices).

Обмін даними. Як термінал лінії передавання даних такий відповідач отримує короткі повідомлення (*Comm A*) в довгі повідомлення (*Comm C*) з землі, а також передає «вниз» короткі повідомлення (*Comm B*). Окремі повідомлення можуть поєднуватися у ланцюги для передавання великих обсягів інформації.

Можливість удосконалення. Сучасні відповідачі, зокрема TDR-94D, розробляються з урахуванням майбутніх удосконалень і нарощування системи.

Наприклад для роботи у мережі *Aeronautical Telecommunications Network* (ATN), перспективних системах попередження зіткнень (TCAS IV) і автоматичного залежного спостереження — *Automatic Dependent Surveillance-Broadcast* (ADS-B).

Про це йтиметься у розділах 8 і 9. Повна відповідність вимогам використання відповідача в ATN як системи передавання даних вимагає додавання відповідної функції інтерфейсу — *Transponder Interface Function* (TIF).

Система TDR-94D включає TIF з використанням високошвидкісних портів ARINC 429 для приймання даних, *Global Positioning System* (GPS) і *Flight Management System* (FMS).

Через такий інтерфейс TDR-94D полегшується спостереження на великих дальностях без участі ВПЛ відповідно до сучасних концепцій CNS/ATM.

Повітряні та інші дані, що отримуються через систему FMS, є доступними для наземної системи КІП через запити–відповіді у режимі S і систему передачі даних, зводячи до мінімуму обсяг голосових повідомлень.

Система TDR-94D також включає стандартні інтерфейси для приймання сигналів коригування для диференціальних GPS у форматах сумісних з ARINC 743 (GPS).

Оновлення програмного забезпечення (*software upgrades*) передбачено вимогами *European Elementary and Enhanced Mode S Surveillance* and ADS-B.

Такі особливості є типовими для сучасних літакових відповідачів.

8. БОРТОВІ СИСТЕМИ ПОПЕРЕДЖЕННЯ ЗІТКНЕНЬ ПОВІТРЯНИХ СУДЕН

8.1. Історичний огляд бортових систем попередження зіткнень

Об'єднана нарада Комісії з радіотехніки для авіонавтики (*Radio Technical Commission for Aeronautics* — RTCA) та Інституту інженерів з електротехніки і радіоелектроніки (*Institute of Electrical and Electronic Engineers* — IEEE) у 1955 р. висунула вимогу до електронної промисловості щодо розроблення БСПЗ, яка мала доповнити наземну систему КПП у зоні радіолокаційного контролю і забезпечити гарантоване розділення ПС у повітряному просторі поза зоною контролю. Було визначено, що дієвий підхід до розроблення системи попередження зіткнень (СПЗ) пов'язаний з використанням взаємодійної апаратури кооперативного типу.

У період з 1972 по 1976 рік декілька систем пройшли льотні випробування за підтримки Федеральної авіаційної адміністрації (ФАА). Системи, розроблені фірмами *Minneapolis-Honeywell* (AVOIDS) і *Radio Corporation* (SECANT), за принципом дії були запитально-відповідними, тобто вони запитували ідентичні системи на літаку-порушнику. Висота визначалася з отриманої відповіді, а дальність оцінювалася за допомогою вимірювання часу, що мінув з моменту запиту до отримання відповіді. Інша система, розроблена фірмою *McDonnell-Douglas*, являла собою частотно-часову систему, де всі ПС синхронізуються і за часом, і за частотою запиту за допомогою високочотних генераторів, розміщених на ПС.

Радянська система «Ешелон» [7], розроблена у 70-ті роки, що працювала в діапазоні 1592,5–1622,5 МГц, мала всі основні ознаки сучасної БСПЗ (був навіть розроблений мікромініатюрний варіант цієї системи), але вона не була інтегрована із системою КПП.

У 1974 році почалося розроблення принципово нової БСПЗ — *Beacon-based Collision Avoidance System* (BCAS), тобто маякової системи попередження зіткнень. Однією з причин розроблення було забезпечення вигоди із зроблених раніше великих капітальних

вкладень у ЛВ, які використовуються в системі вторинної радіолокації ACTRBS для виявлення і супроводження ПС за допомогою наземного обладнання системи КПП.

Здійснення удосконаленої концепції попередження зіткнень ПС, названої *Traffic alert and Collision Avoidance System* (TCAS), було розпочато у 1981 р. Ідея базувалася на попередніх розробках BCAS, але із застосуванням методу дискретно-адресних повідомлень, що використовують нові формати сигналів ВРЛ режиму S. Завдяки цьому TCAS забезпечує додаткові можливості, яких не було в BCAS, а саме:

- захист від зіткнень за високої щільності повітряного руху;
- відображення допоміжної інформації про повітряний рух, названої консультативною інформацією;
- можливість попереджати льотчика про безпосередню близькість ПС із ЛВ без кодування висоти.

Позиція Американської авіаційної адміністрації (FAA) до створення TCAS була прикладом системного підходу з одночасним розробленням сім'ї БСПЗ, демонстрацією функціональної живучості і технічної реалізації системи та фінансування створення відповідного національного і міжнародного стандарту на апаратуру БСПЗ.

Перша програма TCAS об'єднувала три варіанти системи. Система TCAS I — для ПС загального застосування, TCAS II — для магістральних ПС з виробленням рекомендацій для маневру у вертикальній площині (набір висоти або зниження), TCAS III¹ також призначалася для застосування на магістральних ПС, але мала формувати командну інформацію на маневри як у вертикальній, так і у горизонтальній (вправо/вліво) площинах.

Спільними зусиллями FAA, RTCA, Асоціації авіаційного транспорту (*Air Transport Association* — АТА), приватних дослідницьких організацій, виробників авіаційного і електронного обладнання були розроблені мінімальні вимоги до робочих характеристик (MOPS) системи TCAS.

Після випробувань на обмеженій кількості літаків працездатність системи і доцільність її широкого впровадження була підтверджена як пілотами, так і персоналом КПП.

¹ Пізніше вона була замінена на TCAS IV.

Далі FAA, виходячи з директиви Конгресу США, зробила обов'язковим включення системи TCAS до складу бортового РЕО транспортних літаків як доповнення до системи КПП (АТС). Попри неодноразове перенесення через неготовність промисловості забезпечити необхідну кількість систем до запланованих дат, обладнання літаків системою TCAS стало обов'язковою умовою виконання польотів майже в усьому світі [77].

Система з активною відповіддю може ефективно працювати тільки у випадку жорсткого виконання вимог, що забезпечують повну і надійну сумісність обладнання, яке можуть розробляти і випускати різні фірми. Тому ICAO затвердила обов'язкові вимоги [78] до БСПЗ — *Aircraft alert and Collision Avoidance System* (ACAS), взявши за основу американську систему TCAS. Таким чином, позиція FAA і тих фірм, які довели ідею БСПЗ до реального РЕО та ініціювали прийняття міжнародних рекомендацій на основі цього РЕО, виявилася досить далекоглядною.

Підсумовуючи цей короткий огляд, можна зазначити, що створені концепція і система TCAS являють собою результат більш як 30-річної роботи авіаційних фахівців з розроблення життєздатної БСПЗ, яка доповнює наземну систему КПП. Зусилля були сконцентровані на ідеях, що дозволяють використовувати радіолокаційні ЛВ, установлені на ПС і призначені для роботи в системі КПП. Перевага такої побудови БСПЗ полягає в можливості ПС, обладнаного такою системою, одержати негайний захист від загрози зближення зі значною кількістю ПС, що мають на борту ЛВ в режимі S або принаймні ЛВ типу АТСRBS.

Система TCAS I реалізує певні можливості щодо створення консультативної інформації про навколишні ПС (азимут, дальність, відносну висоту польоту) і лише дозволяє візуально виявляти потенційно небезпечне ПС. Система TCAS II, крім консультативної інформації, здатна рекомендувати маневри у вертикальній площині з ухилення від зіткнення. Замість системи TCAS III, що планувалася як така, що формує необхідну командну інформацію на виконання маневрів відхилення в обох (вертикальній і горизонтальній) площинах, розроблено концепцію TCAS IV — системи нового покоління, яка використовує супутникову інформацію DGPS (*Differential GPS*) для точного визначення місцеперебування літаків та пасивне спостереження ADS-B (див. розділ 9). Натепер TCAS IV вважається перспективною системою, що після освоєння її промисловістю стане обов'язковим удосконаленням до TCAS II.

8.2. Основні терміни і визначення

Деякі з термінів, що будуть формально визначені в цьому розділі, уже були вживані вище, і їхній смисл достатньо зрозумілий на інтуїтивному рівні. Але точне формулювання значення терміна в межах прийнятих концепцій є важливим, коли йдеться про таку відповідальну сферу, як попередження зіткнень літаків.

Перелік термінів з формулюванням їх значень.

Власне повітряне судно — оснащене TCAS ПС, що здатне відхилитися від заданої траєкторії і яке за допомогою TCAS захищається від можливих зіткнень і може виконати маневр відповідно до вказівки TCAS.

Повітряне судно-порушник (*Intruder*) — оснащене приймачем-відповідачем ВОРЛ повітряне судно, що перебуває в межах зони дії TCAS і стосовно якого TCAS визначила встановлену траєкторію.

Траєкторія — дані, принаймні трьох послідовних вимірювань, що визначають положення, у яких може реально перебувати повітряне судно.

Установлена траєкторія — траєкторія, що видана в результаті здійснюваного TCAS спостереження «повітря–повітря» і розгляну-та як траєкторія певного повітряного судна.

Зона підвищеної уваги (*Caution Area*) — певний об'єм повітряного простору, який починається за 20...48 с до того, як відповідно до прогнозу TCAS, порушник увійде у зону зіткнення літака, обладнаного TCAS.

Зона попередження (*Warning Area*) — ділянка тривимірного повітряного простору, яка починається за 15...35 с до того, як згідно з прогнозом TCAS порушник увійде в зону зіткнення літака, обладнаного TCAS.

Близький літак (*Proximate Traffic*) — будь-який літак, що надсилає відповідь на запит за допомогою відповідача і який перебуває у межах горизонтального радіуса відображення дисплея і 1200 футів по вертикалі відносно власного літака.

Інший об'єкт повітряного руху (*Other Traffic*) — будь-який літак, що відповідає на запит, але не класифікується як порушник (*Intruder*) або близький літак (*Proximate Traffic*) і перебуває в межах установленого на дисплеї діапазону дальності відображення.

Найбільше зближення — ситуація, що характеризується мінімальною відстанню між власним ПС з TCAS і літаком-порушником. Таким чином, відстань у момент найбільшого зближення є найменшою відстанню між двома ПС, а час найбільшого зближення являє собою момент існування цієї ситуації.

Потенційна загроза — повітряне судно-порушник, що заслуговує особливої уваги через його безпосередню близькість до власного ПС або у зв'язку з тим, що послідовні вимірювання дальності і абсолютної висоти свідчать про наявність можливості його перебування на курсі зіткнення або небезпечного зближення із власним ПС. Час попередження про загрозу зіткнення з таким ПС є достатньо малим для того, щоб передача консультативної інформації про повітряний рух (TA) була виправдана, однак він не настільки малий, щоб з повною підставою передавати рекомендацію щодо розв'язання загрози зіткнення (RA).

Загроза (Threat) — повітряне судно-порушник, яке заслуговує особливої уваги через його безпосередню близькість до власного ПС або у зв'язку з тим, що послідовні вимірювання дальності і абсолютної висоти свідчать про можливість його перебування на курсі зіткнення або небезпечного зближення із власним ПС. Час попередження про загрозу зіткнення з таким ПС досить малий для того, щоб передача рекомендації з розв'язання загрози зіткнення (RA) була виправдана.

Усенаправлене передавання TCAS — довгий запитальний сигнал спостереження «повітря–повітря» у режимі S із усенаправленим передаванням адреси.

Консультативна інформація про повітряний рух (TA) — інформація, видавана льотному екіпажу про те, що певне повітряне судно-порушник являє собою потенційну загрозу.

Час попередження — інтервал часу між моментом виявлення потенційної загрози або загрози і моментом найбільшого зближення, в умовах, коли жодне ПС не має прискорення по траєкторії.

Рекомендація з розв'язання загрози зіткнення (RA) — видавана льотному екіпажу інформація з рекомендацією про маневр, призначений забезпечувати ешелонування відносно всіх ПС, які являють собою загрозу, або обмеження маневру для підтримання існуючого ешелонування.

Коригувальна RA — це RA, що рекомендує пілоту змінити поточну траєкторію польоту.

Позитивна RA — рекомендація щодо розв'язання загрози зіткнення, що рекомендує пілоту виконувати набір висоти або зниження.

Попереджувальна RA — рекомендація щодо розв'язання загрози зіткнення, що рекомендує пілоту уникати певних відхилень від поточної траєкторії польоту, однак не пропонує будь-яких змін цієї траєкторії.

RA оберненого значення — рекомендація щодо розв'язання загрози зіткнення, яка змінила значення на обернене.

RA з набором висоти — додатна RA, яка рекомендує набір висоти, але без збільшення вертикальної швидкості.

RA з обмеженням вертикальної швидкості (VSL) — рекомендація щодо розв'язання загрози зіткнення, яка рекомендує пілоту уникати певних значень вертикальної швидкості; RA з VSL може бути коригувальною або попереджувальною.

RA зі зниженням — додатна RA, що рекомендує зниження, але без збільшення вертикальної швидкості.

RA з перетинанням абсолютної висоти — рекомендація щодо розв'язання загрози зіткнення, що передбачає перетинання абсолютної висоти, якщо в даний момент власне ПС з TCAS перебуває принаймні на 30 м (100 фут) нижче або вище від загрозового ПС, і рекомендації пропонують відповідно виконувати маневри угору або вниз.

RA зі збільшенням вертикальної швидкості — рекомендація щодо розв'язання загрози зіткнення з таким рівнем значущості, що рекомендує пілоту збільшити вертикальну швидкість до значення, яке перевищує зазначене в попередній RA, що передбачала набір висоти або зниження.

Значення RA — RA, передана TCAS II, має значення «угору», якщо вона передбачає набір висоти або обмеження швидкості зниження, і значення «униз», якщо вона передбачає зниження або обмеження швидкості набору висоти. Вона може мати одночасно два значення «угору» і «униз», якщо вона передбачає обмеження вертикальної швидкості встановленим діапазоном. Значення RA може бути одночасно «угору» і «униз», коли в умовах декількох одночасних загроз TCAS виробляє RA, спрямовану на забезпечення належного ешелонування нижче від деякої загрози (загроз) і вище від деякої іншої загрози (загроз).

Значущість рекомендації щодо розв'язання загрози зіткнення — величина маневру, зазначеного в RA. До моменту її скасування RA може мати кілька послідовних ступенів значущості. У момент передавання RA з новим ступенем значущості попередня RA автоматично втрачає силу.

Повідомлення з доповненням до рекомендації щодо розв'язання загрози зіткнення (RAC) — повідомлення, що містить доповнення до рекомендації щодо розв'язання загрози зіткнення (RAC — *Resolution Advisory Complement*).

Доповнення до рекомендації щодо розв'язання загрози зіткнення (RAC) — інформація, передана за допомогою запиту в режимі S від однієї TCAS до іншої TCAS з метою узгодження зустрічних маневрів через обмеження вибору можливих маневрів TCAS, що приймає RAC.

Дані про доповнення до рекомендацій щодо розв'язання загрози зіткнення (дані RAC) — зведена інформація про всі отримані TCAS і діючі на даний момент часу RAC у вертикальній (VRC) і горизонтальній (HRC) площинах. Ця інформація передається при відповіді в режимі S однією TCAS іншій TCAS або наземній станції режиму S.

Діюче RAC — RAC є діючим, якщо воно обмежує вибір RA. RAC, які були отримані протягом останніх 6 с і які не були однозначно скасовані, є діючими.

Координація — процес, за допомогою якого два ПС, оснащені TCAS ПС вибирають сумісні рекомендації з розв'язання загрози зіткнення (RA) шляхом обміну доповненнями до рекомендацій щодо розв'язання загрози зіткнення (RAC).

Координаційний запит — запит у режимі S (передавання по лінії зв'язку «угору»), переданий TCAS II або III (IV), який містить повідомлення з рекомендацією щодо розв'язання загрози зіткнення.

Координаційна відповідь — відповідь у режимі S (передавання по лінії зв'язку «униз»), що підтверджує отримання координаційного запиту приймачем-відповідачем режиму S, який є частиною обладнання TCAS II або III.

Рівень чутливості (S) — інтегральний показник, який характеризує набір параметрів, використовуваних в алгоритмах формування консультативної інформації про повітряний рух (TA) і рекомендацій щодо попередження зіткнень з метою встановлення часу по-

передження, який визначається потенційною загрозою і логікою виявлення загрози, а також визначення значень параметрів, які стосуються до логіки вибору RA.

Цикл — одна закінчена послідовність функцій, виконуваних TCAS II або TCAS III (IV) номінально один раз за секунду.

8.3. Концепція і основні принципи TCAS

Основний принцип, покладений в основу TCAS, полягає в тому, що ця система, яка розроблена виключно для попередження зіткнень і небезпечних зближень ПС у польоті, є автономною і незалежною від будь-яких зовнішніх систем, таких як навігаційне обладнання літака, системи наземного базування або супутники.

Основними поняттями, що становлять концепцію системи попередження зіткнень, є: критерій тау (τ); рівень чутливості; захищений об'єм.

8.3.1. Критерій тау

Одним з ключових понять, запроваджених під час розроблення TCAS, є критерій тау, який ґрунтується на тому, що час до зустрічі із загрозою (літаком-порушником) є важливішим, ніж відстань до загрози. Тому критерій попередження зіткнення базується на оцінці часу (не відстані), тобто — часу польоту до прогнозованої точки найбільшого зближення (CPA — *Closest Point of Approach*).

Це тау-критерій, або критерій часу польоту до CPA (*time-to-go to CPA criterion*).

Таким чином, CPA — це точка попереду, яка за прогнозом комп'ютера, або процесора TCAS буде зоною конфлікту із літаком-порушником.

Рис. 8.1 ілюструє геометрію конфлікту [79].

Якщо R — відстань між літаком 2 і літаком 1 у початковий момент часу t_0 , вектор v_R — відносна швидкість, що є геометричною сумою v_1 та v_2 , а v_θ — тангенціальна швидкість літака 2 відносно літака 1, то m є шуканою відстанню, тобто відстань між літаком 1 і CPA. Хоча швидкості літаків v_1 і v_2 є постійними, відстань $R(t)$ і кут (азимут) $\theta(t)$ змінюються залежно від часу.

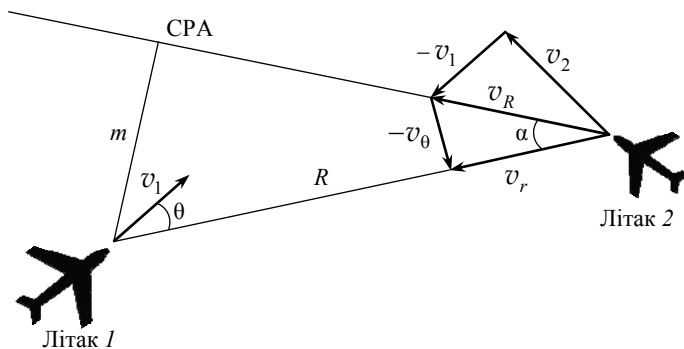


Рис. 8.1. Геометрія конфлікту при постійних швидкостях літаків

З рис. 8.1 випливає, що літак 2 досягне CPA через час, що дорівнює τ секунд:

$$\tau = \frac{(R^2 - m^2)^{1/2}}{v_R}. \quad (8.1)$$

При цьому швидкість θ' змінювання азимутального кута θ дорівнює $\theta' = |v_\theta|/R$ [рад/с], а $\sin \alpha = m/R = |v_\theta|/v_R$. Комбінуючи ці рівняння, можна отримати

$$\theta' = \frac{mv_R}{R^2} = \frac{m/v_R}{\tau^2 + m^2/v_R^2}. \quad (8.2)$$

Рівняння (8.2) свідчить, що $\theta' = 0$, тобто азимут не змінюється, якщо і тільки якщо літаки справді перебувають на курсі зіткнення, тобто коли $m = 0$.

Таким чином, величина τ — це оцінка часу, що лишився до досягнення літаком точки CPA. Величина τ дорівнює похилій дальності, поділеній на швидкість зближення. Рішення щодо тієї чи іншої дії приймається, якщо оцінена величина τ менша ніж визначений пороговий рівень $\tau_{\text{пор}}$.

8.3.2. Рівень чутливості

Іншим важливим для розуміння концепції TCAS поняттям є рівень чутливості (SL — *Sensitivity Level*). Дієве функціонування логіки уникнення зіткнень потребує компромісу між необхідним рів-

нем захисту і зайвими рекомендаціями, які відволікають пілота фіктивними тривогами. Цей компроміс досягається шляхом змінювання рівня чутливості SL, який регулює τ і через це керує розмірами захищеного повітряного простору навколо кожного літака, обладнаного TCAS. Чим більший SL, тим вищий рівень захисту надається, але збільшується рівень фіктивних тривог.

Пілот має можливість вибирати з трьох режимів роботи, і цей вибір перетворюється в рівень чутливості логікою SL.

Цими режимами є: STANDBY (готовність), TA-ONLY (тільки TA) і AUTOMAIC (автоматичний). У режимі STANDBY система не випромінює запити. Цей рівень зазвичай включають, коли літак перебуває на землі.

В режимі TA-ONLY обладнання виконує всі функції спостереження і забезпечує рекомендації TA, але не дає рекомендації RA. Цей рівень може використовуватися пілотами для того, щоб уникнути зайвих відволікань під час заходу на посадку. В інших випадках зазвичай обирається режим AUTOMAIC. При цьому система TCAS вільна вибрати свій SL, який залежить від поточної висоти власного літака. Наприклад, рівень SL2 може автоматично встановлюватися, коли літак перебуває на висоті меншій за 1000 футів (приблизно 300 м) над рівнем землі (AGL) за даними радіолокаційного висотоміра. В цьому випадку, тобто за чутливості SL2, надаються лише TA (рекомендації RA не надаються).

Коли автоматично встановлюються рівні чутливості від SL3 до SL7, надаються як TA, так і RA рекомендації. Зауважимо, що за встановленням рівня SL3 використовуються дані, що надходять на вхід TCAS від радіолокаційного висотоміра (AGL), у той час, коли рівні SL4, SL5, SL6, і SL7 використовують висоту над середнім рівнем моря (MSL), що подається на вхід TCAS від барометричного висотоміра.

8.3.3. Тест за дальністю

Об'єднане застосування критерію τ і рівня чутливості SL приводить до трьох критеріїв дальності (*range criterion*), які ґрунтуються на оцінюванні τ :

1. *Звичайний (простий) критерій* τ , який було розглянуто вище; у цьому випадку

$$\tau = \tau_u = -R/R', \quad (8.3)$$

де R — похила дальність і R' — швидкість зближення.

Насправді τ_u дорівнює часу до CPA лише, якщо $m = 0$, що зазвичай не справджується у більшості випадків, причому різниця більше, коли відстань m більша. Тому цей критерій не є прийнятним ні у випадку низької швидкості зближення, ні у випадку, коли літак рухається з прискоренням.

2. *Модифікований критерій tau* було введено саме для цих випадків. Він обчислюється як

$$\tau = \tau_m = -(R - D_m)/R', \quad (8.4)$$

де D_m — порогове значення відстані, яке залежить від SL.

3. *Критерій Бремсона* (Bramson). Модифікований критерій tau веде до надто великих захищених об'ємів, що не завжди потрібно. З цієї причини як критерій дальності для стандарту TCAS/ACAS було реалізовано критерій Бремсона [80]. Відмінність цього критерію від модифікованого tau лише в тому, що коли відстань R дорівнює пороговому значенню D_m , то час видачі сигналу тривоги має дорівнювати часу польоту до CPA. Цей критерій називають також *Distance Modification* (DMOD) Bramson Tau. Його визначають за формулою:

$$\tau = \tau_b = -\left[R - D_m^2 / R \right] / R', \quad (8.5)$$

де τ_b — tau, визначений відповідно до критерію Бремсона; R — похила дальність; D_m — порогове значення відстані, що залежить від SL; R' — швидкість зближення.

8.3.4. Висотний тест

На додаток до критерію (тесту) дальності логіка TCAS II включає і висотний тест, який оцінює, чи є висотне розходження літаків нижче від необхідного вертикального ешелонування в точці CPA. Висотна інформація отримується з даних, що надсилаються ЛВ з режимом S або C. Вертикальна швидкість обчислюється з послідовних даних про висоту літака-порушника, точніше із змін його висоти в часі. Оскільки інформація про висоту надається дискретно

через 100 футів і зчитування не проводиться в постійному темпі, вертикальна швидкість може бути оцінена лише приблизно. З під-розд. 8.3.1 випливає, що перевірка будь-яких дальнісних або висотних тестів TCAS ґрунтується на використанні концепції tau для всіх функцій попередження про небезпеку. Умови і границі, за яких мають видаватися рекомендації TA (наприклад, за часу, що залишився до можливого зіткнення tau = 40 с) і RA (наприклад, якщо tau = 25 с) можуть бути обчислені для будь-якої комбінації дальності, швидкості зближення і розділення за висотою.

8.3.5. Захищений об'єм

Концепція tau разом з SL визначають розміри захищеного об'єму, тобто повітряного простору навколо кожного літака, обладнаного TCAS. Порогові значення висоти польоту, за яких TCAS автоматично змінює рівень чутливості, а також пов'язані з ним величин tau відносно літака, що повідомляє про свою висоту, наведено в табл. 8.1.

Таблиця 8.1

Вибір рівня чутливості та відповідні порогові значення tau

Висота, футів	Рівень чутливості SL	Значення tau, с	
		TA	RA
0–1000 AGL	2	20	N.A.
1000–2350 AGL	3	25	15
2350–5000 MSL	4	30	20
5000–10000 MSL	5	40	25
10000–20000 MSL	6	45	30
20000–42000 MSL	7	48	35
Понад 42000 MSL	7	48	35

Кожний літак, обладнаний TCAS, оточений захищеним об'ємом повітряного простору. Межі цього об'єму сформовані величиною tau, обчисленою відповідно до критерію DMOD — модифікованого за відстанню критерію Бремсона, причому рівень чутливості SL визначає розмір захищеного об'єму навколо власного літака.

Для типових конфігурацій зіткнення з малими вертикальними швидкостями зближення вертикальні розміри захищеного об'єму для рекомендацій TA на 1200 футів вищі і нижчі від висоти власного літака. Вертикальні розміри для рекомендацій RA становлять 750...950 футів залежно від висоти власного літака.

У випадку високих вертикальних швидкостей зближення рекомендації TA або RA були б видані, коли прогнозований час до досягнення рівності висот знижується нижче за величину τ за даних рівнів чутливості. Горизонтальні розміри захищеного об'єму не ґрунтуються на фактичних відстанях, а залежать від на часу польоту до точки CPA. Таким чином, розмір захищеного об'єму залежить від швидкостей і напрямів польоту залучених літаків, а також від SL. За формою захищений об'єм є зрізаним еліпсом з великою віссю, що дорівнює відстані, яку літак, що рухається швидше, пройшов би протягом часу τ , відповідного TA.

Зокрема, TCAS II розроблений для запобігання зіткненню у випадку, коли будь-які два літаки зближуються по горизонталі зі швидкістю до 1200 вузлів (понад 2220 км/год) і вертикально до 10000 футів за хвилину (понад 50 м/с).

Захищена ділянку простору, в якій визначається статус загрози зустрічних ПС на основі визначених критеріїв за дальністю і висотою, показано на рис. 8.2.

У випадку, коли виявлено небезпечне ПС, TCAS видасть консультативну рекомендацію (TA) і якщо буде потреба, TCAS II (і тим паче TCAS IV) видасть рекомендацію щодо розв'язання конфлікту (RA), яка по суті є рекомендованим маневром для уникнення небезпеки.

Натепер базовою системою є TCAS II. Якщо обидва літаки обладнані принаймні системою TCAS II з відповідачами режиму S [81], вони отримають скоординовані рекомендації RA для безпечного розходження по вертикалі. Варто нагадати, що TCAS не може видати такі рекомендації щодо літаків, які не повідомляють про їх висоту.

Важливо відзначити, що пороги захисту TCAS змінюються залежно від висоти. Зокрема числові дані, позначені на рис. 8.2, дійсні за встановленого рівня чутливості SL5, тобто на висотах польоту 5000...10 000 футів MSL згідно з даними табл. 8.1.

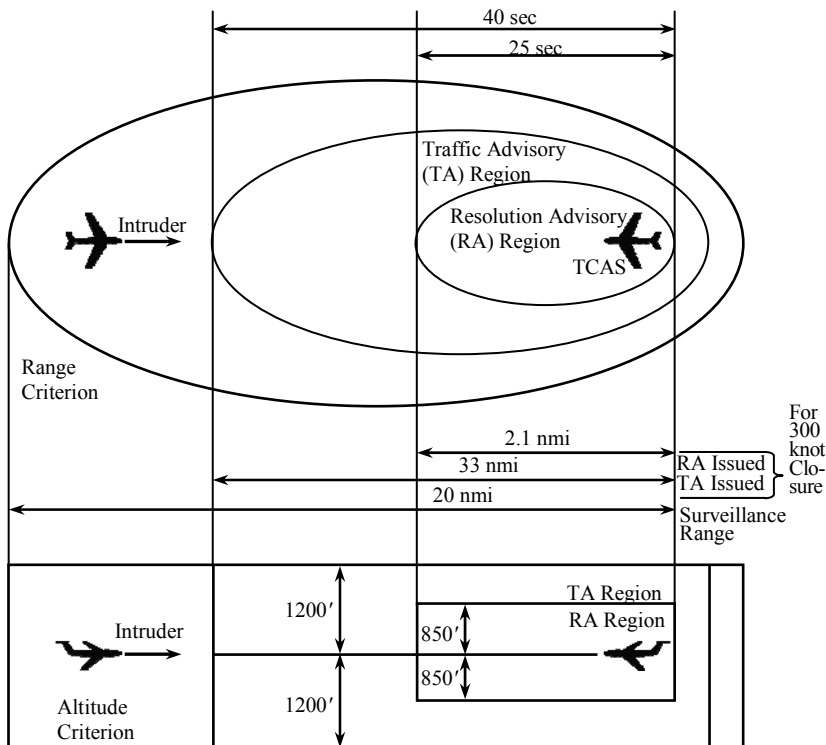


Рис. 8.2. Захищений **обсяг** или об'єм? повітряного простору навколо літака, обладнаного TCAS, за рівня чутливості SL5

За цих умов консультативні рекомендації TA формуються за 40 с ($\tau = 40$ с), а рекомендації щодо розв'язання конфлікту RA — за 25 с ($\tau = 25$ с), якщо комбінації дальності та швидкості зближення задовольняють дальнісні та висотні тести (підрозд. 8.3.3–8.3.4).

8.3.6. Функціональна схема TCAS II

Система TCAS II складається з пульта керування (зазвичай спільного для ЛІВ режиму S і TCAS), ЛІВ (приймача-передавача) режиму S, процесора TCAS, антен, TA і RA дисплеїв та слухового сигналізатора.

Функціональну схему TCAS II показано на рис. 8.3.

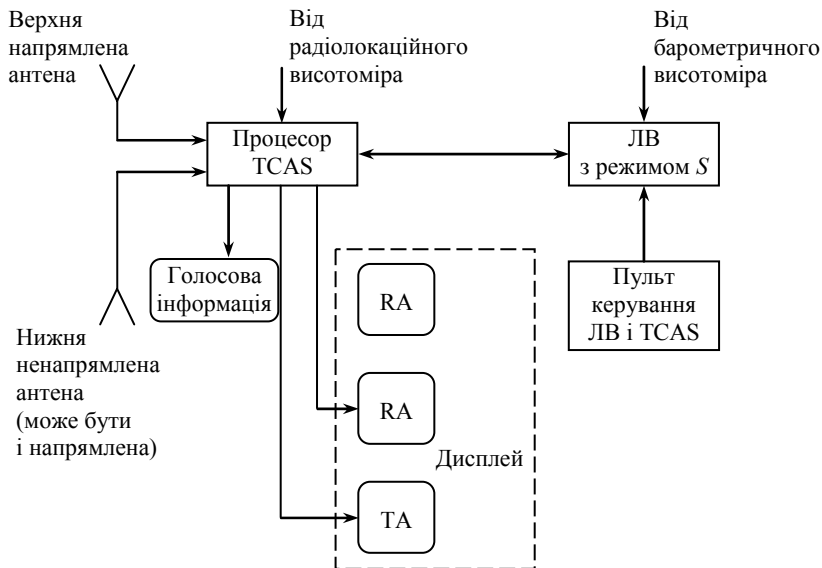


Рис. 8.3. Типова блок-схема TCAS II

Керувальна інформація з пульта керування ЛВ режиму S і TCAS через ЛВ надходить на комп'ютер (процесор) TCAS. Система TCAS II має напрямлену антену, що встановлена у верхній частині фюзеляжу. Цю антену використовують для передавання запитів з різним рівнем потужності в кожному з чотирьох 90-градусних азимутальних сегментів і для отримання даних про дальність та висоту цілей, що перебувають у зоні відповідальності системи над літаком, обладнаним TCAS.

Друга, всенапрямлена передавальна і приймальна антени, встановлена у нижній частині літака, забезпечує систему TCAS даними про дальність і висоту цілей, що рухаються у зоні відповідальності TCAS нижче від власного ПС. Для передавання запитів і отримання відповідей TCAS II використовує ті самі радіолокаційні ЛВ, що встановлені на літаку для роботи з наземними вторинними РЛС КІР (див. розділ 7). Тому несна частота запитів дорівнює 1030 МГц, а відповідей — 1090 МГц.

Дисплей консультативної інформації — ТА, відображає позиції учасників руху в зоні відповідальності TCAS і допомагає пілоту візуально виявити потенційну загрозу. Рекомендації щодо розв'я-

зання конфлікту — RA можуть бути показані на стандартному індикаторі швидкості — *Vertical Speed Indicator (VSI)*, модифікованому таким чином, щоб позначити вертикальну швидкість, якої необхідно дотримуватися для безпечного розходження літаків. Коли система генерує RA, процесор TCAS II дає команди на підсвічування відповідних сегментів індикатора. Тоді виконання рекомендації RA полягає у забезпеченні виконання польоту з утримуванням стрілки VSI поза червоними сегментами на екрані індикатора. На новіших літаках функція індикації RA об'єднана з іншою польотною інформацією на екрані інтегрованого дисплея — *Primary Flight Display (PFD)*.

Детальніше питання відображення інформації розглянуто в підрозд. 8.5. Візуальна індикація консультативної інформації про повітряний рух (TA) і рекомендацій з розв'язання загрози зіткнення (RA) супроводжуються звуковою інформацією із стандартними фразами, що синтезуються комп'ютером TCAS II.

8.3.7. Функціонування системи

Передавач системи працює у двох режимах з часовим поділом запитів відповідачів існуючої системи ВПЛ (ATC RBS) і режиму S. Приймач також працює у двох режимах, забезпечуючи обчислювач інформацією про висоту, дальність і азимут двох типів відповідачів. Відповіді ЛВ відслідковуються і з них витягується інформація про швидкості зміни висоти польоту і дальності до інших ПС, яка передається разом з інформацією про висоту польоту в логічний блок TCAS, де визначається загроза зіткнення і виробляються команди на маневр відхилення з наступним відображенням. На ПС разом з апаратурою TCAS установлюється ЛВ із режимом S для забезпечення надійного зв'язку між двома конфліктуючими ПС, обладнаними апаратурою системи TCAS, і для вироблення взаємно координованих маневрів відхилення.

Скуїтер, запит і відповідь. Відповідачі режиму S сповіщають про їх наявність наземним запитувачам і системі TCAS, періодично випромінюючи «переривчасті сигнали», які називають «*squitter*» (скуїтером). Вони містять унікальний ідентифікаційний код цілі (24-розрядну адресу — mode S address), але не містять інформації про висоту польоту.

Темп приймання переривчастих сигналів (який зазвичай нижчий для більш віддалених цілей) разом з інформацією про висоту, отриману з несинхронних відповідей, використовують для визначення можливості запиту цілі для вимірювання її дальності. Коли виміряна в такий спосіб дальність стає меншою від заданої, ціль буде запитуватися постійно з відповідним темпом і рівнем потужності, погодженими з дальністю до цілі.

Точність вимірювання дальності і висоти (з дискретним кроком відповідно 20 і 30 м), отримана від ЛВ, достатня для вироблення вертикальних маневрів відхилення, якщо вимірювання виконують один раз за секунду.

Таким чином, протягом односекундного циклу, що повторюється протягом функціонування системи, TCAS II повинна здійснювати моніторинг інших ПС у зоні своєї дії, опитуючи їхні приймачі-відповідачі ВРЛ, і формувати відповідні рекомендації, коли задовольняються тести за дальністю й висотою, а також подавати необхідну інформацію пілоту.

Процесор системи постійно оцінює об'єкти у визначеному **об'ємі** повітряного простору, геометрія якого проілюстрована на рис. 8.2, з тим, щоб розв'язати будь-які можливі конфлікти, що можуть виникнути.

Приймач-передавач режиму S, який може бути частиною системи TCAS, а може бути встановленим і на літаку, необладнаному TCAS, щосекунди псевдовипадково випромінює (*squitter*) — повідомлення із своєю унікальною 24-розрядною адресою (mode S address) в усіх напрямках. Це необхідно для того, щоб його наявність як обладнаного відповідачем (ЛВ) з режимом S літака, стала відомою іншим учасникам руху. TCAS «прислуховується» до цих радіотрансляцій, які містять унікальну адресу (mode S address) літака, що посилає повідомлення *squitter*. З отриманням дійсного повідомлення *squitter* ідентифікація літака, який його транслював, додається до списку тих літаків, які опитує літак, обладнаний системою TCAS.

Таким чином, знаючи адресу відповідного літака, TCAS надсилає йому запит режиму S і отримує на нього відповідь. Далі відповіді, отримані системою TCAS на свої запити, використовуються для того, щоб визначити напрям, дальність і висоту кожного літака.

Щільність повітряного руху і синхронні завади. Зважаючи на те, що TCAS має в своєму складі запитувач, він може втратити частину відповідей через завади, особливо синхронні завади (*garble*) так само, як і наземний запитувач ВРЛ (розділ 7).

У систему TCAS закладена здатність функціонувати в повітряному просторі із щільністю повітряного руху до $0,1$ ПС/км². Це відповідає 24 ПС у радіусі 9,3 км навколо ПС, обладнаного апаратурою системи TCAS. При цьому система має забезпечувати здатність пеленгування ПС для відображення на екрані дисплея напряму на ПС і діяти повністю незалежно від наземної системи КІР, не справляючи на неї ніякого впливу.

Для реалізації вимоги до функціонування TCAS у повітряному просторі з такою високою щільністю руху ($0,1$ ПС/км²) розроблено два методи зі зменшення впливу синхронних завад: 1) метод «шепіт-крик», 2) спрямований запит.

Метод «шепіт-крик». Передаючи запити, процесор має здатність керувати ефективною потужністю, яку TCAS випромінює. Для цього використовується схема, що образно називається «шепіт-крик». Метод «шепіт-крик» допомагає керувати «досяжністю» системи, тобто відстанню літаків від власного літака, на якій вони будуть відповідати на запити.

Метою методу «шепіт-крик» є поділ всіх ПС, що перебувають у зоні дії TCAS, таким чином, щоб на будь-який запит відповідали б не всі ЛВ одразу, а менша кількість ПС, залежно від дальності.

У разі використання дворівневого запиту і сигналу придушення відбувається поділ загальної кількості ПС на дві приблизно рівні групи. Перший запит передається за певного відносно низького рівня потужності, тому лише близько половини всіх ПС, що перебувають у зоні можливого синхронного накладення відповідей, будуть приймати його з перевищенням заданого порога. Отже, тільки ці ПС будуть відповідати на перший запит, і вплив синхронних завад знизиться приблизно вдвічі.

Другий запит передається на повній потужності для того, щоб він був прийнятий всіма ПС у зоні спостереження. Але цей запит випереджається передаванням додаткового імпульсу з рівнем потужності, близьким до рівня потужності першого запиту. Мета передавання цього імпульсу — блокування тих ЛВ, які вже відповіли на перший запит. Блокування здійснюється схемою придушення

бічних пелюстків ЛВ. У результаті перша група ПС відповідати не буде, тому і у другому періоді приймання відповідей синхронні завади будуть знижені приблизно у двічі.

Спрямований запит. Використання спрямованого запиту є методом зменшення синхронних завад для роботи із ЛВ системи АТС RBS у повітряному просторі з високою щільністю повітряного руху. Спрямований запит викликає відповіді тільки тих ПС, які перебувають за курсом (у межах передньої півплощини) руху ПС, обладнаного системою TCAS. Це зменшує розміри зони відповіді, як показано на рис. 8.4, а отже, і кількість ПС, що відповідають на запит.

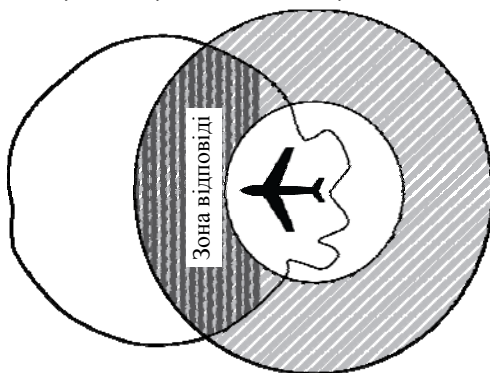


Рис. 8.4. Спрямований запит

Для забезпечення спостереження у всіх напрямках, використовуються багатопроменева ДН антени. При цьому особливу увагу необхідно приділити запобіганню пропусків на краях зони дії TCAS за рахунок неповного перекриття променів.

Напрявлена антена. Для пілота та системи TCAS важливо знати напрям (азимут) і висоту кожного літака в зоні спостереження. Напрявлена антена є важливим компонентом системи, оскільки визначає точність оцінки напрямку на ціль. Ці дані потрібні як для автоматичного вироблення рішення системою, так і як допомога в процесі візуального виявлення потенційної небезпеки пілотом. Розглянемо кут, під яким надходить сигнал від цілі до напрямленої антени TCAS, і з'ясуємо, яким чином можна його оцінити. Природно, що антена не повинна містити рухомих елементів. За такої умови кут можна було б вимірювати, використовуючи синусно-косинусний розподіл амплітуди в чотирьох квадрантах, але тоді

виникає неоднозначність визначення азимута, характерна для моноімпульсного методу. Цей кут можна також вимірювати методом порівняння амплітуди і фази моноімпульсу, а також, методом фазового інтерферометра.

Вимірювання амплітуди сигналу може виявитися недостатньо надійним через неконтрольовані механічні навантаження на антену, що в кінцевому підсумку вплине на величину прийнятого сигналу. Вимірювання за допомогою фазового інтерферометра є найбільш прийнятним процесом для використання коротких імпульсів й визначення співвідношення їхніх фаз.

Розмір антени, включаючи її висоту, відіграє велику роль для точності, проте на борту застосовуються низкопрофільні антени з очевидних причин. Діаграмою напрямленості антени керують електронним способом за допомогою керувальної мережі, реалізованої в процесорі, яка здатна вибірково активізувати будь-який квадрант і керувати фазою кожного елемента. Використовуючи схему прямого фазового інтерферометра (який також використовується в оптиці), дуже важливо узгодити фази елементів антенної системи для підтримки точності вимірювання. Деяка неузгодженість може бути компенсована за допомогою самокалібрування процесора відносно антени після її установа, а потім у процесі функціонування в польоті. Використання техніки електронного керування променем антени дозволяє передавати запити тільки по одному квадранту (рис. 8.3) або по одному сектору антенної решітки, якщо її застосувати в новій системі TCAS.

Таке селективне (по квадрантах) передавання забезпечує придушення сигналів по іншим (невибраних) квадрантах завдяки високому рівню бічних пелюсток і роботі схеми їх придушення у ЛВ (P2). Так забезпечується керування діаграмою напрямленості антени. Далі кут, під яким надходить сигнал, може бути уточнений у межах квадранта.

Природно, якщо використовувати багато елементів у межах кожного квадранта, то точність може бути істотно підвищена. Невизначеність за кутом і далі може бути усунена шляхом виконання спрямованих запитів у квадрантах, що залишилися. Тоді концепція керування променем, використовувана TCAS, полягатиме в керуванні фазуванням сигналу в усіх елементах антени, що веде до керування діаграмою напрямленості випромінювання навколо літака,

що захищається. Цей метод дозволяє сконцентрувати велику потужність лише в одному малому секторі повітряного простору в будь-який момент часу. У третім поколінні систем TCAS передбачається застосування антенних систем, які будуть складатися з пар (верхньої та нижньої) антен діаметром 10,5 дюймів. Кожна з антен є восьмиелементною кільцевою антенною решіткою з електронним скануванням, що безперервно переглядає захищений простір навколо літака.

Слідкування і прогнозування. Як тільки відповідь на запит розпізнана, літак — отримувач інформації завантажує дані в систему і може починати процес слідкування, або супроводження цілі. Постійні запити, збирання даних, супровід і прогнозування для всіх порушників їхніх траєкторій, що перетинаються з траєкторією власного літака, роблять систему досить зайнятою. Установлення такого двонапрявленого каналу передавання даних між обладнаними TCAS II літаками є вкрай важливим для успішного розв'язання конфліктних ситуацій.

Оцінювання та супровід цілі потребують об'єднання інформації з отриманих відповідей від літаків, що увійшли в зону дії TCAS. Процес такого об'єднання, називається кореляційним обробленням відповідей. Він ґрунтується на констатації відсутності ознак відповіді від будь-якого вже упізнаного ПС. Кореляційне оброблення відповідей має два етапи: 1) первісне впізнання раніше невідомої цілі; 2) визначення кореляції (взаємозв'язку) певних відповідей з траєкторіями цілей, що відслідковуються системою.

Поведінка відслідковуваних траєкторій прогнозується до моменту видачі чергової послідовності запитів за методом «шепіт-крик» і порівнюється з реально вимірними положеннями на підставі отриманих відповідей. Відповідь «об'єднується» з траєкторією (тобто вважається такою, що належить до траєкторії ПС), якщо виміряна дальність становить 17 м від прогнозованої траєкторії, а висота — 30 м. Траєкторії цілей, відповіді яких не виявляються протягом шести оглядів, знімаються з супроводу.

Відповіді, які не корелюються з наявними траєкторіями, можуть бути:

- несинхронними відповідями (прийнятими TCAS, але запитаними іншими запитувачами);

– відповідями, які не вдається об'єднати із трасою через помилки у визначенні положення траєкторії чи похибки у вимірюванні параметрів відповідей;

– відповідями від несупроводжуваного в цей час ПС.

Процес зав'язки траєкторії здійснюється для формування нових траєкторій за некорельованими відповідями, запам'ятованими у трьох останніх оглядах. Аналізуються три ототоженні відповіді, які лежать на прямій лінії (у межах 95 км) за швидкостей зближення ПС до 2200 км/год. Зазвичай слідкувальний пристрій може забезпечувати збільшення розмірів вікна, коли відповіді від ЛВ розкидані та рідкі, а також під час маневрів ПС, обладнаних апаратурою системи TCAS, або ПС-порушника.

Зрозуміло, що у процесі кореляційного оброблення відповідей беруть участь тільки сигнали відповідачів ВРЛ із кодуванням висоти. Насправді відповіді, отримані від ЛВ, які не обладнані пристроєм кодування висоти, можуть також за певних умов бути зав'язані в траєкторії, як і відповіді відповідачів, що працюють у режимі С. Для цього були розроблені спеціальні алгоритми, зокрема на основі слідкувального пристрою по дальності (α, β, γ -tracker), який відслідковує квадрати вимірів дальності, що використовуються для згладжування траєкторії [82]. При цьому, якщо немає інформації про висоту, «нуль» розглядається як припустимий код висоти.

Спостереження на основі квадрата дальності є прийнятним для СПЗ, оскільки квадрат відстані між будь-якими двома літаками, що рухаються без прискорення, є параболічною функцією часу. Такий алгоритм роботи з цілями, не обладнаними відповідачами типу С або S, добре працює лише за низької та середньої щільності літаків у зоні відповідальності системи (зазвичай нижче за 0,01 ПС/км²).

Обмеження завад через перевантаження. Оскільки для запитів і відповідей наземна система КПП і система TCAS використовують одні й ті самі канали 1030/1090 МГц; можливе перевантаження цих каналів. Для розв'язання цієї проблеми використовуються запити системи TCAS, обмежені за потужністю і темпом передаванні до рівнів, які приводять до незначного підвищення активності каналів. Функція обмеження завад здійснюється кожною окремою системою TCAS на підставі підрахунку кількості всіх ПС, обладнаних апаратурою TCAS, у межах 56 км один раз за секунду.

Система TCAS регулює власну активність запитів таким чином, що разом з подібним регулюванням інших систем ансамбль запитів не призводить до погіршення характеристик ні наземної системи КІР, ні системи TCAS.

Робота з відповідачами ATCRBS. Система TCAS II працює з ЛВ ATCRBS у режимах А/С по-різному. Зрозуміло, що TCAS не опитує відповідача режиму А, оскільки такий ЛВ не дає інформації про висоту, але TCAS опитує відповідач в режимі С, хоча і виключно в режимі «mode C/mode S all call», тобто «загальний виклик» без адреси.

Відповіді ЛВ режиму С, що містять необхідні дані про висоту цілі, також є об'єктами стеження і прогнозування, але не всі вони є синхронними і тому для забезпечення належного фільтрування використовуються спеціальні алгоритми.

Літак-порушник, обладнаний ЛВ системи ATC RBS з кодуванням висоти (режим С), буде спричиняти формування системою TCAS командної інформації за умови одночасного досягнення порогів за дальністю та висотою.

Якщо час до мінімального зближення або поточна дальність стають меншими від заданих значень (0,5 хв і 1 км відповідно), то спрацьовує поріг за дальністю. Якщо час виходу на одну висоту або поділ за висотами польоту стають меншими від заданих значень (0,5 хв і 230 м), то буде спрацьовувати поріг за висотою.

Процес розв'язання конфлікту. Послідовність функцій, які виконує TCAS у процесі виявлення і розв'язання конфлікту, показано на рис. 8.5 (перший ряд блоків). Нижні ряди блоків містять основні дії, що необхідно виконати, та інші аспекти деталізації цих функцій.

Процес розв'язання конфлікту починається з консультативної інформації про повітряний рух (ТА), яка є лише інформативною (не рекомендаційною) за своєю природою.

Дисплей ТА видає льотному екіпажу візуальну інформацію про повітряний рух в зоні дії системи, з якої можна встановити, наскільки загрозливим є кожне виявлене ПС, що перебуває в зоні дії системи TCAS.

Певні об'єкти, виявлені в режимі індикації ТА, лише пізніше можуть отримати статус порушника і, можливо, загрози, якщо умови змінюються.

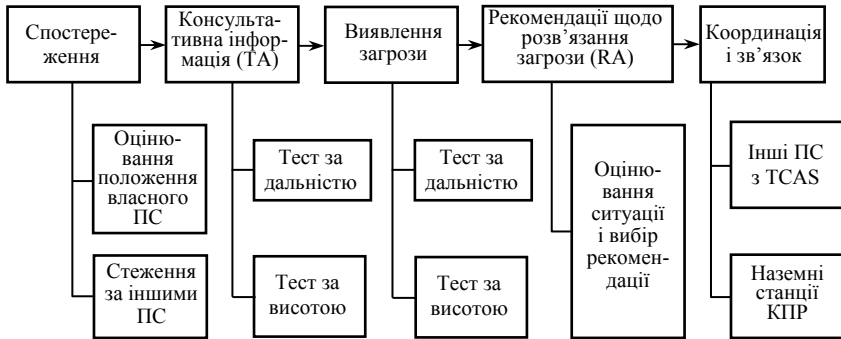


Рис. 8.5. Функції TCAS у разі виявлення і розв'язання конфлікту

Наступний крок — рекомендація щодо розв'язання загрози зіткнення (РА).

Можуть бути, наприклад, рекомендації щодо набору висоти, або зниження із зазначенням вертикальних швидкостей, яких треба дотримуватися або, навпаки, яких необхідно уникати.

Усі рекомендації поділяють на два класи: профілактичні (*preventive*) і коригувальні (*corrective*).

Профілактична рекомендація відвертає літак робити маневр, який міг би призвести до зіткнення. Тобто така рекомендація передусім рекомендує пілоту не відхилятися від існуючого вертикального профілю польоту і інформує екіпаж про те, що конфліктна ситуація розв'язується сама по собі, якщо літак зберігає поточний режим польоту.

Коригувальна РА — це останній крок розв'язання конфлікту. Така команда дається екіпажу для вжиття заходів щодо уникнення небезпечної ситуації, що розвивається.

У системі TCAS II ці заходи полягають у додержанні рекомендацій щодо маневрування у вертикальній площині. Це є природним, оскільки вертикальні зміни траєкторії польоту зумовлюють найшвидше розв'язання можливого конфлікту.

Усі ці дії мають бути завершені до досягнення точки CPA, що була розрахована процесором (див. підрозд. 8.3.1).

конані умови тесту дальності (див. підрозд. 8.3.3) і вертикальне розділення в точці CPA має бути в межах 850 футів для цілей, які повідомляють про свою висоту.

Тест дальності ґрунтується на величині τ_{ac} , що відповідає RA, та приблизно 15 с.

Ціль, що не повідомляє про свою висоту, визнається потенційною загрозою, якщо один тільки тест дальності показує, що розрахункове значення τ_{ac} перебуває у межах порога для τ_{ac} , що відповідає RA для заданого рівня чутливості SL.

Коли певна ціль визнана загрозою, для визначення типу рекомендації щодо розв'язання конфлікту (RA) використовується двоступеневий (такий, що складається з двох основних кроків) процес. На першому кроці має бути визначений головний зміст (напрямок) рекомендованого маневру (уверх або вниз).

На підставі слідкування за дальністю і висотою потенційної загрози логіка попередження зіткнень моделює траєкторію потенційної загрози до точки CPA і обирає напрям маневру ПС, що є основним змістом рекомендації RA для розв'язання конфлікту, який забезпечує більше вертикальне розходження.

Другий крок формування рекомендації RA має вибрати «силу» рекомендованого маневру (наприклад, вертикальну швидкість). Логіка налаштована на вибір таких параметрів вертикального маневру, які найменше порушують режим польоту та забезпечують надійне вертикальне розходження літаків.

Можливі рекомендації з розв'язання конфліктів. Приклади можливих рекомендацій RA наведено в табл. 8.2.

Якщо обидва літаки, що беруть участь у даному конфлікті, обладнані TCAS II, то кожний літак передає запити координації у режимі S іншому для гарантування вибору спряжених узгоджених рішень RA для кожного літака. Запити координації містять інформацію про намічений вертикальний маневр літака.

Рекомендації негативного типу полягають в обмеженні вертикальної швидкості ($vsl = \text{vertical speed limit}$).

Логіка TCAS забезпечить узгодженість рекомендацій, тобто в разі видачі координованих рекомендацій екіпажам двох конфлікуючих літаків, один з них отримує рекомендацію «уверх», а другий — «униз».

Таблиця 8.2

Можливі рекомендації з розв'язання конфлікту (RA)

Рекомендації «уверх»	Тип рекомендації	Рекомендації «униз»
<i>Increase Climb to 2500 fpm</i> Збільшити швидкість підняття до 2500 футів за хвилину	<i>Positive</i> Позитивна	<i>Increase Descent to 2500 fpm</i> Збільшити швидкість спуску до 2500 футів за хвилину
<i>Reversal to Climb</i> Змінити на набір висоти	<i>Positive</i> Позитивна	<i>Reversal to Descend</i> Змінити на знижування
<i>Maintain Climb</i> Підтримувати піднімання	<i>Positive</i> Позитивна	<i>Maintain Descent</i> Підтримувати знижування
<i>Crossover Climb</i> Піднімання через висоту загрози	<i>Positive</i> Позитивна	<i>Crossover Descend</i> Спуск через висоту загрози
<i>Climb</i> Набір висоти	<i>Positive</i> Позитивна	<i>Descend</i> Знижування
<i>Don't Descend</i> Не знижуватися	<i>Negative vsl</i> Негативна	<i>Don't Climb</i> Не підніматися
<i>Don't Descend > 500 fpm</i> Не знижуватися більше за 500 фут/хв	<i>Negative vsl</i> Негативна	<i>Don't Climb > 500 fpm</i> Не підніматися більше за 500 фут/хв
<i>Don't Descend > 1000 fpm</i> Не знижуватися більше за 1000 фут/хв	<i>Negative vsl</i> Негативна	<i>Don't Climb > 1000 fpm</i> Не підніматися більше за 1000 фут/хв
<i>Don't Descend > 2000 fpm</i> Не знижуватися більше за 2000 фут/хв	<i>Negative vsl</i> Негативна	<i>Don't Climb > 2000 fpm</i> Не підніматися більше за 2000 фут/хв

8.4.2. Версія 6.04

Однією з перших версій програмного забезпечення TCAS II була версія 6.04, розроблена у Lincoln Laboratory Массачусетського технологічного інституту для функціонування в умовах повітряного простору зі зменшеним мінімальним ешелонуванням — RVSM

(Reduced Vertical Separation Minimum) Airspace. Її було прийнято FAA як обов'язкову наприкінці 1993 р. Пізніше з'ясувалося, що ця версія не повністю відповідає SARPS ICAO для TCAS II, а також не забезпечує експлуатаційної сумісності з RVSM, тобто прийнятим зменшеним нормам вертикального ешелонування. Ці норми передбачають вертикальне розділення 1000 футів (300 м) між ПС на ешелонах польоту FL 290-410¹.

8.4.3. Версія 7.0

У 2000 р. прийнято нову версію програмного забезпечення TCAS II — версія 7. Вона повністю усунула зазначені недоліки. Крім того, у неї введено деякі модифікації, які далі поліпшують функціонування системи в умовах RVSM Airspace.

ЄВРОКОНТРОЛЬ з 2000 р. вимагає використовувати версію 7.0 для всіх літаків з максимальною злітною масою понад 15000 кг або з кількістю пасажирських місць понад 30 для польотів у європейському повітряному просторі. Це стосується як пасажирських, так і вантажних літаків [110].

Метою змін у версії 7.0 було подальше підвищення безпеки через поліпшення сумісності TCAS з процедурами, використовуваними органами КПП, а також вирішення певних експлуатаційних проблем, ідентифікованих пілотами під час роботи з попередніми версіями програмного забезпечення. Серед змін є досить очевидні для пілотів, зокрема зміни у голосових повідомленнях, а також у відображенні рекомендацій RA. Зміни тексту голосових повідомлень, що супроводжують індикацію RA, були спрямовані на те, щоб зробити бажану реакцію на рекомендації більш інтуїтивною.

Рекомендації TCAS II за версією 7.0 і відповідні голосові повідомлення наведено у табл. 8.3. Голосові повідомлення попередньої версії (Version 6.4) подано для порівняння, причому ті рядки, в яких дві версії програмного забезпечення TCAS II не збігаються, виділені затіненням. Доцільно порівняти дані табл. 8.3 з табл. 8.2. Невеликі модифікації стосуються також візуального відображення рекомендацій. Відображення інформації на дисплеях розглянуте далі.

¹ FL = Flight Level. FL 290 – 410 означає на висотах між 29000 і 41000 футів (приблизно між 8800 і 12500 м).

Таблиця 8.3

Рекомендації TCAS II і відповідні голосові повідомлення

Рекомендації TCAS	Голосові повідомлення Version 7.0	Голосові повідомлення Version 6.4
Traffic Advisory	Traffic, Traffic	Traffic, Traffic
Climb RA	Climb, Climb	Climb, Climb, Climb
Descend RA	Descend, Descend	Descend, Descend, Descend
Altitude Crossing Climb RA	Climb, Crossing Climb; Climb, Crossing Climb	Climb, Crossing Climb; Climb, Crossing Climb
Altitude Crossing Descend RA	Descend, Crossing Descend; Descend, Crossing Descend	Descend, Crossing Descend; Descend, Crossing Descend
Reduce Climb RA	Adjust Vertical Speed, Adjust	Reduce Climb, Reduce Climb
Reduce Descent RA	Adjust Vertical Speed, Adjust	Reduce Descent, Reduce Descent
RA Reversal to a Climb RA	Climb, Climb, NOW; Climb, Climb NOW	Climb, Climb, NOW; Climb, Climb NOW
RA Reversal to a Descend RA	Descend, Descend NOW; Descend, Descend NOW	Descend, Descend NOW; Descend, Descend NOW
Increase Climb RA	Increase Climb, Increase Climb	Increase Climb, Increase Climb
Increase Descent RA	Increase Descent, Increase Descent	Increase Descent, Increase Descent
Maintain Rate RA	Maintain Vertical Speed, Maintain	Monitor Vertical Speed
Altitude Crossing, Maintain Rate RA (Climb and Descend)	Maintain Vertical Speed, Crossing Maintain	Monitor Vertical Speed
Weakening of Initial RA	Adjust Vertical Speed, Adjust	Monitor Vertical Speed
Preventive RA (No change in vertical speed required)	Monitor Vertical Speed	Monitor Vertical Speed, Monitor Vertical Speed
RA Removed	Clear of Conflict	Clear of Conflict

Програмне забезпечення за версією 7.0 включає *Horizontal Miss Distance Filter* (HMDF), що розпізнає квазі-конфліктні ситуації з достатньою відстанню між літаками для безпечного розходженням в горизонтальній площині і коли, можливо, подавляє видачу RA. Моделювання і перевірка показали, що HMDF зменшує кількість RA приблизно на 25 % у повітряному просторі США і до 40 % у повітряному просторі Європи. Крім того, версія 7.0 дає можливість системі змінити рекомендацію RA на протилежну, наприклад, CLIMB RA на DESCEND RA, у координованій взаємодії з конфліктуєчим літаком, обладнаним TCAS.

Для спостереження ПС-порушників нова версія забезпечує надійніше слідкування за порушниками, відповідність принципам інформаційної взаємодії з наземними радіолокаторами, а також надійний супровід літаків і їх відображення на більших дуальностях у зонах високої щільності повітряного руху.

Пороги видачі консультативних рекомендацій TA між FL300 і FL420 знижені для того, щоб усунути завадові попередження TA під час польотів у повітряному просторі із зменшеним мінімальним ешелонуванням (RVSM).

Висоту заборони голосових повідомлень повернуто до 500 футів AGL (за даними радіолокаційного висотоміра) для кращої поінформованості на підході. Сьома версія містить також програму, яка розпізнає конфлікти на висоті між 10000 футів і FL 300 (тобто 30000 футів), коли літак рухається з набором висоти або знижується з метою вирівнювання на відстані 1000 футів від літака, захищеного TCAS, і трохи запізнюється з видачею рекомендацій RA. І насамкінець варто відзначити, що програмне забезпечення TCAS II Version 7.0 надає додаткові можливості для зменшення частоти видачі рекомендацій RA з перетинанням висоти загрози (див. табл. 8.2 і 8.3), виконання яких може викликати певні складності.

8.4.4. Версія 7.1

На об'єднаній сесії у березні 2008 р. Спеціальний комітет RTCA і робоча група EUROCAE домовилися щодо заключної версії MOPS і програмного забезпечення для TCAS II, відомого як версія 7.1. Стандарти MOPS були схвалені Комітетом MOPS у червні 2008 р. (документ DO-185B) і Радою EUROCAE у вересні 2008 р.

(документ ED-143). Стандарти MOPS були переглянуті після з'ясування Євроконтролем двох проблем існуючої логіки TCAS, які впливають на безпеку. Одна проблема стосується логіки анулювання рекомендацій RA, а інша — можливості неадекватної реакції на RA «*Adjust Vertical Speed*».

Авіаційна адміністрація США FAA уже опублікувала інструкцію щодо застосування технічних стандартів (TSO) на TCAS II версії 7.1. Європейське агентство з безпеки польотів (*European Aviation Safety Agency* — EASA) оголосило про публікацію TSO до кінця 2009 р. [84].

Нова версія 7.1 буде мати багато відмінностей, але вона є сумісною з попередньою версією TCAS II версії 7.0. Найважливішими є два удосконалення, що розглядаються далі. Перше удосконалення стосується забезпечення можливості зміни виданої рекомендації RA на протилежну, якщо поведінка порушника не відповідає тій, що передбачалася при видачі попередньої рекомендації RA. Це удосконалення спрямоване на унеможливлення ситуацій, подібних до тієї, що сталася в 2002 р. над південною Німеччиною, коли відбулося зіткнення Ту-154 з Боїнгом-757 через помилкову рекомендацію диспетчера та ігнорування рекомендації RA пілотом Ту-154 [112]. Основний принцип полягає у виявленні тих ситуацій, коли два конфліктуючі літаки набирають висоту або знижуються одночасно. Два механізми застосовуються для забезпечення запуску реверсної рекомендації RA, коли це необхідно.

По-перше, нове програмне забезпечення буде здатним контролювати виконання виданих рекомендацій RA. В разі виявлення через певний період часу, що один з літаків не реагує на RA коректно, програма анулює попередню рекомендацію і дає «*Reversal RA*», не дозволяючи літакам зійтися ближче ніж на 100 футів по вертикалі. По-друге, у програму додано прогнозування вертикального розходження в точці CPA, яке ґрунтується на поточних вертикальних швидкостях, для своєчасного виявлення необхідності видачі *Reversal RA*.

Справді, коли прогноз показує, що літак імовірно підходить ближче за наперед установлений поріг, видається рекомендація *Reversal RA* як для літака, що наблизився на 100 футів по вертикалі. Це важливе удосконалення за версією 7.1 проілюстровано на рис. 8.7.

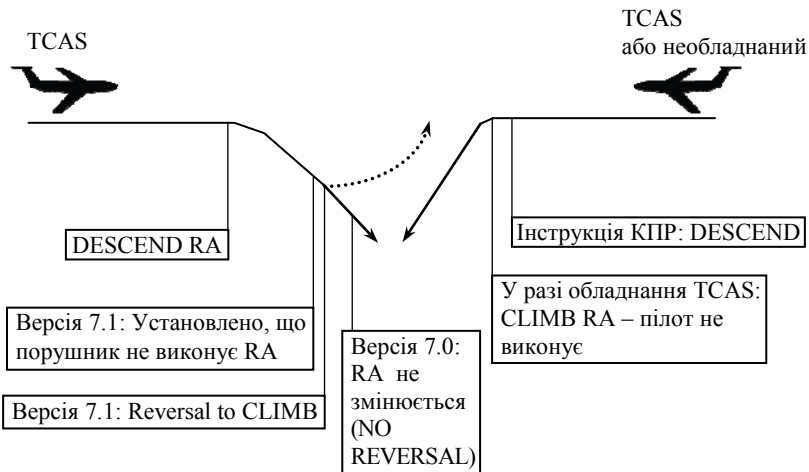


Рис. 8.7. Приклад включення Reversal RA за версією 7.1

Необхідно зазначити, що рекомендація Reversal RA не повинна включатися надто рано, щоб залишити можливість ефективного використання первісної RA перед реверсною зміною RA.

Reversal RA не повинна бути виданою занадто близько до прогнозованої точки CPA, бо тоді вона може стати непотрібною. Описана процедура реверсної рекомендації для розв'язання загрози зіткнення була досконально перевірена в Європі під егідою Євроконтролю і в США (MIT Lincoln Lab, MITRE, FAA, and Johns Hopkins University). Ця перевірка показала, що Reversal RA значно поліпшує ефективність TCAS.

Друге удосконалення стосується рекомендації RA «Adjust Vertical Speed, Adjust» (AVSA), що українською перекладається приблизно як «Вирівнюй вертикальну швидкість, вирівнюй». Згідно з інструкцією ця рекомендація вимагає зменшення вертикальної швидкості до 2000, 1000, 500 або 0 футів/хв. Відомі випадки некоректної реакції пілотів на рекомендацію AVSA, коли вони підвищували вертикальну швидкість замість зменшити її, погіршуючи таким чином ситуацію. Одного навчання пілотів не достатньо для радикального розв'язання певної невизначеності такої рекомендації. Тому версія 7.1 передбачає заміну декількох RA «Adjust Vertical Speed, Adjust» (табл. 8.3) на єдину рекомендацію «Level-off» (вирівнювання). Сутність цієї модифікації ілюструє на рис. 8.8.

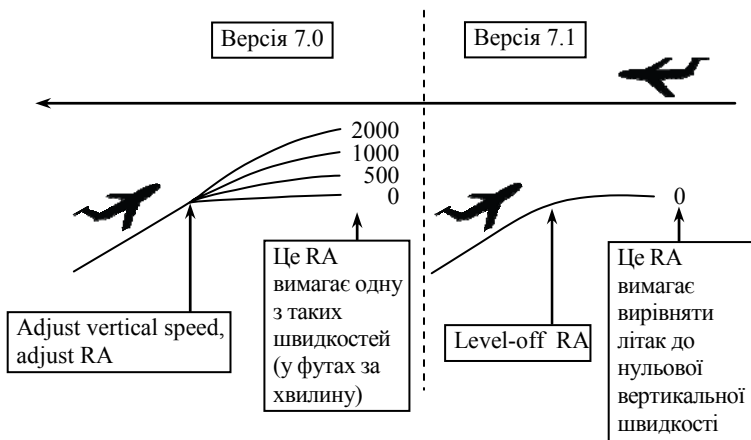


Рис. 8.8. Порівняння RA за версіями 7.0 (AVSA) і 7.1 (Level-off)

Розв'язання проблеми AVSA прямо пов'язане із змістом голового повідомлення і виконанням маневру у критичних ситуаціях, інформація про який демонструється на екрані. Таким чином, це удосконалення стосується засобів надання інформації пілоту і забезпечує нові версії 7.1 додаткову перевагу, що полягає у зменшенні можливих RA, оскільки вимоги витримувати вертикальну швидкість 500, 1000 або 2000 футів/хв стають непотрібними. Крім того, ця заміна спрощує і процедури навчання пілотів.

8.5. Подання інформації

Інтерфейс, який поєднує систему TCAS з пілотом, складається з двох дисплеїв — дисплея консультативної інформації про повітряний рух (TA індикатор) і дисплея рекомендацій для розв'язання конфлікту (RA індикатор).

Ці два дисплеї можуть бути реалізовані по-різному. Існує багато можливостей, включаючи комбіновані дисплеї, які інтегрують обидва індикатори (TA і RA) у фізично єдиному блоці. Крім того, інформація TCAS може відображатися на екрані дисплея МНРЛС, або за допомогою багатофункціонального дисплея MFD як складової *Electronic Flight Instrument System (EFIS)*. Але незалежно від конкретної реалізації інформація, що надається пілоту має бути ідентичною за формою.

Для забезпечення уніфікованого відображення інформації TCAS існують стандарти для обох типів інформації (TA і RA), які визначені документом DO-185A.

Для полегшення сприйняття візуальної інформації пілотом в дисплеях TCAS використовуються символи, які відрізняються як за формою, так і за кольором.

8.5.1. Консультативна інформація (TA)

Дисплей консультативної інформації (TA) зображує позиції літаків навколо у зоні відповідальності системи відносно власного літака. Його розроблено для надання інформації, яка допомагає пілоту візуально виявити інші літаки. Якщо TA дисплей ґрунтується на спільному користуванні більш загальним засобом відображення інформації в кабіні, то він повинен автоматично активізуватися як тільки видається TA або RA повідомлення. Більшість TA дисплеїв також дають пілоту змогу вибирати різні дальності, а також діапазон висот для відображення повітряного руху. Такі можливості дозволяють пілоту відобразити ситуацію на більших відстанях і з більшим висотним розділенням під час крейсерського польоту, зберігаючи можливість вибирати ближні відстані у зонах аеропортів для зменшення кількості завад на екрані.

Приклади стандартних символів, які використовуються для позначення ПС на екрані дисплея TCAS (дисплей TA), показано на рис. 8.9. Власний літак позначається стрілкою або літакоподібною позначкою — хрестиком з рисою білого чи блакитного (ціан) кольору (рис. 8.9, а). Розміщення символу власного літака на екрані залежить від конкретної реалізації дисплея.

Незафарбований ромбик з блакитним або білим контуром, але не того кольору, що символ власного літака, використовується для позначення літаків, які не становлять загрози. Наприклад, на рис. 8.9, б показано виявлене ПС з невідомою висотою, яке не визнано порушником.

Зафарбованими ромбиками блакитного або білого кольору (але відмінного від кольору позначки власного літака) позначаються літаки, що не визнані загрозою, але перебувають поблизу (*Proximity Iate Traffic*). Такими об'єктами є літаки (не загрози), розташовані в межах 6 морських миль і на висоті ± 1200 футів від вла-

сного літака. Приклад, показаний на рис. 8.9, в, подає *Proximity Traffic*: літак, розташований на 200 футів (02) нижче (знак «мінус»), що знижується (стрілка вниз).

Зафарбований янтарним або жовтим кольором кружочок використовується для позначення ПС, що є порушниками. Поява порушників викликає ТА голосове повідомлення (*Traffic, Traffic*).

На рис. 8.9, з показано приклад відповідного знака з цифрами +07, що означає: *Traffic Advisory*, порушник (*Intruder*), 700 футів вище і рухається прямо (немає стрілки).

Нарешті зафарбований червоним квадрат позначає порушника, який перебуває на критичній відстані, що є загрозою і викликає RA — рекомендацію щодо необхідного маневру (*Resolution Advisory*). Відповідний приклад показано на рис. 8.9, д: загроза на висоті 100 футів нижче і набирає висоту (стрілка вгору).

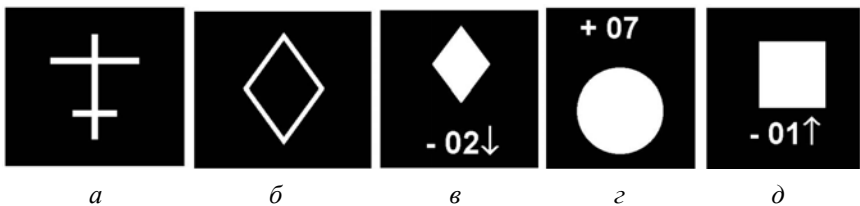


Рис. 8.9. Стандартні символи, що використовуються для позначення ПС на екрані дисплея ТА (колір позначок пояснено у тексті)

Кожна позначка літака відображається на екрані відповідно до її положення відносно власного літака. Для полегшення визначення дальності до кожного літака ТА дисплей показує мітки дальності на половині вибраного масштабу і на повному масштабі. У деяких реалізаціях можуть бути і додаткові мітки ближніх дальностях, наприклад 2 морські милі. Мітки дальності і вибраний масштаб дальності показані на екрані тим же кольором, що і символ власного літака, якщо ТА дисплей не інтегрований з іншим дисплеєм, який уже має мітки дальності, наприклад МНРЛС.

Інформація про вертикальну швидкість і висоту надається для всіх ПС, які повідомляють свою висоту. Як зрозуміло з наведених прикладів (рис. 8.9), відносна висота зазначається у сотнях футів і розміщується над позначкою порушника, якщо він перебуває вище

від власного літака, і під позначкою, якщо порушник нижче від власного літака. Значення відносної висоти мають відповідні знаки «плюс» або «мінус» відповідно.

На деяких літаках замість відносної висоти може відображатися ешелон порушника, але він так само показується над або під позначкою порушника залежно від його висоти — вище або нижче від власного літака відповідно. Якщо ж порушник не повідомляє свою висоту, ніякої додаткової інформації не буде поряд із позначкою (символом) порушника. Справа від символу порушника зображається стрілка, якщо порушник повідомляє свою висоту і рухається вгору або вниз зі швидкістю понад 600 футів/хв. Зрозуміло, що стрілка напам'ялена вгору або вниз відповідно для літака, що набирає висоту або знижується. Колір стрілки такий же, як і колір символу порушника.

Якщо літак, що викликав TA або RA, перебуває поза вибраним масштабом дальності на дисплеї, частина TA або RA символів буде відображатися на краю екрана на відповідних (правильних) азимутах. Деякі варіанти реалізації в таких випадках містять також письмове повідомлення типу TRAFFIC, TFC або TCAS. Символи на краю екрана або письмове повідомлення будуть демонструватися доти, доки літаки не увійдуть у зону вибраного масштабу дальності або пілот не змінить режиму індикації, дозволивши відобразити їх на коректній дальності.

У деяких випадках TCAS може не отримати надійних азимутальних даних про порушника, що викликав консультативну інформацію TA або навіть рекомендацію RA. Річ у тім, що азимутальна інформація використовується лише для візуальної індикації; нестача азимутальної інформації не впливає на здатність TCAS видавати TA і RA рекомендації. Коли рекомендації видаються без даних про азимут порушника, рівень загрози, а також дальність, відносна висота і вертикальна швидкість порушника видаються на екран TA дисплея у письмовій формі. Текст такого повідомлення пишеться червоним для RA рекомендації і янтарним або жовтим для TA повідомлення.

Наприклад, якщо б рекомендація RA видавалася відносно порушника на дальності 4,5 морської милі з відносною висотою +1200 футів/хв, що знижується, то індикація на TA дисплеї без даних про азимут могла б бути такою: RA 4.5 +12↓.

8.5.2. Рекомендації з розв'язання конфлікту (RA)

Дисплей рекомендацій RA щодо уникнення зіткнення забезпечує пілота інформацією про вертикальну швидкість або кут тангажу, які необхідно витримувати для уникнення зіткнення з порушником. Як візуальні дисплеї RA використовуються індикатори вертикальної швидкості VSI або індикатори миттєвої вертикальної швидкості IVSI. Такий дисплей може бути також інтегрований в основний пілотажний дисплей — *Primary Flight Display* (PFD), використовуючи його смужку вертикальної швидкості або сигнали тангажа, що відображаються на PFD.

Відомі також варіанти з відображенням рекомендацій RA у системах бортової індикації на лобовому склі кабіни екіпажу — *Heads-Up Display* (HUD). Стандарти для побудови різноманітних дисплеїв RA містяться у документі DO-185A. Згідно з вимогами стандартів на літаку має бути два дисплеї RA — по одному в основному полі зору кожного пілота.

Якщо для візуалізації рекомендацій RA використовується дисплей IVSI або інший індикатор зі смужкою вертикальної швидкості, червона і зелена світлова сигналізація зазначають вертикальні швидкості, яких треба уникати (червоний колір) і бажаних вертикальних швидкостей, яких необхідно дотримуватися (зелений) для уникнення зіткнення.

Перші реалізації відображення RA рекомендацій здійснювалися на колових індикаторах вертикальної швидкості VSI. У деяких реалізаціях дисплеїв миттєвої вертикальної швидкості (IVSI) використовуються механічні прилади з низкою червоних і зелених світлодіодів по периметру дисплея.

Інші реалізації будуються на основі рідкокристалічних (LCD) дисплеїв, які відображають червоні і зелені дуги у відповідних місцях. Так чи інакше, але виробники авіаційної техніки бажають зберегти такий самий тип зображень і на дисплеях літаків нових поколінь для забезпечення спільності, необхідної для технологічних удосконалень.

Червоний колір смужки відповідає діапазону вертикальних швидкостей, яких необхідно уникати, а зелений колір показує вертикальну швидкість, якої треба досягнути для безпечного польоту. Істотним є те, що на LCD дисплеї можна відтворити одночасно як

консультативну ТА інформацію, так і RA рекомендації. Приклад реалізації дисплея RA за рідкокристалічною технологією (LCD) показано на рис. 8.10.

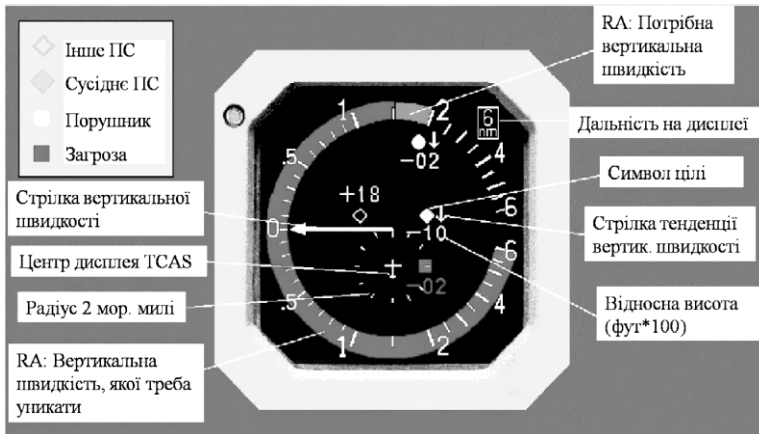


Рис. 8.10. Індикація рекомендацій RA на дисплеї IVSI

Такий дисплей, крім RA, відображає ТА інформацію. Для виконання рекомендації RA, показаної на рисунку, пілот має змінити режим польоту таким чином, щоб стрілка вертикальної швидкості перейшла у зелену зону смужки.

На сучасних літаках, обладнаних PFD, деякі виробники відображають RA на вертикальній смужці швидкості, інші обирають для цього шкалу даних про кут тангажа, а відомі і реалізації, що використовують обидві шкали — кута тангажа і вертикальної швидкості.

Дві можливі реалізації дисплея на PFD [83] — на штучному горизонті (тангаж) і на шкалі вертикальної швидкості — показано на рис. 8.11 і 8.12.

Для відображенні на штучному горизонті рекомендація RA позначається червоною або оранжевою трапецієподібною зоною, яка показує пілоту значення параметрів польоту, яких необхідно уникати. Фактично це є прямою інформацією про кут тангажа, якого необхідно досягнути для виходу з конфлікту.

Ця форма індикації не містить зеленої зони, що мала б витримуватися під час польоту.

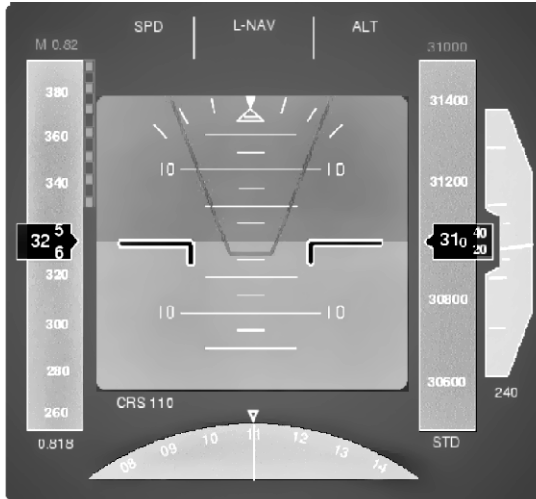


Рис. 8.11. Індикація RA з використання шкали тангажа основного пілотажного дисплея PFD



Рис. 8.12. Індикація RA з використання шкали вертикальної швидкості основного пілотажного дисплея PFD

На шкалі вертикальної швидкості PFD рекомендація RA зображується так само, як і в класичних версіях на індикаторах вертикальної швидкості, тобто червона зона показує діапазон вертикальних швидкостей, яких треба уникати, а зелена зона — потрібну вертикальну швидкість.

Можливо використовувати обидві інформаційні моделі, показані на рис. 8.11 і 8.12. Зокрема, на рис. 8.13 показано приклад зображення RA на екрані EFIS модернізованого літака Боїнг-737 [86], де даються рекомендації щодо вертикальної швидкості (обведено зеленою лінією справа) і тангажа (обведено зліва).



Рис. 8.13. Приклад індикації RA на інтегрованому дисплеї із зазначенням прийнятних величин тангажа на шкалі штучного горизонту (між двома трапеціями) і даних вертикальної швидкості

8.6. Приклади виконання системи

Сучасні системи TCAS, що виробляються серійно і використовуються авіаційними експлуатантами, здебільшого відповідають вимогам норм ACAS II, установлених ICAO, і програмному забезпеченню версії 7.0. Інша назва систем TCAS II другого покоління – TCAS 2000. Системи TCAS II третього покоління іноді називають TCAS-3000. З 2010 р. планується початок поступового переходу до TCAS II версії 7.1.

У цьому підрозділі наводяться основні відомості про декілька практичних систем, що випускаються відомими світовими авіаційними виробниками: *Honeywell*; *Rockwell Collins*; *ACSS*, що є об'єднанням корпорації *L-3 Communications* і компанії *Thales Avionics*. Більш детально розглянуто українську розробку системи TCAS II Київського НДІ «Буран».

8.6.1. Системи попередження зіткнень *Honeywell*

Корпорація *Honeywell* відома своїми розробками систем попередження зіткнень з 1990 р., коли перші системи TCAS були випробувані на регулярних авіалініях (www.honeywell.com).

Система TCAS-2000 *Honeywell* у базовій конфігурації складається із змонтованих на ПС антен (мінімум 4 антени: по дві — верхня і нижня — для процесора TCAS і для відповідача режиму S), блока обчислювача CU (процесора) TCAS, ЛВ режиму S і установлених у кабіні екіпажу індикаторів (дисплеї VSI/TRA) для першого і другого пілотів [109]. Схему побудови системи TCAS-2000 фірми *Honeywell* показано на рис. 8.14.



Рис. 8.14. Базова схема системи TCAS-2000

На обчислювальний блок (CU) надходять дані про радіовисоту, барометричну висоту, знаходженні літака у повітрі або на землі, а також про випущене або уbrane шасі. Обчислювальний блок (процесор) CU розміщується у приладовому відсіку з електронною апаратурою. Цей блок запитує ЛВ інших літаків, обчислює їх місцеперебування, відслідковує їх траєкторію, передає різні попередження і рекомендації на дисплеї VSI/TRA, а також передає звукову інформацію пілоту через систему звукового повідомлення.

Система TCAS-2000 має в своєму складі принаймні один ЛВ режиму S, який встановлено у приладовому відсіку для електронної апаратури. Він відповідає на запити, що знаходяться у режимі A, режимі C і режимі S від РЛС служби КПП, а також від інших літаків, обладнаних системою TCAS. У розділі 7 було з'ясовано, що кожен літак, обладнаний ЛВ режиму S, має свою власну унікальну адресу, яка дозволяє йому безпосередньо обмінюватися даними з сумісними системами. Така адреса на постійній основі надається конкретному літаку організацією ICAO. Ця адреса на постійний час заноситься у пристрій пам'яті кожного встановленого на літаку відповідача режиму S. Наявність таких адрес дозволяє системі TCAS зв'язатися з порушниками, обладнаними ЛВ режиму S, коли необхідно скоординувати маневри з метою розв'язання потенційних конфліктів. Ця адреса ICAO не залежить від ідентифікаційних кодів «4096», що присвоюються рейсу службою КПП на час польоту.

Відповідач режиму S також передає дані від датчика барометричної висоти і пульта керування у процесор CU системи TCAS. Кожний пілот на місці, де зазвичай розміщується покажчик вертикальної швидкості, встановлено дисплей VSI/TRA (індикатор вертикальної швидкості VSI з дисплеєм попередження про повітряний рух і рекомендації щодо усунення конфліктної ситуації TRA (комбінація TA і RA). Модуль перетворення барометричних даних (*Pressure Transducer Module*), з'єднаний з тим же джерелом статичного тиску, що і барометричний висотомір, передає на дисплей VSI/TRA електричний сигнал швидкості зміни висоти.

Об'єднаний пульт керування ЛВ режиму S/TCAS, як правило, розташований на центральному мотопульті або на боковому пульті пілота, який користується ним для встановлення режиму роботи TCAS і ЛВ режиму S, для встановлення кодів відповіді на запити радіолокатора служби КПП, а також для перевірки роботи системи.

Для коректного функціонування системи TCAS-2000 необхідно чотири антени: дві для TCAS (напрявлена зверху і спрявлена або ненапрявлена знизу фюзеляжу) і дві ненапрявлені зверху і знизу для ЛВ режиму S. У деяких конфігураціях системи наявні ще два адаптерні блоки, які перетворюють сигнали, що надходить від висотомірів у формати, сумісні з системою TCAS-2000.

Цих адаптерів не показано на рис. 8.14.

Honeywell TCAS II. У 2002 р. *Honeywell* випустив TCAS II з поліпшеними характеристиками відповідно до ACAS II і програмного забезпечення за версією 7. Блок обчислювача TCAS II із знятою передньою панеллю показано на рис. 8.15.

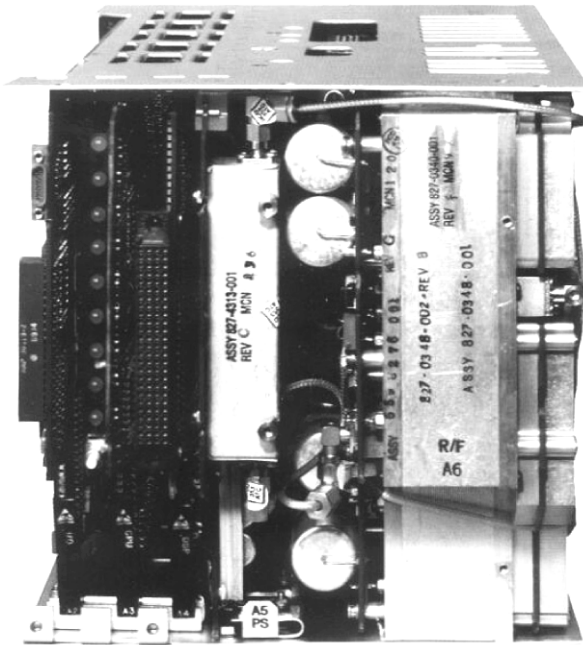


Рис. 8.15. Блок обчислювача (процесора) TCAS II *Honeywell* без передньої панелі

ETCAS. На додаток до TCAS для цивільної авіації *Honeywell* розробив також *Enhanced TCAS* (ETCAS) для забезпечення військових літаків з підвищеним діапазоном дальності дії і можливістю координувати групові польоти.

CAS100 TCAS. У 2004 р. корпорація Honeywell випустила систему CAS100 TCAS з поліпшеними характеристиками точності визначення азимуту і надійності системи. Система має удосконалений канал передавання даних, що забезпечує відповідність усіх вимог, висунутих у документах ICAO та інших міжнародних організацій до ACAS II і Mode S.

Найбільше був удосконалений процесор TRA-100A, який забезпечує нові можливості щодо технології цифрового оброблення сигналів для задоволення вимог щодо підтримки роботи з новим дисплеєм повітряної обстановки у кабіні пілотів CDTI — *Cockpit Display of Traffic Information*, який розроблено для задоволення потреб концепції *Free Flight*. Виявлення і слідкування за цілями забезпечується на відстанях до 80 — 100 морських миль, а також понад 100 морських миль, якщо доступна інформація, що надходить по каналах ADS-B (див. розділ 9).

Загальний вигляд комплексу системи CAS100 TCAS показано на рис. 8.16: у центрі блок TRA-100A — новий процесор третього покоління, зліва внизу ЛВ — TRA-67A Mode S ATC Transponder, який здатен задовольняти як сучасні, так і очікувані у майбутньому потреби системи. Антена ANT-81A є фазованою ґраткою з електронним керуванням, що складається з чотирьох моноімпульсних елементів. Панель керування зліва зверху — CTA-81A Control Unit побудована на основі мікропроцесора і розроблена для керування здвоєною системою TRA-67A.



Рис. 8.16. Система CAS100 TCAS Honeywell

8.6.2. Системи попередження зіткнень Collins

Rockwell Collins (www.rockwellcollins.com) — велика американська компанія, що виникла після того, як *Rockwell International* у 1973 р. придбала компанію *Collins*, засновану у 1933 р. Компанія почала випускати системи попередження зіткнень з 90-х років. Однією з перших була система TCAS 94.

ACAS-900. Розглянемо коротко одну з останніх розробок *Rockwell Collins* — систему ACAS-900 [110], яка є удосконаленою TCAS II, що включає декілька конфігурацій для нових і модернізованих ПС як з аналоговим, так і з цифровим інтерфейсом.

Система ACAS-900 відповідає американській TCAS II і міжнародній ACAS II редакціям вимог до сучасних БСПЗ. Базова версія системи ACAS-900 складається з одного приймача-передавача TTR-921, двох напрямлених антен TRE-920, двох відповідачів з режимом S TPR-901 із своїми антенами, пульта керування TTC-920, двох дисплеїв TVI-920 або EFIS дисплеїв, спеціалізованих для TCAS чи інтегрованих для відображення інформації від інших джерел.

Серцем системи є приймач-передавач TTR-921, який розроблено з урахуванням останніх досягнень технології побудови сучасних систем авіоніки, зокрема, він має такі особливості:

- програмне забезпечення за версією 7.0 відповідно DO-185A;
- підвищено точність визначення положення цілі;
- інтерфейс розроблено відповідно до рекомендацій ARINC 735A;
- процесор і пам'ять відповідають вимогам для роботи в умовах реалізації майбутніх концепцій «*Free Flight*» і CNS/ATM;
- стандартні бортові джерела живлення 115 В змінного струму і 28 В постійного струму;
- блок TTR-921 має достатньо вільного простору для подальшого нарощування системи.

Перемикальні кола для верхньої і нижньої антен розташовані в приймачі-передавачі TTR-921 і розроблені для роботи з двома напрямленими антенами TRE-920 або, за бажанням, з однією TRE-920 зверху фюзеляжу і однією ненапрямленою антеною, розташованою під фюзеляжем. Комплект обладнання системи ACAS-900 показано на рис. 8.17.



Рис. 8.17. Система ACAS-900 з двома ЛВ Rockwell Collins

Рекомендації TCAS II можуть відобразитися в системі ACAS-900 за допомогою різних спеціалізованих індикаторів залежно від конфігурації системи. Відображення на інтегрованому дисплеї EFIS також може бути реалізовано.

Сім'я систем TCAS-900 *Rockwell Collins*, що відповідає концепції TCAS II, поєднує доведені передові технології і компоненти схеми високої інтеграції та всеохоплюючий самоконтроль для забезпечення високої надійності функціонування.

Час установлення системи мінімізований завдяки використанню удосконаленого обладнання для тестування і діагностики, а також наявності основ антен різноманітних форм для установлення на фюзеляжі будь-якого літака.

Виробники передусім приділяють увагу застосуванню економних джерел живлення бортових систем. Зокрема *Rockwell Collins* TCAS використовує нове ефективне енергопостачання і таким чином істотно поліпшує експлуатаційні характеристики системи.

Процесор TTR-921 може працювати без примусового охолодження або зовнішніх вентиляторів за знижених рівнів надійності.

Система постійно контролює роботу протягом функціонування; результати контролю зберігаються в енергонезалежній пам'яті для пізнішого доступу під час перевірки і локалізації несправностей (www.rockwellcollins.com).

TCAS-4000. Інша відома БСПЗ фірми *Rockwell Collins* отримала назву TCAS-4000. Вона також відповідає концепції TCAS II за версією 7.0 і має у своєму складі також два ЛВ, а отже і 6 антен.

TSS-4100. У вересні 2006 р. компанія *Rockwell Collins* презентувала БСПЗ — TSS-4100, що призначена для ділової авіації. Ця система пропонує досить велику дальність виявлення літаків і здатність слідування, забезпечує поліпшене розділення під час спостереження на приладовій дошці ділових літаків і літаків регіональних авіаліній.

Ця система високої інтеграції поєднує функції TCAS II і ЛВ режиму S, а також ADS-B, що розвивається (розділ 9) в єдиному легкозмінному блоці, що має такі ж розміри, як і існуючий блок TCAS, що відповідає модульній концепції (MCU). Цікаво, що вперше об'єднання блоків TCAS і ЛВ було здійснено в українській розробці (підрозд. 8.6.4).

Система TSS-4100 здатна забезпечити функції кооперативного спостереження і поліпшити розуміння ситуації як для користувачів повітряного простору, так і для менеджерів наземної системи аеронавігаційного обслуговування. Вона забезпечує основу для подальшого розвитку і застосування автоматичного залежного спостереження (ADS-B), а також упровадження нових дисплеїв повітряної обстановки CDTI і *Traffic Information Service — Broadcast* (TIS-B) — інформаційного обслуговування повітряного руху шляхом радіотрансляції. Крім того, розробники вважають, що TSS-4100 є кроком до удосконалених систем підтримки прийняття рішень і підтримує погляд FAA на розвиток системи повітряного транспорту наступного покоління — *Next Generation Air Transportation System* (NGATS), а також глобальних ініціатив, включаючи перш за все Європу і Австралію.

8.6.3. Системи попередження зіткнень ACSS

Об'єднання ACSS (*Aviation Communication & Surveillance Systems*) — це велика корпорація (www.acss.com), створена для спільної діяльності компанії L-3 Communications (www.l-3com.com) і відомої європейської фірми *Thales Group* (www.thalesgroup.com). Вона виробляє системи авіоніки для підвищення безпеки і попереджень про небезпечні ситуації для авіаційних операторів, льотного складу і пасажирів.

Зупинимось лише на одній з останніх розробок БСПЗ цієї фірми, а саме TCAS 3000. На час розробки TCAS 3000 є єдиною у світі системою TCAS II третього покоління [111].

Система TCAS 3000 створена на основі досвіду розроблення і експлуатації попередньої системи TCAS 2000, що була введена в 1997 р. і добре себе зарекомендувала.

TCAS 3000 визначає азимут з найвищою точністю (середньо-квадратична похибка дорівнює 2° , у той час, як згідно з вимогами TSO вона може бути 9°) і підвищує дальність спостереження (до 80 морських миль активно, 100 і більше морських миль пасивно). Удосконалені алгоритми, розроблені ACSS для визначення дальності, висоти й азимуту для супроводу цілей під час роботи з ЛВ системи ATCRBS, забезпечують імовірність коректного слідування понад 0,99 за зниженої ймовірності фіктивної тривоги до значення меншого за 0,005, тобто на 60 % більше ніж допускається Рекомендаційним циркуляром (FAA Advisory Circular No.20-131B). При тому, що TCAS 3000 є повністю сумісною з TCAS 2000, він істотно зберігає експлуатаційні витрати завдяки зменшенню ваги і витрачуваної потужності. Іншими особливостями системи є наявність внутрішнього реєстратора даних, який за допомогою зовнішнього приладу (на базі ПК) дозволяє аналізувати дані, і здатність системи удосконалювати програмне забезпечення безпосередньо на борті літака.

У складі системи є: блок процесора (Surveillance Processor); ЛВ режиму S, який може бути одним з трьох типів: RCZ-852 (Business & Regional Transponder), XS-950 (Air Transport Data Link Transponder) або XS-950SI (Military Mode S/IFF Transponder) залежно від того, на якому типі ПС встановлено систему TCAS 3000; антену AT 910; дисплеї, які можуть бути різних типів; блоки керування — також можуть бути різними. Зовнішній вигляд блоків процесора, антени і блока керування показано на рис. 8.18.



Рис. 8.18. Бортова система попередження зіткнень TCAS 3000: процесор спостереження, антена і блок керування

Центральним блоком системи TCAS 3000 є процесор спостереження (*Surveillance Processor*), розроблений ACSS. Цей процесор надає системі додаткові переваги у підвищенні надійності й обчислювальної потужності під час оброблення даних у найбільш складних ситуаціях. Він розроблений таким чином, що придатний для модернізації програмного забезпечення, зокрема з інсталяцією наступних версій програмного забезпечення (наприклад, версії 7.1 і можливих подальших версій, 8.0), а також реалізації системи гарантованого розділення літаків — *Airborne Separation Assurance System* (ASAS).

Використання суто програмних модернізацій дозволяє ефективно застосувати деякі корисні функції ADS-B, а саме:

- керування рухом у поверхневій зоні — *Surface Area Movement Management* (SAMM);
- досягнення бажаного просторового інтервалу між послідовностями літаків — *Merging & Spacing*;
- відображення інформації про повітряний рух на дисплеях в кабіні повітряної обстановки — CDTI;
- інформаційного обслуговування повітряного руху шляхом радіотрансляції — TIS-B тощо.

Резюмуючи, сформулюємо ключові особливості системи TCAS 3000. У системі застосовано нову патентовану амплітудну моноімпульсну антену, що радикально підвищило точність визначення напрямку на ціль.

Значно підвищена кількість ПС-порушників, за якими система здатна здійснювати одночасне слідкування — до 400 літаків.

Підвищена дальність дії системи.

Суттєво підвищені можливості системи щодо виконання додаткових функцій, в тому числі при спільному функціонуванні з іншим обладнанням авіоніки, а саме:

- попередження про небезпечне наближення до землі — *Terrain and Awareness Warning System* (TAWS);
- робота відповідача режиму S з наземними вторинними радіолокаторами;
- керування рухом у поверхні зоні — SAMM;
- досягнення бажаного інтервалу між літаками, що рухаються послідовно один за одним — *Merging & Spacing*.

Система побудована на операційній системі з просторово-часовим розділенням — *Time and Space Partitioned Operating System*. Характеризується легкістю оновлення оперативного програмного забезпечення через портативний завантажувач даних (*Data Loader*), що відповідає ARINC 615, компактною пам'яттю типу «флешки» (*Compact Flash*) або через Ethernet, в також повна сумісність з TCAS 2000. Використовується звукова (голосова) інформація для технічного обслуговування, полегшення установлення і пошуку несправностей системи.

Детальну інформацію про характеристики системи викладено в брошурі ACSS [87].

8.6.4. Українська система СПС-2000

Мотивація розроблення СПС-200. Згідно з розглянутою вище концепцією, система TCAS включає як елемент системи стандартний ЛВ режиму S. Такий відповідач є передусім складовою частиною системи вторинної радіолокації з адресним запитом (див. розділ 7), яку було розроблено і впроваджено у США, Західній Європі та Австралії на багато років раніше, ніж систему TCAS. Ситуація в Україні і в багатьох інших країнах відрізняється від країн Західної Європи та США тим, що режим S все ще не введено у багатьох аеропортах, а на початок розроблення вітчизняної системи БСПЗ (2002 р.) його не було впроваджено взагалі. Тому літаки внутрішніх рейсів не обладнані ЛВ з режимом S. Це означає, що авіакомпанії, які виконують міжнародні рейси, мають обладнати свої літаки не тільки системою TCAS, але також і ЛВ з режимом S. Купувати дві системи у закордонних фірм майже вдвічі дорожче.

Беручи до уваги, що обидві системи потрібні, але жодної з них немає, стало доцільним розглянути можливість розроблення більш ефективних технічних рішень для розв'язання цієї проблеми на основі сучасних наукових і технологічних досягнень. Але в будь-якому випадку розроблена система повинна повністю відповідати всім вимогам ICAO і забезпечувати повну сумісність з обладнанням TCAS і Mode S Transponder, яке виробляється іншими фірмами.

Зазвичай ЛВ з режимом S працює із своїми власними антенами і конструктивно є окремим блоком у складі комплексу обладнання бортової авіоніки. Система TCAS працює на тій самій частоті і використовує додаткові антени.

Така конфігурація системи TCAS-відповідач режиму S призводить до підвищення загальної маси, габаритів і вартості бортового радіолокаційного обладнання. Крім того, наявність додаткових антен не поліпшує характеристик електромагнітної сумісності (ЕМС) та завадозахищеності.

Таким чином, виникає завдання оптимізації системи TCAS-відповідач, і слід очікувати, що це приведе до створення більш економічної і технічно доцільної системи, ніж комбінація двох окремих виробів TCAS і відповідач з режимом S. Додаткова мотивація існує для тих країн і виробників, хто ще не досягнув широкого впровадження систем КПП з адресним запитом (режим S), як, наприклад, Україна. Таким чином, замість двох взаємопов'язаних систем — відповідача з режимом S і TCAS — можна встановити єдину систему, створену на базі більш ефективної інноваційної технології.

В Україні такі роботи раніше взагалі не проводилися, але завдяки значним цілеспрямованим творчим зусиллям колективу Державного підприємства “Київський НДІ «Буран»”, що в ініціативному порядку зайнявся розробленням першої вітчизняної системи відображення, попередження та запобігання зіткненням літаків у повітрі. Україна отримала унікальну можливість самостійного розв'язання цієї проблеми. Практичним результатом науково-технічної і конструкторської роботи стало розроблення та впровадження у серійне виробництво апаратури TCAS, що дістала назву СПС-2000 [88].

Концепція і компонування системи. Система СПС-2000 виконує функції ЛВ і TCAS одночасно і має за мету допомогти екіпажу у розумінні ситуації в навколишньому повітряному просторі і розв'язуванні задач запобігання зіткненням, а також виконувати всі функції ЛВ з режимом S у системі КПП.

Система має свої власні антени. Вона забезпечує виконання принципу ІКАО «See and Avoid» і здійснює розходження літаків у вертикальній площині відповідно до концепції АСАС ІІ (TCAS ІІ).

Система СПС-2000 забезпечує розходження літаків, прогнозовані траєкторії руху яких показують можливість зіткнення, і одночасно мінімізує відхилення траєкторії від параметрів польоту, що були рекомендовані службою КПП. Система СПС-2000 видає рекомендації RA щодо розходження конфліктуючих літаків, що мають на борту ЛВ, які відповідають стандартам ІКАО з функцією безпомилкового передавання повідомлень про свою висоту польоту.

Система СПС-2000 використовує стандартне програмне забезпечення за версією 7.0, яке мінімізує маневрування і забезпечує взаємодію з будь-якими системами TCAS II, включаючи ті, що обладнані програмним забезпеченням попередніх версій.

Базова конфігурація СПС-2000 включає блок спецобчислювача (процесора), індикатор, пульт керування, адаптер і дві антени з фідерними системами, як показано на рис. 8.19.



Рис. 8.19. Блок-схема системи СПС-2000 з фотографіями блоків

Верхня антена є ненапрявленою, вона працює, головним чином, з літаками. Нижня антена може бути направленою або не направленою, вона працює головним чином з наземним вторинним радіолокатором і літаками, що розташовані нижче від власного літака. Ніякого окремого блоку відповідача, на відміну від розглянутих блок-схем, у цій системі немає. Функції ЛВ реалізовані у спецобчислювачі (процесорному блоці) спільно з обчислювальними функціями системи TCAS II.

Режими роботи. Той факт, що СПС-2000 поєднує всі функції TCAS II і ЛВ режиму S, визначає велику кількість різних режимів роботи, зокрема СПС-2000, має такі режими.

Режим TEST (режим самоконтролю) реалізує автоматичний контроль системи, зокрема контроль пропускну здатності TCAS.

Режим TCAS STBY (готовність) є станом системи, коли спостереження, запити і відповіді не відбуваються і рекомендації не видаються. СПС-2000 перебуває у стані гарячого резерву.

Режим TA (TA only) є режимом, коли видається тільки консультативна інформація про повітряний рух (TA); рекомендації щодо уникнення зіткнень (RA) не видаються.

Режим TA/RA — видається інформація TA і рекомендації RA. Літаковий відповідач працює у режимах A, C і S.

Режим MODE S (ЛВ режиму S) є режимом, коли СПС-2000 функціонує винятково як ЛВ режиму S; функції попередження зіткнень переведені у режим STBY (готовність). Відповідач працює у режимах A, C і S (відповіді містять дані про висоту).

Режими N (Normal), ABV (Above), and BLW (Below) визначають діапазон відносних висот інших літаків (відносно власного літака), які відображаються на індикаторах. Зокрема, ABV (вище) задає висоти від 9900 до мінус 2700 футів; N (нормальний) задає висоти від 2700 до мінус 2700 футів; BLW (нижче) задає висоти від 2700 до мінус 9900 футів.

Режим AUTO призначається для перемикання режимів роботи індикаторів. Коли режим AUTO ввімкнено, ситуація повітряного руху відображається на екранах лише якщо виявлені літаки, які класифікуються системою як порушник (жовтий кружечок) або загроза (червоний квадрат). Коли AUTO вимкнено, індикатори відображають усі літаки, виявлені у вибраній зоні спостереження.

Режим ALT є режимом передавання даних про висоту у відповідях ЛВ. У разі відключенні передавання даних про висоту СПС-2000 переходить у відмову, що відображається на екранах індикаторів за допомогою повідомлення TCAS FAIL. Відповідач при цьому не передає у відповідях даних про висоту. На дисплеях і пульті керування зберігається індикація раніше обраного режиму роботи СПС-2000.

Режим IDENT — режим передавання ідентифікатора наземним вторинним РЛС КІР. У цьому режимі відповідач СПС-2000 передає протягом приблизно 18 с передає код унікальної адреси і спеціальний код визначення положення.

Режим RANGE (дальність) — режим установлення дальності відображення інформації на індикаторах. Дальність відображення може бути 3, 5, 10 або 15 морських миль.

Система має ще кілька можливостей керування відповідачем режиму S, які не стосуються безпосередньо роботи БСПЗ.

Індикація даних. Інформація, що відображається на двох дисплеях СПС-2000, повністю відповідає всім вимогам до систем TCAS II і сучасним досягненням.

Екран індикатора у режимах TA/RA і TEST відповідно демонструють рис. 8.20 і 8.21.

Для безпечного розходження маневри у вертикальній площині, які рекомендуються RA, повинні виконуватися відповідно до діапазона вертикальних швидкостей, що зображені на шкалі вертикальної швидкості за допомогою зеленої і червоної зон.

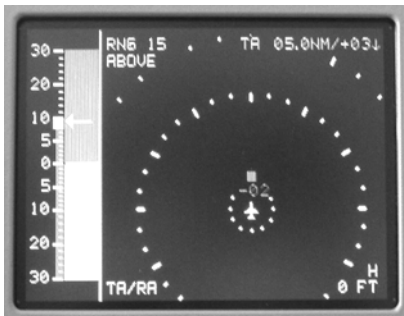


Рис. 8.20. Екран індикатора у режимі відображення TA/RA

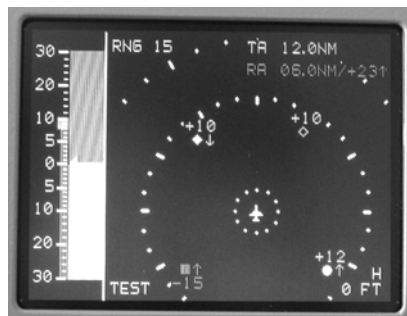


Рис. 8.21. Вигляд екрана індикатора у режимі TEST

Літаки відображаються на індикаторах символами, що були детально описані у підрозд. 8.5. Визначення пріоритетів конфліктуючих літаків і їх відображення на екрані залежить від вимірної дальності і відносної швидкості зміни цієї дальності відповідно до критеріїв, описаних у підрозд. 8.3. Найвищий пріоритет належить літакам, що мають повідомлення RA.

Відображаються також режим роботи, власний літак, вибраний діапазон дальності, коло дальності, відмови системи тощо.

Дисплей системи СПС-2000 на основі рідкокристалічних активних матриць (AMLCD — *Active-matrix Liquid Crystal Display*) побудовано на панелі розміром по діагоналі у 5.6 дюймів (див. рис. 8.21). Зображення на екрані має розміри 320 на 240 пікселів.

Основою конструкції дисплея є набір цифрових вузлів і блока живлення. Цифрова частина дисплея складається з мікропроцесор-

ного вузла, вузла графічного контролера, схеми керування екраном та інтерфейсного вузла. Джерелом інформації для дисплея є обчислювальний блок (процесор) системи СПС-2000 та система повітряних сигналів літака (СПСЛ). Від системи СПС-2000 інформація надходить по послідовному каналу згідно з рекомендаціями ARINC-429, а від апаратури СПСЛ у вигляді аналогового сигналу або по каналу ARINC-429 залежно від типу апаратури.

Іншу версію індикаторів системи СПС-2000, екран яких має форму квадрата 3 на 3 дюйма, а зображення — 300 на 300 пікселів показано на рис. 8.22. Ці дисплеї також відповідають вимогам, описаним у підрозд. 8.5.

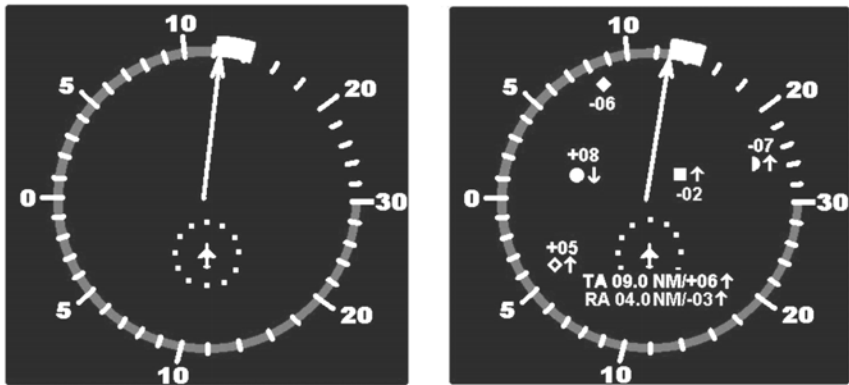


Рис. 8.22. Інша версія індикаторів системи СПС-2000

Система видає голосові повідомлення, що супроводжують рекомендації TA і RA згідно з рекомендаціями ICAO і вимогами до TCAS II за версією 7.0.

Характеристики системи. Результати досліджень основних параметрів і допустимих умов експлуатації системи СПС-2000 [89], включаючи особливості характеристик антени, робочих температур, діапазонів висот, ЕМ сумісності, захисту від блискавки тощо, підтвердили відповідність поставленим вимогам. Зокрема, відзначимо такі параметри системи:

- дальність спостереження активна — до 30 м. миль;
- дальність спостереження активна — до 60 м. миль;
- час попередження до можливого зіткнення — від 14 до 48 с;

- чутливість приймача на вході антени: для TCAS — 80 дБм, для відповідача — 73 ± 3 дБм;
- несна радіочастота (RF) передавання/приймання — 1090/1030 МГц (для обох TCAS і ЛВ);
- номінальна потужність RF на виході передавача — 400 Вт.

Дисплей — рідкокристалічний, розроблений з урахуванням ергономіки, контролю яскравості і полегшеною інтерпретацією інформації.

Час безперервної роботи — не менше 12 год. Система обладнана системою самоконтролю. Стандартні бортові джерела живлення — 115 В змінної напруги для спецобчислювача, індикаторів і пульта керування; 27 В постійного струму для адаптера. Розміри і маса блоків СПС-2000 подано в табл. 8.4.

Таблиця 8.4

Габарити і маса блоків системи СПС-200

Назва блока	Габарити, см	Маса, кг
Спецобчислювач (процесор)	20,1 × 19,3 × 32,5	12,2
Індикатор	8,4 × 8,4 × 20,5	1,8
Пульт керування	5,8 × 33,6 × 11,4	0,6
Адаптер	4,3 × 14,5 × 19,8	1,1
Ненапрявлена антена	6,35 × 4,6 × 12,7	0,14
Напрявлена антена	3,05 × Ø23,6	1,16

Система встановлюється на стандартному піддоні відповідно до ARINC з умонтованим охолодженням. Середній час між відмовами у польоті становить 5000 год. Надійність у польоті — понад 95 %. Система допускає модернізацію. Обслуговування просте й недороге. Помилки системи, якщо трапляються, відображаються на екрані.

Розробник системи забезпечує її підтримку протягом її електронного «життя». Розроблене експлуатаційне обладнання (стенд) СПС-2000 забезпечує можливість ідентифікувати несправне обладнання (блок, вузол) з його заміною.

Документація системи СПС-2000 відповідає Єдиній системі технічної документації (USED). Екологічні властивості системи відповідають загальним нормам льотної придатності літаків

(ЕНЛПЛ) і DO-160 С. Висота може бути до 50000 футів (понад 15000 м). Електромагнітна сумісність відповідає ЕНЛПЛ, забезпечує захист від блискавки.

Повний комплект обладнання СПС-2000 показаний на рис. 8.23. Він дозволяє створювати конфігурації системи, пристосовані до різних типів літаків.



Рис. 8.23. Повний комплект обладнання СПС-2000

Основні особливості системи та її вузлів. Надзвичайно важливою особливістю СПС-2000 є те, що вона реалізує функції ЛВ режимів А, С і S у єдиному блоці спецобчислювача TCAS. Тобто цей блок поєднує функції процесора TCAS і універсального відповідача. Це означає, що СПС не вимагає наявності окремого ЛВ на борту літака, як це було в усіх системах, розглянутих вище.

Інша важлива особливість полягає в тому, що TCAS і універсальний ЛВ з режимами А, С і S працюють на спільні антени. Антенно-фідерна система містить усього дві антени (верхню і нижню) і дві сфазовані фідерні системи, що з'єднують верхню та нижню антени з блоком спецобчислювача. Як верхню антену завжди використовують керовану напрямлену антену, а як нижню — або керовану напрямлену антену, або ненаправлену антену.

До складу керованої напрямленої антени входять чотири елементарні антенні елементи з незалежним керуванням фазою випромінюваних сигналів.

В антенах такого типу застосовують електронне керування променем, яке спирається на послідовну зміну відносного зсуву фази сигналів. Схема напрямленої антени показано на рис. 8.24.

Кожний антенний елемент випромінює сигнал, який поширюється в усіх напрямках. Поле, яке збуджується антеною в кожній точці простору, складається з накладення полів, збуджених в цій точці окремими випромінювачами.

Результуюча амплітуда електромагнітного поля залежить від амплітуд цих полів $A_i(t)$ і фаз $\varphi_i(t)$, $i = 1, \dots, 4$ цих полів, точніше фазових співвідношень між ними. Амплітуди і фази полів випромінювачів, у свою чергу, визначаються амплітудами і фазами електричних струмів, які їх живлять, і відстанями від кожного випромінювача до точки спостереження [89].

Якщо змінюється напрям на точку спостереження, змінюється різниця відстаней від антенних елементів до точки спостереження, і, отже, змінюються фазові співвідношення між полями в точці спостереження.

У результаті в одних напрямках напруженість поля збільшується, а в інших зменшується. Максимальною напруженість буде в тому напрямі, в якому всі поля окремих випромінювачів виявляться синфазними. Це і покладено в основу методів формування променів напрямленої антени.

Основні особливості приймача-передавача впливають з того, що він є спільним для TCAS і ЛВ режиму S. Це є надвисокочастотний приймач-передавач призначений для приймання та формування і передавання спеціальних імпульсних радіосигналів у двох діапазонах, що відповідають центральним робочим частотам — 1030 і 1090 МГц. До складу приймача-передавача входять такі функціональні модулі:

- чотириканальний двочастотний передавач, який складається з двочастотного задавального генератора (з комутацією частот), модулятора фази $(0/180)^\circ$, амплітудного імпульсного модулятора, регульованого підсилювача потужності та чотириканального подільника потужності;
- діаграмоформуальна схема ДОС-1(на передавання), що складається з чотириканального дискретного перемикача фази

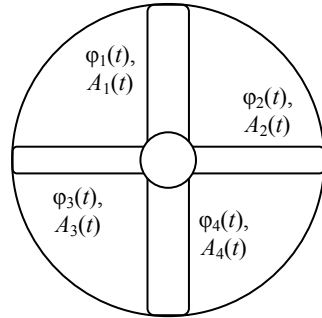


Рис. 8.24. Схема напрямленої антени СПС-2000

(0/90)°, чотириканального комутатора приймання/передавання і чотириканального антенного комутатора;

– чотириканальний приймальний модуль режиму «TCAS», який складається з чотириканального обмежувача, чотириканального малошумного підсилювача (МШП), чотириканального преселектора, діаграмоформувальної схеми ДОС-2, чотириканального перетворювача частоти з резонансним ППЧ, чотириканального гетеродина і чотириканального генератора тестового сигналу;

– двоканальний приймальний модуль режиму «S», у складі якого є двоканальний перетворювач частоти з резонансним ППЧ, двоканальний гетеродин і двоканальний генератор тестового сигналу.

Чотириканальний передавач формує на кожному з виходів радіоімпульси однакової потужності і фази для передавання їх по сфазованій фідерній системі на вібратори антен. Передавач працює на двох несних частотах — 1030 МГц, що відповідає режиму «TCAS» або 1090 МГц, що відповідає режиму «S».

Надвисокочастотні коливання несних частот формуються двома задавальними генераторами. Перший генератор побудований на основі високостабільного синтезатора з фазовим автопідстроюванням частоти і працює на частоті 1030 МГц. Допустима нестабільність частоти (не більше 10 кГц) за впливу всіх дестабілізуювальних факторів забезпечується опорним кварцовим генератором. Несні надвисокочастотні коливання на частоті 1090 МГц формуються стабільним генератором на діелектричному резонаторі на основі високочастотної кераміки, що використовується як коливальний контур.

Задавальні генератори працюють у безперервному режимі, що забезпечує час перемикання частот передавача менший за 200 нс. Радіоімпульси формуються модуляцією несних НВЧ коливань за допомогою швидкодійного амплітудного модулятора.

Під час роботи передавача в режимі АТС RBS вихідні імпульси передавача відповідають формату, що складається з імпульсів S1, P1, P3 і P4, параметри яких розглядалися у підрозд. 7.3.

Під час роботи в режимі S формуються посилки імпульсів P1, P2 і P6, які розглядалися у підрозд. 7.6.

Короткий і довгий імпульси P6 мають внутрішню фазову модуляцію, що полягає у змінах фази несних коливань на 180° у необхідні моменти часу. Така 180-градусна фазова модуляція з допус-

ком не більше 5° забезпечується за допомогою швидкодійного фазового модулятора. Тривалість зміни фази в імпульсі Р6, вимірювана між 10-градусним і 170-градусним значеннями фазового переходу не перевищує 0,08 мкс. За рахунок балансової конструкції фазового модулятора забезпечується мінімальна паразитна амплітудна модуляція сигналу, що не перевищує 0,25 дБ.

Сформовані радіоімпульси потужністю близько 15 мВт після імпульсного і фазового модуляторів надходять на шестикаскадний підсилювач потужності (ПП). Для забезпечення необхідної розв'язки і стійкості роботи системи перші два каскади ПП виконані за балансовою схемою. Їхній коефіцієнт підсилення становить 20 дБ. Наступні каскади ПП працюють у режимах класів В і С, що забезпечує високий загальний коефіцієнт корисної дії ПП. Четвертий і п'ятий каскади ПП виконані за лінійною схемою, а їхній загальний коефіцієнт підсилення становить 18 дБ. Останній, шостий, каскад являє собою балансовий підсилювач з коефіцієнтом підсилення близько 8 дБ і рівнем вихідної імпульсної потужності 600 Вт.

Для функціонування передавача на двох частотах підсилювач потужності має працювати в широкосмуговому режимі. Такий режим забезпечується вибором як підсилювальних елементів спеціалізованих транзисторів, а також спеціальною побудовою узгоджувальних схем і оптимізацією їхніх складових елементів. На виході підсилювача потужності поставлено дискретний регулятор рівня вихідної потужності з діапазоном регулювання 0...34 дБ із кроком $(1 \pm 0,5)$ дБ, точністю установаження заданого рівня потужності ± 1 дБ і часом установаження рівня — не більше 0,5 мкс.

Регулятор потужності складається з двох швидкодійних послідовно з'єднаних ступеневих атенюаторів. У першому, «точному» атенюаторі реалізовані ослаблення від 0 до 6 дБ із кроком 1дБ і точністю установаження $\pm 0,5$ дБ. У другому, «грубому» атенюаторі реалізовані ослаблення 7...28 дБ із кроком у 7 дБ і точністю установаження $\pm 0,5$ дБ. Комбінації ступенів «точного» і «грубого» атенюаторів дозволяють отримати потрібний діапазон регулювання рівня потужності з потрібною точністю.

Потрібні параметри регулятора забезпечуються застосуванням кремнієвих *p-i-n* діодів з мінімальним нагромадженням заряду під час роботи на високому рівні потужності, а також спеціальною по-

будовою електронної схеми, що забезпечує швидке перемикання діодів за час менший ніж 500 нс.

Посилені НВЧ коливання після ступеневого регулятора надходять на синфазний чотириканальний подільник, що забезпечує рівний розподіл потужності по вихідних плечах подільника.

Діаграмоформувальна схема передавача ДОС-1, виконана на основі чотириканального дискретного перемикача фази, формує у кожному з чотирьох вихідних каналів НВЧ коливання з відносною зміною фази 0 чи 90° . Дискретний перемикач фази являє собою електронний *p-i-n* діодний комутатор на основі мікросмужкових ліній, довжина яких відрізняється на чверть довжини хвилі, що відповідає частоті НВЧ коливань.

P-i-n діодні комутатори приймання/передавання забезпечують установлення режимів на приймання або передавання у кожному з чотирьох каналів.

Усі комутатори виконані на основі діодів 2A546-A5. Такий комутатор забезпечує розв'язку не менше 60 дБ і має втрати не більше 0,3 дБ.

Залежно від режиму роботи інший чотириканальний комутатор — антенний комутатор — підключає виходи передавача до нижньої або верхньої чотириелементної антени. Електричні параметри і конструкція антенного комутатора аналогічні електричним параметрам і конструкції комутатора приймання/передавання.

У режимі «приймання» НВЧ коливання, прийняті чотириелементною антенною решіткою, надходять на вхід чотириканального приймального модуля режиму «TCAS». Центральна частота настроювання модуля ($1090 \pm 0,5$) МГц. Для захисту вхідного чотириканального від сигналів МШП високої потужності на вході модуля встановлений чотириканальний активний діодний обмежувач. Обмежувач має втрати не більше 0,4 дБ і обмежує вихідний сигнал на рівні потужності не більше 10 мВт. Малошумний підсилювач являє собою чотириканальний підсилювач на НЕМТ-транзисторах (*High Electron Mobility Transistor*) і забезпечує загальну чутливість приймального тракту системи не менше мінус 80 дБм, а також надійну стійкість його роботи.

Чотириканальний преселектор забезпечує додаткове синфазне підсилення прийнятих сигналів, а також розподіл прийнятих і підсилених сигналів між приймачами режимів «TCAS» і «S». У режи-

мі «TCAS» з чотириканального виходу преселектора радіосигнали надходять на вхід діаграмоформувальної схеми ДОС-2, на виході якої формуються сигнали, що відповідають визначеним квадрантам ДН антенної решітки. Діаграмоформувальну схему ДОС-2 виконано на основі комбінації мікросмужкових синфазних подільників потужності та елементів, що забезпечують необхідну зміну фази $0...90^\circ$ з точністю не менше 2,5 градуси. Далі у чотириканальному перетворювачі частоти з резонансним ППЧ відбувається необхідна частотна селекція НВЧ сигналів, їх рівномірне посилення, перетворення на проміжну частоту 60 МГц із наступною частотною селекцією. Як гетеродин перетворювача використовують генератор з коливальним контуром на основі високодобротного діелектричного резонатора.

Наскрізний тракт чотириканального приймального модуля режиму «TCAS» характеризується високою ідентичністю і стабільністю АЧХ і фазочастотних характеристик (ФЧХ) приймальних каналів.

Усі складові частини НВЧ приймача-передавача виконані за гібридно-інтегральною технологією на основі комбінацій ліній передавання у вигляді мікросмужкових ліній, безкорпусних напівпровідникових елементів, а також радіоелектронних компонентів для поверхневого монтажу.

Для оптимізації вагових та габаритних характеристик і підвищення надійності роботи НВЧ приймач-передавач виконаний у вигляді двох алюмінієвих корпусів рамкової конструкції з наступною клейовою герметизацією і заповненням внутрішнього простору блоків інертним газом.

Взаємодія з іншими системами. Система СПС-2000 отримує і обробляє інформацію, що надходить з таких видів взаємодійного бортового обладнання:

1) радіолокаційного висотоміра (два комплекти) з даними, що можуть надходити як у цифровій (відповідно до ARINC 429 A), так і в аналоговій формі;

2) системи повітряних сигналів літака — система повітряних сигналів (два комплекти), від яких інформація надходить в аналоговій формі через блок адаптера або у цифровій формі (по шині ARINC 429 A);

3) датчика положення ПС «повітря–земля»;

4) датчика положення шасі (висунуте — прибране);

- 5) датчика положення закрилків;
- 6) датчика критичного кута атаки;
- 7) системи попередження про наближення до землі;
- 8) системи індикації зсуву вітру.

Уся інформація від наведених датчиків (п.п. 3–8) отримується у вигляді бінарної команди (1 — так, 0 — ні). Взаємодія між власним літаком і літаком-порушником, а також з наземною службою КПП здійснюється відповідно до стандартних процедур.

Схему сполучення системи СПС-2000 із взаємодійним устаткуванням на борту показано на рис. 8.25. З даних СПСЛ отримується інформація про барометричну висоту і швидкість її зміни.

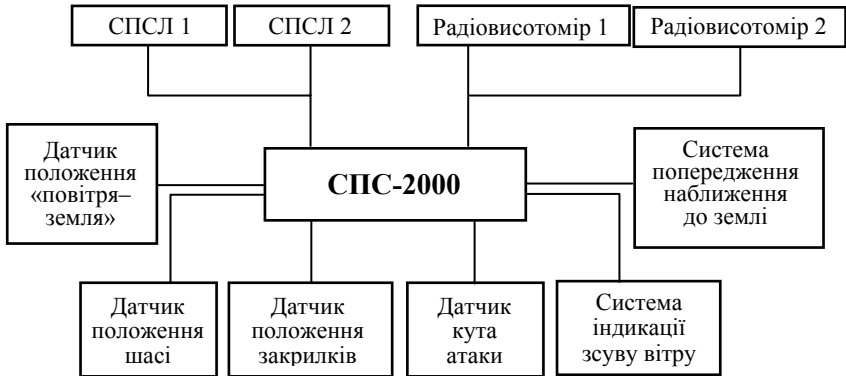


Рис. 8.25. Взаємодія СПС-2000 з іншими бортовими системами

Схему взаємодії системи СПС-2000 власного літака з обладнанням літака-порушника, а також обладнанням, розташованим на землі, показано на рис. 8.26.

Лінії, що з'єднують обладнання власного літака з ПС-порушником і наземною службою КПП позначають лінії радіозв'язку на частотах 1030 і 1090 МГц, що здійснюється по каналах вторинної радіолокації.

Перевірка і сертифікація системи. Будь-яка бортова система має бути всебічно перевірена і сертифікована. Для цього проводяться сертифікаційні лабораторні випробування, наземні полігонні випробування і льотні випробування. Розглянемо основні етапи перевірки на відповідність міжнародним вимогам на прикладі системи СПС-2000.

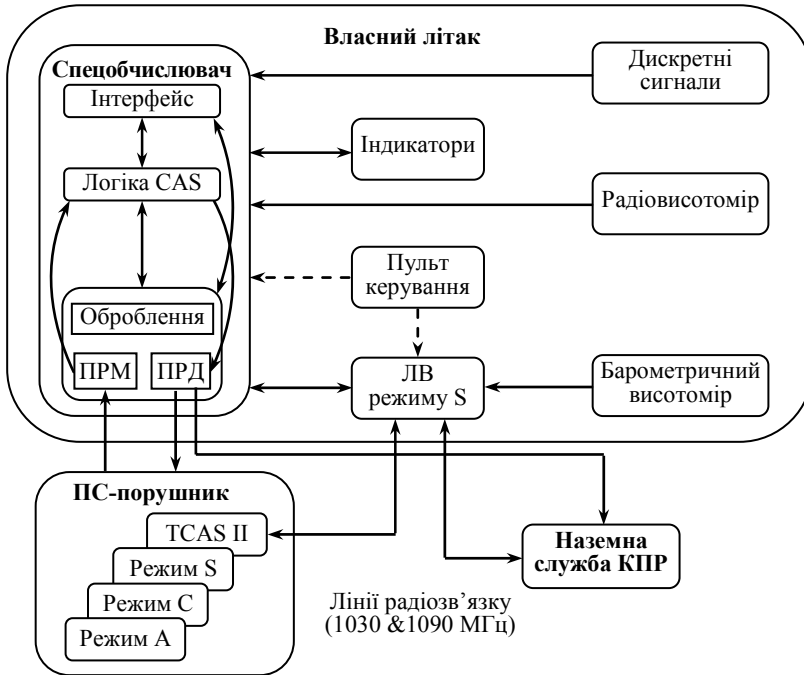


Рис. 8.26. Схема взаємодії з ПС-порушником і службою КПП

Діаграма напрямленості досліджується ДС антени здійснюється у безлунової камері, що являє собою кімнату, стіни, стеля і підлога якої вкриті поглинальним матеріалом. Процес дослідження антени ілюструє рис. 8.27.

Виміряну таким чином ДН антени показано на рис. 8.28.

Чітко видно, що кожний з чотирьох вібраторів антенної системи створює свою ДН, основна пелюстка якої розміщена у своєму квадраті.

Перевірка алгоритмів. Перевірці підлягають алгоритми визначення напрямку на ціль шляхом оброблення сигналів, що приймаються по кожній пелюстці, розрахунку траєкторій літаків, прогнозування траєкторій і слідкування за літаками. Вони мають відповідати прийнятій логіці (CAS logics).

Для цього створюються моделі обстановки в зоні дії системи і модель функціонування системи.

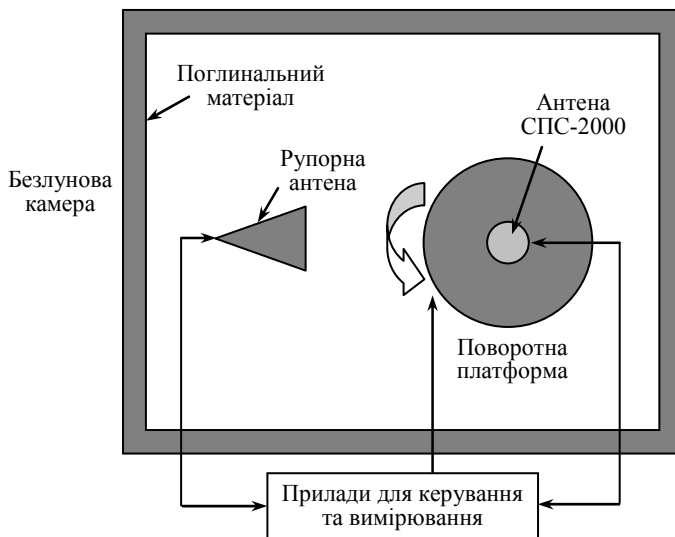


Рис. 8.27. Дослідження ДН антени у безлуновій камері

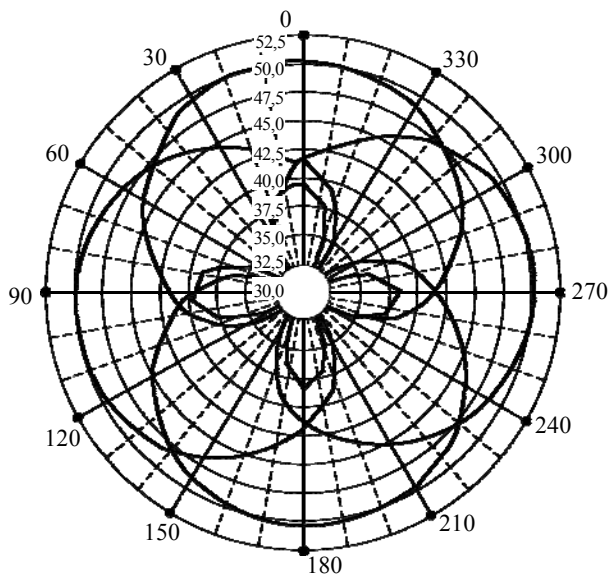


Рис. 8.28. Діаграма напрямленості антени СПС-2000

Загальну математичну модель можна умовно розподілити на дві частини: 1) модель повітряної обстановки в зоні функціонування СПС; 2) модель роботи апаратури СПС.

Модель повітряної обстановки в зоні функціонування СПС дозволяє імітувати різні сценарії за участю від одного до десяти літаків, що мають ЛВ як режиму С, так і режиму S. Для кожного літака задаються пеленг, висота, дальність, швидкість, напрями польоту і вид маневру, тип відповідача (С або S), можливість видачі різних типів повідомлень.

Модель роботи апаратури СПС включає алгоритми, які виконують основні функції (спостереження повітряної обстановки, вимірювання пеленга і дальності виявлених літаків, декодування прийнятих відповідей, супроводження літаків, виявлення загрози, запобігання загрози, координація).

Для перевірки правильності роботи алгоритмів супроводу зустрічних літаків, визначення ступеня небезпеки та вироблення рекомендації щодо розв'язання конфлікту в вертикальній площині корпорацією RTCA була створена еталонна програма під назвою TSIM.

Ця програма дозволяє задавати вхідні сценарії симуляції різних ситуацій зі зближення із зустрічними літаками в форматі текстових командних файлів і щосекунди формує вихідні сигнали з розв'язання конфлікту впродовж всього часу виконання сценарію. Вона охоплює близько 1000 різноманітних ситуацій, які відображають передпольотну підготовку, знаходження літака на землі, в повітрі, імітацію декількох загроз та різні нештатні ситуації (відмова бортових пристроїв літака, наприклад, барометричний висотомір, радіолокаційний висотомір тощо).

Щоб перевірити правильність виконання цих алгоритмів системою, зокрема СПС-2000, створюється математична модель для реалізації алгоритмів логіки CAS, на вхід якої подаються сценарії і проводиться автоматичне порівняння вихідних сигналів та параметрів з тими, що видає еталонна програма TSIM.

Схема перевірки алгоритмів СПС-2000 наведено на рис. 8.29.

Така перевірка дозволяє перевірити та підтвердити сумісність системи з аналогічними системами інших виробників, довести однозначність прийняття рішення в стандартних конфліктних ситуаціях та відповідність міжнародним стандартам.

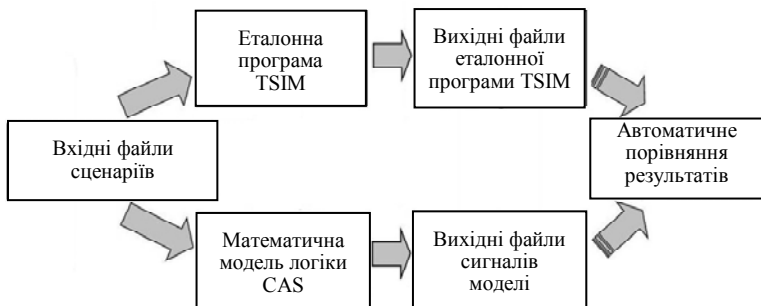


Рис. 8.29. Перевірка алгоритмів СПС-2000 на відповідність CAS Logics

Для перевірки застосованих у відповідачі режиму «S» методів обробки сигналів у НДІ «Буран» була створена програма MOD. За її допомогою перевіряються алгоритми відбудови амплітуди сигналу та інформації, закодованої методом зміни фази сигналу.

Особливістю методів оброблення сигналів, реалізованих у відповідачі СПС-2000, є те, що обробляється сигнал ПЧ 60 МГц. Тому програма моделює вхідний ПЧ з амплітудною і фазовою модуляцією з можливістю зміни частоти, початкової фази сигналу та накладання на сигнал неперервних випадкових завад та імпульсів 60 МГц. Приклад результату такого моделювання показано на рис. 8.30.

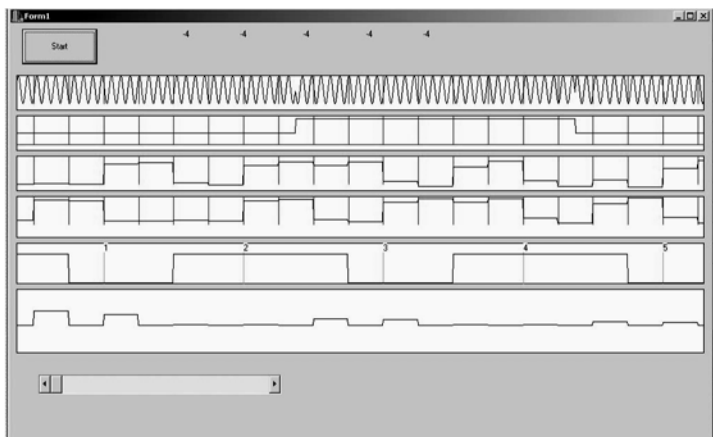


Рис. 8.30. Приклад результату моделювання оброблення сигналу з фазо-ковою модуляцією у відповідачі режиму S системи СПС-2000

Сертифікаційні лабораторні випробування включають лабораторні та кваліфікаційні випробування. Лабораторні випробування проводяться з метою підтвердження відповідності дослідного зразка БСПЗ вимогам технічного завдання і спеціальних технічних умов на СПС, а також для оцінювання експлуатаційної, конструкторської та програмної документації.

Кваліфікаційні випробування на дослідному зразку системи проводяться з метою підтвердження відповідності створеного дослідного зразка вимогам Кваліфікаційного базису¹, визначення типової конструкції системи та експлуатаційних обмежень, у діапазоні яких встановлено відповідність, визначення можливості та умов використання СПС-2000 на літаках ЦА. Отримані під час випробувань результати викладаються в актах лабораторних та кваліфікаційних випробувань.

Наземні полігонні випробування проводяться для підтвердження відповідності вимогам конструкторської документації генерального конструктора ПС, фактичного розміщення та встановлення апаратури СПС на літаку, перевірки правильності виконання системою функцій, заданих для системи (зокрема, TCAS II версії 7.0), а також оцінювання на землі EMC системи з іншою апаратурою, встановленою на літаку.

Льотні випробування проводяться для підтвердження правильності функціонування апаратури СПС-2000 у польотах, якості виконання нею заданих функцій, а також для оцінювання у польоті EMC сумісності СПС-2000 з іншою апаратурою, встановленою на літаку. Робочий момент льотних випробувань СПС-2000 на літаку Ан-12 у 2004 р. ілюструє рис. 8.31. Відповідність створеної апаратури СПС-2000 нормативним вимогам авіаційних правил України, Росії та ІКАО підтверджена лабораторними, наземними полігонними та льотними випробуваннями апаратури, що були проведені за участю експертів різних організацій.

Система СПС-2000 отримала сертифікати відповідності Авіаційного реєстру Міждержавного авіаційного комітету (МАК), Укрaviaнрансу і дозвіл на експлуатацію літаків з апаратурою СПС-2000 у повітряному просторі усіх країн без обмежень.

¹ Кваліфікаційний базис – комплекс вимог до льотної придатності, поширених на певний екземпляр (тип) виробу.



Рис. 8.31. Льотні випробування БСПЗ СПС-2000.
Індикатор СПС-2000 у блакитній рамці по центру за штурвалом

Порівняння СПС-2000 із зарубіжними аналогами. Аналіз технічних характеристик, вирішуваних завдань і умов експлуатації системи СПС-2000 та аналогічних параметрів інших систем показує, що створенням системи вирішено два головні завдання: 1) досягти світового рівня за цим видом техніки, а за рядом показників й перевищити його; 2) створити апаратуру, що відповідає умовам експлуатації на літаках найімовірніших замовників — України, Росії та інших країн СНД.

Така апаратура має бути універсальною, багатофункціональною, а також мати можливість працювати у тривалому відриві від аеродромів постійного базування. Ці вимоги не є суттєвими для зразків зарубіжного обладнання, що працює в умовах щільної мережі баз обслуговування. Уніфікація нормативних вимог до обладнання для ЦА із зарубіжними аналогами дозволяє використовувати його у складі комплексів обладнання, у яких застосовуються і прилади зарубіжного виробництва. Використання сучасної елементної бази і матеріалів дозволило довести масогабаритні характеристики системи попередження зіткнення літаків у повітрі до рівня кращих світових зразків. Конкретне зіставлення характеристик зразків виробів наведено у табл. 8.5. Для порівняння були взяті системи аналогічного класу фірм *Honeywell* і *Rockwell Collins*.

Таблиця 8.5

**Порівняльні характеристики системи СПС-2000
і зарубіжних аналогів**

Характеристика	СПС-2000	TCAS-2000 <i>Honeywell</i>	TCAS II <i>Collins</i>
Кількість блоків	4	5	5
Кількість антен	2	4	4
Маса комплекту, кг	16,7	17,0	22,0
Напруга живлення і потужність	115 В; 400Гц; 155 Вт	115 В; 400 Гц; 192 Вт	115 В; 400 Гц; 168 Вт
Діапазон дальності TCAS, морські милі	40	50	14
Діапазон дальності ЛВ, морські милі	160	160	160
Вихідна потужність передавача, дБмВ	52...56	53...57	52...56
Діапазон робочих температур	-55...+80 °С	-55...+70 °С	-25...+70°С
Діапазон робочих висот, м	0...15000	0...20000	0...14000
Відносна ціна (з установами)	1,0	1,75	1,35

Створена в Україні система є першою на теренах СНД. Важливо відзначити, що вітчизняна система вигідно відрізняється від зарубіжних аналогів раціональністю побудови та застосуванням оригінальних науково-технічних рішень.

Система не потребує окремого ЛВ режиму «S» і забезпечує виконання всіх завдань TCAS II з використанням тільки двох антен, тоді, як зарубіжні системи використовують чотири. Це є істотною перевагою, оскільки розташовувати антени на обмеженій площі фюзеляжу літака завжди надто складно.

Завдяки розробці СПС-2000 в Україні сформовано новий технічний напрям у галузі авіаційного приладобудування — створення автономних бортових систем відображення, попередження та запо-

бігання зіткненням літаків у повітрі. З огляду на те, що Україна є великою авіаційною державою, це має велике суспільно-політичне й економічне значення.

8.6.5. Подальший розвиток бортових систем попередження зіткнень

Бортові системи попередження зіткнень мають пріоритет серед низки інших інформаційних систем забезпечення безпеки польотів. Тільки тривожна інформація системи попередження про небезпечне наближення до землі (СПННЗ) має вищий пріоритет. Постійне зростання інтенсивності повітряного руху робить процес удосконалення систем TCAS об'єктивною реальністю, що у свою чергу, підвищує вимоги до апаратури. Тому провадиться робота щодо впровадження у БСПЗ можливості розходження літаків не тільки у вертикальній, а й у горизонтальній площині (TCAS IV). Імовірно, що ще до цього буде введено в дію удосконалену версію TCAS II з програмним забезпеченням за версією 7.1 (див. підрозд. 8.4.4).

Іншим новим напрямом удосконалення БСПЗ є використання інформації системи автоматичного залежного спостереження ADS-B (див. розділ 9) як джерела інформації для TCAS IV. Використання даних ADS для попередження зіткнень органічно пов'язане із застосуванням супутникових систем навігації GPS, GLONAS і GALILEO для отримання точної і неперервної інформації про координати власного ПС для передачі їх як відповіді на запити (ADS), або в режимі постійної трансляції (ADS-B), що розглядається як найбільш імовірна перспектива.

Окремим напрямом удосконалення БСПЗ є їх інтеграція з іншими системами забезпечення безпеки польотів, зокрема, із СПННЗ і МНРЛС у єдиний комплекс, що інформує екіпаж про виявлені або прогнозовані небезпечні ситуації під час польоту. Крім БСПЗ як системи забезпечення польотів цивільної авіації, існують і військові завдання, пов'язані із попередженням небезпечного зближення літаків при виконанні групових польотів. Такі системи можуть використовувати подібні принципи ВРЛ, але мають виконувати додаткові функції. Тому розширення функцій БСПЗ також є одним з напрямів розвитку таких систем.

Щодо цього існує навіть стандарт НАТО Stanag 4193 [90], який охоплює системи впізнавання «свій-чужий» (*Identification Friend or Foe* — IFF).

9. АВТОМАТИЧНЕ ЗАЛЕЖНЕ СПОСТЕРЕЖЕННЯ

9.1. Класифікація систем спостереження

Спостереження є однією з ключових функцій системи CNS, яка забезпечує інформаційне підтримання системи КПП. Завдання спостереження — забезпечити персонал АТС і/або АТМ, а також технічні системи КПП точною і надійною інформацією про місцезнаходження літаків. Стислий огляд систем спостереження, що застосовуються під час КПП, включаючи і АЗС, яке є предметом розгляду цього розділу, розглядалось у підрозд. 7.1. Щоб краще зрозуміти місце і роль АЗС серед інших систем спостереження, розглянемо класифікацію засобів моніторингу місцезнаходження ПС (рис. 9.1).

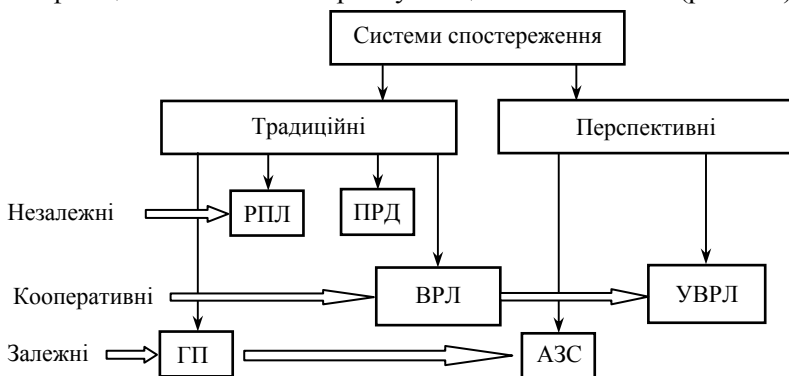


Рис. 9.1. Типи систем спостереження

Незалежні системи спостереження — це системи, що отримують на землі інформацію про координати ПС незалежно від ПС, його обладнання або дій пілота. Такими системами є радіопеленгатори (РПЛ) і системи первинної радіолокації (ПРЛ).

Кооперативними системами є системи вторинної радіолокації. На рис. 9.1 їх подано у двох позиціях — традиційні системи ВРЛ і удосконалені ВРЛ, позначені УВРЛ, які мають підвищену точність визначення кутових координат (моноімпульсний метод) і всі

переваги за рахунок адресного запиту, розглянуті у розділі 7. Такі системи лишаються незалежними у тому сенсі, що ніякі дії пілота або дані про місцеположення літака, отримані бортовими засобами, не використовуються для визначення поточних координат літака на землі (хіба що висота). Але вони є кооперативними, оскільки функціонування система ґрунтується на взаємодії наземного запитувача і ЛВ.

Залежне спостереження полягає у тому, що реально місцеперебування літака визначається бортовими засобами і результати такого визначення передаються на землю по каналах зв'язку, наприклад, голосовими повідомленнями пілота (ГП) або автоматично по каналах обміну даними. Останній метод отримання інформації про місцеперебування літаків у наземних центрах КПП отримав назву АЗС або ADS. Таке спостереження є залежним, оскільки всі користувачі інформації залежать один від одного при визначенні координат ПС і поширенні цієї інформації.

Технології ГП і АЗС надто різняться за технологічним рівнем і перша з них поступово перестає бути актуальною, але з методичного погляду обидва ці підходи по суті є різновидами залежного спостереження. Варто зазначити, що не тільки ГП, але і спостереження за допомогою РПЛ та ПРЛ згодом повністю будуть замінені АЗС (ADS — *Automated Dependent Surveillance*) та УВРЛ.

Розроблення і втілення в практику методу ADS мають справити величезний вплив на процедури КПП, рівень безпеки польотів, стандарти розведення ПС і функціонування систем попередження зіткнень літаків.

9.2. Принцип автоматичного залежного спостереження

Automatic Dependent Surveillance (ADS) — це метод, технологія і функція отримання даних наземними і бортовими користувачами про місцеперебування об'єктів спостереження (ПС і наземних транспортних засобів), коли кожний об'єкт спостереження автоматично передає по лінії передавання даних інформацію про свої координати, отримані за допомогою бортових навігаційних систем.

Широке використання систем GPS істотно позначилося на визначенні координат об'єктів. Приймач GPS здатен досить точно і недорого забезпечити вимірювання координат об'єкта будь-де у

світі у будь-який час. Наприклад, якщо кожний літак обладнаний приладом вимірювання власних координат за допомогою GPS, то зіткнення літаків можна попереджати й уникати шляхом трансляції власної позиції кожним літаком кожні декілька секунд. Це дає можливість попереджати інші літаки, що перебувають поблизу.

Розрізняють два види ADS: контрактне автоматичне залежне спостереження ADS-C (ADS contract) і радіомовне автоматичне залежне спостереження ADS-B (ADS broadcast).

ADS-C — це вид спостереження, за якого має здійснюватися обмін інформацією по лінії передавання даних між наземною системою і ПС згідно з угодою, у якій конкретно визначено умови, за яких буде ініціюватися передача повідомлень ADS-C, а також склад даних, які будуть міститися у цих повідомленнях. Такі умови можуть бути різними, наприклад:

- *periodic contract* — коли ADS повідомлення передаються періодично, наприклад, кожні 4 хв;

- *event contract* — коли ADS повідомлення передаються лише в разі настання якоїсь визначеної заздалегідь події, наприклад, під час прольоту через точку із заданими координатами за даними GPS, або в разі досягнення літаком певної висоти тощо;

- *demand contract* — коли ADS повідомлення передаються лише як відповідь на запит диспетчера;

- *emergency contract* — коли ADS повідомлення передається у разі аварійної ситуації.

Конкретний тип контракту визначається диспетчером КПП за допомогою засобів інтерфейсу.

ADS-B — це вид спостереження, за якого ПС (літаки, гелікоптери), аеродромні транспортні засоби та інші об'єкти можуть автоматично передавати і/або приймати таку інформацію як розпізнавальний індекс, дані про місцеположення та, в разі потреби, додаткові дані, використовуючи радіомовний режим лінії передавання даних.

З рис. 9.2 видно, що базова система ADS-B складається з таких компонентів [91]:

- передавальної підсистеми, яка здійснює функції генерування і передавання повідомлень на транспортному засобі або іншому об'єкті, що є джерелом інформації про його місцеперебування, ідентифікацію, висоту, швидкість тощо;

- середовища, у якому здійснюється трансляція інформації через лінію передавання даних;
- приймальної підсистеми, що здійснює функції приймання і збирання повідомлень на об'єкті, що приймає інформацію, яким може бути наземна система або літак чи інший транспортний засіб.

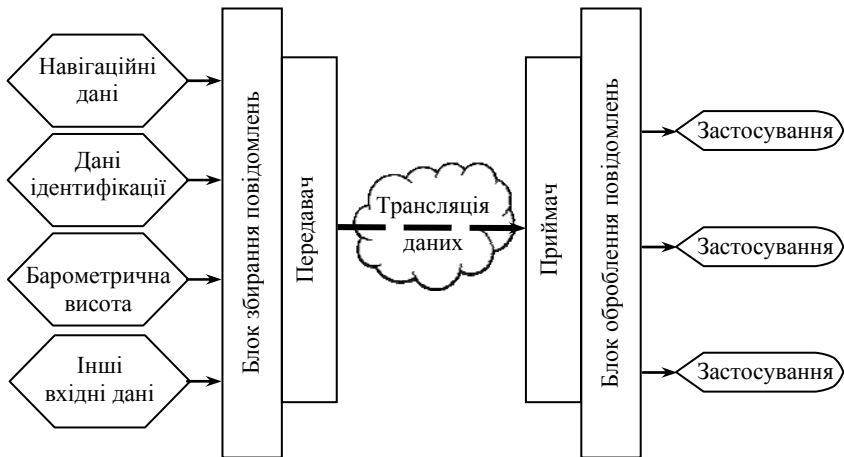


Рис. 9.2. Функціональні зв'язки між компонентами системи ADS-B

Необхідно зазначити, що деякі користувачі ADS-B можуть бути здатними лише передавати, але не приймати дані; деякі наземні користувачі можуть приймати, але не можуть передавати дані. Таким чином, ADS-B є радіомовне спостереження із застосуваннями по лініях «борт–земля» і «борт–борт».

Бортове обладнання ADS-B avionics (або ADSU — ADS Unit) з певною періодичністю передає кодовані радіоповідомлення, що містять дані про положення літака в 3D просторі, його швидкість, ідентифікацію та іншу інформацію.

Функціонування ADS-B вимагає щоб літак був обладнаний бортовими приймачами GNSS/GPS (GLONAS, GALILEO) і приймачем-передавачем (відповідачем) з режимом S, що має функцію ADS-B (Mode S ADS-B transceiver). Оскільки координати літака отримуються за допомогою GPS, точність інформації у кожній порції даних є досить високою.

Звичайні ЛІВ (без ADS) передають інформацію про висоту ПС та його код ідентифікації лише як відповіді на запити вторинного ра-

діолокатора КПП або літаків, обладнаних TCAS, що перебувають у зоні дії системи. На відміну від звичайних ЛВ, передавачі-приймачі ADS-B передають пакети даних неухильно і постійно через півсекундні інтервали. Сигнал, що містить дані ADS-B, є подовженим повідомленням, яке на додаток до висоти та ідентифікації включає також просторові координати ПС і його вертикальну та горизонтальну швидкості. Подовжене повідомлення ADS-B може містити також багато іншої інформації, наприклад, метеорологічні дані, про що буде йти мова трохи пізніше.

Мінімальна (базова) конфігурація ADS-B повинна лише передавати дані. Регулярне передавання даних є необхідною умовою роботи системи спостереження ADS-B. Таку конфігурацію називають ADS-B (OUT) і вона обладнана ЛВ, який лише передає пакети даних ADS-B з власного літака, але не може приймати ADS-B дані від інших літаків або наземних станцій.

Повний комплект бортового обладнання ADS-B, який називають ADS-B (IN/OUT), передає власні дані і приймає повідомлення, якщо вони передаються, від інших ПС, обладнаних ADSU, а також наземних центрів КПП. У повномасштабній інсталяції ADS-B система IN містить бортовий індикатор (дисплей) і ADS-B приймач-передавач (*transceiver*) з режимом приймання даних.

Дисплей надає пілоту горизонтальну проекцію ситуації повітряного руху навколо власного літака за даними ADS-B зазвичай у вигляді рухомої карти. Всі пакети даних, що передаються з літака, можуть бути прийнятими всіма іншими літаками, що обладнані системами ADS-B (IN/OUT) у межах дальності дії системи (від 100 до 200 морських миль). Спрощену схему бортового обладнання ADS-B показано на рис. 9.3.

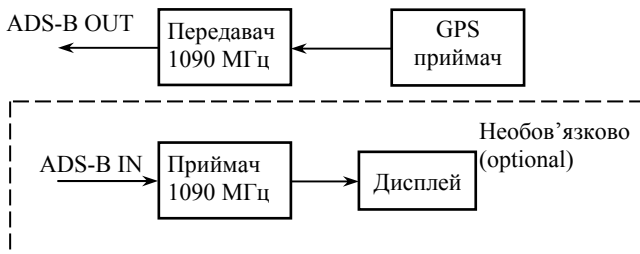


Рис. 9.3. Спрощена функціональна схема бортового обладнання ADS-B

Літаки, обладнані ADS-B лише в конфігурації OUT, є «видимими» для інших систем ADS-B, але самі вони залишаються «сліпими», тобто не отримують по лінії ADS-B ніякої інформації про повітряний рух. Сигнали з повідомленнями ADS-B також отримуються наземними приймачами-передавачами — *Ground-Based Transceivers* (GBT), які розподілені по площі виконання польотів приблизно з інтервалом 100 морських миль для забезпечення функції спостереження за повітряним рухом диспетчерами КПП.

Такі GBT з'єднані лініями передавання даних з літаками, обладнаними ADS-B IN, і окремо, через геостационарні супутники, з розташованими поблизу центрами КПП — *Traffic Control Centers* (TCC). Наземні GBT негайно ретранслюють прийняті сигнали у TCC для відображення на екранах диспетчерів КПП. Центр TCC посилає інформацію назад кожному GBT, і не тільки дані про місцезнаходження інших ПС, але й додаткову інформацію, наприклад метеодані, інформацію про можливу небезпеку по маршруту або у характерних точках тощо. Таку додаткову інформацію називають NOTAM — **notices to airmen**.

Дві лінії передавання даних [92] можуть працювати з ADS-B:

- розширений самогенерований сигнал 1090 МГц, передаваний у режимі S, або Mode-S Extended Squitter (1090 ES);
- приймач-передавач 978 МГц з універсальним доступом, або *Universal Access Transceiver* (UAT).

Крім того, для ADS-B запропонована лінія цифрового зв'язку ДВЧ режиму VDL-4, або VHF data link (VDL Mode 4). Основною з них на даний момент є 1090 ES, що використовує передавач LB режиму S і транслює дані з літака (**downlink**) іншим користувачам. Згідно з прийнятою термінологією в ADS-B дані про повітряний рух, що транслюються на літак (*uplinked traffic data*), називають *Traffic Information Service — Broadcast* (TIS-B), у той час, як додаткові дані (погода), що також транслюються на літак (*uplinked weather*), називають *Flight Information Service — Broadcast* (FIS-B). Два канали передавання даних — UAT і 1090 ES — підтримують TIS-B, а канал UAT підтримує і FIS-B.

Таким чином, TIS-B є трансляція інформації про повітряний рух на літак, обладнаний ADS-B від наземних GBT у системі спостереження ADS-B. Джерелом цієї інформації є наземні оглядові радіо-

локатори (ASR, SSR). Призначенням TIS-B є забезпечити обладнаний ADS-B літак більш повним відображенням ситуації, коли не всі сусідні ПС обладнані ADS-B. Таке суто консультативне застосування має поліпшити рівень обізнаності пілота про реальну ситуацію у важливій для нього зоні повітряного простору.

Дані FIS-B включають інформацію авіаційного і метеорологічного характеру. Продукція FIS-B може подаватися у текстовій або графічній формі. Вона дає змогу у пасивному режимі збирати і відображати пілоту метеорологічні та інші оперативні відомості.

На додаток до текстових метеорологічних даних, таких як звичайні авіаційні метеорологічні зведення METAR, авіаційні спеціально вибрані метеорологічні зведення SPECI, і прогнози погоди на аеродромі прибуття TAF, графічна метеорологічна інформація, наприклад, радіолокаційні складені/мозаїчні образи, тимчасово обмежений для польотів простір та інші NOTAM можуть бути відображені у кабіні.

Приймання FIS-B здійснюється у межах лінії прямої видимості і може очікуватися приблизно до відстаней 200 морських миль (номінальна дальність) по кожному з UAT та GBT.

9.3. Архітектура системи спостереження ADS-B

9.3.1. Бортова апаратура ADS-B

Схему обладнання ADS-B Avionics, тобто літакової частини системи, показано на рис. 9.4. Пульти керування (ADS-B Control Head), розташовані на панелі, дозволяють встановлювати 4096 кодів, і режими IDENT та готовність.

Зауважимо, що це може бути пульт керування ЛВ режиму S або навіть режимів A/C протягом перехідного періоду модернізації систем спостереження і оброблення польотних даних.

На схемі показано канали передавання даних. Як лінії передавання даних для ADS-B використовуються або UAT, або 1090 ES телекомунікаційні канали. Вони можуть діяти спільно.

У повний комплект бортового обладнання ADS-B може входити і графічний дисплей, якщо від потрібен для виконання функцій певної конфігурації системи. У деяких випадках дисплей може бути одним з ключових елементів бортового обладнання.

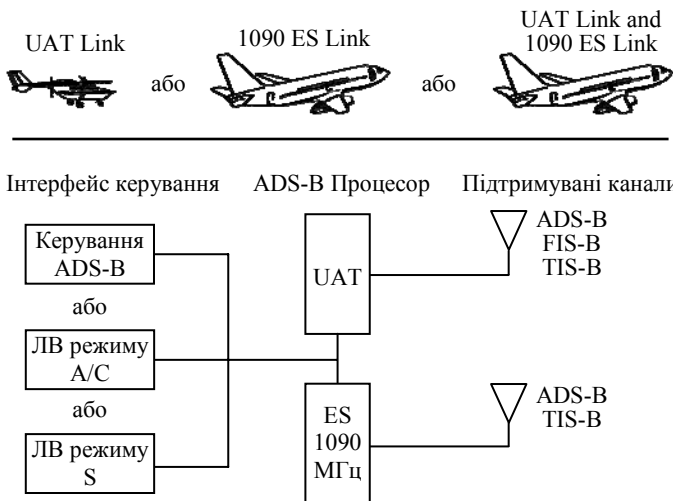


Рис. 9.4. Структура бортового обладнання ADS-B

У праці [93] описано розроблення такого бортового дисплея — CDTI для літаків загальної авіації і невеликих регіональних літаків. Функціональну схему дисплея CDTI показана на рис. 9.5.

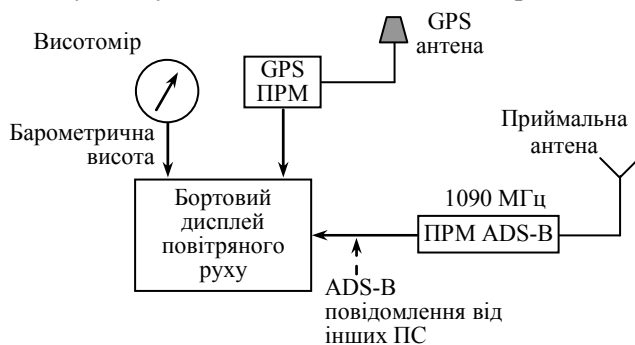


Рис. 9.5. Функціональна схема CDTI дисплея

Дисплей визначає позицію власного літака через пряме підключення приймача GPS. Зазвичай можна використовувати існуючий GPS-приймач, якщо його встановлено на літаку. Окремий приймач 1090 МГц (ADS-B) виявляє подовжені *squitter*-сигнали від інших літаків і надає «сирі» повідомлення на дисплей для подальшого оброблення.

Процесор дисплея декодує неопрацьовані повідомлення для визначення ідентифікаційного номера, місцеположення (широту, довготу, висоту) і швидкості виявленого літака. Далі він подає відповідні символи на дисплей, позначаючи позиції інших літаків відносно власного літака.

Зазвичай інформація про повітряний рух відображається і на дисплеї диспетчера КПП на землі.

9.3.2. Архітектура наземної підсистеми ADS-B

Загальну архітектуру наземного обладнання ADS-B показано на рис. 9.6. Можливі варіанти архітектури наземної частини системи спостереження ADS-B залежать від конкретних функцій і місцеположення апаратури.

Наприклад, для роботи у великих аеропортах може знадобиться система ADS-B, пов'язана з обладнанням огляду великих площ поверхні у зоні аеропорту, наприклад, з ASDE-X (*Airport Surface Detection Equipment, Model X*). У той же час, лише простий GBT потрібен для підтримки функціонування «ядра» системи, тобто її базових функцій (ADS-B, FIS-B та TIS-B) в іншому місці.

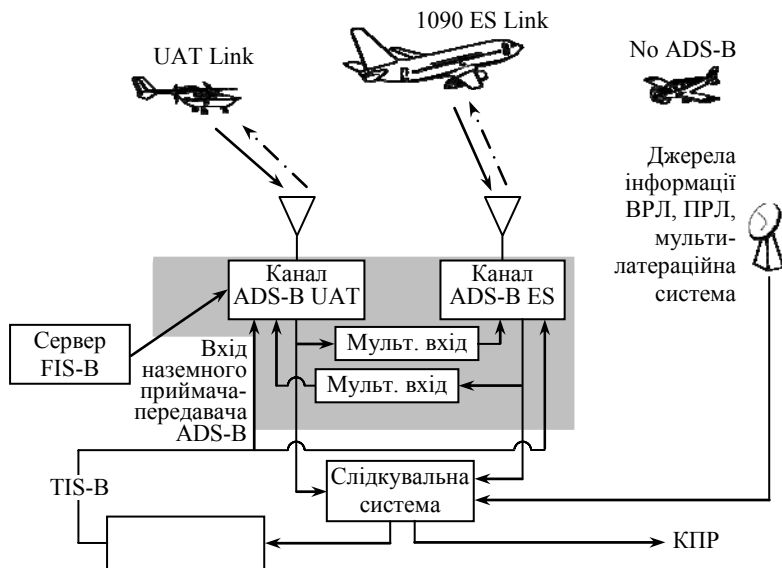


Рис. 9.6. Архітектура наземного обладнання ADS-B

Певна конфігурація будівель та інших споруд в аеропортах потребує розгляду різних варіантів розташування GBT, що зрештою дозволяє визначати збалансоване розміщення UAT і GBT. Вимоги до GBT майже визначені. Вони підтримують базові застосування спостереження ADS-B і послуги трансляції через канал зв'язку.

Лінії передавання даних GBT на 1090 МГц також розвинені, розробляються стандарти для автоматизації послуг трансляції і автоматичних систем КПП у районі аеродрому і на маршруті. Обидва канали передавання даних — UAT і 1090 GBT придатні до ADS-B і TIS-B. Додатково система UAT здатна підтримувати FIS-B. Надалі передбачається забезпечити взаємний зв'язок обох цих станцій, щоб усі станції GBT поєднували і 1090 ES, і UAT канали. Входи каналів UAT і 1090 GBT об'єднані мультиплексорами (*Multiplex Gateways*).

Як видно з рис. 9.6, слідкувальна система, отримує інформацію про повітряний рух від різних джерел, включаючи ADS-B UAT і ADS-B 1090 ES канали, а також канали первинної (ПРЛ) і вторинної (ВРЛ) радіолокації та, якщо є, від мультилатераційної системи спостереження в аеропорту. Ця інформація спільно обробляється і необхідні дані видаються для КПП. Крім того, адресна інформація TIS-B виділена фільтрами ADS-B транслюється на ПС.

9.4. Застосування і переваги ADS-B

9.4.1. Практичні завдання, пов'язані з ADS-B

Автоматичне залежне спостереження ADS-B має значно підвищити ефективність операцій з інформаційного обслуговування повітряного руху. Можна зазначити принаймні 10 конкретних застосувань ADS-B, частина з яких уже згадувалася у різних аспектах.

1. Отримання і візуальне подання даних про повітряний рух (*Visual acquisition*).

2. Трансляція польотної інформації «уверх», тобто додаткової інформації (FIS-B)

3. Система удосконаленого контролю і керування рухом об'єктів на земній поверхні (*Advanced SMGCS — Surface Movement Guidance and Control System*).

4. Наземне регіональне доповнення CHC GNSS (*Ground-based Regional GNSS Augmentation*)

5. Попередження зіткнень ПС (*Collision Avoidance*).
6. Ситуативна інформованість (*Situational awareness*) — можливість відобразити повний набір ПС, що є у зоні виконання польоту на екрані CDTI.
7. Забезпечення розділення у повітрі (*Airborne Separation Assurance*).
8. Отримання і нагромадження даних (*Data acquisition*).
9. Удосконалений супровід польоту ПС;
10. Трансляція інформації про повітряний рух «уверх», тобто даних про координати літаків (TIS-B)

Інші застосування, що можуть підвищити свою дієвість завдяки ADS-B:

- поліпшення якості операцій пошуку і спасіння;
- наземний аеропортовий транспорт, операції зі спасання літаків та оперативні потреби транспортних засобів пожежогасіння;
- вимірювання для підтримання заданої висоти (безпека розведення літаків залежить від надійності та точності витримування висоти);
- керування операціями авіації загального користування тощо.

9.4.2. Позитивні якості ADS-B

Широке застосування ADS-B є головною перевагою системи спостереження як однієї з ключових складових аеронавігаційної системи майбутнього — CNS/ATM. Система ADS як метод спостереження:

- забезпечує точність глобальної супутникової системи GNSS;
- дозволяє створити мережу, що забезпечує спостереження з глобальним покриттям;
- є ключовим рішенням, що дозволяє перебороти поточні проблеми існуючої системи спостереження, створюючи основу майбутньої системи CNS/ATM;
- є джерело даних, які можна подати у формі, подібній до подання даних на екрані радіолокатора (*like-radar data*) із забезпеченням «безшовного з'єднання» інформації на будь-яких площах.

Спираючись на розглянуті принципи і властивості ADS сформуємо вигоди, які притаманні методу спостереження ADS-B і характеризують його переваги перед традиційними методами спостереження; ADS-B забезпечує такі вигоди.

Моніторинг положення літаків у повітряному просторі. Наземна система обробляє інформацію, що транслюється з літаків по каналах ADS-B для порівняння з даними, отриманими для кожного ПС.

Моніторинг відповідності місцеперебування літаків. Отримані за повідомленнями ADS-B дані про положення літака порівнюються з очікуваною позицією цього літака, що відповідає поточному плану польоту (*flight plan*).

Слідкування, або стеження (*tracking*) за кожним літаком. Функція слідкування, що є одним із завдань, які виконуються сучасною системою обслуговування повітряного руху, буде використовувати послідовність ADS-B повідомлень для екстраполяції позиції літака в майбутньому.

Виявлення та прогнозування конфліктів. Дані ADS-B можна використовувати наземною системою для ідентифікації реальних та потенційних порушень мінімальних інтервалів між ПС та інших конфліктних ситуацій.

Перевірка запасу висоти (*clearance validation*). Дані, що містяться у ADS-B повідомленнях, порівнюються з поточним запасом висоти для ідентифікації розходжень. Дані ADS-B можуть допомогти визначити вільні від конфліктів оптимальні значення запасу висоти для підтримання можливих технологій економії палива.

Оцінка вітру (*wind estimation*). Повідомлення ADS-B, що містять дані про вітер, можуть бути використані для коригування прогнозів вітру і, таким чином, очікуваного часу прибуття у задані пункти (*waypoints*¹).

Висока якість спостереження. ADS-B забезпечує більш якісні дані, що отримуються з більшою частотою та покриттям *gate-to-gate* («від воріт до воріт»), ґрунтовну інформацію про спостереження. Ідентична інформація доступна всім користувачам.

Спостереження поверхні у зоні аеропорту. ADS-B дає змогу створити систему спостереження поверхні аеропорту з функціональними вигодами, що можуть бути порівнянні із SMR — *Specialized Mobile Radio*.²

Функціонування Gate-to-gate. Система ADS-B придатна до застосування на всіх етапах польоту.

¹ *Waypoint* – координати характерного пункту визначені GPS.

² Спеціалізована система рухомого радіозв'язку.

Ситуативна інформованість (*awareness*). Система ADS-B здатна забезпечити ситуативну інформованість на борту літака стосовно інших літаків і наземних транспортних засобів через дисплей у кабіні екіпажу незалежно від умов видимості.

Завдяки своїм якостям і відносно невеликим витратам ADS-B має потенціал для істотного доповнення спостереження (особливо зони покриття) за допомогою вторинної радіолокації (ВРЛ) і навіть замінити ВРЛ в умовах низької і середньої щільності повітряного руху.

9.5. ADS-B як система попередження зіткнень

9.5.1. Принцип дії

Якщо кожен літак обладнаний GPS і точно знає свої координати, то зіткнення літаків можна попереджати шляхом їх трансляції, що дає змогу попереджати інші літаки. Для цього необхідно виконати декілька умов:

- кожен літак має бути обладнаний GPS і апаратурою трансляції даних;
- точність визначення координат літака є досить високою;
- кожен літак транслює дані про своє місцеперебування у такий спосіб, що всі інші літаки здатні прийняти (і приймають) ці дані;
- дані передаються через короткі інтервали, тобто можна припустити, що позиція літака, що транслюється, близька до поточного місцеперебування літака.

З попереднього розгляду очевидно, що ADS-B відповідає усім цим умовам. У цьому розділі розглянемо ADS-B як систему попередження зіткнень більш детально.

Блок-схема, що ілюструє роботу ADS-B як системи попередження зіткнень, що виконує функції TCAS (див. розд. 8), показано на рис. 9.7. Приймач GPS визначає поточну позицію власного літака. Цей приймач може також бути частиною бортової навігаційної системи. Поточні координати транслюються по лінії передавання даних зі швидкістю і в час, що визначаються процесором ADS-B. Така трансляція не передбачає жодних запитів або специфічних часових інтервалів.

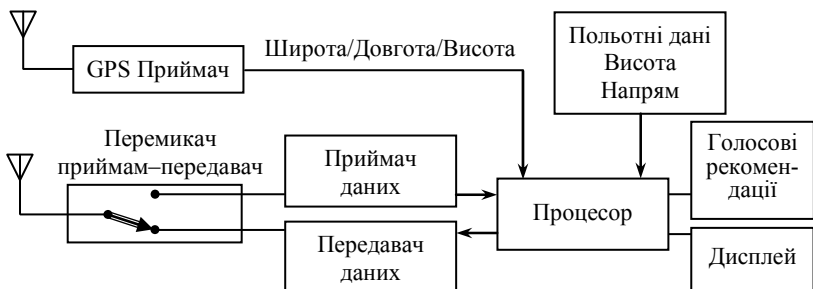


Рис. 9.7. Система ADS-B як БСПЗ

Процесор ADS-B, маючи поточну інформацію про місцезнаходження власного ПС від приймача GPS, також отримує послідовні дані про місцезнаходження інших близьких ПС. За даними про координати ПС та їх зміну в часі процесор розраховує необхідні параметри і приймає рішення про ступінь небезпеки, користуючись ідеологією і термінологією TCAS (див. розд. 8).

У такій системі немає потреби знати ідентифікаційний номер літака, достатньо визначити, що існує небезпека зіткнення, маючи дані кожного літака, які транслюються автоматично, тобто без запитів. Але якщо кожен ПС транслює автоматично, то виникає небезпека «зіткнення», тільки не літаків, а сигналів. Ця проблема розв'язується через внесення елемента випадковості у послідовність передавання повідомлень, тобто трансляції різних літаків є несинхронними і фільтруються як несинхронні завади.

9.5.2. Функціональні відмінності ADS-B і TCAS

Оцінюючи функціонування системи ADS-B (рис. 9.7), нескладно виявити, що одна з важливих функцій TCAS тут загублена, а саме — координація маневрів літаків. Хоча обидві системи — TCAS II і ADS-B — забезпечують попередження зіткнень, між ними існує істотна відмінність. Зокрема TCAS припускає, що відстань між літаками є скаляр.

Більшість систем TCAS обладнані напрямленими антенами, але в найпростішій конфігурації TCAS працює із скалярними величинами. Лише висота літака є вектором. Тому тільки вертикальні маневри можуть бути рекомендовані як RA для уникнення зіткнення. На відміну від розроблених версій TCAS система ADS-B є повніс-

тю тривимірною. Вона забезпечує дані про широту, довготу і висоту. Це означає, що і маневри ПС можна рекомендувати у трьох вимірах, інакше кажучи, як у вертикальній, так і в горизонтальній площинах.

Колись ця функція передбачалася для TCAS III, але цей тип TCAS ніколи не буде реалізований. Наступною після TCAS II тепер має стати TCAS IV, що повинна допускати маневри в обох площинах і використовувати дані ADS-B. Згодом система попередження зіткнень TCAS IV на основі ADS-B має замінити TCAS II.

9.5.3. Технологічні та економічні відмінності ADS-B і TCAS

Вартість бортової апаратури ADS-B є набагато нижчою порівняно з бортовим обладнанням TCAS II, і бортове обладнання ADSU можна встановлювати на будь-який літак. Найбільш вартісним компонентом TCAS є передавач. Апаратура TCAS використовує напрямлені антени, випромінювання «шепіт–крик», різноманітні амплітуди і тривалості імпульсів, а також селективні запити з відсноною фазовою маніпуляцією (DPSK).

На відміну від цього ADS-B просто здійснює періодичні трансляції через ненапрявлену антену. Система TCAS вимагає ЛВ з режимом S, який випромінює сигнали з несною частотою 1090 МГц, тоді як передавач TCAS працює на частоті 1030 МГц. Система ADS-B також може використовувати ЛВ з режимом S, який здатен передавати дані, що не є частиною відповіді. Згадаймо, що спонтанні передавання, що не є відповідями на запити, це — *squitter*. Перевагою таких *squitters* для ADS-B є те, що ЛВ з режимом S уже встановлений на багатьох літаках. Це означає, що використання ЛВ для передавання даних ADS-B не потребує включення повністю нових систем або частот. Негативним аспектом використання пари частот 1030 та 1090 МГц є завантаженість їх запитами та відповідями ВРЛ. Крім того, багато літаків, особливо малої авіації, не обладнані ЛВ з режимом S.

Система TCAS II захищає власний літак від порушників, які використовують ЛВ типу ATCRBS transponders, а ADS-B не забезпечить захисту від таких порушників, якщо тільки ЛВ з режимом S буде використовуватись як засіб передавання даних. Інші канали

обміну даними описано у підрозд. 9.3. Так чи інакше, успіх ADS-B буде залежати від вартості. Враховуючи, що приймачі GPS є недорогими завдяки застосуванню мікросхем високого ступеня інтеграції та великим обсягам продажу, імовірно, що основна вартість системи ADS-B буде зумовлена вартістю каналів зв'язку.

9.5.4. Особливості розв'язання конфліктної ситуації

Для розрахунку відстані між конфліктуючими літаками і прийняття рішень необхідні координати всіх ПС, включаючи висоту. Основним джерелом даних, зокрема ті, що надходять по каналах передавання даних, є GPS. Щодо висоти необхідно зазначити, що GPS поставляє дані про висоту над рівнем моря (MSL).

Моделлю Землі є радіус Землі від центра мас до локального рівня моря. Якщо база даних моделі Землі деталізована, то може бути подана і реальна висота над поверхнею землі в певній місцевості (AGL), яка є корисною передусім під час заходу на посадку і для системи попередження про наближення до земної поверхні.

Відомо, що дані про висоту MSL, незалежно від визначення за допомогою GPS, отримуються барометричними висотомірами за локальним атмосферним тиском за бортом. Через можливі похибки і той факт, що реактивний літак швидко рухається в атмосфері перетинаючи зони високого і низького тисків, усі літаки на висотах понад 18000 футів (приблизно 5500 м) виставляють їхні висотоміри на 29,92 дюйма (760 мм) ртутного стовпчика — стандартний тиск. GPS може визначити висоту MSL, але точність визначення є нижчою ніж точність визначення широти і довготи. Проте безпечно розведення літаків по висоті здійснюється за значно менших відстаней між літаками, ніж у горизонтальній площині, оскільки по вертикалі літак рухається досить повільно.

Беручи до уваги, що безпечно розведення літаків здійснюється за барометричними висотами, у повідомленнях, які транслюються ADS-B, містяться дані про висоту, визначені бортовими висотомірами за тиском. Такі дані надходять в цифровій формі у ЛБ і включаються в повідомлення ADS-B.

Процесор розраховує дальність до оточуючих літаків у формі скалярів і векторів. Розрахунки можуть бути виконані у декартовій системі координат для всіх компонентів X , Y і Z .

Розраховуються величини складових дальності та їхніх похідних у часі. Таким чином, маючи вектори складових відстаней і швидкостей, можна застосувати алгоритм, подібний до TCAS, що ґрунтується на t -критерії для визначення і видачі рекомендацій TA та RA.

Координація маневрів конфліктуючих ПС. Система ADS-B не встановлює двостороннього зв'язку між літаками, який є потрібний для координації. Все ж ситуація не є безнадійною. Річ у тім, що TCAS II був обмежений лише вертикальними маневрами для ухилення від зіткнення. На відміну від нього ADS-B є тривимірною системою, і маневри з ухилення можливі як по вертикалі, так і по горизонталі у трьох вимірах. Вироблення певних правил повітряного руху може дати змогу визначати, який літак має право проходження і в якому напрямі для виконання ухильних маневрувань. Застосовуючи такі правила, маневри у трьох вимірах можна виконувати і без координації.

Таким чином, оцінено можливість застосування ADS-B як TCAS. Це досить проста і дешева система. Але цілком логічно будувати 3D систему по-іншому — на основі ідеології TCAS IV із застосуванням даних ADS-B і GPS зі збереженням функції координації. Звичайно, що така система буде мати вищу вартість але можливо саме вона відповідатиме вимогам і сподіванням щодо розвитку систем попередження зіткнень. Так чи інакше ADS-B виконає свою важливу функцію щодо удосконалення бортових систем спостереження.

9.6. ADS-B і метеорологічна інформація

9.6.1. ADS-B як метеорологічна система

Відомо декілька мереж для отримання і поширення метеорологічної інформації. Мережа метеорологічних радіолокаторів NEXRAD успішно застосовується для задоволення метеорологічних і авіаційних потреб [94]. Мережа містить датчики, що здебільшого розташовані на стабільних позиціях. Наземні станції, що об'єднані у стабільні мережі, є найбільш розвиненими на тепер. Метеорологічні супутники уже стали важливим інструментом для метеорологічних спостережень. Для отримання надійних даних дистанційного зондування важливо зондувати атмосферу у двох на-

прямах: із землі та зі супутника. Наземні спостереження необхідні для верифікації супутникових даних, які покривають величезні площі і об'єми атмосфери.

Сучасним розвитком метеорологічних систем спостереження є *Aircraft Meteorological Data Relay* (AMDAR). Ця система включає використання рейсових літаків для автоматичних вимірювань метеопараметрів і передавання їх на землю протягом польоту. AMDAR є програмою, що ініційована Всесвітньою метеорологічною організацією. Отримані дані (температура, тиск та ін.) після попереднього оброблення посилаються на землю через VHF лінію зв'язку (ACARS) або лінію супутникового зв'язку ASDAR.

Зважаючи на те, що технологія ADS-B динамічно розвивається, додаткові застосування і розширення функцій системи є досить очікуваними. Зокрема, важливими є метеорологічні застосування.

Виявляється, що ADS-B можна застосовувати для поліпшення метеорологічного забезпечення авіації за допомогою бортових засобів вимірювань і дистанційного зондування. Згідно з інформацією [95] фірма *All Weather Inc*, виробник автоматичних метеорологічних систем і метеорологічних датчиків, обрана корпорацією ІТТ Corporation для розроблення автоматичних метеорологічних систем спостереження — *Automated Weather Observing Systems* (AWOS) для метеорологічних систем ADS-B Weather Systems як частини контракту ІТТ з FAA з розроблення ADS-B. Ідеться про установлення сертифікованих систем AWOS у різних точках земної поверхні для взаємодії з ADS-B.

У цьому розділі розглянуто можливості удосконалення систем отримання і поширення метеорологічної інформації для авіаційних та інших застосувань на основі ADS-B.

9.6.2. Мережа динамічних сенсорів

Розглядаючи стабільну мережу як мережу першого роду, у 80-ті роки автори праці [96] запропонували концепцію системи другого роду — *Second Type Network* (STN) [97]. Така мережа STN є динамічною мережею просторово розподілених датчиків, розміщених на мобільних носіях. Зокрема, мінімальний набір вимірюваних пристроїв можна встановлювати на літаки регулярних авіарейсів. У такому випадку головний користувач метеорологічної інформації стає джерелом цієї інформації.

Інформація збирається і використовується на літаку протягом усього польоту від зльоту до посадки. Більше того, необхідно забезпечити отримання даних у реальному часі з урахуванням змінної поточної позиції літака, оброблення даних і синтезу 3D структури метеорологічних параметрів.

Тепер очевидно, що система GNSS може бути використана для точної ідентифікації координат даних (прив'язки даних до координат та часу). Кожний літак має бути обладнаний принаймні базовою конфігурацією системи ADS-B OUT, яка може бути використана для трансляції необхідної інформації, зібраної за допомогою бортових метеорологічних датчиків протягом польоту.

Хоча детальний опис можливих конфігурацій набору бортових датчиків виходить за межі цього видання, зазначимо, що до зазвичай передаваних температури, тиску і вітру доцільно додати набір дані про турбулентність, вологість, імовірне обледеніння, зони граду тощо.

Зрозуміло, що повна конфігурація системи у разі потреби забезпечити отримання адресних даних на борту після їх спільного оброблення, повинна включати ADS-B IN/OUT і канал передавання даних FIS-B. Значна надлишковість вимірюваної інформації, що може бути забезпечена за допомогою комплексної мережі, тобто обома типами мереж (першого і другого роду) спільно, створює кращі умови для підвищення надійності, детальності та ефективності отримання метеорологічної інформації.

Синтезована й узагальнена вибрана інформація відповідно до координат кожного літака може передаватися на літак і використовуватися як достовірне і своєчасне метеорологічне попередження. Доцільно також зберігати цю синтезовану інформацію у певному центральному або регіональному пункті отримання і нагромадження даних. Такі дані можуть використовуватися одночасно як інформаційна основа (модель) поточного стану атмосфери у певній зоні, а також для створення і постійного оновлення глобальної моделі. Зацікавлені користувачі можуть отримувати необхідну для них інформацію.

Система збору інформації може складатися з регіональних пунктів, об'єднаних центром, що забезпечує інтеграцію всієї інформації, яка надходить від областей. Зокрема, супутникова система придатна для передавання даних від літаків.

Синтезовану інформацію на літак можна також передавати через супутник. Важливими особливостями системи є:

- використання літаків регулярних авіаліній як датчиків;
- оброблення всієї інформації від динамічної мережі STN і стабільних мереж у єдиній системі синтезу метеорологічної інформації — *Weather Information Synthesis System (WISS)*;
- адресне інформування обладнаних літаків за допомогою системи ADS-B.

Інші (неавіаційні) користувачі можуть також бути клієнтами такої системи.

9.6.3. Спільна ADS-B і метеорологічна мережа

Загальну структуру комплексної системи, яка є комбінацією систем першого і другого роду [97], показано на рис. 9.8.

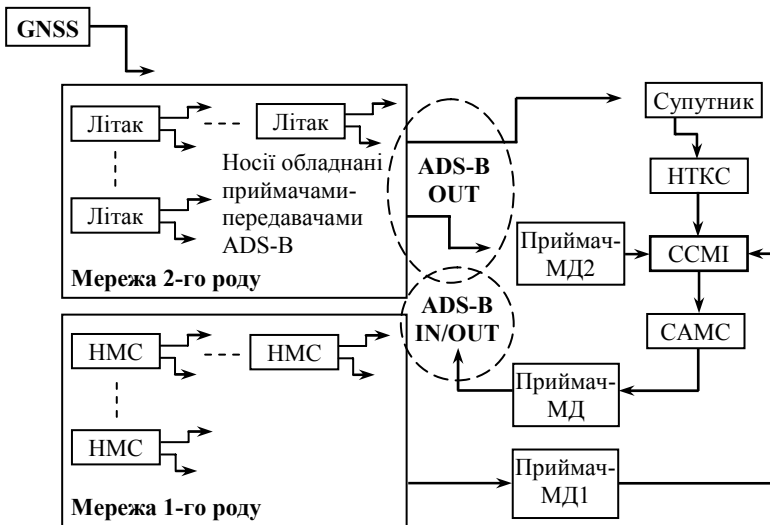


Рис. 9.8. Структура об'єднаної мережі з ADS-B

Система другого роду складається з багатьох носіїв, тобто літаків з необхідними датчиками і обладнанням ADS-B. Система першого роду об'єднує у мережу наземні метеорологічні станції (НМС). Метеорологічні дані у кодованому вигляді транслюються з компонентів мережі першого роду і можуть прийматися наземними приймачами метеоданих (приймач-МД2) і/або геостационарними

супутниками для ретрансляції через наземні телекомунікаційні станції (НТКС) у систему синтезу метеорологічної інформації (CCMI-WISS), куди також надходять дані з мережі першого роду через приймачі метеоданих приймач-МД1. Система WISS аналізує всі дані і формує інтегральну глобальну картину розподілу метеорологічних параметрів.

Наявність результатів зміни метеорологічних характеристик у часі дозволяє прогнозувати метеоумови для конкретних трас і зон за допомогою системи аналізу і прогнозу метеорологічних ситуацій (САПС). Результуюча інформація фільтрується за програмами користувачів і адресно транслюється користувачам за допомогою передавачів метеоданих передавач-МД. Для забезпечення якісного функціонування системи якомога більше ПС повинні бути обладнаними датчиками метеоінформації і, щонайменше, ADS-B OUT для трансляції даних. Якщо необхідно отримувати результуючу інформацію від САПС, ПС повинні бути обладнаними повним комплектом ADS-B IN/OUT.

Структуру бортового обладнання носіїв у мережі другого роду показано рис. 9.9.

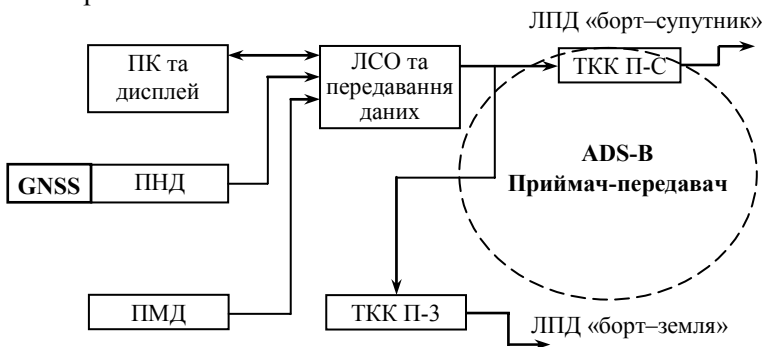


Рис. 9.9. Структура бортового обладнання носія датчиків метеоданих

Серцем системи є літакова система оброблення (ЛСО) та передавання даних — *Aircraft Data Acquisition and Transmission System*. На неї надходять поточні метеорологічні дані (ПМД) від датчиків метеоінформації, а також поточні навігаційні дані від SNSS (GPS). Дані з борту скидаються за допомогою ліній передавання даних «борт-супутник» і «борт-земля». Керування системою та відображення інформації здійснюється блоком персонального комп'ютера та дисплеєм.

Літакова система оброблення та передавання даних є комп'ютеризованою системою, призначенням якої є збирання та нагромадження даних з усіх бортових датчиків у реальному часі, поєднання їх з координатною інформацією і підготовка цифрових слів даних для передавання через лінію передавання даних. Бортові лінії приймання інформації не показані на спрощеній схемі. Для приймання даних може використовуватися FIS-B з підтриманням каналу UAT. Дані передаються через ADS-B OUT.

9.6.4. Склад даних

Концепція автоматизованих повідомлень метеорологічних даних з літаків [96], була прийнята Академією наук СРСР і використовувалася як основа об'єднаної системи для динамічних спостережень за грозами й геофізичними електромагнітними процесами [98]. Ця програма не була закінчена через припинення фінансування після розпаду СРСР, але подібну ідею реалізовано в AMDAR [99], хоча і з іншим набором даних, та для іншого призначення. Набагато пізніше на спільному засіданні ICAO та Всесвітньої метеорологічної організації визначено, що загальні потреби автоматизованих повідомлень з літака мають бути задоволені за допомогою використання блоків метеорологічних даних у повідомленнях ADS-B.

Детальні вимоги до складу параметрів, включених у блок метеоданих повідомлень ADS-B, наведено у праці [100]. Це дані про напрям і швидкість вітру, температуру, турбулентність і вологість. Ще раніше (2002) були випущені детальні інструкції щодо даних про турбулентність, які виражалися індексом, що визначався як функція середньої та пікової швидкості дисипації кінетичної енергії турбулентності (ДКЕТ) (див. підрозд. 3.1.6).

Цей вибір зумовлений тим, що ДКЕТ може використовуватися в майбутньому як вхідна змінна в числовій моделі прогнозу погоди, використовуваної *World Area Forecast Centers* (WAFC) — метеорологічному центрі, що забезпечує прогнозну метеорологічну інформацію для авіаційних цілей, під егідою ICAO і відповідно з вимогами ICAO Annex 3. Для майбутньої системи пропонується додати традиційні дані спостереження грозової діяльності (атмосферики), дані МНРЛС, власного радіовипромінювання хмар у передгрозовий та передградовий стадіях, параметри напруженості електричного поля по маршруту, електропровідності повітря, в умовах граду і обледеніння.

9.6.5. Можливості і вигоди системи

Можливості системи і переваги такого інтегрованого підходу полягають в істотному зростанні потоку інформації, підвищенні ефективності та детальності інформації, збільшенні функціональних можливостей системи, універсальності інформації, зниженні питомої вартості інформації, підвищенні своєчасності інформації, системному зменшенні помилок під час вимірювання даних, збільшенні еквівалентної щільності мереж.

Крім того, є умови для цільової орієнтації інформації тобто, подання даних у різних формах, наприклад, відносно тривимірної просторової сітки системи координат; конкретного метеорологічного об'єкта; певного аеропорту; конкретного літака тощо.

Підвищується інтелектуалізація інформаційних процесів і процедур (наприклад, нагромадження, оброблення, зберігання і подання даних), виникають додаткові можливості отримання нової геофізичної інформації та інформаційних застосувань у неавіаційних галузях (метеорології, сільському господарстві, морському транспорті тощо). Зменшується методичний шум вимірювань через придушення маскувального ефекту Землі, реальним є удосконалення інформації завдяки ґрунтовному оцінюванню вертикальних розподілів вимірюваних параметрів.

Таким чином, застосування ADS-B для отримання і поширення метеорологічної інформації збільшує функціональні можливості майбутньої системи спостереження.

Переваги ADS-B можна використовуватися повніше із залученням інформації чисельних бортових датчиків і самого літака як датчика.

10. ПАСИВНІ СИСТЕМИ ВІЯВЛЕННЯ ГРОЗОВОЇ АКТИВНОСТІ

Крім впливу різних метеорологічних явищ на польоти ПС (їх детально розглянуто у підрозд. 3.1), є загальновідоме явище, крізь зону якого не здатен безпечно летіти жоден тип ПС, незалежно від його міцності та розмірів, це — активна гроза.

Обладнання авіоніки, зокрема МНРЛС, може допомогти провести ПС через зони складних метеорологічних умов, але у випадку грози необхідно тримати літак подалі від зони грозової діяльності. Перш за все необхідно надійно виявляти такі зони, або локалізувати їх. Локалізовані зони грози нескладно облетіти, особливо у випадку реалізованої концепції *Free Flight*.

Як приклад бортового пасивного радіолокатора згадувався прилад (див. підрозд. 2.2.2), який здатен на великій відстані виявляти і представляти пілоту зони грозової діяльності за власним випромінюванням блискавки. У цьому розділі принципи побудови таких приладів розглянуто детально.

10.1. Електромагнітне випромінювання блискавок

Радіоімпульси, випромінювані блискавками, називають атмосфериками. Статистичні моделі, експериментальні дані та оцінки параметрів атмосфериків містяться у праці [101]

Частотний спектр електромагнітного випромінювання блискавкових розрядів є дуже широким, але нерівномірним.

Від світлового діапазону (видимої блискавки) він простягається у зону низьких частот і охоплює діапазони дуже низьких (1...300 кГц) і навіть наднизьких (30...1000 Гц) частот. Максимум випромінювання становить 7...70 кГц. Приклад спектра власного випромінювання блискавки, який складається із спектра перед розряду (більш високочастотного) і спектра основного розряду, показано на рис. 10.1.

Ця найбільш потужна частина частотного спектра електромагнітного випромінювання блискавки використовується для дистанційного виявлення зон активної грозової діяльності методами, що використовують власне випромінювання хмар.

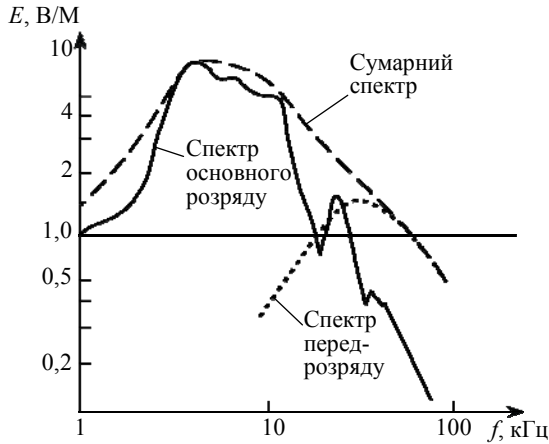


Рис. 10.1. Приклад спектра електромагнітного випромінювання розряду блискавки

Є декілька типів власного випромінювання, включаючи теплове, яке існує завжди, неперервно-шумове, що виникає у передгрозовий період, коли ще блискавки не виникають, і власне випромінювання блискавки, що є найбільш потужним. Спектр такого випромінювання ілюструє рис. 10.1, і саме про нього йшлося у підрозд. 3.2.3, коли згадувалося про існування методів пасивного виявлення блискавко-небезпечних зон на основі власного випромінювання грозових розрядів. Розглянемо принципи вимірювання координат таких розрядів з борту літака.

10.2. Пеленгування джерел випромінювання з борту літака

Крім дії грозових явищ на польоти, розряди блискавки впливають на роботу навігаційного обладнання, особливо на автоматичний радіокомпас (АРК) — літаковий радіопеленгатор для автоматичного визначення напрямку на наземні передавальні радіостанції (широкомовні станції та радіомаяки).

Автоматичний радіокомпас — це радіоприймач з рамковою антеною, що автоматично обертається, зберігаючи напрямок на радіостанцію (маяк), на частоту якої налаштований прилад, а стрілка на індикаторі АРК указує цей напрямок пілота.

Рамкова антена з однією вертикальною обмоткою має у горизонтальній площині ДН з чітко вираженими двома напрямками нульового приймання, зсунутими відносно один одного на 180° (вісімка). Якщо використовувати дві перпендикулярно розміщені рамкові антени, то можна побудувати такий радіопеленгатор з нерухомою антенною системою і гоніометром.

Гоніометр — це безконтактний індукційний перетворювач сигналу, який має дві взаємно перпендикулярні нерухомі польові котушки і одну рухому шукальну котушку (ШК). Шукальна котушка розміщена у просторі між польовими котушками, кожна з яких з'єднана з відповідною обмоткою рамкової антени. Електрорушійна сила, що наводиться в ШК електромагнітним полем, створеним у просторі між польовими котушками, залежить від орієнтації ШК. За своїми напрямленими властивостями така антенна система є повністю еквівалентною поворотній рамковій антені з однією обмоткою і має у горизонтальній площині ДН у вигляді вісімки. Вона здатна визначати напрямок на джерело випромінювання, але виникає неоднозначність — необхідно уточнити «знак» напрямку.

Для усунення неоднозначності використовуються дві антени: рамкова антенна система і ненапрявлена антена. Фаза напруги, що знімається з ШК залежить від напрямку відхилення ШК від її положення, що відповідає напрямку на об'єкт пеленгування. Величина цієї напруги пропорційна куту відхилення ШК від цього положення. У разі переходу ШК через положення, що відповідає напрямку на джерело випромінювання, фаза напруги на її виході змінюється на 180° . У результаті спільного оброблення сигналів напрямленої антенної системи і ненапрявленої антени вдається однозначно визначити пеленг на джерело випромінювання.

Деякі пілоти вважають, що стрілки їхніх АРК під час грози вказують на розряди блискавки, а це означає, що АРК можна розглядати як своєрідний індикатор грози. Попри те, що АРК дійсно реагує на подібні прояви електричної активності, багато електричних розрядів від грозової зони можуть викликати безцільні коливання покажчика у широкому діапазоні.

Багато АРК мають електромеханічні індикатори, які не здатні реагувати на розряди з необхідними швидкістю і точністю. Тому експерти з безпеки польотів не рекомендують використовувати АРК для виявлення блискавок.

Досить велика енергія власного електромеханічного випромінювання грози, зокрема, розрядів блискавок, є основою виявлення зон грозової активності за допомогою штормоскопів (підрозд. 2.2.2). Такі спеціалізовані прилади, обладнані електронними дисплеями і без будь-яких механічних індикаторів, не мають зазначених вище недоліків АРК. Штормоскопи позначають на дисплеї точкою або символом блискавки кожний зафіксований розряд. Екран очищується від таких позначок через певну кількість хвилин для підготовки дисплея для оновлення інформації та захисту від завад. Велика кількість позначок, що досить швидко концентруються під час активної грозової діяльності, відповідають небезпечній грозовій зоні.

Зазвичай позначки блискавок відображаються у полярній системі координат з індикацією позиції власного літака у центрі. Напрямок на зону грозової діяльності визначається відносно поздовжньої осі літака і принципівих проблем з пеленгуванням джерела розряду не виникає.

Якби була б можливість запеленгувати розряд з двох пунктів, то можна було би визначити і дальність до розряду. Але на борту літака доводиться мати справу лише з однопунктним пеленгуванням. Тому найбільш проблемним є визначення дальності до розряду.

10.3. Методи оцінювання дальності до розряду

Існує декілька підходів до однопунктного вимірювання дальності до блискавки за її власним електромагнітним випромінюванням. Найпростішим є амплітудно-амплітудний метод (А-А-метод), який бере до уваги лише потужність власного випромінювання блискавки. Більш досконалі методи базуються на вимірюванні співвідношень певних характеристик електричного та магнітного компонентів випромінювання блискавки, власного випромінювання на різних частотах тощо.

Залежно від вимірюваних складових електромагнітного поля (електричної E або магнітної H) виділяють ЕН-метод, НН-метод і ЕЕ-метод [25; 103].

У бортових пристроях, що випускаються промисловістю, використовується АА-метод, а також ЕН-метод на малих відстанях і двочастотний НН-метод на дальностях до 100 миль (наприклад, у штормоскопі LSZ-850).

10.3.1. Амплітудний метод

Якби всі блискавки генерували електромагнітне випромінювання однакової потужності, то визначати дальність було б значно простіше. Тому найпростіші штормоскопи будуються саме за принципом, що припускає рівність енергії всіх розрядів. Таке припущення дає можливість вважати, що величина прийнятого сигналу є мірилом відстані до джерела випромінювання, тобто до блискавки. В іншому разі, якщо існують слабкі і сильні розряди, слабкий розряд на малій дальності не можливо відрізнити від сильного розряду, що відбувається на більшій дальності. Коли гроза розвивається, стає потужнішою, це не обов'язково означає, що розряди стають сильнішими, але вони відбуваються частіше.

Щодо технічної реалізації, то така система виявлення зон грозової активності багато у чому подібна до АРК. Найбільша енергія електромагнітного випромінювання блискавкових розрядів припадає на діапазон низьких частот, приблизно 50 кГц. Саме на таку частоту налаштовуються амплітудні штормоскопи. Хрестоподібна рамкова антена, подібна до такої, як у АРК, приймає електромагнітне поле. Крім того, для розв'язання проблеми невизначеності застосовується ще одна антена, налаштована на приймання електричного поля (додаткова антена для визначення знака напрямку).

Один з варіантів схеми системи для виявлення розрядів блискавки, що є певною деталізацією функціональної схеми (див. рис. 2.21), показано на рис. 10.2 [74].

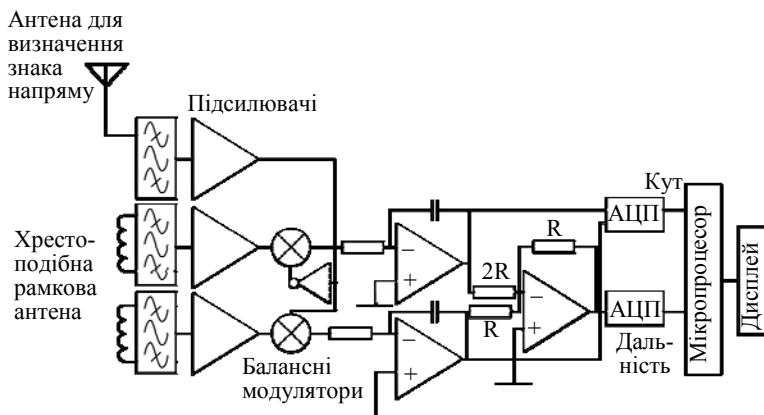


Рис. 10.2. Приклад реалізації амплітудної системи виявлення зон грозової активності

Такий штормоскоп працює на частоті, значно нижчій за частоту АРК, причому він налаштований тільки на одну частоту. Через це сигнали, що приймаються хрестоподібною рамковою антеною і сигнали з виходу антени електричного поля підсилюються трьома різними підсилювачами. При цьому можна легко забезпечити однаковий фазовий зсув у всіх трьох підсилювачах на 50 кГц.

Сигнали із хрестоподібної рамкової антени перемножуються з сигналами, прийнятими антеною електричного поля, після проходження через фільтри. У результаті утворюються два сигнали, пропорціональні двом компонентам напруженості магнітного поля X і Y , які характеризуються величиною і знаком. Напруженість електричного і магнітного поля електромагнітної хвилі, що поширюється, є обернено пропорційною відстані. Важливо не переплутати цю залежність із законом обернених квадратів, який стосується потужності сигналів. Оскільки потужність сигналу є пропорційною квадрату напруженості електричного і магнітного полів, напруженості поля є обернено пропорційними першому степені відстані, а не її квадрату.

Розглянутий АА-метод ґрунтується на оцінюванні величини (амплітуди) радіочастотного сигналу, що випромінюється блискавкою: у середньому чим більший сигнал приймається, тим менша відстань до його джерела. На жаль, точність такого методу невисока. Похибка оцінки дальності становить близько 50 % через статистичну природу потужності блискавки.

10.3.2. ЕН-метод

Другий підхід ґрунтується на вимірюваннях електричної та магнітної компонент прийнятого радіочастотного електромагнітного випромінювання, що генерується грозовим розрядом, поширюється в тропосфері і створює електромагнітне поле, що вимірюється на певній відстані. Відстань до джерела такого електромагнітного поля може бути оцінена шляхом порівняння вимірюваного співвідношення між електричною і магнітною компонентами з ідентичними співвідношеннями, розрахованими на підставі рівнянь Максвелла для різних значень відстані.

Схема пристрою для оцінювання дальності відносно електричної і магнітної компонентів сигналу власного випромінювання блис-

кавки, що у певних межах є функцією відстані, яку пройшло випромінювання від джерела до приймача, показано на рис. 10.3.

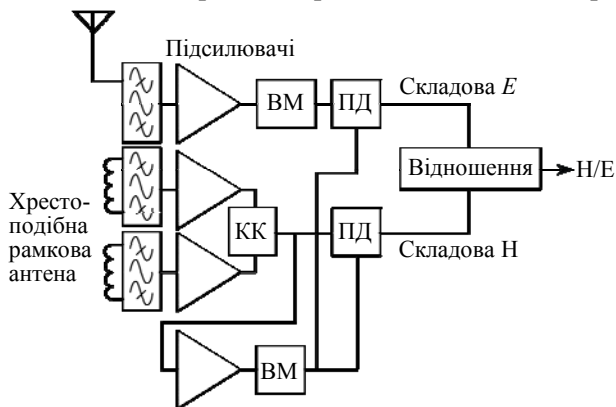


Рис. 10.3. Оцінювання дальності ЕН-методом:

КК — квадратний корінь; ВМ — вузол модуля; ПД — піковий детектор

Пристрій складається з рамкової магнітної антени і дипольної антени електричної компоненти. Сигнали після фільтрації і підсилення обробляються в каналах електричної і магнітної складових. Вузол умовно названий добутком квадратного кореня виконує операцію добування модульного значення сигналів, що приймаються взаємно перпендикулярними рамками (корінь квадратний із суми квадратів), абсолютна величина електричної компоненти вхідних імпульсів власного випромінювання добувається вузлом визначення модуля.

Пікові детектори здійснюють фіксацію максимальної напруги протягом дії імпульсу. Далі визначається відношення напруг, отриманих за зазначеними двома каналами, яке монотонно залежить від відстані між джерелом випромінювання даної частоти сигналу в певних межах. Характер цієї залежності показано на рис. 10.4.

Дослідження показують, що точність оцінювання дальності, яку можна досягти таким методом, складає приблизно 10 % для відстаней, що не перевершують 60 км.

На жаль, за більшої дальності точність вимірювання досить різко зменшується (з рис. 10.4 видно, що монотонність залежності $|H/E| = f(R)$ порушується в межах $R = 60$ км).

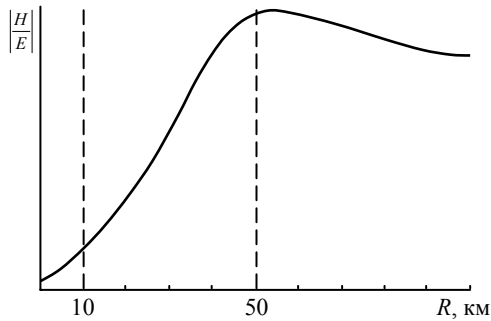


Рис. 10.4 Залежність відношення модуля Н-Е відношення від дальності

10.3.3. НН-метод

Для підвищення точності однопунктного визначення дальності до розряду блискавки на більших відстанях Коулменом (США) був запропонований НН-метод. Він ґрунтується на вимірюванні відношення магнітних складових поля випромінювання грозових розрядів на двох рознесених частотах $H(\omega_1)/H(\omega_2)$. У праці [25] міститься детальний розгляд і аналіз точності вимірювання дальності цим способом.

Для розрахунку компонентів поля розряду блискавки зазвичай користуються дипольним наближенням [102] і моделлю для вертикального розряду типу «хмара–земля».

При цьому вираз для горизонтальної магнітної компоненти $H_\varphi(t)$ поля блискавкового розряду на відстані R обчислюється через еквівалентний дипольний момент¹ $p(t)$ і декілька констант (хвильовий опір вільного простору $z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$, магнітну μ_0 та діелектричну ϵ_0 проникність, швидкість світла).

¹ Дипольний момент (електричного диполя) — вектор, напрямлений від негативного до позитивного заряду і чисельно дорівнює добутку заряду на відстань між зарядами. Оскільки магнітних зарядів не існує, то для магнітних полів використовується поняття еквівалентного дипольного моменту, величина якого пропорційна добутку струму, що тече по замкнутому витку, на площу цього витка.

Можна показати, що відношення H_0 модулів амплітуд магнітних компонентів поля випромінювання на двох частотах ω_1 і ω_2 залежить від відстані R від джерела електромагнітного поля до точки вимірювання. Точніше справедливим є вираз, розв'язаний відносно дальності R :

$$R = \frac{c}{\omega_1} \sqrt{\frac{a_0^2 - H_0^2 \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2}{H_0^2 \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^4 - a_0^2}}, \quad (10.1)$$

де ω_2 — нижча колова частота, ω_1 — вища колова частота у радіанах за секунду;

$$H_0 = \left| \frac{H_\varphi(\omega_1)}{H_\varphi(\omega_2)} \right| \quad \text{і} \quad a_0 = \left| \frac{p(\omega_1)}{p(\omega_2)} \right| \quad \text{— модулі відношення відповідно}$$

магнітних складових та еквівалентних дипольних моментів магнітного поля розряду блискавки для двох рознесених частот спектра випромінювання.

Важливо, що за теорією модуль відношення еквівалентних дипольних моментів для заданих частотних пар не залежить від дальності, тобто є сталою величиною для певних ω_1 і ω_2 .

$$a_0 = \left| \frac{p(\omega_1)}{p(\omega_2)} \right| = \text{const.}$$

Таким чином, НН-метод вимірювання дальності до грози полягає у вимірюванні горизонтальних магнітних складових поля випромінювання блискавки на двох рознесених частотах, визначенні їх відношення і обчисленні відстані згідно з виразом (10.1) за задалегідь відомого відношення еквівалентних дипольних моментів розряду блискавки при цих же частотах $a_0 = \text{const}$.

У праці [103] були обрані частоти $\omega_1 = 263893$ рад/с і $\omega_2 = 8984$ рад/с, а величина відношення дипольних моментів для цих частот, одержана експериментально, дорівнює $a_0 = 0,11$. Такі ж параметри використовувалися як вихідні дані у дослідженні точності цього методу [25].

Криву залежності $H_0 = f(R)$, що відповідає виразу (10.1), наведено на рис. 10.5.

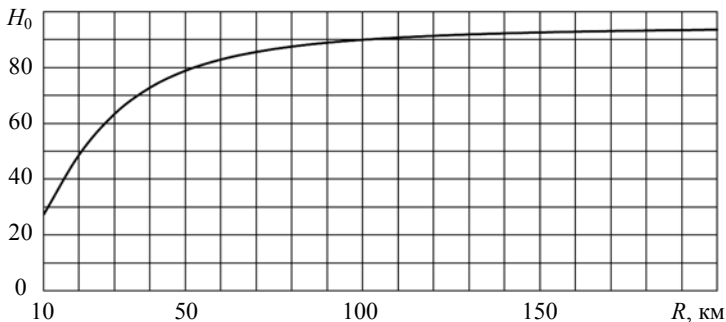


Рис. 10.5. Відношення магнітних складових радіовипромінювання блискавки за двома рознесеними частотами

З цього графіка випливає, що зі збільшенням дальності до блискавки точність визначення дальності має зменшуватися унаслідок зменшення крутизни графіка. Тому важливо оцінити похибки методу для максимальної дальності, яка, зважаючи на вимоги своєчасності виявлення небезпеки за сучасних швидкостей ПС, може становити $R_{\max} = 200$ км.

Результати аналізу та моделювання [25] показали, що НН-метод однопунктного вимірювання дальності до грозового розряду забезпечує точність, що характеризується середньоквадратичною похибкою визначення дальності 10 % за довірчої імовірності 0,95 для максимального віддалення $R_{\max} = 200$ км за умови, що магнітні складові поля випромінювання розряду на двох рознесених частотах вимірюються з точністю не меншою 0,14 % і відношення дипольних моментів розряду блискавки на цих же частотах (коефіцієнт a_0) відомі з точністю не меншою ніж 0,2 %.

Усереднивши вимірювані фізичні величини або отримані результати за даними вимірюваннями цих величин, можна досягти і вищої точності.

Таким чином, НН-метод може бути застосований у реальних пристроях і його головною перевагою є збільшення діапазону вимірюваних відстаней, хоча на менших відстанях за допомогою ЕН-методу можна отримати вищу точність.

10.3.4. ЕЕ-метод

Новий метод вимірювання дальності до грози пасивними пристроями запропоновано у НАУ [104]. Він полягає у використанні результатів вимірювань напруженості електричного поля, створеного власним випромінюванням блискавки, у двох ортогональних площинах.

Припустимо, що випромінювання блискавки характеризується дипольним моментом P , що справедливо, якщо $R \geq 30$ км. Розрахунок електричної компоненти поля випромінювання довільно орієнтованого диполя виконують за польовим принципом суперпозиції (впливом електропровідності землі при літаковому застосуванні нехтують). Межі ближньої зони є відстань R між проекціями джерела випромінювання і точки спостереження на поверхню землі:

$$R \ll R_{Earth}/M, \text{ якщо } M = (kR_{Earth}/2)^{1/3},$$

де R_{Earth} — радіус Землі; k — хвильове число.

Випромінювач (канал блискавки) і приймач (на борту літака) розглядаються у циліндричній системі координат, і для кожної проекції дипольного моменту (він є вектором) визначаються компоненти електричного поля. Нехай P_X, P_Y, P_Z є компонентами дипольного моменту P . Для кожної проекції P_i $i = X; Y; Z$ можна визначити три складові електричного поля \vec{E} . Зокрема, для вертикальної складової P_Z за умови, що диполь розміщений близько до землі, можна записати:

$$\begin{aligned} E_{XZ} &= -\frac{k^2 P_Z}{4\pi\epsilon_0} f_X(R, \varphi, \psi_0, k); \\ E_{YZ} &= -\frac{k^2 P_Z}{4\pi\epsilon_0} f_Y(R, \varphi, \psi_0, k); \\ E_{ZZ} &= -\frac{k^2 P_Z}{4\pi\epsilon_0} f_Z(R, \varphi, \psi_0, k), \end{aligned} \quad (10.2)$$

де k — хвильове число; ϵ_0 — відносна діелектрична стала; φ, ψ_0, R — координати приймача відносно джерела випромінювання, причому R є невідомою дальністю як шукана змінна.

Така система координат показана на рис. 10.6.

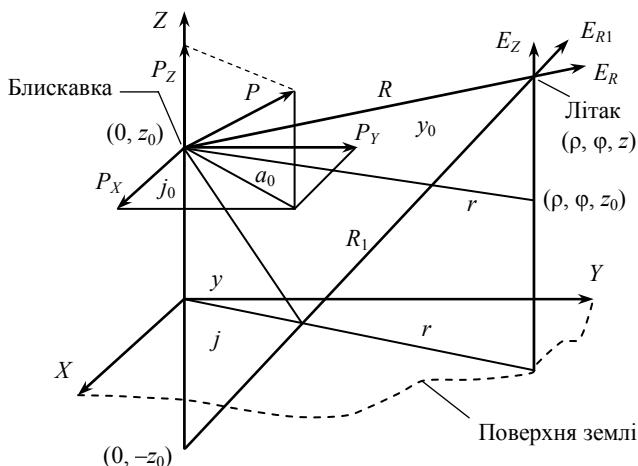


Рис. 10.6. Прийнята система координат джерела блискавки і приймача, встановленого на літаку

Таким чином, координати випромінювача і приймача є відповідно $(0, 0, z)$ і (z, φ, ρ) . З рисунка випливає, що $\cos \psi_0 = z/R$, $\sin \psi_0 = (R^2 - z^2)^{1/2} / R$, де z є висота приймача. Модулі вертикальної $|E_{ZZ}|$ і горизонтальної $|E_{XYZ}| = \sqrt{|E_{XZ}|^2 + |E_{YZ}|^2}$ складових електричного поля диполя можна знайти з формул (10.2). Після нескладних математичних перетворень отримуємо відносну величину

$$E_0^2 = (|E_{ZZ}|/|E_{XYZ}|)^2,$$

яку можна подати у вигляді рівняння

$$R^8 + m_1 R^6 + m_2 R^4 + m_3 R^2 + m_4 = 0, \quad (10.3)$$

де введено такі позначення:

$$m_1 = -z^2 \left(E_0^2 + 2 \right) - \frac{1}{k^2};$$

$$m_2 = \frac{z^2}{k^2} \left(2 - 3E_0^2 \right) + z^4 \left(1 + E_0^2 \right) + \frac{1}{k^4};$$

$$m_3 = 3 \frac{z^4}{k^2} (1 + E_0^2) - 3 \frac{z^2}{k^4} (2 + 3E_0^2);$$

$$m_4 = 9 \frac{z^4}{k^4} (1 + E_0^2).$$

Таким чином, відстань між блискавкою і бортовим приймачем може бути визначена шляхом вимірювання відношення модулів напруженості електричного поля у вертикальній та горизонтальній площинах з рівняння (10.2), якщо його розв'язати відносно дальності R . Точність оцінювання дальності таким методом залежить від декількох факторів, серед яких:

- припущення, що висота розміщення еквівалентного диполя (блискавки) дорівнює нулю;
- імовірне відхилення еквівалентного диполя від вертикальної позиції, як було припущено для виведення основного рівняння (10.3);
- неточність вимірювання напруженості електричного поля.

Аналіз праць [103; 104] показує, що перший фактор є домінуючим і він особливо впливає на коротких відстанях. Внесок другого фактора також послаблюється зі збільшенням відстані. Через це крива загальної відносної похибки як функція відстані наближається до величини, зумовленої сумарним впливом інших факторів.

10.3.5. Порівняння методів вимірювання відстані

Фактори, що впливають на точність вимірювання відстані різними методами, розглядалися у підрозд. 10.3.1–10.3.4. Точність НН-методу дуже залежить від похибок оцінювання відношення коефіцієнта a_0 та відношення магнітних компонентів, і ця залежність підсилюється, коли дальність збільшується. Точність оцінки a_0 повністю визначається різноманітністю розрядів блискавки, що неможливо врахувати точно. Похибка може бути зменшена за допомогою усереднення [104].

Точність ЕЕ-методу вища на середніх відстанях. Варто зауважити, що ЕЕ-метод можна реалізовувати як на одній частоті, так і з використанням двох або більше частот (спектра частот) з розробленням спеціальних методів оброблення сигналів. Крім того, цікаво, що відносна точність НН-методу зменшується у разі зростання відстаней, у той час коли відносна точність ЕЕ-методу стає вищою,

коли відстань збільшується (до певних граничних значень дальності, зазвичай у найбільш важливому діапазоні відстаней — 30...180 км [105]. Порівняльні характеристики різних методів наведено в табл. 10.1.

Таблиця 10.1

Характеристики методів оцінювання відстані розряду

Метод	Точність, %	Діапазон відстаней, обмежений лише чутливістю приймача
АА	50	
ЕН	1...15	$R < 60$ км
НН	10	$50 < R < 200$ км
ЕЕ	5...10	$30 < R < 180$ км

Наведені дані свідчать, що різні методи здатні доповнювати один одного. Істотно підвищити їх здатність можна шляхом комбінації різних методів у єдиному приладі. Упровадження описаних досить простих принципів у бортовому обладнанні авіоніки може суттєво підвищити безпеку польотів у складних метеорологічних умовах.

10.4. Особливості відображення інформації

Щоразу, коли приймається сигнал розряду блискавки, відмітка на екрані (відбитий сигнал) відображає місцеположення джерела розряду у координатах X і Y . Така відмітка лишається на екрані протягом певного інтервалу часу.

Дисплей може бути побудований на основі ЕПТ (у більш давніх моделях) або на рідкокристалічних технологіях (LCD). Звичайно, хоча відмітки технологічно запам'ятовуються у картезіанських (X - Y) координатах, інформація пілоту надається на екрані у полярних координатах з відображенням власного літака на початку координат як було показано на рис. 2.22.

Прилад (штурмоскоп) має пам'ять, що дозволяє сприймати і зберігати нові відмітки ще до того, як попередні будуть усунуті з екрана. Усі відмітки (точки на екрані), крім координатмають у пам'яті ще й відмітку часу, коли вони були прийняті, що забезпечує можливість процесору видаляти кожен відмітку індивідуально і своєчасно.

Дисплей поміщає позначку власного літака у центрі з поздовжньою віссю як лінію відрахування азимуту розрядів. Якщо літак здійснює маневрування, відмітки зміщуються на екрані, забезпечуючи свою правильну позицію відносно поздовжньої осі літака.

Алгоритм коригування координат відміток під час маневрування ґрунтується на інформації про просторове положення літака, що надходить від гіроскопа курсу або навігаційного комп'ютера, і здійснює векторне додавання.

Дисплеї, що забезпечують виконання таких процедур, відомі як стабілізовані дисплеї. Дешеві моделі штомоскопів можуть і не мати такої стабілізації. Тоді пілот має вручну (натисканням кнопки) очищати дисплей щоразу, коли відбувається зміна курсу, бо інакше відмітки опиняться у неправильній позиції відносно поздовжньої осі літака.

Пасивні пристрої виявлення і відображення зон грозової активності можуть працювати як автономно (особливо на малих одномоторних літаках, де немає МНРЛС), так і у комплексі з МНРЛС, включаючи використання дисплея МНРЛС.

11. СИСТЕМИ ПОПЕРЕДЖЕННЯ НАБЛИЖЕННЯ ДО ЗЕМЛІ

11.1. Призначення і необхідність

Система попередження про небезпечне наближення до землі — *Ground Proximity Warning System* (GPWS) — призначена для вироблення сигналу тривоги для пілотів, якщо виникає безпосередня небезпека зіткнення літака з поверхнею землі. Інша назва — *Ground Collision Warning System* (GCWS), тобто система попередження зіткнення із землею. Сьогодні система GPWS визначена як обладнання, що встановлюється на ПС для своєчасної видачі автоматичного попередження екіпажу, якщо літак перебуває у потенційно небезпечній близькості до поверхні землі, причому таке попередження чітко відрізняється від будь-яких інших сигналів про небезпеку і є пріоритетним.

Існує спеціальний термін *Controlled Flight Into Terrain* (CFIT), що означає «керований політ у землю». За визначенням CFIT є актом польоту абсолютно справного літака у землю, воду або штучну перешкоду. Багаторічна статистика світової практики польотів [106] свідчить, що CFIT належить до такого типу аварій, які найчастіше ведуть до смертельних наслідків. До розроблення і впровадження GPWS тільки у США через зіткнення із землею щорічно траплялося 3–4 катастрофи великих пасажирських літаків. За статистичними даними, після введення системи GPWS як стандартного обладнання турбореактивних літаків, кількість випадків CFIT на регулярних авіалініях значно знизилася [106]. Вимоги до системи GPWS визначені нормами на *Terrain Awareness and Warning System* (TAWS) [107] та відповідними інструкціями.

11.2. Основні принципи системи GPWS

11.2.1. Історія створення і впровадження

Винахід GPWS пов'язують з іменем Дона Бейтмана [113], який очолював роботи з розвитку систем попередження небезпечного наближення до землі у США наприкінці 1960-х років. Такі роботи

були розпочаті після того, як трапилося декілька випадків CFIT, що призвели до загибелі сотень людей. Ці трагічні події спонукали авіакомпанії ужити заходів для зменшення імовірності аварій у ситуаціях, коли пілоти не в змозі з'ясувати, що вони летять надто низько або наближаються до місць різкої зміни рельєфу місцевості, наприклад, наближаються до гори. Система GPWS мала автоматично попередити пілотів, якщо їхній літак наближувався до земної або водної поверхні.

Варто відзначити, що після того, як з 1974 р. FAA вимагає, щоб усі лайнери були обладнані системами GPWS, у повітряному просторі США не було жодного випадку CFIT з великим літаком. У 2000 р. FAA поширила цю вимогу і на менші, регіональні літаки.

Організація ICAO запровадила вимоги щодо обов'язковості GPWS у 1978 р. з метою послабити проблему CFIT, що тоді стояла досить гостро у світовій практиці польотів.

11.2.2. Принцип дії GPWS

Принцип GPWS є досить простим: система контролює висоту літака відносно землі за даними радіовисотоміра малих висот (LRRA), який було описано у підрозд. 2.1.4. Система GPWS також використовує деяку іншу інформацію від бортових датчиків, зокрема, від системи повітряних сигналів, і дані про просторове положення літака.

Комп'ютер слідкує за відліками таких даних і оцінює поточний стан літака, порівнюючи його з можливими небезпечними ситуаціями. Система GPWS попередить екіпаж, якщо літак опиниться у певних небажаних режимах польоту або ситуаціях.

Узагальнену схему системи показано на рис. 11.1, на схемі якого наведено такі міжнародні скорочення джерел інформації для системи GPWS: ADIRIS — *Air Data and Inertial Reference System*; FMGC — *Flight Management and Guidance Computer*; FWC — *Flight Warning Computer*.

Основним компонентом GPWS є комп'ютер, на який подаються цифрові дані від бортових датчиків. Він обраховує тенденції та видає попередження пілоту, використовуючи візуальні та слухові пристрої попередження.

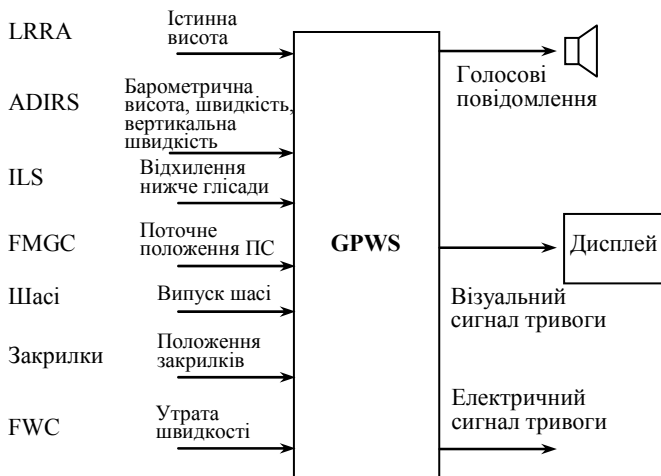


Рис. 11.1. Узагальнена схема системи попередження про небезпечне наближення до землі

Первинними датчиками є LRRA, барометричний висотомір, параметри електронної глісади приладової системи посадки (ILS), а також датчики, що є джерелами інформації про особливості конфігурації літака, зокрема про положення закрилків і шасі.

11.2.3. Еволюція систем GPWS

Рівень розвитку технічних систем завжди пов'язаний з технологією. Оскільки технологія комп'ютеризованих електронних систем значно удосконалилася, були розроблені додаткові удосконалені пристрої у складі GPWS, що зробило системи попередження більш ефективними і надійними. Зокрема втілено покращені та складніші методи визначення відстані від літака до поверхні землі або об'єкта на землі, що становить загрозу, уведено в систему попередження про зсув вітру у приземній зоні, здійснено інтеграція з іншими системами авіоніки, а також включено цифрові кольорові зображення топографічних даних.

Поступово у системах попередження зіткнень із землею був здійснений перехід від чотирирежимних GPWS, відомих з 70-х років до семирежимної удосконаленої системи — Enhanced GPWS (EGPWS), що з'явилась у другій половині 90-х років [114].

Режими від першого до четвертого є первинними режимами класичної GPWS, що була з самого початку розроблена для попередження пілотів про небезпечні траєкторії щодо зіткнення із землею. У перших системах використовувалася аналогова обчислювальна машина, у яку були закладені моделі, що приводили у дію єдину візуальну індикацію у вигляді червоної лампочки, і звукове попередження — сирену неперервного тону для всіх режимів.

Бажання задовольнити вимоги виробників авіаційної техніки зумовили до удосконалення оригінальних режимів і введення голосового повідомлення «Pull Up» (тягни вверх) для режимів 1–4 і нового режиму 5 «Glideslope» (глісада). Наступний режим 6 було додано, коли на борту з'явилися перші цифрові комп'ютери, приблизно з введенням літаків Boeing 757/767. Режим 7 доданий з часів, коли виявлення зсуву вітру стало вимогою, приблизно у 1985 р. Подальші удосконалення пов'язані з використанням даних супутникових систем визначення місцеположення об'єктів (GPS) і електронних баз даних про рельєф земної поверхні.

11.3. Режими роботи GPWS

Систему GPWS розроблено, щоб виявлення небезпечних ситуацій та попередження пілота про надмірну швидкість зниження поблизу землі, надмірну швидкість наближення до поверхні землі, наближення до землі, коли шасі або закрилки не входять до конфігурації, необхідній для посадки, а також зниження суттєво нижче від електронного нахилу глісади на підході до приземлення. Крім того, під час зльоту, а також відразу після початку процедури відходу на друге коло із заходу на посадку, система попереджає пілота, якщо літак знижується, у той час, коли він повинен набирати висоту. Ознаки небажаних особливостей поведінки літака покладено в основу різних режимів роботи системи GPWS.

Таким чином, «класична» система GPWS виробляє попередження у таких п'яти режимах:

Режим 1 — надмірна барометрична швидкість зниження відносно мінімального допустимого значення відстані між літаком і землею. Виявлена небажана поведінка літака у цьому режимі супроводжується голосовими повідомленнями «Pull Up» або «Sink Rate» (вертикальна швидкість).

Режим 2 — надмірна швидкість наближення до поверхні землі відносно мінімального допустимого значення відстані між літаком і землею. Відповідні повідомлення: «Terrain», «Pull Up» (Земля. Тягни уверх).

Режим 3 — надмірна втрата висоти після зльоту. Повідомлення: «Don't Sink» (Не знижуватися).

Режим 4 — небезпечна відстань до землі з урахуванням заданої фази польоту та/або конфігурації літака. Цей режим супроводжується повідомленнями: «Too Low — Terrain», «Too Low — Gear», «Too Low — Flaps» (Надто низько — земля. Надто низько — шасі. Надто низько — закрилки).

Режим 5 — надмірний спуск нижче від лінії глісади системи посадки ILS. У цьому випадку видається повідомлення «Glidescope» (Глісада).

Нові моделі GPWS мають також такі додаткові режими.

Режим 6 — захист від поперечних кренів, у якому здійснюються попередження про надмірні крени з урахуванням висоти польоту: «Bank Angle» (Кут крену).

Режим 7 — виявлення існуючого зсуву вітру «Windshear» (Зсув вітру).

Більш детальний опис і обговорення всіх зазначених режимів можна знайти у праці [115].

11.4. Недоліки класичної системи GPWS

Незважаючи на досить високу ефективність практичного застосування системи GPWS, яка дійсно істотно знизила кількість авіаційних подій типу CFIT, вона має певні обмеження. Зокрема під час польоту в умовах нерівності рельєфу, який змінюється з великою крутизною, попередження можуть надійти надто пізно, оскільки звичайна система GPWS залежить від даних радіолокаційного висотоміра, який «дивиться» вертикально вниз, що може зумовити проблеми в разі виявлення елементів ландшафту, що підвищується (гори, пагорби). Датчики традиційної системи GPWS можуть пропустити небезпечні об'єкти рельєфу, які можуть виникнути несподівано перед літаком, наприклад, крутий рельєф або штучні перешкоди. Крім того, ефективність застосування GPWS значно залежить від швидкої реакції пілота на попередження системи.

Більш того, попереджень взагалі може не бути, якщо літак перебуває у стані приземлення і немає злітно-посадкової смуги. Оскільки стандартні алгоритми GPWS знижують чутливість у ситуаціях, коли шасі та закрilки випущені.

Таким чином, у випадку застосування класичної системи GPWS неминуча небезпека зіткнення із землею виводиться із взаємозв'язку даних про певні характеристики літака щодо безпечної висоти над реальною поверхнею. У разі використання системи такого типу виникають проблеми виявлення ситуацій горизонтального польоту, спрямованого у землю через підвищення рельєфу. Такі ситуації можуть тільки припускатися у разі виявлення тенденції підвищення рельєфу під літаком. У результаті може не залишитися достатньо часу для коригувальних дій екіпажу при польотів у напрямках крутих ділянок рельєфу.

11.5. Удосконалена система попередження про наближення до землі (EGPWS)

Оскільки традиційна система GPWS здатна збирати і використовувати реальні дані лише безпосередньо під літаком, вона мусить передбачати майбутні особливості рельєфу. Якщо виникають різкі зміни ландшафту, такі, як несподіваний крутий нахил, то GPWS може не виявити небезпеки зіткнення з рельєфом доки це стане вже запізно для здійснення маневру ухилення від зіткнення. Тому на початку 2000-х років було розроблено нову технологію [116] *Enhanced Ground Proximity Warning System* (EGPWS), або TAWS — *Terrain Awareness and Warning System*.

Така удосконалена система EGPWS розв'язує зазначену проблему шляхом комбiнування всесвітньої цифрової бази даних рельєфу землі — *Digital Terrain Elevation Database* (DTED) з глобальною системою визначення місцеположення об'єктів (GPS). База даних DTED може також включати штучні перешкоди. Доповнення системи базою даних DTED дає можливість удосконаленій системі EGPWS відображати рельєф землі поблизу літака, забезпечуючи таким чином значно краще ситуаційне інформування пілотів під час здійснення маневрів поблизу земної поверхні.

Бортові комп'ютери порівнюють поточне місцеперебування літака з інформацією з бази даних про поверхню Землі. У результаті

цього пілоти отримують набагато більш своєчасні застереження і попередження про будь-які перешкоди на шляху літака поблизу поверхні. Аналіз умов, за яких раніше відбувалися катастрофи через CFIT, за даними чорних ящиків, записами систем КПП (АТС), а також з урахуванням досвіду і вражень пілотів, що побували у ситуаціях нещасних випадків CFIT, дозволив ідентифікувати загальні ознаки умов, які мають тенденцію передувати такому типу катастроф. Різноманітні бортові датчики використовуються для визначення поточного стану і конфігурації літака. Далі система EGPWS прогнозує цей стан, припускаючи його певну динаміку, і робить порівняння з характеристиками небезпечних умов, які відомі як такі, що передують катастрофам типу CFIT. У разі перевищення цими характеристиками меж безпечного польоту, система виробляє звукові та візуальні попередження і рекомендації для мобілізації льотного екіпажу на здійснення негайних коригувальних дій [106].

Таким чином, удосконалена система EGPWS включає всі традиційні функції GPWS, але при цьому використовує власну базу даних земної поверхні. Прив'язування місцеположення власного літака до координат місцевості у базі даних здійснюється за допомогою головної навігаційної системи, що використовується на літаку. Маючи таку інформацію, EGPWS здатна відображати місцевість поблизу літака і забезпечувати голосові попередження приблизно за одну хвилину до можливого зіткнення із землею, у той час як традиційна система GPWS забезпечувала лише десять секунд для прийняття рішення і здійснення маневру.

Крім того, EGPWS забезпечує такі переваги порівняно з GPWS:

- запровадження алгоритмів попередження про можливе зіткнення із землею з переглядом вперед;
- наявність входів для декількох радіовисотомірів;
- істотне зменшення зайвих попереджень;
- реалізація алгоритмів попередження про посадку з нетривалим пробіганням.

Додатково система має опцію ввімкнення умонтованого 12-канального приймача GPS для забезпечення можливої модернізації на літаках, які не мають у базовій версії виходу GPS або FMS [117].

На додаток до семи режимів (їх описано в підрозд. 11.3) і основних функцій системи EGPWS має розширені функції:

- мінімальній рівень висоти польоту на поверхню;
- прогностичне попередження;
- прогнозне виявлення зсуву вітру.

Розроблення статистичних моделей земної поверхні, отриманих за даними з фактичної бази даних про місцевість, дає змогу оцінювати ймовірність катастрофи через CFIT після видачі сигналів тривоги системою GPWS [118].

11.6. Системи з прогнозуванням

Уведення цифрової бази даних DTED у систему забезпечує можливість реалізації функції прогностичного попередження EGPWS. Така система безперервно обчислює обвідні поверхні перед літаком. Ці обвідні є функціями поточного місцеположення літака, його льотно-технічних характеристик і напрямку польоту, включаючи напрямки поворотів [119]. Якщо обчислена межа поверхні при порівнянні з даними DTED про поверхню землі визначається системою як така, що перебуває у конфлікті з базою даних, виробляються сигнали тривоги.

Існують два рівня тривоги залежно від приблизного «часу до зіткнення». Більшу прогнозу відстань розраховують таким чином, щоб видати сигнал за одну хвилину до можливого зіткнення. Якщо дані на такій відстані виявляються у конфлікті з даними DTED, видається попереджувальний сигнал «Caution, Terrain» (Обережно, земля) або «Terrain Ahead» (Земля попереду).

Надалі, якщо траєкторія польоту не коректується, сигнал тривоги повторюється кожні сім секунд.

Коротша прогнозна відстань визначається виходячи з 30-секундного інтервалу між видачею попередження і потенційним зіткненням за розрахунком. У цьому випадку, якщо сигнальна обвідна збігається з інформацією бази даних DTED, видається попередження «Terrain–Terrain–Pull Up–Pull Up» (земля–земля–тягни уверх–тягни уверх) або «Terrain Ahead–Pull Up» (земля попереду– тягни уверх).

У випадку виявлення штучних перешкод під час видачі попереджувальних повідомлень слово «terrain» (земля) замінюється словом «obstacle» (перешкода), тобто голосові повідомлення звучатимуть: «Caution, Obstacle» або «Obstacle Ahead» та «Obstacle–Obstacle–Pull Up–Pull Up».

Цим досягається додаткова ситуаційна інформованість екіпажу про траєкторію польоту, особливо в умовах польоту над плоскими рівнинами з високими вежами, де попередження типу «Terrain» можуть здатися неймовірними [114].

11.7. Приклади реалізації систем

11.7.1. Системи закордонних фірм

Натепер, коли система попередження про наближення до землі GPWS стала стандартним обладнанням літаків і вертольотів, такі системи розробляються і виробляються компаніями, що працюють у галузі авіоники у декількох країнах.

Honeywell. Фірма *Honeywell* має тридцятирічний досвід розроблення і впровадження систем GPWS у практику. Згідно з працею [120] однією з останніх розробок є Honeywell EGPWS (2008). Система цілком відповідає нормативним документам TAWS і є прийнятною за критерієм «ціна–якість».

Ця удосконалена EGPWS використовує всі необхідні дані про стан літака (місцеположення, повітряна швидкість, глісада тощо), які разом з базами даних про поверхню землі, перешкоди на ній, а також дані про аеропорти, використовуються для прогнозування потенційних конфліктів між траєкторією польоту і поверхнею землі та перешкодами. Результатом функціонування системи є видача візуальних і звукових попереджень і сигналів тривоги. У разі поєднання з дисплеєм, система забезпечує візуалізацію земної поверхні навколо літака і навіть дозволяє відобразити стратегічну карту поверхні з упередженням до 30 хв до потенційного конфлікту [120].

AlliedSignal. Аерокосмічне відділення фірми *AlliedSignal*, яка з 1999 р. об'єдналася з Honeywell, у тому ж 1999 р. випустила систему EGPWS розміром з невелику книжку, розроблену спеціально для забезпечення захисту невеликих приватних літаків і літаків загальної авіації.

Bendix King. Компанія *Bendix King*, яка тепер також стала частиною Honeywell, розробила низку бортових систем попередження зіткнень із землею. У 2004 р. вона випустила EGPWS систему під назвою KGP-860, яка відповідає вимогам TSO C151a Class B TAWS [121]. Вона поєднує здатності раннього попередження і тривожну

сигналізацію з можливістю відображення карти земної поверхні, якщо у систему включити сумісний дисплей. KGP-860 включає також застосування GPS для визначення місцеперебування літака і бази даних про земну поверхню та наземні перешкоди.

Земна поверхня може відобразитися на багатофункціональному дисплеї KMD-850 (або KMD-550), індикаторі метеорологічного радіолокатора (із сумісним входом для даних про земну поверхню) або на спеціальному дисплеї (наприклад, на дисплеї TRA-45A фірми Honeywell).

Система використовує базу даних про земну поверхню, яка придатна для оновлення, а також приймає дані GPS від зовнішніх датчиків у спеціальних форматах (RS-232/422 і ARINC 743/743A). Система здійснює всі основні та додаткові функції, описані вище. Типова конфігурація системи складається з EGPWS-комп'ютера, карти бази даних, реконфігураційного модуля та установочного комплекту.

Зовнішній вигляд систем EGPWS фірми Honeywell (Mark) показано на рис. 11.2 [127].



Рис. 11.2. Сім'я систем Mark, EGPWS фірми Honeywell

У цілому згідно з працею [114] доступними є такі версії EGPWS американського виробництва (*Honeywell*):

Mark V — версія для літаків з інтерфейсами, розробленими для цифрових даних. Ця конфігурація має глобальну базу даних, яка включає також злітно-посадкові смуги, довші за 3500 футів (приблизно 1 км), та штучні перешкоди у Південній Америці.

Mark VI — версія для регіональних літаків. Такі EGPWS подібні до Mk V, але менші й легші; вони призначені для установлення на

турбогвинтові літаки з аналоговою авіонікою і мають регіональні бази даних (не глобальні). Ураховувати зсув вітру такі спрощені системи не здатні.

Mark VII — версія також подібна до Mk V, але для літаків з інтерфейсами розробленими для аналогових даних. Глобальна база даних такої системи включає злітно-посадкові смуги, довші за 3500 футів (близько 1 км) та штучні перешкоди у Південній Америці.

Mark VIII також використовує аналогові входи. Система включає інтегрований дисплей 75×75 мм — *Terrain Awareness and Display System* (TADS), який може бути підігнаний для установа замість існуючого висотоміра. Така система має глобальну базу даних земної поверхні, включаючи злітно-посадкові смуги.

Традиційні (не вдосконалені, тобто GPWS, а не EGPWS) системи також продовжують використовуватися. Одним з прикладів є система Boeing 727 GPWS, яка детально описана та пояснена з діаграмами на сайті [122]. Вона є п'ятирежимною GPWS, що попереджає екіпаж, коли буде перевищеним принаймні один з порогів відповідно до п'ятих класичних режимів (див. підрозд. 11.3) на висотах між 50 і 2450 футів (15...750 м) за даними радіолокаційного висотоміра. На входи основного комп'ютера системи подаються дані висоти з радіолокаційного висотоміру (LRRA), швидкість зміни барометричної висоти і число Маха з комп'ютера системи повітряних сигналів, сигнали відхилення від лінії глісади та сигнали про положення шасі й закрилків. Утрата даних на одному з цих входів може деактивувати лише відповідний режим (або режими). Голосові тривожні повідомлення і попередження у режимах 1–4 супроводжуються червоною світловою індикацією «PULL UP».

Французька система попередження про небезпечне зближення із землею для системи КПП [123]. Ця система є не бортовою, а наземною системою. Принципи функціонування системи полягають у тому, що вона подає сигнал попередження, якщо означає, що ПС порушить межу безпечних висот з урахуванням рельєфу місцевості. Рельєф місцевості моделюється в базі даних, у якій також ураховуються штучні перешкоди.

Система використовує кінематичні дані радіолокаційного спостереження. Траєкторія польоту ПС екстраполюється на основі даних про його місцезнаходження та горизонтальну і вертикальну швидкості. В такий спосіб система може прогнозувати потенційне

зіткнення із землею. Якщо відповідно до прогнозованої траєкторії польоту висота ПС над рівнем землі нижча від рівня запасу безпечних висот, то подається сигнал попередження.

Сигнал попередження відразу ж з'являється на радіолокаційному дисплеї диспетчера. Відповідна злітно-посадкова смуга позначається червоним кольором і відображається позивний ПС із зазначенням його азимута і дальності. Одночасно із цим через гучномовець у приміщенні, де працюють диспетчери, передається повідомлення «Небезпечне зближення із землею». Диспетчер, що працює на частоті ПС, відповідає за максимальне швидке передавання сигналу попередження пілоту ПС.

Розроблена у Франції система попередження про небезпечне зближення із землею для диспетчерів КІР, що натеper використовується на багатьох аеродромах Франції, продемонструвала свою ефективність і взаємодоповняний характер відносно бортових систем EGPWS попередження про близькість землі.

Російська система СРПБЗ. Російське підприємство «ВНИИРА-Навигатор» [124] розробило систему раннього попередження близькості землі (СРПБЗ). Згідно з працею [124], система відповідає основним міжнародним та російським нормативним документам (ICAO Аппех 6, RTCA DO-161A, TSO-3151a, ARINC 600-8 та ін.).

Установлення СРПБЗ на будь-який літак не потребує додаткового блока сполучення і додаткових налаштувань. Після приєднання до навігаційних систем і датчиків СРПБЗ сама розпізнає тип конфігурації літакового устаткування і автоматично вибирає потрібні сигнали.

СРПБЗ працює як із сучасним цифровим бортовим обладнанням, так і з традиційним аналоговим. Вона була випробувана в умовах експлуатації на літаках Ту-154М, Ту-204, Ту-214, Ту-334, Іл-62М, Іл-76МД, Іл-76ТД, Іл-86, Іл-114, Як-40, Як-42, З-80, Бе-200. За допомогою цифрових або аналогових ліній зв'язку система обмінюється інформацією з бортовими датчиками висоти і швидкості, навігаційно-посадковими та РЛС, бортовими приймачами СНС, бортовими переговорними пристроями, світлосигнальними пристроями та бортовими індикаторами.

Якщо ПС не має штатних приймачів СНС СРПБЗ поставляється з умонтованим приймачем-вимірювачем (GPS/ГЛОНАСС).

Для відображення рельєфу місцевості можна використовувати бортові багатофункціональні індикатори, що мають інтерфейс ARINC-429 або ARINC-453 (708), зокрема спеціалізований індикатор СРПБЗ (СРПБЗ-М).

Система раннього попередження близькості землі видає екіпажу інформацію про неприпустиму швидкість зниження, небезпечну близькість землі, втрату висоти після зльоту, неприпустиме відхилення нижче від глісади, досягнення заданої висоти під час заходу на посадку, небезпечні перешкоди і характер рельєфу земної поверхні в напрямку польоту. Але система не враховує даних щодо зсуву вітру.

Забезпечуючи раннє попередження близькості землі, СРПБЗ виконує основні функції систем GPWS, EGPWS, TAWS, тому може встановлюватися замість застарілих радянських систем СППЗ-1 і СППЗ-85.

Екіпаж отримує інформацію СРПБЗ візуально (відповідно до ступеня небезпеки зелений, жовтогарячий, червоний колір зображення і аварійні світлові сигнали) і на слух — мовні повідомлення та рекомендації вимовляються жіночим голосом російською або англійською мовами: «Опасный спуск», «Тяни вверх», «Низко шаси», «Проверь высоту» і т. п.

Розгалужений умонтований контроль СРПБЗ дозволяє не тільки перевіряти системи на борту ПС, але одночасно оцінити працездатність використовуваних бортових датчиків і систем. СРПБЗ не потребує контрольно-перевірочної апаратури для наземної перевірки на літаку і авіаційно-технічній базі, має убудований «чорний ящик», що дозволяє оперативно оцінювати роботу літакового обладнання та дії екіпажу після кожного польоту.

11.7.2. Розвиток систем попередження наближення до землі в Україні

За даними Державіаслужби України на жовтень 2004 р., у цивільній авіації України тільки один літак був обладнаний системою попередження зіткнень із землею [125]. Другим став Ан-124-100 «Авіаліній Антонова» — транспортного підрозділу АНТК імені О. К. Антонова. Установлена на цьому літаку система раннього попередження про небезпечне наближення до землі пройшла пере-

вірку в ході випробувального польоту, що був здійснений 6 жовтня 2004 р. у Криму, в районі гірських вершин Кара-Даг і Роман-Кош. У ході випробувань СРППЗ літак на малих висотах наближався до земної і водної поверхні, а також, перебуваючи в горизонтальному польоті, наближався до гірських вершин. У ході польоту оцінювалося спрацьовування світлової та мовної сигналізації на небезпечному наближенні до перешкоди, якість відображення кадру на індикаторі СРППЗ.

Випробувальний політ був успішним, отримано позитивний висновок про функціонування СРППЗ. Ці результати були підтвержені в ході комерційного польоту, що виконав літак 11 жовтня того ж року в район гірського аеродрому Урумчі в Китаї. Тоді було прийнято рішення про оснащення системами раннього попередження про небезпечне наближення до землі до кінця року всіх літаків «Авіаліній Антонова» [125].

Вітчизняна система EGPWS СРППЗ-2000 була розроблена УкрРІРА (Київ) [126] на замовлення АНТК імені О. К. Антонова.

Загальні відомості про СРППЗ-2000. Система відповідає вимогам ІСАО і призначена для своєчасного попередження екіпажу про потрапляння в ситуацію, розвиток якої може призвести до ненавмисного зіткнення літака із землею, водною поверхнею або штучною перешкодою. СРППЗ-2000 видає екіпажу необхідну графічну інформацію, мовні повідомлення, світлову сигналізацію у разі виявлення потенційно небезпечної для літака ситуації.

СРППЗ-2000 використовує стандартні для таких систем міжнародні критерії безпеки. Зони спрацьовування сигналізації, сформовані таким чином, щоб дати екіпажу час для виконання маневру і виведення літака зі сформованої ситуації й одночасно мінімізувати кількість фіктивних у разі правильного виконання пілотами злітно-посадкових процедур і загальноприйнятої практики пілотування. Для формування зон спрацьовування використовуються специфічні характеристики того типу літаків, на якому встановлено систему (швидкісні характеристики, характеристики маневреності тощо) для зменшення кількості фіктивних тривог.

СРППЗ-2000 сконструйована на основі схемних рішень, що забезпечують можливість сполучення системи з цифровим і аналоговим обладнанням літаків різного типу без додаткових блоків узгодження.

Система може поставлятися разом із пристроєм індикації з діагоналлю 3 дюйми для установлення на літаки, що не мають у складі бортового устаткування засобів відображення графічної інформації.

СРППЗ-2000 може бути реконфігурована під конкретний тип літака за допомогою програмних штирів під час її установлення на борт.

Характеристики системи. Для експлуатанта найбільш важливими є масогабаритні характеристики, живлення, канали приймання та видачі інформації, умови експлуатації, функціональні характеристики, а також способи і якість подання інформації користувачу.

Система СРППЗ-2000 складається конструктивно з єдиного блока обчислювача та монтажної рами. Зовнішній вигляд системи показаний на рис. 11.3.

Невеликі габаритні розміри (198×334×25,4 мм — блок обчислювача і 196×430×33 мм — монтажна рама) дозволяють легко знайти місце для установлення системи на літаку. Маса блока обчислювача — не більше 1,4 кг, разом з рамою — не більше 2,5 кг.

Система живиться від бортової мережі — 27 + 5–9 В, і споживає потужність, що не перевищує 15 Вт.

Система передбачає застосування 12 цифрових каналів приймання інформації від бортових датчиків згідно з ARINC-429, а також аналогових каналів, зокрема: потенціометричних (3 канали), постійного струму (2 канали), синусно-косинусних трансформаторів (5 каналів).

Крім того, обчислювач здатен сприймати разові команди: 27 В/корпус (9 каналів); (27 В/обрив)/(корпус/обрив) — 18 каналів

Система передбачає такі цифрові канали видачі інформації: ARINC-429 (2 канали), ARINC 708A (1 канал для видачі графічної інформації). Крім того, передбачено 1 канал видачі звукової інформації (100 мВт на 600 Ом), а також разові команди: корпус/обрив (12 каналів) і 27В/обрив (2 канали).

Умови експлуатації системи відповідають усім вимогам до бортових систем авіоніки. Зокрема, система витримує синусоїдні віб-

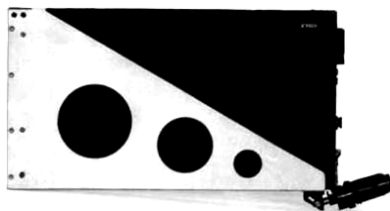


Рис. 11.3. Зовнішній вигляд обчислювача СРППЗ-2000

рації у діапазоні частот 5...2000 Гц, за амплітуди віброприскорення до 5 g, ударне навантаження — до 6,0 g, лінійне прискорення — до 5 g; атмосферний тиск — 12...170 кПа, робоча підвищена температура — 328 К (55 °С); робоча знижена температура –218 К (–55 °С); короточасна підвищена робоча температура –343 К (70 °С); гранична підвищена температура –358 К (85 °С); відносна вологість — не більше 98 % за температури навколишнього середовища не меншої за 35 °С (308 К).

Функціональні характеристики СРППЗ-2000 передбачають такі режими сигналізації:

- режим 1 — попередження у разі перевищенні ПС установлених обмежень барометричної швидкості зниження;
- режим 2 — попередження у разі перевищенні ПС установлених обмежень швидкості зближення із землею;
- режим 3 — попередження у разі надмірної втрати ПС висоти на зльоті або відході на друге коло;
- режим 4 — попередження у разі недостатнього запасу висоти над поверхнею, якщо ПС не перебуває у конфігурації посадки;
- режим 5 — попередження у разі відхилення ПС неприпустиме нижче від глісади зниження;
- режим 6 — попередження у разі неприпустимої розбіжності між відносною барометричною висотою та істиною висотою ПС під час заходу на посадку за тиском;
- режим 7 — попередження про зниження ПС до висоти прийняття рішення або до висоти 150 м над поверхнею (торцем злітно-посадкової висоти);
- режим 8 — попередження про зниження ПС до заздалегідь визначених висот (відлік висоти);
- режим 9 — попередження у разі досягнення ПС граничного значення кута крену;
- режим РППЗ — попередження про наявність небезпечних елементів рельєфу земної поверхні або штучних перешкод у напрямку польоту ПС;
- режим ПСВ — попередження про передчасне зниження ПС під час польоту в зоні аеродрому й заходу на посадку.

Можливості керування системою поділяються на керування режимами та керування видачею сигналізації.

Керування режимами попередження передбачає:

– заборону аналізу положення закрилків. Протягом дії заборони система для аналізу критеріїв спрацювання сигналізації використовує параметр «Положення закрилків» за замовчуванням, що відповідає положенню «Посадкове».

– заборону сигналізації в режимах РППЗ і ПСВ.

Керування видачею сигналізації передбачає:

– придушення мовної сигналізації режиму 5 («Глісада»). Автоматично знімається під час входження літака в зону жорсткої сигналізації або повного виходу із зон спрацювання сигналізації режиму 5.

— придушення мовної сигналізації будь-якого режиму. Автоматично знімається під час входження літака в зону сигналізації іншого режиму або при повному виході із зони спрацювання режиму, сигналізація якого була придушена.

Видача графічної інформації залежить від режиму використовуваних висот.

Режим «відносних висот». Графічна інформація видається в цьому режимі, якщо в зоні відображення, що відповідає обраному льотчиком масштабу, є хоча б один елемент поверхні під літаком, перевищення літака над яким менше за 600 м.

У режимі відносних висот може формуватися зображення позовжнього профілю поверхні.

Режим «абсолютних висот». Графічна інформація видається в цьому режимі, якщо в зоні відображення, що відповідає обраному льотчиком масштабу, немає жодного елемента поверхні, під літаком, перевищення літака над яким менше за 600 м

Відновлення баз даних СРППЗ-2000. Періодичному відновленню підлягають бази даних перешкод і аеропортів. База даних рельєфу може обновлятися у виняткових випадках, про що повідомляються всі експлуатанти. Інформація про необхідність відновлення бази даних рельєфу міститься також на сайті виробника системи.

З огляду на більші обсяги файлів рельєфу їх відновити, крім як через Інтернет, можна на базі виробника (УкрНІПРА) або одержати CD-ROM'у з файлами відновлення.

12. ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ КОМПОНЕНТІВ БОРТОВИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

12.1. Передавальні пристрої

12.1.1. Принципи побудови та основні параметри

Типи передавачів. Передавальний пристрій є однією з найважливіших частин РЛС й істотно впливає на експлуатаційні характеристики радіолокатора. Залежно від побудови генераторної частини передавача радіолокаційні станції поділяються на однокаскадні та багатокаскадні. В однокаскадних передавачах роль кінцевого каскаду й одночасно збуджувача виконує автогенератор. Структуру однокаскадного передавача показано на рис. 12.1.

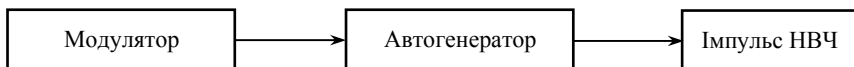


Рис. 12.1. Структурна схема однокаскадного передавача

Багатокаскадні передавачі будуються за класичною схемою: задавальний генератор (збуджувач) — помножувачі частоти — підсилювачі потужності (рис. 12.2).

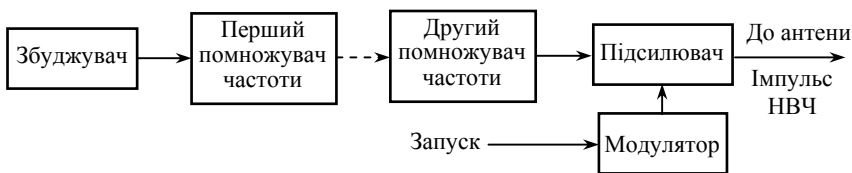


Рис. 12.2. Структурна схема багатокаскадного передавача

У бортових РЛС застосовуються обидві схеми. В однокаскадних передавачах вихідний каскад зазвичай виконується на магнетроні. Такі передавачі мають невеликі (на одиницю потужності) розміри та масу, великий коефіцієнт корисної дії (ККД). Водночас цьому класу передавальних пристроїв властиві й суттєві недоліки, а саме: низька стабільність частоти генерувальних коливань і залежність

частоти коливань від режиму роботи магнетрона, а також параметрів його навантаження.

Багатокаскадні передавачі, навпаки, можна виконати доволі стабільними за частотою. Проте для отримання великих вихідних потужностей як підсилювачі доводиться використовувати електровакуумні пристрої — лампи біжної хвилі (ЛБХ), потужні клістри, амплітрони. Такі передавачі мають, як правило, відносно великі розміри та масу. Якщо дуже великі вихідні потужності не потрібні, то природно будувати передавальні пристрої на транзисторах, включаючи безкорпусні транзистори із застосуванням сучасних інтегральних технологій.

Оскільки для бортових РЛС відмінні масогабаритні характеристики в багатьох випадках є більш важливими, ніж стабільність частоти випромінюваних коливань, то доволі часто в МНРЛС використовуються передавачі однокаскадного типу. Причому магнетрони як автогенератори в таких передавачах багато років були поза конкуренцією.

Водночас у результаті появи принципово нових ідей оброблення сигналів у МНРЛС, пов'язаних з добуванням доплерівської інформації [36], необхідною була не тільки висока стабільність частоти, але й когерентність випромінюваних імпульсів. Це спонукало розробників радіолокаційної апаратури розглядати можливості повернення до багатокаскадної схеми, що історично використовувалась першою в передавальних пристроях.

Зазвичай таке «повернення» здійснювалось на іншому технічному рівні з використанням твердотільної технології, мікромініатюризації на основі транзисторних переходів, лавинно-прольотних діодів (ЛПД) та варакторів.

Параметри передавачів. Розглянемо тільки деякі параметри та вимоги, що визначають експлуатаційні та технічні характеристики РЛС, розглянуті у розділі 6. Припустимо, що передавач випромінює послідовність імпульсів тривалістю τ (у секундах) та періодом повторення T_n . Розрізняють імпульсну та середню потужності передавача. Імпульсна потужність $P_{\text{прд}}$ — це середня потужність, що віддається передавачем у хвилевідну систему протягом тривалості імпульсу.

Середня потужність — це потужність, що підводиться до антенно-хвилевідного тракту, визначена протягом часу, що значно

перевищує період найнижчої частоти, що утворюється під час модуляції. Досить детально параметри передавачів розглянуті у навчальному посібнику [128]. Значення випромінюваних потужностей сучасних магнетронних передавачів МНРЛС найчастіше лежать в межах: імпульсна потужність — від одиниць до десятків кіловатів; середня потужність — від часток до десятків ватів. Твердотільні когерентні передавачі здебільшого мають істотно нижчу потужність.

Тривалість τ_i випромінюваних передавальним пристроєм зондувальних імпульсів визначається інтервалом між переднім та заднім фронтами на заданому рівні. Зазвичай використовують рівень 0,5 від максимальної потужності імпульсу. Характерні значення τ_i вітчизняних МНРЛС становлять від 1 до 3,5 мкс. У деяких іноземних РЛС — до 20 мкс. Форма імпульсу визначає спектр частот випромінюваного сигналу, необхідну смугу пропускання приймача, а також (разом з іншими параметрами) — роздільну здатність і точність РЛС за дальністю. Форма характеризується тривалістю фронту τ_ϕ та заднього зрізу τ_z .

Коефіцієнт корисної дії передавального пристрою η визначається як відношення вихідної коливальної потужності, що подається в антенно-фідерний пристрій, до загальної споживаної потужності (що включає в себе також потужність підігріву, охолодження, кіл сигналізації та керування і т. ін.).

Стабільність частоти генерованих коливань, тривалості та частоти повторення імпульсів залежить від багатьох факторів. Головні з них — змінювання температурного режиму, напруг живлення, величини навантаження і т. ін. Для оцінювання стабільності частоти генерованих коливань відповідно вводять температурний коефіцієнт частоти, коефіцієнт електронного зсуву частоти і коефіцієнт затягування частоти, що характеризує зміну частоти генерації у разі зміни коефіцієнта відбиття від навантаження [128].

Передавачі бортових РЛС працюють у специфічних умовах (знижений тиск, різкі зміни температури, підвищена вологість, вібраційні перевантаження, велика тривалість безперервної роботи, необхідність охолодження тощо). Усе це накладає жорсткі вимоги до відповідних експлуатаційно-технічних характеристик: надійності, ремонтпридатності, ресурсу і т. ін. (Більшість з цих вимог розглянуто вище у розділ 6).

Для забезпечення ефективної роботи МНРПС у різних режимах тривалість імпульсу передавача τ_i може змінюватися. При цьому відповідно до діючих рекомендацій максимальна тривалість імпульсів не повинна перевищувати 25 % тривалості періоду повторення T_n імпульсів або 20 мкс. Одночасно вибираючи тривалість генерованих передавачем МНРПС імпульсів, необхідно пам'ятати, що від τ_i залежать мінімальна дальність дії РЛС R_{\min} , або «мертва зона» та роздільна здатність за дальністю ΔR .

Основні параметри й особливості роботи магнетронів у передавачах бортових РЛС, зокрема схеми зниження напруги розжарювання магнетрона після його розігріву, розглянуті у навчальному посібнику [128] та спеціальній літературі. Відносно недавно створені та застосовуються в МНРПС магнетрони, у яких не знижують напругу розжарювання. При цьому їх надійність є навіть вищою, ніж у магнетронів старих типів.

Оскільки полюси постійного магніту магнетрона розміщені безпосередньо біля анода магнетрона, то ізолювати анод неможливо. Анодний блок фактично є корпусом приладу. Тому в схемах магнетронних генераторів анод заземляють, а катод надійно ізолюють від корпусу. При цьому забезпечується безпека обслуговуючого персоналу, а також зручність підключення антенного фідера та системи охолодження.

Модульовані імпульси подаються на катод додатної полярності. До форми модульованих імпульсів ставляться конкретні вимоги, що детально описані у праці [128].

12.1.2. Імпульсні модулятори

Модулятори передавачів бортових РЛС за анодної імпульсної модуляції магнетронів повинні забезпечити досить великі потужності модульованих імпульсів (десятки кіловатів) за високого ККД модулятора та необхідну форму імпульсів, мають бути зручними і надійними в експлуатації за обмежених габаритів, маси та вартості модулятора.

Модулятор як трансформатор потужності. Узагальнену структурну схему імпульсного модулятора показано на рис. 12.3. Пристрій складається з підмодулятора та модулятора. Підмодулятор призначений для керування роботою модулятора. Він генерує

Класифікація. Розглянемо класифікацію імпульсних модуляторів за такими ознаками: 1) тип нагромаджувача, 2) характер розряду та 3) тип комутаційного пристрою.

За типом нагромаджувача енергії розрізняють ємнісні нагромаджувачі, в яких енергія запасасться у вигляді енергії електричного поля та індуктивні нагромаджувачі, що використовують енергію магнітного поля. Перевагою індуктивного нагромаджувача є те, що якщо забезпечено мале значення опору зарядного кола порівняно з опором навантаження, то в разі розряду може бути отримана максимальна напруга, яка в багато разів перевищує напругу джерела живлення. Проте через істотний недолік — низький ККД зарядного процесу, імпульсні модулятори з нагромадженням енергії в індуктивності використовуються рідко і тільки за малих потужностей.

У бортових РЛС застосовуються ємнісні нагромаджувачі у вигляді конденсаторів або штучних ліній. Нагромаджувачем енергії визначається характер заряду, тип комутаційного пристрою та ряд інших деталей побудови імпульсних модуляторів.

За характером розряду нагромаджувача імпульсні модулятори поділяються на два види: з частковим розрядом і з повним розрядом. Аналіз, наведений у праці [128], показує, що переваги модуляторів з частковим полягають у кращій формі модулювальних імпульсів, високому ККД у колі заряду і досить зручному оперативному перемиканні τ_i , частоті повторення F_n без перемикачів у високівольтних колах. Недоліки часткового розряду спричинені застосуванням дуже великих ємностей нагромаджувача для отримання великої потужності модулювальних імпульсів, а також з необхідністю керування як замиканням, так і розмиканням кола заряду, що підвищує вимоги до комутативного приладу.

У разі повного розряду перевагами є простіша схема модулятора, порівняна легкість отримати велику потужність модулювальних імпульсів, а також те, що майже немає обмежень на використання будь-яких типів комутаційних пристроїв. Але недоліками є гірша форма імпульсів, нижчий ККД і труднощі керування тривалістю імпульсів τ_i та F_n . Для поліпшення форми модулювального імпульсу в режимі повного розряду як нагромаджувач замість звичайного конденсатора застосовують штучні лінії, що підвищує ККД кола заряду, використовують зарядні діоди та інші спеціальні заходи [70].

В імпульсних модуляторах бортових РЛС застосовуються такі комутаційні пристрої: електронні лампи (у старих типах радіолокаторів, наприклад, «Емблема»), нелінійні індуктивності («Лоція», «Гроза»), тиристори («Градiєнт», «Контур», МНРЛ-85), транзистори («Буран» різних модифікацій). Кожен з цих комутаторів має свої переваги та недоліки.

Вимоги до комутаційних пристроїв. Комутаційний пристрій повинен задовольняти такі вимоги:

а) витримувати високі напруги (до десятків кіловолтів) та пропускати великі імпульсні струми (до десятків амперів) для забезпечення необхідної потужності модульовальних імпульсів;

б) внутрішній опір має бути малим порівняно з опором навантаження (генератора НВЧ), бо від цього залежить ККД модулятора;

в) спрацьовувати від керувальних імпульсів малої потужності, що спрощує модулятор та підвищує ККД передавача;

г) час спрацьовування комутаційного пристрою має бути малим, оскільки це впливає на тривалість фронту імпульсу;

д) мати малий час відновлення своїх керувальних властивостей, бо це визначає максимально можливу частоту повторення $F_{\text{п}}$;

е) мати стабільні робочі параметри, що не повинні змінюватися від часу, навколишнього середовища тощо;

ж) висока надійність та великий термін експлуатації.

Особливості імпульсних модуляторів з різними комутаційними пристроями і конкретні приклади побудови модуляторів на лампах, нелінійних індуктивностях різного типу та тиристорах проаналізовані в праці [128] досить детально, до рівня принципів схем приладів.

Комутатор на транзисторах. Розглянемо приклад побудови модулятора на транзисторах. Використання транзисторів як комутаційного пристрою в імпульсних модуляторах викликає великий інтерес, оскільки вони мають низку важливих переваг (легко керуються як на замикання, так і на розмикання кола розряду нагромаджувача, майже безінерційні тощо). Переваги таких комутаторів найбільш повно реалізуються в модуляторах з частковим розрядом нагромаджувача, коли необхідно забезпечити можливість роботи РЛС зі змінною тривалістю зондувальних імпульсів.

Сучасний рівень напівпровідникової техніки і технології дозволяє розробляти досить потужні модулятори з використанням кому-

таційних блоків, що складаються з паралельно з'єднаних транзисторів. Приклад виконання транзисторного модулятора показано на рис. 12.4. Модулятор складається з джерела живлення (ДЖ), транзисторного комутатора (ТК), нагромаджувача С1 схеми формування керувальних імпульсів (СФКІ), схеми захисту й індикації несправностей (СЗІН) та імпульсного трансформатора Т1.

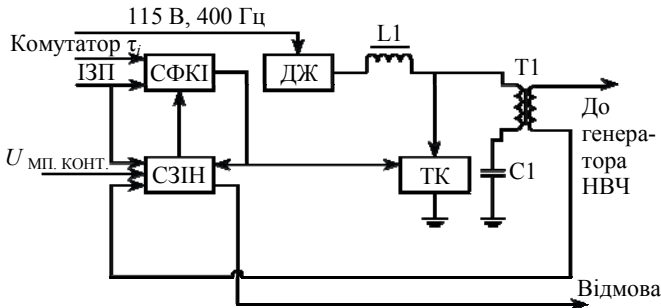


Рис. 12.4. Схема модулятора з транзисторним комутатором

У проміжку часу між надходженням імпульсів запуску передавача (ІЗП), коли комутатор ТК запертий, нагромаджувач С1 повільно заряджається від джерела ДЖ через зарядний дросель. В момент надходження імпульсу ІЗП у схему формування СФКІ формуються імпульси керування, що відпирають комутатор ТК, і С1 швидко розряджається через ТК та первинну обмотку Т1, віддаючи припасену енергію в навантаження, тобто генератор НВЧ.

На СФКІ можуть подаватись керувальні сигнали, що комутують тривалість імпульсів. Вузол захисту та індикації несправностей СЗІН призначений для захисту модулятора та контролю його працездатності. Комутатор ТК являє собою блок паралельно з'єднаних транзисторів.

Спрощену схему такого блока з трьома транзисторами показано на рис.12.5. Для вирівнювання початкових струмів через транзистори та їх захисту в емітерні кола доцільно вмикати невеликі резистори (порядку 1 Ом) та запобіжники. Запобіжники включають також у базові кола. З'єднавши таким чином паралельно відповідну кількість транзисторів, завжди можна забезпечити пропускання через комутатор ТК струму необхідної величини.

Елементарний розрахунок показує, що використовуючи, наприклад, транзистори типу КТ812А, за робочої напруги 300 В та ім-

пульсного струму 8 А легко можна отримати потужність в імпульсі не менше 10 кВт вже за допомогою п'яти транзисторів. При цьому середня потужність розсіювання на кожному транзисторі при шпаруватості порядку 10^3 не перевищує 20 мВт.

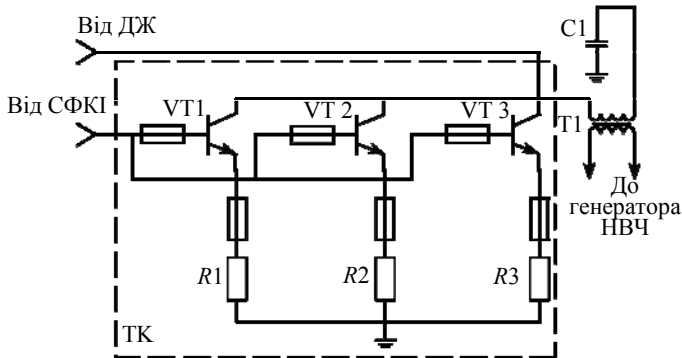


Рис. 12.5. Схема комутатора на трьох транзисторах

Кількість транзисторів в ТК необхідно розраховувати із суттєвим запасом, щоб у разі вимкнення запобіжника одного або кількох транзисторів зберігалася працездатність схеми. У випадку відмови модулятора у СЗІН виробляється відповідний сигнал, що подається в схему вмонтованого контролю (підрозд. 12.6).

12.1.3. Твердотільні когерентні передавачі

Сучасні й особливо перспективні РЛС потребують таких характеристик, які недосяжні для магнетронних передавачів. Тому провідні виробники світу вже давно почали займатися розробленням та серійним виробництвом твердотільних (транзисторних) підсилювачів потужності, на основі яких конструюються радіолокаційні передавачі, зокрема і для застосування в бортових РЛС. Такі передавачі будуються за класичною багатокаскадною схемою (рис. 12.2).

Застосування твердотільних передавачів дозволяє досягти високої когерентності й стабільності частоти. Тому виграш за відношенням сигнал/шум, наприклад, для реалізації **СДЧ** становить понад 60 дБ. Надійність таких передавачів також істотно підвищується. Середній час напрацювання на відмову досягає 50 000 год [129]. Додаткова перевага твердотільних передавачів — радикально (на

три порядки) нижчі напруги живлення. Твердотільні підсилювачі та передавачі можуть бути ширококутовими (понад 200 МГц), що дозволяє розробляти системи з задовільною роздільною здатністю.

Один з підходів для досягнення необхідної вихідної потужності, якщо потужність високочастотних транзисторів не є достатньою, полягає в застосуванні єдиного підсилювального ланцюга, що складається з окремих модулів порівняно невеликої потужності. Дискретні твердотільні потужні високочастотні пристрої почали розроблятися з кінця 60-х років ХХ ст., коли були створені перші кремнієві біполярні транзистори. Потужні MOSFET польові транзистори для ВЧ та ДВЧ були введені фірмою Siliconix у 1974 р. Транзистори на основі арсеніду галію GaAs типу MESFET — каналні (польовий уніполярний) транзистор із затвором, утвореним контактом Шоттки, появились наприкінці 70-х років [130]. З їх появою відкрилися можливості створення ВЧ твердотільних передавачів нижнього мікрохвильового діапазону.

Оскільки твердотільні пристрої чутливі до температури, були розроблені схеми стабілізації зсуву для лінійних підсилювачів. Також стало можливим здійснювати різноманітні зворотні зв'язки і методи керування в операційних підсилювачах та інтегральних мікросхемах. Були розроблені технології пакування високочастотних транзисторів у мікроскладання та інтегральні мікросхеми. Вихідні потужності одного пакета 600 Вт стали доступними у 80-ті роки, але були ще надто дорогими. У кінці 80-х — початок 90-х ознаменувалися появою великої кількості нових твердотільних приладів, включаючи транзистори з високою рухомістю електронів (HEMT), польові гетеро-транзистори (HFET) та біполярні транзистори на гетеропереході (HBT). Для їх розроблення використовувалися нові матеріали — фосфід індію InP, карбід кремнію SiC та нітрид галію GaN, що здатні підсилювати коливання на частотах до 100 ГГц і більше.

Польові транзистори на гетеропереходах (HFET-транзистори) являють собою відмінну базу для реалізації ефективних надійних технічних рішень підсилювачів з високим підсиленням і лінійністю та передавачів для радіолокаційних систем. Розробники можуть оптимізувати характеристики систем, застосовуючи дискретні HFET-транзистори і використовуючи переваги надійних арсенід-галієвих (GaAs) технологічних процесів створення сучасних інтегральних схем (IC) [131].

Більшість таких приладів можуть працювати лише від порівняно низьких напруг і все ж мають обмеження за потужності. Але багато сучасних застосувань НВЧ твердотільних технологій потребують саме відносно низьких потужностей. Поєднання цифрового оброблення сигналів і мікропроцесорного (мікроконтролерного) керування робить можливим досить широке застосування складних зворотних зв'язків і методів передспотворення для підвищення ефективності та лінійності приладів. Багато нових високочастотних потужних твердотільних приладів є доступними лише на основі попереднього замовлення, тобто вони є замовними інтегральними мікросхемами. У такому випадку розробник системи здебільшого вибирає напівпровідниковий процес і зазначає допустимий розмір приладу. Це є відправною точкою для доведення приладу до необхідного рівня потужності та включення його у ВЧ ІС (RFIC) або НВЧ ІС (MMIC), які і складають основу передавача сучасної первинної або вторинної бортової РЛС.

Прогнозуючи подальший розвиток твердотільних передавачів, не можна виключити знову практичне повернення до однокаскадної схеми за рахунок інтеграції збудника, помножувачів, підсилювачів НВЧ в одному кристалі або корпусі, наприклад, у складі фазових антенних решіток тощо.

12.2. Антенно-фідерні пристрої

12.2.1. Вимоги до антенно-фідерної системи

Вимоги до антени. Насправді у бортових РЛС різного призначення використовуються різноманітні антени, і вимоги до них можуть бути досить різними. Але найбільш жорсткими і складними є вимоги до антен МНРЛС. Тому саме їм приділено найбільшу увагу в цьому розділі.

До антен бортових МНРЛС ставляться цілком природні вимоги: 1) коефіцієнт напрямленої дії повинен бути якомога більшим; 2) діаграма направленості повинна мати малі бокові пелюстки, згідно з рекомендаціями ARINC 708 — нижче мінус 25 дБ; 3) під час переміщення променя в просторі ДН не повинна помітно спотворюватися; 4) габарити та маса антени повинні бути невеликими. Існує стандартний ряд типорозмірів бортових антен.

Вимоги до фідерної системи. Фідерна система містить елементи, що сполучають передавач і приймач із антеною через антенний перемикач. До фідерної системи ставляться такі вимоги: 1) високий ККД; 2) максимально допустима потужність системи повинна бути вищою від потужності передавача і не повинна знижуватися на більших висотах; 3) у процесі експлуатації системи не повинне надто погіршуватися узгодження фідерної системи з антеною і передавачем. У літакових РЛС, що працюють у сантиметровому діапазоні, зазвичай фідерна система будується на основі хвилеводів.

Фідерні системи МНРЛС, як правило, сполучені з рухомими антенами. Тому фідерна система містить у собі одне або кілька обертових зчленувань, які передають енергію від нерухомих елементів фідера до рухомих.

Останнім часом намітилася тенденція уникати застосування обертових зчленувань за рахунок використання моноблоків, що включають антену і приймач-передавач, наприклад, МНРЛС «Бурган А-140».

Типи антен. У БРЛС цивільної авіації застосовуються, головним чином, два види антен: дзеркальні антени й антенні решітки.

Дзеркальна антена складається з опромінювача слабкого напрямлення і відбивача (дзеркала). Як дзеркало найчастіше використовують параболічні рефлектори різних типів. Для формування симетричних ДН зазвичай обирають відбивачі у вигляді параболоїдів обертання. Такі рефлектори перетворюють сферичні хвилі, що випромінюються опромінювачем, у хвилі із плоским фронтом, що поширюються у заданому напрямку.

Напрявленість антени із дзеркалом у вигляді параболоїда обертання залежить від відносних розмірів антени d_A/λ та амплітудного розподілу поля по розкриву антени. Найбільша спрявленість виходить за рівномірного розподілу.

Розрізняють довгофокусні і короткофокусні параболічні антени. У довгофокусних антенах співвідношення діаметра розкриву d_A до фокусної відстані f відповідає нерівності: $d_A/4f < 1$, а у короткофокусних — навпаки: $d_A/4f > 1$. Довгофокусні антени дають можливість отримати вузькі ДН, але за умови, що їхні опромінювачі також мають досить вузькі ДН. Інакше спостерігається «переливання» енергії через дзеркало і, як наслідок, збільшення рівня бокових пелюсток.

Ширина ДН параболічної антени на рівні половинної потужності може бути орієнтовно визначена за формулою:

$$\theta_{0,5} \approx 60 \frac{\lambda}{d_A} \left(1 + a \frac{d_A}{4f} \right), \quad (12.1)$$

де $a = 0,5$ для площини E (площини поляризації) і $a = 0,2$ для площини H .

Як видно з формули (12.1), антена із дзеркалом у вигляді параболоїда обертання формує приблизно симетричний промінь голчастого вигляду. Але форма ДН може трохи змінюватися у разі зміни поляризації хвилі. Змінюючи ж форму дзеркала, можна радикально змінити форму ДН антени. Зокрема параболічна антена може створювати косекансквадратну ДН. Це досягається видозміною профілю параболічного дзеркала. Зазвичай використовується рефлектор подвійної кривизни або здвоєний рефлектор.

Такий здвоєний відбивач складається із параболічного відбивача та відбивача спеціальної форми. Наприклад, у РЛС «Гроза» параболічний відбивач являє собою параболоїд обертання, виготовлений з цілком металізованої склотканини. Він відбиває хвилі будь-якої поляризації.

Фокусна відстань параболоїда та його діаметр можуть, наприклад, дорівнювати: $D = 760$ мм, $f = 38$ мм або $D = 560$ мм, $f = 260$ мм.

Профіль відбивача спеціальної форми, який конструктивно розміщений перед параболоїдом обертання, розрахований з умови одержання у вертикальній площині косекансквадратної ДН.

У підрозд. 4.2.6 було показано, що для усунення залежності потужності відбитого сигналу від відстані ДН у вертикальній площині має бути типу¹ $F(\beta) = \text{const} \cos^2 \beta$.

Виникає питання: як технічно можна перемикаєти ДН антени, якщо при огляді землі необхідна косеканс квадратна, а у режимі «метео» — голчаста ДН? Це досягається таким чином. Відбивач спеціальної форми виготовлений зі склотканини, металізовані нитки якої розміщені строго по горизонталі. Якщо елетромагнітна хвиля поляризована вертикально, то енергія НВЧ, що випроміню-

¹ За умови, що ефективна площа розсіяння (ЕПР) цілі $\sigma_{\text{ц}}$ не залежить від кута β . Якщо ж урахувати цю залежність, то з'являється ще додатковий множник $\cos \beta$.

ється опромінювачем, безперешкодно проходить крізь рефлектор спеціальної форми, виконаний з горизонтальних металізованих ниток. У цьому випадку у формуванні ДН бере участь тільки симетричний параболоїд обертання і формується голчастий промінь.

Якщо ж елетромагнітна хвиля поляризована горизонтально, то вона відбивається від рефлектора спеціальної форми і нижньої частини параболоїда обертання. При цьому формується віялова косекансквадратна ДН.

Для оперативного перемикавання ДН із голчастої на віялову або навпаки використовують спеціальні феритові обертачі площини поляризації електромагнітних коливань, які дозволяють оперативно повертати площину поляризації на 90° .

Про них мова піде у розділі 12.2.3.

Пасивні антенні решітки. Останнім часом у бортових МНРЛС стали застосовувати плоскі хвилевідно-щілинні антенні решітки (ЩАР) або (пасивні антенні ґратки).

Ідея такої ЩАР відома давно. У найпростішому варіанті антена може являти собою відрізки хвилеводів, у стінках яких вирізані щілини. Робота багатощілинної антени буде ефективною, якщо поля, що збуджують щілини, є синфазними.

Реальна ЩАР, сконструйована для МНРЛС, має вигляд плоского диска, у якому прорізані щілини. Такі антени складніші й дорожчі, ніж параболічні антени, зате вони мають більший коефіцієнт підсилення та істотно менший рівень бокових пелюсток.

За однакових розмірів ЩАР і дзеркальної антени вииграш у коефіцієнті підсилення ЩАР у трисантиметровому діапазоні становить 1–2 дБ. Бокові пелюстки набагато менші через відсутність «переливання», затінення опромінювачем і задовільне фазування.

Застосування пасивних ЩАР дозволяє легко досягнути рівня бокових пелюсток –25 дБ і навіть менше.

Схематичні ДН параболічної дзеркальної антени (зліва) і пасивної ЩАР (справа) для порівняння при рівних розмірах розкриття антени показано на рис. 12.6.

Параболічна антена має рівень бокових пелюсток (РБП) –18 дБ, а ЩАР відповідно –25 дБ.

Коефіцієнти підсилення і ширина ДН у діапазоні 3 см для таких антен порівнюються у табл. 12.1.

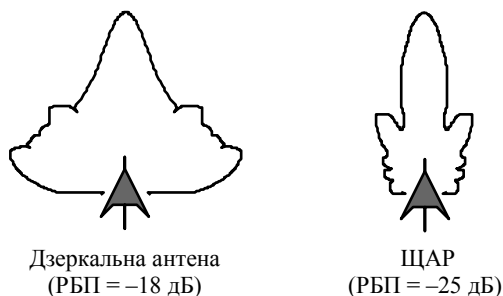


Рис. 12.6. Порівняння ДН двох типів антен за рівних розмірів

Таблиця 12.1

Параметри параболічної антени і щілино-антенної решітки

Діаметр антени, см	Щілино-антенна решітка		Параболічна антена (для «Грози»)	
	G_A , дБ	$\theta_{0,5}$, град	G_A , дБ	$\theta_{0,5}$, град
76	35	2,9	34	3,1
56	32	4,1	30	4,2

Недоліком ЩАР є неможливість оперативно перемикає форму ДН. У цифрових МНРЛС з голчастим променем у режимі «Земля» вводять коригування для оброблення сигналу (втрати енергії, зазвичай лишаються). Інший недолік полягає у складності керування поляризацією електромагнітної хвилі.

12.2.2. Структура та елементи антенного пристрою

Схему антенного пристрою бортової МНРЛС із дзеркальною антеною в узагальненому вигляді показано на рис. 12.7. Схеми включає обертач площини поляризації, необхідний для перемикає типів ДН антени, двигуни, що здійснюють сканування за азимутом і нахилом антени у вертикальній площині, а також схеми стабілізації для усунення впливів зміни просторового положення носія РЛС у польоті на якість зображення.

Феритовий обертач площини поляризації (ФОПП) призначений для оперативного повороту площини поляризації електромагнітної хвилі на 90° , тобто її зміни з горизонтальної на вертикальну і навпаки.



Рис. 12.7. Приклад структури антенного пристрою

Робота ФОПП ґрунтується на ефекті Фарадея, який уперше виявив, що якщо взяти прозору пластину, помістити її в постійне магнітне поле і пропускати через цю пластину плоскополяризовану хвилю світла уздовж силових ліній магнітного поля, то на виході цієї пластини площина поляризації хвилі повертається на деякий кут. Причому величина кута повороту залежить від напруженості магнітного поля і довжини шляху променя у намагніченому тілі. Згодом було встановлено, що цей ефект проявляється також у разі поширення електромагнітних хвиль у феритових стрижнях і пластинах, поміщених у хвилеводи, коли на них діє магнітне поле.

Пристрій ФОПП являє собою відрізок круглого хвилеводу з феритовими стрижнями всередині, які закріплюються за допомогою фторопластових втулок, та намотаною на ньому котушкою електромагніту. Для повороту площини поляризації електромагніту, що проходить крізь хвилевід ФОПП, через обмотку електромагніта пропускають електричний струм. За певної величини струму кут повороту площини поляризації становить необхідні 90° .

Антенні перемикачі. Конструктивно АП не обов'язково є частиною антенного пристрою. Його частіше розміщують у приймачі-передавачі або моноблоці, який об'єднує антену, приймач і передавач (див. розділ 5). Але з методичного погляду його доцільно розглянути у цьому розділі. Сучасний АП виконує три функції:

- на передавання закриває вхід приймача, що необхідно для захисту кристалічного змішувача від вигорання;
- на приймання блокує передавач (магнетрон), забезпечуючи передавання всієї прийнятої енергії до змішувача;

– на передавання скеровує в поглинальний елемент частину енергії передавача, яка внаслідок недосконалого узгодження, відбивається від входу антени або обертових зчленувань.

Саме АП скеровує цю енергію в поглинальний елемент, де вона перетворюється в тепло. Якби ця енергія потрапила назад у магнетрон, то погіршився б процес групування електронів і потужність передавача зменшилася. Якби вона, відбившись від закритого входу приймача, знову потрапила б у антену, то викликала б збільшення тривалості імпульсу та погіршення роздільної здатності.

У РЛС використовуються головним чином феритові АП (феритові циркулятори). У старих типах РЛС застосовувалися також газорозрядні АП, які уже не задовольняють сучасні вимоги. Для РЛС малої потужності можна побудувати АП на $p-i-n$ -діодах. Теорія і принципи дії елементів НВЧ, що лежать в основі роботи АП, викладено в підручнику [132].

Феритові АП порівняно з газорозрядними характеризуються більшою швидкістю, меншим часом відновлення і більшим терміном експлуатації. Розроблено багато типів антенних перемикачів з феритами. У МНРЛС використовуються феритові АП на основі властивостей хвилевідного щілинного моста або хвилевідних мостових розгалужувачів. В обох випадках у хвилеводи поміщають намагнічені ферити, що забезпечують необхідні фазові зсуви.

Хвилевідні розгалужувачі називають *циркуляторами мостового типу*. Вони мають три входи. Функції АП один найпростіший циркулятор виконати не може, оскільки має тільки три входи, а необхідно чотири, до яких мають бути підключені: 1) вихід передавача, наприклад, магнетрон; 2) антена; 3) вхід приймача і 4) поглинальний елемент. Тому в складі АП зазвичай використовуються два циркулятори.

Циркулятор мостового типу — це хвилевідний розгалужувач, у якому розміщений намагнічений феритовий стрижень у формі циліндра.

Наявність намагніченого фериту надає розгалужувачу невзаємні властивості за рахунок фазових зсувів і забезпечує передачу енергії тільки від першого входу до другого, від другого до третього, від третього до першого.

Можуть бути Y -подібні та T -подібні циркулятори (розгалуження в площині H), показані на рис. 12.8.

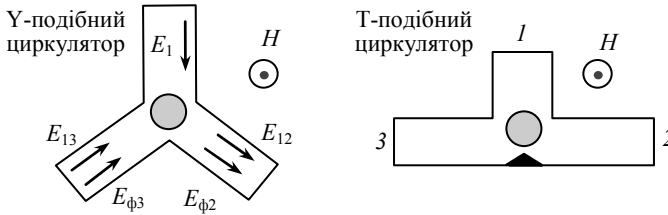


Рис. 12.8. Циркулятори

Феритовий стрижень розташований на осі симетрії циркулятора і намагнічений уздовж своєї осі. Відомо, що без фериту хвиля, що надходить у канал 1 розгалужувача, ділиться нарівно між каналами 2 і 3 . За наявності намагніченого фериту поля, що виникають у каналах 2 і 3 , є результатом додавання двох полів: первинних (E_{12} і E_{13}) і перевипромонених феритом ($E_{\phi 2}$ і $E_{\phi 3}$).

Первинні поля у зв'язку із симетрією системи синфазні й однакові за амплітудою. Амплітуда і фаза вторинних полів залежить від розмірів і параметрів намагніченого фериту.

Можна ці величини вибрати так, щоб поля E_{13} та $E_{\phi 3}$ у каналі 3 були протифазними. Якщо, крім того, забезпечується рівність цих полів за амплітудою, то енергія хвилі з каналу 1 буде передаватися в канал 2 . Очевидно, що при симетрії системи хвиля з каналу 2 буде попадати в канал 3 , а з каналу 3 — у канал 1 .

Таким чином, розглянутий циркулятор пропускає хвилі в напрямку $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 1$.

Якщо намагнічувальне поле змінює напрямок на зворотний, хвилі проходять у зворотній послідовності $1 \rightarrow 3 \rightarrow 2 \rightarrow 1$.

У Т-подібному циркуляторі симетрія досягається за допомогою металевго клина, що забезпечує однаковий коефіцієнт стоячої хвилі із боку будь-якого каналу. На практиці розв'язка між каналами $1-3$ становить близько 30 дБ, а втрати в прямому напрямку — 0,2 дБ.

Схему АП, що складається з двох Т-подібних циркуляторів, у яких феритові стрижні намагнічені протилежно, показано на рис. 12.9. У режимі передачі НВЧ-енергія від передавача з каналу 1 потрапляє в канал 2 і передається в канал 3 другого циркулятора, а далі через канал 2 — в антену.

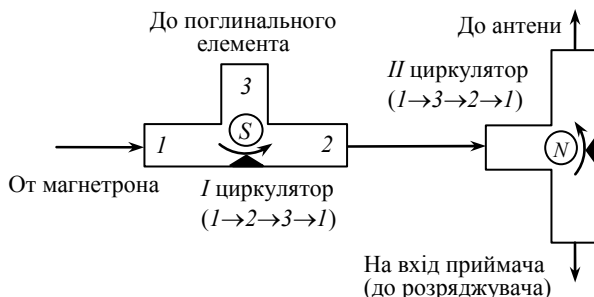


Рис. 12.9. Антенний перемикач на двох циркуляторах

На вхід приймача енергія передавача потрапляє з великим ослабленням, тому що розв'язка між каналами 3 і 2 становить понад 30 дБ. Якщо потужність передавача 10 кВт, то після ослаблення на 30 дБ вона становитиме 10 Вт. Це значно більше, ніж допустимо для кристалів (Д405Б) (80 мВт). Тому зазвичай додатково застосовують ще розряджувач захисту приймача. При роботі на приймання НВЧ-енергія через канали 2–1 другого циркулятора і через погашений розряджувач потрапляє у приймач (до змішувача). До передавача (магнетрона) прийнята енергія потрапити не може через велике загасання між каналами 2–3 другого циркулятора і 2–1 першого циркулятора.

Енергія магнетрона, відбита від входу антени внаслідок недостатнього узгодження, проходить по приймальному тракту до розряджувача захисту приймача, що іонізується у цьому випадку. Хвилевід виявляється закороченим, і хвиля з каналу 1 потрапляє в канал 3 (другого циркулятора) і далі передається через канал 2 (першого циркулятора) у канал 3, до якого приєднаний поглинальний елемент.

12.2.3. Стабілізація зони огляду метеонавігаційною радіолокаційною станцією

Однією з особливостей літакових РЛС є необхідність врахування і компенсації спотворень радіолокаційного зображення, які виникають через крени літака. Крени літака поділяються на поперечні й поздовжні. *Поперечний крен* — це поворот літака навколо поздовжньої осі. *Поздовжній крен* — навколо горизонтальної поперечної осі, що проходить через центр ваги (тангаж).

Який вплив справляють крени на роботу РЛС? При огляді землі крени призводять до «розмивання» зображення, втрати рівноконтрастності та перекручуванню координат цілей. У РЛС попередження зіткнень та в режимі «метео» крени можуть призвести до повної втрати цілі, оскільки вона може виявитися за межами зони огляду. Для запобігання впливу кренів літака на роботу бортових РЛС застосовують системи гіроскопічної стабілізації антен. Особливу роль ці системи відіграють під час польотів у складних умовах: під час маневрування, обходу НМЯ, гірських вершин тощо.

Існують різні методи побудови систем стабілізації. Основними з них є *пряма* й *непряма* системи стабілізації, а також *комбінована* система стабілізації.

Пряма (безпосередня) стабілізація — це стабілізація основи антени. У цьому випадку незалежно від еволюцій літака вісь антени підтримується у вертикальному положенні. Це досягається шляхом закріплення антени в подвійному карданному підвісі, як показано на рис. 12.10.

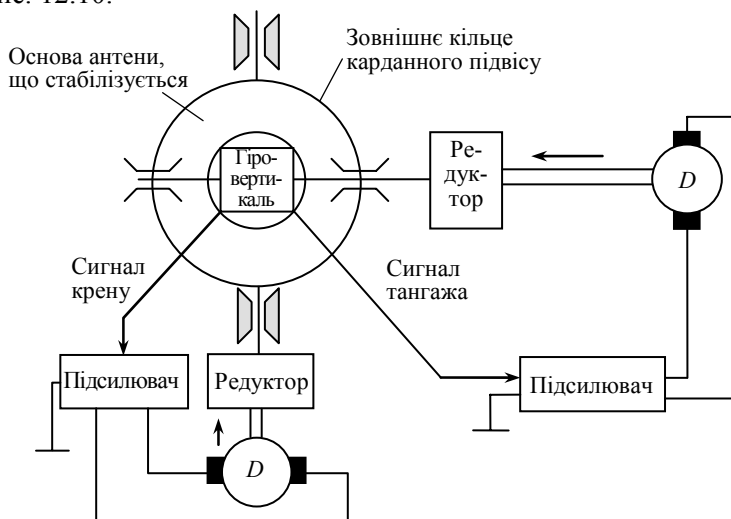


Рис. 12.10. Пряма стабілізація з датчиком, установленим на основі антени

Кардан використовується для передачі обертання між валами, осі яких не лежать на одній прямій і мають відносне переміщення. Сигнали про крени літака від датчика просторового положення,

наприклад гіровертикалі, надходять на дві слідкувальні системи. Слідкувальні системи відпрацьовують кути крену і тангажа шляхом повороту кілець карданного підвісу.

При цьому незалежно від еволюцій літака вісь антени залишається вертикальною, отже, стабілізується положення ДН. На схемі зображено найпростіший випадок, коли гіровертикаль установлена безпосередньо на основі антени. У цьому випадку завданням слідкувальних систем є поворот кілець підвісу до рівності нулю сигналів від гіровертикалі. Але на практиці, звичайно, так не робиться, бо датчик просторового положення літака використовується і для функціонування інших бортових систем. Гіровертикаль може бути встановлена у будь-якій іншій точці літака. У цьому випадку на підсилювачі слідкувальних систем необхідно подавати різницю напруг від потенціометрів гіровертикалі та потенціометрів відпрацьовування, які сполучені кінематично з відповідними осями карданного підвісу. Метод стабілізації підвісу антени забезпечує високу точність стабілізації, особливо при встановленні гіровертикалі прямо на підвіс, оскільки вісь гіроскопа завжди перебуває у вертикальному положенні і не впливає на точність потенціометрів. Але недоліками прямої стабілізації є збільшення розмірів обтічника, значна маса системи, складність конструкції та велика вартість.

Іноді для спрощення системи прямої стабілізації її здійснюють лише за креном (РЛС «Емблема» і «Градiєнт»).

Непряма стабілізація — це стабілізація променя антени за умови, що підвіс антени жорстко закріплюється на літаку. Стабілізація осі ДН забезпечується шляхом повороту відбивача антени за кутом місця відповідно до значень крену і тангажа. Щоб зрозуміти ідею непрямої стабілізації розглянемо два прості випадки.

1. Крен дорівнює нулю $\gamma = 0$, тангаж $\theta \neq 0$. Наприклад, літак виконує захід на посадку і його вісь нахиляється на кут α . На такий же кут θ нахиляється і відбивач антени (якщо немає стабілізації). Отже, щоб компенсувати тангаж, необхідно повернути відбивач за кутом місця вверх на кут стабілізації $\delta = \theta$. Однак це справедливо тільки тоді, коли кут повороту антени за азимутом $\alpha = 0$. Якщо ж антена повертається за азимутом праворуч або ліворуч, то ситуація змінюється. Наприклад, якщо $\alpha = 90^\circ$, випромінювання напрямлене вже вздовж осі літака, що нікуди не нахиляється ($\gamma = 0$). Отже, не-

зважаючи на наявність тангажа, кут довертання δ повинен дорівнювати нулю. Отже, при скануванні за азимутом в межах $\alpha = \pm 90^\circ$ і при тангажі, що дорівнює θ , кут повертання повинен змінюватися від $\gamma = \theta$, якщо $\alpha = 0$, до $\gamma = 0$, якщо $\alpha = \pm 90^\circ$.

Таким чином, при $\gamma = 0$ маємо залежність типу $\delta = \theta \cos \alpha$. Це випадок, коли крен дорівнює нулю, і наявний лише тангаж.

2. Тангаж дорівнює нулю $\theta = 0$, крен $\gamma \neq 0$. Тобто поперечна вісь літака нахилиється вправо або вліво. Якщо $\alpha = 0$, то зображення спотвориться незначно, тобто повертати рефлектор немає потреби.

Якщо ж $\alpha \neq 90^\circ$, то спостерігається протилежна картина: наприклад, за крену на кут γ вправо і при $\alpha = 90^\circ$ рефлектор потрібно повернути догори на кут $\delta = \gamma$. Таким чином, якщо $\theta = 0$, маємо залежність типу $\delta = \gamma \sin \alpha$.

За одночасної стабілізації за креном і тангажем кут стабілізації визначається рівнянням, яке являє собою поєднання отриманих для випадків 1 і 2:

$$\delta = \frac{1}{k}(\gamma \sin \alpha + \theta \cos \alpha), \quad (12.2)$$

де k — коефіцієнт оптичної редукації, що враховує невідповідність кута нахилу ДН куту нахилу рефлектора антени (залежить від конкретної конструкції антени і умов огляду, наприклад, $k = 1,88$ для МНРЛС типу «Гроза».

Таким чином, при якісному розгляданні встановлено, що поточний кут стабілізації δ є функцією трьох кутів $\delta = f(\alpha, \theta, \gamma)$. Вираз (12.2) дає лише наближений вигляд цієї функції. Однак точність апроксимації виявляється прийнятною для практичних цілей: максимальна похибка не перевищує $1,5^\circ$, якщо $\theta = 10^\circ$ і $\gamma = 30^\circ$. За менших значень θ і γ похибка зменшується. Приклад схеми непрямой стабілізації показано на рис. 12.11.

Рівняння (12.2) можна легко розв'язати в аналоговій формі за допомогою одного синусно-косинусного обертового трансформатора. На дві первинні обмотки (нерухомі) від гіровертикалі подаються напруги, пропорційні крену і тангажу.

Вихідна напруга знімається з СКОТ — синусно-косинусного обертового трансформатора роторної обмотки, що обертається на кут ϕ від нульового положення. Система із двигуном нахилу в контурі керування повертає рефлектор доти, поки U_ϕ не стане рівним U_δ .

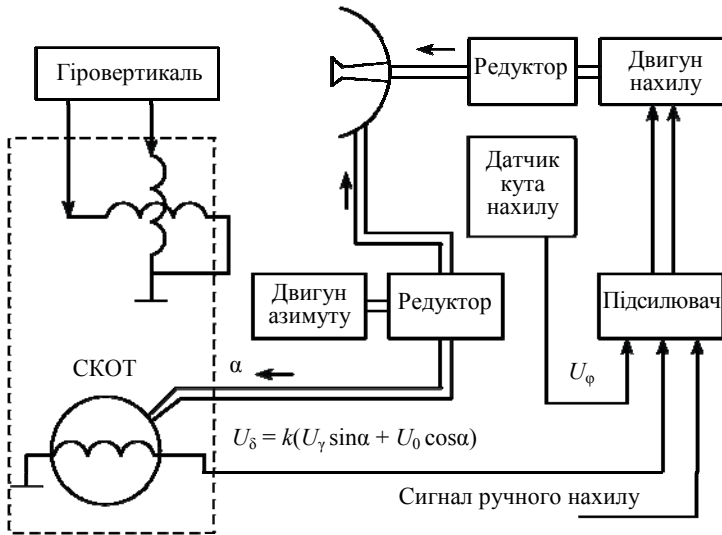


Рис. 12.11. Непряма стабілізація:
 СКОТ — синусно-косинусний обертальний трансформатор

Зі зміною азимута α безупинно змінюється U_{δ} , а отже, і U_{φ} (нахил рефлектора). Зворотний зв'язок у слідувальній системі здійснюється за допомогою тахогенератора для підвищення стійкості.

Непрямий метод використовується в багатьох МНРЛС. Основна його перевага — значне зменшення габаритів і маси антени і обтічника. Але є і недоліки: 1) більша похибка ніж у разі застосування методу прямої стабілізації; 2) підвищення вимог до динаміки приводних пристроїв.

Використання цифрових методів керування і стабілізації дозволяє розв'язувати більш точні рівняння стабілізації, ніж наближена формула (12.2), що дає потенціал підвищення точності.

Комбінована стабілізація. Існує можливість поєднання прямої і непрямой стабілізації, коли необхідно забезпечити більш якісну стабілізацію за однією зі змінних. Наприклад, за креном стабілізується основа антени, а за тангажем — лише ДН, тобто дзеркало.

У разі використання ЩАР (фазований плоский випромінювач) доводиться стабілізувати всю антену, яка зазвичай є легшою і меншою за розміром.

Компонування системи стабілізації може здійснюватися: а) в антенному блоці; б) у приймачі-передавачі; в) в окремому блоці.

12.3. Приймачі

12.3.1. Структура приймального каналу

У бортових МНРЛС зазвичай застосовують приймачі супергетеродинного типу, хоча в інших пристроях радіолокації можуть використовуватися також надрегенеративні, детекторні або приймачі прямого підсилення. Класичну схему приймального радіолокаційного пристрою показано на рис. 12.12. Це один з варіантів схеми приймача з двоканальною системою автоматичного підстроювання частоти (АПЧ).

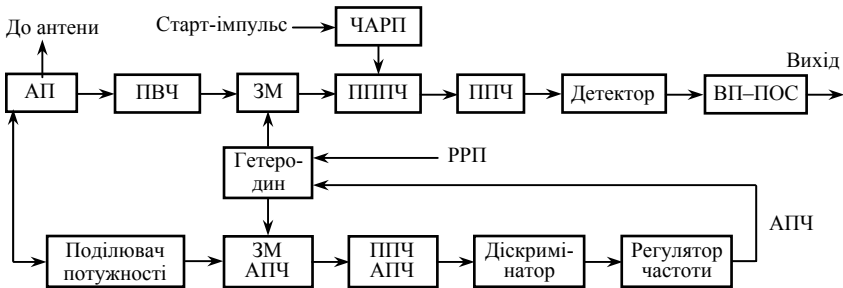


Рис. 12.12. Класична схема приймального радіолокаційного пристрою:
ВП-ПОС — відеопідсилювач і пристрій обробки сигналів;
РРП — ручне регулювання підсилення; ЗМ — змішувач;
ПППЧ — попередній підсилювач підсилення частоти

У діапазоні НВЧ ефективний (малощумний) підсилювач високої частоти (ПВЧ) побудувати досить складно та дорого. Крім того, і без ПВЧ вдається забезпечити необхідну чутливість приймача. Тому в приймачах більшості сучасних МНРЛС ПВЧ немає (у РЛС «Гроза 144» був ПВЧ на тунельному діоді).

Інколи замість ПВЧ ставлять пасивний вибіркового каскад — преселектор (смуговий фільтр), який пригнічує завади, зокрема по дзеркальному каналу. У деяких РЛС використовуються підсилювачі НВЧ на польових транзисторах з арсеніду галію (GaAs).

Основне підсилення сигналу здійснюється в ППЧ, що постійно налаштований на підсилення частоти і має досить вузьку смугу пропускання (найчастіше 1...4 МГц). Тому для підтримання високої чутливості приймача необхідно з високою точністю підтримувати

підсилення частоти відповідно до налаштування ППЧ. На зміну підсилення частоти впливають такі чинники:

- нестабільність живильної напруги;
- зміна узгодження в тракті (фідері) під час обертання антени;
- коливання тиску тощо.

Підсилення частоти $f_{\text{пр}} = \text{const}$ підтримує система АПЧ. У разі використання двоканальної АПЧ схему приймача можна умовно розділити на дві частини: канал сигналу і канал АПЧ, які з методичного погляду доцільно розглядати окремо. Схема ЧАРП автоматично керує коефіцієнтом підсилення приймача.

12.3.2. Перетворювачі частоти

Перетворювач частоти складається з гетеродина і змішувача. Оскільки змішувач є одним з перших каскадів приймача (а часто — першим), то його нелінійний елемент (детектор) повинен характеризуватися мінімальними втратами перетворення і низькою шумовою температурою. Зазвичай в змішувачах використовують кристалічні діоди, які мають менший рівень шуму, ніж транзистори.

Шум гетеродина може справляти значний вплив на коефіцієнт шуму приймача. Шум гетеродина вноситься до приймального каналу і на робочій ($f_r - f_{\text{пр}}$), і на дзеркальній ($f_r + f_{\text{пр}}$) частотах. Обидві ці складові наявні в спектрі коливань гетеродина, які не є суто синусоїдними, тобто спектр коливань гетеродина характеризується певною шириною (рис. 12.13)

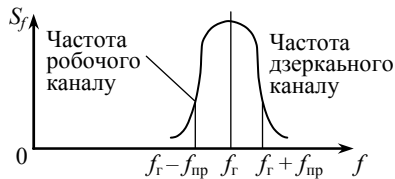


Рис. 12.13. Модель спектра коливань гетеродина

Оскільки весь цей спектр потрапляє на змішувач, який є нелінійним елементом, то на його виході виникає коливання підсилювача частоти, не пов'язані з вхідним сигналом, а обумовлені биттям f_r з ($f_r - f_{\text{пр}}$) і ($f_r + f_{\text{пр}}$). Це і є шум гетеродина. Для придушення шуму гетеродина використовують балансні змішувачі. Це найбільш ефективний і зручний метод придушення шумів гетеродина. У баланс-

них змішувачах сантиметрового діапазону використовуються гібридні хвилевідні з'єднання — подвійний хвилевідний трійник або щільний міст. Подвійний хвилевідний трійник є комбінацією двох Т-подібних хвилевідних з'єднань (рис. 12.14). Сигнал подається в плече E . Потужність сигналу розподіляється порівну між співвісними плечима A і не переходить в плече H . На виходах A хвилі, що надходять через плече E мають однакові амплітуди, але протилежні за фазою. Енергія гетеродина, яка підводиться, до плеча H , також ділиться порівну між плечима A і не надходить до плеча E . Але відмінність полягає в тому, що до обох виходів A коливання із плеча H проходять у фазі. У співвісній плечі A встановлюють кристалічні діоди (змішувальні камери).

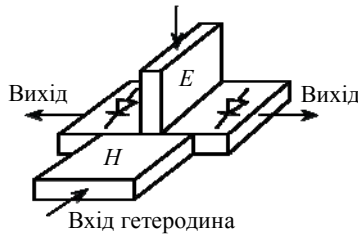


Рис. 12.14. Подвійний хвилевідний трійник

Ідея балансового змішувача пояснюється за допомогою узагальненої схеми (рис.12.15).

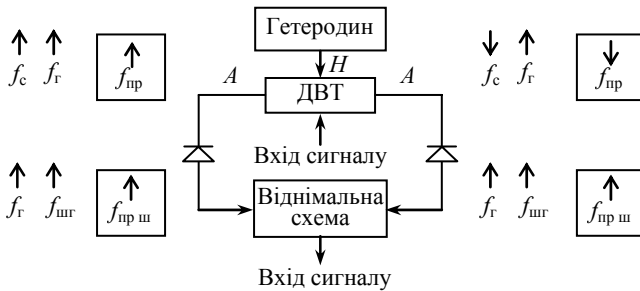


Рис. 12.15. Узагальнена схема балансового змішувача

Корисні сигнали з частотою $f_{пр} = f_r - f_c$ виділяються на діодах у протифазі (зі зсувом на 180°). Тому на віднімальній схемі вони складаються і виділяється сигнал проміжної частоти. На відміну від цього шумові складові гетеродина $f_r \pm f_{пр}$ надходять у підвідний

хвилевідний трійник разом з коливаннями частоти f_r через плече H . Тому вони, взаємодіючи із частотою f_r на діодах, дають шумові коливання, частоти яких є синфазними.

Отже, у віднімальній схемі шуми гетеродина знищуються. Віднімальну схему можна замінити суматором, але тоді один з діодів повинен мати протилежну полярність.

На практиці замість ДВТ зазвичай застосовують ЩМ, більш прийнятний конструктивно. Щілинний міст являє собою два відрізки прямокутних хвилеводів із загальною вузькою стінкою, у якій прорізана щілина довжиною l . Властивості ЩМ однакові з боку будь-якого плеча, якщо інші три плеча навантажені на погоджене навантаження (рис. 12.16).

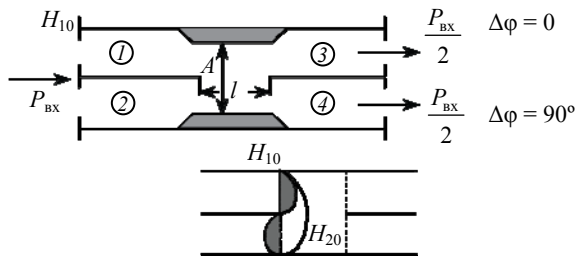


Рис. 12.16. Принцип балансного змішувача на ЩМ

Зокрема, якщо до входу l підвести НВЧ коливання потужністю P , то потужність розділиться навпіл між плечима 3 і 4 (тридецибельний напрямлений відгалужувач); коливання, які потраплять у хвилевід 4, будуть випереджати за фазою на 90° коливання, що потраплять у хвилевід 3; у хвилевід 2 коливання не надходять.

Вставки у хвилеводах обмежують розмір хвилевода у місці щілини $A < (3/2)\lambda$. Це необхідно для того, щоб не збуджувалися хвилі, більш високого порядку ніж H_{20} .

Фізика роботи тридецибельного напрямленого відгалужувача типу ЩМ ґрунтується на тому, що енергія в ЩМ із верхнього хвилеводу в нижній передається двома шляхами: 1) вона проникає дифузно через щілину у вузькій стінці, що зв'язує хвилеводи; 2) щілина збуджується й стає випромінювачем.

Таким чином, у нижньому хвилеводі існують два поля, що мають різні фази (там є умови для існування хвиль H_{10} і H_{20}). У четвертому плечі ці поля складаються і результуюче фазове зрушення

виявляється $+90^\circ$. У другому плечі поля виявляються протифазними, тому енергія з нього не виходить.

Принципову схему балансового змішувача на ЩМ показано на рис. 12.17.

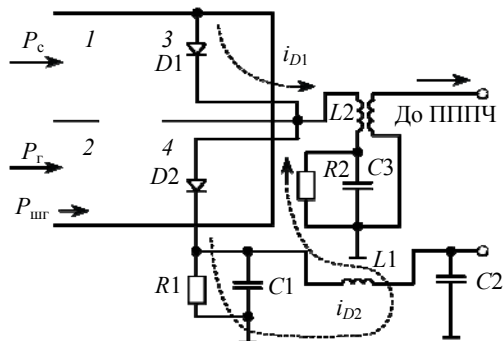


Рис. 12.17. Принципова схема балансового змішувача

Розглянемо спочатку ситуацію, коли сигналу немає: $P_c = 0$, а до гетеродинного входу підводять коливання із частотою f_r і $f_r \pm f_{пр}$, що створюють шум гетеродина. Поля цих коливань впливають на стрижень діода $D2$ і в ньому виникають, як в елементарній антені, дві ЕРС із різними частотами, які взаємодіють на нелінійному елементі. У результаті виникають биття (шум гетеродина). Ті ж вихідні коливання f_r і $f_r \pm f_{пр}$ через ЩМ передаються у верхній хвилевід і впливають на діод $D1$. У ньому також виникають биття.

Потужності цих биттів однакові (50 + 50 %). Фаза при передачі з нижнього хвилеводу у верхній змінилася на 90° . Цей зсув за фазою однаковий як для коливань з частотою f_r , так і коливань з частотами $f_r \pm f_{пр}$. Отже, фаза частоти шумового биття на частоті однакова на діодах $D1$ і $D2$, оскільки $\varphi_{вих} = \varphi_1 \pm \varphi_2$ при $f_{вих} = f_1 \pm f_2$.

Розглянемо, як тече змінна складова струму через діоди. Діод $D1$: анод — катод — $L2$ — $C3$ — корпус — хвилевід — анод $D1$; діод $D2$: анод — катод — $C1$ — корпус — $C3$ — $L2$ — анод $D1$.

Таким чином струми шумової частоти течуть через $L2$ назустріч. Оскільки вони синфазні, то шум пригнічується.

Крім того, треба враховувати, що кожен кристал шунтує навантаження ($L2$) для струму іншого кристала. Тому струми i_{D1} і i_{D2} виявляються малими. Резистор $R2$ призначений для автоматичного вирівнювання струмів кристалів.

Тепер розглянемо роботу схеми у разі появи корисного сигналу, тобто у верхній хвилевід подається сигнал P_c з частотою f_c , а в нижній — коливання гетеродина з частотою f_r . Отже, на стрижні кристалів $D1$ і $D2$ впливатимуть поля цих сигналів і на діодах з'явиться напруга биттів, обвідна яких має проміжну частоту. Причому P_c у плечі 4 матиме зсув на $+90^\circ$ відносно плеча 3, а P_r у плечі 3 матиме зсув $+90^\circ$ відносно плеча 4. Отже, фазовий зсув між обвідними напруги биттів, тобто на частоті $f_{пр} = 180^\circ$. Отже, струми через $D1$ і $D2$ знаходяться у протифазі. Проте, оскільки ці струми протікають через $L2$ у протилежних напрямках, то, будучи у протифазі, вони складаються на навантаженні $L2$.

У розглядуваному випадку, оскільки на анодах кристалів фази обвідних протилежні, то кожен з кристалів не шунтує навантаження для струму іншого кристала. Коли опір $D1$ малий, то опір $D2$ — великий і навпаки.

Вимірювання струмів кристалів. За постійними складовими струмів кристали включені послідовно. Резистор $R1$ є шунтом для контролю струму кристалів. Падіння напруги, що створюється на ньому спільним струмом кристалів, подається через фільтр на вимірювальне коло. Постійні складові струмів кристалів виникають під дією енергії гетеродина і величина їх не залежить від того, чи є прийнятий сигнал, чи його немає. Потужність гетеродина становить 10^{-3} Вт, а потужність сигналу — 10^{-12} ... 10^{-13} Вт.

За величиною струмів кристалів можна судити про справність кристалів (якщо вигорятиме один кристал, то струм кристалів дорівнюватиме нулю), про наявність коливань гетеродина, а також про правильність налаштування гетеродина (за максимумом струму кристалів).

Струм кристалів зазвичай регулюється атенуатором, що включається між гетеродином і балансним змішувачем.

Мікросмужкові перетворювачі. Сучасні перетворювачі частоти можуть виконуватися на основі мікросмужкової техніки (на кільцевих або квадратурних мостах).

Простий приклад показано на рис.12.18. Топологія цього балансного змішувача відповідає попередній схемі (див. рис. 2.17).

Літерами С, Г і П позначено відповідно точки входження ВЧ сигналу, гетеродина і виходу сигналу проміжної частоти.

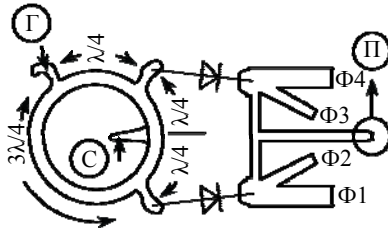


Рис. 12.18. Балансний змішувач на мікросмужкових лініях

Аналогічні балансні змішувачі зазвичай використовують і в каналі АПЧ. Промисловість випускає спеціальні кремнієві діоди для каналів сигналу і АПЧ (менш чутливі).

Гетеродини. Як гетеродини бортових РЛС у перших РЛС використовувалися відбивні клістри. У РЛС «Гроза» використовується лампа оберненої хвилі (ЛОХ). У сучасних РЛС найчастіше застосовуються напівпровідникові генератори на діодах Ганна з варакторною перебудовою частоти і особливо перспективними вважаються лавино-пролітні діоди, які можуть працювати навіть у міліметровому діапазоні. Крім того, гетеродини можна також будувати на польових транзисторах. Конструктивно гетеродин і змішувачі сигналів і АПЧ зазвичай об'єднані в єдиний вузол — високочастотну головку, структуру якої було розглянуто у розділі 5.

12.3.2. Підсилювачі проміжної частоти

Вимоги до ППЧ зводяться здебільшого до такого. Необхідно забезпечити: 1) великий коефіцієнт підсилення; 2) задану АЧХ; 3) низький коефіцієнт шуму; 4) великий динамічний діапазон за вхідними сигналами. Як же задовольняються ці вимоги?

Коефіцієнт підсилення може бути підвищений стандартним шляхом — застосуванням багатокаскадних ППЧ. Конструктивно вони часто виконуються у вигляді двох вузлів: попереднього ППЧ і основного ППЧ. Причини цього полягають у необхідності розміщення малOSHумного попереднього ППЧ безпосередньо біля високочастотної головки.

Необхідні АЧХ і смуга пропускання досягається використанням смугових фільтрів. Як відомо з теорії виявлення радіолокаційних сигналів [6; 9; 10], вимоги до форми АЧХ залежать від тривалості та форми очікуваних сигналів. Саме у ППЧ реалізується оптималь-

на або квазіоптимальна фільтрація. Щоправда, не в усіх випадках доцільно синтезувати ППЧ з АЧХ, близькою до оптимальної. Інколи важливішими за максимізацію відношення сигнал/шум виявляються інші міркування, пов'язані, наприклад, із зберіганням форми сигналу тощо. У деяких випадках для врахування протилежних чинників доцільно застосовувати двоканальний ППЧ, як у РЛС з режимом «Маяк» (підрозд. 4.3). Смуга пропускання ППЧ «Маяк» набагато ширша за оптимальну, що враховує нестабільності частот гетеродина і маяка.

Шумові властивості ППЧ визначаються схемотехнічними рішенням та застосованою елементною базою. Для зниження коефіцієнта шуму перші каскади часто ППЧ будують за каскадною схемою (спільний емітер — спільна база) і використовують у них малошумні прилади.

Динамічний діапазон (ДД) є однією з важливих характеристик ППЧ. Наприклад, МНРЛС під час огляду земної поверхні ДД відбитих сигналів, а отже, і сигналів на вході ППЧ, дуже великий (70 дБ і більше). У разі зондування метеооб'єктів він може бути навіть більшим. Водночас ДД яскравості індикаторів набагато менший — приблизно 15 дБ. Тому забезпечити безпосередню індикацію всього ДД відбитих сигналів без спеціальних заходів неможливо. Для забезпечення необхідного ДД використовують ППЧ з логарифмічною амплітудною характеристикою (ЛАХ). Це дозволяє стискувати ДД сигналів на виході ППЧ, зберігши при цьому різний рівень сигналів від цілей з різними ЕПР $\sigma_{ц}$.

Амплітудну характеристику ППЧ з ЛАХ показано на рис. 12.19.

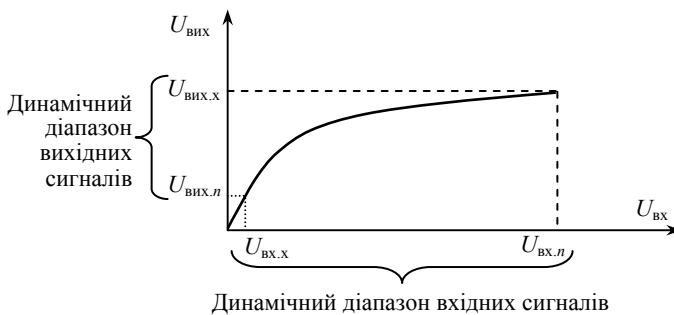


Рис. 12.19. Логарифмічна амплітудна характеристика

Як видно, коефіцієнт підсилення ППЧ з ЛАХ залежить від величини вхідного сигналу $K = f(U_{\text{вх}})$, причому для слабких сигналів $0 \leq U_{\text{вх}} < U_{\text{вх.н}}$ амплітудна характеристика є лінійною, а якщо $U_{\text{вх}} > U_{\text{вх.н}}$ вона стає логарифмічною.

Великий ДД за допомогою ППЧ з ЛАХ можна отримати лише в багатокаскадних підсилювачах. Відомі дві групи методів реалізації ЛАХ у ППЧ: 1) методи зміни коефіцієнтів передавання каскадів; 2) методи складання вихідних ефектів каскадів. Є багато можливостей, які можуть відрізнятися паралельним або послідовним увімкненням каскадів, застосуванням ідентичних або різних каскадів, складанням ефектів до або після детектування і т. ін. Найбільш поширеними є метод послідовного детектування з лінійним складанням напруги з виходів підсилювальних каскадів (належить до другої групи) і метод шунтування навантаження нелінійними елементами (належить до першої групи).

Приклад ППЧ з ЛАХ за методом послідовного детектування показано на рис. 12.20. Такий ППЧ використовується у ЛВ (розділ 7.11).

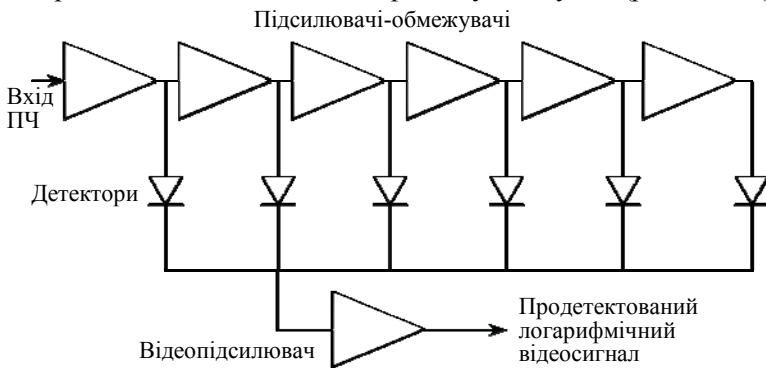


Рис. 12.20. Логарифмічний ППЧ

Нехай масштабний коефіцієнт для цього логарифмічного ППЧ є 0,1 ВдБ, рівень шуму ППЧ дорівнює -90 дБмВт¹, а динамічний діапазон становить 80 дБ. Коли немає сигналу на вході, на виході буде 1 В. Вихідний сигнал збільшиться до 9 В при подачі максимального вхідного сигналу, який дорівнює -10 дБмВт.

¹ Децибел відносно мілівата: $1 \text{ дБмВт} = 10 \lg(P/1\text{мВт})$, де P є вимірювана потужність.

Недоліком методу шунтування навантаження є те, що зі зміною опору шунтувального елемента змінюється добротність контуру і, отже, смуга пропускання і АЧХ підсилювача; тобто смуга пропускання Δf сильно залежить від величини сигналу на вході.

Від цього недоліку майже позбавлений метод послідовного детектування, що є його перевагою. Другою важливою перевагою методу послідовного детектування з підсумовуванням сигналу є можливість здобуття більшого ДД за рівних умов. Але відповідно методу послідовного детектування на виході кожного з каскадів ППЧ втрачається інформація про фазу сигналу саме через детектування. Отже, неможливо застосувати методи оброблення, пов'язані з фазовою інформацією, наприклад, для виділення доплерівських даних про швидкості турбулентних пульсацій.

Цікаво, що історично першим був простіший метод шунтування навантаження. Потім багато років ширше вживався метод послідовного детектування, а втрата інформації про фазу була неістотною, бо на практиці застосовувалися лише амплітудні методи оброблення сигналів. Натепер, коли важливою є реалізація доплерівських методів, зокрема для локалізації зон НМЯ, метод шунтування навантаження стає знову перспективним завдяки тому, що він не руйнує інформацію, що міститься у високочастотному сигналі. Його недолік (залежність Δf від $U_{вх}$) можна здолати, розділивши функції вибіркості і підсилення, включаючи формування ЛАХ. Так, забезпечення селективних властивостей цілком можливе за допомогою фільтрів зосередженої селекції на сучасній елементній базі (поверхнево-акустичні хвилі) для забезпечення необхідної АЧХ у лінійній частині ППЧ, а ЛАХ формувати в широкосмугових аперіодичних каскадах.

Таким чином, розглядаючи техніку побудови ППЧ з ЛАХ, простежується повний цикл її розвитку з поверненням до історично першого методу, але на основі нової технології, в нових умовах і з новою якістю. Якщо прогнозувати далі, то виявляється, що базовий метод складання вихідних ефектів дозволяє зробити наступний крок: перейти від складання відеоімпульсів до когерентного складання сигналів на проміжній частоті. У цьому випадку спосіб «складання» дозволяє зберегти як інформацію про фазу, так і свої основні переваги перед методом шунтування навантаження.

Таким чином, досить виразним є і наступний виток спіралі розвитку техніки побудови ППЧ з ЛАХ: перехід знову до методу складання вихідних ефектів, але вже в когерентному, ефективнішому варіанті.

12.3.4. Автоматичне підстроювання частоти

Пристрої АПЧ у радіолокаторах поділяють на два типи: 1) пристрої, що підтримують постійність різниці частот передавача і гетеродина (різницева АПЧ); 2) пристрої, що підтримують постійну частоту гетеродина. Автоматичне підстроювання частоти другого типу використовується в приймачах, призначених для приймання сигналів від радіомаяків. У МНРЛС зазвичай застосовується різницева система АПЧ.

Різницева АПЧ, у свою чергу, може бути: одноканальною або двоканальною. На структурній схемі приймального каналу (див. рис. 12.12) показано двоканальну АПЧ (з окремим змішувачем).

Одноканальна різницева АПЧ навіть простіша. Вона складається з детектора АПЧ (дискримінатора частоти), який приєднується до одного з каскадів ППЧ і регулятора частоти, який керує частотою гетеродина (рис. 12.21).

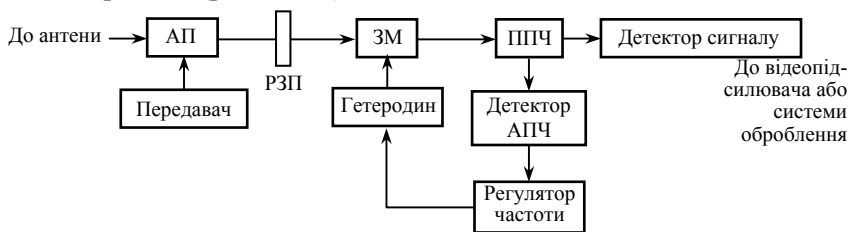


Рис. 12.21. Одноканальна різницева АПЧ:
РЗП — розряджувач захисту приймача; ЗМ — змішувач

В одноканальній АПЧ використовується потужність зондувального імпульсу, що просочується через АП і розряджувач захисту приймача від передатчика в змішувач. Одноканальна АПЧ має ряд недоліків, пов'язаних з тим, що параметри імпульсів, що просочуються через АП, можуть бути нестабільними як за потужністю, так і за спектральним складом. Існує пік потужності за рахунок інерційності розрядника. Це може призвести до помилки настроювання. Вдосконалення параметрів АП відмова від використання роз-

рядників і вживання спеціальних схемних вирішень дозволяє також успішно використовувати одноканальні АПЧ (зазвичай у дешевих РЛС). Одноканальна АПЧ застосована наприклад, у РЛС DRD-1400 (фірма *Bendix*).

У більшості випадків використовують двоканальну АПЧ. У двоканальній АПЧ потужність передатчика подається на окремий змішувач АПЧ через подільника потужності (без розрядника). Це зазвичай дозволяє підібрати необхідну потужність і форму імпульсу.

Для нормальної роботи АПЧ на його вхід необхідно подавати малу частину потужності зондувальних імпульсів ($\approx 1,5$ мВт). Тому подільник потужності, яким є граничний атенуатор, повинен забезпечувати ослаблення порядку $10 \lg(P_{\text{прд}}/1,5 \cdot 10^{-3})$, дБ.

Граничний атенуатор будується як відрізок граничного хвилеводу, тобто хвилеводу, розміри якого такі, що критична довжина хвилі менша від довжини звмілі передавача 5...10 разів (рис. 12.22).

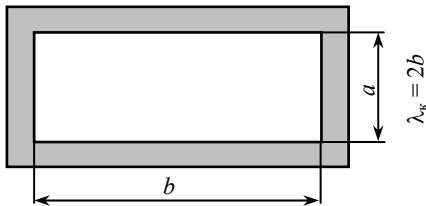


Рис. 12.22. Критична довжина хвилі для хвилеводу

Ераховуючи, що довжина хвилі у хвилеводі

$$\lambda_B = \lambda / \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_k)^2},$$

якщо $\lambda > \lambda_k$, величина λ_B стає уявною, а це означає, що хвиля по хвилеводу не поширюється. Загасання залежить від довжини граничного хвилеводу.

Як детектор АПЧ зазвичай використовують резонансні частотні дискримінатори. Він створює регульовальну напругу (сигнал похибки) у разі відхилення різницевої частоти від номінального значення, тобто від $f_{\text{пр}}$. Величина U містить інформацію про розлад, а її знак — про напрям відходу частоти.

Залежно від типу регулятора частоти пристрої АПЧ поділяють на слідкувальні та пошукові. Слідкувальні АПЧ відрізняються такими особливостями:

1) якщо швидкість відходу частоти передавача або гетеродина буде меншою від швидкості спрацьовування пристрою АПЧ, то АПЧ забезпечує підстроювання в широких межах смуги утримання;

2) якщо ж швидкість відходу частоти буде більшою від швидкості спрацьовування пристрою АПЧ, то вона забезпечуватиме під-

строювання лише в порівняно вузьких межах зони захоплення. У разі великого відхилення частоти (швидкого) приймання буде порушене і відновиться лише після повернення частоти в межах зони захоплення або після ручного підстроювання частоти.

Для пошукових АПЧ швидке і значне відхилення частоти не є небезпечним. Схема автоматично періодично змінюватиме частоту гетеродина в широких межах, доки не налаштує систему.

У деяких РЛС використовується автоматичне захоплення частоти. Наприклад, здійснюється зарядження від постійного джерела (наприклад, конденсатора) і повільне розрядження, під час якого керувальна напруга керує гетеродином і частота гетеродина змінюється в широких межах до моменту настання захоплення. Така система стежить за автоматичним захопленням.

Для правильного і стійкого функціонування АПЧ важливо, щоб імпульс опорної частоти від передавача був стабільний за параметрами. Цей імпульс не є строго прямокутним, що впливає не тільки на функціонування одноканальної АПЧ, але й двоканальної системи. Для усунення впливу цього фактора на якість роботи АПЧ використовують стробування сигналу.

Строб має тривалість меншу за тривалість зондувального імпульсу і затримується відносно нього на певну величину. Таке стробування відкриває схему АПЧ лише на час дії плоскої частини обвідної зондувального імпульсу. Під час дії фронту і зрізу зондувальних імпульсів, які характеризуються наявністю частотної модуляції, схема АПЧ виявляється закритою. Це підвищує стійкість і точність роботи системи АПЧ.

12.4. Пристрої оброблення сигналів

12.4.1. Основні завдання і методи оброблення сигналів

Оброблення сигналів бортових РЛС полягає у добуванні корисної інформації, коригуванні, інтерпретації, розпізнаванні та перетворенні сигналів у форму, зручну для подання користувачу інформації або для подальшого оброблення. Наприклад, типовими завданнями оброблення сигналів, що формуються на виході приймача, є підсилення, усереднення, аналіз амплітуд для вилучення інформації про радіолокаційну відбиваність, спектральний аналіз для

отримання даних про доплерівський спектр, коригування сигналів за дальністю (ЧАРП) та для компенсації ослаблення сигналів у метеорологічних утвореннях тощо.

Із технічного погляду типовими операціями оброблення сигналів є лінійна фільтрація — селекція сигналу у частотній області, інтегрування, диференціювання, синтез фільтрів, узгоджених з певними сигналами, частотне розділення каналів, спектральний аналіз у різних ортогональних базисах, адаптивна фільтрація, компресія зображень тощо. Для вилучення необхідної інформації досить часто застосовуються методи нелінійного оброблення — обчислення кореляцій, медіанну фільтрацію, різні типи детектування тощо.

Для оброблення сигналів у РЛС використовують як аналогові, так і цифрові пристрої.

Аналоговим є будь-яке оброблення, що виконується над аналоговими сигналами аналоговими засобами. Математичні алгоритми оброблення за допомогою аналогових електронних пристроїв оперують із сигналами, у яких числові значення подаються неперервними фізичними величинами, тобто електричним струмом, напругою або електричним зарядом.

Невелика похибка або шум у вхідному сигналі буде наявною також у результуючій похибці обробленого сигналу. Першим активними приладами для оброблення аналогових сигналів були електронні лампи, потім транзистори, а сьогодні основним елементом аналогового оброблення є операційний підсилювач (ОП). Аналогова оброблення сигналів будь-якої складності може здійснюватися фільтрами, складеними з трьох основних компонентів: ОП (транзистор), резистор і конденсатор.

Із поширенням цифрової техніки аналогові фільтри витісняються цифровими, але для деяких застосувань користуватися цифровими фільтрами недоцільно. Це зумовлено вищою швидкістю роботи аналогових фільтрів через обмеженість обчислювальних ресурсів мікроконтролерів або інших апаратних засобів, на яких будуються цифрові фільтри, а також з наявністю шумів квантування у цифрових пристроях, яких немає в аналогових. Крім того, ДД (відношення амплітуд максимального і мінімального сигналів) для аналогових фільтрів зазвичай набагато більший (у цифрових пристроях ДД обмежується розрядністю аналогово-цифрового перетворювача (АЦП)).

Частотний діапазон цифрових фільтрів обмежується частотою Найквіста, тоді як для аналогових пристроїв такого обмеження немає. Цифрові фільтри зазвичай дешевші від аналогових, оскільки вони не потребують складної елементної бази (котушки індуктивності, конденсатори, резистори, ОП), хоча потрібні АЦП та іноді цифро-аналогові перетворювачі. На відміну від аналогових фільтрів, елементи яких можуть мати дрейф характеристик залежно від температури та інших чинників, що призводить до зміни коефіцієнтів передатної функції, цифрові фільтри мають незмінні у часі характеристики і є стійкими до зовнішніх збурювальних сигналів.

12.4.2. Аналогові пристрої

Відеопідсилювачі. Підсилювачі проміжної частоти з ЛАХ погіршують контрастність зображення радіолокації під час огляду земної поверхні, нівелюючи відмінність між слабкими і сильними сигналами. Водночас під час огляду земної поверхні необхідно виділяти характерні орієнтири, що відрізняються інтенсивністю відбитого сигналу від загального фону. При цьому проміжні за яскравістю засвічення від невеликих неоднородностей рельєфу не містять корисної (сислової) навігаційної інформації, а лише «збруднюють» зображення. Для підвищення розбірливості умовного не кольорового зображення земної поверхні можна використовувати спеціальну амплітудну характеристику, що забезпечує тритонову індикацію. За тритонкової індикації яскравість екрана індикатора поділяють на три рівні:

- 1) рівень слабого світіння екрану (від водоймищ);
- 2) рівень середнього світіння (від рівнинних поверхонь);
- 3) рівень сильного світіння (від будов, міст, рік тощо).

Це не три дискретні фіксовані рівні, а три діапазони яскравості. Причому проміжні рівні яскравості між цими діапазонами пригнічуються. Можливі різні реалізації такого методу, наприклад, у двоканалному (рис. 12.23) підсилювачі з каналами «фон» і «виділення».

Канал фону (канал низького рівня) має постійний коефіцієнт підсилення $K_{\text{під}}$ і регульований рівень обмеження сигналів. Значення $K_{\text{під}}$ велике, тому майже всі відеосигнали, що надходять на вхід каскаду, досягають на виході порога обмеження. Канал виділення (канал високого рівня) характеризується постійним високим рівнем обмеження.

Але коефіцієнт підсилення в цьому каналі регульований.

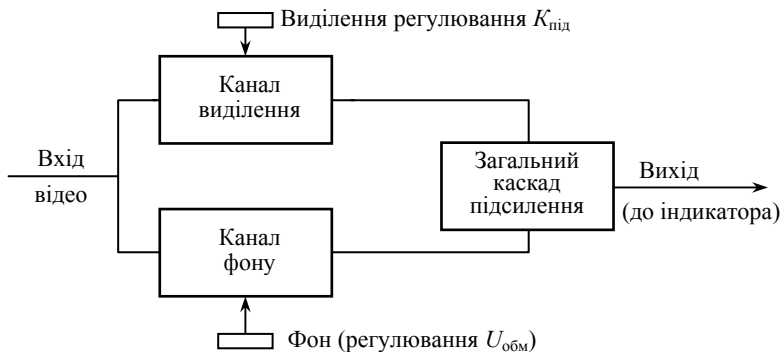


Рис. 12.23. Схема тритонового відеопідсилювача

У каналі фону за рахунок підсилення слабких сигналів збільшується контрастність між сушею і водою, а внаслідок низького рівня обмеження «зрізуються» всі сигнали, що перевищують поріг. У каналі виділення найслабкіші сигнали майже не проходять через низький коефіцієнт підсилення, але для сигналів, що перевищують поріг чутливості, зберігаються всі особливості співвідношення між слабкими і сильними сигналами, тобто зберігаються всі деталі зображення.

За правильного регулювання тритонового підсилювача зображення виходить чітким і контрастним. Недолік такого підсилювача полягає у необхідності підстроювання двома ручками, що не зручно для пілота. У РЛС «Гроза» рівень обмеження в каналі фону оперативно не регулюється, а регулюється лише рівень відпирання в каналі виділення (ручка «Контраст»).

У МНРЛС для забезпечення режиму огляду метеорологічної ситуації зазвичай використовується лінійна характеристика. Тобто обмеження настає лише за дуже великих сигналів (за межами динамічного діапазону). Крім того, у МНРЛС зазвичай є режим виділення небезпечних метеоб'єктів. У РЛС «Гроза» це режим «Контур», у якому відеопідсилювач має лінійну характеристику до певного рівня вхідного сигналу U_0 . Якщо $U_{вх} = U_0$ вихідна напруга різко спадає до нуля. Бажано, щоб рівень U_0 був каліброваним і регульованим. Тоді можна оцінювати відбиваність метеорологічного об'єкта для оцінювання його небезпечності.

Для ефективного функціонування системи ЧАРП режим контуру являє собою найпростішу реалізацію методу локалізації ЗНТ за РВ (підрозд. 3.4 і 3.8.1). Якщо РВ метеооб'єктів велика, зображення хмари на екрані буде «провал», а в сучасних кольорових індикаторах використовують багатоконтурну індикацію зазвичай з двома пороговими рівнями U_0 та U_1 .

Були також запропоновані та реалізовані інші методи індикації небезпеки метеооб'єктів шляхом оброблення сигналів у відеоканалі, зокрема метод індикації небезпечних напрямів запроваджений в РЛС «Гроза М». Відеопідсилювач, що реалізовує такий метод, має назву ВУФСОН [133]. У результаті подачі його сигналів на індикатор у точці розташування літака на екрані вказуються небезпечні напрями польоту за азимутом.

Системи коригування сигналу за дальністю. У МНРЛС часто використовується ЧАРП, яке будується за принципом зниження чутливості приймальних трактів у ближній зоні приймання, тобто чутливість зменшується згідно із законом ЧАРП від максимальної дальності дії регулювання до мінімальної 0...2,5 км (див. рис. 2.1 і 5.1). Часове автоматичне регулювання підсилення забезпечує коригування сигналів залежно від відстані в режимах з голчастою ДН.

Схема ЧАРП формує імпульс, який відразу після випромінювання зондувального сигналу запирає попередній підсилювач проміжної частоти, а потім поступово відпирає його до максимального підсилення. Відстань, що відповідає тривалості імпульсу ЧАРП $\tau_{\text{ЧАРП}}$, називають дистанцією ЧАРП. Наприклад, $\tau_{\text{ЧАРП}} = 250$ мкс.

Згідно з рекомендаціями ARINC [67] максимальна дальність дії ЧАРП має бути не меншою за 0,25 від максимальної дальності виявлення метеоутворення, визначеної за показником потенціалу і не меншою від 130 км.

Кращі зразки МНРЛС відповідають цій вимозі. При цьому максимальна дальність ЧАРП, як правило, відповідає максимальній дальності виявлення слабких опадів. Такий підхід зумовлений тим, що слабкі опади визначають зовнішні межі метеоутворення, що відображуються на індикаторах і не мають бути придушені дією стандартної ЧАРП.

Збільшення дальності визначення небезпечних зон в метеоутвореннях, можна досягнути збільшенням зони дії ЧАРП.

Недоліки ЧАРП, зумовлені зниженням чутливості. Знижуючи чутливість приймальних трактів від максимальної дальності виявлення слабких (0,76 мм/год) опадів до мінімальної, схема ЧАРП придушує сигнал на 40 дБ і більше. При цьому втрачаються слабкі відбиті сигнали в зоні дії ЧАРП і відповідні їм зовнішні межі хмар з малою відбиваністю. Не виявляються також сигнали, відбиті від слабких хмар, які можуть бути небезпечними, коли в них спостерігаються інтенсивні вертикальні повітряні потоки.

Виявлення ПС, що перебувають у зоні огляду МНРЛС також пов'язане із забезпеченням безпеки польотів. Максимальна дальність виявлення ПС становить 30...50 км. Прості розрахунки показують, що сигнали, відбиті від ПС, в більшості випадків придушуються системою ЧАРП і не виявляються.

При картографуванні земної поверхні також застосовується ЧАРП, але за іншим законом і діапазоном регулювання. Якщо ЧАРП працює на придушення сигналу (зменшення чутливості приймального тракту) у ближній зоні приймання, це призводить до втрати вже наявної у відбитому сигналі інформації про малоконтрастні навігаційні орієнтири, розташовані на земній або водній поверхні. Тому бажано, щоб система ЧАРП коригувала сигнал, а не придушувала його. Зазначених недоліків можна уникнути, застосовуючи цифрові методи коригування.

12.4.3. Цифрові пристрої

Цифрові технології широко застосовують на різних етапах формування і особливо на стадії оброблення сигналів. Сучасні радіолокаційні пристрої оброблення будуються з використанням швидкодійних програмованих сигнальних процесорів, мікроконтролерів, програмованих логічних матриць, оптоелектронних процесорів, нейрокомп'ютерних технологій. Розглянуті у розділі 3 алгоритми отримання інформації про НМЯ, включаючи розпізнавання об'єктів найбільш ефективно реалізуються саме цифровим обробленням.

Приклади пристроїв цифрового оброблення і коригування сигналів МНРЛС, розглянуті нижче, розроблені у НДР «Буран».

Визначення зовнішніх границь метеоутворень забезпечується методом регулювання коефіцієнта передавання приймального тракту за величиною та в часі за таким законом:

$$K = \begin{cases} K_{\max}, & \text{якщо } XK_{\max} \leq Y_0, & (Y \leq Y_0); \\ K(t), & \text{якщо } XK(t) > Y_0, & (Y > Y_0); \\ Y_0/X, & \text{якщо } XK(t) \leq Y_0 < XK_{\max}, & (Y = Y_0), \end{cases} \quad (12.3)$$

де K — коефіцієнт передавання приймального тракту; $K(t)$ — коефіцієнт передавання, визначений законом ЧАРП; K_{\max} — максимальний коефіцієнт передавання; X — амплітуда вхідного сигналу; Y — амплітуда вихідного сигналу; Y_0 — заданий рівень вихідного сигналу.

Заданий рівень вихідного сигналу Y_0 вибирається в інтервалі сигналів, який відповідає, наприклад, інтервалу інтенсивності опадів 1...3,8 мм/год. Нижній поріг виявлення сигналів Π_1 установлюють вище від рівня власних шумів приймача МНРЛС, якщо $K = K_{\max}$. При цьому $Y_0 > \Pi_1$. Прийняті слабкі сигнали, які перевищують поріг Π_1 ($Y = XK_{\max} \geq \Pi_1$), зображуються зеленим кольором і не втрачаються. Якщо значення вихідного сигналу Y починає перевищувати заданий рівень Y_0 ($XK_{\max} > Y_0$), коефіцієнт передавання зменшується в межах $K(t) \leq K < K_{\max}$ до значення, за якого вихідний сигнал стане дорівнювати Y_0 ($K = Y_0/X$).

Якщо зі зменшення K до величини $K(t)$ значення вихідного сигналу $Y > Y_0$, коефіцієнт передавання визначається законом ЧАРП — $K = K(t)$. Якщо за величини $K(t)$ вихідний сигнал Y перевищує поріг з виявлення помірних опадів Π_2 ($Y \geq \Pi_2$), вони зображуються жовтим кольором, якщо ж перевищують поріг з виявлення сильних опадів Π_3 ($Y \geq \Pi_3$) — зображуються червоним кольором.

Функціональна схема відповідного пристрою регулювання включає АЦП після детектора, з якого сигнали у цифровій формі подаються на каскад регулювання, що здійснює алгоритм (12.3) у відповідності із заданими законом ЧАРП і рівнем Y_0 .

Для збільшення дальності однозначного вимірювання інтенсивності опадів (визначення небезпечних зон) коригується вихідний сигнал приймального тракту з логарифмічною амплітудою характеристикою згідно з алгоритмом

$$U_{\text{вих}} = \begin{cases} U_{\text{вх}} + U_{\text{кор}}(t), & \text{якщо } U_{\text{вх}} \geq U_0; \\ U_{\text{вх}}, & \text{якщо } U_{\text{вх}} < U_0, \end{cases} \quad (12.4)$$

де $U_{\text{вих}}$ — відкоригований сигнал; $U_{\text{вх}}$ — вихідний сигнал; $U_{\text{кор}}(t)$ — сигнал коригування, що визначається законом ЧАРП; U_0 — заданий рівень.

Для практичної реалізації заданий рівень U_0 вибирається вище за рівень власних шумів приймального тракту МНРЛС так, щоб шуми не коригувалися і не «засмічували» екран індикатора.

Пристрій, зображений на рис.12.24, є приймальним трактом, що складається з двох каналів підсилення сигналів каналу ПЧ з ЛАХ і каналу з ЛАХ. На вхід логарифмічного ППЧ подаються сигнали, кориговані каскадом ЧАРП. При цьому слабкі сигнали у зоні дії ЧАРП придушуються і втрачаються. Щоб уникнути таких втрат, слабкі сигнали оминають ЧАРП і підсилюються лінійним ППЧ.

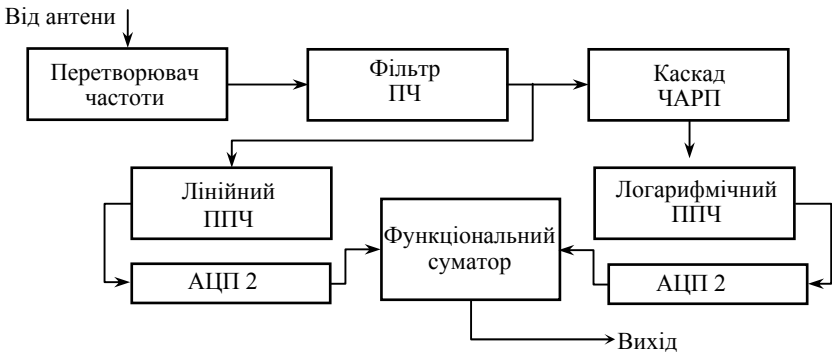


Рис. 12.24. Пристрій регулювання з двома ППЧ

Коефіцієнти передачі підсилювачів різні і вибираються так, щоб АЦП2 працював на початковій ділянці характеристики логарифмічного ППЧ, а АЦП1 — на всьому динамічному діапазоні логарифмічного ППЧ. Значення одного розряду АЦП1, зведена до вхідного сигналу, значно більше ніж одного розряду АЦП2 (за однакової розрядності обох АЦП). У функціональному суматорі формується вихідний сигнал, що визначає наскрізний коефіцієнт передачі приймального тракту згідно з рівнянням (12.3).

Якщо як суматор використовувати постійні запам'ятовувальні пристрої, то є можливість гнучкого (програмованого за допомогою зовнішніх сигналів) керування формою наскрізної амплітудної характеристики приймального тракту і його коефіцієнтом передачі залежно від специфіки режиму роботи МНРЛС (наприклад, режими виявлення метеоутворень або огляду поверхні).

Інша схема пристрою коригування сигналів МНРЛС передбачає регулювання коефіцієнта передачі за відеосигналом.

На вході приймального тракту немає каскаду ЧАРП на відміну від схеми, показаній на рис. 12.23, що унеможливує втрати слабких сигналів, а каскад регулювання забезпечує зміну коефіцієнта передачі за заданим законом ЧАРП відповідно до рівняння (12.3) у цифровій формі.

У разі потреби (зазвичай для МНРЛС з максимальною дальністю виявлення небезпечних зон в метеоутвореннях понад 200 км) закони регулювання (12.3) і (12.4) можуть бути об'єднані з відповідним об'єднанням функціональних схем, як зроблено у РЛК «Буран» [135] і «МНРЛС 85» [136].

Компенсація ослаблення радіохвиль в опадах. Вплив ослаблення на функціонування РЛС і принцип відповідного коригування розглядалися у підрозд. 3.4.6. Аналогові пристрої компенсації ослаблення радіохвиль у метеоутвореннях ґрунтуються на зміні коефіцієнта підсилення приймального тракту радіолокатора або введенні ослаблення у приймальний тракт пропорційно сумарному сигналу, утвореному ЧАРП і сигналом компенсації ослаблення. Використовуючи принцип регулювання, аналогічний ЧАРП, вони зберігають недоліки ЧАРП (див. підрозд. 12.4.2), а також мають недостатню лінійність і стабільність регулювальних характеристик, що призводить до ускладнення схем і похибок, що трапляються під час визначення та урахуванні ослаблення. Цифрові пристрої дозволяють запобігти зазначеним недолікам. У схемі на рис. 12.25 сигнал з каскаду регулювання надходить на обчислювач, який визначає ослаблення M_i для кожного (i -го) елемента дальності.

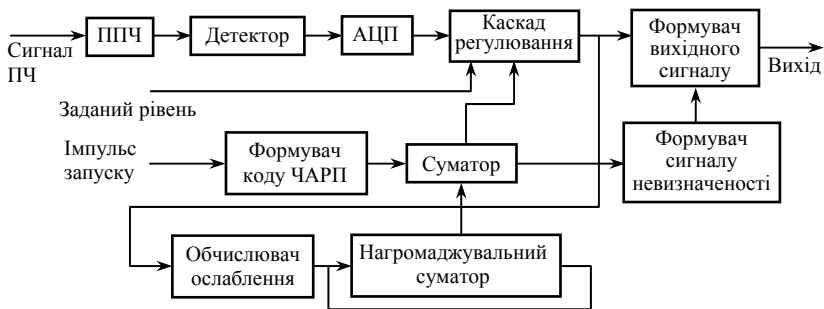


Рис. 12.25. Пристрій компенсації ослаблення радіохвиль в опадах

У нагромаджувальному суматорі ослаблення нагромаджується за інтервалом дальності R , який визначається масштабом огляду

РЛС $M(R) = \sum_{i=1}^n M_i$ (для кожного періоду повторення). Суматор

формує сигнал регулювання, який визначається спільно законом ЧАРП і ослабленням

$$F(R) = f_{\text{ЧАРП}}(R) + M(R),$$

де $f_{\text{ЧАРП}}(R)$ — сигнал ЧАРП на дальності R , дБ.

Каскад регулювання формує сигнал відповідно з правилом (12.3), відкоригований відповідно до вимог до МНРЛС. Формувач невизначеності сигналу оцінює сигнал регулювання по всій дальності приймання і формує вихідний сигнал, починаючи з дальності R_2 , для якого виконується умова:

$$|F(R_2) - F(R_1)| = P_{\text{ГР}}(R_1) - P_{\text{ГР}}(R_{\text{max}}),$$

де $F(R_1)$ — значення $F(R)$ у початковій точці ЧАРП; $F(R_2)$ — значення $F(R)$ у початковій точці «невизначеності» сигналу; $P_{\text{ГР}}(R_1)$ і $P_{\text{ГР}}(R_{\text{max}})$ — значення потужностей сигналів, розраховані для інтенсивності опадів 12,7 мм/год, у неослабленій атмосфері при R_1 і R_{max} .

Формувач вихідного сигналу формує кодові сигнали, що подаються на відображення інформації. Зони невизначеності через ослаблення мають зображатися на екрані індикатора спеціальним чином (підрозд. 12.5.3).

Необхідно зазначити, що цифрове оброблення у сучасних бортових РЛС застосовується набагато ширше, ніж розглянуто у наведених прикладах. Достатньо звернутися до структури цифрових МНРЛС з цифровим керуванням (підрозд. 5.2).

Сучасні та перспективні алгоритми оброблення сигналів, виявлення зони небезпечної турбулентності (ЗНТ) та інших НМЯ (підрозд. 3.8), а також розпізнавання типу гідрометеорів, реалізуються цифровими технологіями. При цьому дедалі більшу роль відіграють програмні засоби.

Схему бортової РЛС з програмною реалізацією алгоритмів цифрового оброблення і керування показано на рис. 12.26.

Розвивається навіть концепція «Software Radar» — РЛС, яка полягає у виконанні перетворення високочастотних сигналів у циф-

рову форму так близько від антени, як дозволяють сучасні технології з реалізацією більшої частини оброблення за допомогою програмного забезпечення. Результатом такого підходу буде створення надзвичайно гнучкої системи, яка може бути легко перепрограмована для реалізації різноманітних алгоритмів і завдань.

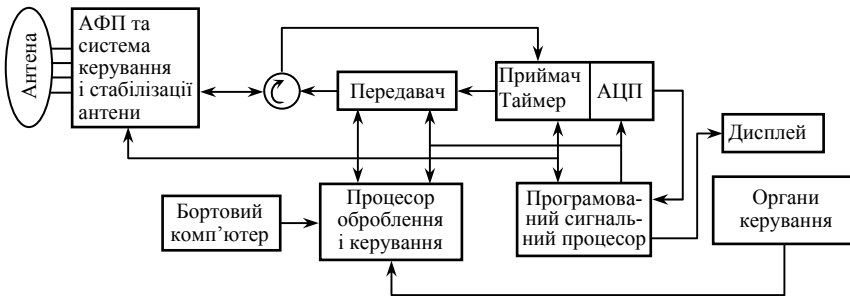


Рис. 12.26. Цифрова РЛС з програмними засобами оброблення:
АФП — антенно-фідерний пристрій

12.5. Відображення інформації

На виході системи оброблення сигналів РЛС формується корисна інформація у вигляді електричних сигналів. Для візуалізації цієї інформації та надання її користувачу (екіпажу ПС) електричні сигнали необхідно перетворити в оптичні та подати у вигляді зручної інформаційної моделі. Саме ці операції виконуються бортовими електронними дисплеями. Основною інформаційною моделлю подання радіолокаційної інформації на борту ПС є ІКО, найчастіше у секторному режимі, що формує зображення у полярній системі координат, оскільки це дозволяє найпростіше інтерпретувати зображення, яке відповідає необхідній зоні огляду.

Бортові РЛС різного призначення використовують різні модифікації цієї інформаційної моделі (їх розглянуто у відповідних розділах). У цьому розділі наведено основні технічні особливості дисплеїв різних типів.

12.5.1. Класифікація кінцевих пристроїв

Основним засобом подання інформації екіпажу є візуальна індикація. На сучасних ПС основним засобом індикації стали електронні індикатори, і не лише для радіолокаційної інформації, хоча

ще у 70-ті і навіть 80-ті роки XX ст. індикатор бортової РЛС був чи не єдиним електронним індикатором на борту ПС.

Сучасні системи відображення інформації можуть розроблятися на різних електронних приладах індикації, які доцільно розділити на активні та пасивні. До активних належать ЕПТ, плазмові індикаторні панелі, електролюмінісцентні дисплеї, вакуумні флуоресцентні дисплеї, світловипромінювальні діоди.

Пасивними приладами є рідкокристалічні індикатори, електрохімічні індикатори, електрофоретичні індикатори тощо. На практиці в МНРЛС використовуються індикатори на звичайних ЕПТ, з нагромаджувальними ЕПТ прямого бачення, на ЕПТ телевізійного типу, а також РКД. Розроблені та використовуються яскравісні та багатоколірні індикатори.

Однією з найскладніших технічних проблем, що виникають під час створення бортового індикатора є досягнення достатньої яскравості зображення за дуже великого діапазону змін інтенсивності світлового фону. Це зумовлено тим, що освітленість кабіни літака змінюється дуже сильно: від слабкого штучного освітлення під час нічному польоту до безпосереднього засвічення екрана індикатора сонячним світлом під час денного польоту на великій висоті. Ця проблема притаманна всім типам індикаторів.

12.5.2. Індикатори на електронно-променевої трубіці з післясвітінням та з нагромаджувальними трубками

Індикатор на звичайній ЕПТ. У найпростіших МНРЛС використовується індикатор кругової або секторної оглядовості на звичайній високовольтній ЕПТ з люмінофором, що має тривале післясвітіння. Тривале післясвітіння забезпечує зливу індикацію радіолокаційного зображення протягом усього періоду сканування антени. Зображення на люмінофорному екрані відтворюється зі швидкістю, що відповідає швидкості сканування антени за азимутом.

Для забезпечення відображення радіолокаційної обстановки у полярних координатах у темпі сканування зони огляду використовуються схеми формування радіально-кругової (секторної) розгортки зазвичай з використанням обертових трансформаторів, або сельсинів у трансформаторному режимі [10]. Роторна обмотка обертових трансформаторів обертається синхронно з антеною. Під час

робочого ходу розгортки у ній створюються імпульси лінійно наростального струму тривалістю, що відповідає обраному масштабу дальності радіолокатора. У статорних обмотках обертового трансформатора, які розташовані перпендикулярно одна до одної, від ротора наводяться відповідні лінійно-наростальні імпульси струму, амплітуда яких змінюється пропорційно синусу і косинусу поточного азимутного кута, на який повернений ротор ВТ в певний момент часу. Послідовно зі статорами обмотками ввімкнені дві взаємно перпендикулярні котушки (система відхилення), розміщені на горловині ЕПТ. Магнітні поля цих котушок створюють у сукупності обертове магнітне поле, під дією якого на екрані ЕПТ створюється радіально-секторна розгортка.

Такий індикатор забезпечує досить високу роздільну здатність і достатній діапазон півтонів зображення. Проте яскравість зображення у разі безпосереднього денного освітлення виявляється явно недостатньою (доводиться використовувати тубус).

Індикатори цього типу є дуже поширені, (наприклад, «Гроза» і «Гроза М»).

Індикатор з нагромаджувальною трубкою прямого бачення.

Одним з ефективних розв'язань проблеми підвищення яскравості зображення є використання нагромаджувальної ЕПТ прямого бачення (*Direkt View Storage Tube — DVST*).

Таку трубку інакше називають запам'ятовувальною електронно-променевою трубкою (ЗЕПТ). У ній використовуються два прожектори: один для записування і один для відтворення (зчитування). Схематично конструкцію ЗЕПТ показано на рис. 12.27.

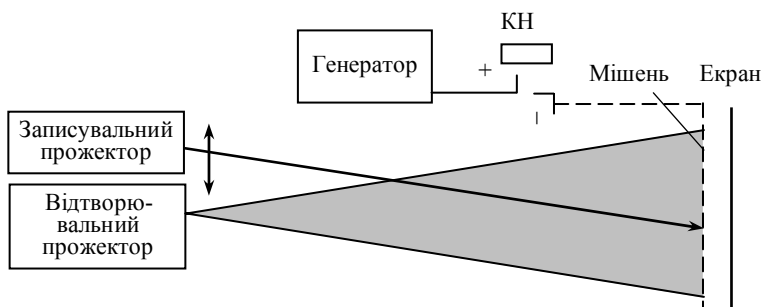


Рис. 12.27. Принцип нагромаджувальної ЕПТ прямого бачення

Колімований, тобто паралельний пучок електронів (вузький промінь) є записувальним променем. Він бомбардує поверхню мішені у вигляді діелектричної сітки. Мішень розташована паралельно екрану в декількох міліметрах від нього.

У результаті на ділянках мішені, з яких під дією записувального променя, модульованого сигналом, вибиваються вторинні електрони, утворюється потенційний рельєф (мозаїка позитивних зарядів).

Відтворювальний прожектор створює широкий однорідний пучок повільних електронів, які безперешкодно проходять крізь ті елементи мішені, де виконувалося записування. Під дією високовольтного прискорювального поля вони потрапляють на екран, формуючи зображення, що відповідає потенційному рельєфу мішені.

Інформація, записана на мішені, може зберігатися практично скільки завгодно. Щоб запобігти насиченню заряду на мішені, яке може виникнути при наступному скануванні записуючого променя, в запам'ятовувальній електронно-променевої трубці використовується стирання інформації з частотою, що відповідає до частоті сканування антени за азимутом.

Нагромаджувальні ЕПТ забезпечують достатню яскравість зображення у всьому діапазоні освітленості в кабіні літака. Проте вони мають і недоліки, зокрема вони порівняно дорогі, а також потребують великої кількості складних регулювань.

У типовій нагромаджувальній ЕПТ для установалення або заміни необхідно виконати 20 підстроювань, у тому числі декілька критичних. Для такої ЕПТ потрібно два високовольтні джерела живлення: один для записувального прожектора, а другий для відтворювального.

Можна відзначити також обмежений діапазон півтонів і декілька більший діаметр плями в нагромаджувальній трубці порівняно зі звичайною ЕПТ, тобто її роздільна здатність дещо нижча. Зазвичай вважають, що в разі спостереження метеоб'єктів останній недолік не є істотним.

Постійний рівень контрастності зображень у разі безперервного вимірювання його яскравості досягається в таких індикаторах за допомогою введення додаткового поляризаційного світлофільтра. Такі індикатори використовувалися, наприклад, в радіолокаторах «Градiєнт», «Гроза 86», AVQ-21.

12.5.3. Індикатори на трубках телевізійного типу

Індикатор на ЕПТ без післясвітіння з пам'яттю. У багатьох випадках вигіднішим є індикатор з високовольтною ЕПТ телевізійного (TV) типу, що має проміжні характеристики, порівняно з індикаторами на звичайній і нагромаджувальній ЕПТ. Такий індикатор дозволяє забезпечити його використання для подання не тільки радіолокаційних даних, але й інформації від інших датчиків або TV даних (у режимі MFD, описаному в підрозд. 12.5.5).

Достатня яскравість в індикаторі з пам'яттю досягається за допомогою растрового сканування зі швидкістю, набагато більшою за швидкість сканування променя антени, причому немає потреби використовувати люмінофор з тривалим післясвітінням. Замість цього необхідне проміжне запам'ятовування радіолокаційних даних (відеосигналів) у цифровій формі протягом періоду сканування за азимутом.

Таким чином, запис радіолокаційної інформації відбувається зі швидкістю звичайної радіолокаційної розгортки у темпі сканування променя антени. Швидкість зчитування в багато разів більша. Техніка індикації у бортових РЛС з використанням трубок TV типу у своєму розвитку пройшла декілька етапів.

У TV-індикаторах з пам'яттю, перші з яких появились у 80-х роках, замість звичайного люмінофорного екрана, на якому електронний прожектор формував зображення зі швидкістю, що відповідає швидкості сканування антени, використовувався екран, поверхня якого розділена приблизно на 60 000 елементів. Кожен з елементів може або залишатися темним або освітлюватися, наприклад, зеленим кольором, що має один з трьох рівнів яскравості залежно від інтенсивності сигналу, тобто інтенсивності опадів, якщо йдеться про МНРЛС. Інформація, що зберігається в блоці пам'яті, відтворюється на екрані ЕЛТ з частотою близько 50 Гц, достатньою для усунення мерехтінь зображення на екрані.

Індикатор формує стійке зображення, подібне телевізійному за яскравістю, але розгортка під час зчитування лишається радіально-секторною. Якість зображення за яскравістю та контрастом не поступається індикатору з нагромаджувальною ЕПТ. Але в типовому індикаторі з пам'яттю у разі зміни ЕЛТ потрібно провести лише шість некритичних регулювань і використати тільки одне високо-

вольтне джерело живлення. Вартість такого індикатора приблизно в 4 рази менша від вартості індикатора з нагромаджувальною трубою. Подібні індикатори використовувалися, наприклад, у МНРЛС RDR-1200 фірми Bendix, Primus-50 (RCA); KWX-60 (King), WXR-250 (Collins), а також «Контур».

Подання інформації у полярних координатах є дуже зручним і звичним для користувача, але для формування відповідного зображення за допомогою швидкої радіально-секторної розгортки яскравість зображення є нерівномірною по площі екрана через зближення радіальних ліній до центра, що є недоліком такого методу. Для TV-трубок більш прийнятною є розгортка TV-типу, тобто рядкова розгортка.

Тому досить швидко розробники бортових РЛС почали застосовувати цифрове перетворення радіолокаційної розгортки у телевізійну. Для цього знадобилося лише змінити не лише швидкість, а й порядок зчитування елементів пам'яті. Тобто запис лишається органічно радіолокаційним — на всіх елементах дальності для заданого азимуту і поступової зміни азимуту для покриття всієї зони огляду. Так формується один кадр. Зчитування ж інформації відбувається по рядках цього кадру, наприклад, знизу вгору. Швидкість зчитування відповідає телевізійним вимогам, тобто настільки високою, що око інтегрує подавані образи і не помічає зміни кадрів.

Звичайно, що наступний природний крок полягає у переході до використання кольорових індикаторів.

Багатоколірний індикатор. Натепер багатоколірні індикатори стали ключовим елементом МНРЛС. У звичайних чорно-білих індикаторах використовуються 3–4 градації яскравості. У багатоколірних індикаторах, які тепер експлуатуються, використовується велика палітра кольорів. Зазвичай зелений колір відповідає слабкому дощу, жовтий — дощу середньої інтенсивності і червоний — дощу з найбільшою інтенсивністю. При цьому забезпечується висока й однакова яскравість кожного кольору, тобто інформативно відображається колір, а не інтенсивність світіння.

За принципом дії багатоколірний індикатор не відрізняється від індикатора з телевізійною розгорткою і блоком пам'яті. Відмінність полягає лише в ЕЛТ, у якій використовуються три кольорові прожектори замість одного, та в ємності пам'яті, яка у декілька разів більша.

Велика ємність пам'яті дозволяє отримати вищу роздільну здатність і, отже, чіткіше зображення на екрані індикатора. У багатоколірних індикаторах можуть використовуватися всі відомі методи (режими), які застосовуються в чорно-білих індикаторах. Використання багатоколірних індикаторів на телевізійних трубках зумовлене значним ускладненням і подорожчанням пристроїв оброблення інформації. Так, у США вартість МРЛС з багатоколірним індикатором на 3,5–4,0 тис. дол. вища за станцію з монохроматичним індикатором, причому відносний приріст вартості виявляється для великих РЛС меншим, ніж для малих станцій.

Основні експлуатаційні вимоги до багатоколірних індикаторів:

1) висока роздільна здатність зображення в усьому діапазоні освітленості кабіни літака; 2) високі розрізняючість і контрастність зображення (вимоги до цих параметрів навіть жорсткіші, ніж для звичайних, не кольорових індикаторів); 3) великий динамічний діапазон; 4) висока надійність і зручність експлуатації.

Метеоінформація зазвичай відображується в зеленому, жовтому і червоному кольорах. Для роботи в режимі огляду земної поверхні зазвичай використовують синьо-зелений, жовтий і малиновий кольори. Природно, що використовується цифрове оброблення, і дані про дальність, азимут та відбивальні властивості метеоб'єктів, що знімаються з виходу приймача-передавача, а також сигнали керування запам'ятовуються в цифровому запам'ятовувачі.

Оскільки швидкість зчитування даних із запам'ятовувача в індикатор значно вища за швидкість записування (відношення приблизно 100:1), то запам'ятовувач доцільно розміщувати в самому індикаторі.

Відповідно до стандарту ARINS 708A в одиночному послідовному кодовому слові даних (підрозд. 5.2) передається 1600 біт інформації, включаючи 512 елементів дальності (кожна дальність — три розряди), крім того в кожному слові передається інформація про азимут, масштаб розгортки, режим роботи (максимальна дальність $R_{\max} = 600$ км і швидкість огляду $\Omega_a = 15$ хитань за хвилину). Тоді достатня швидкість передавання інформації є 400 біт/с. Для оброблення великого обсягу інформації в режимі виявлення метеотворень можуть застосовуватися 16-розрядні мікропроцесори.

Багатоколірні індикатори з цифровим блоком пам'яті нині використовуються в багатьох розробках, починаючи з Primus 400

(RCA) і МНРЛС-85, наприклад, «Буран А140», RDR-4A (Bendix), WXR-700 (Collins), KWR-56 (King), Primus-701 (Honeywell).

Технологія цифрової індикації (незалежно від колірності) відкриває багато можливостей для реалізації додаткових функцій та якостей. Наприклад, у МНРЛС, розроблених НДІ «Буран», реалізовано відтворення виявлених зустрічних літаків і зовнішніх меж метеоутворень доповнене режимом запам'ятовування («Пам'ять»). У цьому режимі зображення запам'ятовуються від хитання до хитання антени і накладаються один на одного.

Приклади типового кодування кольором рівня інтенсивності опадів, вимірюного за РВ метеоутворення, в тому числі за умови наявності невизначеності, наведено у табл. 12.2. При цьому завдяки відносному переміщенню літак–літак або літак–метеоутворення, створюється слід, що дозволяє визначити відносне переміщення.

Таблиця 12.2

Кольорове кодування сигналів

Інтенсивність опадів, мм/год	Невизначеність	Код вихідного сигналу	Колір відображення
Немає	–	000	Чорний
Менше 3,8	–	001	Зелений
3,8...12,6	–	010	Жовтий
Понад 12,6	–	011	Червоний
Немає	+	101	Блакитний
Менше 3,8	+	011	Червоний
3,8...12,6	+	011	Червоний
Понад 12,6	+	011	Червоний

Використання електронного маркера, також характерного для МНРЛС «Буран», дозволяє вимірювати координати зустрічних літаків і метеоутворень, напрям і швидкість їх переміщення.

12.5.4. Індикатори на рідких кристалах

Донедавна ЕПТ були єдиною елементною базою індикації, прийнятною для бортового застосування. Проте останнім часом ЕПТ крок за кроком поступаються першістю плоским РКІ.

Принцип дії РКІ ґрунтується на модуляції світла лампи підсвічування, який проходить крізь рідкокристалічну панель. Сама панель (рис. 12.28) не є джерелом світла. Така панель складається з шару рідкокристалічного матеріалу, розміщеного між двома скляними пластинами. До скляних пластин з обох боків прилягають поляризаційні фільтри, кути поляризації яких є взаємно перпендикулярними. Світло від джерела підсвічування поляризується, проходячи крізь перший фільтр. Далі воно проходить крізь рідкокристалічний шар і потрапляє на другий фільтр.

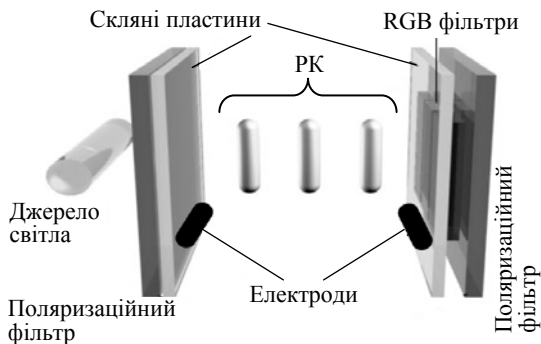


Рис. 12.28. Схема рідкокристалічної панелі

Спочатку розглянемо два граничні випадки:

1) рідкокристалічний матеріал не впливає на світло, що проходить крізь нього; тоді світло буде повністю поглинуте другим фільтром, бо кут поляризації світла є ортогональним відносно першого фільтра;

2) під дією рідкокристалічного матеріалу кут поляризації світла повернеться на 90° ; тоді світло безперешкодно пройде крізь другий фільтр, бо цього разу кути поляризації збігаються.

Зрозуміло, що проходження світла через рідкокристалічну панель залежить від орієнтації молекул рідкокристалічного матеріалу. Регулювання орієнтацією молекул здійснюється за допомогою електродів, які розміщені з обох боків матеріалу.

Колір світіння визначається RGB фільтром (червоний, зелений, синій) Матриця електродів, що нанесена на рідкокристалічну панель, розділяє рідкокристалічний матеріал на множину елементів, які складають матрицю пікселів. На кожний піксел необхідно пода-

ти керувальну напругу шляхом вибору відповідного стовпця і рядка матриці електродів. Така керована панель називається *рідкокристалічною панеллю на пасивних матрицях*.

Сучасні бортові РКІ зазвичай будуються не на пасивних, а на активних матрицях — *Active Matrix Liquid Crystal Display* (AMLCD). На поверхню панелі AMLCD наносять плівку, яка містить матрицю транзисторів. Кожний з транзисторів керує своїм пікселем зображення. Це забезпечує досить швидке ввімкнення та вимкнення відповідного пікселя й усуває взаємовплив сусідніх пікселів, що покращує яскравість і чіткість зображення, а також швидкість його зміни. Загальний принцип дії панелі AMLCD близький до пасивної панелі.

Світло від лампи через перший поляризаційний фільтр попадає у рідкокристалічний шар, керований транзистором. Далі він проходить крізь колірні фільтри. Кожний піксел матриці складається з трьох субпікселів різних кольорів — червоного, зеленого та синього. Транзистор створює електричне поле, яке задає просторову орієнтацію рідкокристалів.

Якщо транзистор закритий, він не створює електричного поля і молекули кристала перебувають у своєму природному стані, створюючи спіральну структуру.

Кут поляризації світлового потоку, який проходить крізь них, повертається на 90° його кут поляризації збігається з кутом поляризації другого фільтра і він безперешкодно виходить назовні, створюючи яскраву точку, колір якої задається колірним RGB фільтром. Із відкриттям транзистора створюється електричне поле і молекули рідкокристала, змінюючи просторову орієнтацію, розташовуються паралельно куту поляризації першого поляризаційного фільтра.

У такому разі рідкокристали не впливають на світловий потік, наслідком чого є поглинання світла другим поляризаційним фільтром і створення чорної точки у відповідному місці.

Сучасні рідкокристалічні дисплеї мають кути огляду принаймні $\pm 60^\circ$, яскравість — 700...900 кандел на квадратний метр, роздільну здатність приблизно 50–70 пікселів на сантиметр і здатні відтворювати 256 відтінків кольору. Їх широко застосовують у бортових індикаторах, включаючи багатофункціональні.

12.5.5. Багатофункціональні дисплеї

Раніше індикатор бортової РЛС був єдиним електронним індикатором на борту літака. Тепер електронні індикатори витісняють всі інші типи систем відображення інформації. Це відкрило можливість інтеграції різноманітних даних на єдиному екрані. Тенденція поєднання інформації від різних джерел давно і стабільно втілюється як на військових ЛА, так і на цивільних ПС.

Багатофункціональний дисплей — *Multi-Function Display* (MFD) є пристроєм відображення на багатоколірному екрані ЕПТ або рідкокристалічною індикатора графічної та телеметричної інформації, що видається бортовими системами і датчиками. Екран MFD може доповнюватися кнопками (розміщеними зокрема і по контуру цього екрана).

Інформації на MFD видається у формі, що полегшує екіпажу розв'язувати польотні та наземні завдання і керувати режимами роботи бортових систем. Такі дисплеї є частиною обладнання бортової авіоніки і встановлюються на всі літаки нового покоління.

Часто MFD використовується узгоджено з основним пілотажним дисплеєм — *Primary Flight Display*. Багатофункціональні дисплеї є невід'ємним атрибутом цифрової ери на сучасних літаках і вертольотах. Перевагою MFD порівняно з аналоговими індикаторами є те, що MFD займає набагато менше місця у кабіні. Вся інформація виводиться на електронні сторінки MFD, які можуть бути різними для різних літаків, розширяючи їхні можливості.

Сучасні системи MFD дозволяють надсилати пілоту на єдиному екрані інформацію про навігаційні характеристики по маршруту, рухому карту, метеорологічну обстановку за даними бортової МНРЛС, а також, GPWS, TCAS і багато інших даних.

12.6. Системи контролю і діагностики

12.6.1. Радіолокаційні системи як об'єкт технічної експлуатації

Функціональні можливості РЛС реалізуються в процесі використання за призначенням, яке зумовлено сукупністю параметрів експлуатаційно-технічних параметрів системи. Застосування, що здійснюється у часі та просторі, залежить від стану системи щодо

можливостей виконання своїх функцій. Для опису зміни стану системи в часі вводиться поняття життєвого циклу системи, що включає стадії: дослідження та проектування, виготовлення, експлуатація.

На перших двох стадіях розвиваються і створюються системи, на третій — цільове функціонування з деградацією, що поступово розвивається, і заходами, спрямованими на зменшення деградації. Кожну стадію життєвого циклу поділяють на етапи.

Експлуатація — це стадія життєвого циклу системи, на якій реалізується, підтримується й відновлюється її якість.

Під якістю системи розуміють сукупність властивостей, що обумовлюють її придатність задовольняти певні потреби відповідно до призначення. Кількісно ступінь задоволення цих потреб визначається сукупністю показників якості, до яких належать пара-метри функціонального використання, технічні та експлуатаційно-технологічні параметри.

Приклади окремих показників якості: напрацювання на відмову РЛС, інтенсивність відмови певного компонента, середній ресурс РЛС, дальність дії тощо. Стадія експлуатації характеризується якістю експлуатації — сукупністю властивостей процесу експлуатації, від яких залежить відповідність цього процесу і його результатів установленим вимогам.

Етапами експлуатації є: використання за призначенням, транспортування, зберігання, технічне обслуговування й ремонт.

Особливістю всієї стадії є активний прояв деградації — поступового погіршення стану й зниження якості роботи РЛС. Частина експлуатації, що включає транспортування, зберігання, технічне обслуговування й ремонт, визначається як технічна експлуатація. Важливим етапом технічної експлуатації є технічне обслуговування (ТО), що є комплексом операцій щодо підтримання працездатності або справності РЛС.

Комплекс операцій з відновлення справності або працездатності виробів називається *ремонт*.

Об'єктивною передумовою необхідності ТО і ремонту у процесі експлуатації є деградація, що виникає під впливом зовнішніх умов і призводить до зміни стану системи і виходу її параметрів за межі встановлених допусків, зумовлених вимогами нормативно-технічної документації. У результаті цього система із працездатного стану переходить у непрацездатний.

Завдання ТО полягає в підтриманні параметрів у заданих межах, тобто у парированні деградації системи.

У процесі ТО РЛС здійснюється керування її технічним станом. Складність РЛС як об'єктів керування в системі ТО визначає складність самої системи ТО і її підсистем, зокрема засобів діагностики і контролю.

12.6.2. Системи вбудованого контролю

Системи контролю і діагностування, у яких засіб контролю розміщений в об'єкті контролю називаються вбудованими. Загальна концепція побудови бортового авіаційного радіоелектронного обладнання полягає у тому, що системи й обладнання складаються зі швидкознімних блоків — *Line Replaceable Unit (LRU)*.

Кожний швидкознімний блок, або LRU має бути оснащеним вбудованими засобами контролю, які реалізуються на принципі *Built-In-Test Equipment (BITE)*.

Стандарт ARINC 604 є реальним керівництвом з розроблення і здійснення систем вбудованого контролю BITE. Цей документ (ARINC 604) також описує централізовану систему індикації відмов — *Centralized Fault Display System*.

Вузли BITE не є окремими системами, але завжди розміщуються у первинному обладнанні як складова частина LRU або системи. ARINC не ставить жодних обмежень щодо місця розташування вузлів і кіл вбудованого засобу контролю та їх програмного забезпечення.

Конкретні типи BITE можуть бути досить різними: від зовсім простих до дуже складних. Важливо, щоб у контурі BITE були реалізовані функції самоконтролю та/або забезпечена відмовостійкість, причому системи BITE не повинні знижувати загальну надійність LRU або системи, де вони розміщені.

Убудовані засоби діагностування працюють під час польоту безупинно і розпізнають будь-які стани відмов, які можуть впливати на функціонування бортових систем ПС. Під час технічного обслуговування на стоянці такі засоби діагностування ефективно сприяють проведенню робіт. Використання зовнішньої апаратури контролю в літаку є винятком для відновлення працездатного стану демонтованих блоків у ремонтних майстернях убудовані засоби діаг-

ностування використовуються незалежно або разом із зовнішнім перевірним устаткуванням, наприклад, апаратурою автоматизованого діагностування.

Системи діагностування поділяються на системи тестового і функціонального, або робочого діагностування. За тестового діагностування є можливість подання на об'єкт спеціально організованих тестових впливів. Такі системи зазвичай вирішують завдання перевірки працездатності й пошуку несправностей і працюють тоді, коли об'єкт не застосовується за прямим призначенням.

Тестове діагностування на працюючому об'єкті можливе, але за умови, що тестові впливи не заважають нормальному функціонуванню об'єкта. У разі функціонального діагностування контролюється правильність виконання об'єктом заданих йому функцій. Системи функціонального діагностування працюють саме тоді, коли об'єкт застосовується за призначенням і на нього надходять тільки робочі впливи відповідно до робочого алгоритму функціонування. Для бортових РЛС — це постійне діагностування в польоті. Робоче діагностування дає можливість негайно реагувати на порушення правильності функціонування бортових РЛС.

Під час перевірки блоків і систем РЛС після завершення ремонтних робіт у майстерні робоче діагностування застосовується для оцінювання якості виконання необхідних функцій перед установленням на літак. У цьому випадку на відновлений об'єкт від апаратури автоматизованого діагностування надходять сигнали, що імітують робочі впливи. У ході такого робочого діагностування можлива також перевірка правильності функціонування убудованих у вбудованих засобів контролю.

Для проведення діагностики й повної перевірки роботи РЛС або LRU як її частини разом з ВЗК необхідно забезпечити сумісність зовнішніх (апаратури автоматичного діагностування) і внутрішніх (вбудованих засобів контролю, датчики тощо) засобів діагностування. Наприклад, вимоги до контролепридатності бортової МНРЛС сформульовані у документі ARINC 708A.

Система ВІТЕ такої РЛС не тільки забезпечує контроль за пошкодженнями і відмовами, а й автоматично визначає який із блоків МНРЛС або знімних без розпаювання вузлів необхідно замінити, щоб усунути виявлене пошкодження.

Інформація про пошкодження в різних LRU кодується незалежним чином. Це означає, що на кожний контрольований вузол або знімний блок системи виділяється окремий розряд у цифровому слові даних для забезпечення можливості виводити на екран дисплея одночасно повідомлення про декілька пошкоджень, якщо таке трапиться. Інформація про відсутність або появу відмови постійно подається на шину даних дисплея МНРЛС або MFD.

Принципи і певні деталі функціонування засобів контролю і кодування інформації про відмови розглянуто в підрозд. 5.2.2.

Блок індикації або система відображення інформації виводять на екран дані про будь-які пошкодження системи для попередження екіпажу.

12.6.3. Особливості вбудованих засобів контролю бортових інтегрованих комплексів

Постійне підвищення вимог до безпеки польотів зумовило те, що сучасні комп'ютеризовані комплекси бортового електронного обладнання являють собою відмовостійкі пристрої з багатократним резервуванням, яке досягається використанням різних форм надлишковості: структурної, інформаційної, функціональної. Вони керуються за допомогою різних засобів вбудованого контролю й діагностики. Усе це істотно знизило значущість відмов, оскільки не тільки окремі, але часто й кратні відмови основних пристроїв не призводять до катастрофічних наслідків. Водночас загальна інтенсивність потоку відмов зростає пропорційно кількості встановленого обладнання (і основного, і того, що перебуває у гарячому резерві). Виникли відмови фіксуються вбудованими засобами контролю, що потребує, відповідно до існуючих інструкцій їх усунення, у тому числі за рахунок заміни та ремонту відповідного блока. У результаті значно збільшуються експлуатаційні витрати, включаючи витрати, пов'язані із затримками рейсів та вимушеними посадками літаків.

Специфіка інтегрованих комплексів відрізняє цю ситуацію, оскільки окремі функціональні пристрої не виготовляються як самостійні конструктивні одиниці, а реалізуються у вигляді плат, що входять у склад LRU. Це ускладнює процедуру локалізації несправностей і знижує показники ремонтопридатності. Крім того, часто

вбудовані засоби контролю фіксують вихід певних параметрів за фіксовані межі тільки в складі всієї взаємодійної системи і не підтверджують порушення під час індивідуальної перевірки знятого з борта блока.

Іншою специфічною особливістю інтегрованих обчислювальних комплексів є постійне збільшення кількості відмов програмного забезпечення, які самоусуваються після перезавантаження програм.

Усе це потребує адаптації чинних норм і правил до майбутніх інтегрованих технологій. Одна з можливих концепцій технічного обслуговування передбачає поділ відмов на дві групи: 1) відмови, що впливають на безпеку польоту; 2) відмови, зумовлені втратою надлишкових функцій обладнання [137].

Відмови першої групи неприпустимі, тоді як немає потреби переривати політ або виводити літак з експлуатації у разі настання відмови другої групи. Така схема не тільки забезпечує економічне використання літакового парку, але і пропонує більшу надійність розкладу польотів, оскільки ремонт здійснюється в зручний час.

Практичне застосування викладеної концепції потребує перегляду існуючих принципів створення вбудованих засобів контролю. Поряд з виконанням традиційних функцій виявлення несправностей такі пристрої повинні оцінювати можливі наслідки відмов і прогнозувати подальший розвиток ситуації.

Реалізація цих функцій потребує розроблення предметно орієнтованих експертних систем з елементами штучного інтелекту.



ЗАКЛЮЧНІ ЗАУВАЖЕННЯ

У цьому підручнику викладено принципи побудови, основні характеристики та фізичні й методичні основи бортових радіолокаційних систем спостереження, які складають важливу частину авіоники сучасного повітряного лайнера.

Активні первинні бортові радіолокатори (МНРЛС) і вторинні радіолокаційні системи КПП, системи уникнення зіткнень літаків (TCAS) і попередження про небезпечне наближення до землі (GPWS), бортове обладнання системи автоматичного залежного спостереження (ADS) та пасивні системи виявлення гроз й інші бортові радіоелектронні системи, функціонування яких ґрунтується або використовує різноманітні методи радіолокації, розглянуто з позицій сучасних концепцій CNS/ATM, прийнятих ICAO, з урахуванням еволюції та подальших перспектив їх розвитку.

Охопити в одній роботі всі аспекти побудови і функціонального застосування авіаційних РЛС практично неможливо, оскільки бортові системи спостереження постійно розвиваються, їхні функції нарощуються, а методи добування інформації та оброблення сигналів стають більш витонченими.

Матеріал обмежений змістом навчальної програми відповідної дисципліни, хоча деякі наукоємні аспекти розглянуто з дещо більшою повнотою з розрахунку на майбутнє впровадження перспективних методів у реальну апаратуру. Зокрема це стосується доплерівсько-поляриметричних методів отримання метеорологічної інформації, деяких аспектів застосування ADS-B, методів пасивної радіолокації тощо. Це дає надію, що підручник буде корисним не тільки студентам старших курсів (магістрам і спеціалістам), але й аспірантам.

Численні посилання на літературу, де зацікавлений читач зможе повніше ознайомитись з деталями або проблемами, що не знайшли належного відображення у підручнику, певною мірою компенсують прогалини його змісту, які завжди неминучі у будь-якій обмеженій за обсягом роботі.

Роль інформаційних систем авіоніки і зокрема різноманітних радіолокаційних технологій буде і надалі зростати. Серед основних тенденцій їх розвитку варто назвати інтеграцію бортових засобів, що відповідають за безпеку польотів у єдиний комплекс (МНРЛС, TCAS, GPWS, ЛВ КПП, ADS-B, системи відображення інформації тощо). З іншого боку, радіолокаційні методи дедалі більше використовуються не лише для спостереження (отримання інформації про об'єкти в оточуючому середовищі), але і для навігації, і навіть як лінії передавання даних.

У цьому виданні не були розглянуті класичні питання теорії радіолокації (виявлення сигналів на тлі шумів і завад, потенційна роздільна здатність і точність вимірювань координат і швидкості, теорія радіолокаційних сигналів, методи оптимізації у різних умовах тощо). Передбачається, що ці питання вивчаються в окремій дисципліні відповідно до навчального плану і вже відомі читачам; для їх систематичного вивчення необхідно видати окремий підручник.

Зауважимо, що розгляд був обмежений, головним чином тими бортовими системами, які необхідні на борту для безпечного виконання польотів.

Системи дистанційного зондування навколишнього середовища і земної поверхні різного призначення, для яких літак є лише рухомою платформою, залишилися поза змістом підручника. До таких систем належать радіолокатори із синтезованою апертурою (SAR), бортові радіометри та інтерферометри, радіолокаційні профілометри тощо.

Важливою і перспективною проблемою є оптимальне поєднання засобів вимірювань, заснованих на різних фізичних і методичних принципах (*Data Fusion*) для підвищення якості та достовірності інформації, необхідної для забезпечення безпеки у будь-яких умовах польоту.

З погляду технологій генерування й оброблення сигналів очікується подальший розвиток і впровадження активних фазованих антенних решіток, цифрових методів формування ДН антен, і переходу на цифрове оброблення сигналів зі збільшенням частки програмних методів оброблення.

Концепція «Software Radar», яка передбачає виконання перетворення сигналів у цифрову форму якомога ближче від антени з реалізацією більшої частини оброблення програмними засобами, обі-

цяє не тільки відчутне зменшення вартості обладнання, його маси і габаритів та взаємозамінність модулів за різних конфігурацій антени, але й істотне поліпшення експлуатаційно-технічних характеристик систем при багатофункціональності обладнання.

Такі системи мають потенціал для роботи у більш широкому частотному діапазоні, зі швидким перемиканням частот, автоматичним калібруванням, зменшенням температурної залежності за частотою і фазою.

Систему можна зробити живучішою, що важливо для авіаційних застосувань. Зменшення кількості апаратних компонентів зумовлено з підвищення надійності та полегшенням технічного обслуговування і модернізації системи, яка завжди готова до перепрограмування.

Важливим аспектом є гнучкість щодо реалізації різних алгоритмів оброблення сигналів для вилучення корисної інформації при застосуванні перспективних багатопараметричних спектральних поляриметричних методів зондування.

Підручник призначений для вивчення дисциплін «Радіолокаційні системи повітряних суден» та «Бортові системи спостереження», а також буде корисним для опанування таких дисциплін, як «Радіолокаційні системи», «Радіотехнічні системи», «Системи авіоніки», «Радіоелектронні системи», «Транспортні електронні системи».



Контрольні запитання

Розділ 1

1. Дайте визначення, що таке радіолокація?
2. Хто і коли створив перший працюючий прилад, що реалізував принцип активної радіолокації, та одержав патент на нього?
3. Коли були створені перші бортові РЛС і які функції виконували?
4. Як зароджувалися перші вторинні радіолокаційні системи?
5. Чому розвиток радіолокаційної техніки є важливим для держави?
6. Приклади високої державної оцінки досягнень радіолокації у різних країнах.
7. Внесок учених України у розвиток радіолокаційної науки і техніки.
8. Основні завдання дисципліни «Радіолокаційні системи повітряних суден».

Розділ 2

9. Місце бортового радіолокаційного обладнання серед систем авіоніки.
10. Основні види бортового РЕО, що працює на принципах радіолокації.
11. Призначення бортових МНРЛС.
12. Основні класи і функції бортових МНРЛС.
13. Принцип дії МНРЛС. Узагальнена схема МНРЛС, її робота.
14. Літакові радіолокаційних відповідачів і принцип дії ВРЛС системи КІР.
15. Класифікація ЛВ. Узагальнена схема ЛВ АТСРБС і принцип роботи ЛВ.
16. Конструкція і розміщення ЛВ на борту літака.
17. Призначення систем попередження зіткнень літаків.
18. Відмінності взаємодії БСПЗ з літаками, обладнаними ЛВ різних типів?
19. Де встановлюються основні компоненти БСПЗ на сучасному літаку?
20. Призначення і принцип дії радіолокаційних висотомірів малих висот.
21. Призначення і принцип дії ДВШЗ
22. Узагальнена структурна схема ДВШЗ.
23. Наведіть класифікації БРЛС за різними ознаками.
24. Наведіть приклади багатофункціональних бортових радіолокаторів.
25. До яких класів за різними ознаками відноситься МНРЛС?

Розділ 3

26. У чому полягає проблема підвищення безпеки польотів?
27. З якого погляду розглядають вплив НМЯ на роботу авіації?
28. Як різні метеорологічні явища впливають на безпеку польотів?

29. Перелічіть основні НМЯ та опишіть їхні характеристики впливу на літак?
30. У чому полягають метеорологічні функції МНРЛС?
31. Шляхи використання пасивних методів радіолокації для виявлення НМЯ.
32. Дайте визначення поняття «локалізація зон НМЯ».
33. Чому задача локалізації НМЯ має статистичний характер?
34. Сформулюйте показники якості локалізації.
35. Вибір порогу прийняття рішення у задачі локалізації НМЯ?
36. Які інформативні параметри локалізації ви знаєте?
37. Поясніть, що таке радіолокаційна відбиваність хмар і опадів.
38. Запишіть рівняння радіолокації хмар і опадів та поясніть фізичний зміст.
39. Яким чином радіолокаційна відбиваність пов'язана з НМЯ?
40. Необхідність коригування сигналу за дальністю при вимірюванні відбиваності.
41. Як вона здійснюється корекція по дальності і за ослабленням радіохвиль?
42. Поясніть, що таке доплерівський спектр?
43. Які параметри спектра використовуються як інформативні у сучасних БРЛС?
44. Схема і принцип дії когерентно-імпульсної МНРЛС.
45. Що таке квадратурні канали (КК)?
46. Статистичні моделі сигналів у квадратурних каналах МНРЛС.
47. Моделі амплітуди і потужності сигналу, їх зв'язок сигналами у КК (див. 45).
48. Вагова функція і її вплив на результати вимірювань спектра.
49. Зв'язок доплерівського спектра з метеорологічними чинниками.
50. Ширина спектра як інформативний параметр (ІП).
51. ІП оцінки характеристик турбулентності і опадах.
52. Вплив руху антени на вимірювання спектра і як його можна врахувати?
53. Флуктуації сигналу некогерентної РЛС; зв'язок з доплерівським спектром.
54. Що таке пульс-парний алгоритм?
55. Які поляриметричні параметри сигналу ви знаєте?
56. Вплив форми і орієнтації розсіювача на диференціальну відбиваність.
57. Вплив форми і орієнтації розсіювача на лінійне деполаризаційне відношення.
58. Доплерівсько-поляриметричні характеристики та їх перспективи.

59. Наведіть приклади реалізації пристроїв для локалізації зон турбулентності.

60. Алгоритм радіолокаційного виявлення зсуву вітру.

61. Алгоритми виявлення зон граду і потенційного обледеніння.

Розділ 4

62. Назвіть можливі навігаційні функції бортової РЛС.

63. Радіолокаційні орієнтири.

64. Рівняння радіолокації земної поверхні та поясніть його фізичний зміст.

65. Відмінності рівняння радіолокації метеооб'єктів і зосереджених цілей.

66. Оптимізація форми ДН антени під час огляду земної поверхні

67. МНРЛС у режимі «Маяк». Принцип і вирішувані задачі.

68. У чому полягає принцип вимірювання кута зносу за допомогою МНРЛС?

69. Чи є МНРЛС засобом попередження зіткнень літаків? Обґрунтуйте.

70. Автоматичне виділення навігаційних орієнтирів у МНРЛС?

71. Яким чином можна виділяти метеооб'єкти на тлі земної поверхні?

Розділ 5

72. Особливості структури аналогових МНРЛС різних поколінь.

73. Типові структури цифрових МНРЛС різних конфігурацій.

74. Чим відрізняються МНРЛС другого і першого поколінь?

75. Основні ознаки МНРЛС третього покоління.

76. Принцип передавання керуючої інформації у цифрових системах авіоніки.

77. Структури керуючих слів цифрової МНРЛС.

78. Структура слів даних у цифрових МНРЛС.

79. Структури приймачів-передавачів аналогових і цифрових МНРЛС.

Розділ 6

80. Системний підхід до обґрунтування і розрахунку характеристик РЛС?

81. Автоматизація розрахунків сукупності характеристик радіолокатора?

82. Як виконується обґрунтування характеристик багатофункціональних РЛС?

83. Відмінність між експлуатаційними і технічними характеристиками?

84. Маса і габарити РЛС — це технічні чи тактичні параметри? Обґрунтуйте.

85. Дайте характеристику умов функціонування бортових РЛС.

86. Вплив частоти несних коливань на вибір інших параметрів РЛС.

87. Від чого залежить роздільна здатність за дальністю у первинній РЛС?

88. Як швидкість сканування антени впливає на необхідну чутливість приймача?

89. Що таке показник потенціалу МНРЛС?

90. Особливості вибору параметрів вторинних РЛС (з активною відповіддю).

Розділ 7

91. Роль радіолокації у керуванні повітряним рухом.

92. Сучасні концепції аеронавігації та систем спостереження.

93. Принцип дії та структура вторинної системи спостереження.

94. Параметри імпульсів і кодування запитів у системі АТСРБС.

95. Принцип придушення сигналів запиту по бічних пелюстках.

96. Структура відповіді у режимі А.

97. Дані про висоту польоту та їх кодування.

98. Проблеми системи АТСРБС при високій інтенсивності польотів.

99. Що таке внутрісистемні завади і як вони впливають на роботу АТСРБС?

100. Призначення і загальні вимоги до селективних систем вторинної РЛС.

101. Принцип функціонування системи вторинної РЛС з адресним запитом.

102. Неселективні запити системи вторинної РЛС з режимом S.

103. Загальний виклик системи вторинної РЛС з режимом S.

104. Часова структура селективних запитів системи ВРЛ з режимом S.

105. Структура даних запитів режиму S

106. Фізичні характеристики сигналів відповідей системи ВРЛ з режимом S.

107. Структура відповідей системи вторинної радіолокації з режимом S.

108. Що таке цикл роботи запитувача?

109. Що таке цикл роботи відповідача?

110. Що таке протоколи спостереження?

111. Методи захисту від помилок при кодуванні інформації у системах режиму S.

112. У чому полягають технічні вимоги до запитувачів з режимом S?

113. Узагальнена схема запитувача.

114. Принципи побудови літакових відповідачів типу АТСРБС.

115. Схема відповідача з режимом S.

116. Для чого використовується рознесення антен ЛВ?

117. Наведіть приклад реалізації сучасного відповідача.

Розділ 8

118. У чому полягає критерій Тау?

119. Що таке рівень чутливості по відношенню до TCAS?

120. Поняття захищеного об'єму.

121. Дайте пояснення, що таке тест за дальністю і тест за висотою?
122. Накресліть типову блок-схему TCAS II.
123. У чому полягає метод «шепіт-крик»?
124. Для чого використовується спрямована антена системи TCAS II?
125. Як працює TCAS II з відповідачами ATCRBS?
126. Опишіть процес розв'язання конфлікту за допомогою системи TCAS II.
127. Схема логіки попередження зіткнень при використанні TCAS II.
128. Призначення консультативної інформації TA і рекомендацій RA.
129. Версії програмного забезпечення системи TCAS; чим вони відрізняються?
130. Особливості нової версії програмного забезпечення 7.1.
131. Представлення інформації в системі TCAS.
132. Які існують варіанти індикації в системі TCAS?
133. Наведіть приклади виконання системи TCAS II.
134. Основні відмінності української системи TCAS II — СПС-2000.
135. Типові процедури перевірка і сертифікації БСПЗ.
136. У чому полягають перспективи подальшого розвитку БСПЗ?

Розділ 9

137. Класифікація систем спостереження.
138. Що таке автоматичне залежне спостереження?
139. Види автоматичного залежного спостереження.
140. Принцип дії ADS-B.
141. Функціональна схема і принцип дії бортового обладнання ADS-B.
142. Структура бортового обладнання ADS-B.
143. Архітектура наземного обладнання ADS-B.
144. Практичні завдання, які можна вирішити за допомогою ADS-B.
145. Основні позитивні якості ADS-B.
146. ADS-B як система попередження зіткнень.
147. У чому полягають відмінності ADS-B як СПЗ від TCAS.
148. ADS-B як система отримання і поширення метеорологічної інформації.

Розділ 10

149. Особливості електромагнітного випромінювання блискавок.
150. Пеленгування атмосфериків з борту ПС.
151. Проблеми оцінки дальності до електричних розрядів з борту ПС?
152. Методи оцінки дальності до блискавки по її ЕМ випромінюванню.
153. Наведіть приклади реалізації вимірювання дальності до блискавки з ПС.
154. Порівняльна характеристика трьох методів вимірювання дальності.
155. Відображення інформації про грозову активність і представлення її екіпажу.

Розділ 11

156. Обґрунтуйте необхідність застосування СППЗ.
157. У чому полягає принцип дії системи GPWS ?
158. Які режими роботи GPWS вважаються класичними?
159. У чому полягають недоліки системи GPWS?
160. Чим відрізняється удосконалена система EGPWS від GPWS?
161. Приклади реалізації систем попередження про наближення до землі.
162. Чи має Україна власні розробки СППЗ?
163. Принцип дії і основні характеристики системи СРППЗ-2000.

Розділ 12

164. Дайте порівняльну характеристику двох основних типів передавачів БРЛС.
165. У чому полягають основні вимоги до параметрів передавальних пристроїв?
166. Вимоги до форми модулювальних імпульсів магнетронних передавачів.
167. Імпульсний модулятор як трансформатор потужності.
168. Порівняльна характеристика модуляторів з повним і частковим розрядом.
169. Порівняльна характеристика модуляторів з різними комутуючими приладами.
170. Як досягти необхідної потужності у модуляторах на транзисторах?
171. Які прилади використовуються у твердотільних передавачах?
172. Переваги сучасних твердотільних передавачів?
173. Перелічіть основні вимоги до антенно-фідерних пристроїв бортових РЛС.
174. Типи антен бортових РЛС
175. Принцип дії і характеристики дзеркальної антени.
176. Яким чином здійснюється перемикання ДС у МНРЛС?
177. Порівняння характеристик дзеркальної антени і пасивної ЩАР.
178. Основні елементи антенного пристрою типової МНРЛС?
179. Принцип роботи феритового перемикача площини поляризації.
180. Прямий і непрямий методи стабілізації антени бортової РЛС.
181. Принцип дії феритового антенного перемикача.
182. Поясніть структуру приймального каналу типового бортового радіолокатора.
183. Особливості перетворювачів частоти НВЧ з балансними змішувачами.
184. Особливості мікросмушкових перетворювачів.
185. Які існують методи побудови ППЧ з ЛАХ? Порівняльна характеристика.

186. Методи побудови схем АПЧ та їх особливості.
187. Автоматичний аналіз структури метеоб'єкту у відеопідсилювачах?
188. Що таке тритоновий відеопідсилювач? Принцип дії та призначення.
189. Пристрої компенсації ослаблення.
190. Особливості і вимоги до цифрових пристроїв обробки сигналів.
191. Концепція «*software radar*» та переваги РЛС, орієнтованої на неї.
192. Наведіть класифікацію кінцевих пристроїв РЛС.
193. Типи візуальних індикаторів на різних ЕПТ їх порівняльні характеристики.
194. Цифрові індикатори телевізійного типу.
195. Принцип дії індикаторів на різких кристалах та їхні переваги.
196. Дайте характеристику РЛС як об'єкту технічної експлуатації.
197. У чому полягають задачі технічної діагностики?
198. Вимоги до систем вбудованого контролю бортових РЛС.
199. Наведіть приклади реалізації систем вбудованого контролю.

ПРЕДМЕТНИЙ ПОКАЖЧИК

А

авіоніка
автоковаріаційна обробка
автоматичне підстроювання частоти
автономна система
адресне спостереження
активна система
активні бортові МНРЛС
алгоритм локалізації
алгоритм обробки спектрів амплітуди запитальних імпульсів
аналогові пристрої обробки
апроксимація форми краплі
апроксимація Релея
архітектура ADS-B
– бортова апаратура
– наземна підсистема
атмосферики

Б

багатоколірний індикатор
багатопараметрична система
багатофункціональний радіолокатор
бінарна задача
близький літак
блискавка
бовтанка
БРЛС кругової оглядовості
БРЛС секторної оглядовості

В

вагова функція
взаємодіюча система
взаємодія з іншими системами (СПС-2000)
взаємодія радіолокатора з об'єктом

вибір типу запиту
видача графічної інформації СРППЗ-2000
виділення корисної інформації
визначення координат навігаційних орієнтирів
визначення радіолокаційної відбиваності
визначення типу запиту
вимірювання кута зносу літака
вимірювання ширини спектра некогерентною РЛС
вимірювання шляхової швидкості
вимоги до алгоритмів локалізації зон НМЯ
вимоги до антенно-фідерної системи
вимоги до відображення інформації про НМЯ
вимоги до інформаційних параметрів локалізації
вимоги до комутативних пристроїв
випадковий характер оцінок доплерівського спектра
випромінювана потужність
випромінювання сигналу відповіді
висока якість спостереження (ADS)
виявлення запитального сигналу
виявлення сигналу відповіді
виявлення та прогнозування конфліктів
відбивальні властивості земної поверхні
відбивання від несферичних розсіювачів

відновлення баз даних
СРППЗ-2000
відомості про ймовірні
електромагнітні завади
відповіді на запити адресного
спостереження
відповіді на запити адресного
спостереження і передавання
повідомлень стандартної
довжини
відповіді на запити загального
виклику
відповіді передавання
подовжених повідомлень
відповіді системи з режимом S
– фізичні характеристики
сигналів
– структура даних
вірогідність локалізації
небезпечних метеоявищ
власне повітряне судно
внесок метеорологічних
чинників у спектр потужності
відбиваність (радіолокаційна
відбиваність)
– зв'язок з вертикальними
потокami
– зв'язок з градом
– зв'язок з електричною
активністю
– зв'язок з небезпекою хмар
і опадів
– зв'язок з турбулентністю
– оцінка вторинних параметрів
– точність оцінки
вплив метеоумов
вторинний радіолокатор
– з бортовим запитувачем
– з наземним запитувачем
– з адресним запитом
вторинні системи

Г

гістограми розподілів амплітуд
град
граничний рівень
грози
грозопеленгатор-далекомір

Д

дзеркальна антена
дискретно-адресні системи ВРЛ
– загальні вимоги
– призначення ВРЛ з режимом S
– функціонування
дискримінантна функція
диференційна відбиваність
діапазон робочих частот
довжина хвилі
доповнення до рекомендації
з розв'язання загрози зіткнення
доплерівський спектр
– випадковий характер оцінок
– внесок метеорологічних
факторів у спектр
– дисперсія спектра
– зв'язок з турбулентністю
– моменти
– на ортогональних
поляризаціях
додержання оцінок за даними
експерименту
– параметри
– середньоквадратичне
відхилення доплерівської
частоти
– середня швидкість
– труднощі та обмеження
вимірювань
– форма спектра
– ширина спектра
доплерівський вимірювач
швидкості та зносу
– призначення

- принцип дії
- класифікація
- узагальнена структурна схема конструкції доплерівський спектр
- визначення
- параметри
- зв'язок з НМЯ
- ширина як ПП
- вплив руху РЛС і антени
- вимірювання параметрів
- на ортогональних поляризаціях

доплерівсько-поляризаційний радіолокатор

Е

експертні оцінки НМЯ
електризація літаків
елементи антенно-фідерної системи
ехо-сигнали доплерівського метеорадіолокатора

Ж

живлення бортових РЛС

З

завадостійкість
загальні вимоги до БСПЗ і класифікація систем
загальні відомості про СРППЗ
загроза
задачі обробки сигналів
запити адресного спостереження
запити адресного спостереження і передачі повідомлень
запити в режимі S

- імпульси запитальних сигналів
- неселективні запити
- селективний запит
- загальний виклик

- часова структура селективних запитів
- структура даних запитів
- особливості придушення бічних пелюсток

запити загального виклику
запитувачі з режимом S

- технічні вимоги
- структурна схема

заряд літака
засоби технічної діагностики РЛС застосування і переваги ADS-B

- функції
- позитивні якості

захист від помилок у ВРЛ S

- кодування інформації
- виявлення і виправлення помилок

зворотна задача
зв'язок доплерівського спектра з турбулентністю
зв'язок РВ з електричною активністю
зв'язок РВ з інтенсивністю опадів
зв'язок РВ з турбулентністю
зв'язок між РВ і швидкістю вертикальних переміщень повітря
значення відбиваності хмар та опадів різних типів
значення RA
значимість рекомендації з розв'язання загрози зіткнення
зовнішня когерентність
зона НМЯ

- блискавка (ЗБН)
- градова (ЗГН)
- зсуву вітру і мікровибуху (ЗЗВ)
- обледеніння (ЗНО)
- турбулентна (ЗНТ)

зона огляду
зона підвищеної уваги
зона попередження
зсув вітру
– вертикальний
– горизонтальний
– вплив на зліт і посадку
– інтенсивність
– мікровибух

I

імовірності вірних і помилкових рішень
імовірність правильного виявлення
імовірність фіктивної тривоги
імпульсні модулятори
індикатор з нагромаджувальною трубкою прямого бачення
індикатор з пам'яттю
індикатор на звичайній ЕПТ
індикатори на рідких кристалах
інтервал кореляції
інтервальне кодування
інтерпретація даних доплерівсько-поляриметричних вимірювань
інформативний параметр
– амплітудний
– вимоги
– вторинний
– доплерівсько-поляризаційний
– класифікація
– поляризаційний
– спектральний
інформативні параметри локалізації
інший об'єкт повітряного руху

K

канал АПЧ
канал сигналу
квадратурні канали

квантильний алгоритм керований політ у землю
кількість виконуваних функцій
ККД передавального пристрою
мласи і функції МНРЛС
класифікація БРЛС
класифікація індикаторів РЛС
класифікація інформативних параметрів локалізації
класифікація літакових відповідачів
класифікація НМЯ
класифікація турбулентності
кліматичні характеристики
коваріаційна матриця зворотного розсіяння
когерентна система
когерентні РЛС
когерентно-імпульсний метеорадіолокатор
код Гілхема
код Грея
коефіцієнт міжперіодної кореляції
коефіцієнт втрат
коефіцієнт шуму
комбінації метеочинників
комплексний показник заломлення
конструкція літакових відповідачів
конструкція МНРЛС
конструкція TCAS
консультативна інформація про повітряний рух (ТА)
контролепридатність конфігурації відповідача
координатійна відповідь
координатійний запит
координатія
корекція за ослабленням

корекція за дальнвстю
кореляційний коефіцієнт при
нульовому зсуві
кориговальна RA
критерії інтенсивності зсуву
вітру
купчасто-дошові хмари
кут зносу
кут ковзання
кут спостереження

Л

лінійне деполаризаційне
відношення
літаковий відповідач
– принципи побудови
– типу ATCRBS
– типу S

7.11.3. Рознесені антени

7.11.4. Реалізація сучасного
відповідача

літакові радіовисотоміри
логіка TCAS II
– версія 6.04
– версія 7.0
– версія 7.1
– структура логіки
локалізація НМЯ
– вимоги до алгоритмів
– вимоги до відображення
інформації
– за комплексом параметрів
– зона граду
– зона обledenня ПС
– зона турбулентності
– послідовність операцій
– узагальнена схема
– формулювання задачі
– функціональна схема

М

максимальна дальність дії

Маршалла-Пальмера розподіл
Маршалла-Хітчфелда модель

маса й габарити бортової РЛС
матриця зворотного розсіяння
метод круга безпеки
метод послідовного
детектування
метод «шепіт-крик»
метод шунтування нелінійними
елементами
методи обробки і керування
методи оцінки дальності
блискавки:
– амплітудний метод
– ЕЕ-метод
– ЕН-метод
– НН-метод
– порівняння різних методів
метеонавігаційний радіолокатор
(МНРЛС)
– запобігання зіткнень літаків
з перешкодами
– виявлення ПС у зоні огляду
– автоматичне виділення
навігаційних орієнтирів
– забезпечення візуалізації
ЗПС
– усунення завад від метео-
утворень і водної поверхні
– виділення цілей на фоні завад
– автоматичний супровід
навігаційних орієнтирів
мікросмужкові перетворювачі
моделі розподілу крапель
за розмірами
модуляція
можливі рекомендації з
розв'язання конфлікту (RA)
можливості керування системою
СЗППЗ
можливість удосконалення

(відповідача)
моніторинг відповідності
(ADS-B)
моніторинг положення літаків
(ADS-B)

Н

навігаційні орієнтири:
– водні
– площадні
– точкові
надійність РЛС
найбільше зближення
негативна радіоконтрастність
Неймана-Пірсона критерій
некогерентна РЛС
некогерентне розсіяння
непряма стабілізація
несна частота
нульові биття

О

обледеніння літаків
обмеження завад через
перевантаження
обмін даними (стосовно
відповідача)
обов'язковість МНРЛС
огляд контрольованого простору
оптимізація форми ДН антени
основне призначення сучасного
відповідача
основні особливості системи
СПС-2000 та її вузлів
основні параметри відповідача
оцінка вітру
оцінка вторинних параметрів РВ
оцінки спектра за експеримен-
тальними даними

П

пасивна система
пасивні антенні решітки

пасивні методи
первинний радіолокатор
первинні системи
перевірка запасу висоти
перевірка і сертифікація системи
(СПС-2000)
передгрозове випромінювання
перетворювачі частоти
періодограма
митома ЕПР
питома ЕПР дощів різної
інтенсивності
підсилювачі проміжної частоти
мовідомлення з доповненням до
рекомендації з розв'язання
загрози зіткнення
повітряне судно-порушник
повний розряд
позитивна RA
моказник потенціалу МНРЛС
моказники якості локалізації
поляризаційний радіолокатор
поляризація запитальних
сигналів
поляриметричний радіолокатор
поляриметричні вимірювані
параметри
– зв'язок з характеристиками
метеоутворень
– вимірювання
попереджувальна RA
порівняльні характеристики
систем TCAS
послідовність операцій при
виявленні НМЯ
потенційна загроза
потужність передавача
похила дальність
представлення інформації
TCAS II:
– консультативна інформація

- (ТА)
- рекомендації (RA)
- проблеми неселективних ВРЛ:
 - завадостійкість кодування
 - роздільна здатність і точність
 - відмітки фіктивних цілей
 - кільцеві відмітки у ближній зоні
 - дроблення відміток цілей
 - вплив внутрісистемних завад
 - інформаційна ефективність системи АТСRBS
- призначення літакового відповідача
- призначення МНРЛС
- призначення системи попередження зіткнень
- прийняття запиту до обробки
- принцип дії вторинної радіолокаційної системи КПП
- принцип дії МНРЛС
- принцип дії TCAS
- принципи побудови і основні параметри радіолокаційних передавачів
- принципи TCAS:
 - критерій τ
 - рівень чутливості
 - тест за дальністю
 - висотний тест
 - захищений об'єм
- пристрої локалізації:
 - ЗНТ за шириною спектра
 - ЗНТ за комплексом параметрів
 - ЗНТ РЛС із зовнішньою когерентністю
 - ЗНТ і ЗЗВ когерентно-імпульсними РЛС
 - ЗГН поляриметричними РЛС
 - ЗНО поляриметричними РЛС

- ЗБН грозопеленгаторами-далекомірами
- проблеми когерентно-імпульсних РЛС
- проблема безпеки польотів
- програмований огляд просторові координати
- протокол загального виклику
- протоколи передавання повідомлень ВРЛ режиму S:
 - цикл роботи відповідача
 - відповідність між форматами запитів і відповідей
 - цикл роботи запитувача
 - протоколи спостереження
 - протоколи основних даних
 - протоколи передачі повідомлень
- процес розв'язання конфлікту
- пряма (безпосередня) стабілізація
- пульс-парний алгоритм

Р

- радіальна складова швидкості
- радіальна швидкість крапель
- радіолокаційна відбиваність:
 - зв'язок з небезпекою
 - як ІІ локалізації НМЯ
 - вимірювання
- радіолокаційне і візуальне орієнтування
- радіолокаційні орієнтири
- радіолокаційні системи з програмованим оглядом
- радіолокаційний висотомір
 - призначення
 - принцип дії
 - конструкція
- радіолокаційний орієнтир
- радіолокація в КПП
- Реалізація системи GPWS

(EGPWS)
– системи закордонних фірм
– розвиток СППЗ в Україні
реалізація системи TCAS:
– системи *Honeywell*
– системи *Collins*
– системи ACSS
– система СПС-2000
– подальший розвиток БСПЗ
резервування відповідача
режим «Метео»
режими роботи СППЗ (GPWS)
рекомендації TCAS II
і відповідні голосові
повідомлення
рекомендація з розв'язання
загрози зіткнення (RA)
ремонтпридатність
рівень відповідача
рівень чутливості
рівневий алгоритм
рівняння радіолокації:
– хмар і опадів
– земної поверхні
різновиди вторинних РЛС
РЛС бокового огляду
РЛС з синтезованою апертурою
РЛС як об'єкт технічної
експлуатації
робота з відповідачами ATCRBS
(стосовно TCAS)
роздільна здатність
роздільний об'єм
розміщення літакових
відповідачів
розміщення TCAS на літаку
розпізнавання образів
розподіл імовірностей амплітуд
розподіл крапель за розмірами
розрахункова дальність
виявлення опадів

розширення спектра:
– зсув вітру
– коливання крапель
– рух антени
– турбулентність
– швидкість падіння крапель
російська система СРПБЗ
рух крапель і ефект Доплера

С

секторний огляд
середньоквадратичне відхилення
доплерівської частоти
синхронний детектор
система попередження зіткнень
система «Ешелон»
система попередження
небезпечного наближення
до землі
система TCAS I
система TCAS II
система TCAS III
система TCAS IV
система TCAS-2000 *Honeywell*
систематичні коди
системи вбудованого контролю
БРЛС
системні функції відповідача
ситуативна інформованість
склад одержуваної інформації
складові спектра сигналу
відповіді
скуїтер, запит і відповідь
слідкування, або стеження
(ADS)
слідкування і прогнозування
спектр биттів
спектр турбулентності
спектральні поляризаційні
параметри
спосіб сканування
спостереження поверхні у зоні

аеропорту
СППЗ фірми *Honeywell*
спрямована антена (TCAS)
спрямований запит
стабілізація зони огляду
МНРЛС
стабільність частоти
стала швидкість падіння
статистична задача локалізації
створення і впровадження
системи попередження
зіткнень
Стокса закон
структура антенного пристрою
МНРЛС
структура даних подовжених
повідомлень
структура ВРЛС
структура приймального каналу
структура приймача-передавача
МНРЛС:
– аналогової
– цифрової
структурна схема цифрової
МНРЛС
ступінь самостійності РЛС

Т

твердотільні когерентні
передавачі
технологія сучасного
відповідача
тип кінцевого пристрою
типи антен
точність вимірювання
координат
точність оцінки РВ
траєкторія (стосовно TCAS)
тривалість випромінюваних
імпульсів
тривалість запитальних
імпульсів

труднощі та обмеження
доплерівських вимірювань
турбулентна швидкість краплі
турбулентність:
– інтенсивність
– класифікація
– ясного неба

У

узагальнена схема літакового
відповідача
узагальнена схема локалізації
узагальнений протокол
запиту-відповіді
умови експлуатації СРППЗ
усереднення сигналу
усереднення спектра
успрямована передача TCAS
установлена траєкторія

Ф

феритові антенні перемикачі
фон земної поверхні
форма ДН при панорамному
огляді
формат керуючого слова
формат слова даних
формати адресного
спостереження
формати передавання
подовжених повідомлень
формати передавання
повідомлень
формування відповіді
формування запиту
формування радіолокаційного
зображення поверхні
формування статистичної
задачі локалізації
функціональна схема TCAS II
функціональне призначення
функціональні характеристики

СРППЗ-2000
функціонування системи
TCAS II
французька система поперед
ження про небезпечне
зближення з землею
функції режиму «Метео»
функціонування системи
ATCRBS
функціонування *Gate-to-gate*

Х

характер обробки сигналів
характеристики випромінювання
антени
характеристики системи
СРППЗ
характеристики цілей

Ц

центральна гранична теорема
цикл (стосовно TCAS)
цикл роботи відповідача
циклічний код
цифрова обробка сигналів
цифрові слова МНРЛС:
– керуючі слова
– слова даних

Ч

час огляду
час попередження
часова структура відповіді
часове автоматичне регулювання
підсилення
часові інтервали між
імпульсами
частковий розряд
частота повторення імпульсів
чутливість приймача

Ш

швидке перетворення Фур'є

швидкість дисипації
швидкість огляду
ширина спектра запитального
сигналу
шквали, смерчі, торнадо
шумовий радіолокатор

Щ

щільність повітряного руху
і синхронні завади
щільності ймовірностей
радіальної швидкості крапель

ACAS-900

ADS-B

ADS-B як СПЗ:

- принцип дії
- функціональні відмінності від TCAS
- технологічні та економічні відмінності від TCAS
- розв'язання конфліктної ситуації

ADS-B і метеорологічна інформація:

- метеорологічна система
- мережа динамічних сенсорів
- спільна ADS-B і метео-мережа
- склад даних
- можливості і вигоди системи

ADS-C

ATCRBS

- відповідь у режимі A
- дані про висоту
- коди запитів
- кодування висоти
- параметри імпульсів
- придушення бокових пелюсток
- структура відповідних

сигналів *Air Traffic Management*
CAS100 TCAS
ETCAS
F-фактор
Free Flight
GPWS
– історія створення
і впровадження
– принцип дії
– розробка систем GPWS
Honeywell TCAS II
RA з обмеженням вертикальної

швидкості
RA з набором висоти
RA з перетинанням абсолютної
висоти
RA зі збільшенням вертикальної
швидкості
RA зі зниженням
RA зворотного значення
R-метр
TCAS 3000
TCAS-4000
TSS-4100



СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. *Radar Development in The Netherlands. 100 years since Hulsmeyer.* Editors: F. Bremer and P. van Genderen. — Hassink Drukkers Haaksbergen, 2004. — 108 pp.
2. *Ощепков П. К. Жизнь и мечта / П. К. Ощепков.* — М. : Моск. рабочий, 1967. — 296 с.
3. *Лобанов М. М. Начало советской радиолокации / М. М. Лобанов.* — М. : Сов. радио, 1975. — 288 с.
4. *Nosich A. I. Microwaves in Ukraine / A. I. Nosich, Y. M. Poplavko, D. M. Vavriv, F. J. Yanovsky // IEEE Microwave Magazine, December, 2002, P. 82–90.*
5. *Хлопов Г. И. Развитие научных исследований в отделе физических основ радиолокации ИРЭ НАН Украины / Г. И. Хлопов, С. И. Хоменко // Радиофизика и электроника, 2008. — Т. 13. — С. 321–332.*
6. *Кук Ч. Радиолокационные сигналы / Ч. Кук, М. М. Бернфельд : Сов. радио, 1971. — 568 с.*
7. *Бычков С. И. Радиотехнические системы предупреждения столкновений самолетов / С. И. Бычков, Г. А. Пахолков, В. Н. Яковлев. — М. : Сов. радио, 1977. — С.*
8. *Сосновский А. А. Радиоэлектронное оборудование летательных аппаратов: справ. / А. А. Сосновский, И. А. Хаймович. — М. : Транспорт, 1987. — С.*
9. *Ширман Я. Д. Теоретические основы радиолокации / Я. Д. Ширман. — М. : Сов. радио, 1970. — С.*
10. *Финкельштейн М. И. Основы радиолокации / М. И. Финкельштейн. — М. : Радио и связь, 1983. — С.*
11. *Pokrovsky V. I. Airborne Weather Radar for Windshear Detection / V. I. Pokrovsky, V. V. Belkin, F. J. Yanovsky // Proceedings, 18th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications ICECom-2005, Dubrovnik, Croatia, 2005. — P. 357–360.*
12. *Авиационная метеорология: учеб. для студентов вузов / А. М. Баранов, О. Г. Богаткин, В. Ф. Говердовский, В. Д. Еникеева. — СПб. : Гидрометеоздат, 1992. — 348 с.*
13. *Яновский Ф. И. Моделирование процессов взаимодействия радиолокационного сигнала с турбулизованным метеорологическим объектом / Ф. И. Яновский // Вісник КМУЦА, 1998. — Вып. 1. — С. 125–136.*

14. *Gorp J. J. van*. On operational weather radar network based on FM-CW Weather Radar Systems / J. J. Gorp van, L. P. Ligthart // European Commission, Directorate-General XII, COST 75, Brussels, 1995. — P. 103–111.

15. *Bowles R. L.* Reducing windshear risk through airborne systems technology / R. L. Bowles // 17th Congress of the ICAS, Stockholm, Sweden, 1990. — 27 pp.

16. *Мучник В. М.* Физика грозы / В. М. Мучник. — Л. : Гидрометеиздат, 1974. — 352 с.

17. *Кармов М. И.* Использование некоторых характеристик электромагнитного излучения для оценки грозо-градовых ситуаций / М. И. Кармов // Труды Всесоюзного симпозиума. — Л. : Гидрометеиздат, 1984. — С. 148–150.

18. *Evans W. H.* Electric fields and Conductivity in thunderclouds / W. H. Evans // J. Geophys. Res. — 1969. — Vol. 74, No 4. — P. 939–948.

19. *Имянитов И. М.* Электрическая структура мощных конвективных облаков (Cu cong) и её связь с движениями воздуха в облаках / И. М. Имянитов // Исследование облаков, осадков и грозового электричества. — М. : Гидрометеиздат, 1961. — С. 225–238.

20. *Яновский Ф. И.* Локализация опасных для авиации метеорологических явлений с борта воздушного судна / Ф. И. Яновский. — К. : Знание Украины, 1991. — 28 с.

21. *Баранов И. М.* О необходимости решения задачи оперативного определения оптимальной траектории полета в сложных метеорологических условиях / И. М. Баранов, Ф. И. Яновский // Вычислительная техника и моделирование сложных систем. — К. : КИИГА, 1976. — С. 56–62.

22. *Melvin W.* Terminal Weather / W. Melvin. — Flight Int., 131, No 406, 1987. — P. 44–46, 48.

23. *Кашпровский В. Е.* Определение местоположения гроз радиотехническими методами / В. Е. Кашпровский. — М. : Наука, 1966. — 248 с.

24. *Пат. США*, N4023408. Stormscope / P. A. Ryan, N. Spitzer, 1978.

25. *Кораблев А. В.* Анализ погрешностей НН-метода измерения дальности до источника грозового разряда / А. В. Кораблев, Ф. И. Яновский // Вісник КМУЦА. — Вип. 3–4, 2000. — С. 147–154.

26. *Яновский Ф. И.* Метеонавігаційні радіолокаційні системи повітряних суден / Яновский Ф. И. — К. : НАУ, 2003. — 304 с.

27. *Яновский Ф. И.* Бортовые метеонавигационные радиолокаторы. Физические основы, основные параметры и принципы построения: учеб. пособие / Ф. И. Яновский. — К. : КИИГА, 1982. — 82 с.

28. *Яновский Ф. И.* Об основных эксплуатационных требованиях к бортовым системам отображения метеорологической информации в гражданской авиации / Ф. И. Яновский, В. Я. Голубчик, Б. Е. Фишман // Вопросы оптимального обслуживания и ремонта АиРЭО воздушных судов: сб. науч. тр. — К. : КИИГА, 1985. — С. 96–100.

29. Яновский Ф. И. О тенденциях развития бортовых радиотехнических средств обеспечения безопасности полетов. Теория и практика функционального использования и эксплуатации радиоэлектронных систем гражданской авиации / Ф. И. Яновский, Б. Е. Фишман. — М. : МИИГА, 1986. — С. 80–84.

30. Степаненко В. Д. Радиолокация в метеорологии / В. Д. Степаненко. — Л. : Гидрометеиздат, 1973. — 344 с.

31. Kessler E. Association between aircraft measurements of turbulence and weather measurements / E. Kessler, J. T. Lee, K. E. Wilk. — Bull. Amer. Meteor. Soc., 1965. — P. 443–448.

32. Белкин В. В. О характеристиках обнаружения турбулентных зон по радиолокационной отражаемости облаков / В. В. Белкин, Ф. И. Яновский // Теория и техника радиолокации, радионавигации и радиосвязи в гражданской авиации. — Рига, 1977. — Вып. 4. — С. 41–44.

33. Атлас Д. Успехи радарной метеорологии / Д. Атлас. — Л. : Гидрометеиздат, 1967. — 198 с.

34. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория: справ.— 2-е изд., перераб. и доп. / под ред. Я. Д. Ширмана. — М. : Радиотехника, 2008. — 512 с.

35. Справочник по радиолокации: в 4 т. — Т. 1 / под ред. Я. С. Иццоки. — М. : Сов. радио, 1976. — С

36. Довиак Р. Доплеровские радиолокаторы и метеорологические наблюдения / Р. Довиак, Д. Зрнич. — М. : Гидрометеиздат, 1988. — 512 с.

37. Atlas D. Doppler radar characteristics of precipitation at vertical incidence / D. Atlas, R. C. Srivastava, R. S. Sekhon // Reviews of Geophysics and Space physics. — Vol. 11, No 1, 1973. — С

38. Вентцель Е. С. Теория вероятностей / Е. С. Вентцель. — М. : Наука, 1965. — 430 с.

39. Doviak R. J. Doppler Radar and Weather Observation (2nd edition) / R. J. Doviak, D. S. Zrnic // Academic Press, 1993. — 562 p.

40. Горелик А. Г. Связь статистических характеристик радиолокационного сигнала с динамическими процессами и микроструктурой метеобъекта / А. Г. Горелик, Ю. В. Мельничук, А. А. Черников // Труды ЦАО. — Вып. 48. — М. : Гидрометеиздат, 1963. — С. 3–55.

41. Яновский Ф. И. Анализ горизонтальных профилей среднего значения и дисперсии радиолокационного сигнала, отраженного от облаков / Ф. И. Яновский // Исследования по радиотехнике. — Новосибирск : НЭТИ, 1973. — Вып. 6. — С. 151–155.

42. Яновский Ф. И. Некоторые резервы повышения эффективности обнаружения опасных зон бортовыми РЛС / Ф. И. Яновский // Исследования по радиотехнике. — Новосибирск : НЭТИ, 1973. — Вып. 6. — С. 155–160.

43. *Russchenberg H. J. W.* Bimodal Doppler spectra from clouds and precipitation / H. J. W. Russchenberg // IEEE Trans. Geoscience and remote sensing. — Vol. 35, No. 4, 1997. — P. 37–41.

44. *Бабак В. П.* Сигналы і спектры : навч. посіб. / В. П. Бабак, А. Я. Білецький, А. М. Гуржій. — К. : Кн. вид-во НАУ, 2005. — 492 с.

45. *Бендат Дж.* Прикладной анализ случайных процессов / Дж. Бендат, А. Пирсол. — М. : Мир, 1989. — 540 с.

46. *Яновский Ф. И.* Влияние формы диаграммы направленности антенны на спектр флуктуаций радиолокационного эхо-сигнала от облаков и осадков при движении радиолокатора / Ф. И. Яновский // Теория и техника радиолокации, радионавигации и радиосвязи в гражданской авиации: межвуз. сб. науч. тр. — Рига, 1976. — Вып. 2. — С. 82–86.

47. *Яновский Ф. И.* Влияние движения радиолокатора на ширину спектра огибающей сигнала, отраженного от облака рассеивателей / Ф. И. Яновский // АН СССР. Радиотехника и электроника, 1977. — Т. 22. — № 9. — С. 1972–1974.

48. *Gossard E. E.* Radar observations of clear air and clouds / E. E. Gossard, R. G. Strauch. — Elsevier, New York, 1983. — 280 pp.

49. *Яновский Ф. И.* О дисперсии доплеровской частоты сигнала, отраженного от облака рассеивателей, при движении источника излучения / Ф. И. Яновский // Теория и техника радиолокации, радионавигации и радиосвязи в гражданской авиации: межвуз. сб. науч. тр. — Рига, 1981. — С. 3–7.

50. *Бартон Д.* Радиолокационные системы / Д. Бартон. — М. : Воениздат, 1967. — 480 с.

51. *Radar Estimation of Turbulence Eddy Dissipation Rate in Rain / F. J. Yanovsky, I. G. Prokopenko, H. W. J. Russchenberg, L. P. Ligthart // IEEE IGARSS. — Toronto, Canada, 2002. — Vol. 1. — P. 63–65.*

52. *Яновский Ф. И.* Об использовании бортовой РЛС для оценки параметров турбулентности в облаках / Ф. И. Яновский // АН СССР. Радиотехника и электроника. — 1974. — Т. 19, № 8. — С. 1963–1965.

53. *Ligthart L. P.* Adaptive algorithms for radar detection of turbulent zones in clouds and precipitation / L. P. Ligthart, F. J. Yanovsky, I. G. Prokopenko // IEEE Trans. AES, No1, 2003. — Vol. 39. — P. 357–367.

54. *Yanovsky F. J.* Potential of a noise radar for meteorological applications / F. J. Yanovsky // First International Workshop on the Noise Radar Technology (NRTW 2002). — Yalta, 2002. — P. 195–199.

55. *Козлов А. И.* Поляризация радиоволн. Поляризационная структура радиолокационных сигналов / А. И. Козлов, А. И. Логвин, В. А. Сарычев. — М. : Радиотехника, 2005. — 704 с.

56. *Yanovsky F. J.* Phenomenological Models of Doppler-Polarimetric Microwave Remote Sensing of Clouds and Precipitation / F. J. Yanovsky // IEEE IGARSS, 2002. — Vol. 3. — P. 1905–1907.

57. Яновский Ф. И. Применение антенны с управляемой поляризацией для обнаружения зон града и обледенения / Ф. И. Яновский, В. А. Паниц // Известия вузов. Радиоэлектроника, 1996. — Т. 39. — № 10. — С. 32–42.
58. Comparison of Modeled and Measured Doppler-Polarimetric Parameters of Radar Signal Reflected from Rain / F. J. Yanovsky, L. P. Ligthart, H. W. J. Russchenberg, V. S. Fomichov // Proc. 2000 Int. Symp. on Antennas and Propagation, Fukuoka, Japan, 2000. — Vol. 3. — P. 951–955.
59. Heijnen S. H. Tara: Development of a new Transportable Atmospheric Radar / S. H. Heijnen, L. P. Ligthart // Proc. 5th International Conf. Radar Systems, session Radar Systems 1, Brest, France, 1999.
60. Bringi V. N. Polarimetric Doppler Weather Radar / V. N. Bringi, V. Chandrasecar // Cambridge University Press, 2002. — 635 pp.
61. Yanovsky F. J. Use of signal polarization properties — the way to improvement of weather radar parameters / F. J. Yanovsky // Proc. of the Third International Workshop on Radar Polarimetry, March 21-23, 1995, Nantes, France. — P. 578–589.
62. Yanovsky F. J. Detection of hail areas with airborne weather radar / F. J. Yanovsky, A. B. Shupiatsky // 1995 International Geoscience and Remote Sensing Symposium Proceedings. — Florence, Italy, 1995. — Vol. III. — P. 1670–1672.
63. Дзюбенко В. П. Автоматическое формирование радиолокационной карты местности в бортовых МНРЛС / В. П. Дзюбенко // Проблемы эксплуатации и надежности авиационной техники: сб. науч. тр. — К. : КМУГА, 1997. — С. 152–156.
64. Belkin V. V. Automatic Forming of the Earth Surface Map with Airborne Weather Radars / V. V. Belkin, V. P. Dzubenko, F. J. Yanovsky // Proc. of the International Conference on Land Use. — Cover Change Dynamics LUCCD 2001, Beijing, China, 2001. — P. 105–116.
65. Тхинь В. К. Моделирование алгоритма селекции радиолокационных сигналов от гидрометеообразований на фоне подстилающей поверхности / В. К. Тхинь, Ф. И. Яновский // Статистические методы обработки сигналов в авиационном РЭО. — К. : КИИГА, 1993. — С. 40–47.
66. Яновский Ф. И. Методические указания по обоснованию и расчету тактико-технических характеристик самолетных радиолокационных систем / Ф. И. Яновский. — К. : КИИГА, 1981. — 64 с.
67. Arinc 708A-3. Airborne Weather Radar with Forward Looking Wind-shear Detection Capability, Aeronautical Radio Inc., Nov 15, 1999.
68. Авиационная электросвязь. Приложение 10 к Конвенции о Международной гражданской авиации. — Т. 1, ч. 1. Аппаратура и системы. Монреаль, 1985 (с дополнениями). — 416 с.
69. Радиолокационные системы воздушных судов / П. С. Давыдов, А. И. Козлов, В. С. Уваров и др. — М. : Транспорт, 1988. — 360 с.

70. *Перевезенцев Л. Т.* Радиолокационные системы аэропортов: учеб. для вузов гражданской авиации. — 2-е изд. / Л. Т. Перевезенцев, В. Н. Огарков. — М. : Транспорт, 1991. — 360 с.
71. *Перевезенцев Л. Т.* Дискретно-адресные системы вторичной радиолокации / Л. Т. Перевезенцев, Г. Н. Лазарев. — К. : КМУГА, 1996. — 140 с.
72. *Stevens M. S.* Secondary surveillance radar / M. S. Stevens. — Boston, London : Artech House, 1998. — 300 p.
73. *Леонов А. И.* Моноимпульсная радиолокация / А. И. Леонов, К. И. Фомичев. — М. : Радио и связь, 1984. — 312 с.
74. *Helfrick A.* Principles of Avionics, Avionics Communications Inc. / A. Helfrick. — 3rd edition, Leesburg, VA, USA, 2004. — 396 p.
75. *Панфилов И. П.* Теория электрической связи / И. П. Панфилов, В. Е. Дырда. — М. : Радио и связь, 1991. — 344 с.
76. *Mode S* Transponder, Rockwell Collins Product Catalog, 2009. Available from Internet: <<http://www.rockwellcollins.com>>.
77. *Minimum* Operational Performance Standards for Traffic Alert and Collision Avoidance System (TCAS) Airborne Equipment. Changes 1 through 6 and Change 6.04a, RTCA, Inc. — RTCA DO-185.
78. *Annex 10*, ICAO Convention. — Vol. IV. Surveillance Radar and Collision Avoidance Systems, 1995.
79. *Henely*, Tcas II, The Avionics Handbook, Ed. Cary R. Spitzer, Boca Raton, CRC Press LLC, Chapter 18. — 10 p.
80. *Consistent* Values of DMOD and TAU for The Bramson Range Test, Lincoln Laboratory Report, Nov. 1987.
81. *Characteristic* 718-4 Mark 3 ATC Transponder. ARINC, Inc.
82. *Wood M. L.* TCAS II ATCRBS Surveillance Algorithms / M. L. Wood // Project Report ATC-131, Lincoln Laboratory, MIT, Lexington, MA, Prepared for FAA, Washington, D.C. 20591, 28 January 1985. — 40 p.
83. *Introduction* to TCAS II (2000), Version 7, U.S. Department of Transportation, FAA, Nov 2000. — 45 p.
84. *Decision* criteria for regulatory measures on TCAS II version 7.1 25.07.2008, SIRE+/WP7/69/D Version 1.2. Available from Internet: <<http://www.eurocontrol.int/msa/public/standard_page/ACAS_Upcoming_Changes.html>.
85. *Kerr D. W.* Propagation of Short Radio Waves / D. W. Kerr. — McGraw-Hill, 1951. — 486 p.
86. *Aircraftmech* web site: <http://www.aircraftmech.com/>
87. *ACSS* (An L-3 communications & Thales Company) TCAS 3000, TRAFFIC ALERT AND COLLISION AVOIDANCE SYSTEM. Available from Internet: [<http://www.l-3com.com/products-services/productservice.aspx?type=ps&id=366>]

88. *Belkin V. V. Aircraft Traffic Collision Avoidance System / V. V. Belkin, F. J. Yanovsky // Proc. 2nd Int. Workshop on Intelligent Transportation (WIT 2005), Hamburg, Germany, 2005. — P. 195–200.*

89. *Belkin V. V. Aircraft Collision Avoidance System / V. V. Belkin, F. J. Yanovsky // Proceedings IEEE Aerospace and Electronic Systems Symposium, Big Sky, MO, USA, 2007. — P. 11–19.*

90. *Nato Stanag 4193 PT 1 Technical Characteristics of IFF Mk XA and Mk XII Interrogators and Transponders Part I: General Description of the System. Available from Internet:*

<<http://aero-defense.ihs.com/document/abstract/ТОПОС>>

91. *Automatic dependent surveillance — broadcast (ADS-B) concept of use, AN-Conf/11-WP/6, Appendix, 2003 — 36 p.*

92. *Европейские рекомендации относительно выбора линии передачи данных для ADS-B // Одиннадцатая аэронавигационная конференция, Монреаль, 22 сентября — 3 октября 2003 года. AN-Conf/11-WP/137.*

93. *Development of cockpit display of traffic information (CDTI), ICAO Third Meeting of Automatic Dependent Surveillance — Broadcast (ADS-B) Study and Implementation Task Force (ADS-B TF/3), Bangkok, 23-25 March 2005. — 5 p.*

94. *Meteorological Considerations Used in Planning the NEXRAD Network / D. A. Leone, R. M. Endlich, J. Petriceks, R. T. H. Collis, J. R. Porter // Bulletin of the American Meteorological Society — Vol. 70, Issue 1, 1989. — P. 4–13.*

95. *Major Contract for ADS-B Weather Systems, Safety & Technology Trends, Monday, March 31, 2008. Available at <<http://www.aviationtoday.com/asw/categories/military/20657.html>>*

96. *Yanovsky F. J. Analysis of Possibilities to Enhance the Informativeness of Atmosphere Electricity Observations / F. J. Yanovsky, B. E. Fishman // Proc. 4th All-Union Symposium on Atmospheric Electricity, Nalchik, USSR, 1990. — P. 23–24 (in Russian).*

97. *Yanovsky F. J. Automated Dependent Surveillance: Aircraft Position and Weather Data / F. J. Yanovsky // Proc. Tyrrhenian International Workshop on Digital Communications. Enhanced Surveillance of Aircraft and Vehicles (ESAV'08), Capri, 2008. — P. 132–137.*

98. *Научный совет по проблеме «Статистическая радиофизика», Академия наук СССР, Протокол № 23/19 от 22 февраля, 1991.*

99. *WMO No.958, AMDAR reference manual: Aircraft meteorological data relay. Geneva, World Meteorological Organization (WMO), 2003 — 80 p.*

100. *The Fifth Meeting of automatic dependent surveillance — broadcast (ADS-B) study and implementation task force (ADS-B SITF/5), New Delhi, India, 5–7 April 2006, 26 p. Available at the WEB*

<http://www.icao.int/icao/en/ro/apac/2006/ADSB_ADSBTF5/wp09.pdf>

101. *Аджиев А. Х.* Импульсно-временные характеристики электромагнитного излучения грозовых облаков в дециметровом диапазоне / А. Х. Аджиев, Е. М. Богаченко // Известия АН СССР. Сер. ФАО. — Т. 24, № 9, 1983. — С. 973–979.
102. *Кононов И. И.* Радиотехнические методы местоопределения грозовых очагов / И. И. Кононов, И. А. Петренко, В. С. Снегуров. — Л.: Гидрометеиздат, 1986. — 224 с.
103. *Yanovsky F. J.* Airborne Sensor for Passive Determination of the Distance Up to Lightning Source / F. J. Yanovsky, A. V. Korablev // IEEE 2000 International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Hilton Hawaiian Village Honolulu, Hawaii, 24-28 July 2000 — Vol. VII. — P. 3172–3174.
104. *Yanovsky F. J.* Use of some propagation singularities for passive determination of the distance up to lightning source / F. J. Yanovsky, A. V. Korablev // Millenium Conference on Antennas & Propagation AP 2000, Davos, Switzerland, April 9–14, 4 p.
105. *Lawama A.* Flight Safety: Passive Measurement of the Distance to Lightning Source from an Airplane / A. Lawama, D. N. Glushko, F. J. Yanovsky // Proc. 2nd International Workshop on Intelligent Transportation, Hamburg, 2005. — P. 181–186.
106. *Breen B. S.* Enhanced Situation Awareness / B. S. Breen // The Avionics Handbook / Editor C. R. Spitzer, CRC Press, 2001. — 527 p.
107. (TSO C151a, 1990) — из мм радар CRC Press.
108. (Regulations, 2005) — из мм радар CRC Press.
109. *Traffic Collision Alerting System (Honeywell)*, 2008. Avialable from Internet: <<http://www.honeywell.com/sites/aero/TCAS.htm>>
110. *Traffic surveillance systems (Collins)*, 2008/ Avialable from Internet: <http://www.encompass.info/news/prn_page8196.html>
111. *ACSS*, 2008. Avialable from Internet: <<http://www.acssonboard.com/Pages/Default.aspx>>
112. *Mid-Air Collision*, 2004–2002 Überlingen disaster. Avialable from Internet: <<http://www.waymarking.com/waymarks/WM1ZN8>>
113. *Bateman D.* GPWS / D. Bateman // Wikipedia, Ground proximity warning system, 2008. Avialable from Internet: <http://en.wikipedia.org/wiki/Ground_proximity_warning_system>
114. *Bateman D.* Enhanced Ground Proximity Warning System (EGPWS) and Flight History Stored in Non-Volatile Flash Memory, Honeywell / D. Bateman // Presented at the ANZSASI Conf., June 2000, Christchurch NZ.
115. *Spitzer C. R.* Digital avionics handbook. — 2nd ed. / C. R. Spitzer. — Vol. 2, CRC / Taylor & Francis, 2007.
116. *Jensen D.* EGPWS: Look What It Can Do Now / D. Jensen // Avionics Magazin, Wednesday, November 1, 2000. Avialable from Internet: <<http://www.aviationtoday.com/av/categories/bga/12904.html>>

117. *Jane's*. Enhanced Ground Proximity Warning System (United States), 2008. Available from Internet:

<http://www.janes.com/extracts/extract/jav/jav_0561.html>

118. *Kuchar J. K.* Markov Model of Terrain for Evaluation of Ground Proximity Warning System Thresholds / J. K. Kuchar // *Journal of Guidance, Control, and Dynamics* — Vol. 24, No. 3, May–June 2001. — P. 428–435.

119. *Campbell N. A. H.* The Use of Enhanced Ground Proximity Warning System (EGPWS) Data for Aviation Safety Investigation / N. A. H. Campbell. — 2005. — 12 p. Available from Internet:

<<http://www.asasi.org/papers/2005/Use%20of%20EGPWS.pdf>>

120. *Honeywell* Aerospace EGPWS, 2008. Available from Internet:

<<http://www.honeywell.com>>

121. *Technical Standard Order TSO C151a*. Terrain Awareness and Warning System, FAA, 1999. — 39 p. Available from Internet:

<[http://rgl.faa.gov/Regulatory_and_Guiance_Library/rgTSO.nsf/0/8c261d327a bbb5cc86256e930057bafa/\\$FILE/c151a.pdf](http://rgl.faa.gov/Regulatory_and_Guiance_Library/rgTSO.nsf/0/8c261d327a bbb5cc86256e930057bafa/$FILE/c151a.pdf)>

122. *Boeing 727* GPWS, 2001. Available from Internet:

<<http://www.boeing-727.com/Data/systems/infogpws.html#mode2>>

123. Система предупреждения об опасном сближении с землей УВД Франции. 11-я Аэронавигационная конференция, Монреаль, 22 сентября–3 октября 2003 года, AN-Conf/11-WP/61 23/7/03. — 5 с. Режим доступа:

<http://www.icao.int/icao/en/anb/meetings/anconf11/documentation/ANConf11_wp061_ru.pdf>

124. Система раннего предупреждения близости земли СРПБЗ.

ВНИИРА, 2009. — Режим доступа: <http://www.airshow.ru/expo/571/prod_1084_r.htm>

125. *Аэрокосмический* портал Украины. — Режим доступа:

<<http://www.nkau.gov.ua/gateway/news.nsf/>>

126. АОЗТ «УкрНИИРА». Режим доступа:

<<http://www.ukrniira.kiev.ua/aviapribor/inst.php>>

127. *Enhanced* Ground Proximity Warning System. — Available from Internet:

<http://www.ostrich.aero/egpws_family.jpg>

128. *Яновский Ф. И.* Бортовые метеонавигационные радиолокаторы. Структура системы и особенности построения передающих устройств: учеб. пособие / Ф. И. Яновский. — К. : КИИГА, 1987. — 78 с.

129. *Вебсайт* НПО Аеротехніка. — Режим доступа:

<<http://www.aerotechnica.ua/Russian/company.pdf>>

130. *Raab F. H.* RF and Microwave Power Amplifier and Transmitter Technologies / F. H. Raab et al // *High Frequency Electronics*, 2003 Summit Technical Media, LLC. — P. 22–36.

131. *HFET Transistors with Outstanding Performance and Durability*. Microwave Journal No June 2007. — P. 135–138. — Available from Internet: <http://mwj.hotims.com/11718-YYY>
132. *Льницький Л. Я.* Антени та пристрої надвисоких частот: підруч. / Л. Я. Льницький, О. Я. Савченко, Л. В. Сібрук. — К. : Укртелеком, 2003. — 469 с.
133. *Ав. св.* на изобретение (СССР) №658514. Индикатор метеорологической информации для бортовой импульсной радиолокационной станции / В. В. Белкин, Р. Б. Синюгин, Ф. И. Яновский. — 1977; опубл. 28.12.1978.
134. *Пат.* № 14307 (Україна). Радиолокаційний приймач / О. С. Косинський, І. О. Жарій, В. П. Дзюбенко; опубл. 25.04.1997. Бюл. № 2.
135. *Радиолокационный комплекс «Буран»: Руководство по технической эксплуатации*. Ч. 1. — 1992.
136. *Метеонавигационные радиолокационные станции МНРЛС 85: Руководство по технической эксплуатации*. Ч. 1. — 1990.
137. *Кучерявый А. А.* Бортовые информационные системы / А. А. Кучерявый. — Ульяновск : УЛГТУ, 2004. — 504 с.
138. *Теоретические основы радиолокации*; под ред. В. Е. Дулевича. — М. : Сов. Радио. — С
139. *Sinitsyn R. B.* Signal Processing Algorithms for Ultrawideband Noise Radar / R. B. Sinitsyn, F. J. Yanovsky // Proc. International Radar Symposium IRS 2007, Cologne, Germany, 2007. — P. 83–88.
140. Yanovsky F. J. Ultrawideband Signal Processing Algorithms for Radars and Sodars / R. B. Sinitsyn, F. J. Yanovsky // Proc. Third International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, Sevastopol, Ukraine, 2006. — P. 66–71.
141. De Wolf D. A. Effective permittivity of and scattering from wet snow and ice droplets at weather radar wavelengths, IEEE Transactions on Antennas and Propagation / De D. A. Wolf, H. W. J. Russchenberg, L. P. Ligthart. — Vol. 38, No9, 1990. — P. 1317–1325.
142. Russchenberg H. W. J. Ground-based Remote Sensing of Precipitation Using a Multi-polarized FM-CW Doppler Radar / H. W. J. Russchenberg // Delft University Press, Delft, The Netherlands, 1992. — 206 p.
143. *Yanovsky F.* Inferring microstructure and turbulence properties in rain through observations and simulations of signal spectra measured with Doppler-polarimetric radars/ F. Yanovsky // Chapter in: Polarimetric Detection, Characterization, and Remote Sensing, Springer, 2011. — 545 p.

Навчальне видання

ЯНОВСЬКИЙ Фелікс Йосипович

РАДІОЛОКАЦІЙНІ СИСТЕМИ ПОВІТРЯНИХ СУДЕН

Підручник

Редактор *Р. М. Шульженко*
Технічний редактор *А. І. Лавринович*
Коректор *В. С. Слива*
Художник обкладинки *Л. В. Карпук*
Комп'ютерна верстка *Л. Т. Колодіної*

Підп. до друку 24.12.12. Формат 60x84/16. Папір офс.
Офс. друк. Ум. друк. арк. 40,0. Обл.-вид. арк. 43,0.
Тираж 500 пр. Замовлення № 234-1.

Видавець і виготівник
Національний авіаційний університет
03680. Київ – 58, проспект Космонавта Комарова, 1
Свідоцтво про внесення до Державного реєстру ДК № 977 від 05.07.2002