

Д.І. ВЕЛЬМІСКІН

ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ РАДІОЛОКАЦІЇ

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ОДЕСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ЕКОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Д.І. ВЕЛЬМІСКІН

ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ РАДІОЛОКАЦІЇ

Конспект лекцій

Дніпропетровськ
"Економіка" - 2005

УДК 551.508.57:621.396
ББК 26.23
В-28

Друкується за рішенням Вченої ради одеського державного екологічного університету, протокол №11 від 30.12.2004 р.

Вельміскін Д.І.

Теоретичні основи радіолокації: Конспект лекцій. –
Дніпропетровськ: "Економіка", 2005. – 128 с.

В конспекті лекцій розглянуті загальні питання теоретичних основ радіолокації. Особлива увага приділяється питанням метеорологічної радіолокації, основам побудови метеорологічних радіолокаторів.

Конспект лекцій розрахований для студентів, магістрів, аспірантів метеорологічного профілю.

© Одеський державний
екологічний університет, 2005

ЗМІСТ

	стор.
ВСТУП.....	6
1 Загальні відомості про радіолокацію.....	7
1.1 Координати і параметри руху радіолокаційної цілі.....	7
1.2 Фізичні основи радіолокації.....	8
1.3 Структурна схема РЛС.....	9
1.4 Види радіолокації.....	10
1.5 Характеристики РЛС.....	12
2 Сигнали зондування.....	15
2.1 Поодинокий імпульсний сигнал зондування.....	17
2.2 Послідовність поодиноких сигналів зондування.....	19
3 Вторинне випромінювання.....	21
3.1 Явище вторинного випромінювання.....	21
3.2 Вторинне випромінювання малих тіл.....	23
3.3 Вторинне випромінювання тіл, лінійні розміри яких порівняні з довжиною хвилі.....	25
3.4 Вторинне випромінювання великих тіл.....	26
3.5 Вторинне випромінювання метеорологічних об'єктів.....	27
4 Дальність радіолокаційного спостереження.....	29
4.1 Рівняння дальності радіолокаційного спостереження точечного об'єкта.....	29
4.2 Рівняння дальності радіолокаційного спостереження РЛС з активною відповіддю.....	32
4.3 Рівняння дальності радіолокаційного спостереження метеоб'єктів.....	34
4.4 Вплив заломлюючих властивостей атмосфери на дальність радіолокаційного спостереження МРЛ.....	35
4.5 Методи врахування радіорефракції.....	38
4.6 Вплив послаблюючих властивостей атмосфери на дальність радіолокаційного спостереження.....	41
5 Відбитий сигнал.....	49
6 Завдання оптимального виявлення.....	52
6.1 Постановка завдання. Якісні показники виявлення.....	52
6.2 Критерії оптимальності виявлення.....	54
6.3 Найпростіший приклад оптимізації виявлення. Вибір порога рішення.....	55
6.4 Кореляційно-фільтрова обробка сигналів.....	59
6.4.1 Виявлення цілком відомого сигналу.....	59

6.4.2	Найпростіший кореляційний виявитель.....	62
6.4.3	Виявлення сигналу з випадковою фазою.....	64
6.4.4	Виявлення сигналу з випадковою амплітудою і фазою.....	66
6.4.5	Погоджений фільтр.....	67
6.4.6	Імпульсна характеристика погодженого фільтра.....	69
6.4.7	Частотна характеристика погодженого фільтра.....	70
7	Огляд простору.....	72
7.1	Види огляду.....	72
7.2	Огляд простору за кутовими координатами.....	72
7.3	Параметри послідовного огляду.....	73
8	Вибір основних технічних рішень.....	74
8.1	Вибір методу огляду.....	74
8.2	Вибір виду сигналу зондування.....	75
8.3	Вибір робочого діапазону хвиль.....	75
8.4	Вибір способу відліку координат.....	76
8.5	Структурна схема імпульсної РЛС.....	76
9	Принципи побудови системи синхронізації і масштабних міток дальності.....	78
9.1	Вимоги, які ставляться до системи синхронізації і масштабних міток дальності.....	79
9.2	Система синхронізації масштабних міток дальності з задаючим генератором.....	79
9.3	Система синхронізації масштабних міток дальності з розподілом частоти кварцового генератора.....	81
10	Основи побудови тракту генерації і випромінювання.....	83
10.1	Основи побудови радіопередавальних пристроїв.....	84
10.1.1	Вплив основних параметрів РПП на характеристики РЛС.....	84
10.1.2	Багатокаскадний передавальний пристрій.....	85
10.1.3	Однокаскадний передавальний пристрій.....	85
10.2	Основи побудови фідерних систем.....	87
10.2.1	Вплив параметрів фідерної системи на характеристики РЛС. Вимоги, які ставляться до фідерної системи.....	88
10.2.2	Фідерні лінії РЛС.....	90
10.2.3	Антенні комутатори (АК).....	90
10.2.4	Обертові зчленування.....	91
10.3	Основи побудови антен.....	92
10.3.1	Вплив параметрів антен на характеристики РЛС. Вимоги, які ставляться до антен.....	92
10.3.2	Можливі варіанти побудови антен.....	94
11	Побудова тракту прийому і фільтрації сигналів.....	98

11.1	Основи побудови РПрП МРЛ.....	100
11.1.1	Синтез структурної схеми оптимального РПрП.....	100
11.1.2	Основні технічні параметри РПрП та їхній вплив на характеристики МРЛ.....	103
11.1.3	Особливості елементів РПрП метрового і сантиметрового діапазону хвиль.....	106
11.2	Принципи побудови систем регулювання підсилення приймача.....	106
12	Принципи побудови індикаторних пристроїв.....	108
12.1	Класифікація електронно-променевих індикаторів.....	108
12.2	Вплив електронно-променевих індикаторів на характеристики МРЛ.....	109
12.2.1	Вплив індикаторів на дальність виявлення МРЛ.....	109
12.2.2	Вплив індикаторів на роздільну здатність МРЛ по дальності.....	109
12.2.3	Вплив індикаторів на роздільну здатність МРЛ по азимуту.....	111
12.2.4	Способи підвищення роздільної здатності ІКО.....	113
12.3	Особливості побудови індикатора кругового огляду.....	116
12.3.1	ІКО з обертовою відхиляючою котушкою.....	116
12.3.2	ІКО з нерухомою відхиляючою системою.....	116
12.3.3	Особливості побудови секторного індикатора азимут-дальність з растровою розгорткою.....	118
13	Основи побудови систем автоматичного настроювання частоти і систем перебудови частоти РЛС.....	119
13.1	Призначення систем автоматичного настроювання частоти...	119
13.2	Вплив основних параметрів системи АПЧ на характеристики РЛС.....	120
13.3	Класифікація систем АПЧ.....	121
13.4	Варіанти побудови систем АПЧ.....	121
13.4.1	Різницева об'єднана система АПЧ.....	121
13.4.2	Різницева автономна система АПЧ.....	123
13.5	Основи побудови системи перебудови частоти РЛС.....	124
13.5.1	Параметри і вимоги, які ставляться до системи перебудови частоти РЛС.....	124
13.5.2	Варіанти побудови системи перебудови частоти РЛС.....	124
	ЛІТЕРАТУРА.....	126

ВСТУП

Ідеї радіолокації виникли набагато раніше їхньої технічної реалізації. Вони з'явилися з розвитком теорії електромагнітних коливань Фарадеєм, Максвеллом, Герцем і особливо з винаходом радіо О.С. Поповим і його першими роботами з радіозв'язку. Останні привели до думки про можливість застосування радіохвиль для виявлення об'єктів і визначення напрямку на них. Про це говориться в звіті О.С. Попова в 1897 році за результатами дослідів у Балтійському морі. У ході дослідів була встановлена можливість виявлення міноносця «Лейтенант Ільїн» у момент перетинання ним лінії радіозв'язку між кораблями «Африка» і «Європа». На основі дослідів було запропоновано використовувати радіохвилі для орієнтації при поганій видимості і ускладненому виявленні, а також сформована сутність вторинного випромінювання радіохвиль. Однак ідеї вченого не були реалізовані в той час, оскільки рівень розвитку радіотехніки був слабкий.

На початку ХХ століття народжується ряд конкретних пропозицій по застосуванню радіохвиль для визначення місця розташування об'єктів. У 1922 році американські вчені А. Тейлор, Л. Юнг повторюють досліди О.С. Попова по вторинному випромінюванню.

Народження техніки радіолокації відноситься до 30-х років, коли зросла роль авіації і швидкості її польотів. Це порушило питання про перехід від звукопеленгації до радіолокації.

Ініціаторами робіт у радіолокації у 1932-1933 роках стали військові інженери П.К. Ощенко, Н.Н. Лобанів. До цих робіт також залучають радіолабораторії та інститути. Роботи зі створення радіолокаторів почали вести всі країни світу. Незважаючи на труднощі, пов'язані з другою світовою війною, роботи зі створення радіолокаторів продовжувалися і продовжуються дотепер на сучасній елементній базі.

Радіолокація – швидко прогресуюча галузь науки. Її базою є статистична теорія радіолокації, основи якої закладені В.А. Котельниковим в його роботі "Теорія потенціальної перешкодозахищеності". Для техніки радіолокації важливим є розвиток обчислювальної техніки, засобів і систем передачі радіолокаційної інформації, автоматизованих систем керування.

Базою для вивчення курсу «Теоретичні основи радіолокації» є вища математика, теорія ймовірностей, фізика, електродинаміка. Предметом вивчення в курсі є основна задача радіолокації – визначення місця розташування об'єкта і спосіб її розв'язання.

В результаті вивчення курсу студенти повинні одержати теоретичні знання і практичні навички в розробці техніки локації.

1. Загальні відомості про радіолокацію

Радіолокацією називають галузь радіоелектроніки, предметом якої є одержання відомостей про об'єкти по їхньому радіовипромінюванню.

Об'єкти, відомості про які становлять інтерес і отримуються радіолокаційними засобами, називаються радіолокаційними цілями. Вони можуть бути повітряними (хмари, опади, літаки, вертольоти, ракети), наземними (автомашини й інша техніка), надводними (кораблі).

Усі відомості про цілі, одержані радіолокаційними засобами, називаються радіолокаційною інформацією (РЛІ). Технічні засоби одержання РЛІ називають радіолокаційними станціями (РЛС), радіолокаторами, радарми, а в метеорології–метеорологічними радіолокаторами (МРЛ).

Процес одержання РЛІ розділяють на етапи: виявлення, вимір координат і параметрів руху цілей, відокремлення цілей, розпізнавання цілей.

Виявлення полягає в ухваленні рішення про наявність чи відсутність цілі в кожній виділеній ділянці з мінімальними імовірностями помилкових рішень.

Вимір полягає у визначенні оцінки координат і параметрів руху виявленої цілі з мінімальними помилками.

Відокремлення полягає у виконанні задачі виявлення і виміру координат однієї цілі в присутності інших, близько розташованих цілей.

Розпізнавання полягає у визначенні належності об'єкта до заздалегідь виділених об'єктів.

1.1 Координати і параметри руху радіолокаційної цілі

За допомогою РЛС координати цілі виміряються в сферичній системі координат (рис. 1.1). Початок відліку дальності співпадає з точкою розташування РЛС (точка O на рис. 1.1). Положення цілі характеризує: похила дальність $r_{Ц}$; азимут $\beta_{Ц}$; кут місця $\varepsilon_{Ц}$.

Азимутом цілі називається кут у горизонтальній площині між початковим напрямком (Oy) і горизонтальною проекцією напрямку на ціль.

Кутом місця цілі називається кут у вертикальній площині між напрямком на ціль ($OЦ$) і горизонтальною проекцією цього напрямку ($Ц'$).

У радіолокації використовується також циліндрична система координат. Положення цілі в цій системі координат характеризують: горизонтальна дальність $r_{Ц} = OЦ' = r_{Ц} \cos \varepsilon_{Ц}$; азимут $\beta_{Ц}$; висота $H = ЦЦ' = r_{Ц} \sin \varepsilon_{Ц}$.

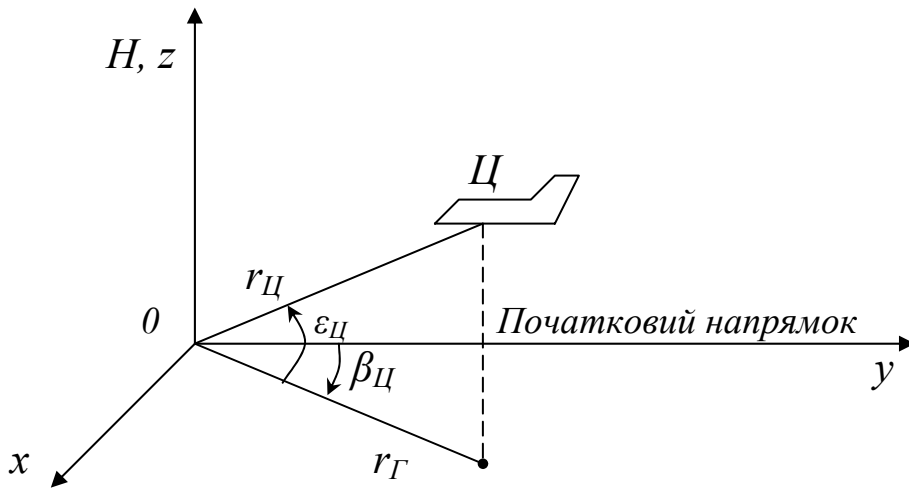


Рис. 1.1 - Система координат, що використовується в радіолокації

Нескладним шляхом можна отримати координати цілі й у прямокутній системі координат (x, y, z).

У радіолокації можуть вимірюватися не тільки координати цілі, але й параметри руху цілі: радіальна швидкість $V_r = dr/dt$; прискорення; швидкості зміни кутових координат $d\beta/dt$, $d\varepsilon/dt$ і інші похідні координат за часом.

1.2 Фізичні основи радіолокації

В основі радіолокації лежать закономірності поширення, випромінювання, відбиття і прийому радіохвиль.

Середовище поширення звичайно ототожнюється з вільним простором, тобто вважається однорідним, ізотропним, недисперсійним. Це значить, що радіохвилі поширюються по прямій лінії з постійною швидкістю $c = 3 \cdot 10^8$ м/с. Вона не залежить від напрямку розповсюдження, поляризації і частоти хвилі. Реальне середовище не завжди може бути порівняне з вільним простором, що вимагає введення відповідних поправок.

Випромінювання (прийом) радіохвиль здійснюється антенами РЛС з високо-направленими діаграмами спрямованості. Частіше радіохвилі, що випромінюються, називають зондувальними чи первинними сигналами, а прийняті радіохвилі – відбитими чи вторинними сигналами.

Поява сигналів вторинного випромінювання викликана наявністю неоднорідностей електричних властивостей середовища. Джерелами відбитих радіохвиль можуть бути не тільки цілі, але й місцеві предмети. Час запізнювання t_3 відбитої хвилі щодо випроміненої (коли

випромінювання і прийом відбувається в одній точці) визначається співвідношенням:

$$t_3 = \frac{r_{Ц}}{c}, \quad (1.1)$$

де $r_{Ц}$ - дальність цілі від РЛС ;
 $c \approx 3 \cdot 10^8$ м/с.

Отже, визначення дальності зводиться до виміру t_3 і розрахунку за формулою:

$$r_{Ц} = \frac{ct_3}{2}. \quad (1.2)$$

Принцип виміру кутових координат цілі полягає у визначенні кутового положення нормалі до фазового фронту відбитої хвилі.

Частота відбитих сигналів рухомих і нерухомих цілей відрізняється на частоту Доплера $F_{ДВ}$, що залежить від радіальної швидкості цілі. Це явище використовується при вимірі радіальної швидкості цілі.

1.3 Структурна схема РЛС

Узагальнена структурна схема РЛС наведена на рис 1.2.

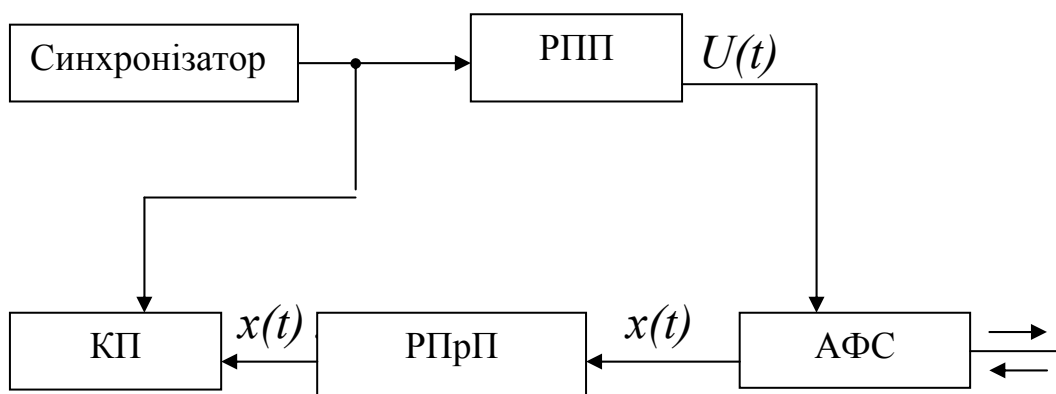


Рис. 1.2 - Структурна схема імпульсної РЛС

Синхронізатор забезпечує синхронну роботу всіх пристроїв РЛС.

Радіопередавальний пристрій (РПП) генерує високочастотні радіосигнали з частотою-носієм f_0 . Як правило, РПП генерує синусоїдальні коливання.

Антенна система, антенно-фідерна система (АФС) чи антенно-хвилепровідна система (АХС) перетворює високочастотні (ВЧ) коливання в радіохвилі при випромінюванні і виконує зворотнє перетворення при прийомі.

Радіоприймальний пристрій (РПрП) здійснює виділення сигналів на тлі шумів, посилення і перетворення їх за частотою.

Кінцевий пристрій (КП) дозволяє визначати координати і параметри руху цілі. У якості КП може використовуватися електронно-променева трубка, електронна обчислювальна машина (ЕОМ) або інший пристрій, що зчитує.

1.4 Види радіолокації

Інформація про цілі визначається шляхом аналізу прийнятих радіолокатором сигналів. Причинами появи сигналу цілі можуть бути: відображення (вторинне випромінювання) радіохвиль; перевипромінювання (ретрансляція) радіохвиль; власне радіовипромінювання цілі.

Тому розрізняють три види радіолокації: звичайна активна; з активною відповіддю; пасивна.

А. Звичайна активна радіолокація.

Заснована на використанні вторинного випромінювання хвиль або радіохвиль пасивної відповіді (рис. 1.3).

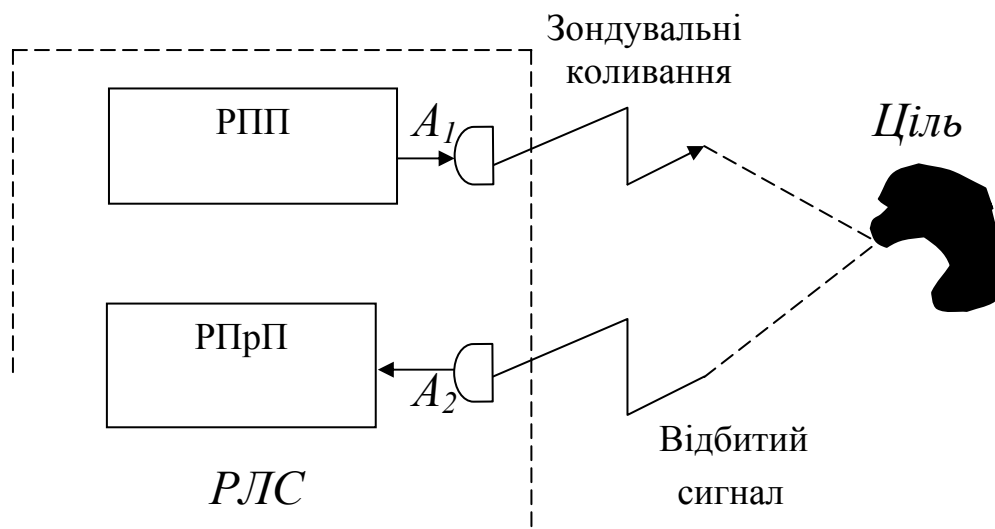


Рис. 1.3 - Сполучена активна радіолокація

Активний характер радіолокації полягає в тому, що застосовується опромінювання простору сигналами зондування великої потужності, які виробляються РПП. Пасивна відповідь (відбитий сигнал) виникає при

вторинному випромінюванні. Відбитий сигнал приймається антеною, обробляється РПрП і отримується інформація про ціль.

РПП і РПрП можуть розташовуватися в одному місці і можуть бути рознесені на деяку відстань, яку називають базою B (рис. 1.4).

У першому випадку РЛС називають сполученими, а в другому – рознесеними. Сполучені і рознесені РЛС можуть бути як імпульсного, так і безперервного випромінювання. Рознесені РЛС можуть мати постійну або змінну базу.

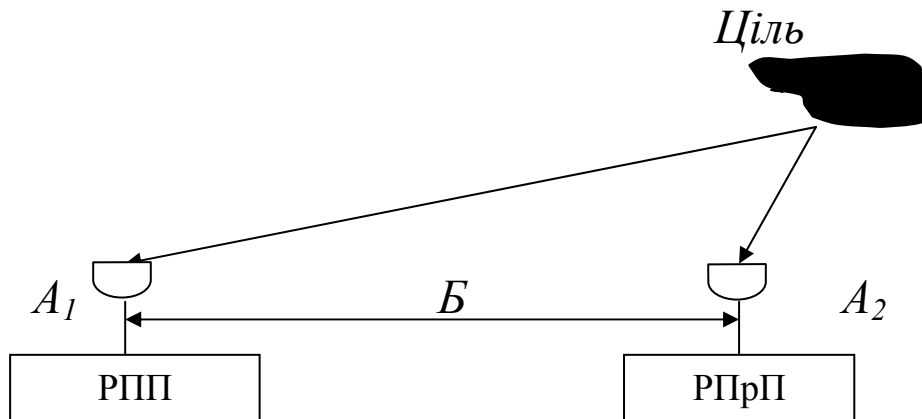


Рис. 1.4 - Рознесена активна радіолокація

Б. Радіолокація з активною відповіддю.

Заснована на переміщенні сигналів зондування (запитувальних сигналів) відповідачів, встановлених на борту цілі (рис. 1.5.)

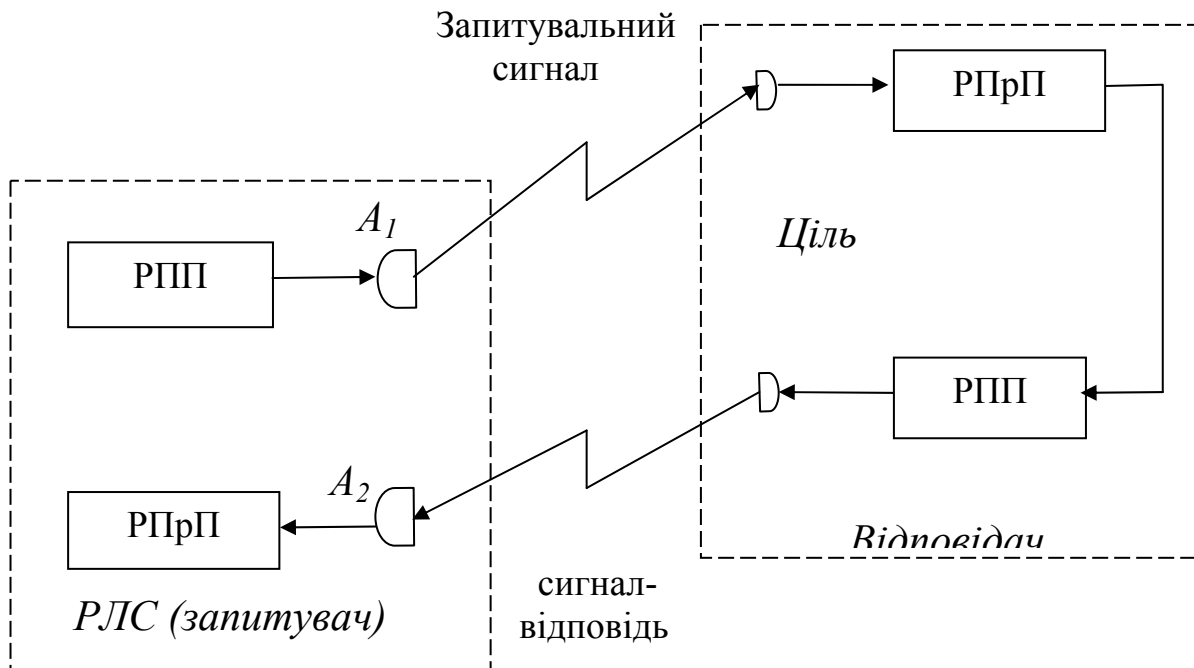


Рис. 1.5 - Радіолокація з активною відповіддю

Відповідний сигнал виробляється РПП відповідача. Тому він досить регулярний і значної потужності. З цієї причини при активній відповіді збільшується дальність дії РЛС і підвищується точність виміру координат.

В. Пасивна радіолокація.

Заснована на використанні власного випромінювання елементів цілі і її найближчого оточення. Вона може здійснюватися за допомогою одного чи декількох рознесених у просторі приймальних пристроїв (рис. 1.6).

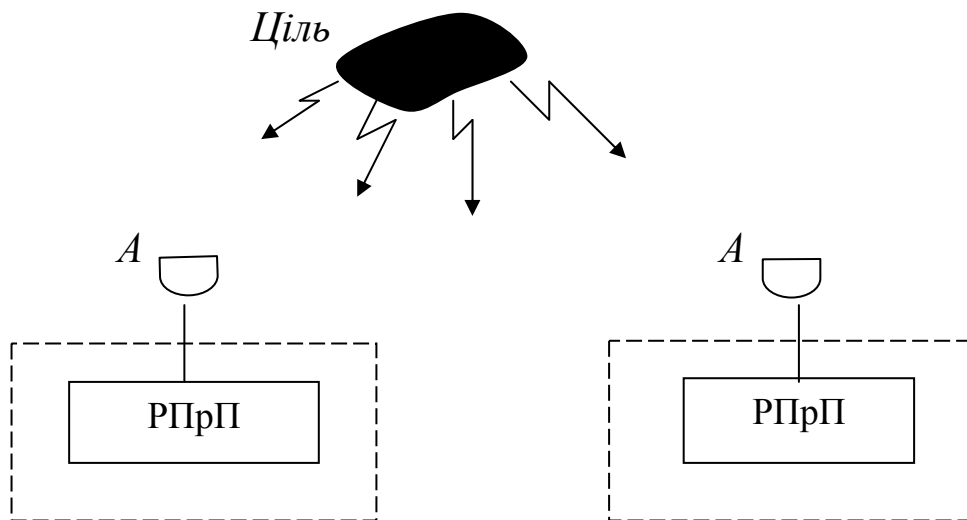


Рис.1.6 - Пасивна радіолокація

1.5 Характеристики МРЛ

Розрізняють тактичні і технічні характеристики МРЛ. Тактичні характеристики: форма і розміри зони виявлення; склад РЛІ, точність РЛІ, роздільна здатність за вимірювальними координатами; надійність; характеристики первинних джерел енергоживлення.

Зоною виявлення МРЛ називається частина простору, у межах якої МРЛ забезпечує виявлення цілей з імовірностями не гірше від необхідних.

Під складом інформації розуміється повний перелік параметрів цілі, що може видавати МРЛ.

Точність РЛІ, яку видає МРЛ, характеризує ступінь відповідності між справжніми параметрами цілі і параметрами, що вимірюються.

Роздільною здатністю МРЛ по даній координаті вважається мінімальний інтервал між двома цілями по одній координаті при збігу в них інших координат, при якому цілі спостерігаються окремо.

Надійність МРЛ – її властивість виконувати і зберігати за часом задані функції в усіх режимах роботи.

Під характеристикою первинних джерел розуміється потужність, що споживається, величина та частота напруги живлення.

Технічні характеристики: довжина хвилі, потужність, що випромінюється, тривалість сигналів випромінювання, характеристики діаграми спрямованості антени (ДСА), чутливість РПрП.

Довжина хвилі λ (частота-носій f_0) ВЧ коливань – основна характеристика РЛС. При виборі довжини хвилі враховують характер відбиття електромагнітних хвиль від різних об'єктів, можливості конструювання антени прийнятних габаритів, можливість генерації ВЧ коливань великої потужності і прийому слабких відбитих сигналів. Тому вибір довжини хвилі виконують компромісно.

Потужність випромінювання в імпульсних РЛС характеризується середньою потужністю в імпульсі P_i і середньою потужністю за період повторення імпульсів $P_{сер}$. Тривалість ВЧ коливань випромінювання вибирають за умов одержання максимальної відстані $R_{макс}$ дії РЛС, мінімуму радіуса “мертвої зони” $R_{МЗ}$ і великої роздільної здатності $\Delta R_{мін}$. Усі ці умови пов'язані формулами

$$P_{сер макс} \geq P_i \cdot \tau_i \cdot F_n \quad (1.3)$$

$$R_{МЗ} = \frac{c \cdot \tau_i}{2}, \quad (1.4)$$

$$\Delta R_{мін} = \frac{c \cdot \tau_i}{2}. \quad (1.5)$$

Частоту повторення коливань випромінювання $F_{П}$ вибирають за умов максимальної дальності РЛС $R_{макс}$ зі швидкістю огляду простору $\omega_{огл}$ і необхідного відношення сигнал/шум. Мінімальна величина частоти повторення

$$F_{П мин} \leq \frac{c}{2K_P \cdot R_{макс}},$$

де K_P – коефіцієнт запасу за періодом повторення і для МРЛ дорівнює 1,25.

Для впевненого виявлення об'єкта при огляді простору необхідно, щоб від нього послідовно прийшло кілька відбитих сигналів:

$$N = t_{\text{скан}} F_{\Pi} = \frac{\theta_A}{\omega_{\text{скан}}} F_{\Pi},$$

де θ_A – ширина ДСА;

$\omega_{\text{скан}}$ - кутова частота сканування ДСА.

Якщо для виявлення необхідно мінімальне число $N_{\text{мін}}$ відбитих сигналів, то

$$F_{\Pi\text{макс}} \geq \frac{N_{\text{мін}} \cdot \omega_{\text{скан}}}{\theta_A}$$

Таким чином, частота повторення зондувальних сигналів визначається співвідношенням:

$$\frac{c}{25 \cdot R_{\text{макс}}} \geq F_{\Pi} \geq \frac{N_{\text{мін}} \cdot \omega_{\text{скан}}}{\theta_A} \quad (1.6)$$

Найбільш загальною характеристикою антени є її діаграма спрямованості. Основним параметром ДСА є її розмір, а саме ширина. Вона може визначатися за рівнем $0,5 P_{\text{макс}}$ або $0,707 P_{\text{макс}}$. Від ширини ДСА залежить роздільна здатність РЛС по кутових координатах.

Іншим параметром антени є коефіцієнт спрямованої дії (КСД) у заданому напрямку D_{φ} , який показує, в скільки разів щільність потоку потужності в даному напрямку Π_{φ} відрізняється від середнього значення щільності потоку потужності $\Pi_{\text{сер}}$, створеного у всіх напрямках при рівномірному випромінюванні. У напрямку головного пелюстка ДСА КСД максимальний і позначається D . Іноді замість КСД використовують інший параметр – коефіцієнт підсилення (КП) антени G_{φ} . КСД і КП зв'язані співвідношенням:

$$G_{\varphi} = \eta_A \cdot D_{\varphi}, \quad (1.7)$$

де η_A - коефіцієнт корисної дії (ККД) антени.

Для МРЛ $\eta_A \approx 1$.

В МРЛ, як правило, використовуються дзеркальні антени, для яких

$$D = \frac{4\pi A_{ef}}{\lambda^2}, \quad (1.8)$$

де A_{ef} – ефективна поверхня антени.

Чутливість РПрП оцінюється потужністю мінімально помітного сигналу на тлі власних шумів приймача.

$$P_{pr. \min} = M_p \cdot P_{ш}, \quad (1.9)$$

де M_p – коефіцієнт розрізнення сигналу;

$P_{ш}$ – потужність власних шумів РПрП, перерахована на його вхід.

Контрольні запитання

1.1. З чого складається процес одержання радіолокаційної інформації?

1.2. У якій системі координат за допомогою РЛС вимірюються координати об'єкта?

1.3. Поясніть фізичні основи радіолокації.

1.4. Пояснити принципи визначення дальності, кутових координат за допомогою РЛС.

1.5. Пояснити призначення елементів імпульсної РЛС.

1.6. У чому полягають принципи звичайної активної радіолокації?

1.7. У чому полягає принцип активної радіолокації?

1.8. У чому полягає принцип пасивної радіолокації?

1.9. Дати визначення і пояснити зміст тактичних характеристик РЛС.

1.10. Дати визначення і пояснити зміст технічних характеристик РЛС.

1.11. У чому полягає активність радіолокації?

2 Сигнали зондування

У радіолокації застосовуються безперервні (рис. 2.1) і імпульсні сигнали зондування (рис. 2.2).

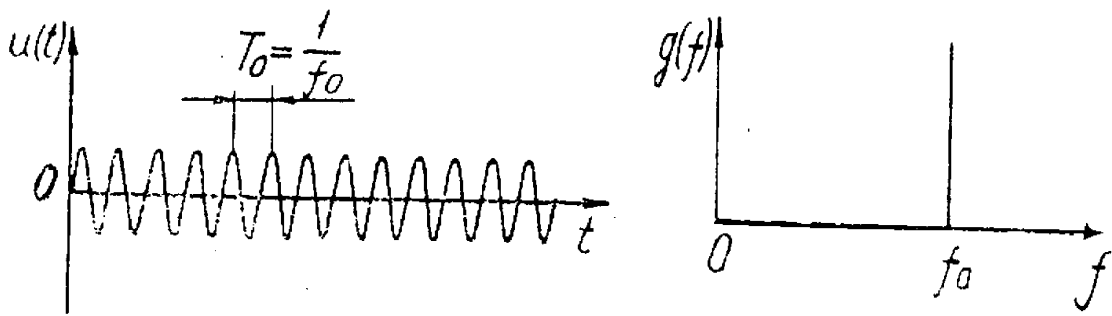


Рис. 2.1 - Немодульоване коливання і його спектр

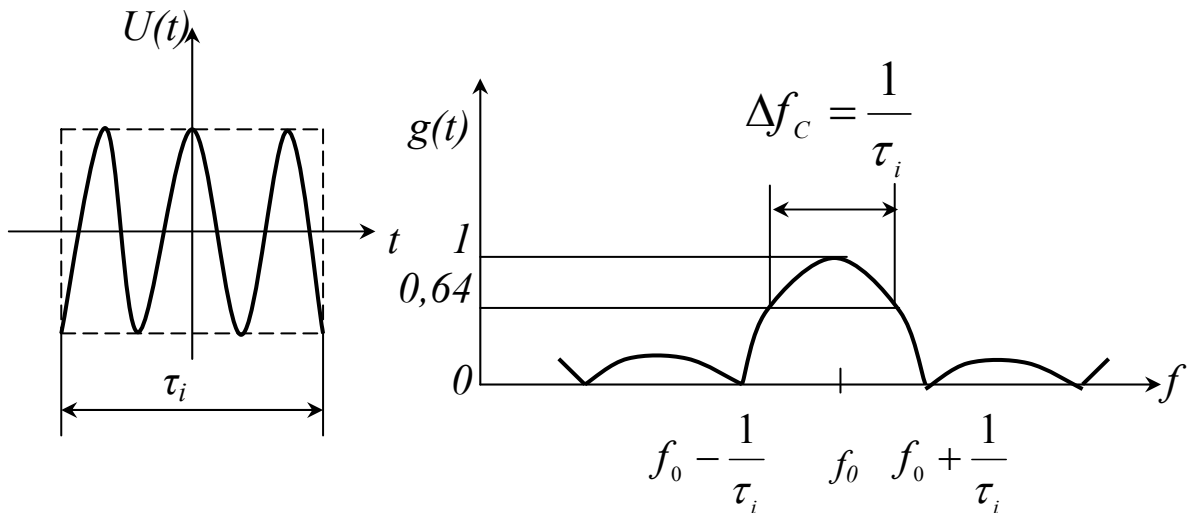


Рис. 2.2 - Радіоімпульс прямокутної форми і його спектр

Безперервні радіосигнали можуть бути модульованими або немодульованими. Основними параметрами немодульованого сигналу зондування вважають: A - амплітуда зондувального сигналу; T_0 та f_0 - період та частота-носій зондувальних коливань відповідно.

З числа модульованих зондувальних сигналів найбільш широкое застосування одержали сигнали з фазовою, частотною та амплітудною модуляцією.

Сигнал з фазовою модуляцією являє собою сукупність зімкнутих радіоімпульсів $i = 1, 2, \dots, n$, що мають однакову частоту-носій f_0 і тривалість τ_0 , але зсунуті за фазою. Число можливих зсувів фаз φ_q ($q=0, 1, 2, \dots, p-1$) обмежено. Сигнали, фаза яких міняється по визначених кодах, називаються фазокодомодульованими (ФКМ) сигналами. ФКМ радіоімпульс і його умовне зображення представлене на рис. 2.3. Це ФКМ сигнал, складений подвійним ($p = 2$) кодом Баркера, у якого зсув фаз 0° або 180° .

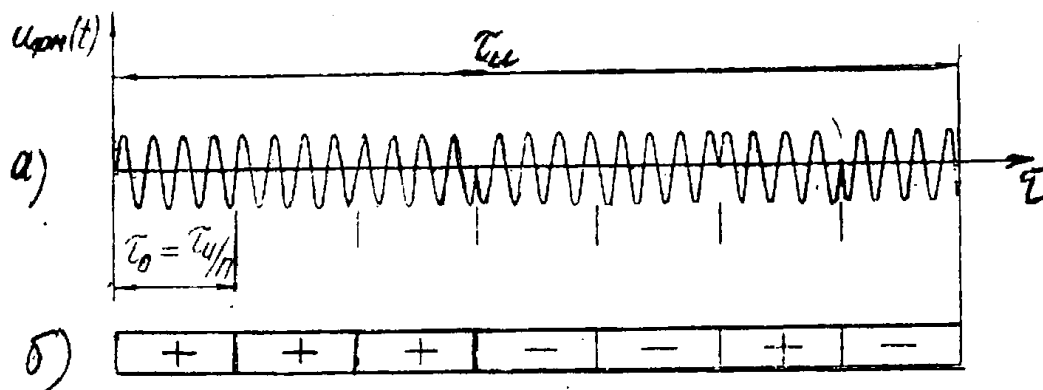


Рис. 2.3 - ФКМ радіоімпульс і його умовне зображення

Код ФКМ сигналу описується цифровою послідовністю 0, 1, 1, 0, 1. Іншим способом модуляції є частотна модуляція (рис. 2.4).

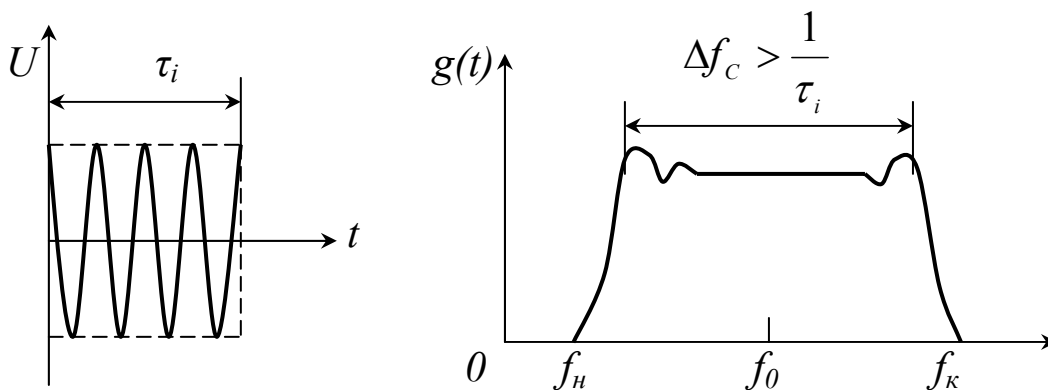


Рис. 2.4 - Частотно – модульований сигнал і його спектр

Частота коливань на початку імпульсу висока, а наприкінці – низька. Зміну частоти за час тривалості імпульсу називають девіацією частоти

$$\Delta f = f_n - f_k.$$

У МРЛ найбільше застосування одержали імпульсні зондувальні сигнали з амплітудною модуляцією (АМ).

2.1 Подинокі імпульсні сигнали зондування

При імпульсному зондуванні використовуються прості (вузькополосні) радіоімпульси, в яких добуток тривалості імпульсу τ_i на

ширину його спектра Δf_c приблизно дорівнює 1 ($\tau_i \cdot \Delta f_c \approx 1$), і складні (широкополосні), у яких добуток $\tau_i \cdot \Delta f_c \gg 1$.

Прості радіоімпульси не мають модуляції фази і частоти. Як зондувальні звичайно застосовуються радіоімпульси прямокутної форми. Аналітично такий сигнал можна записати у вигляді:

$$U(t) = \begin{cases} \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t), & \text{при } |t| < 0,5 \cdot \tau_i, \\ 0 & \text{при } |t| > 0,5 \cdot \tau_i. \end{cases} \quad (2.1)$$

Комплексний спектр цього імпульсу знаходиться за допомогою перетворення Фур'є та в області частот $f > 0$ описується виразом:

$$\dot{G}(f) = \frac{\sin \pi(f - f_0)\tau_i}{\pi(f - f_0)}. \quad (2.2)$$

Амплітудно-частотний спектр (АЧС) визначається функцією:

$$\dot{G}(f) = |\dot{g}(f)| = \left| \frac{\sin \pi(f - f_0)\tau_i}{\pi(f - f_0)} \right|. \quad (2.3)$$

Графічне відображення поодинокого простого радіоімпульсу прямокутної форми і його АЧС при $f > 0$ представлено на рис. 2.2.

Ширина спектра на нульовому рівні, обмірювана для головного пелюстка, дорівнює $2/\tau_i$, а на рівні $\sin 0,5\pi/0,5\pi = 0,64$ вдвічі менше, тобто $\Delta f = 1/\tau_i$. При вимірі Δf_c на рівні $0,64$ добуток $\tau_i \Delta f_c = 1$.

Графічний вираз поодинокого простого дзвоноподібного радіоімпульсу і його спектра наведений на рис. 2.5.

Відлік тривалості імпульсу τ_i і ширини спектра Δf_c зручно вести на рівні $\exp\left(-\frac{\pi}{4}\right) = 0,46$ від відповідного максимального значення. При такому рівні відліку $\tau_i \cdot \Delta f_c = 1$.

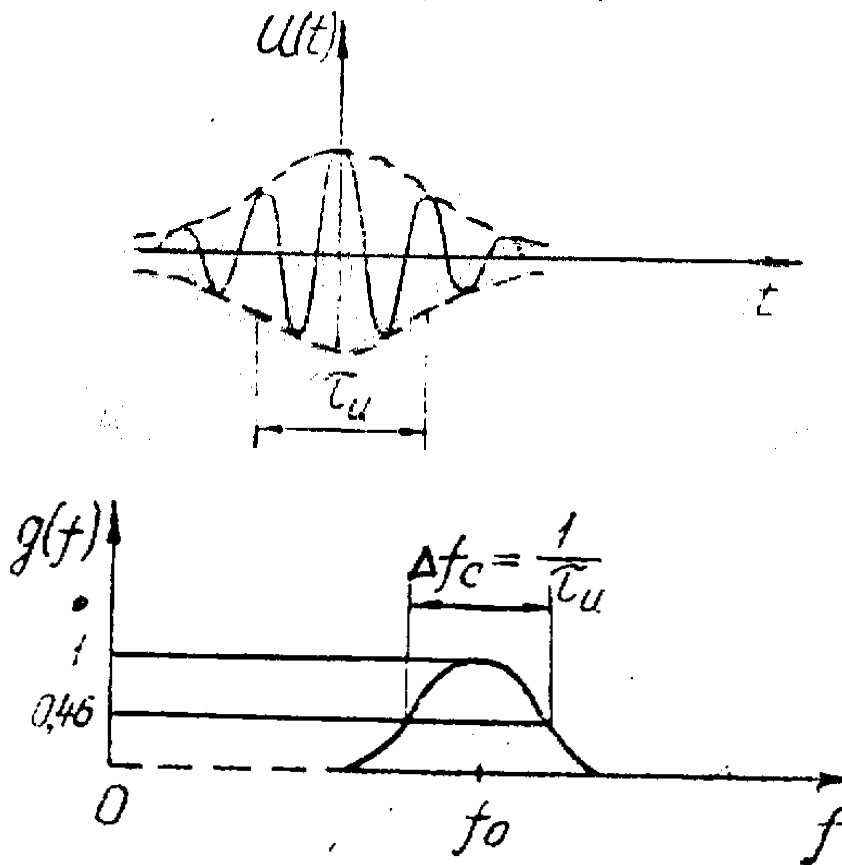


Рис. 2.5 - Радіоімпульс дзвоноподібної форми і його спектр

2.2 Послідовність поодиноких сигналів зондування

Зондування простору здійснюється періодичною послідовністю радіоімпульсів. Оскільки РЛС здійснює циклічний огляд простору переміщенням променів системи, то ціль опромінюється в кожному циклі пачкою, що складається з M_0 імпульсів. Пачки радіоімпульсів в залежності від фазової структури поділяються на когерентні і некогерентні.

Когерентною пачкою імпульсів називається така, у якій відсутні випадкові зміни фази від імпульсу до імпульсу. Спектр когерентної пачки істотно відрізняється від спектра її імпульсів.

Пачка імпульсів з випадковими змінами (викидами) початкової фази від імпульсу до імпульсу називається некогерентною. АЧС некогерентної пачки за формою не відрізняється від спектра одиночних імпульсів і є суцільним.

Як приклад наведемо часове і спектральне представлення когерентних пачок двох видів: пачки прямокутної форми і пачки дзвоноподібної форми.

У пачці прямокутної форми всі радіоімпульси мають однакову амплітуду. Тимчасове $U(t)$ і спектральне представлення пачки прямокутної форми показані на рис. 2.6.

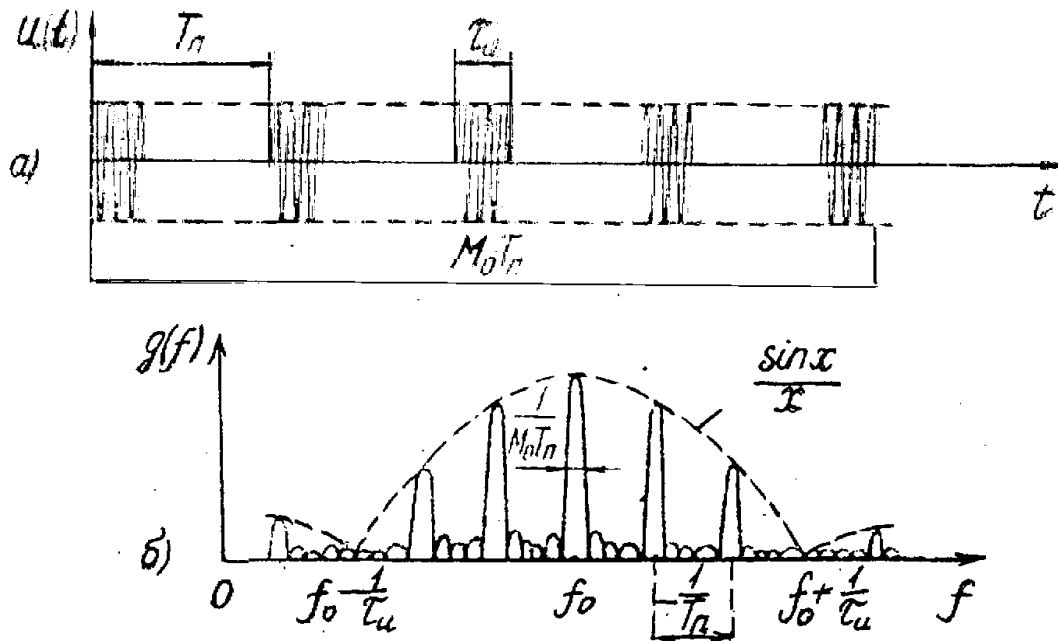


Рис. 2.6 - Пачка радіоімпульсів прямокутної форми і її спектр

АЧС когерентної пачки має велике число гребенів, ширина яких залежить від тривалості пачки $T_0 = M_0 T_{\Pi}$. Кількість гребенів залежить від співвідношення періоду повторення імпульсів у пачці T_{Π} та тривалості імпульсів τ_i і приблизно дорівнює шаруватості $q = T_{\Pi}/\tau_i$.

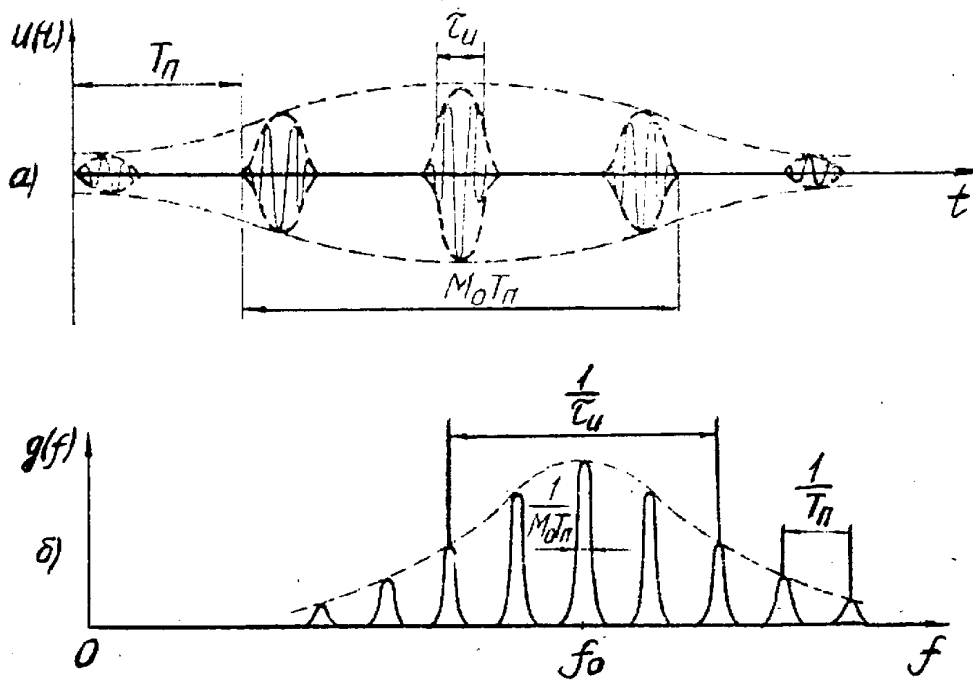


Рис. 2.7 - Пачка радіоімпульсів дзвоноподібної форми та її спектр

Форма гребенів спектра визначається формою огинаючої пачки. Форма огинаючої гребенів визначається формою огинаючої радіоімпульсу. Для прямокутної пачки з прямокутними радіоімпульсами форма гребенів і огинаючої гребенів має вигляд функції $\sin x/x$.

На рис. 2.7 наведена дзвоноподібна пачка $U(t)$ радіоімпульсів, кожний з яких має дзвонову форму, і АЧС $q(f)$ пачки, якщо вона когерентна. У МРЛ пачка когерентна.

Дзвоноподібна огинаюча пачка приблизно характеризує форму сигналу, що опромінює ціль при послідовному огляді простору.

Прямокутна огинаюча пачки характеризує її форму при виставленні променя антени в напрямку на ціль на обмежений час.

Пачка навіть простих радіоімпульсів є складним сигналом, тому що добуток тривалості пачки T_e на ширину її спектра $\Delta f_c \approx \frac{1}{\tau_i}$ значно більше одиниці. Однак пачку простих імпульсів називають простим сигналом, хоча строго говорити про простий сигнал можна лише при зондуванні одним імпульсом.

Контрольні запитання

2.1 Які за тривалістю сигнали зондування використовуються в радіолокації?

2.2 Якими параметрами характеризуються імпульсні сигнали зондування?

2.3 Якими параметрами характеризуються безперервні сигнали зондування?

2.4 Поясніть принципи модуляції сигналів зондування.

2.5 Намалюйте амплітудно-частотний спектр простого прямокутного радіоімпульсу.

3 Вторинне випромінювання

3.1 Явище вторинного випромінювання

Вторинним називають випромінювання, що відбувається в наслідок розсіювання енергії хвиль на перешкодах. Перешкодою для радіохвиль служить будь-яка неоднорідність електричних параметрів середовища: діелектрична і магнітна проникність чи провідність. Фізичними джерелами вторинних радіохвиль є наведені на опроміненій поверхні струми провідності чи струми зсуву в діелектричній неоднорідності.

Струми, що протікають в об'єктах, викликають у просторі електричні і магнітні поля. Об'єкти стають джерелами вторинного випромінювання радіохвиль.

В залежності від характеру об'єкта вторинним випромінюванням може бути: дзеркальне відбиття, дифузійне розсіювання, дифракція, резонансне перевипромінювання, перевипромінювання за допомогою відповідача.

Дзеркальне відбиття хвилі відбувається тоді, коли розміри об'єкта чи його частини більші в порівнянні з довжиною хвилі λ , тобто $l > \lambda$. Відбиття радіохвилі відбувається за законами геометричної оптики.

Дифузійне розсіювання радіохвиль утворюється від об'єктів, що мають нерівності з розміром $l_n > \lambda$, а розміри об'єкта $l > \lambda$. Електромагнітні хвилі (ЕМХ) відбиваються в усіх напрямках.

Дифракція (огинання) ЕМХ має місце у випадку, коли розміри об'єкта $l > \lambda$. Об'єкт являє собою точечне джерело випромінювання сферичних хвиль малої потужності.

У випадку, коли розміри об'єкта l порівняні, тобто $l \approx \lambda$, то в залежності від положення об'єкта щодо падаючої хвилі, можуть виникнути резонансні явища. У деяких напрямках випромінювання різко зростає.

При випромінюванні об'єктів практичний інтерес представляє характеристика інтенсивності поля вторинного випромінювання. В якості такої характеристики використовується поняття ефективна відбиваюча поверхня (ЕВП) або ефективна площа розсіювання (ЕПР).

ЕВП або ЕПР σ зосередженого вторинного випромінювача називають площу умовної поверхні, що розсіює всю падаючу енергію спрямовано і створює в точці прийому таке ж поле, як і реальна ціль.

Нехай у вільному просторі на відстані $r_{\text{ц}}$ від РЛС знаходиться точечний об'єкт (ціль). Щільність потоку потужності первинної хвилі – $\Pi_{\text{ц}}$, а щільність потоку потужності вторинної хвилі в точці прийому – $\Pi_{\text{пр}}$. Замінімо об'єкт ідеально провідною поверхнею з площею σ , неспрямованно приймаючий і випромінюючий радіохвилю. Тоді потужність, падаюча на цю поверхню, дорівнює $P = \Pi_{\text{ц}} \cdot \sigma$. Щільність потоку потужності в точці прийому

$$\Pi_{\text{пр}} = \frac{P}{S} = \frac{\Pi_{\text{ц}} \sigma}{4\pi r_{\text{ц}}^2}.$$

Тоді

$$\sigma = 4\pi\alpha_c^2 \frac{\Pi_{np}}{\Pi_{\alpha}} \quad (3.1)$$

Величина ЕВП σ у загальному випадку залежить від орієнтації об'єктів відносно РЛС. На рис.3.1. орієнтація об'єкта характеризується кутом θ між нормаллю до об'єкта \vec{n} і лінією, що з'єднує РЛС і об'єкт. Залежність σ від кута θ називається діаграмою зворотнього вторинного випромінювання (ДЗВВ).

Таким чином ЕВП залежить від електричних властивостей об'єкта, його конфігурації, геометричних розмірів і напрямку, звідки він випромінюється. ЕВП для більшості об'єктів визначається експериментально, тому що теоретично її можна розрахувати тільки для об'єктів простої форми.

3.2 Вторинне випромінювання малих тіл

Малими тілами називають тіла, розміри яких набагато менше довжини хвилі ($l \ll \lambda$). На практиці такими тілами можуть бути краплі дощу, граду, опадів, дипольні відбивачі. Для таких тіл незалежно від форми й орієнтації тіла струм збуджується у фазі на всій поверхні (область тіні відсутня) і замикається струмом зсуву через середовище. Електродинамічну модель цих тіл можна представити у вигляді двох пластин розміром l , з'єднаних тонким проводом довжиною l (рис. 3.2.).

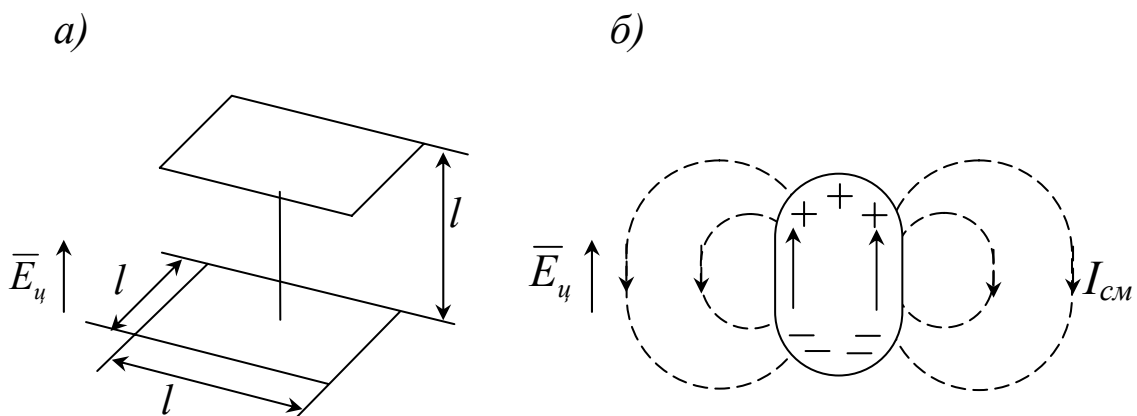


Рис. 3.2 - Електродинамічна модель і розподіл струмів та зарядів для тіла малого розміру

Ця модель являє собою електричний вібратор з діючою довжиною $l_d=l$ і ємнісним опором випромінювання $|Z| = \frac{1}{\omega c_1}$,

де $\omega = \frac{2\pi c}{\lambda}$ - кутова частота;

$c_1 = \frac{\ell}{120\pi c}$ - електрична ємність конденсатора.

Струм у проводі можна визначити, розглядаючи даний вібратор, як приймальну антену з навантаженням $Z=0$

$$I = \frac{E_{\text{ц}}}{60} \frac{\ell^2}{\lambda}$$

Напруженість поля в точці прийому визначається:

$$E_{\text{пр}} = \frac{60\pi l_d}{\lambda r_{\text{ц}}} = \frac{\pi l}{r_{\text{ц}} \lambda}$$

Тоді

$$\sigma = 4\pi r_{\text{ц}}^2 \frac{E_{\text{пр}}^2}{E_{\text{ц}}^2} = 4\pi^3 \frac{\ell^6}{\lambda^4} \quad (3.2)$$

Таким чином ЕВП підкоряється відомому з фізики закону розсіювання Релея, справедливому для тіл будь-якої форми за умови $l \ll \lambda$. Так ЕВП кулі

$$\sigma = K \frac{\ell^6}{\lambda^4}, \quad (3.3)$$

де l - діаметр кулі;

K - коефіцієнт, враховуючий матеріал кулі. Для металеві кулі $K=690$, для краплі дощу $K=306$.

Цей вираз пояснює причину використання в радіолокації діапазону ультракоротких хвиль (УКХ): при великій довжині хвилі не можна одержати інтенсивне вторинне випромінювання від малих об'єктів.

3.3 Вторинне випромінювання тіл, лінійні розміри яких порівняні з довжиною хвилі

Найпростішим прикладом такого тіла є напівхвильовий вібратор ($l = \lambda/2$). Для знаходження ЕВР вібратора визначимо напруженість поля, створюваного вібратором в точці розташування РЛС. Вона визначається співвідношенням

$$E_{np} = 60\pi \frac{Il \sin \theta}{\lambda r_{\Pi}},$$

де l - довжина вібратора;

I - струм вібратора;

r_{Π} - відстань між центром вібратора і РЛС.

Нехай вісь вібратора складає кут θ з напрямком надходження хвилі. Тоді струм, створений наведеною електрорушійною силою E_{Π} , дорівнює

$$I = \frac{E_{\Pi} l \sin \theta}{R_{випр}},$$

де $R_{випр} = 80\pi^2 \frac{l^2}{\lambda^2}$ - опір випромінювання вібратора.

Тоді

$$E_{np} = \frac{3\lambda E_{\Pi}}{4\pi r_{\Pi}} \sin^2 \theta.$$

Використовуючи формулу (3.1), отримаємо:

$$\sigma = 4\pi^2 \frac{E_{np}^2}{E_{\Pi}^2} = 0,72 \sin^4 \theta \quad (3.4)$$

Співвідношення (3.4) показує, що ЕПР напівхвильового вібратора значно залежить від напрямку приходу радіохвилі.

3.4 Вторинне випромінювання великих тіл

Припустимо, що є ідеально провідна сфера великого радіусу, тобто $r_{сф} \gg \lambda$. На цю кулю падає плоска падаюча хвиля, яку випромінює РЛС з відстані $r_{Ц}$. Поділимо поверхню сфери рівнобіжними площинами падаючої хвилі на зони Френеля, тобто глибина кожної зони в напрямку приходу навідної хвилі дорівнює $\lambda/4$ (рис. 3.3).

Найбільший внесок у відбитий сигнал вносить перша зона. Радіус цієї зони дорівнює $R_1 = \sqrt{\frac{\lambda r_{сф}}{2}}$, а площа $S_1 = \pi R_1^2 = \frac{\lambda \pi r_{сф}}{2}$.

Відомо, що ЕПР пластини визначається співвідношенням $\sigma_{нл} = \frac{4\pi}{\lambda^2}$. ЕПР сфери дорівнює ЕПР плоскої металевієї пластини площею $S_{нл}$, що дорівнює площі першої зони Френеля з виправленням π .

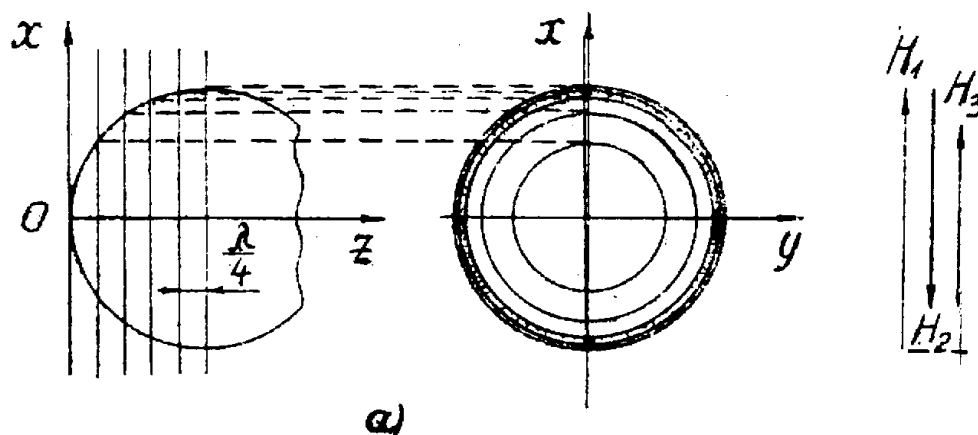


Рис. 3.3 - Зони Френеля при вторинному випромінюванні сфери

$$\sigma_{сф} = \frac{\sigma_{нл}}{\pi^2} = \frac{4\pi S_1^2}{\lambda^2 \pi^2} = \pi r_{сф}^2. \quad (3.5)$$

Таким чином, ЕПР великої сфери дорівнює видимій площі сфери, тобто площі великого перетину.

3.5 Вторинне випромінювання метеорологічних об'єктів

Метеорологічні об'єкти являють собою множинний об'ємний розподіл тіла, що складається з великої кількості елементарних відбивачів. Потужність відбитих сигналів дорівнює сумі відбитих сигналів від окремих часток. Напевно і сумарна ЕПР метеооб'єкта дорівнює сумі ЕПР окремих часток. Теоретично найпростіше можна розрахувати ЕПР об'єктів, що складаються з часток сферичної форми.

ЕПР когерентно розсіюючого метеооб'єкта дорівнює

$$\sigma = \sigma_0 V \quad (3.6)$$

де V - роздільний об'єм;

σ_0 - питома ЕПР (ЕПР одиниці об'єму).

Очевидно, питома ЕПР σ_0 визначається співвідношенням

$$\sigma_0 = \sum_i^N \sigma_i \quad (3.7)$$

де σ_i - ЕПР i -тої частки;

N - число часток в одиниці об'єму.

В загальному випадку

$$\sigma_0 = \sum_d N(d) \sigma_i(d, \lambda)$$

де $\sigma_i(d, \lambda)$ - ЕПР i -тої частки діаметром d на довжині хвилі λ .

Визначимо роздільний об'єм V (рис.3.4).

Так як $r \gg c\tau_i$, то об'єм V являє собою циліндр із площею основи $S_{основ}$ і висотою $c\tau_i/2$.

Площа основи дорівнює:

$$S_{основ} = \pi R_{основ}^2 = \pi r_{Ц}^2 \theta^2 / 4,$$

$$V = \frac{\pi r_{\text{ц}}^2 \theta^2 c \tau}{8},$$

де θ - ширина ДСА. Тоді

де τ_i - тривалість імпульсу випромінювання МРЛ;
 $c = 3 \cdot 10^8$ м/с - швидкість світла.

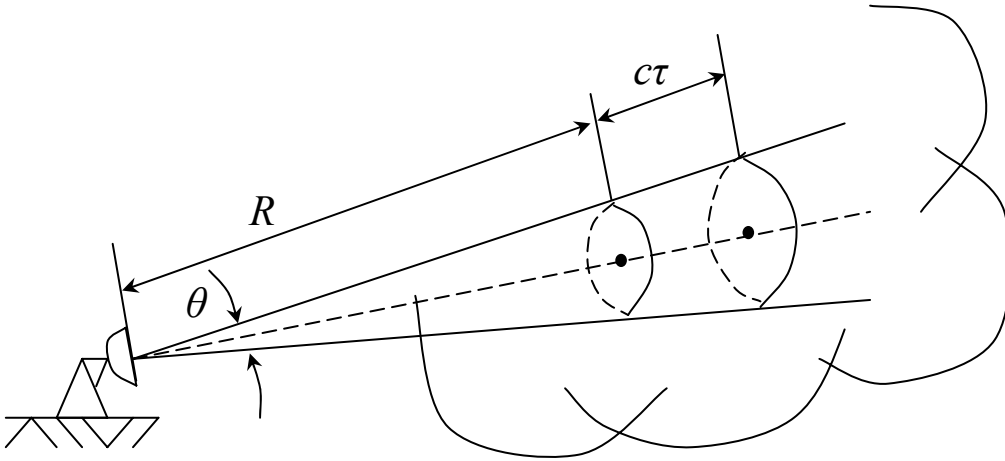


Рис. 3.4 - Визначення роздільного об'єму МРЛ

Використовуючи формулу M_i для i -тої частки, отримаємо:

$$\sigma_i = \frac{\pi^5 d_i^2}{\lambda^4} \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2,$$

де m - комплексний коефіцієнт заломлення.

ЕПР метеоб'єкта, що складається з однакових часток сферичної форми

$$\sigma = \frac{\pi^6 r_{\text{ц}}^2 \theta^2 c \tau_i}{8 \lambda^4} N d^6 \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2, \quad (3.7)$$

а у випадку неоднакових сферичних часток

$$\sigma = \frac{\pi^6 r_{\text{ц}}^2 \theta^2 c \tau_i}{8 \lambda^4} \sum_d N(d) d^6 \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2 \quad (3.8)$$

Співвідношення (3.7), (3.8) справедливі для випадку, коли весь роздільний об'єм цілком заповнений частками. Реально при великих дальностях спостереження об'єм заповнюється не цілком. Це враховується за допомогою введення коефіцієнта заповнення ($0 \leq K \leq 1$).

Контрольні запитання

- 3.1 Дайте визначення вторинного випромінювання.
- 3.2 Яким може бути вторинне випромінювання ?
- 3.3 Дайте визначення ефективної площі розсіювання метеооб'єкта.
- 3.4 Поясніть залежність ефективної площі розсіювання від довжини хвилі.
- 3.5 Дайте визначення діаграми зворотного вторинного випромінювання.
- 3.6 Поясніть залежність ефективної площі розсіювання метеооб'єкта від параметрів РЛС.
- 3.7 Від яких параметрів залежить роздільний об'єм РЛС ?
- 3.8 Від яких параметрів метеооб'єкта залежить ефективна площа розсіювання ?
- 3.9 Поясніть фізичний зміст поняття коефіцієнт заповнення роздільного об'єму РЛС.

4 Дальність радіолокаційного спостереження

4.1 Рівняння дальності радіолокаційного спостереження точечного об'єкта

Дальність дії РЛС залежить від її технічних характеристик, відбивної здатності об'єкта і стану атмосфери. Вирішимо задачу для випадку: на шляху поширення радіохвилі до об'єкта немає перешкод; загасання ЕМХ в атмосфері відсутнє; Земля на дальність дії РЛС не впливає.

Нехай за допомогою РЛС спостерігається ціль на відстані $r_{\text{ц}}$ з ЕВП σ (рис. 4.1). Антена РЛС не має спрямованих властивостей.

Щільність потоку потужності $\Pi_{\text{ц}}$ у цілі дорівнює

$$\Pi_{\text{ц}} = \frac{P_i}{4\pi r_{\text{ц}}^2},$$

де P_i – потужність, що випромінюється антеною.

Так як антена РЛС не спрямована, то

$$P_{\text{ц}} = \frac{P_1}{4\pi r_{\text{ц}}^2} D\varphi_{\text{нр}\delta},$$

де $D\varphi_{\text{нр}\delta} = D_{\text{нр}\delta} F_{\text{нр}\delta}(\varphi) = D_{\text{нр}\delta} F_{\text{нр}\delta}^2(\varphi)$ - КСД передавальної антени в напрямку φ на об'єкт;

$D_{\text{нр}\delta}$ - КСД антени в напрямку головного максимуму;

$F_{\text{нр}\delta}(\varphi)$, $F_{\text{нр}\delta}$ - нормована діаграма спрямованості антени по потужності, по полю.

Якщо не враховувати втрати в процесі відбиття, відбита потужність дорівнює

$$P_{\text{відб}} = P_{\text{ц}} \sigma = \frac{P_1 \sigma D_{\text{нр}\delta}}{4\pi r_{\text{ц}}^2} F_{\text{нр}\delta}^2$$

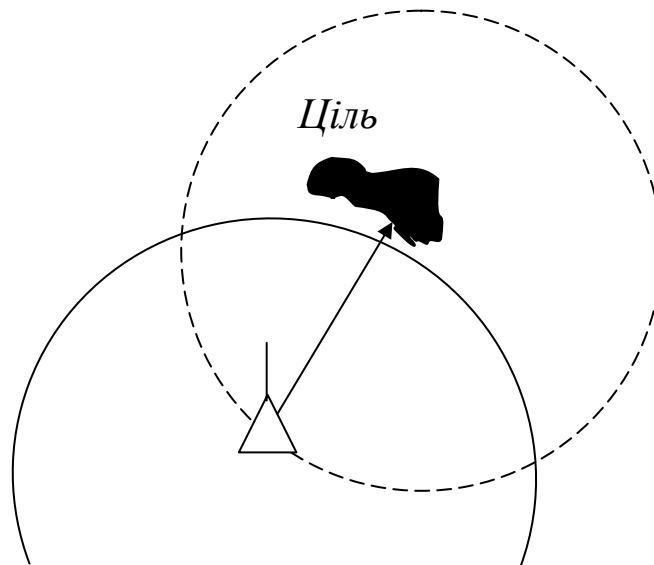


Рис. 4.1 - До виводу основного рівняння радіолокації

Щільність потоку потужності в РЛС дорівнює:

$$P_{\text{РЛС}} = \frac{P_{\text{відб}}}{4\pi r_{\text{ц}}^2} = P_{\text{ц}} \sigma D_{\text{нр}\delta} / (4\pi)^2 r_{\text{ц}}^2$$

Потужність, що падає на приймальну антену дорівнює

$$P_{пр} = \Pi_{РЛС} A \varphi_{прм},$$

де $A \varphi_{прм} = A_{прм} F_{рпрм}(\varphi) = A_{прм} F^2_{Епрм}(\varphi)$ - ефективна площа приймальної антени;

$A_{прм}$ - ефективна площа приймальної антени в напрямку головного максимуму ДСА.

Звичайно в імпульсних РЛС використовується на прийом і передачу одна антена. Тому індекси у величин D , A , F можна опустити.

Якщо потужність відбитого сигналу дорівнює $P_{прмін}$, це означає – ціль знаходиться на максимальній дальності виявлення. Тоді $r_{макс}$ визначається співвідношенням:

$$r_{макс} = \sqrt[4]{\frac{P_i \sigma D A}{P_{прмін} (4\pi)^2} F_E^4(\varphi)}. \quad (4.1)$$

Якщо максимум ДСА спрямований на об'єкт:

$$F_E(\varphi) = \frac{E(\varphi)}{E_{макс}} = 1,$$

то

$$r_{макс} = \sqrt[4]{\frac{P_i \sigma D A}{(4\pi)^2 P_{прмін}}}. \quad (4.2)$$

Між КСД і ефективною площею антени існує зв'язок:

$$D = \frac{4\pi A_{ef}}{\lambda^2} \quad (4.3)$$

Остаточне рівняння дальності радіолокаційного спостереження для точкового об'єкта в двох варіантах записується:

$$r_{\text{макс}} = \sqrt[4]{\frac{P_i \sigma D \lambda^2}{P_{\text{прмін}} (4\pi)^3}}, \quad (4.4)$$

$$r_{\text{макс}} = \sqrt[4]{\frac{P_i \sigma A^2}{4\pi \lambda^2 P_{\text{прмін}}}}. \quad (4.5)$$

Таким чином, дальність радіолокаційного спостереження крапкового об'єкта залежить від характеристик РПП (P_I), антени (A , D), РПрП ($P_{\text{прмін}}$), довжини хвилі λ зондувального сигналу, ЕПР об'єкта (σ).

4.2 Рівняння дальності радіолокаційного спостереження РЛС з активною відповіддю

РЛС з активною відповіддю представимо у вигляді запитувача і відповідача. Запитувач і відповідач мають свої антени, що працюють на випромінювання і прийом.

Запитувач випромінює в простір імпульсні сигнали потужністю $P_{\text{випр}}$. Щільність потоку потужності, що приймає відповідач, визначається співвідношенням

$$P_3 = \frac{P_{\text{випр}} D_3}{4\pi r^2},$$

де r – відстань між відповідачем і запитувачем;

D_3 - КСД антени запитувача в напрямку відповідача.

Щільність потоку потужності сигналу відповіді в точці розташування запитувача дорівнює:

$$P_{\text{відп}} = \frac{P_{\text{відп}} D_{\text{відп}}}{4\pi r^2}$$

де $P_{\text{відп}}$ – потужність, випромінювана відповідачем;

$D_{\text{відп}}$ - КСД антени відповідача в напрямку запитувача.

Потужність сигналу відповіді на вході приймача запитувача дорівнює

$$P_{\text{відп}} = \frac{P_{\text{випр}} D_{\text{відп}} A_3}{4\pi r^2}.$$

Якщо відповідач буде знаходитися на $r_{\text{макс}}$, то потужність на вході приймача запитувача дорівнює його чутливості $P_{\text{прмін}}$:

$$P_{\text{прмін}} = \frac{P_3 D_3 A_{\text{відп}}}{4\pi r^2}.$$

Звідси

$$r_{\text{макс}} = \sqrt{\frac{P_3 D_3 A_{\text{відп}}}{4\pi P_{\text{прмін}}}}.$$

Тепер, якщо відповідач буде знаходитися на $r_{\text{макс}}$, то потужність прийому на вході запитувача повинна дорівнювати його чутливості $P_{\text{прмін.відп}}$ дорівнює:

$$P_{\text{прмін.відп}} = \frac{P_{\text{відп}} D_{\text{відп}} A_3}{4\pi r_{\text{макс}}^2}$$

Звідси

$$r_{\text{макс}} = \sqrt{\frac{P_{\text{відп}} D_{\text{відп}} A_3}{4\pi P_{\text{прмін.відп}}}}.$$

Система буде збалансована, якщо два вирази для $r_{\text{макс}}$ будуть рівні.

$$\frac{P_3 D_3 A_{\text{відп}}}{4\pi P_{\text{прмін.відп}}} = \frac{P_{\text{відп}} D_{\text{відп}} A_3}{4\pi P_{\text{прмін}}}$$

Звідси маємо:

$$P_{I3} P_{\text{прмінв}} D_3 A_{\text{відп}} = P_{I\text{відп}} P_{\text{прмінвідп}} D_{\text{відп}} A_3 \quad (4.6)$$

Цей вираз дозволяє провести вибір основних параметрів системи.

4.3 Рівняння дальності радіолокаційного спостереження метеооб'єктів

Для одержання рівняння дальності можна скористатися рівнянням дальності для точкових об'єктів:

$$r_{\text{макс}} = 4 \sqrt{\frac{P_i \sigma D \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{\text{прмін}}}}$$

і підставити в нього вираз для ЕПР метеооб'єкта:

$$\sigma = \frac{\pi^6 r^2 \theta^2 c \tau_i N d^6}{8 \lambda^4} \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2$$

Тоді одержимо:

$$r_{\text{макс}} = \sqrt{\frac{\pi^3 P_i D^2 \theta^2 c \tau_i K_3 K}{512 \lambda^2 P_{\text{прмін}}} N d \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2},$$

де K_3 - коефіцієнт згасання ЕМХ в атмосфері.

В МРЛ використовуються дзеркальні антени з асиметричними ДН. Для таких антен КСД (D), ширина ДН (θ), реальна площа антени S_A та ефективна площа ($A_{\text{еф}}$) зв'язані співвідношеннями:

$$D = \frac{16}{\theta^2}, \quad D = \frac{4\pi A_{\text{еф}}}{\lambda^2}, \quad A_{\text{еф}} = K' S_A,$$

де K' - коефіцієнт використання антени, який для МРЛ дорівнює 0,75 – 0,85.

Тоді

$$r_{\text{макс}} = \sqrt{\frac{\pi^4 P_i C \tau_i S_A K' K_3 K}{8 \lambda^4 P_{\text{прмін}}} N d^6 \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2} \quad (4.7)$$

Аналіз виразу (4.7) показує, що дальність радіолокаційного спостереження метеоб'єктів залежить як корінь квадратний від параметрів МРЛ і параметрів метеоб'єкта. Відомо, що для точечних об'єктів ця залежність носить характер як корінь четвертого ступеня з зазначених параметрів. Це викликано тим, що ЕПР метеоб'єктів залежить від відстані.

При практичному використанні вираз (4.7) зручно представити у вигляді:

$$P_{\text{ПР}} = \frac{\Pi}{r^2} Z, \quad (4.8)$$

де $\Pi = \frac{\pi^4 C \tau_i P_i A}{8 \lambda^4}$ - потенціал МРЛ;

$$Z = N d^6 \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right| K_3 K - \text{відбиваність метеоб'єкта.}$$

Потенціал МРЛ залежить від технічних характеристик МРЛ і може бути розрахований заздалегідь.

По вимірах потужності відбитих сигналів можна отримати інформацію про відбиваючі властивості метеоб'єктів. На використанні співвідношення (4.8) засновані кількісні виміри в імпульсних МРЛ.

4.4 Вплив радіорефракції на дальність радіолокаційного спостереження МРЛ

Радіорефракція - скривлення траєкторії електромагнітних хвиль при поширенні в атмосфері. Щільність реальної атмосфери убуває з висотою, тому радіопромінь, спрямований від земної поверхні нагору, буде переходити від області з великим значенням щільності в область з малими значеннями щільності. Якщо електромагнітний промінь падає на межу розділу плоскопаралельних середовищ з різними значеннями коефіцієнта n (рис. 4.2 а), то скривлення променя буде відбуватися за законом $n_i \sin \varphi_i = \text{const}$. Так як промінь переходить із середовища з великим значенням n у

середовище з меншим значенням n , то кут φ_2 більше кута φ_1 , тобто траєкторія променя.

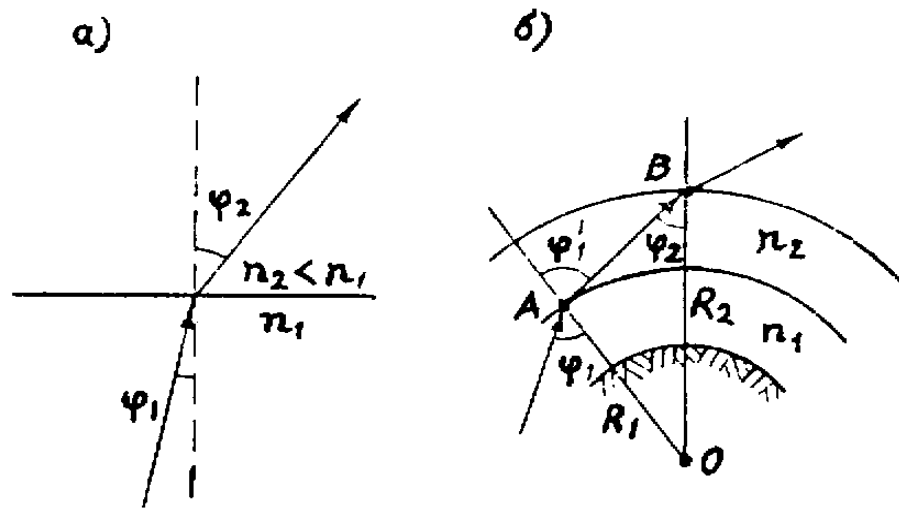


Рис. 4.2 - Характер заломлення променя

буде звернена увігнутістю в бік межі розділу. Якщо промінь падає на межу розділу сферичних шарів (рис. 4.2 б) з різними значеннями коефіцієнта заломлення, то, вважаючи в межах кожного шару поширення прямолінійним, для точки A можна записати

$$n_1 \sin \varphi_1 = n_2 \sin \varphi_2 . \quad (4.9)$$

З трикутника AOB по теоремі синусів знаходимо

$$\sin \varphi_1' = \frac{R_2}{R_1} \sin \varphi_2 , \quad (4.10)$$

де R_1 і R_2 – відстані точок падіння хвилі від центра сферичної Землі.

В результаті підстановки виразу (4.9) у співвідношення (4.10) отримаємо:

$$n_1 R_1 \sin \varphi_1 = n_2 R_2 \sin \varphi_2 ,$$

чи

$$n_1 R_1 \sin \varphi_1 = \text{const} . \quad (4.11)$$

Якщо електромагнітний промінь буде поширюватися в плоскошаруватій атмосфері, в якій коефіцієнт заломлення змінюється поступово, то буде відбуватися плавне викривлення траєкторії променя. Радіус кривизни буде визначатися величиною градієнта коефіцієнта заломлення відповідно до виразу:

$$\rho = -\frac{1}{dn/dH},$$

де dn/dH - градієнт коефіцієнта заломлення.

Становить практичний інтерес випадок критичної рефракції, коли радіус кривизни радіопроменя, спрямованого уздовж земної поверхні, дорівнює радіусу Землі і промінь огинає земну кулю. Умовою критичної рефракції буде:

$$\frac{dn}{dH} = -\frac{1}{R_3} = -\frac{1}{637010^3} = -15,7 \cdot 10^{-8},$$

де R_3 - радіус Землі.

Розглянемо різні види радіорефракції і відповідні їм значення градієнта коефіцієнта заломлення. В залежності від характеру викривлення радіопроменя розрізняють три основних типи радіорефракції: негативну, нульову і позитивну (рис. 4.3 і табл. 4.1). Такий розподіл радіорефракції відображає її вплив на дальність радіолокаційного спостереження об'єктів.

Таблиця 4.1 - Характеристики радіорефракції

Тип рефракції	dn/dH , 1/м
Негативна	>0
Нульова	0
Позитивна:	
занижена	від 0 до $-4 \cdot 10^{-8}$
нормальна	$-4 \cdot 10^{-8}$
завищена	від $-4 \cdot 10^{-8}$ до $-15,7 \cdot 10^{-8}$
критична	$-15,7 \cdot 10^{-8}$
надрефракція	$< -15,7 \cdot 10^{-8}$

При нульовій рефракції (нульове значення градієнта коефіцієнта заломлення) радіопромінь залишається прямолінійним. Негативна рефракція (що викликає зменшення дальності радіозв'язку) має місце, якщо промінь спрямований опуклістю вниз, тобто промінь з менш щільного середовища переходить у більш щільне. Це може бути тільки при позитивних значеннях градієнта коефіцієнта заломлення. Позитивна рефракція виникає при негативних значеннях градієнта коефіцієнта заломлення і поділяється на знижену, нормальну, підвищену, критичну і надрефракцію. Нормальна радіорефракція відповідає рефракції в нормальній (стандартній) атмосфері, що має градієнт коефіцієнта заломлення $-4 \cdot 10^{-8}$ м/с. Радіорефракція при значеннях градієнта коефіцієнта заломлення від 0 до $-4 \cdot 10^{-8}$ м/с називається позитивною зниженою рефракцією. Радіорефракція при $-15,7 \cdot 10^{-8} \text{ м} \leq \frac{dn}{dH} \leq -4 \cdot 10^{-8} \text{ 1/м}$ називається позитивною підвищеною рефракцією. При значеннях градієнта коефіцієнта заломлення менше $-15,7 \cdot 10^{-8}$ 1/м має місце надрефракція. Радіус кривизни променя менше радіуса земної кулі, внаслідок чого промінь відбивається від земної поверхні.

Критична рефракція і надрефракція характеризуються наддалеким поширенням радіохвиль. Таке явище зв'язують з утворенням так званих атмосферних хвилеводів, що можуть бути як приземними, так і піднятими (відбиття в цьому випадку має місце не від земної поверхні, а від шару атмосфери, піднятого над землею). Атмосферні хвилеводи істотно підвищують дальність радіозв'язку на НВЧ і дальність радіолокаційного спостереження об'єктів.

4.5 Методи врахування радіорефракції

Явище рефракції в атмосфері приводить до помилок виміру координат об'єктів радіотехнічними й оптичними методами. Регулярну складову таких помилок можна враховувати шляхом введення відповідних поправок в результаті вимірів. В залежності від мінливості вертикального градієнта коефіцієнта заломлення розрізняють два способи введення поправок: метод еквівалентного радіуса Землі і метод приведення коефіцієнта заломлення.

Метод еквівалентного радіуса Землі зводить задачу криволінійного поширення радіохвиль до задачі з прямолінійним поширенням. Криволінійну траєкторію променя «розгинають», збільшуючи радіус Землі доти, доки його траєкторія не виявиться прямолінійною. Радіус Землі, що відповідає прямолінійному променю, називають еквівалентним радіусом і використовують для розрахунків. Визначимо еквівалентний

радіус Землі для випадку, коли градієнт показника заломлення постійний, а промінь спочатку спрямований під кутом φ до вертикалі. Для двох точок, одна з яких розташована на поверхні землі, а друга на висоті H , на підставі співвідношення (4.11) можна записати

$$n_0 R_3 \sin \varphi_0 = n(R_3 + H) \sin \varphi, \quad (4.12)$$

де n_0 та n - значення коефіцієнта заломлення на рівні земної поверхні і на висоті H відповідно.

Значення коефіцієнта заломлення атмосфери на висоті H зв'язано з його приземним значенням виразом

$$n = n_0 + \frac{dn}{dH} H.$$

Тому співвідношення (4.12) може бути переписане у вигляді

$$R_3 \sin \varphi_0 = \left(1 + \frac{1}{n_0} \frac{dn}{dH} H\right) (R_3 + H) \sin \varphi,$$

або

$$\sin \varphi_0 = \left(1 + \frac{1}{n_0} \frac{dn}{dH} H + \frac{H}{R_3} + \frac{1}{n_0} \frac{H^2}{R_3} \frac{dn}{dH}\right) \sin \varphi \quad (4.13)$$

Так як $\frac{H}{R_3} \leq 1$ і $\frac{dn}{dH} \leq 1$, то, нехтуючи у виразі (4.13) останнім доданком, одержимо

$$\sin \varphi_0 = \left[1 + H \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{n_0} \frac{dn}{dH}\right)\right] \sin \varphi. \quad (4.14)$$

Порівнюючи співвідношення (4.14) з формулою (4.12) при $n = n_0$, зауважемо, що воно відповідає випадку відсутності рефракції, але вже в

атмосфері Землі з кривизною, рівною не $1/R_3$, як це мало місце при звичайній нульовій рефракції, а $\frac{1}{R_3} + \frac{1}{n_0} \frac{dn}{dH}$.

Кривизна цієї нової сфери (еквівалентний радіус) знаходиться із співвідношення:

$$\frac{1}{R_E} = \frac{1}{K_P R_3} = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{n_0} \frac{dn}{dH}, \quad (4.15)$$

звідки еквівалентний радіус Землі:

$$R_E = K_P R_3 .$$

Коефіцієнт пропорційності визначається формулою:

$$K_P = \frac{1}{1 + \frac{R_3}{n_0} \frac{dn}{dH}} .$$

Для нормальної атмосфери, похила $\frac{dn}{dH} = -4 \cdot 10^{-8} \text{ 1/м}$, $R_3 = 6370 \cdot 10^3 \text{ м}$, одержуємо $K_P = 1,33$ і $R_E = 8460 \text{ км}$.

При розрахунках, пов'язаних із забезпеченням радіовидимості, варто оперувати з еквівалентним радіусом Землі так само, як і з звичайним радіусом Землі при відсутності рефракції.

Метод приведенного коефіцієнта заломлення полягає в тому, що вплив кривизни земної поверхні (а отже, і кривизни сферичної шаруватої атмосфери) замінюють впливом додаткового значення коефіцієнта заломлення атмосфери. Для цього криволінійну траєкторію променя разом із земною поверхнею «розгинають» доти, доки сферична поверхня Землі не перетвориться в плоску, а промінь при цьому буде мати іншу кривизну. Відповідний новій рефракції коефіцієнт заломлення атмосфери називається приведеним коефіцієнтом заломлення.

Нехай, як і в попередньому випадку, із точки, розташованої на земній поверхні, у плоскошарувату атмосферу спрямований радіопромінь. Стосовно до цього випадку також буде справедливе співвідношення

(4.12). Враховуючи те, що $\frac{nH}{R_3} \approx \frac{H}{R}$ (тому що $n \approx 1$), співвідношення

(4.12) можна переписати у вигляді:

$$\left(n + \frac{H}{R_3}\right) \sin \varphi = n_0 \sin \varphi_0. \quad (4.16)$$

Звідси приведений коефіцієнт заломлення:

$$n_{np} = n + \frac{H}{R_3},$$

або в N - одиницях:

$$N_{np} = (n_{np} - 1)10^6 = \left(n + \frac{H}{R_3} - 1\right)10^6.$$

Приведений коефіцієнт заломлення використовується так само, як і звичайний коефіцієнт заломлення в задачах поширення променів над плоскою Землею.

4.6 Вплив послаблюючих властивостей атмосфери на дальність радіолокаційного спостереження МРЛ

У процесі поширення електромагнітних хвиль в атмосфері виникають втрати енергії, які залежать від її структури. При дослідженні цих втрат атмосферу розглядають як суміш складаючих її газів, водяної пари й аерозольної фракції. Механізм взаємодії електромагнітних хвиль з газами атмосфери і водяним паром, з одного боку, і з гідрометеорами й атмосферним аерозолем, з іншого, має свої особливості.

Послаблення в газах атмосфери при поширенні електромагнітних хвиль в атмосфері має місце внаслідок поглинання і розсіювання енергії хвиль молекулами. У діапазоні надвисоких частот довжина хвилі коливань набагато більша розмірів молекул, тому ефектом розсіювання можна зневажати і розглядати тільки ефект поглинання.

З газів, що складають атмосферу, найбільш сильно електромагнітна енергія послабляється киснем і водяною парою, при цьому ослаблення виникає внаслідок того, що електромагнітна хвиля взаємодіє з дипольними молекулами зазначених газів і викликає їхні змушені коливання. Молекули кисню магнітно взаємодіють з полем радіохвиль, а

молекули водяної пари – з електричним. Послаблюючі властивості кисню залежать від тиску і температури. Зі зниженням температури поглинання киснем збільшується. Так, при температурі -40°C воно на 78% більше, ніж при 20°C . Ослаблення водяною парою прямо пропорційне питомій вологості повітря і також збільшується зі зниженням температури (при температурі -40°C на 20-45 % більше, ніж при 20°C).

Втрати електромагнітної енергії в газах атмосфери враховують за допомогою питомих коефіцієнтів поглинання киснем (γ_k) і водяною парою ($\gamma_{вп}$), що характеризують послаблення електромагнітної енергії на одиниці відстані і виражаються в дБ/км . Для шару атмосфери, довжиною R , сумарний коефіцієнт поглинання буде виражатися співвідношенням

$$\Gamma = (\gamma_k + \gamma_{вп})R.$$

Прийнята потужність електромагнітної хвилі з врахуванням послаблення визначається співвідношенням

$$P = P_0 \cdot 10^{-0,1\Gamma},$$

де P_0 – потужність при відсутності послаблення. Стосовно до радіолокаційних задач, коли хвиля проходить ту саму відстань R двічі (до цілі і назад), прийнята потужність хвилі визначається виразом:

$$P = P_0 \cdot 10^{-0,2\Gamma}.$$

Величина $K = 10^{-0,1\Gamma}$ (або $K = 10^{-0,2\Gamma}$), що називається множителем послаблення, входить як поправочний коефіцієнт у рівняння, що визначає дальність дії радіотехнічних пристроїв.

На рис. 4.4 приведені залежності питомих коефіцієнтів поглинання киснем і водяною парою атмосфери від довжини хвилі поблизу поверхні Землі при температурі 20°C . Аналіз залежностей показує, що як кисень, так і водяна пара мають області частот, де поглинання велике за рахунок резонансних явищ. Резонансна область кисню лежить поблизу довжин хвиль $0,5$ і $0,25$ см, де значення питомого коефіцієнта поглинання поблизу земної поверхні може досягати 3 і 14 дБ/км відповідно. Послаблення хвилі водяною парою залежить від його вмісту в атмосфері. Резонансне поглинання у водяної пари спостерігається на хвилях $0,16$ і $1,35$ см. На цих довжинах хвиль при питомій вологості $q = 7,5$ г/м^3 , характерної для помірних широт, питомий коефіцієнт поглинання дорівнює 20 і $0,2$ дБ/км відповідно. Послаблення електромагнітного випромінювання водяною

парою прямо пропорційне питомій вологості повітря. При зниженні температури воно повільно зростає.

Послаблення гідрометеорами при поширенні електромагнітних хвиль відбувається внаслідок поглинання і розсіювання енергії на гідрометеорних частках. Інтенсивність процесів поглинання і розсіювання оцінюють за допомогою ефективних площ поглинання (σ_{ni}) і повного

розсіювання (σ_{pi}):

$$\sigma_{ni} = \frac{P_n}{\Pi}, \quad \sigma_{pi} = \frac{P_p}{\Pi},$$

де P_n і P_p – потужності, що витрачаються падаючою хвилею внаслідок поглинання і розсіювання відповідно;

Π – щільність потоку потужності падаючої хвилі.

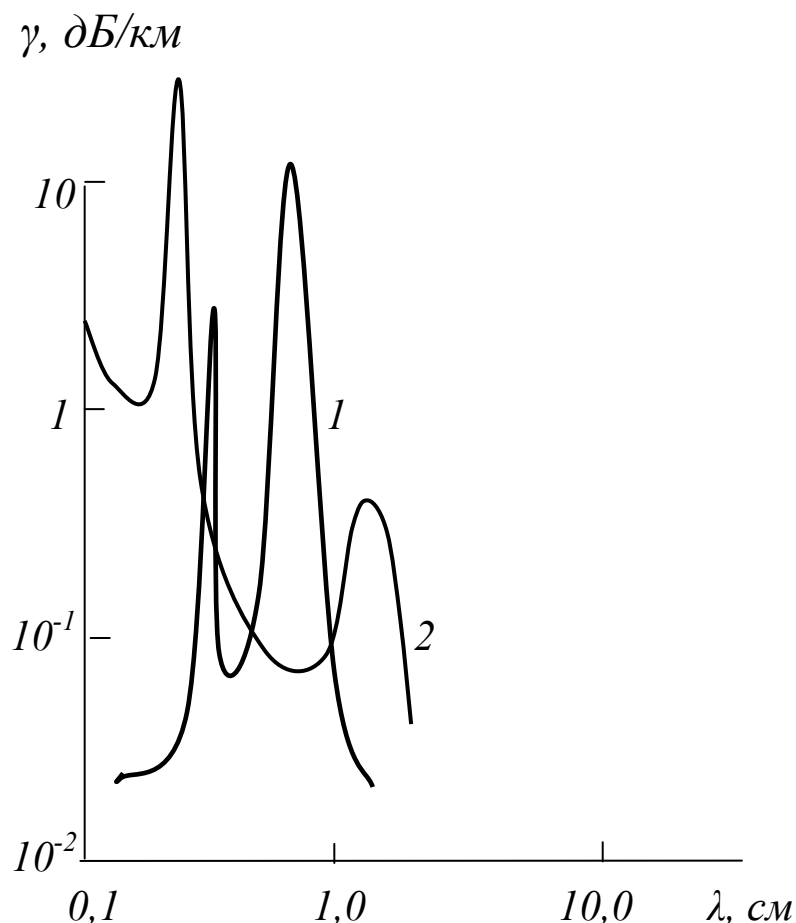


Рис. 4.4 - Послаблення хвиль киснем (1) і водяною парою (2) в атмосфері

Плоский фронт хвилі площею S має потужність $P_0 = \Pi S$. На елемент шляху dR падаюча хвиля взаємодіє з $NSdR$ – частками, де N – число

часток в одиниці об'єму. Повну потужність, поглинену і розсіяну на цьому шляху, можна представити як

$$dP_n = -\Pi\sigma_{ul}NSdR$$

і

$$dP_n = -\Pi\sigma_{pi}NSdR$$

відповідно.

Звідси:

$$\frac{dP_n}{P_0} = -N\sigma_{ni}dR,$$

$$\frac{dP_p}{P_0} = -N\sigma_{pi}dR. \quad (4.17)$$

Якщо проінтегрувати ці вирази за дальністю в межах $0 \dots Ri$ та за потужністю в межах $P_0 \dots P_n$ для поглинання і $P_0 \dots P_p$ для розсіювання, то одержуємо:

$$\ln \frac{P_n}{P_0} = -N\sigma_{ni}dR, \quad \ln \frac{P_p}{P_0} = -N\sigma_{pi}dR. \quad (4.18)$$

або

$$10 \lg \frac{P_g}{P_0} = -N\sigma_{ni}dR,$$

$$10 \lg \frac{P_p}{P_0} = -N\sigma_{pi}dR.$$

Величини, що визначають втрати потужності на шляху l км, являють собою питомі коефіцієнти поглинання і повного розсіювання в дБ/км :

$$\Gamma_{ni} = 4,34 \cdot 10^3 n\sigma_{ni}, \quad \Gamma_{pi} = 4,34 \cdot 10^3 n\sigma_{pi} \quad (4.19)$$

де N у $1/m^3$.

Втрати на поглинання і розсіювання додаються, і повне послаблення оцінюється питомим коефіцієнтом послаблення

$$\gamma_{\Sigma i} = \gamma_{ni} + \gamma_{pi} = 4,34 \cdot 10^3 N \sigma_{\Sigma i}, \quad (4.20)$$

де $\sigma_{\Sigma i} = \sigma_{ni} + \sigma_{pi}$ - ефективна площа послаблення часток.

Ефективні площі поглинання і повного розсіювання сферичних часток можуть бути розраховані по формулах Мі, які для випадку малих

часток, що задовольняють умові $\frac{\pi d}{\lambda} \leq 1$, мають вигляд:

$$\sigma_{ni} = \frac{\pi^2 d^3}{\lambda} I_m \left(-\frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right), \quad (4.21)$$

$$\sigma_{pi} = \frac{2\pi^5 d^6}{3\lambda^4} \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2, \quad (4.22)$$

де d – діаметр частки,

I_m - уявна частина комплексного числа, що знаходиться в дужках.

Величини σ_{ni} і σ_{pi} в різній мірі залежать від розмірів часток і довжини хвилі. Для часток малих розмірів, для яких справедливі співвідношення (4.21) і (4.22), $\sigma_{ni} \gg \sigma_{pi}$, тобто ефективна площа послаблення практично визначається тільки ефективною площею поглинання.

Послаблення дощем розраховують в функції його інтенсивності, що вимірюють в mm/god , оскільки знайти концентрацію і розподіл крапель по розмірам важко. Очевидно, що внесок часток різних розмірів у загальну інтенсивність дощу I_i , формована краплями діаметром d_i , визначається співвідношенням:

$$I_i = 3,6 \cdot 10^6 N_i \frac{\pi d_i^3}{6} \rho v_i \quad (4.23)$$

де v_i – абсолютна швидкість падіння краплі, cm/c ;

d_i - діаметр краплі, mm ;

ρ - щільність води.

В дощі містяться краплі різних розмірів, тому загальна інтенсивність дощу являє собою суму парціальних інтенсивностей

$$I = \sum_{i=1}^N I_i.$$

З врахуванням співвідношення (4.23) вираз (4.20) може бути переписаний в вигляді

$$\gamma = \frac{0,434}{3,6} \sum \frac{I_i \gamma_i}{v_i V_i} = 0,126 \sum I_i C_i,$$

де V_i – об'єм краплі діаметром d_i ,

$$C_i = \gamma_i / v_i V_i, \rho = I \text{ (для води)}.$$

Так як множник C_i при фіксованих довжині хвилі і температурі являє собою постійну величину, то коефіцієнт послаблення в дощі може бути записаний у вигляді

$$\gamma = 0,126 C_i \Sigma I_i. \quad (4.24)$$

Із співвідношення (4.24) випливає, що послаблення в дощі з інтенсивністю I , мм/год лінійно залежить від парціальних інтенсивностей I_i , обумовлених групами крапель різних розмірів. Однак, як показує досвід, така залежність між ефективною площею послаблення й інтенсивністю дощу I спостерігається лише для деяких середніх умов. Можуть мати місце випадки, коли дощі з однаковою інтенсивністю I , мм/год будуть давати різне послаблення.

Для найбільш типових законів розподілу крапель в дощах різної інтенсивності коефіцієнт послаблення визначають за допомогою емпіричної формули

$$\gamma = \beta I^\alpha, \quad (4.25)$$

де γ виражено в дБ/км, а I – у мм/год. Значення коефіцієнтів β і α для різних довжин хвиль при температурі 18°C будуть наступні:

$\lambda, \text{ см} \dots\dots$	0,9	1,24	1,8	3,2	5,6	10
$\beta \dots\dots\dots$	0,22	0,12	0,045	0,0074	0,0022	0,0003
$\alpha \dots\dots\dots$	1,00	1,05	1,14	1,31	1,17	1,00

$\gamma, \text{ дБ/км}$

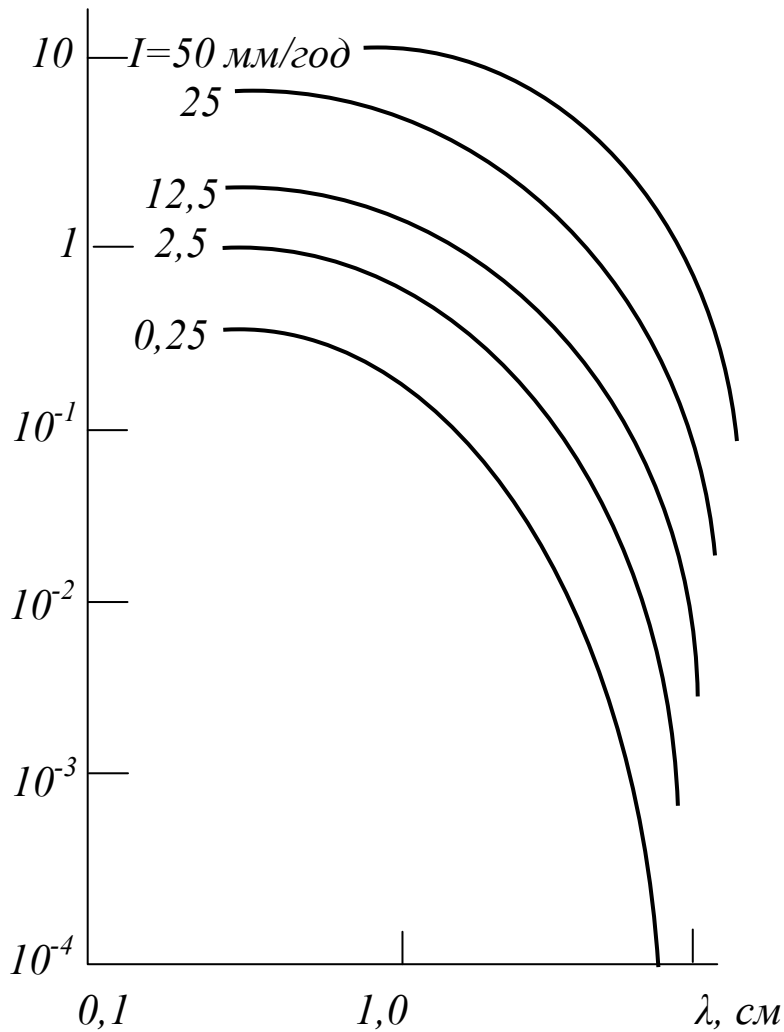


Рис. 4.5 - Залежність коефіцієнта послаблення від довжини хвилі при різній інтенсивності дощу

На рис.4.5 представлена залежність питомого коефіцієнта послаблення від довжини хвилі при різній інтенсивності дощу і температурі 18°C .

Послаблення в хмарах і туманах можна розрахувати, користуючись водністю, що для монодисперсного утворення зі сферичними частками визначається співвідношенням

$$W = N \frac{\pi d^3}{6} \rho, \quad (4.26)$$

де N – число часток у 1 г/м^3 ;

ρ - густина речовини;

d – діаметр часток.

Для краплинно-рідких хмар і туманів ($\rho=1$) коефіцієнт послаблення визначається формулою:

$$\gamma_{\Sigma} = \left[0,43 \frac{6\pi}{\lambda} I_m \left(-\frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right) \right] W. \quad (4.27)$$

У діапазоні хвиль $\lambda=0,5...1,0...10 \text{ см}$ величина множника, що знаходиться в квадратних дужках, обернено пропорційна λ , тому вираз (4.27) може бути представлений як

$$\gamma = 0,438 \frac{W}{\lambda^2}. \quad (4.28)$$

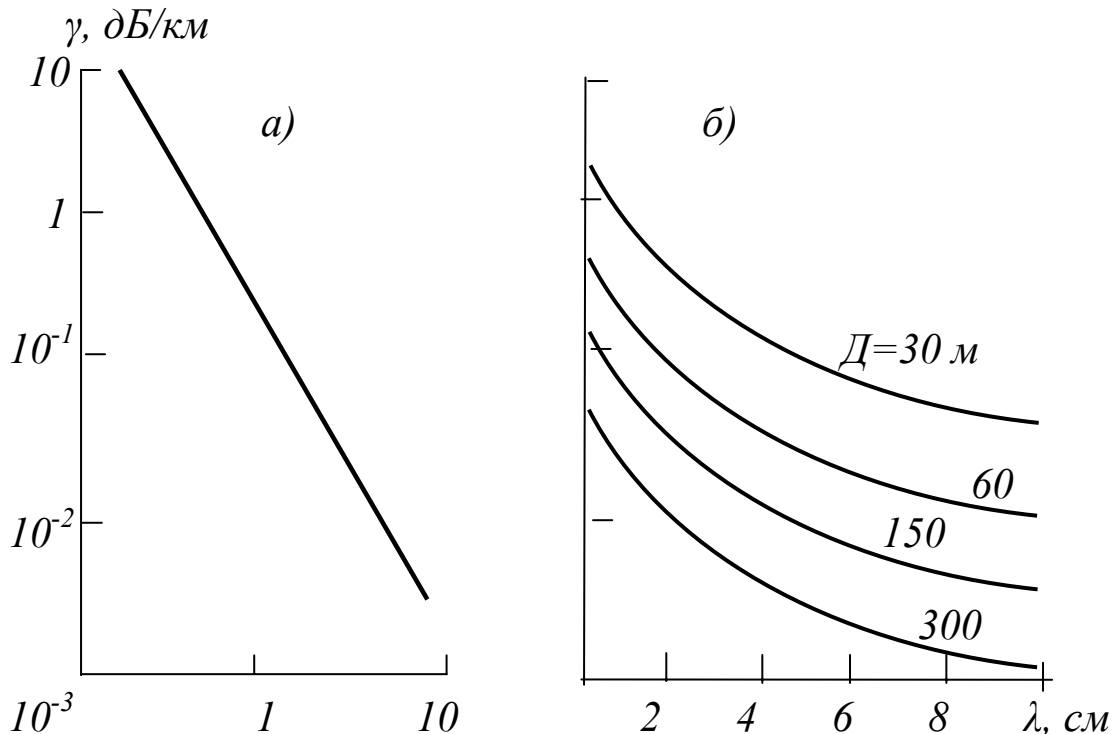


Рис. 4.6 - Залежність коефіцієнта послаблення в тумані від довжини хвилі
а- водність 1 г/м^3 , б – перемінна дальність видимості

Залежності коефіцієнта послаблення γ від довжини хвилі в тумані і хмарах розраховують для водності $l \text{ г/м}^3$ та температур $0-18^\circ\text{C}$ (рис. 4.6 а).

Для інших краплинно-рідких хмар і туманів відповідно до співвідношення (4.28) перераховують пропорційно водності. Однією з основних характеристик туману є оптична дальність видимості D в метрах, зв'язана з водністю співвідношенням

$$W=9286 D^{-1,43}. \quad (4.29)$$

Дальність видимості може використовуватися як параметр у графіках коефіцієнта послаблення (рис. 4.6 б).

Послаблення в граді та снігу складає усього кілька відсотків послаблення в дощі тієї ж інтенсивності, що обумовлено малим

значенням множників $\left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2$ та $I_m \left(-\frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right)$ у співвідношеннях

(4.21) і (4.22). Тому, якщо інтенсивність граду не дуже велика, послабленням у граді можна зневажити. Що стосується послаблення в снігу, то у випадку сухого снігу ним також зневажають. Однак, якщо сніг мокрий, то в ньому послаблення таке ж, як і в дощі тієї ж інтенсивності.

Контрольні запитання

4.1. Поясніть залежність дальності радіолокаційного спостереження точечного об'єкта від параметрів МРЛ.

4.2. Як необхідно змінити параметри МРЛ для збільшення дальності радіолокаційного спостереження точечного об'єкта в два рази ?

4.3. Сформулюйте умову збалансованості системи при активній радіолокації.

4.4. Виведіть рівняння радіолокації для метеооб'єкта.

4.5. Поясніть залежність дальності радіолокаційного спостереження від параметрів метеооб'єкта.

4.6. Поясніть зміст понять потенціал МРЛ і відбиваність метеооб'єкта.

4.7. Як необхідно змінити параметри МРЛ для збільшення дальності радіолокаційного спостереження метеооб'єкта в два рази?

5. Відбитий сигнал

Метеооб'єкти відносяться до розподілених випромінювачів, тобто об'єм, що ними займається, більший, ніж дозволяється. Діаграма

спрямованості зворотного вторинного випромінювання (ДСЗВВ) таких об'єктів має порізаний характер. Тоді ЕПР об'єктів в кожний момент часу буде випадкова, отже і закон зміни відбитого сигналу носить випадковий характер. Випадкові зміни відбитого сигналу називають флуктуаціями.

Флуктуації перешкоджають виявленню об'єктів. По-перше, вони супроводжуються значним зменшенням сигналу в окремі моменти часу. По-друге, флуктуації можуть значно спотворити форму сигналу, що приводить до погіршення умов виявлення приймачем РЛС і збільшення помилок виміру параметрів сигналу.

Таким чином, відбитий сигнал виявляється промодульованим за законом $\dot{B}(t) = B(t) \exp(j\varphi_b(t))$, що є випадковим. Тут $\dot{B}(t)$ - множник, що модулює; $B(t) = |B(t)|$ - випадкова модуляція амплітуди відбитого сигналу $\varphi_b(t)$, - модуляція фази відбитого сигналу. $|B(t)|^2$ - пропорційний потужності відбитого сигналу, тобто описує випадкові зміни ЕПР σ навколо її середнього значення. Ці величини можна характеризувати щільностями імовірності амплітуд $p(B)$, початкових фаз $p(\varphi_B)$, ефективної поверхні $p(\sigma)$, енергетичним спектром $G_B(f)$ і автокореляційною функцією $R_B(\tau)$ модулюючого множника.

Для флуктуацій в сантиметровому діапазоні хвиль характерний релеєвський розподіл амплітуд

$$P(B) = \frac{B}{\bar{B}^2} e^{-\frac{B^2}{2\bar{B}^2}} \quad \text{при } B \geq 0,$$

і рівноймовірний розподіл початкових фаз

$$P(\varphi_B) = \frac{1}{2\pi},$$

де $\overline{B^2}$ - дисперсія амплітуд $B(t)$.

Розподіл ЕПР у цьому випадку є експонентним

$$P(\sigma) = \frac{1}{\bar{\sigma}_{0\delta}} e^{-\sigma/\bar{\sigma}_{0\delta}},$$

де $\bar{\sigma}_{0\delta}$ - середнє значення ЕПР об'єкта.

Середнє значення ЕПР об'єкта визначається як

$$\bar{\sigma}_{0\delta} = N\bar{\sigma}_1,$$

де $\bar{\sigma}_1$ - середнє значення ЕПР одного відбивача;

N – число відбивачів в дозволяемому обсязі.

Останнє співвідношення відповідає когерентному підсумку. Некогерентний підсумок (по потужності) відповідає дифузійному розсіюванню, а когерентний – дзеркальному відбиттю. Можливі також проміжні випадки.

Енергетичний спектр відбитого сигналу $\dot{G}_X(f)$ можна представити, якщо замінити об'єкт сукупністю відбивачів. При русі об'єкта швидкості окремих відбивачів не залишаються постійними, а окремі відбивачі флюктують. Тому спектр прийнятого сигналу $G_X(f)$ є суцільним і займає смугу частот від f_{\min} до f_{\max} . Через пряме і зворотнє перетворення Фур'є енергетичний спектр $\dot{G}_X(f)$ зв'язаний з автокореляційною функцією $R_X(\tau)$

$$\dot{R}_X(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}_X(f) e^{j2\pi f\tau} df,$$

$$\dot{G}_X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{R}_X(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau$$

Рівність нулю $\dot{R}_X(\tau)$ є ознакою незалежності функції, розділених інтервалами часу $|\tau| > \tau_0$. При $|\tau| > \tau_0$ позначаються незалежними значення прийнятого сигналу $x(t)$. Час τ_0 називають часом кореляції – час, протягом якого за попереднім значенням прийнятого сигналу можна передбачити його наступне значення.

За часом кореляції можна визначити ширину енергетичного спектра.

ΔF зі співвідношення $\Delta F = 1/\tau_0$.

За часом кореляції можна визначити також ступінь когерентності сигналу. Якщо $\tau_c \ll \tau_0$, то сигнал когерентний, а при $\tau_c \geq \tau_0$ - сигнал

некогерентний. Виділити таке коливання за допомогою резонансної системи неможливо.

Таким чином, енергетичний спектр і автокореляційна функція дозволяють визначити, як часто відбувається завмирання сигналу, яка максимально припустима тривалість сигналу при якій переключування мало ймовірні.

Контрольні запитання

- 5.1. Що називають флуктуаціями відбитого сигналу?
- 5.2. Чому флуктуації відбитого сигналу утрудняють виявлення об'єкта?
- 5.3. За яким законом розподіляється амплітуда відбитого сигналу?
- 5.4. За яким законом розподілена ефективна площа розсіювання об'єкта?
- 5.5. Дати визначення часу кореляції відбитого сигналу.
- 5.6. Сформулюйте умови когерентності і некогерентності відбитого сигналу.

6 Завдання оптимального виявлення

6.1 Постановка завдання. Якісні показники виявлення

Виявлення полягає у виробленні рішення про наявність чи відсутність цілі в довільному роздільному об'ємі. Вироблення рішення зв'язане зі здобуванням інформації з реалізації коливань, що надходять на вхід РПрП. Реалізація коливань при наявності цілі може бути представлена:

$$y(t) = n(t) + x(t), \quad (6.1)$$

а при відсутності цілі:

$$y(t) = n(t), \quad (6.2)$$

де $n(t)$ - коливання шуму; $x(t)$ - сигнал цілі.

Процес виявлення полягає у виробленні рішення, яка з зазначених реалізацій має місце. Ці два вирази можна об'єднати і представити у вигляді

$$y(t) = n(t) + Ax(t), \quad (6.3)$$

де A - дискретний випадковий параметр, дорівнює одиниці або нулю.

Якщо $A=1$ (позначається A_1), то цілі є, а у випадку $A=0$ (позначається A_0) цілі немає.

Задача виявлення зводиться до прийняття рішення A_1 (цілі є) або A_0 (цілі немає).

За рахунок перешкод і флуктуацій сигналу кожне з рішень A_0 і A_1 може бути прийняте при двох умовах: A_1 – цілі є або A_0 - цілі немає. Отже, можливі чотири спільних події:

- A_1A_1 - правильне виявлення;
- A_0A_1 - пропуск цілі;
- A_1A_0 - помилкова тривога;
- A_0A_0 - правильне невиявлення.

Перерахованим ситуаціям відповідає чотири імовірності:

$$P(A_1A_1)+P(A_0A_1)+P(A_1A_0)+P(A_0A_0) \quad (6.4)$$

Відомо, що $P(\bar{A}_\ell A_K) = P(A_K)P(\bar{A}_\ell / A_K)$. Тоді (6.4) можна переписати:

$$P(A_1)P(\bar{A}_1 / A_1) + P(A_1)P(\bar{A}_0 / A_1) + P(A_0)P(\bar{A}_1 / A_0) + P(A_0)P(\bar{A}_0 / A_0) = 1$$

Імовірності умов $P(A_1)$ и $P(A_0)$ називають апіорними (додослідними), звичайно відомими.

Умовні імовірності для кожного РЛС визначаються експериментально або розрахунковим шляхом. Тому якість виявлення характеризується умовними імовірностями ухвалення рішення:

$D = P(\bar{A}_1 / A_1)$ -імовірністю правильного виявлення;

$\bar{D} = P(\bar{A}_0 / A_1) = 1 - D$ - імовірністю пропуску цілі при наявності цілі;

$F = P(\bar{A}_1 / A_0)$ - імовірністю помилкової тривоги і

$F = P(\bar{A}_0 / A_0) = 1 - D$ - імовірністю правильного невиявлення при відсутності цілі.

Якість виявлення можна характеризувати будь-якою парою умовних імовірностей з чотирьох. На практиці використовують умовні імовірності правильного виявлення D і помилкової тривоги F .

Умовну імовірністю D прагнуть зробити якнайбільше, що важко забезпечити на великих дальностях, бо енергія відбитих сигналів мала. Границі зони виявлення РЛС визначаються величиною граничної дальності, на якій умовна імовірність D дорівнює гранично припустимому значенню $D_{дон} = 0,5 \div 0,999$.

Умовну імовірність F вибирають якнайменше з наступних міркувань. РЛС за цикл огляду простору переглядає m роздільних об'ємів. Кожний об'єм може бути джерелом помилкової тривоги F . Тоді імовірність хоча б однієї помилкової тривоги за цикл огляду m роздільних об'ємів, дорівнює:

$$F_m = 1 - \overline{F}_m = 1 - (1 - mF) = mF$$

Звідси випливає, що $F \ll \frac{1}{m}$. Тоді $F_m = mF \ll 1$. Тому умовну

імовірність F для кожного об'єму вибирають з умови $F_{\text{доп}} \ll \frac{1}{m}$.

Цьому відповідає значення $F_{\text{доп}} = 10^{-4} \div 10^{-10}$.

У межах зони видимості РЛС повинні забезпечувати вимоги $F \leq F_{\text{доп}}$ і $D \geq D_{\text{доп}}$.

Охарактеризувати якість виявлення однією характеристикою не можна. Припустимо умовну імовірність пропуску цілі $\overline{D} = 0$, тоді умовна імовірність помилкової тривоги $F=1$. Припустимо $F=0$, тоді $\overline{D} = 1$.

У такому випадку для порівняння алгоритмів виявлення дії РЛС використовуються умовні імовірності D і F .

Розглянута задача і показники якості відповідають двоальтернативному виявленню: приймається два рішення – «так» і «ні». Іноді використовують триальтернативне рішення: приймається рішення – «так», «не знаю», «ні». Триальтернативне виявлення використовується в РЛС із гнучким оглядом простору.

6.2 Критерій оптимальності виявлення

Критерієм оптимальності виявлення називається ознака (властивість), за якою порівнюються можливі виявители, вибирається найкращий. Найбільш загальним є критерій мінімуму середнього ризику. Згідно з цим критерієм оптимальним вважається такий виявитель, що забезпечує мінімальну імовірність помилкових рішень з врахуванням ціни їхніх наслідків. Ціна помилкових рішень характеризує те, наскільки вони небажані.

Сутність оптимізації, за даним критерієм виявителя, полягає в наступному:

1. Кожному випадку прийняття помилкових рішень $\bar{A}_0 A_1$ і $\bar{A}_1 A_0$ задається своя ціна r_{10} помилкової тривоги;

2. З врахуванням випадкового характеру прийняття цих рішень визначається середній ризик помилок:

$$\bar{r} = \sum_{i,j=0}^1 r_{ij} P_{ij} = r_{01} P(\bar{A}_0 A_1) + r_{10} P(\bar{A}_1 A_0) \quad ; \quad (6.5)$$

3. Знаходиться правило обробки прийнятого сигналу, при якому $\bar{r} = \min$ буде мінімальним.

Від цього критерію можна перейти до інших. Вираз (6.5) можна представити, як

$$\begin{aligned} \bar{r} &= r_{01} P(A_1) \bar{D} + r_{10} P(A_0) F = r_{01} P(A_1) (1 - D) + r_{10} P(A_0) F = \\ &= r_{01} P(A_1) (1 - (D - l_0 F)) \quad , \quad (6.6) \end{aligned}$$

де $l_0 = \frac{r_{10} P(A_0)}{r_{01} P(A_1)}$ -ваговий множник.

Мінімум виразу (6.6) при будь-яких умовах виявлення досягається при максимумі зваженої різниці $\Delta = D - l_0 F = \Delta_{\max}$, тобто критерій мінімуму середнього ризику зводиться до вагового критерію. Цей критерій показує, що при $l_0 = \text{const}$ й $F = \text{const}$ оптимальний виявитель дає максимальну імовірність виявлення D . Ваговий критерій оптимальності виявлення введений Нейманом-Пірсоном. Надалі будемо користуватися ваговим критерієм.

6.3 Найпростіший приклад оптимізації виявлення .

Вибір порога рішення

Нехай є стрілочний прилад, на який подається в загальному випадку $y = n + Ax$, де $A=0$ або 1 . Вважаємо, що величини x , y , n за час спостереження не змінюються. Закони розподілу x , n відомі. Будемо вважати, що перешкода n розподілена за нормальним законом. При наявності сигналу $n = y - x$. Якщо умовна щільність імовірності перешкоди підлягає нормальному закону, то умовна щільність імовірності сигнал+перешкода також підлягає нормальному закону, а крива $P_{cn}(y)$ зсунута на величину x по відношенню до $P_n(y)$ (рис. 6.1).

Задача виявлення сигналу x зводиться до того, щоб на фоні перешкоди n за y , що вимірюють, дати оцінку \hat{A} невідомого параметра A , оптимального з погляду вагового критерію. Це зробимо за наступним порядком.

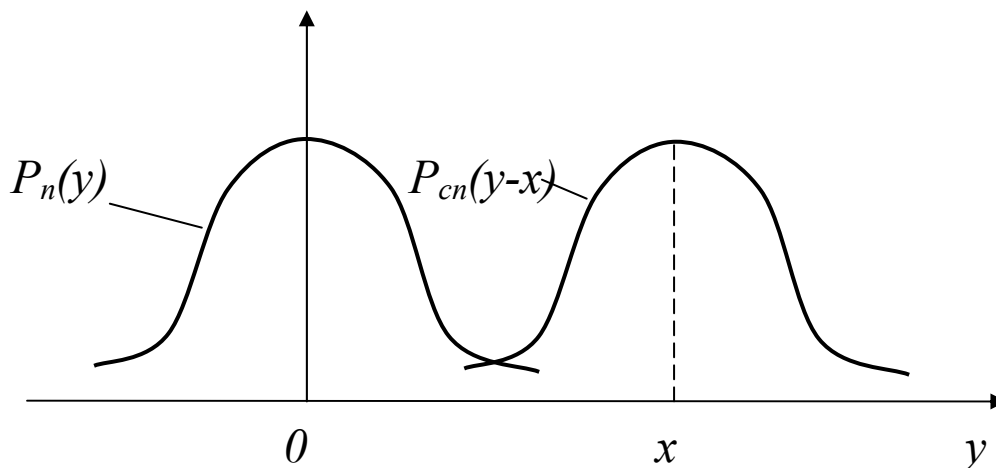


Рис. 6.1 – Умовні щільності імовірності перешкоди і сигналу+перешкоди

1. Введемо допоміжну функцію $\hat{A}(y)$;
2. Встановимо зв'язок між D , F і $\hat{A}(y)$;

Умовна імовірність D має зміст імовірності влучення величини y в інтервал, де $\hat{A}(y) = 1$ при наявності сигналу і перешкоди, тобто

$$D = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{A}(y) P_{cn}(y) dy \quad (6.8)$$

Аналогічно визначається умовна імовірність F :

$$F = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{A}(y) P_{n}(y) dy \quad (6.9)$$

3. Складемо вагову різницю:

$$\Delta = D - l_0 F = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{A}(y) P_{n}(y) (l(y) - l_0) dy \quad (6.10)$$

$$\text{де } l(y) = \frac{P_{СП}(y)}{P_{П}(y)}.$$

Максимум вагового критерію буде, коли $l(y) > l_0$. Отже, оптимальне правило виявлення має вид:

$$\begin{aligned} \hat{A}_{opt}(y) &= 1 \text{ при } l(y) > l_0 \\ \hat{A}_{opt}(y) &= 0 \text{ при } l(y) < l_0 \end{aligned} \quad (6.11)$$

Якщо $l(y) = l_0$, приймається рішення $\hat{A}_{opt}(y) = 0$ або 1 .

Величина $l(y)$ називається відношенням правдоподібності. Вона характеризує (при порівнянні з порогом l_0), яка з зазначених гіпотез більш правдоподібна.

Як і щільності імовірності $P_{СП}(y)$ і $P_{П}(y)$, $l(y)$ не може бути негативною. Нехай перешкода має дисперсію n_0^2 . Тоді

$$P_{П}(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi n_0}} e^{-\frac{y^2}{2n_0^2}} \quad (6.11)$$

$$P_{СП}(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi n_0}} e^{-\frac{(y-x)^2}{2n_0^2}} \quad (6.12)$$

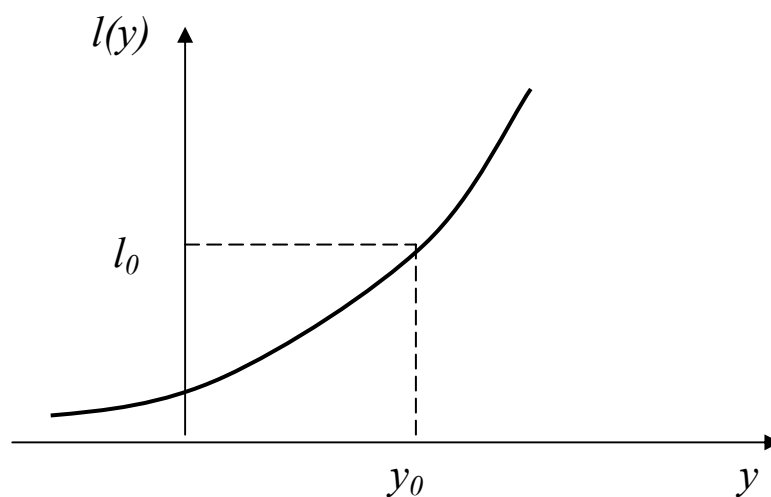


Рис. 6.2 – Закон зміни відношення правдоподібності

$$l(y) = \frac{P_{СП}(y)}{P_{П}(y)} = e^{-\frac{x^2}{2n_0^2} - \frac{xy}{n_0^2}} \quad (6.13)$$

Залежність $l(y)$ для $x > 0$ показана на рис. 6.2.

Внаслідок монотонності кривої умову $l(y) > l_0$ можна замінити умовою $y > y_0$. Тоді для $x > 0$

$$\begin{aligned} \hat{A}_{opt}(y) &= 1 \text{ при } y > y_0 \\ \hat{A}_{opt}(y) &= 0 \text{ при } y < y_0 \end{aligned} \quad (6.14)$$

Замість обчислювання відносини правдоподібності можна використовувати саму реалізацію y , а порогом вважати y_0 .

Розглянемо геометричний зміст ймовірностей D і F і графік оптимальної функції $\hat{A}_{opt}(y)$ (рис. 6.3).

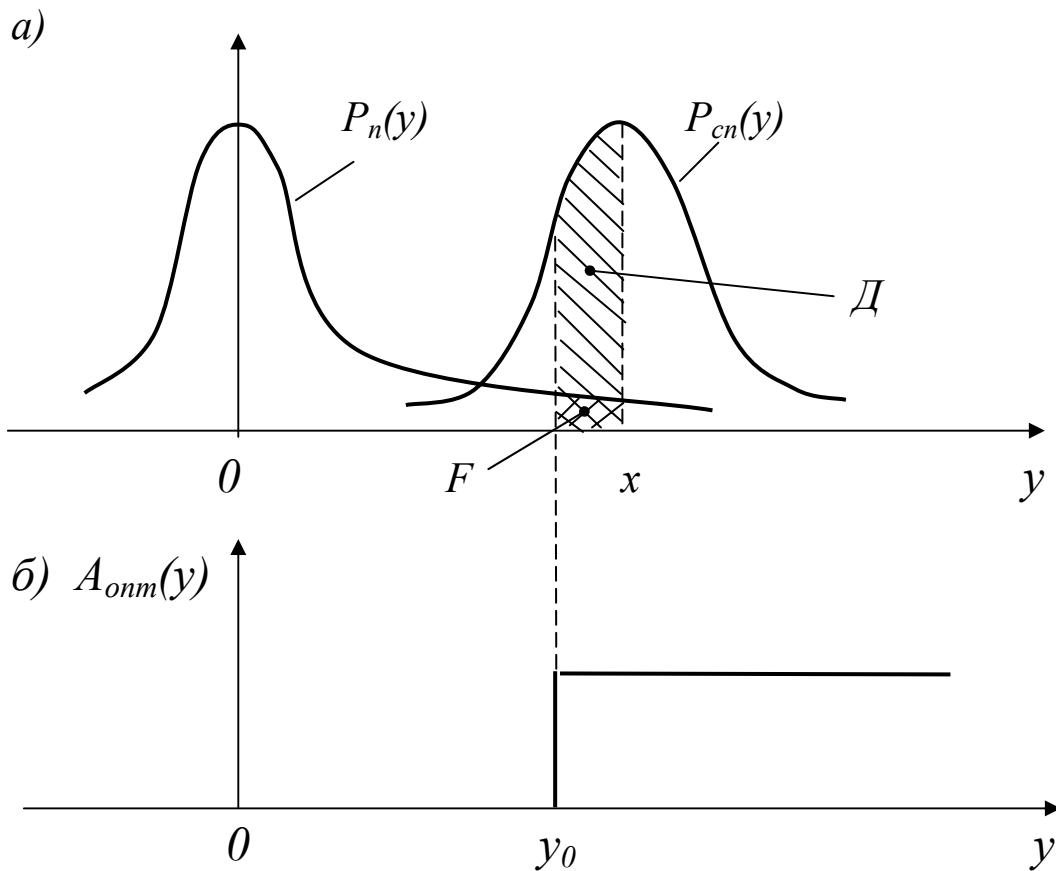


Рис. 6.3 – Умовні щільності імовірності і оптимальна функція \hat{A}_{opt}

Умовна імовірність помилкової тривоги F дорівнює площі під кривою $P_{II}(y)$, тобто

$$F = \int_{y_0}^{\infty} P_{II}(y) dy \quad (6.15)$$

Імовірність F при заданій дисперсії перешкоди n_0^2 залежить тільки від величини y_0 . Отже, величину порога y_0 можна вибрати за припустимим значенням помилкової тривоги.

Умовна імовірність правильного виявлення D чисельно дорівнює площі під кривою $P_{СП}(y)$, тобто

$$D = \int_{y_0}^{\infty} P_{СП}(y) dy \quad (6.16)$$

При заданому рівні перешкод n_0^2 D залежить не тільки від порога y_0 , але і від величини очікуваного сигналу x_y .

6.4 Кореляційно-фільтрова обробка сигналів

6.4.1 Виявлення цілком відомого сигналу

При наявності в складі прийнятого сигналу $y(t)$ цілком відомого сигналу $X(t)$ він відрізняється від випадкового шуму $n(t)$ на величину $X(t, \alpha)$, де α – відомі параметри сигналу (амплітуда, початкова фаза, частота Доплера і т.д.). Отже, дискретні вибірки задовольняють рівності

$$y_k = n_k + x_k.$$

Наявність сигналу приводить до зсуву центрів розподілу випадкових вибірок y_k на величину x_k у порівнянні з випадком відсутності сигналу, тобто $y_k = n_k$. Тоді

$$P_{СП}(y_1, y_2, \dots) = P_{II}(y_1 - x_1, y_2 - x_2, \dots) = P_{II}(y_1 - x_1) \dots (y_k - x_k)$$

Тепер відношення правдоподібності можна представити у вигляді:

$$l(Y) = \frac{P_{\Pi}(y_1 - X_1) \dots P_{\Pi}(y_k - x_k)}{P_{\Pi}(y_1) P_{\Pi}(y_2) \dots} = \prod_k l(y_k), \quad (6.17)$$

де $l(y_k)$ – відношення правдоподібності для y_k .

Відомо, що

$$P_{\Pi}(y_k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0 f_m}} e^{-\frac{y_k^2}{2N_0 f_m}} = \sqrt{\frac{\Delta t}{N_0 f_m}} e^{-\frac{y_k^2 \Delta t}{N_0}},$$

тоді

$$l(y_k) = e^{-\frac{x_k^2 \Delta t}{N_0}} e^{-\frac{2x_k y_k \Delta t}{N_0}}. \quad (6.18)$$

Підставляючи (6.18) у (6.17), одержимо

$$l(Y) = e^{-\frac{1}{N_0} \sum_k x_k^2 \Delta t} e^{-\frac{2}{N_0} \sum_k x_k y_k \Delta t}. \quad (6.19)$$

При переході від квазібілого шуму до білого шуму

$$f_m \rightarrow \infty, \text{ а } \Delta t \rightarrow 0,$$

тоді

$$l(Y) = e^{-\frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} X^2(t) dt} e^{-\frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} X(t) y(t) dt}, \quad (6.20)$$

де інтеграл $\int_{-\infty}^{\infty} X^2(t) dt = E$ – енергія виявленого або очікуваного

сигналу, а $\int_{-\infty}^{\infty} X(t) y(t) dt = Z$ – кореляційний інтеграл. Вираз (6.20)

можна переписати:

$$l(Y) = e^{-\frac{E}{N_0}} e^{\frac{2Z}{N_0}}. \quad (6.21)$$

Введемо позначення:

$$q^2 = \frac{2E}{N_0} - \text{параметр виявлення}; \quad (6.22)$$

$$\xi = \frac{2Z}{N_0} - \text{ваговий інтеграл}. \quad (6.23)$$

З врахуванням введених позначень:

$$l(y(t)) = e^{\xi - \frac{q^2}{2}}. \quad (6.24)$$

На рис. 6.4, *a* наведена залежність $l(y(t))$ від величини кореляційного інтеграла, а на рис.6.4, *б* – оптимальне рішення. Оптимальна функція рішення має вигляд:

$$\begin{aligned} \hat{A}_{opt} l(y(t)) &= 1 \text{ при } Z \geq Z_0 \\ \hat{A}_{opt} l(y(t)) &= 0 \text{ при } Z < Z_0 \end{aligned} \quad (6.25)$$

Отже, для ухвалення оптимального рішення необов'язково обчислювати відношення правдоподібності, а досить обчислити Z , ξ і порівняти їх з відповідним цій величині порогом.

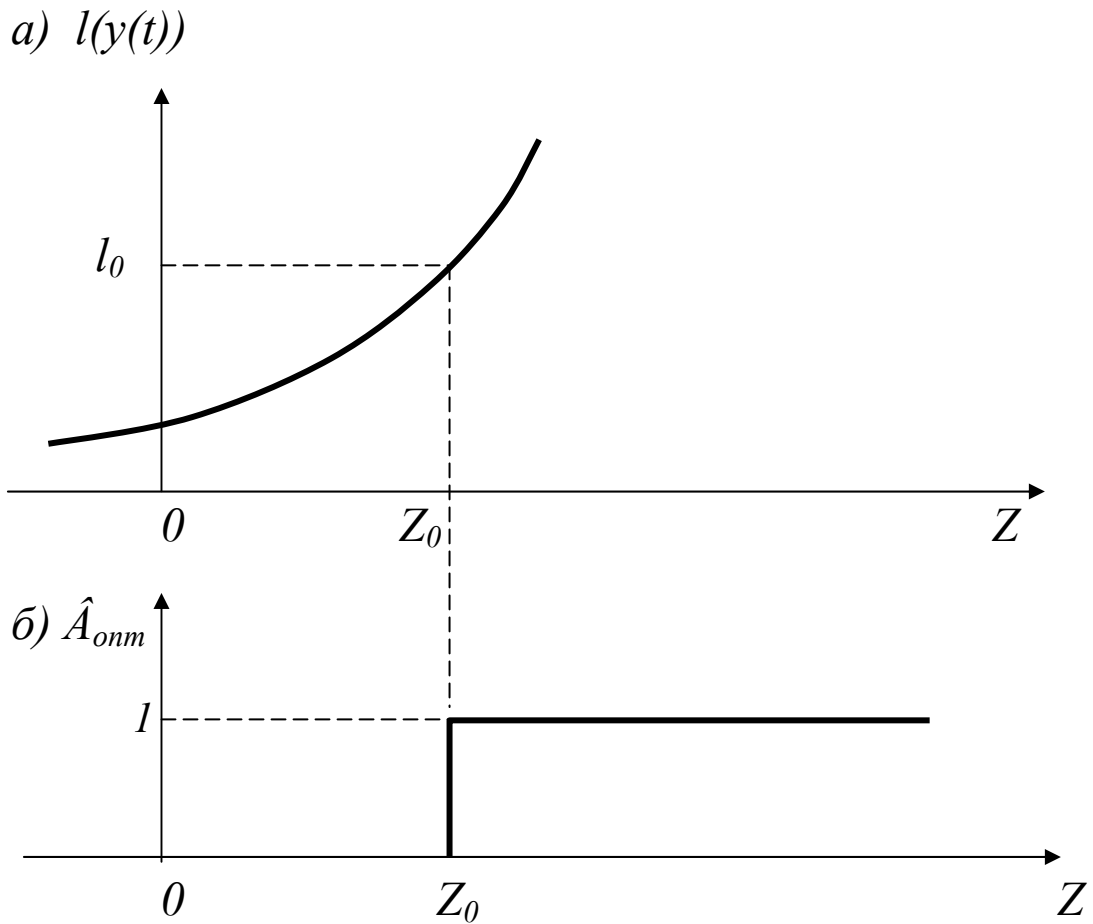


Рис. 6.4 – Графік відношення правдоподібності і оптимальної функції \hat{A}_{opt}

6.4.2 Найпростіший кореляційний виявитель

Математичній операції обчислення кореляційного інтеграла Z і знаходження $\hat{A}_{opt}(y(t))$ відповідає схема на рис. 6.5.

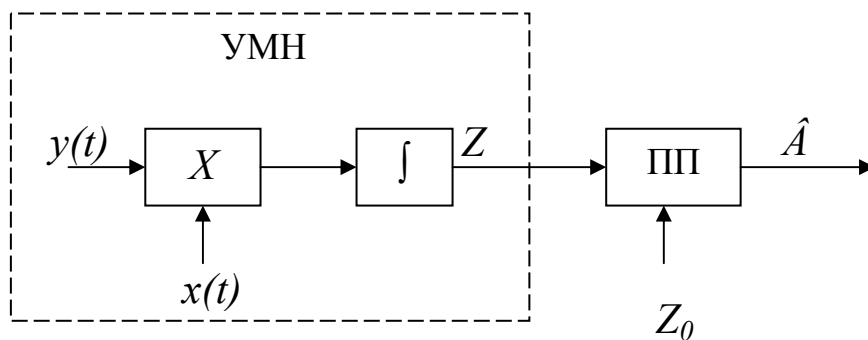


Рис. 6.5 – Схема корелятора

Схема складається з перемножувача, інтегратора і граничного пристрою (ГП). Перемножувач і інтегратор утворюють корелятор.

На корелятор подаються прийняті коливання $y(t)$ і опорне коливання $x(t)$, що є точною копією очікуваного прийнятого сигналу. На виході корелятора виходить кореляційний інтеграл Z , що порівнюється з Z_0 у ГП. Граничний пристрій являє собою обмежник знизу. Якщо на виході ГП є сигнал, приймається рішення “так”, а якщо немає сигналу, то приймається рішення “ні”. Рівень порога Z_0 вибирається так, щоб імовірність F помилкового його перевищення не перевищувала допустиму.

Опорний сигнал $x(t)$ може вироблятися спеціальним гетеродином із затримкою щодо зондувального сигналу на час запізнювання $t=t_3$, або виходити безпосередньо від РПП локатора через лінію затримки на час t_3 , пропорційний точно відомій дальності до об'єкта.

На рис. 6.5 представлена схема виявителя, у якого поріг Z_0 змінюється плавно в залежності від рівня сигналу і перешкоди.

На рис. 6.6 представлена схема виявителя з фіксованим порогом. У цьому випадку виробляється нормований ваговий інтеграл $\xi_H = \xi/q$ і виробляється порівняння з порогом ξ_{0H} . Поріг в цьому випадку для заданої імовірності F не змінюється, тому що при збільшенні амплітуди очікуваного сигналу в кілька разів, у те ж число раз

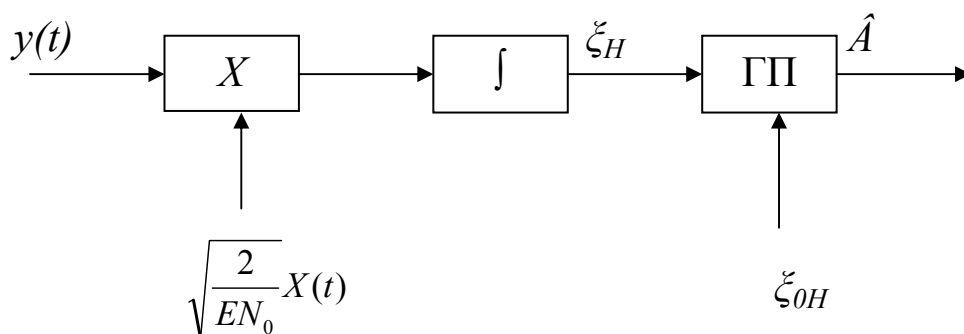


Рис. 6.6 – Схема виявителя з фіксованим порогом

зменшується коефіцієнт $1/\sqrt{E}$, на який збільшується опорний сигнал $x(t)$. Імовірність F залежить у цій схемі не тільки від енергії очікуваного сигналу E , але і від спектральної щільності потужності перешкоди N_0 , від введення нормуючого множника $\sqrt{2/EN_0}$ в опорний сигнал. Таке нормування можна виконати схемою автоматичного регулювання посилення (АРП) приймача, стабілізуючого не тільки рівень сигналу, але і перешкоди.

Фізичний зміст кореляційної обробки зводиться до визначення подібності (кореляції) або її відсутності між прийнятими і очікуваними коливаннями.

6.4.3 Виявлення сигналу з випадковою фазою

Сигнал з випадковою початковою фазою можна записати у вигляді

$$x(t) = X(t) \cos(2\pi f_0 t - \varphi_x + \varphi_0(t - t_3)). \quad (6.26)$$

Енергія сигналу від випадкової початкової фази φ_x не залежить, тобто $E(\varphi_x) = E$. Знайдемо залежність $Z(\varphi_x)$.

Представимо модель сигналу у вигляді:

$$x(t) = x_1(t) \cos \varphi_x + x_2(t) \sin \varphi_x,$$

де

$$x_{1,2}(t) = X(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0(t - t_3)).$$

При цьому значення кореляційного інтеграла

$$\begin{aligned} Z(\varphi_x) &= \int_{-\infty}^{\infty} X(t, \varphi_x) y(t) dt = Z_1 \cos \varphi_x + Z_2 \sin \varphi_x = \\ &= |Z| \cos(\varphi_x - \theta), \end{aligned}$$

де $Z_{1,2} = \int_{-\infty}^{\infty} x_{1,2}(t) y(t) dt$ - кореляційні інтеграли, обчислені при зрушеннях на 90° опорних сигналах;

$|Z| = \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2}$ - модуль кореляційного інтеграла;

$\theta = \arctg(Z_2/Z_1)$ - аргумент кореляційного інтеграла.

Величину $Z(\varphi_x)$ називають частинним значенням кореляційного інтеграла.

Відповідно до (6.21) частка відношення правдоподібності визначається:

$$l(y(t)/\varphi_x) = e^{-\frac{E(\varphi_x)}{N_0}} e^{\frac{2Z(\varphi_x)}{N_0}}.$$

Відомо, що випадкова фаза розподілена за рівноімовірним законом в межах $0 \div 2\pi$. Проведемо усереднення частинного відношення правдоподібності в цих межах. Тоді

$$l(y(t)) = e^{-\frac{E}{N_0}} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{\frac{2|Z|}{N_0} \cos(\varphi_x - \theta)} d\varphi_x \quad (6.28)$$

Вираз

$$I_0(U) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{U \cos \psi} d\psi \quad (6.29)$$

є функцією Беселя першого роду нульового порядку. Тоді остаточно одержимо

$$l(y(t)) = e^{-\frac{E}{N_0}} I_0\left(\frac{2|Z|}{N_0}\right) = e^{-\frac{q^2}{2}} I_0(q|Z|) \quad (6.30)$$

Графік залежності $I_0(U)$ приведено на рис. 6.7

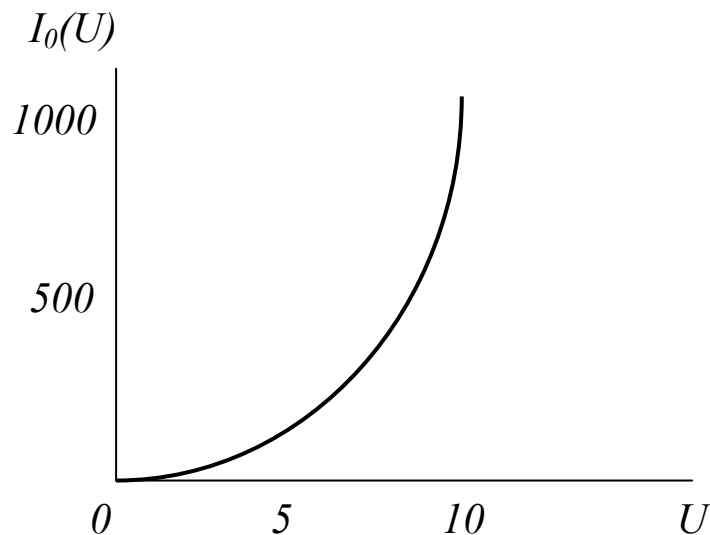


Рис. 6.7 – Графік функції Беселя

Відношення правдоподібності для сигналів з випадковою початковою фазою є монотонною функцією модуля кореляційного інтеграла $|Z|$ або його нормованого значення:

$$|Z_H| = \frac{|Z|}{E}. \quad (6.31)$$

Оптимальне правило та оптимальний виявитель будуть приведені нижче.

6.4.4 Виявлення сигналу з випадковою амплітудою і фазою

Цей сигнал записують у вигляді:

$$x(t) = BX(t)\cos(2\pi f_0 t + \varphi_0(t) - \varphi_x),$$

де φ_x , B - випадкова фаза та амплітуда сигналу.

Раніше було показано, що для сигналу з випадковою фазою відношення правдоподібності обчислюються за формулою:

$$l(y(t)/B) = e^{-\frac{E}{N_0}} I_0\left(\frac{2|Z(B)|}{N_0}\right), \quad (6.32)$$

де $|Z(B)| = B|Z|$; $E(B) = B^2 \bar{E}$;

\bar{E} - середня енергія сигналу.

Задаючи релєєвським законом розподілу амплітуди й усереднення приватного відношення правдоподібності до B одержимо:

$$l(y(t)) = \frac{N_0}{E + N_0} e^{\frac{|Z|^2}{N_0(E + N_0)}} = \frac{1}{1 + 0,5q^2} e^{\frac{q^2|Z_H|}{4(1 + 0,5q^2)}} \quad (6.33)$$

Таким чином, відношення правдоподібності, як і для сигналу з випадковою фазою, монотонно залежить від модуля кореляційного інтеграла. Оптимальне правило виявлення в обох випадках має вид:

$$\begin{aligned} \hat{A}_{onm}(y(t)) &= 1 \text{ при } |Z| > Z_0, \\ \hat{A}_{onm}(y(t)) &= 0 \text{ при } |Z| < Z_0. \end{aligned} \quad (6.34)$$

Цьому правилу відповідає схема виявителя, представлена на рис. 6.8.

На перемножувачі подаються опорні сигнали, зсунуті на 90° . Такі сигнали називаються квадратурними, схему називають квадратурним кореляційним виявителем. Наявність квадратурних каналів виключає втрату сигналу за рахунок незнання початкової фази. Якщо корисний сигнал не дає ефекту нагромадження в одному каналі, то обов'язково буде нагромадження в іншому каналі. Тому при наявності двох каналів результат обробки не залежить від випадкової фази.

Як правило, виявлення сигналів виробляється з невідомим часом запізнювання. Тому кореляційні виявители для перегляду всієї дальності повинні мати велику кількість рівнобіжних каналів. Це є недоліком таких виявитель.

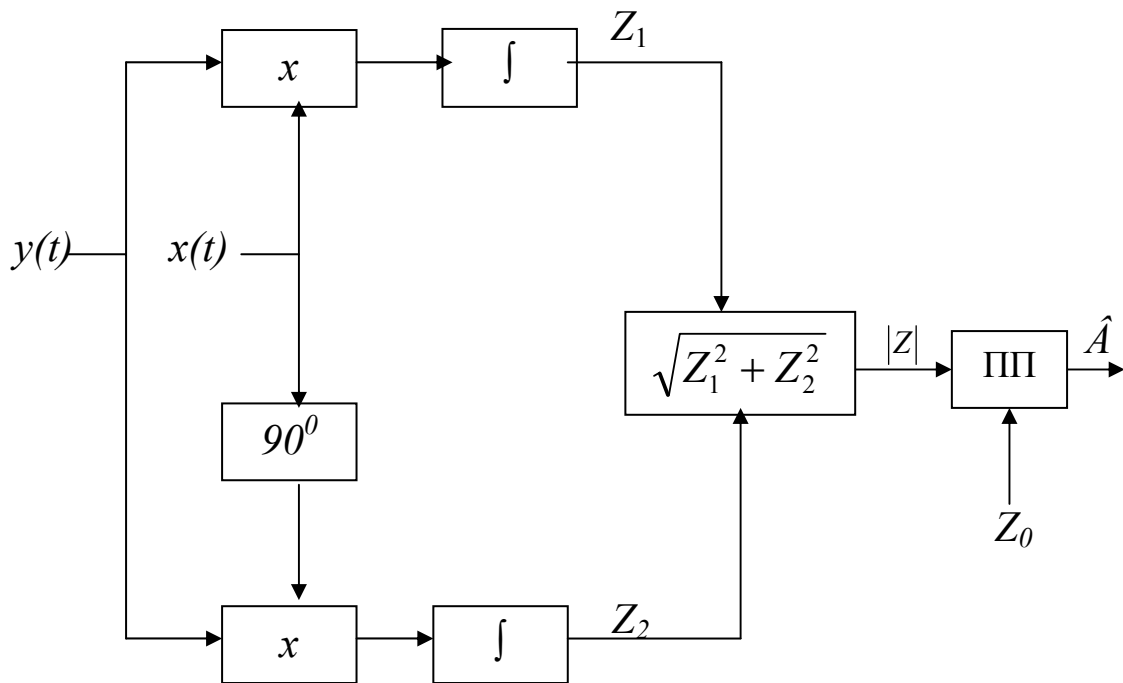


Рис. 6.8 – Схема квадратурного кореляційного виявителя

6.4.5 Погоджений фільтр

При виявленні, як правило, час запізнювання t_3 очікуваних сигналів є невідомим. Представимо сигнал:

$$x(t_1, t_3) = U(t - t_3), \quad (6.35)$$

де $U(t)$ – зондувальний сигнал, тому що $t_3 = 0$.

Відомо, що кореляційний інтеграл

$$Z(t_3) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t)U(t - t_3)dt \quad (6.36)$$

є інтегралом згортки, яким виражається сигнал на виході лінійного фільтра. Властивості фільтра визначаються його імпульсною характеристикою. $U(t)$ – напруга на виході фільтра при впливі на його вхід при $t=0$ дельта функції (рис. 6.9)

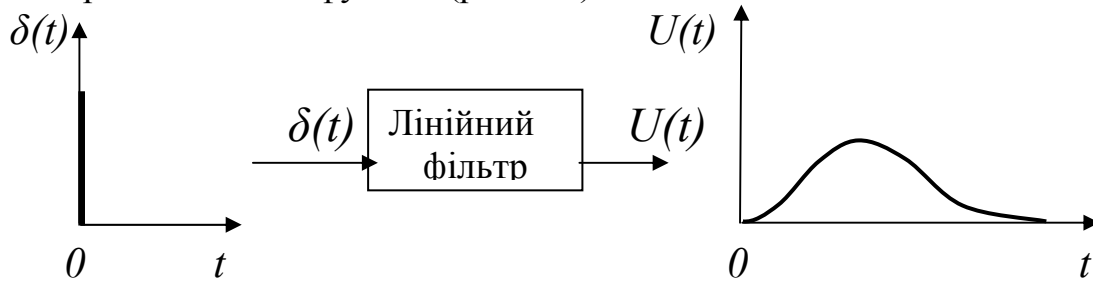


Рис. 6.9 – Фільтр і його імпульсна характеристика

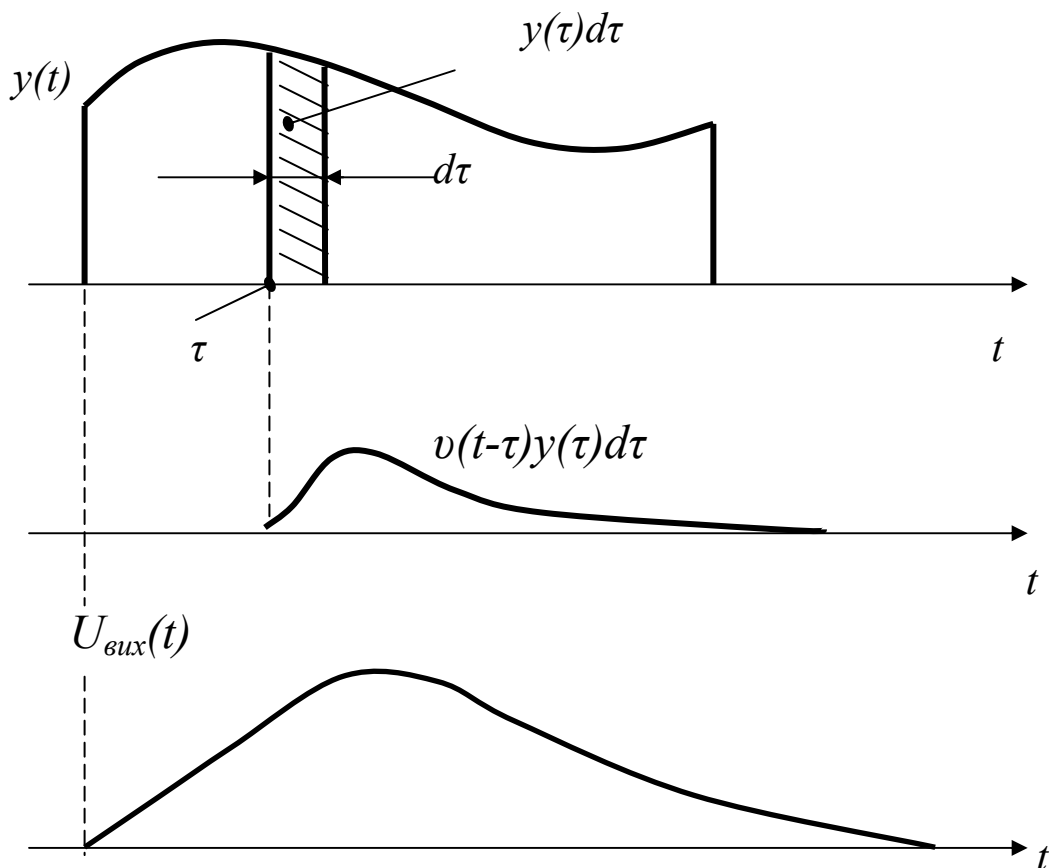


Рис. 6.10 – Принцип одержання сигналу на виході

Напруга на виході фільтра $U_{вих}(t)$ у момент t при впливі безупинного коливання $y(t)$ визначається за принципом суперпозиції (накладення). Вона дорівнює сумі напруг $v(t-\tau)$, викликаних впливом безперервнослідуючих дельта-імпульсів виду $\delta(t-\tau)$ з амплітудним множником $y(\tau)d\tau$ (рис. 6.10) за весь попередній час

$$U_{вих}(t) = \int_{-\infty}^t v(t-\tau)y(\tau)d\tau \quad (6.37)$$

У (6.37) верхню межу інтеграла можна замінити на ∞ , тому що при $t < \tau$, $t-\tau < 0$ і $v(t-\tau) = 0$. Шляхом перебору імпульсної характеристики фільтра можна забезпечити обчислення кореляційного інтеграла $Z(t_3)$ для будь-якого часу запізнювання. Такий фільтр називається погодженим.

6.4.6 Імпульсна характеристика погодженого фільтра

Зажадаємо, щоб на виході фільтра, постійно за часом, визначалося значення кореляційного інтеграла, тобто:

$$U_{вих}(t_3+t_0) = CZ(t_3), \quad (6.38)$$

де C – стала, що характеризує коефіцієнт передачі фільтра;

t_0 – час затримки сигналу у фільтрі.

У формулу (6.38) підставимо (6.36), (6.37) і одержимо:

$$\int_{-\infty}^{\infty} v(t_3+t_0-\tau)y(\tau)d\tau = C \int_{-\infty}^{\infty} y(\tau)U(\tau-t_3)d\tau$$

Ця рівність дотримується, якщо

$$v(t_3+t_0-\tau) = CU(\tau-t_3)$$

Позначимо $t_3+t_0-\tau=t$ і з огляду на те, що $\tau-t_3=t_0-t$ одержимо вираз для імпульсної характеристики погодженого фільтра:

$$v_{сф}(t) = CU(t_0-t) \quad (6.39)$$

Отже, основна операція оптимальної обробки на тлі некорельованих перешкод обчислення кореляційного інтеграла може бути виконана лінійним фільтром, погодженим тільки з очікуваним сигналом.

Підстановка в (6.39) $t = S + \frac{t_0}{2}$, $C=1$ приводить до формули

$$v_{cf}\left(\frac{t_0}{2} + S\right) = U\left(\frac{t_0}{2} - S\right),$$

тобто імпульсна характеристика погодженого фільтра являє собою дзеркальне відображення очікуваного сигналу щодо часу $t=t_0/2$.

6.4.7 Частотна характеристика погодженого фільтра

Імпульсна і частотна характеристика $\dot{K}(f)$ лінійного фільтра між собою зв'язані перетворенням Фур'є:

$$v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}(f) e^{j2\pi ft} dt, \quad (6.40)$$

$$\dot{K}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} v(t) e^{-j2\pi ft} dt. \quad (6.41)$$

Визначимо частотну характеристику погодженого фільтра. Для цього в (6.41) підставимо (6.39) і зробимо заміну перемінних $t_0-t=S$, одержимо:

$$\dot{K}(f) = C \int_{-\infty}^{\infty} U(S) e^{-j2\pi fS} dS e^{-j2\pi ft_0} = C \dot{G}^*(f) e^{-j2\pi ft_0}, \quad (6.42)$$

де $\dot{G}^*(f) = \int_{-\infty}^{\infty} U(S) e^{j2\pi fS} dS$ - комплексно-сполучена спектральна щільність очікуваного сигналу.

Таким чином, частотна характеристика погодженого фільтра з точністю до константи C та множника запізнювання $\exp(-j2\pi ft_0)$ виражається комплексною сполученою спектральною щільністю очікуваного сигналу.

Це значить, що з точністю до константи C оптимальна амплітудно-частотна характеристика фільтра збігається з амплітудно-частотним спектром сигналу, а оптимальна фазочастотна характеристика з точністю, що складає $2\pi ft_0$, дорівнює за величиною, але зворотна за знаком, фазочастотному спектру сигналу:

$$\begin{aligned} K_{cf}(f) &= |K_{cf}(f)| = CG(f), \\ \arg K_{cf}(f) &= -\arg \dot{q}(f) - 2\pi ft_0. \end{aligned} \quad (6.43)$$

Сигнал на виході погодженого фільтра можна знайти з тимчасового або частотного представлення сигналу. У першому і в другому випадку $U_{вих\ макс} = CE$. На практиці часто цікавляться відношенням *сигнал-шум* на виході погодженого фільтра:

$$\frac{U_{вихмакс}}{U_{шкв}} = \sqrt{\frac{2E}{N_0}} = q, \quad (6.44)$$

де $U_{шкв}$ – середньоквадратичне значення шуму.

Таке ж значення параметра виявлення було отримано і при кореляційній обробці сигналу.

Контрольні запитання

- 6.1. У чому полягає процес виявлення об'єкта?
- 6.2. Які події можливі при виявленні об'єкта?
- 6.3. Чим характеризується якість виявлення об'єкта?
- 6.4. Якими повинні бути умовні імовірності правильного виявлення і помилкової тривоги?
- 6.5. За яких умов вибираються імовірності правильного виявлення і помилкової тривоги?
- 6.6. Поясніть поняття двох і триальтернативного виявлення?
- 6.7. Дайте визначення поняття “критерій оптимальності виявлення”?
- 6.8. Який виявитель вважається оптимальним?
- 6.9. У чому полягає сутність оптимізації виявлення?
- 6.10. Який виявитель вважається оптимальним згідно вагового критерію?

7 Огляд простору

7.1 Загальні відомості. Види огляду

В РЛС необхідно використовувати огляд простору за кутовими координатами, дальністю, швидкістю. Огляд дальності, швидкості, кутовим координатам може бути послідовним і одночасним.

Для послідовного огляду потрібно плавно або стрибкоподібно змінювати час затримки або частоту опорного сигналу через інтервали, не перевищуючі роздільну здатність. При великій кількості роздільних елементів такий спосіб огляду вимагає тривалого часу. Тому одноканальні кореляційні схеми, що перебудовуються, звичайно не використовуються як приймачі виявлення, але вони є основою для РЛС автоматичного супроводу цілі по дальності і швидкості цілі.

Для одночасного огляду потрібні багатоканальні кореляційні схеми виявлення. Кожний канал такої схеми вибирається за умов, щоб розлад між каналами дорівнював роздільній здатності по відповідній координаті. Отже, навіть при одночасному огляді простору при великому числі елементів дозволу потрібна досить велика кількість каналів.

7.2 Огляд простору за кутовими координатами

На теперішній час розрізняють рівнобіжний (одночасний), послідовний і змішаний методи огляду простору.

При одночасному огляді діаграма спрямованості антени (ДСА) має стільки променів, скільки потрібно для перекриття всієї зони огляду або таку ширину ДСА, що перекриває всю зону огляду.

При послідовному огляді перегляд зони виконується за допомогою одного променя, що за часом змінює своє кутове положення. Послідовний огляд може здійснюватися за твердою або гнучкою програмами. Жорстка програма – це коли промінь РЛС переміщується незалежно від результатів локації, а гнучка програма – коли закон переміщення променя антени залежить від результатів попереднього огляду. Послідовний огляд вимагає значного часу, що знижує темп видачі інформації.

При змішаному огляді РЛС забезпечує одночасний огляд по одній з кутових координат (звичайно по куту місця) і послідовний по іншій (звичайно по азимуту).

7.3 Параметри послідовного огляду

Розглянемо параметри огляду для випадку, коли промені передавальної і приймальної антени одночасно переміщуються при огляді.

А) Число циклів огляду n за хвилину або $m=n/60$ на секунду. При $m < 1$ здійснюють повільний огляд, а при $m > 1$ – швидкий огляд.

Б) Час огляду простору $T_{огл} = 1/m$, протягом якого здійснюється один цикл огляду.

В) Число секторів, що роздільно опромінюються за час огляду. Воно дорівнює $\varphi_{огл}/\varphi_{0,5}$, де $\varphi_{огл}$ - повний сектор огляду; $\varphi_{0,5}$ - ширина ДСА у відповідній площині.

Г) Час опромінення цілі $T_{опр} = T_{огл} \varphi_{0,5}/\varphi_{огл}$.

Д) Тривалість прийнятого від цілі сигналу $\tau_{Ц}$. В імпульсних РЛС використовується та сама антена на прийом і передачу. Тоді

$$\tau_{Ц} = T_{огл} \varphi_{0,5A} / \varphi_{огл}, \quad (7.1)$$

де $\varphi_{0,5A}$ – підсумкова ширина ДСА.

Часто вважається, що $\varphi_{0,5A} = \varphi_{0,5} / \sqrt{2}$.

Е) Число імпульсів M в прийнятому від цілі сигналі:

$$M = \frac{\tau_{Ц}}{T_{П}} = \frac{T_{огл}}{T_{П}} \frac{\varphi_{0,5A}}{\varphi_{огл}}, \quad (7.2)$$

де $T_{П}$ – період проходження імпульсів до цілі і назад.

Наведені співвідношення можуть бути використані в багатьох випадках. Однак їхнє застосування обмежене. Наприклад, можна застосувати електронне сканування променя за час тривалості імпульсу. У цьому випадку не можна одночасно переміщувати промені приймальної і передавальної антени. Однією з можливих технічних реалізацій приймальної антени є виконання її у вигляді системи парціальних каналів.

З формули (7.2) випливає, що довільно вибирати параметри послідовного огляду не можна, тому що може наступити «імпульсний голод»: антена відвернеться від цілі раніш, ніж прийде відбитий сигнал від неї. Для виключення цього переходять до рівнобіжних методів або до огляду по гнучкій програмі.

Найбільш перспективним на сьогодні є використання практично безінерційного керування променем антени. Електронне керування променем антени здійснюється у фазованих антенних решітках (ФАР).

В РЛС із рухливими антенами сканування променя по одній кутовій координаті може бути механічним, а по другій – електронним. У станціях

з нерухомими антенами сканування променя по обох площинах може здійснюватися електронним шляхом.

Контрольні запитання

- 7.1. Які види огляду простору існують?
- 7.2. Поясніть види огляду простору по координатах?
- 7.3. Які існують види послідовного огляду по кутових координатах?
- 7.4. Якими параметрами характеризуються послідовний огляд імпульсного РЛС?

8 Вибір основних технічних рішень

Вибір основних технічних рішень виконується на основі пред'явлених вимог до РЛС. Стандартної методики вибору рішень немає, тому що в процесі вибору потрібно враховувати багато факторів. Розглянемо один з варіантів методики вибору основних технічних рішень.

Припустимо, що складено наступне завдання: спроектувати наземну РЛС виявлення з наступними даними:

максимальна дальність виявлення r_{\max} при ЕОП об'єкта $\bar{\sigma}$ з імовірністю F ;

координати, що вимірюються – дальність r , азимут β , кут місця ε (висота H);

роздільна здатність по дальності Δr , азимуту $\Delta\beta$, куту місця $\Delta\varepsilon$;

середньоквадратична похибка виміру дальності σ_r , азимута σ_β , кута місця σ_ε ;

джерела енергоживлення - власні агрегати живлення і можливість підключення до промислової мережі.

Проведемо вибір основних технічних рішень і зробимо їхній розрахунок.

Вибір основних технічних рішень включає: вибір методу огляду простору і виміри координат; вибір виду зондувального сигналу; вибір робочого діапазону частот; вибір способу знімання координат.

8.1 Вибір методу огляду

З огляду на цільове призначення РЛС доцільно вибрати послідовний огляд простору по азимуту в межах $0^\circ - 360^\circ$ і по куту місця в межах $0^\circ - 90^\circ$. Огляд простору буде здійснюватися шляхом рівномірного обертання антени по азимуту і куту місця. Обраний метод огляду простору дозволяє зупинитися на найбільш простому методі виміру азимута і кута місця

об'єкта по фіксації положення антени в момент прийому максимуму пачки відбитих імпульсів.

8.2 Вибір виду сигналу зондування

Відомі прості і складні сигнали зондування. Простий радіоімпульс з прямокутною огинаючою має ширину спектра $\Delta f_c = 1/\tau_i$. Очевидно, що для такого радіоімпульсу $\Delta f_c \tau_i = 1$.

Складні сигнали характеризуються відношенням $\Delta f_c \tau_i \gg 1$. Складний сигнал можна отримати з простого шляхом внутрішньоімпульсної модуляції по фазі або по частоті. При тій же тривалості за рахунок додаткової модуляції збільшується ширина спектра Δf_c сигналу.

В даний час добре розроблені РПП простих сигналів. Тому перевагу віддають пачці прямокутних імпульсів, якщо вони задовольняють вимогам по роздільній здатності і точності виміру координат.

Радіолокаційних сигналів, добре придатних для будь-яких ситуацій, не існує навіть теоретично. Тому в РЛС передбачають кілька режимів роботи, при яких змінюється або вид сигналу, або його параметри (період повторення, тривалість імпульсу несучої частоти і т.д.).

8.3 Вибір робочого діапазону хвиль

Від довжини хвилі випромінювання залежать наступні характеристики РЛС, об'єкта і середовища: загасання хвиль в атмосфері; величина ЕОП об'єкта; коефіцієнт підсилення і ширина діаграми спрямованості антени.

При поширенні радіохвиль в атмосфері має місце їхнє загасання за рахунок поглинання і розсіювання. Поглинання хвиль виконується в основному молекулами води і кисню. На рис. 4.4 наведені графічні залежності коефіцієнта поглинання молекулами води і кисню від довжини хвилі.

А) Розсіювання енергії виконують краплі дощу, туману, хмари. На рис. 4.5, 4.6 наведені графічні залежності коефіцієнта поглинання від інтенсивності дощу і туману. З аналізу цих залежностей випливає, що з погляду загасання хвиль довжину хвилі варто вибирати в якомога більшому діапазоні сантиметрових хвиль. Наприклад, при $\lambda = 10$ см загасання хвиль при виборі λ можна не враховувати.

Б) Відомо, що для більшості об'єктів ЕОП об'єкта σ обернено пропорційна довжині хвилі. З погляду підвищення ЕОП об'єкта довжину хвилі необхідно вибирати якнайменшою.

В) Коефіцієнт підсилення антени зв'язаний з ефективною площею антени співвідношенням

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_{ef}, \quad (8.1)$$

де $S_{ef} = KBП S_a$ – ефективна площа антени;
 $KBП$ – коефіцієнт використання площі антени;
 S_a – геометрична площа антени.

З останнього виразу видно, що чим менше λ , тим при менших розмірах антени може бути отримане необхідне значення коефіцієнта підсилення антени.

Крім того, від довжини хвилі залежить ширина діаграми спрямованості осесиметричної антени, обумовлена виразом

$$\Delta\varphi_{0,5} = 60^\circ \frac{\lambda}{d} \quad (8.2)$$

де $\Delta\varphi_{0,5}$ - ширина діаграми спрямованості на половинному рівні;
 d – максимальний розмір антени.

Вибір довжини хвилі здійснюється за суперечливих умов. З одного боку λ необхідно збільшувати, а з іншого - зменшувати. Якщо пред'являються тверді вимоги до дальності виявлення і точності виміру координат, то доцільно вибирати довжину хвилі більш короткою.

8.4 Вибір способу відліку координат

Знімання координат з кінцевого пристрою РЛС може бути автоматичним, напівавтоматичним і ручним. Вибір способу знімання координат визначається вимогами до точності. Виходячи з вимоги найменшої вартості і найбільшої простоти апаратури, доцільно вибирати ручний спосіб знімання координат.

8.5 Структурна схема імпульсної РЛС

Варіант спрощеної структурної схеми імпульсної РЛС представлений на рис. 8.1.

На схемі позначено:

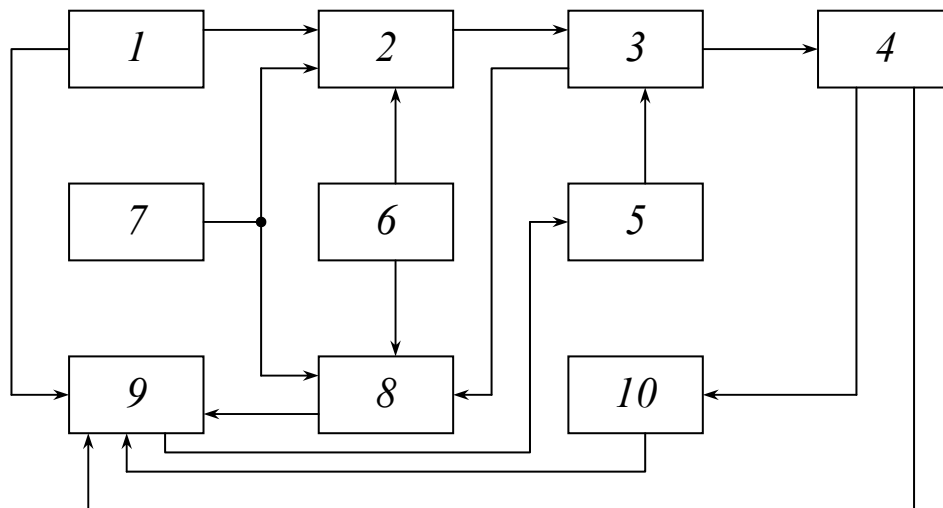


Рис. 8.1 - Структурна схема імпульсного РЛС

- 1 - система синхронізації і масштабних міток дальності;
- 2 – радіопередавальний пристрій;
- 3 – антенно-хвильоводна система;
- 4 – система передачі кута повороту антени;
- 5 – система обертання антени;
- 6 – система автоматичного підстроювання частоти;
- 7 – система перебудови частоти;
- 8 – радіоприймальний пристрій;
- 9 – індикаторний пристрій;
- 10 – система формування масштабних міток азимута.

Система синхронізації і масштабних міток дальності служить для синхронізації роботи трактів і систем РЛС. Система виробляє імпульси запуску з періодом повторення T_0 . Вона виробляє також послідовність рівновідстоячих один від одного за часом імпульсів, жорстко зв'язаних з імпульсами запуску, які застосовуються як масштабні мітки дальності.

У тракті генерації і випромінювання радіолокаційних сигналів виробляються високочастотні сигнали тривалістю τ_i , з несучою частотою f_0 , перетворюються в електромагнітні хвилі і спрямовано випромінюються у вигляді електромагнітних хвиль у простір.

В проміжках між випромінюваннями ведеться прийом відбитих імпульсів. Прийом здійснюється антенною системою. Фідерна система передає відбиті сигнали в РПрП, яке підсилює їх, перетворює на проміжну частоту (ПЧ), підсилює на ПЧ, перетворює на відеочастоту і підсилює на відеочастоті.

Таким чином, випромінювання сигналів зондування і прийом відбитих сигналів рознесені за часом. Цим обумовлені дві важливі позитивні якості імпульсного методу радіолокації. По-перше, порівняно

просто вирішується проблема поділу слабких відбитих сигналів. По друге, з'являється можливість використання однієї антени для прийому і випромінювання.

Сигнали з виходу РПрП подаються на індикаторні пристрої. Індикаторні пристрої створюють некогерентне нагромадження, як елемент виявителя, а з іншого боку служать для радіолокаційного відображення імпульсів на екрані індикатора.

Система АПЧ і перебудови частоти автоматично підтримують частоту випромінювання, частоті, на яку налагоджений прийомний тракт і здійснює перехід на іншу частоту випромінювання. Аналізуючи ступінь взаємного відхилення частот, АПЧ робить необхідне підстроювання елементів передавального або приймального тракту.

Система обертання антени призначена для обертання антени в горизонтальній і вертикальній площинах з метою забезпечення огляду простору в необхідних секторах огляду.

Система передачі кута повороту антени служить для забезпечення синхронного і синфазного з антеною переміщення розгорнень індикаторних пристроїв.

Контрольні запитання

- 8.1 Умови вибору довжини хвилі РЛС.
- 8.2 Умови вибору зони огляду МРЛ.
- 8.3 Умови вибору форми діаграми спрямованості антени (ДСА) МРЛ.
- 8.4 Умови вибору параметрів ДСА МРЛ.
- 8.5 Умови вибору тривалості випроміненого імпульсу МРЛ.
- 8.6 Умови вибору виду сигналу зондування МРЛ.
- 8.7 Намалювати структурну схему імпульсної МРЛ та пояснити призначення його елементів.

9 Принципи побудови системи синхронізації і масштабних міток дальності

Система синхронізації і масштабних міток дальності призначена для узгодження за часом роботи трактів і систем РЛС і виробляє імпульси масштабних міток дальності, за допомогою яких виконується відлік дальності до об'єкта. Застосування електричних масштабних міток сприяє підвищенню точності виміру координат, тому що при цьому виключається помилка паралакса.

Слід зазначити, що розглянута система складається з двох автономних систем, одна з яких формує імпульси запуску, а інша – імпульси масштабних міток.

9.1 Вимоги, які ставляться до системи синхронізації і масштабних міток дальності

Основними технічними параметрами системи є:
амплітуда, період повторення і форма імпульсів запуску;
амплітуда і форма імпульсів масштабних міток дальності;
ціна розподілу масштабних міток дальності.

Амплітуда імпульсів запуску повинна бути достатня для стійкої синхронізації всіх елементів РЛС. З погляду мінімізації розкиду моменту запуску різних пристроїв РЛС імпульси, що виробляються, повинні мати малу тривалість передніх фронтів.

Період повторення імпульсів запуску звичайно дорівнює періоду повторення, такі ж вимоги і до параметрів сигналу зондування.

Амплітуда масштабних міток дальності повинна бути достатньою для виразного спостереження міток на екранах індикаторів. При цьому для зручності зчитування дальності амплітуда імпульсів міток дальності вищої градації повинна бути більше амплітуди імпульсів міток нижчої градації.

Вимоги до стабільності частоти масштабних імпульсів формуються виходячи з необхідної точності виміру дальності. Максимальна помилка виміру дальності, викликана нестабільністю частоти повторення масштабних імпульсів, дорівнює:

$$\Delta r_{\text{макс}} \approx r_{\text{макс}} \frac{\Delta f_{\text{макс}}}{f_{\text{мн}}},$$

де $\Delta f_{\text{макс}}$, $f_{\text{мн}}$ - максимальне відхилення частоти повторення масштабних імпульсів і його номінальне значення.

Вважаючи, що флуктуації частоти повторення розподілені по нормальному закону, вираз для середньоквадратичної похибки запишеться у вигляді

$$\sigma_r = \frac{r_{\text{макс}}}{3\sqrt{3}} \frac{\Delta f_{\text{мн}}}{f_{\text{мн}}}.$$

Такі основні вимоги до системи.

9.2 Система синхронізації і масштабних міток дальності з задаючим генератором

Схему цієї системи наведено на рис. 9.1.

Блокінг - генератор формує імпульси запуску РЛС, а інші каскади утворюють схему формування масштабних міток дальності. Розширювач запускається блокінг – генератором і формує негативні імпульси, тривалість яких дорівнює тривалості розгорнення Ці імпульси подаються на запуск генератора з контуром ударного збудження (КУЗ). В контурі генератора виникають загасаючі синусоїдальні коливання з періодом повторення, який дорівнює періоду повторення масштабних міток (рис. 9.2, в). Після підсилення і двостороннього обмеження (рис. 9.2, е) прямокутні імпульси диференціюються (рис. 9.2, з). Позитивні імпульси запускають формуючий каскад, який виробляє послідовність імпульсів масштабних міток дальності з необхідними параметрами (рис. 9.2, е, ж, з) дальності ІКО (рис. 9.2).

Щоб отримати імпульси більшої градації необхідно передбачити дільник частоти. З виходу дільника імпульси обох градацій подаються на змішувач, з виходу якого імпульси масштабних міток дальності надходять на індикаторні системи.

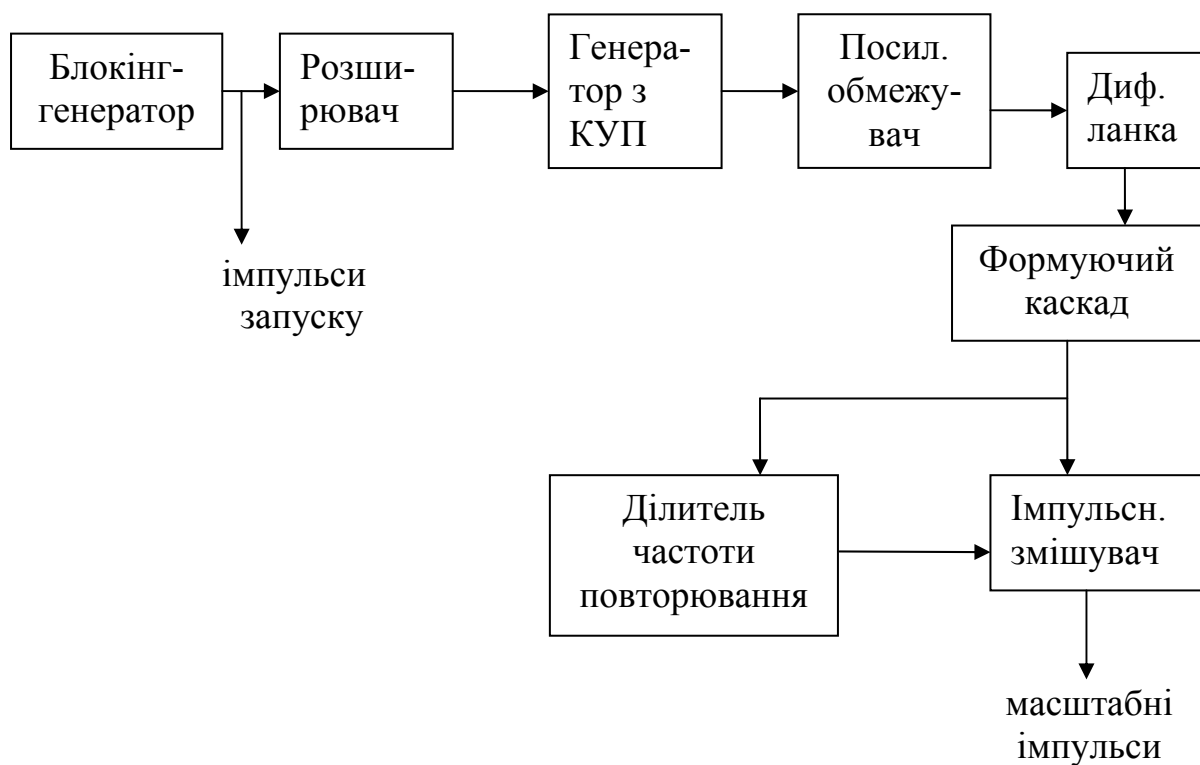


Рис. 9.1 - Система синхронізації із задаючим генератором

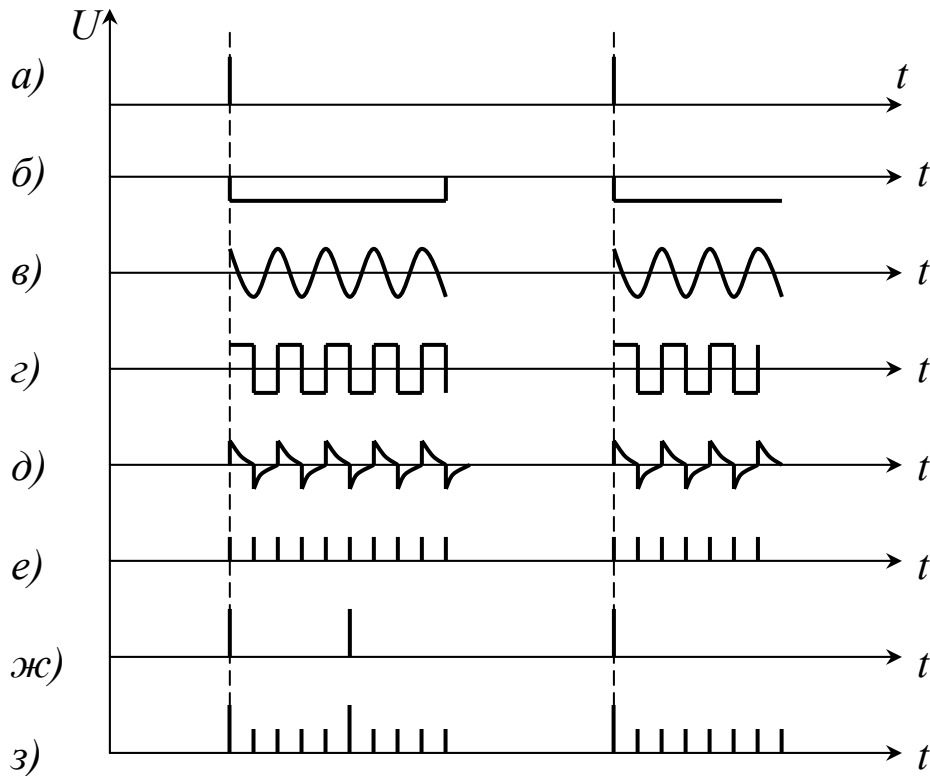


Рис. 9.2 - Графіки, що пояснюють принцип роботи системи

Перевагами схеми є:

простота технічної реалізації, можливість сполучення з зовнішнім джерелом синхронізації.

Недоліками схеми є:

низька стабільність періоду повторення імпульсів запуску; низька стабільність частоти повторення масштабних міток.

9.3 Система синхронізації і масштабних міток дальності з розподілом частоти кварцового генератора

Структурна схема системи показана на рис. 9.3.

Кварцовий генератор виробляє синусоїдальні коливання, період яких дорівнює періоду повторення масштабних імпульсів нижчої градації. Позитивними імпульсами цих коливань запускають блокінг – генератор. Вихідні імпульси блокінг – генератора є імпульсами масштабних міток дальності. Шляхом послідовного розподілу частоти повторення цих імпульсів одержують масштабні імпульси дальності більш високих градацій. На виході останнього дільника формуються імпульси запуску РЛС. Всі імпульси запуску на виході схеми надходять через лінії затримки, що призначені для вирівнювання затримок різних імпульсів в каскадах схеми.

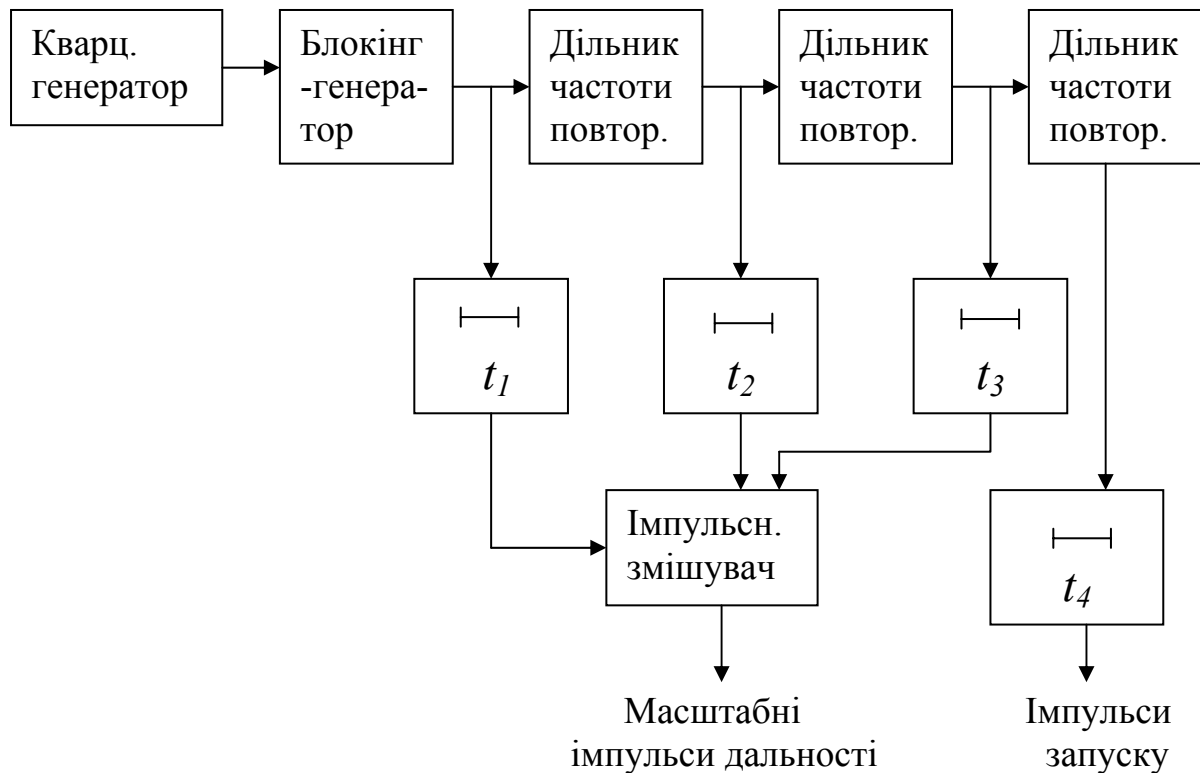


Рис. 9.3 - Система синхронізації з розподілом частоти кварцового генератора

Перевагою схеми є порівняно висока стабільність періодів повторення.

Недоліком схеми є неможливість сполучення з зовнішнім джерелом синхронізації.

Контрольні запитання

9.1 Призначення та вимоги, пропонувані до системи синхронізації МРЛ.

9.2 Достоїнства та недоліки системи синхронізації з задаючим генератором.

9.3 Достоїнства та недоліки системи синхронізації з розподілом частоти кварцового генератора.

9.4 Намалювати схему системи синхронізації з розподілом частоти кварцового генератора та пояснити за допомогою графіків принцип її дії.

9.5 Намалювати схему системи синхронізації з задаючим генератором та пояснити її роботу за допомогою графіків.

9.6 Вимоги, пропонувані до системи формування масштабних міток дальності.

10 Основи побудови тракту генерації і випромінювання

Тракт генерації і випромінювання радіолокаційних сигналів призначений для формування короточасних ВЧ імпульсів спрямованого випромінювання їх у просторі, прийому і передачі їх у РПрП. Структурна схема тракту показана на рис. 10.1.

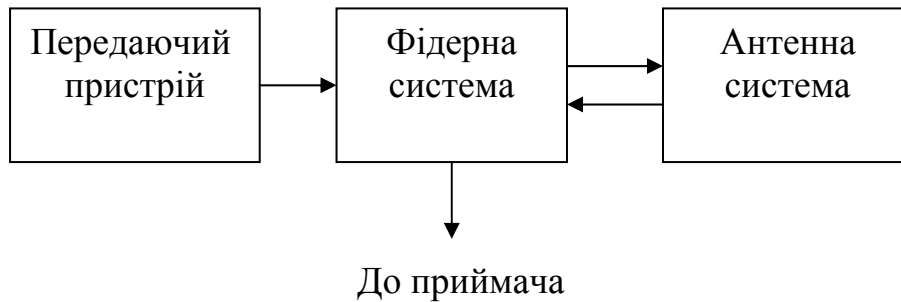


Рис. 10.1 - Схема тракту генерації

Основними елементами тракту є РПП, фідерна система, антенна система. Дві останні системи часто називають антенно – фідерною системою (АФС).

РПП призначено для вироблення короточасних (одиниці *мкс*) потужних (десятки *МВт*) радіоімпульсів НВЧ (десятки *ГГц*).

Фідерна система здійснює каналізацію енергії СВЧ від РПП до антенної системи. В імпульсних РЛС використовується одна антена і на прийом і на випромінювання. У зв'язку з цим на фідерну систему покладаються функції комутації антени і каналізації енергії відбитих сигналів від антени до приймача. Комутація антени полягає в підключенні її до РПП на час випромінювання і до РПрП на час прийому.

Антенна система здійснює зв'язок РЛС із навколишнім середовищем. В імпульсних РЛС антенна система виконує наступні функції:

перетворення енергії хвиль, які передаються по фідерній системі в енергію електромагнітних хвиль, що поширюються в просторі, і їхнє спрямоване випромінювання;

прийом енергії відбитих електромагнітних хвиль і перетворення її в енергію хвиль, що поширюються у фідерній системі.

10.1 Основи побудови радіопередавальних пристроїв

10.1.1 Вплив основних параметрів РПП на характеристики РЛС

Основними параметрами передавального пристрою є: потужність (імпульсна або середня); тривалість імпульсів, ширина спектра і частота повторення імпульсів, що генеруються; довжина хвилі коливань, що генеруються; коефіцієнт корисної дії (ККД); діапазон перебудови частоти.

Від потужності, тривалості імпульсів, що генеруються, залежить енергетичний потенціал РЛС, що впливає на максимальну дальність r_{\max} виявлення, роздільну здатність РЛС по дальності, точність виміру $\sigma_{\text{рот}}$ дальності.

Слід зазначити, що роздільна здатність РЛС визначається тривалістю імпульсів, що генеруються, тільки для простих сигналів, у яких добуток $\tau_i \Delta f_c = I$, де Δf_c - ширина спектра імпульсу, що генерується. В загальному випадку потенційна роздільна здатність РЛС залежить від ширини Δf_c спектра сигналу, що генерується. Тому при розрахунку необхідного значення τ_i потрібно виходити з забезпечення необхідної енергії сигналу зондування при практично реалізованій імпульсній потужності спектра Δf_c імпульсу зондування. При цьому ширина спектра імпульсу зондування вибирається такою, щоб забезпечити задану точність виміру дальності і роздільну здатність. Якщо в рамках простого сигналу ці суперечливі вимоги виконати не вдається, то в якості сигналу зондування вибирають складний сигнал, для якого $\tau_i \Delta f_c \gg I$.

Частота повторення коливань, що генеруються, F_n при обраних ширині діаграми спрямованості антени $\Delta\varphi_{0,5}$ і часу огляду простору, визначає кількість відбитих імпульсів в точці M , і отже, сумарну енергію сигналу. Це в свою чергу впливає на дальність виявлення і точність виміру координат $P_{\text{сер}} = P_i \tau_i F_n$. Отже, частоту F_n потрібно вибирати як можна більшою. Обмежує збільшення частоти повторення необхідність однозначного виміру дальності до об'єкта. Варто мати на увазі, що середня потужність не повинна перевищувати припустиму для генераторних приладів обраного діапазону хвиль.

Вплив інших параметрів РПП на характеристики РЛС очевидний.

10.1.2 Багатокаскадні передавальні пристрої

Багатокаскадні РПП застосовуються для генерації складних сигналів з високою стабільністю параметрів внутрішньоімпульсної модуляції, а також для формування зондувальних сигналів в вигляді когерентної послідовності простих імпульсів.

Один з варіантів багатокаскадної схеми РПП імпульсної РЛС показаний на рис. 10.2.

Високочастотна частина передавача включає збуджувач, помножувач частоти, каскади посилення. На збуджувача покладається завдання формування сигналу з заданою структурою і забезпечення необхідної стабільності параметрів, що визначають цю структуру.

Для забезпечення необхідної стабільності збуджувач є малопотужним і працює на зниженій частоті. Тому РПП використовуються помножувач і підсилюючі каскади.

Імпульсна модуляція здійснюється або в одному вихідному каскаді, або в декількох каскадах в залежності від рівня вихідної потужності.

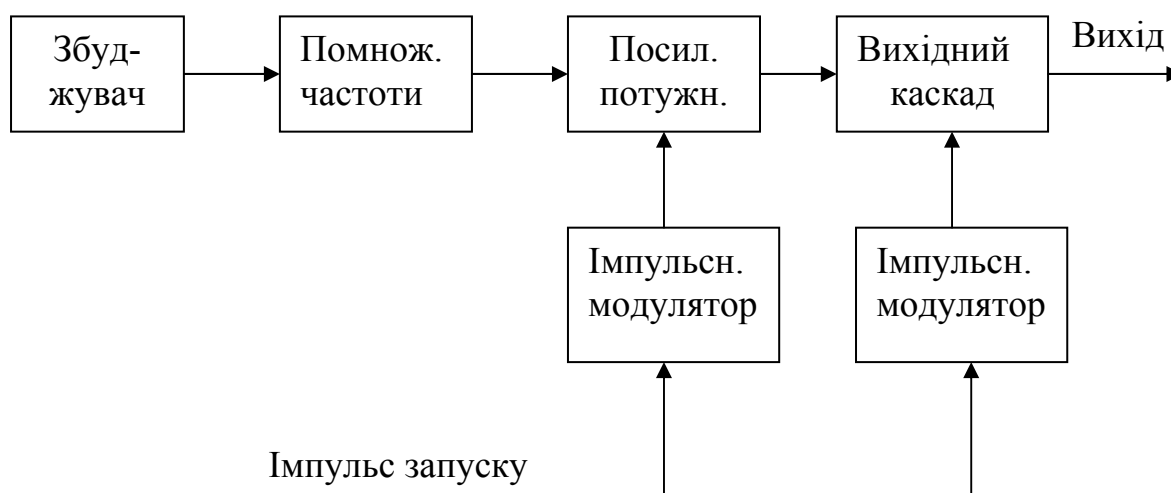


Рис. 10.2 - Схема багатокаскадного РПП

Основною перевагою багатокаскадних РПП є когерентність сигналу, що генерується і висока стабільність несучої частоти.

Істотним недоліком багатокаскадних РПП є складність експлуатації і громіздкість.

10.1.3 Однокаскадні передавальні пристрої

В сучасних РЛС кругового огляду широко застосовуються однокаскадні передавальні пристрої. Типова структурна схема такого пристрою показана на рис. 10.2, а.

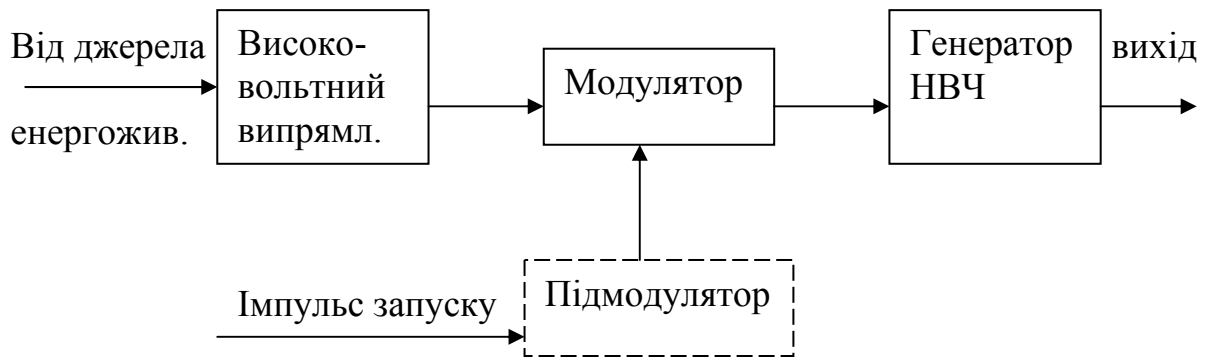


Рис. 10.2 а - Схема однокаскадного РПП

Основними його елементами є високовольтний випрямляч, імпульсний модулятор, генератор НВЧ. У деяких РЛС РПП може містити підмодулятор.

Високовольтний випрямляч перетворює енергію джерела живлення в енергію високовольтної постійної напруги, що подається в модулятор.

Модулятор керує роботою високочастотного генератора. У радіолокаційних РПП застосовується анодна модуляція. Модулятор включає анодне живлення генератора НВЧ на час, що дорівнює тривалості імпульсу зондування.

Генератор НВЧ виробляє радіоімпульси з заданими параметрами. В сантиметровому діапазоні хвилі як генератори НВЧ використовуються магнетронні генератори. В даний час магнетронні генератори можуть генерувати імпульси потужністю до десятків мегаватів.

Принциповою особливістю модуляторів РЛС є здійснювана ними трансформація потужності. Модулятор накопичує енергію, що надходить від високовольтного вирівнювача (ВВ) протягом періоду повторення T_{II} . При цьому

$$E_m = P_v T_{II}, \quad (10.1)$$

де E_m – енергія, накопичена модулятором;

P_v – потужність ВВВ;

T_{II} – період повторення коливань, що генеруються.

Накопичена енергія віддається модуляторам в навантаження протягом тривалості імпульсу. Отже

$$E_m = P_m \tau_i \quad (10.2)$$

де P_m – потужність вихідних імпульсів модулятора;

τ_i – тривалість імпульсів, що генеруються.

Тоді потужність високовольтного випрямляча

$$P_{\epsilon} = P_m \frac{\tau_i}{T_{\Pi}} \quad (10.3)$$

Оскільки $\tau_i \ll T_{\Pi}$, то $P_{\epsilon} < P_m$. Це дає можливість вибрати ВВВ меншої потужності. Модулятори сучасних РЛС розділяються на два типи:

модулятори з накопичувальним конденсатором і електровакуумними лампами;

модулятори з накопичувальними лініями і тиратронами.

Тривалість, амплітуда і форма імпульсу генератора СВЧ визначаються імпульсами модулятора.

Форма імпульсу модулятора повинна бути по можливості ближче до прямокутної. Це зв'язано з наступним.

При великій тривалості фронту імпульсу модулятора в генераторі виникають низьковольтні коливання, спектр яких виходить за межі смуги пропускання приймача. Втрати енергії на створення таких коливань приводять до зменшення ККД генератора.

Спад вершини імпульсу модулятора викликає зміну частоти імпульсів генератора. Це приводить до погіршення якості фільтрації приймача відбитих сигналів і до зменшення дальності виявлення. Вважається задовільним, якщо відносна тривалість фронту імпульсу, що модулюється, і відносний спад його вершини не перевищує 10^{-1} .

У модуляторах зі штучною лінією і тиратронами форма імпульсу, що модулюється, не залежить від форми імпульсу запуску, а в модуляторах з накопичувальним конденсатором і електровакуумними лампами залежність визначається формою імпульсу запуску. Тому в них застосовується малопотужний підмодулятор, що формує імпульс прямокутної форми. Це ускладнює конструкцію РПП.

Важливою перевагою модулятора на тиратронах є високий ККД. З метою підвищення ККД модуляторів на електровакуумних лампах застосовують кілька рівнобіжних ламп. Однак у РЛС далекого виявлення, як правило, застосовують модулятори на тиратронах.

10.2 Основи побудови фідерних систем

Структурна схема фідерної системи показана на рис. 10.3.

Основними елементами цієї системи є фідерні лінії, антенний комутатор, зчленування, що обертаються. До складу фідерної системи можуть входити погоджуючі пристрої.

Антенний комутатор призначений для автоматичного підключення антени до РПП на час випромінювання і до приймача на час прийому радіолокаційних сигналів.

Обертаюче зчленування здійснює електричне з'єднання між нерухомою фідерною лінією, що обертається разом з антеною.

По фідерних лініях передається високочастотна енергія від РПП до антени і від антени до приймача.

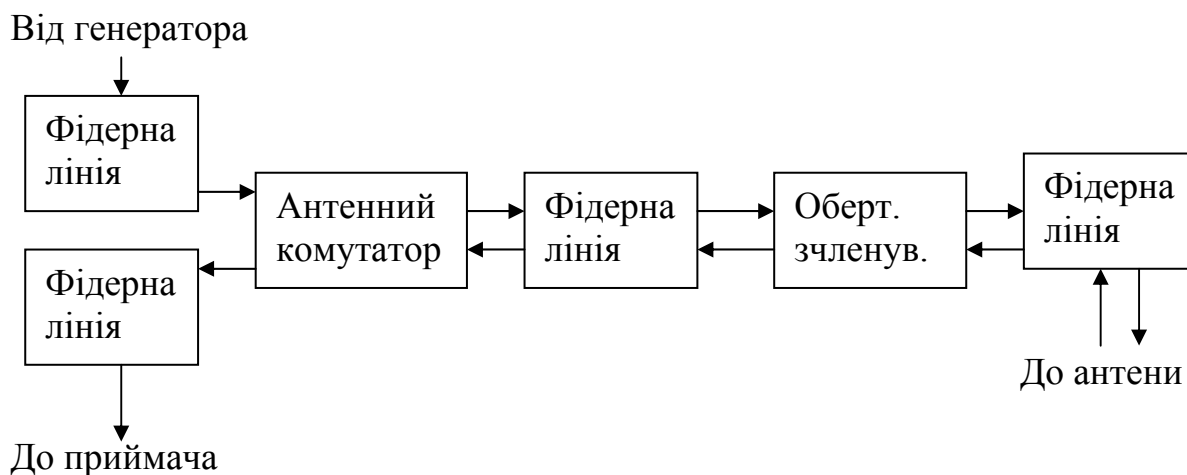


Рис. 10.3 - Схема фідерної системи

За допомогою погоджувачих пристроїв виробляється узгодження вхідних і вихідних опорів елементів фідерної системи.

10.2.1 Вплив параметрів фідерної системи на характеристики РЛС.

Вимоги, які ставляться до фідерної системи

Фідерна система характеризується наступними основними параметрами:

максимально припустимою потужністю $P_{дон}$ переданих імпульсів;

коефіцієнтом корисної дії η_{ϕ} ;

коефіцієнтом хвилі, що біжить, K_{ϕ} ;

шириною смуги пропущення.

Максимальна припустима потужність, що передається по фідерній системі, повинна бути менше необхідної потужності випромінювання. Звичайно ця вимога виконується. Якщо потужність випромінювання виявляється більше припустимої, то фідерну систему роблять багатоканальною. Це приводить до збільшення габаритів фідерної системи. Через складність технічної реалізації багатоканальних обертових зчленувань огляд у таких РЛС здійснюється шляхом обертання всієї

прийомопередаючої kabіни, що приводить до збільшення витрат на експлуатацію РЛС.

Під коефіцієнтом корисної дії фідерної системи розуміють відношення потужності, що віддається в антену, до потужності, що підводиться до фідерної системи. На величину ККД, крім загасання сигналів у системі, впливає ступінь її узгодження, що характеризується коефіцієнтом біжучої хвилі. Ця залежність виражається співвідношенням:

$$\frac{1 - \left(\frac{1 - K_{\delta}}{1 + K_{\delta}} \right)^2}{1 - \eta_0^2 \left(\frac{1 - K_{\delta}}{1 + K_{\delta}} \right)^2} \eta_0 \quad (10.4)$$

де η_0 - ККД ідеально погодженої фідерної системи.

Зменшення η_{ϕ} приводить до збільшення загального коефіцієнта енергетичних втрат, що підвищує вимогу до енергетичного потенціалу РЛС.

Ступінь узгодження фідерної системи впливає не тільки на її ККД, але також і на максимально припустиму потужність сигналів, що передаються. Якщо при ідеальному узгодженні системи максимально припустима потужність дорівнює P_0 , то при неузгодженості вона зменшується до величини:

$$P_{\text{дон}} = P_0 K_{\delta} \quad (10.5.)$$

Ширина смуги пропускання фідерної системи впливає на можливі діапазони перебудови РЛС.

Відповідно до вище викладеного до фідерної системи ставляться наступні вимоги:

ККД і K_{δ} системи повинні бути по можливості ближче до одиниці;

величина $P_{\text{дон}}$ повинна бути не менше необхідної імпульсної потужності P_i ;

смуга пропускання фідерної системи повинна бути не менше необхідного діапазону перебудови РЛС.

До фідерної системи пред'являються й інші вимоги, зв'язані з її габаритами, вагою, вартістю та ін.

10.2.2 Фідерні лінії РЛС

Основним типом фідерної лінії метрового діапазону хвиль є коаксіальний кабель, заповнений поліетиленом. Вони зручні в експлуатації і володіють високою механічною міцністю і експлуатаційною надійністю.

Поперечні розміри кабелю вибираються виходячи з забезпечення необхідної $P_{дон}$ і прийняттого значення коефіцієнта загасання радіохвиль. При цьому повинна бути виключена можливість виникнення в кабелі хвиль вищих порядків, що порушують нормальну роботу фідерної системи. Хвилі вищого порядку будуть відсутні в кабелі, якщо виконується умова

$$\pi(D+d) < \lambda_{\phi} \quad (10.6)$$

де D – внутрішній діаметр зовнішнього провідника коаксіального кабелю;

d – діаметр внутрішнього провідника кабелю;

λ_{ϕ} - довжина хвилі в кабелі.

При зменшенні довжини хвилі переданих коливань необхідно зменшувати поперечні розміри кабелю, в зв'язку з цим у сантиметровому діапазоні хвиль у коаксіальних кабелів з'являється два серйозних недоліки. Коаксіальні кабелі отримують великий коефіцієнт загасання. По-друге, припустима потужність переданих ними сигналів стає малою.

Тому в сантиметровому діапазоні хвиль коаксіальні кабелі не використовуються. В цьому діапазоні хвиль в якості фідерних ліній використовуються хвилеводи. Їм не притаманні недоліки кабелів.

10.2.3 Антенні комутатори (АК)

До антенних комутаторів пред'являються наступні основні вимоги:

час переключення на передачу повинен бути досить малим (менше тривалості зондувального імпульсу);

рівень розв'язки трактів, що комутуються, повинний бути достатнім для надійного захисту приймача під час випромінювання імпульсів великої потужності;

час відновлення (час переключення на прийом) не повинний перевищувати припустимі значення. Цей параметр визначає розмір «мертвої зони», тобто мінімальну дальність виявлення РЛС;

втрати, внесені АК під час передачі на прийом і передачу, повинні бути мінімальними.

АК можуть бути діодними, феритовими і газорозрядними.

Діодні комутатори мають малий час переключення (до 10 нс) і гарну широкополосність. Однак вони використовуються для переключення невеликих потужностей.

Феритові комутатори можуть бути побудовані на базі циркулятора, фазообертача або мостових з'єднань. Вони здатні комутувати як великі, так і малі потужності, мають високу надійність, малий час відновлення і більш широку смугу пропускання в порівнянні з газорозрядними АК.

Газорозрядний АК складається з відрізків фідерних ліній, розрядника блокування передавача (РБП), розрядника захисту приймача (РЗП). В якості фідерних ліній в залежності від діапазону хвиль можуть використовуватися коаксіальні кабелі або хвилеводи.

10.2.4 Обертові зчленування (ОЗ)

До ОЗ пред'являються наступні вимоги:

високий ступінь узгодження рухливої і нерухої частин фідерної лінії;

збереження максимально припустимої потужності, що може бути передана по фідерній системі;

висока стабільність параметрів під час обертання системи.

В РЛС середньої потужності можна застосовувати ОЗ з механічними контактами тертя.

В РЛС великої потужності через підгорання контактів таке зчленування стає ненадійним. Тому контакт тертя замінюють ємнісним зв'язком. На рис. 10.4 показані ОЗ для коаксіальних кабелів з ємнісним зв'язком. Поверхня зовнішніх провідників обертового і нерухомих кабелів створюють конденсатор циліндричної форми. Інший такий конденсатор створюють внутрішні провідники. Для збільшення ємностей зв'язків між поверхнями, що з'єднуються, зазор зменшують до розмірів, обмежених можливою тонкістю виготовлення.

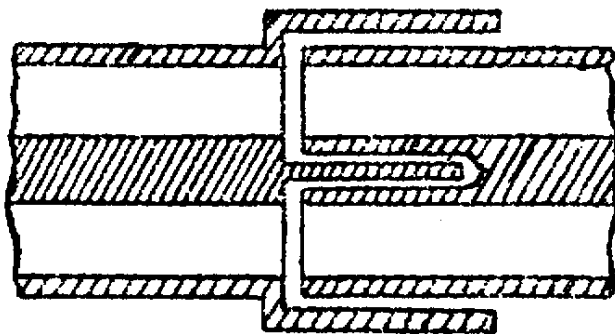


Рис. 10.4 - Обертове зчленування з коаксіальними кабелями

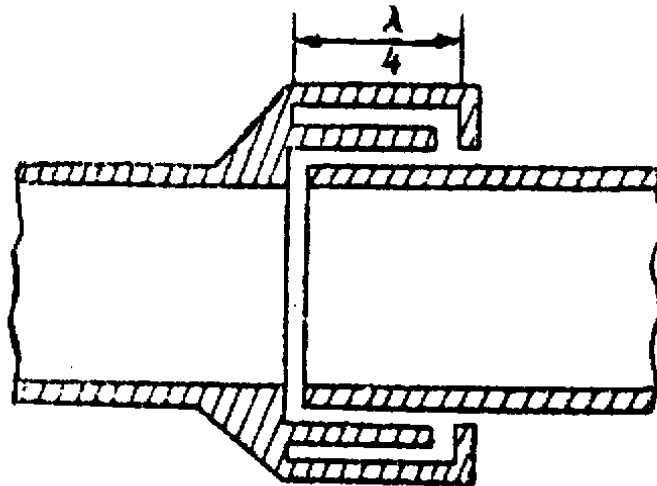


Рис. 10.5 - Обертове зчленування з дросельним фланцем

Для РЛС сантиметрового діапазону зчленування такого типу не застосовують через велике паразитне випромінювання. Тому в сантиметровому діапазоні застосовують ОЗ із $\lambda/4$ дросельними фланцями (рис.10.5). Зазор між обертовим і нерухомими хвилеводами з'єднується накоротко напівхвильовою замкнутою лінією.

В якості узгоджувачів пристроїв застосовуються чвертьхвильові трансформатори опорів, індуктивні і ємнісні діафрагми, шлейфи Татарінова та інші пристрої.

10.3 Основи побудови антен

10.3.1 Вплив параметрів антени на характеристики РЛС.

Вимоги, які ставляться до антени

Основними параметрами антени є:
 форма і ширина діаграми спрямованості антени (ДСА) в горизонтальній і вертикальній площинах;
 рівень бічних пелюстків ДСА;
 коефіцієнт підсилення;
 поляризація випромінювання;
 діапазонність (ширина смуги пропускання);
 габарити, вага, парусність і т.д.

Антенні мають діаграми спрямованості (ДС) двох основних видів: голкоподібні і віялові (плоскі).

Голкоподібними ДС називаються діаграми, в яких ширина за рівнем половинної потужності однакова для обох площин, тобто $\Delta\beta_{0,5P} = \Delta\varepsilon_{0,5P}$. Віялові (плоскі) діаграми мають істотні

розходження ширини в площинах, наприклад, $\Delta\beta_{0,5P} \ll \Delta\epsilon_{0,5P}$. Для ДС, що мають осьову чи площинну симетрію, ширина за рівнем половинної потужності оцінюється формулою:

$$\varphi_{0,5P} = 60^\circ \frac{\lambda}{d} \quad (10.7)$$

де λ - довжина хвилі;

d – лінійний розмір антени у відповідній площині.

Форма ДСА визначає ступінь раціонального розподілу випромінюваної енергії. Правильно обрана форма ДСА дозволяє зменшити енергетичні витрати при забезпеченні заданої дальності виявлення. Ширина ДСА впливає на роздільну здатність по кутових координатах, на точність виміру координат. Як уже відзначалося, роздільна здатність РЛС по кутових координатах дорівнює:

$$\Delta\varphi_{nom} = \Delta\varphi_{0,5P}, \quad (10.8)$$

а точність виміру кутових координат

$$\sigma_{nom}(\varphi) = \frac{\Delta\varphi_{0,5P}}{\sqrt{\pi q}}, \quad (10.9)$$

де q – відношення сигнал/шум;

$\Delta\varphi_{0,5P}$ - ширина ДСА за рівнем половинної потужності.

Коефіцієнт підсилення антени є одним із співмножників, що визначають енергетичний потенціал РЛС, і визначається співвідношення:

$$G = \frac{2\pi}{\lambda^2} S_{ef} \quad (10.10)$$

де $S_{ef} = KB\Pi S_a$ - ефективна площа антени;

$KB\Pi$ - коефіцієнт використання площі антени;

Рівень бічних пелюстків ДСА впливає на перешкодозахищеність РЛС, оскільки заважаючі сигнали, прийняті бічними пелюстками, можуть виявляти сильну маскуючу дію.

Від виду поляризації випромінюваних сигналів залежить інтенсивність заважаючих відображень від земної або водної поверхні. Наприклад, відображення від поверхні землі, покритої рослинністю при вертикальній поляризації більш інтенсивні, ніж при горизонтальній. Спокійна морська поверхня навпаки в напрямку на РЛС краще відбиває горизонтально поляризовану хвилю.

Таким чином, до антени РЛС пред'являються наступні вимоги:

достатній коефіцієнт підсилення для забезпечення енергетичного потенціалу РЛС;

форма і ширина ДСА повинні забезпечити енергетичний потенціал, роздільну здатність, точність виміру координат;

рівень бічних пелюстків ДСА і поляризація випромінювання повинні забезпечити перешкодозахищеність РЛС.

Смуга пропускання антени повинна бути не менша діапазону робочих частот РЛС.

10.3.2 Можливі варіанти побудови антен РЛС

Варіант побудови антени РЛС залежить від необхідної форми ДСА.

А) Якщо обрана ДС голкоподібної форми, то доцільно вибрати антену дзеркальну. Розмір антени вибирають згідно формули (10.7) по заданій величині ширини діаграми $\Delta\varphi_{0,5P}$ і довжині хвилі λ .

Б) Трохи складнішою постає справа у випадку необхідності формування віялової (плоскої) ДСА. Для РЛС кругового огляду формується косеконс-квадратична ДСА (ККДСА) (рис. 10.6), що описується виразом

$$F(\varepsilon) = \begin{cases} 1 & \text{при } \varepsilon_{\min} \leq \varepsilon \leq \varepsilon_K \\ \text{cosec}^2 \varepsilon & \text{при } \varepsilon_K \leq \varepsilon \leq \varepsilon_{\max} \end{cases} \quad (10.11)$$

Для формування ККДСА також використовуються дзеркальні антени. За допомогою дзеркальних антен ККДСА може бути отримана в такий спосіб:

- застосуванням дзеркала спеціальної форми;
- парціальних діаграм;
- зміщених опромінювачей;

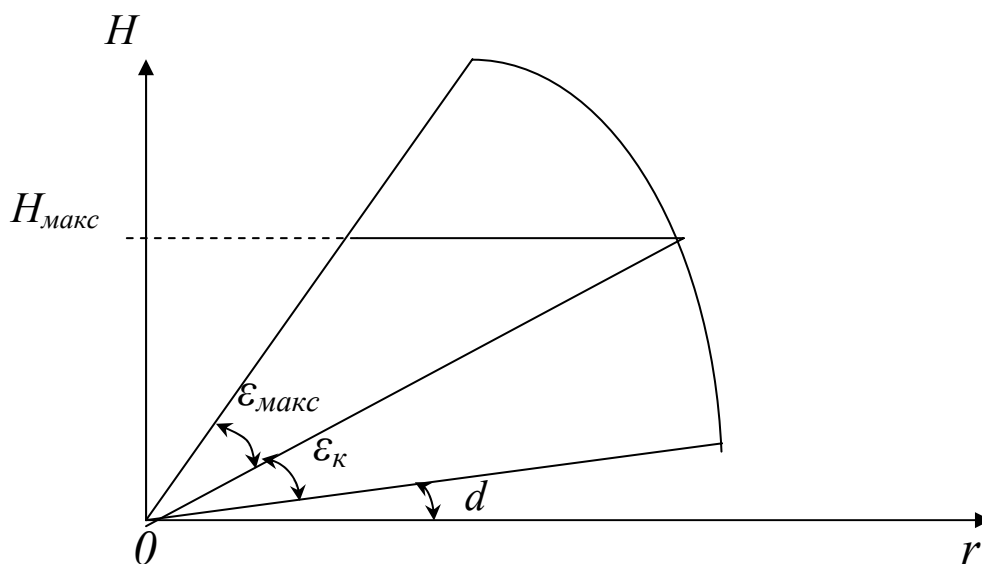


Рис. 10.6 - Косеконсна діаграма спрямованості

комбінованим методом парціальних діаграм і зміщених опромінювачів.

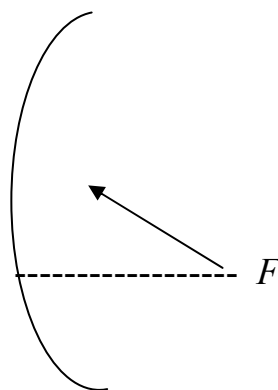


Рис. 10.7 - Профіль антени

При використанні першого методу застосовується дзеркало з профілем подвійної кривизни. На рис. 10.7 показано центральний перетин дзеркала вертикальною площиною. В точці F встановлюється

опромінювач із симетричною ДС (стрілкою показаний напрямок максимуму його випромінювання).

Горизонтальний перетин такого дзеркала є параболою. Щоб ДСА була близька до косеконс – квадратичної, розміри дзеркала у вертикальній площині повинні бути досить великими, приблизно 20λ . Ширина ДСА $\Delta\varepsilon_{0,5P} = 40 - 60^\circ$, що є важливою перевагою методу. Крім того, використовується один опромінювач, що є перевагою для РЛС середньої потужності. До недоліків методу варто віднести складну конфігурацію дзеркала.

Формування ККДСА методом парціальних діаграм зводиться до того, що необхідний сектор за кутом місця створюється за допомогою декількох незалежних опромінювачей, розміщених на одній лінії (рис. 10.8). Кожен опромінювач формує порівняно вузьку незалежну (парціальну) ДС.

Максимуми парціальних ДС розташовані під різними кутами місця, при цьому сусідні діаграми повинні частково перекриватися для забезпечення безпровальної зони огляду. Зміна напрямків максимумів парціальних діаграм забезпечується зсувом опромінювачів з фокуса дзеркала у вертикальній площині. Щоб у межах перекриття парціальних діаграм не відбувалося компенсації полів, опромінювачі живляться від окремих генераторів НВЧ, що працюють на різних частотах. В цьому випадку не тільки канали випромінювання, але і канали прийому повинні бути незалежними. Багатоканальність тракту генерації і випромінювання дозволяє знизити вимоги до потужності генераторів СВЧ. Оскільки технічна реалізація багатоканальних ОЗ важка, то в РЛС із парціальними

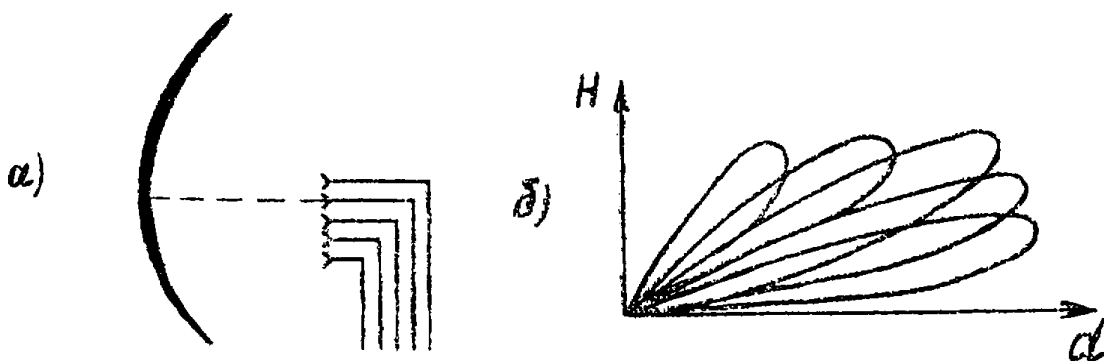


Рис. 10.8 - Форма антени і її діаграма спрямованості

ДСА обертається вся приймально – передавальна кабіна, на якій розміщена антена.

При використанні методу зміщених опромінювачів ДСА в вертикальній площині формується також за допомогою винесених

опромінювачів, але усі вони живляться від одного генератора СВЧ і підключені до загального приймача (рис. 10.9).

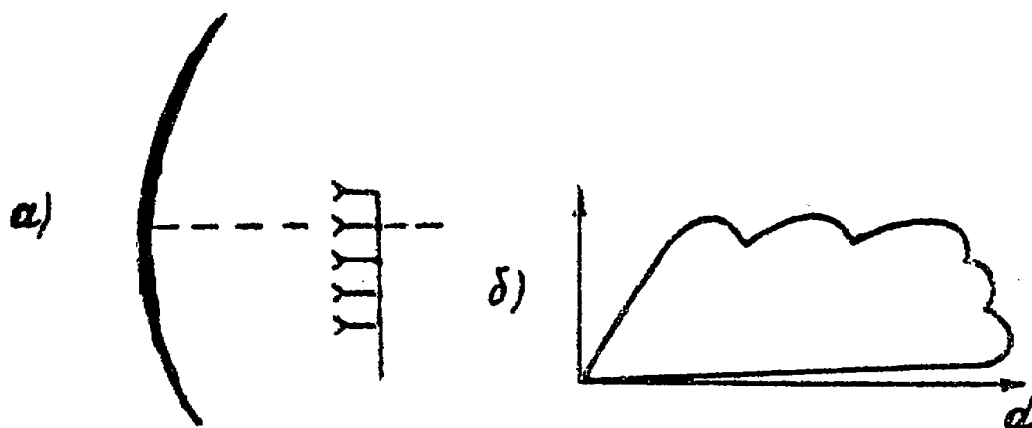


Рис. 10.9 - Схема підключення опромінювачів

Форма підсумкової ДСА в вертикальній площині має вигляд широкого пелюстка з плоскою вершиною і наближається до ККДСА. Істотним недоліком цього методу є наявність електричного зв'язку між випромінювачами. При прийомі відбитих сигналів основну частину енергії приймають один чи два опромінювача, а інші перевипромінюють енергію в просторі. Це приводить до зменшення дальності виявлення РЛС.

Сутність комбінованого методу показана на рис.10.10.

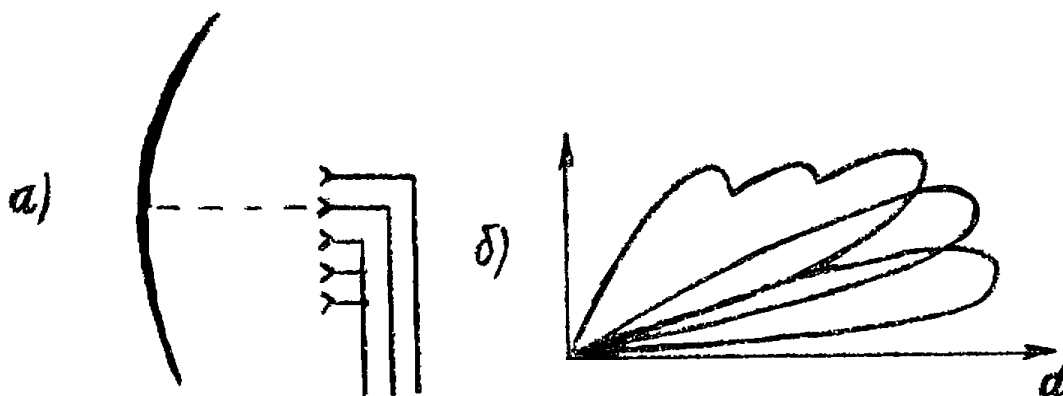


Рис. 10.10 - Комбінований метод формування діаграми спрямованості

і особливого пояснення не вимагає. Комбінований метод широко застосовується в сучасних РЛС, оскільки він дозволяє використовувати переваги методу парціальних діаграм і методу зміщених опромінювачів і істотно знизити їхні недоліки.

В. При радіолокаційному огляді переміщення променя антени в просторі може здійснюватися або механічним поворотом антени (механічне сканування), або зміною амплітудно – фазового розподілу в розкритті антени (електричне сканування). Електричне сканування дозволяє різко збільшити швидкість сканування і створити нові можливості в обробці сигналу.

Для електричного сканування використовуються фазовані антенні решітки (ФАР), що представляють собою систему випромінювачів з електрично керованим фазовим розподілом. ФАР дозволяє значно простіше реалізувати різні види амплітудно – фазового розподілу в дзеркальних, рупорних щілинних антенах. ФАР дозволяють мінімізувати рівень бічних пелюстків і підійти до створення антен з оптимальними ДС.

Принциповим недоліком ФАР є зміна ширини ДС при скануванні. Незважаючи на це ФАР знайшли широке застосування.

Контрольні запитання

- 10.1 Призначення елементів тракту генерації.
- 10.2 Характеристики РПП.
- 10.3 Намалювати схему та пояснити принцип роботи багатокаскадного РПП.
- 10.4 Намалювати схему та пояснити принцип роботи однокаскадного РПП.
- 10.5 Призначення елементів фідерної системи.
- 10.6 Основні характеристики фідерної системи.
- 10.7 Перерахувати та дати визначення основних параметрів антен.
- 10.8 Способи формування косеконсної ДСА.
- 10.9 Пояснити принцип електричного сканування ДСА.

11 Побудова тракту прийому і фільтрації сигналів

Відомо, що оптимальний виявитель забезпечує найбільшу дальність виявлення об'єкта при заданих значеннях імовірностей правильного виявлення D з помилкової тривоги F . Структурна схема оптимального виявителя когерентної пачки імпульсів показана на рис. 11.1.

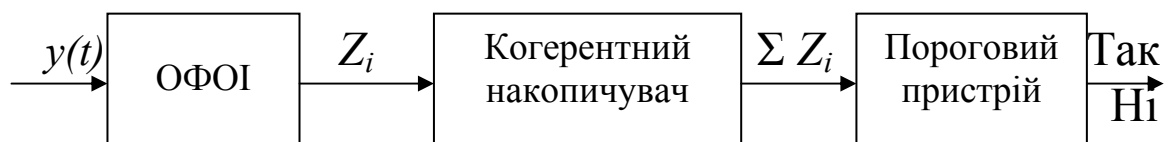


Рис. 11.1 - Схема оптимального виявителя

Відбитий від цілі сигнал $y(t)$ подається на вхід оптимального фільтра одиночного імпульсу (ОФОІ), що формує на своєму виході кореляційні інтеграли Z_i . Когерентний накопичувач здійснює когерентне підсумовування Z_i в межах усієї пачки імпульсів. В граничному пристрої результат накопичення порівнюється з порогом. Якщо ΣZ_i виявиться більше порога, то приймається рішення про наявність об'єкта, в противному разі про відсутність.

Однокаскадні генератори СВЧ формують послідовність радіоімпульсів з випадковою початковою фазою, яка є некогерентною. Однак обробку пачки можна зробити когерентною. Для цього випадку початкову фазу кожного випроміненого імпульсу потрібно запам'ятати за допомогою спеціального генератора, а потім шляхом перетворення частоти або фазового детектування виключити її з фази відбитого сигналу. Після цього можливе когерентне нагромадження.

Когерентний нагромаджувач робить когерентне накопичення оптимально оброблених імпульсів. Для кожного значення радіальної швидкості об'єкта число вузькополосних фільтрів визначається при простому зондувальному сигналі шпаруватістю сигнал

$$Q = T / \tau_i \quad (11.1)$$

Радіальна швидкість об'єкта заздалегідь невідома. Тому когерентний нагромаджувач повинен бути багатоканальним по швидкості. Можна показати, що кількість каналів по швидкості повинна приблизно дорівнювати кількості імпульсів в пачці. Загальна кількість фільтрів в когерентному нагромаджувачі дорівнює NQ . При $N=10$, $T=3 \cdot 10^{-3} \text{ с}$, $\tau_i=1 \text{ мкс}$ це складе $3 \cdot 10^4$ каналів. Тому, когерентний нагромаджувач стає громіздким і широкого застосування не знаходить.

Замість нього застосовується некогерентний нагромаджувач, схема якого приведена на рис. 11.2.

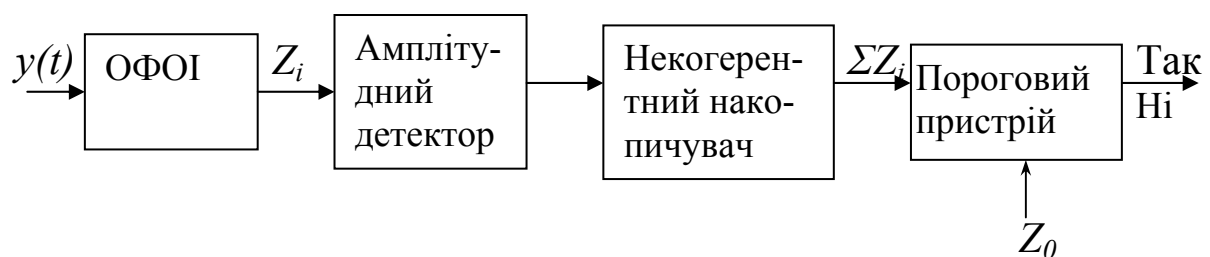


Рис. 11.2 - Схема квазіоптимального виявителя

Він називається квазіоптимальним виявителем. Перевагою його є простота технічної реалізації оптимального виявителя.

Як нагромаджувач використовується електронно-променева трубка (ЕПТ), екран якого має достатнє післясяяння. Найчастіше ЕПТ використовується в ІКО.

Задача формування модульного значення кореляційного інтеграла покладається на приймач з амплітудним детектуванням (рис. 11.3).

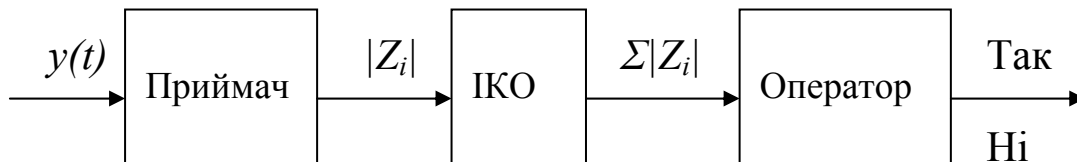


Рис. 11.3 - Схема приймача з амплітудним детектором

Порівняння результатів накопичення з порогом робить оператор і він же приймає рішення про наявність об'єкта.

11.1 Основи побудови РПрП МРЛ

11.1.1 Синтез структурної схеми оптимального РПрП

Оптимальний приймач повинен формувати модульне значення кореляційного інтеграла одиночного імпульсу. Очікуваний сигнал можна представити у вигляді:

$$x(t) = X(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) \quad (11.1)$$

Припустимо $x(t) = x_1(t)x_2(t)$, де, наприклад, $x_1(t) = 1$, а $x_2(t) = x(t)$, $\omega_0 = \omega_1 + \omega_2$, $\varphi(t) = \varphi_1(t) + \varphi_2(t)$. Використовуючи це, введемо функції

$$\begin{aligned} x_1(t) &= X_1(t) \cos(\omega_1 t + \varphi_1(t)), \\ x_2(t) &= X_2(t) \cos(\omega_2 t + \varphi_2(t)). \end{aligned} \quad (11.2)$$

Добуток цих двох функцій з точністю до множника $0,5$ і доданка з різницевою (дзеркальною) частотою $\omega_1 - \omega_2$ дає функцію $x(t)$

$$x_1(t)x_2(t) = 0,5X_1(t)X_2(t)(\cos(\omega_0 t + \varphi(t)) + \cos((\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1(t) - \varphi_2(t))) \quad (11.3)$$

Коливання $x(t)$ можна одержати шляхом фільтрації добутку $x_1(t)x_2(t)$ за допомогою фільтра, що не спотворює коливання частот першого доданка і придушує інші частоти.

Нехай імпульсна характеристика такого фільтра має вигляд

$$V(t) = 2x_3(t - t_0) \quad (11.4)$$

де t_0 - час затримки у фільтрі;

2 – компенсує дію множника 0,5 у виразі (11.3).

Тоді очікуваний імпульс можна представити у вигляді

$$x(t) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} x_1(s)x_2(s)x_3(t - t_0 - s)ds \quad (11.5)$$

Прийнятий сигнал будемо вважати рівним $y(x)$. Тоді модульне значення кореляційного інтеграла дорівнює

$$|z| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} y(t)x(t)dt \right| \quad (11.6)$$

Підставимо (11.5) у (11.6) і одержимо

$$|z| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} y_e(\xi)x_2(\xi)d\xi \right|, \quad (11.7)$$

де

$$y_2(\xi) = y_1(\xi)x_1(\xi); \quad (11.8)$$

$$y_1(\xi) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} y(t)x_3(t-t_0-\xi)dt \quad (11.9)$$

Обчислення кореляційного інтервалу можна зробити в наступному порядку:

1. Обчислити $y_1(\xi)$;
2. Обчислити $y_2(\xi)$;
3. Обчислити кореляційний інтервал Z ;
4. Обчислити модульне значення кореляційного інтеграла.

Перша операція може бути реалізована за допомогою фільтра з імпульсною характеристикою $V(t) = 2x_3(t-t_0)$, друга операція за допомогою множника, третя за допомогою фільтра, четверта шляхом детектування.

Припустимо:

$$\begin{aligned} \omega_2 &= \omega_{np}; & \omega_1 &= \omega_0 - \omega_{np}; \\ x_2(t) &= x(t); & x_1(t) &= 1; \\ \varphi_2(t) &= \varphi(t); & \varphi_1(t) &= 0, \end{aligned}$$

то зазначені операції зводяться до наступного:

1. Фільтрація коливань ОЗ $y(t)$ за допомогою вхідного ланцюга й УВЧ, імпульсна характеристика яких дорівнює $V(t) = 2x_3(t-t_0)$.

2. Перетворення частоти сигналу за допомогою гетеродина, частота коливань якого $\omega_1 = \omega_0 - \omega_{np}$, амплітуда і фаза не модульовані.

3. Фільтрація сигналу за допомогою погодженого ППЧ.

4. Детектування за допомогою лінійного детектора.

Зазначений алгоритм реалізується в РПрП, схема якого представлена на рис. 11.4

Дана схема відповідає звичайному супергетеродинному приймачу за умови, що амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) його ППЧ погоджена зі спектром імпульсу, очікуваного на виході перетворювача частоти.

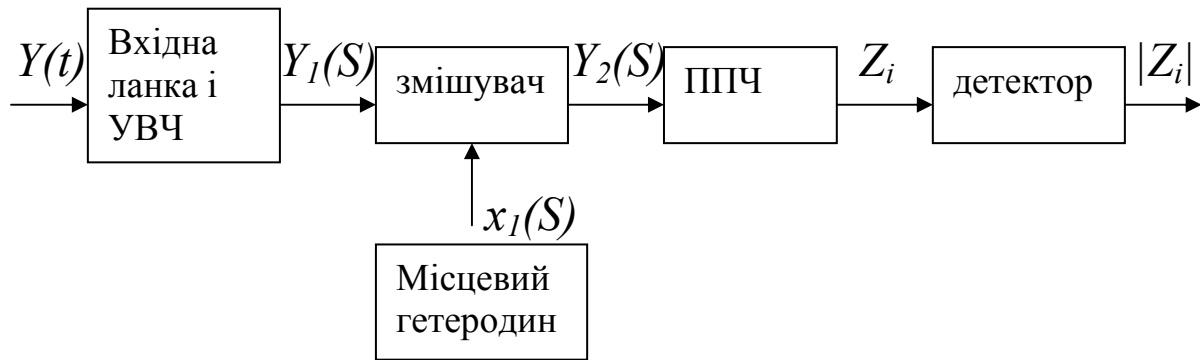


Рис. 11.4 - Схема супергетеродинного приймача

11.1.2 Основні технічні параметри РПрП і їхній вплив на характеристики МРЛ

Основними параметрами РПрП є: коефіцієнт шуму $K_{ш}$; смуга пропускання $\Delta f_{пр}$; чутливість $P_{пр.мін}$; динамічний діапазон D ; коефіцієнт підсилення K .

Коефіцієнт шуму $K_{ш}$ - число, що показує в скільки разів відношення сигнал/шум на виході лінійної частини приймача менше відношення сигнал/шум на вході приймача і визначається співвідношенням:

$$K_{ш} = \frac{\frac{P_C}{P_{ш\text{вих}}}}{\frac{P_{ш}}{P_{ш_0} K_P}} = 1 + \frac{P_{ш_0}}{P_{ш} K_P}, \quad (11.10)$$

де P_C - потужність сигналу;

$P_{ш_0}$ - потужність внутрішніх шумів приймача;

$P_{ш} = K \cdot T_0 \Delta f_{ш}$ - потужність шумів на вхідному опорі приймача;

$T_0 = 293 \text{ K}$ - шумова температура;

$\Delta f_{ш}$ - шумова смуга – смуга частот, в межах якої міняється шумова напруга;

K_P - коефіцієнт підсилення за потужністю лінійної частини приймача (до входу детектора).

В ідеальному приймачі $K_{ш}=1$. Чим менше $K_{ш}$, тим краще приймач. Приймачі МРЛ мають $K_{ш}=5-25$, що складає близько 10 дБ. Можна показати, що $K_{ш}$ приймача визначається першими каскадами, тобто в перших каскадах варто зменшувати $K_{ш}$ і збільшувати коефіцієнт підсилення каскадів по потужності K_P .

Смуга пропускання приймача – ширина АЧХ на рівні 0,7 від максимального значення. АЧХ – залежність коефіцієнта підсилення приймача від частоти. Максимальне значення коефіцієнта підсилення $K_{мак}$ на несучій частоті f_0 називається коефіцієнтом підсилення приймача. Ширина смуги приймача вибирається за умови узгодження шириною спектра сигналу. Максимальне значення відношення сигнал/шум на виході приймача залежить від $\Delta f_{пр}$ не монотонно (рис.11.5).

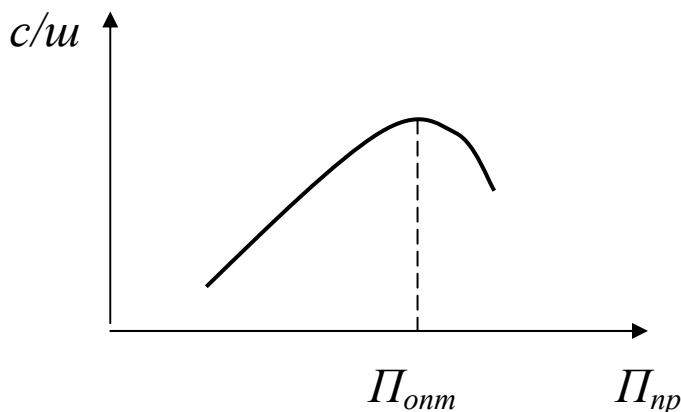


Рис. 11.5 - Графік залежності відношення сигнал/шум від смуги пропускання приймача

При зменшенні смуги пропускання потужність шуму на виході приймача зменшується. Однак, потужність сигналу теж зменшується, тому що велика частина спектральних складових сигналу не проходять на вихід приймача.

При збільшенні смуги пропускання спектральні складові сигналу малої амплітуди проходять на вихід приймача. Але разом з цими малими складовими проходять і шуми, потужність яких більше потужності сигналу. Тому відношення сигнал/шум теж зменшується. Максимальне значення відношення сигнал/шум має місце при $\Delta f_{онт}$.

Чутливість РПрП $P_{пр.мін}$ оцінюється мінімальною потужністю в антені, при якій забезпечується нормальна робота вихідного пристрою МРЛ. Кількісно чутливість оцінюється по формулі:

$$P_{пр.мін} = K \cdot T_0 \cdot K_{Ш} \cdot \Delta f_{пр} \quad (11.11)$$

Часто чутливість РПрП порівнюють з величиною $P_0 = 1 \text{ мВт}$ або $P_0 = 10 \text{ мкВт}$, тобто знаходять відношення $P_{пр.мін}/P_0$ і виражають у децибелах згідно

$$P_{пр.мін}, \text{ дБ} = 10 \lg \frac{P_{пр.мін}}{P_0} \quad (11.12)$$

Динамічний діапазон приймача D – відношення максимальної потужності сигналу до мінімальної потужності сигналу на вході приймача, при яких забезпечується нормальна робота вихідного пристрою і дорівнює

$$D = \frac{P_{C \text{ макс}}}{P_{C \text{ мін}}} \quad (11.13)$$

Ця величина часто виражається в децибелах

$$D, \text{ дБ} = 10 \lg D \quad (11.14)$$

Вимоги до РПрП: приймач повинний обчислювати модульне значення кореляційного інтеграла $|z_i|$ і з врахуванням некогерентного нагромадження в індикаторному пристрої забезпечити квазіоптимальне виявлення;

чутливість приймача повинна бути достатньою для забезпечення необхідної дальності виявлення;

динамічний діапазон повинний забезпечити необхідну перешкодозахищеність МРЛ;

-коефіцієнт підсилення повинний забезпечити необхідну спостереженість на екранах індикаторних пристроїв.

11.1.3 Особливості елементів РПрП метрового і сантиметрового діапазону хвиль

Вхідний ланцюг приймача може являти собою окрему коливальну систему або сукупність декількох, зв'язаних між собою, систем. В довгохвильовій частині метрового діапазону хвиль вхідні ланцюги виконуються у вигляді коливальних контурів із зосередженими параметрами, що складаються з котушок індуктивності і конденсаторів. Зі збільшенням частоти габарити котушок індуктивності зменшуються і вони стають важко здійсненними. Тому при більш високих частотах метрового діапазону хвиль вхідні ланцюги будуються на відрізках коаксіальних кабелів.

ПВЧ метрового діапазону хвиль являють собою лампові резонансні підсилювачі, налаштовані на несучу частоту корисного сигналу. На частотах до 180 МГц використовуються ОЗ пентоди, на частотах до 300 МГц використовуються тріоди зі штирьовими виводами, а на частотах вище 300 МГц використовуються тріоди з дисковими виводами.

В сантиметровому діапазоні хвиль в якості ПВЧ використовуються лампи біжучої хвилі (ЛБХ).

Змішувачі приймачів метрового діапазону хвиль виконуються на лампах, а в сантиметровому діапазоні хвиль застосовуються кристалічні змішувачі (напівпровідникові діоди).

Гетеродин виконується на лампах до частот 4000 МГц , а на більш високих частотах виконується на відбивних клістронах.

ППЧ, як правило, виконуються на пентодах з контурами у виді одиночних налаштованих контурів із зосередженими параметрами.

11.2 Принципи побудови систем регулювання і підсилення приймача

Корисні сигнали на вході РПрП змінюють свою величину у великих межах. Причинами цього є зміни дальності до об'єкта, величини її відбиваючої поверхні, умов поширення радіохвиль. Відношення

$\frac{P_{C \text{ макс}}}{P_{C \text{ мін}}}$ досягає величини $10^4 - 10^5$, тобто сигнал великої амплітуди

може перевищувати амплітуду внутрішнього шуму на кілька порядків. Якщо посилення приймача незмінно, то сигнали великої амплітуди в останніх каскадах ППЧ виходять за межі лінійної ділянки характеристики ламп ППЧ. Настає амплітудне обмеження або перевантаження приймача. Частина корисного сигналу губиться.

Запобігти перевантаженню приймача і забезпечити на його виході практично однакову напругу можна регулюючи посилення. Коефіцієнт підсилення електронного підсилювача визначається формулою:

$$K = S \cdot R_a,$$

де S – крутість анодно-сіткової характеристики лампи;

R_a - навантажувальний опір підсилювача.

Зміну коефіцієнта підсилення можна здійснювати зміною крутості S або резистора R_a . Від величини R_a залежить смуга пропускання підсилювача, що повинна залишатися незмінною. Тому доцільно змінювати структуру S . Зміну крутості S ламп ППЧ можна здійснювати шляхом зміни напруги на керуючій сітці або екранній сітці. По способу зміни крутості ламп S ППЧ розрізняють: ручне регулювання посилення (РРП) і автоматичне регулювання посилення (АРП).

РРП здійснюється оператором. Воно забезпечує на виході приймача таку напругу сигналу, при якій він потрапляє на лінійну ділянку амплітудної характеристики індикатора. При цьому мітка від об'єкта на екранах індикаторів не спотворюються, умови роботи оператора найкращі.

По швидкості спрацьовування АРП поділяються на інерційну (ІАРП), швидкодіючу (ШАРП) і миттєву (МАРП).

ІАРП має час спрацьовування $t_{СЕР}$, що перевищує період огляду МРЛ по кутовій координаті ($t_{СЕР} > T_{ОГЛ}$).

ШАРП має час спрацьовування, порівняний з тривалістю імпульсу ($t_{СЕР} \ll \tau_I$).

Різновидом ІАРП є шумова АРП (ШАРП), що підтримує постійний рівень шуму на виході приймача.

Контрольні запитання

11.1 Намалювати схему оптимального виявителя та пояснити призначення його елементів.

11.2 Отримати алгоритм обчислення модуля кореляційного інтеграла.

11.3 Намалювати схему приймаючого пристрою, що реалізує алгоритм обчислення модуля кореляційного інтеграла.

11.4 Дати визначення основним характеристикам РПрП.

11.5 Які особливості елементів РПрП метрового та сантиметрового діапазону.

11.6 Пояснити принцип регулювання посилення приймача.

11.7 Пояснити вплив параметрів РПрП на характеристики МРЛ.

12 Принципи побудови індикаторних пристроїв

Індикаторні пристрої (ІП) виконують дві основні функції – функцію некогерентного нагромаджувача сигналів і функцію кінцевого пристрою. У деяких випадках ІП можуть використовуватися для контролю якості роботи окремих вузлів МРЛ.

12.1 Класифікація електронно – променевих індикаторів

Електронно – променеві індикатори класифікують по кількості і характеру вимірюваних координат, по виду мітки і типу розгорнення.

По кількості вимірюваних координат індикатори поділяються на одномірні, двомірні і тримірні. Одномірні індикатори з усіх координат об'єкта дозволяють вимірювати тільки одну, двомірні – дві координати. Тримірні індикатори є модернізацією двомірних, котрі шляхом зміни розмірів мітки можуть оцінювати третю координату.

По характеру вимірюваних координат розрізняють:

індикатори дальності, за допомогою яких вимірюється тільки дальність;

індикатори швидкості, що дозволяють вимірювати тільки координату швидкості;

індикатори кутової координати;

комбіновані індикатори, за допомогою яких вимірюються будь-які дві координати.

По виду мітки індикатори поділяються на індикатори з амплітудною міткою і з яскравою міткою.

В індикаторах з амплітудною міткою застосовуються ЕПТ зі статичним керуванням. В момент приходу сигнального імпульсу, що подається на вертикально відхиляючі пластини, відбувається різкий зсув електронного променя і створюється характерний викид. В індикаторах з яскравою міткою використовуються індикатори з магнітним керуванням. Сигнальні імпульси в цих індикаторах подаються на керуючий електрод або катод. З приходом сигнального імпульсу інтенсивність електронного променя збільшується й у відповідному місці розгорнення з'являється мітка у виді яскравої плями. Такого типу індикатори одержали широке поширення.

По виду розгорнення променя на екрані ЕПТ розрізняють індикатори з прямолінійним, радіально – круговим, растровим розгорненням.

В індикаторах з прямолінійним розгорненням електронний промінь під дією розгортаючої напруги викреслює на екрані трубки пряму лінію.

Таке розгорнення застосовується в одномірних індикаторах і контрольних осцилографах.

Радіально – кругове розгорнення являє собою пряму лінію, розташовану вздовж радіуса екрана й обертаючу навколо центра синфазно і синхронно з антеною. Індикатори такого типу є двомірними і застосовуються звичайно як індикатор кругового огляду (ІКО).

Індикатори з растровим розгорненням використовуються як двомірні індикатори телевізійного типу.

12.2 Вплив електронно-променевих індикаторів на характеристики МРЛ

В МРЛ кругового огляду виявлення об'єктів і вимір координат здійснюється за допомогою індикаторів з яскравою міткою.

12.2.1 Вплив індикатора на дальність виявлення МРЛ

Вплив індикатора на дальність виявлення обумовлене тим, що він є частиною виявителя – нагромаджувачем сигналу. Нагромадження енергії імпульсів пачки здійснюється екраном ЕПТ, що володіє досить тривалим післясвітінням. Ефективність нагромадження залежить від наростання яскравості світіння від числа повторних зрушень. Експериментально встановлено, що індикатор еквівалентний ідеальному некогерентному нагромаджувачу при числі збуджень $N \leq 30$. Відношення енергії сигналу до спектральної щільності некорельованого шуму на виході такого нагромаджувача пропорційно \sqrt{N} .

Ефективність нагромадження індикатором імпульсів великої потужності підвищується, якщо мітка від об'єкта має вид дужки. При такій мітці оператору вдається понизити поріг, зберігаючи задані показники якості виявлення. По своєму результату це еквівалентно підвищенню ефективності нагромадження, що в цьому випадку наближається до ефективності когерентного нагромаджувача.

Відношення енергії сигналу до щільності шуму на виході нагромаджувача стає пропорційним не \sqrt{N} , а $\sqrt[4]{N^5}$. Відмінність від когерентного нагромадження складає 15-20%, що є цілком припустимою.

12.2.2 Вплив індикатора на роздільну здатність МРЛ по дальності

На рис. 12.1 зображено ІКО, на якому видно мітки від двох об'єктів, що сприймаються оператором окремо.

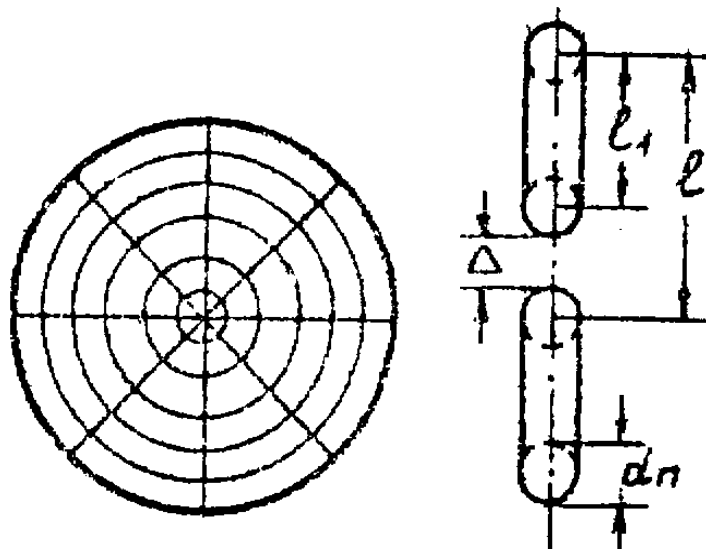


Рис. 12.1 - Схема ІКО з мітками від об'єкта

Розглянемо одне розгорнення дальності з мітками від цих двох об'єктів, показане на рис. 12.1,б. З цього рисунка видно, що дозволяюча здатність визначається співвідношенням

$$\Delta r = l \frac{r_{ШК}}{lpr} = (l_1 + d_{II} + \Delta) \frac{r_{ШК}}{lpr}, \quad (12.1)$$

де $r_{ШК}$ - дальність, відображена на екрані ЕПТ;

lpr - робоча довжина розгорнення дальності;

d_{II} - діаметр плями, створюваної електронним променем на екрані ЕПТ;

$\Delta = 0,2 - 0,3$ мм - мінімальна відстань між яскравими мітками, при якому вони спостерігаються оператором окремо.

Підставимо в (12.1) очевидні рівності:

$$l_1 = v_P \tau_i; \quad v_P = lpr / t_{ПХ}; \quad r_{ШК} = ct_{ПХ} / 2,$$

де $t_{ПХ}$ - тривалість прямого ходу розгорнення. Після нескладних перетворень отримаємо

$$\Delta r = \frac{c\tau_i}{2} + \frac{r_{ШК}}{lpr} (d_{\Pi} + \Delta) \quad (12.2)$$

Робочу довжину розгорнення можна виразити через діаметр ЕПТ і дорівнює $lpr = d\varepsilon / 2$. Тоді

$$\Delta r = \frac{c\tau_i}{2} + \frac{r_{ШК}}{0,5Q_{\Phi}} + \frac{r_{ШК}}{0,5d\varepsilon} \quad (12.3)$$

де $Q_{\Phi} = d\varepsilon / dn$ - коефіцієнт, що враховує якість фокусування плями ЕПТ;

0,5 – називають коефіцієнтом використання екрана ІКО Ke .

Для практичних розрахунків для ІКО приймають $Q_{\Phi} = 400$ і $Ke = 0,4$.
Остаточно роздільна здатність по дальності дорівнює

$$\Delta r = \frac{c\tau_i}{2} + \frac{r_{ШК}}{K_E Q_{\Phi}} + \frac{r_{ШК} \Delta}{K_E d_E} \cdot \quad (12.4)$$

Перший доданок цього виразу являє собою потенційну роздільну здатність МРЛ по дальності. Другий і третій доданок визначають ступінь погіршення роздільної здатності по дальності за рахунок індикатора. Для поліпшення роздільної здатності необхідно укрупнювати масштаб по дальності ($r_{ШК}$ зменшувати), підвищувати якість фокусування плями і краще використовувати екран індикатора.

12.2.3 Вплив індикаторів на роздільну здатність МРЛ по азимуту

Оцінимо спочатку вплив індикатора типу азимут – дальність з растровим розгорненням, а потім узагальнимо отримані результати для ІКО.

Мітки від двох міток, сприймані роздільно по координаті β , показані на рис. 12.2.

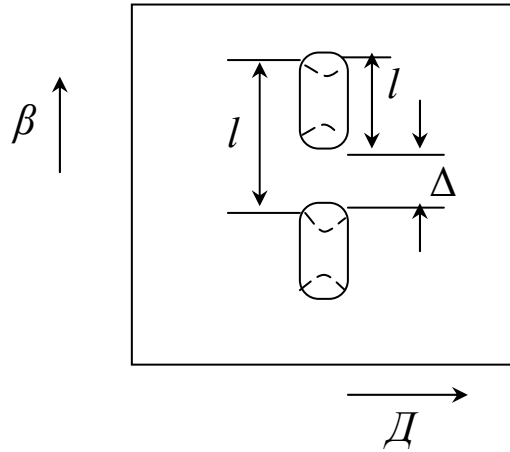


Рис. 12.2 - Вид екрана індикатора з міткою від об'єкта

З цього рисунка випливає, що

$$\Delta\beta = \frac{\beta_{СЕК}}{l_{p\beta}} = \frac{\beta_{СЕК}}{l_{p\beta}} l_1 + \frac{\beta_{СЕК}}{l_{p\beta}} (d_{II} + \Delta), \quad (12.5)$$

де $\beta_{СЕК}$ - сектор по азимуту, що виноситься на екран індикатора;

$l_{p\beta}$ - робоча довжина розгорнення по азимуту.

Можна вважати, що $\frac{\beta_{СЕК}}{l_{p\beta}} l_1 \approx \Delta\beta_{0,5}$. Тоді роздільна здатність

МРЛ по азимуту дорівнює

$$\Delta\beta = \Delta\beta_{0,5} + \frac{\beta_{СЕК}}{l_{p\beta}} (d_{II} + \Delta) \quad (12.6)$$

Перший доданок виразу (12.6) визначає потенційну роздільну здатність МРЛ по азимуту, а другий доданок характеризує роздільну здатність індикатора по азимуту. Для підвищення роздільної здатності необхідно поліпшувати якість фокусування, що при вузькій ДСА роздільна здатність МРЛ по азимуту в основному визначається індикатором.

Для ІКО $\beta_{СЕК} = 360^\circ$, довжина розгорнення азимута дорівнює довжині окружності радіуса r , рівного відстані від центра екрана до мітки від об'єкта. Відповідно до цього

$$\Delta\beta_{\text{ІКО}} = \Delta\beta_{0,5} + \frac{360^0}{2\pi r} (d_{\text{П}} + \Delta) \quad (12.7)$$

З отриманої формули випливає, що дозволяюча здатність ІКО по азимуту погіршується зі зменшенням r . Це викликано тим, що зі зменшенням r зменшується робоча довжина розгорнення по β і масштаб по β стає більш дрібним.

12.2.4 Способи підвищення роздільної здатності ІКО

Поліпшити роздільну здатність ІКО можна в такий спосіб: збільшити діаметр екрана; збільшити число масштабів; застосуванням спеціальних режимів роботи.

При збільшенні діаметра екрана збільшується довжина робочого ходу розгорнення дальності. Внаслідок цього збільшується роздільна здатність ІКО по дальності. Поліпшення роздільної здатності по β відбувається завдяки тому, що при фіксованій дальності до об'єкта, збільшується дальність до мітки від об'єкта r .

В процесі проектування необхідний масштаб вибирається виходячи з того, щоб забезпечити відображення об'єктів у всій зоні виявлення на екрані заданого діаметра. Для уточнення повітряної обстановки звичайно передбачають кілька додаткових великих масштабів. Поліпшення роздільної здатності по дальності при переході до більш великого масштабу відбувається за рахунок $r_{\text{МК}}$ зменшення, а роздільної здатності по β - за рахунок збільшення r .

Розглянемо спеціальні режими роботи ІКО, що дозволяють поліпшити його роздільну здатність.

А. Режим секторного огляду. В цьому режимі центр радіально-кругового розгорнення виноситься з центра екрана на відстань до трьох радіусів екрана (рис. 12.3).

В ІКО з нерухомою відхиляючою системою винос центра розгорнення здійснюється зміною напруги зсуву двотактних каскадів каналу розгорнення дальності.

В ІКО з обертовою відхиляючою системою необхідна окрема центруюча котушка.

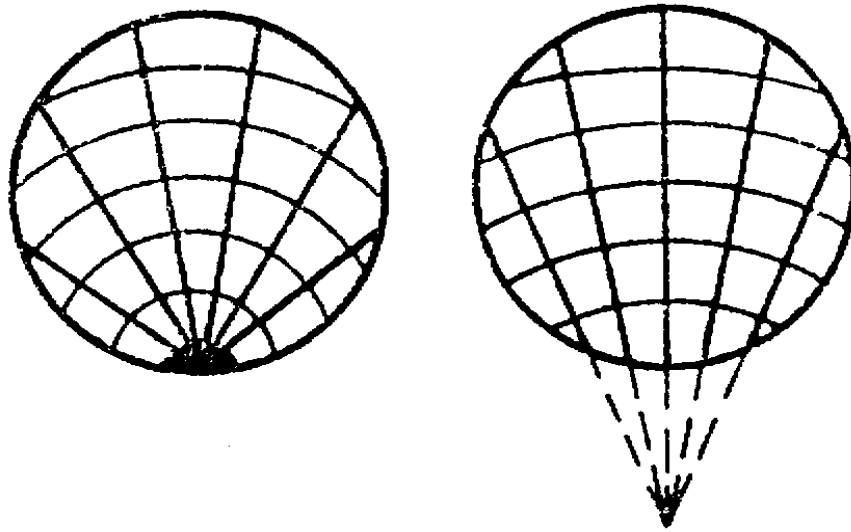


Рис. 12.3 - Режим секторного огляду

Роздільна здатність індикатора по дальності поліпшується за рахунок збільшення довжини розгорнення. При виносі центра на n -радіусів довжина розгорнення збільшується в $n+1$ раз. Роздільна здатність по азимуту поліпшується за рахунок збільшення r , що в цьому випадку відраховується від нового центра радіально-кругового розгорнення. Недоліком секторного режиму є втрата можливості одночасного спостереження за обстановкою у всій зоні огляду МРЛ. Тому секторний огляд є додатковим режимом роботи ІКО.

Б. Режим кільцевого огляду. В цьому режимі в канал розгорнення дальності вводиться пристрій затримки, що забезпечує регульовану затримку імпульсу запуску розгорнення щодо імпульсу запуску РПП. Внаслідок цього центр радіально-кругового розгорнення відповідає не нульовій, а деякій визначеній дальності, наприклад, 50 км на рис. 12.4.

Поліпшення роздільної здатності по дальності відбувається зарахунок зменшення дальності, відображеної на екрані ІКО. В цьому випадку

$$r_{mk} = r_{max} - r_{ц}$$

де $r_{ц}$ - дальність, що відповідає центру радіально-кругового розгорнення.

Перевагою є збереження кругового огляду. Недоліком є погіршення роздільної здатності по азимуту внаслідок зменшення r і перекручування зображення обстановки внаслідок стягування його в центр екрана.

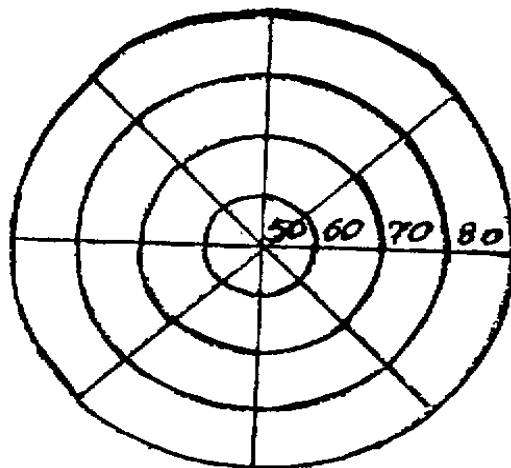


Рис. 12.4 - Режим кільцевого огляду

В. Режим з розтягнутим центром радіально-кругового розгорнення. В цьому режимі роботи виконується затримка запуску РПП щодо запуску каналу розгорнення дальності ІКО. Завдяки цьому початком відліку дальності буде не центр радіально-кругового розгорнення, а наприклад, перша масштабна мітка дальності (рис. 12.5). Роздільна здатність ІКО по азимуту поліпшується за рахунок збільшення r . Роздільна здатність по дальності не погіршується, тому що разом зі зменшенням довжини розгорнення зменшується і r_{mk} . Недоліком є перекручування зображення. Перевагою є збереження кругового огляду.

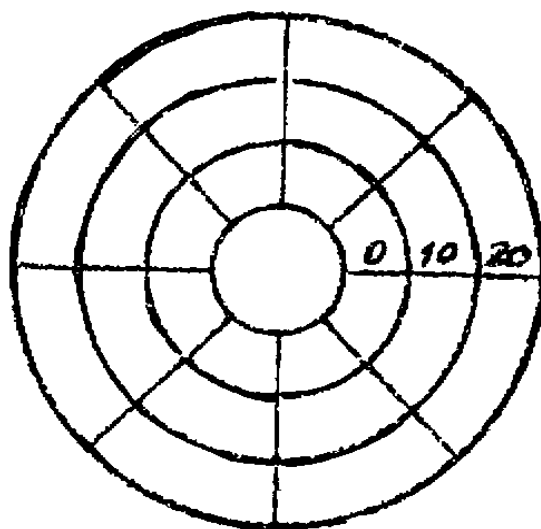


Рис. 12.5 - Радіально-кругове розгорнення з розтягнутим центром

12.3 Особливості побудови індикаторів кругового огляду

В залежності від способу розгорнення розрізняють ІКО:
з обертовою відхиляючою котушкою;
з нерухомою системою відхиляючих котушок.

12.3.1 ІКО з обертовою відхиляючою котушкою

В цих індикаторах відхиляюча котушка, намотана на спеціальному каркасі з немагнітного матеріалу, надівається на горловину ЕПТ і закріплюється в підшипниках. За допомогою системи передачі кута повороту антени котушка обертається навколо осі трубки синфазно і синхронно з обертанням антени. Через контактні кільця з щітками в котушку подаються пилкоподібні імпульси струму, під дією яких в горловині трубки виникають пилкоподібні імпульси магнітного струму. Електронний промінь відхиляється з постійною швидкістю в напрямку, перпендикулярному магнітним силовим лініям, створюючи на екрані трубки радіальне розгорнення дальності. Оскільки магнітне поле в горловині трубки обертається разом з відхиляючою котушкою то радіальне розгорнення теж обертається навколо центра екрана. Початок кожного радіального розгорнення збігається за часом з моментом випромінювання зондувальних імпульсів. За повний оборот антени формується велика кількість розгорнень дальності. Тому вся поверхня ІКО покривається безліччю радіальних ліній. З метою підвищення контрастності зображення яскравість світіння екрана ІКО встановлюється такою, щоб радіальні лінії розгорнення не спостерігалися, а підсвічувалася та ділянка розгорнення, яка додатково збуджується прийнятим сигналом.

Повітряна обстановка відображається на екрані ІКО в полярних координатах $r - \beta$. Для відліку координат застосовують електронні сигнали, що висвічуються на екрані трубки за рахунок подачі на її катод або керуючий електрод спеціальних масштабних імпульсів напруги. Масштабні мітки дальності являють собою концентричні окружності, масштабні мітки азимута – радіальні лінії. Для зручності зчитування координат масштабні мітки різної градації відрізняються яскравістю світіння, що досягається збільшенням амплітуди відповідних масштабних імпульсів.

12.3.2 ІКО з нерухомою відхиляючою системою

Обертове магнітне поле в горловині ЕПТ можна створити за допомогою двох нерухомих котушок, розташованих у просторі взаємно – перпендикулярно. Живлення цих котушок здійснюється пилкоподібними

імпульсами струму, амплітуди яких змінюються за законом синуса і косинуса кута повороту антени

$$\begin{aligned} i_1 &= f(t) \cos at, \\ i_2 &= f(t) \sin at, \end{aligned} \quad (12.8)$$

де $f(t)$ - функція, що описує нескінченну послідовність пілкоподібних імпульсів струму однакової амплітуди.

Магнітні потоки, створювані відхиляючими котушками, можна представити

$$\begin{aligned} \phi_1 &= kf(t) \cos \omega at, \\ \phi_2 &= jkf(t) \sin \omega at, \end{aligned} \quad (12.9)$$

де k – коефіцієнт пропорційності.

Сумарний магнітний потік дорівнює

$$\Phi = \phi_1 + \phi_2 = kf(t)(\cos \omega at + j \sin \omega at) \quad (12.10)$$

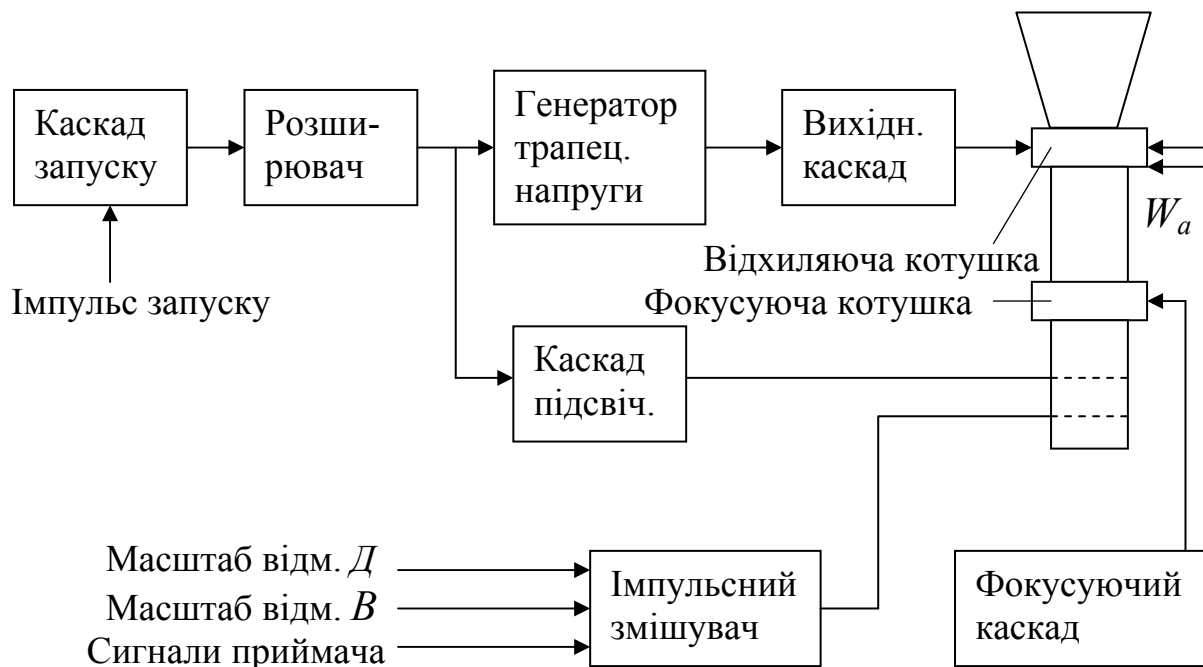


Рис. 12.7 - Схема ІКО з нерухомою відхиляючою котушкою

Кожен імпульс на екрані ІКО створює радіальне розгорнення дальності, що обертається синфазно і синхронно з антеною. Структурна схема такого ІКО показана на рис. 12.7.

Отриманий вираз показує, що модуль вектора результуючого магнітного потоку являє собою послідовність пилкоподібних імпульсів постійної амплітуди, а напрямок його постійно змінюється з кутовою швидкістю обертання антени.

12.3.3 Особливості побудови секторного індикатора азимут – дальність з растровим розгорненням

На екрані індикатора такого типу створюється зображення обстановки на ділянці простору, що відповідає будь-якій ділянці радіально – кругового розгорнення ІКО.

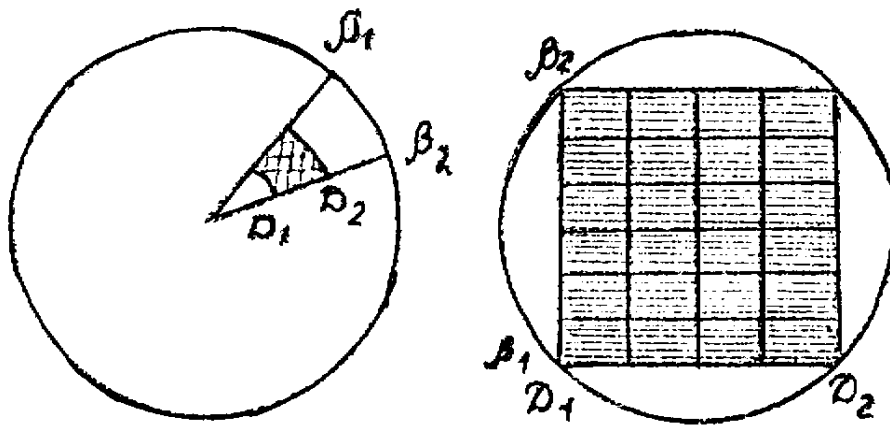


Рис. 12.8 - Вид екрана індикатора секторного пошуку

На рис. 12.8 умовно показане зображення на екрані секторного індикатора ділянки простору з координатами $(\beta_1 - \beta_2, r_1 - r_2)$. Оскільки ці величини значно менші, ніж для ІКО, то при рівних тривалостях розгорнень здатність секторного роздільного індикатора буде значно краще, ніж роздільна здатність ІКО. Секторний індикатор азимут – дальність з растровим розгорненням застосовують як індикатор уточнення повітряної обстановки.

Контрольні запитання

12.1 Пояснити вплив індикаторів на дальність виявлення МРЛ.

12.2 Пояснити вплив індикаторів на роздільну здатність МРЛ по дальності.

12.3 Пояснити вплив індикаторів на роздільну здатність МРЛ по кутовим координатам.

12.4 Пояснити способи підвищення роздільної здатності ІКО.

12.5 Намалювати функціональну схему та пояснити принцип роботи індикатора з нерухомою відхиляючою системою.

12.6 Намалювати функціональну схему та пояснити принцип роботи індикатора з обертаючою системою.

12.7 Перерахувати особливості побудови індикаторів з растровою розгорткою.

13 Основи побудови систем автоматичного настроювання частоти і системи перебудови частоти РЛС

13.1 Призначення системи автоматичного настроювання частоти

В процесі роботи частоти передавача і місцевого гетеродина змінюються під дією різних факторів. Для забезпечення безперебудовного прийому відбитих сигналів, необхідно, щоб ширина смуги пропускання приймача вибиралася з врахуванням можливого відходу частот цих генераторів, тобто щоб виконувалася умова:

$$\Delta f_{\text{ПР}} = \Delta f_{\text{С}} + 2M(\Delta f_{\text{ПЕР}} + \Delta f_{\text{ГЕТ}}), \quad (13.1)$$

де $\Delta f_{\text{С}}$, $\Delta f_{\text{ПЕР}}$, $\Delta f_{\text{ГЕТ}}$ - ширина спектра сигналу, максимальні відхилення частот передавача і місцевого гетеродина;

M – коефіцієнт, що враховує імовірність одночасного відхилення зазначених частот на максимальні величини в протилежні сторони від своїх номінальних величин.

Неважно переконатися, що ширина смуги пропускання повинна бути широкою. Відомо, що генератори СВЧ у сантиметровому діапазоні хвиль мають відхід частоти близько 10 МГц . Якщо тривалість зондувального імпульсу дорівнює 1 мкс , то $\Delta f_{\text{С}} = 1 \text{ МГц}$, а $\mu = 0,5$. Ширина смуги пропускання приймача повинна дорівнювати $\Delta f_{\text{ПР}} = 21 \text{ МГц}$. Це в 21 раз більше смуги пропускання погодженого фільтра. Відношення сигнал/шум на виході такого приймача в порівнянні з погодженим випадком було в 21 раз менше.

Необхідність розширення смуги пропускання приймача викликається тим, що через флуктуації частот передавача гетеродина, частота випромінювання не дорівнює частоті, на яку настроєний прийомний тракт. Прагнення зменшити втрати у відношенні сигнал/шум призвело до створення систем автоматичного підстроювання частот (АПЧ).

При наявності систем АПЧ ширина смуги пропускання приймача повинна дорівнювати:

$$\Delta f_{\text{ПР}} = \Delta f_{\text{С}} + 2\Delta f_{\text{ном}}, \quad (13.2.)$$

де $\Delta f_{\text{ном}}$ - помилка системи АПЧ.

Зі співвідношення (13.2) видно, що при досить малій $\Delta f_{\text{ном}}$ смуга пропускання приймача може бути оптимальною. На практиці, $\Delta f_{\text{ном}}$ вибирають, виходячи не з умов вибору смуги пропускання приймача, а з припустимих втрат відношення сигнал/шум.

Звідси, АПЧ призначена для автоматичної підтримки рівності частоти випромінювання і частоти, на яку встановлений прийомний тракт РЛС, із припустимим залишковим розладом.

13.2 Вплив основних параметрів системи АПЧ на характеристики РЛС

Основними параметрами системи АПЧ є: запас стійкості, точність АПЧ, швидкодія, смуга охоплення.

Запас стійкості системи АПЧ визначає діапазон реальних умов експлуатації, в межах якого система АПЧ буде працездатною. Якщо система АПЧ буде нестійкою, то потрібно переходити до безперестроюваного прийому, що веде до зменшення відношення сигнал/шум. Очевидно, що втрати у відношенні сигнал/шум призведуть до зменшення дальності виявлення, збільшення помилок виміру координат. Пред'явлення звичайних для систем АПЧ вимог до запасу стійкості систем АПЧ (до 40° по фазі і до 10 дБ по амплітуді) виявляється достатнім.

Точність системи АПЧ визначає ширину смуги пропускання приймача. Коефіцієнт втрат в граничному сигналі, за рахунок неоптимальності смуги пропускання приймача, відповідно до (13.2), буде дорівнювати:

$$L_{\text{ПР}} = \frac{\Delta f_{\text{С}} + 2\Delta f_{\text{ном}}}{\Delta f_{\text{С}}} = 1 + 2 \frac{\Delta f_{\text{ном}}}{\Delta f_{\text{С}}}. \quad (13.3)$$

Задаючись граничним значенням втрат, можна висунути вимоги до точності системи АПЧ:

$$\frac{\Delta f_{ном}}{\Delta f_C} = \frac{L_{ПРДОП} - 1}{2} \quad (13.4)$$

Швидкодію системи АПЧ треба вибрати такою, щоб тривалість процесів в системі була б менше тривалості зондувального імпульсу. Однак такі системи практично не реалізовані. Тому система АПЧ повинна відпрацьовувати повільні плавні відходи частоти.

Смуга охоплення системи АПЧ повинна бути досить широкою і забезпечити роботу при максимальному відхиленні частоти.

13.3 Класифікація систем АПЧ

По стабілізуючому параметру розрізняють:

різницеві системи АПЧ – підтримують різницю частот передавача і місцевого гетеродина (проміжної частоти) незалежно від стабільності кожного з них;

абсолютні системи АПЧ – стабілізують абсолютні частоти кожного генератора незалежно від стабільності іншого генератора.

По способу одержання керуючого сигналу АПЧ поділяють на:

автономні системи АПЧ – канал АПЧ і канал приймача виконані окремо один від іншого;

сполучені системи АПЧ – канал АПЧ і канал приймача сполучені.

По типу дискримінатора системи АПЧ поділяють на два класи:

системи частотної АПЧ – в якості дискримінатора використовується частотний детектор;

системи фазової АПЧ – в якості дискримінатора застосовується фазовий детектор.

По типу виконавчого пристрою розрізняють електронні, електромеханічні і комбіновані системи АПЧ.

Абсолютні системи АПЧ є громіздкими і складними в експлуатації. Тому вони широкого застосування не одержали.

Перевагою різницевих АПЧ є їхня простота. Різницеві системи АПЧ широко застосовуються в РЛС кругового огляду.

13.4 Варіанти побудови систем АПЧ

13.4.1 Різницева сполучена система АПЧ

На рис. 13.1 представлена структурна схема різницевої сполученої системи АПЧ.

На виході змішувача формується сигнал ПЧ $\Delta f_{ПЧ} = f_C - f_G$. Сигнал з виходу ППЧ надходить на дискримінатор. На виході дискримінатора формується сигнал, величина і знак якого визначається величиною і напрямком відходу проміжної частоти від номінального значення. Дискримінатор характеризується дискримінаційною характеристикою, що представляє залежність його вихідної напруги від проміжної частоти (рис. 13.2).

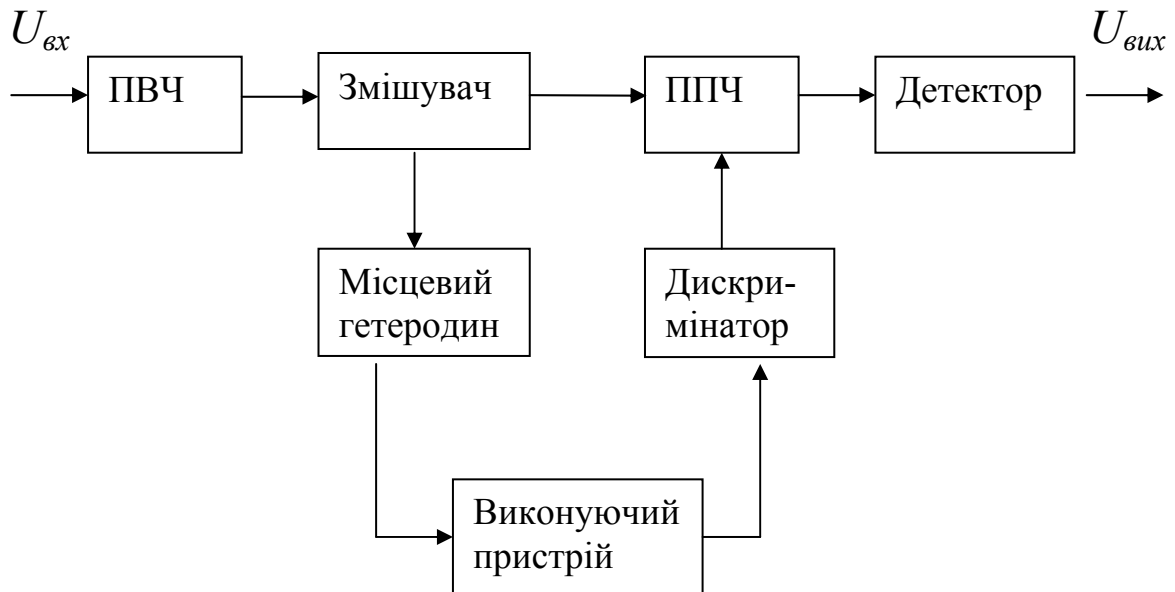


Рис. 13.1 - Схема різницевої сполученої системи АПЧ

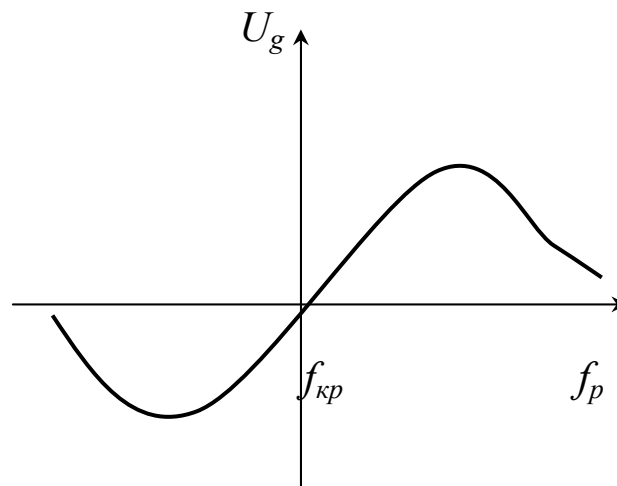


Рис. 13.2 - Дискримінаційна характеристика АПЧ

Вихідна напруга дискримінатора впливає на виконавчий пристрій, що змінює частоту гетеродина доти, поки проміжна частота не буде дорівнювати її номінальному значенню. Таким чином, процес регулювання частоти здійснюється по замкнутій петлі зворотного зв'язку, утвореної наступними елементами: змішувач, ППЧ, дискримінатор, виконуючий пристрій, гетеродин.

Сполучена система АПЧ проста в конструктивному відношенні. Однак, вона має серйозний недолік. Цим недоліком є, те що для її роботи використовується частина відбитого сигналу. Тому використовується найчастіше різницева автономна система АПЧ.

13.4.2 Різницева автономна система АПЧ

Структурна схема системи АПЧ представлена на рис. 13.3.

Частина енергії РПП через спрямований відгалуджувач надходить на змішувач АПЧ. Гетеродин виробляє коливання, що надходять на змішувач АПЧ і змішувач приймача. Змішувач АПЧ виробляє різницеву проміжну частоту $f_{ПР} = f_{ПРАПЧ} = f_C - f_G$. Напруга проміжної частоти (ПЧ) через посилювач проміжної частоти (ППЧ) надходить на дискримінатор, що виробляє керуючу напругу, яка через виконавчий пристрій змінює частоту гетеродина. В якості дискримінатора в АПЧ використовується частотний дискримінатор. Недоліком даної системи АПЧ є її громіздкість. Однак вона широко застосовується.

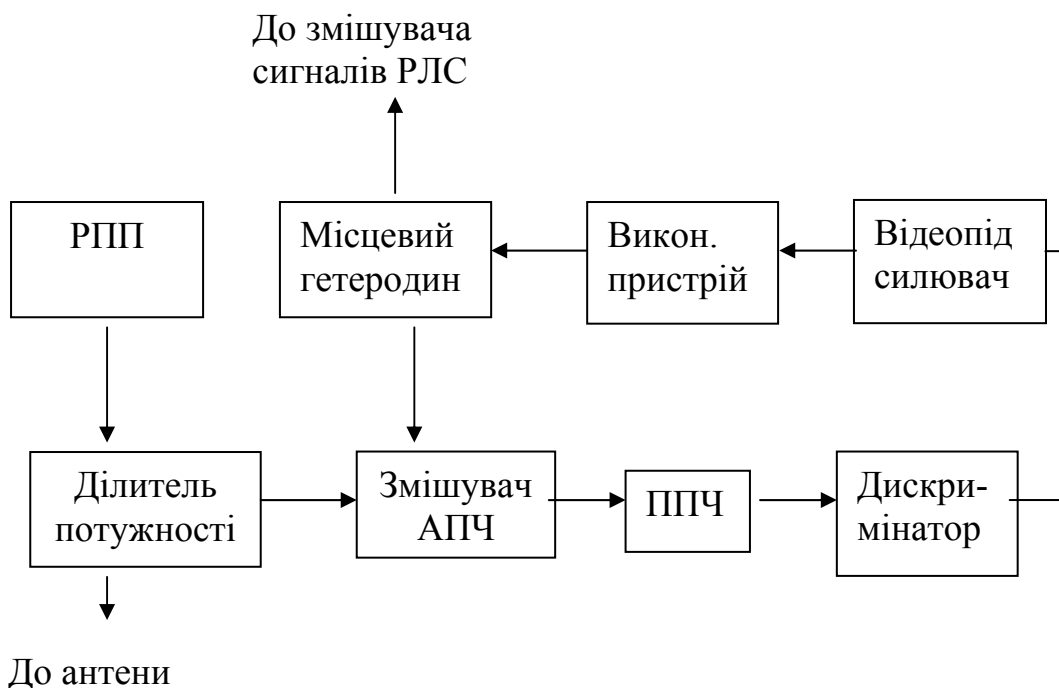


Рис. 13.3 - Різницева автономна система АПЧ
13.5 Основи побудови систем перебудови
частоти РЛС

13.5.1 Параметри і вимоги, які ставляться до системи
перебудови частоти РЛС

Основними параметрами системи перебудови частоти є: діапазон перебудови робочої частоти; час, необхідний для перебудови частоти; точність установки частоти. Вплив цих параметрів на характеристики РЛС очевидний і пояснення не вимагає. Тому розглянемо вимоги, пропоновані до системи перебудови частоти.

З погляду перешкодозахищеності РЛС діапазон її перебудови повинен бути більший діапазону перебудови генератора джерела заважаючих впливів. В даний час технічно реалізованими вважаються широкі діапазони перебудови частоти РЛС. Якщо діапазон перебудови недостатній, то використовують декілька РПП. Однак вартість РЛС при цьому може виявитися неприпустимо великою.

Що стосується часу перебудови, то він не повинен перевищувати період огляду простору. Хоча, в ідеальному випадку, він повинен бути менше часу перебудови генератора джерела заважаючого впливу.

Вимоги до точності установки частоти визначаються смугою охоплення системи АПЧ. Якщо помилка перебудови усувається системою АПЧ, то припустима середньоквадратична похибка системи визначається шириною смуги охоплення системи АПЧ

$$\gamma_{прч} \leq \frac{\Delta f_{охоп}}{6} . \quad (13.5)$$

Якщо система АПЧ за умовами роботи не усуває помилок системи перебудови, то вимоги до точності влаштовуються як і вимоги до точності АПЧ.

13.5.2 Варіанти побудови систем перебудови
частоти РЛС

Найпростіше система перебудови реалізується в тих РЛС, РПП яких містять декілька настроєних на різні частоти генераторів НВЧ, а РПрП – таке ж число неперестроюваних гетеродинів і УВЧ. Система перебудови в цьому випадку вироджується в звичайну систему комутації генераторів, УВЧ, гетеродинів. До інших переваг такої побудови РЛС відносяться

порівняно широкий діапазон перебудови, висока швидкість. Головними недоліками є громіздкість і висока вартість.

Іншим прикладом системи перебудови, здатною швидко (від імпульсу до імпульсу) перебудовувати частоту є РЛС, у якого генератор НВЧ за допомогою електромеханічного пристрою безупинно перебудовується по деякому періодичному (наприклад, синусоїдальному) закону. Якщо при цьому період повторення зондувальних імпульсів і період перебудови генератора не є кратними величинами, то частота випромінювання буде від імпульсу до імпульсу змінюватися. Гетеродин приймача також повинен перебудовуватися за цим законом. Серед недоліків цієї системи слід зазначити складність системи перебудови гетеродина, а також жорсткі вимоги до точності.

Найбільш широке застосування одержали системи, побудовані за схемою на рис. 13.4.



Рис. 13.4 – Система з задаючим пристроєм

Під час попередньої настройки РЛС у запам'ятовуючий пристрій (ЗП) вводиться інформація про положення органа перебудови, наприклад, генератора НВЧ на кожний із запасних частот програми. Потім при перебудові РЛС система автоматичного керування (САК) установлює його в необхідне положення. ЗП і САК повинно бути стільки, скільки в РЛС об'єктів перебудови. Основною перевагою даної системи є її простота і невисока вартість.

Контрольні запитання

13.1 Пояснити вплив параметрів системи АПЧ на характеристики МРЛ.

13.2 Намалювати схему та пояснити принцип роботи різницевої сполученої системи АПЧ.

13.3 Намалювати схему та пояснити принцип роботи різницевої автономної системи АПЧ.

13.4 Перерахувати параметри та вимоги, пропоновані до системи перебудови частоти РЛС.

13.5 Перерахувати основні варіанти побудови систем перебудови частоти РЛС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Атлас Д. Успехи радарной метеорологии. – Л.: Гидрометеиздат, 1967. – 194 с.
2. Баттан Дж.Л. Радиолокационная метеорология. - Л.: Гидрометеиздат, 1962. – 196 с.
3. Белов Н.П. Метеорологические радиолокационные станции. Учебное пособие. - Л.: Гидрометеиздат, 1976. – 367 с.
4. Красюк Н.П., Розенберг В.И. Корабельная радиометеорология. - Л.: Гидрометеиздат, 1970. – 340 с.
5. Качурин Л.Г. Электрические измерения аэрофизических величин. - Л.: Гидрометеиздат, 1967. – 487 с.
6. Радиолокационные измерения осадков. А.М. Боровиков, В.В. Костарев, И.П. Мазин и др. - Л.: Гидрометеиздат, 1967. – 140 с.
7. Радиофизические исследования атмосферы: Труды Всесоюзного симпозиума по радиофизическим исследованиям атмосферы. - Л.: Гидрометеиздат, 1977. – 295 с.
8. Руководство по производству наблюдений и применению информации с радиолокаторов МРЛ-1 и МРЛ-2. - Л.: Гидрометеиздат, 1974. – 344 с.
9. Степаненко В.Д. Радиолокация в метеорологии. - Л.: Гидрометеиздат, 1973. – 343 с.
10. Теоретические основы радиолокации. Уч. пособие. А.А. Коростелев, Н.Ф. Ключев, Ю.А. Мельник и др. – М.: Советское Радио, 1978. – 608 с.
11. Павлов Н.Ф. Аэрология, радиометеорология и техника безопасности. - Л.: Гидрометеиздат, 1980. – 431 с.
12. Захаров В.М., Костко О.К., Чайнова Э.А. Использование лазерной локации в метеорологических исследованиях. – "Труды ЦАО "Аэрология – 1970"", 1971, с.137-153.
13. Аппаратура для исследования метеорологических объектов лазерным методом. – "Труды ЦАО", 1971, вып. 102, с. 144-149. Авт.: В.М. Захаров, О.К.Костко, В.М. Орлов, В.И. Павлов, В.А. Торговичев, В.П. Фаина.
14. Захаров В.М., Костко О.К. Лазеры и метеорология. - Л.: Гидрометеиздат, 1972. – 61 с.
15. Зуев В.Е. Распространение видимых и инфракрасных волн в атмосфере. – М.: Советское Радио, 1970. – 496 с.
16. Зуев В.Е. Лазер покоряет небо. – Новосибирск, Западно-Сибирское книжное изд-во, 1972. – 190 с.
17. Зуев В.Е. Лазер-метеоролог. - Л.: Гидрометеиздат, 1974. – 179 с.
18. Захаров В.М., Костко О.К. Метеорологическая лазерная локация. - Л.: Гидрометеиздат, 1977. – 222 с.

19. Акаев А.А., Майоров С.А. Оптические методы обработки информации. – М.: Высшая школа, 1988. – 237 с.
20. Радиотехнические системы. Под ред. Казаринова Ю.М. – М.: Советское Радио, 1968. – 496 с.
21. Радиотехнические системы. Под ред. Казаринова Ю.М. – М.: Высшая школа, 1990. – 496 с.
22. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации. – М.: Советское радио, 1973. – 495 с.
23. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
24. Ван-Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции в 3-х т.: Пер. с англ./Под ред. Тихонова В.И. – М.: Сов. радио, 1972. – Т.1., 150 с.
25. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Сов. радио, 1977. – 460 с.
26. Конторов Д.С., Голубев-Новожилов Ю.С. Введение в радиолокационную системотехнику. – М.: Сов. радио, 1971. – 430 с.
27. Кузьмин С.З. Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации. – М.: Сов. радио, 1974. – 220 с.
28. Радиолокационные станции бокового обзора. Под ред. Реутова А.П. – М.: Сов. радио, 1970. – 390 с.
29. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. – М.: Сов. радио, 1977. – 465 с.
30. Слока В.К. Вопросы обработки радиолокационных сигналов. – М.: Сов. радио, 1970. – 510 с.
31. Теоретические основы радиолокации. Под ред. Ширмана Я.Д. – М.: Сов. радио, 1970. – 450 с.
32. Теоретические основы радиолокации. Под ред. Дулевича В.Е. – М.: Сов. радио, 1978. – 620 с.
33. Ширман Я.Д., Голиков В.Н. Основы теории обнаружения радиолокационных сигналов и измерения их параметров. – М.: Сов. радио, 1963. – 470 с.
34. Ширман Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов. – М.: Сов. радио, 1974. – 380 с.
35. Абрамович Ю.И., Данилов Б.Г. О Минимизации диаграммы направленности и заданных направлениях при коммутационном управлении. – Радиотехника и электроника, 1978, №2. – с. 32-48.
36. Вайнштейн Л.А. Распространение радиоимпульсов. – УФН, 1976, т.118, вып. 2. – с. 25-32.
37. Кузь Н.Я. Анализ оптимального различия пространственно-временных сигналов. – Радиотехника и электроника, 1972, №9. – с. 38-46.

38. Ширман Я.Д., Давыдов С.Д., Абрамов Л.А., Сенкевич Л.К. Первые опыты радиолокации с использованием эффекта сжатия импульсов в оптимальном фильтре. – Радиотехника, 1970, №4. – с. 16-22.
39. Потапов Н.А. Акустооптическая обработка пространственно-временных сигналов в зоне Френеля. – Изд. вузов СССР. Радиоэлектроника, 1980, №2. – с. 34-45
40. Лёзин Ю.С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем. – М.: Радио и связь, 1986. – 279 с.
41. Дробкин А.Л., Зузенко В.Л., Кислов А.Г. Антенно-фидерные устройства. – М.: Сов. радио, 1974. – 536 с.
42. Смогилев К.А., Вознесенский И.В., Филиппов Л.А. Радиоприемники СВЧ. – М.: Военное изд-во Министерства обороны СССР, 1967. – 556 с.
43. Вамберский М.В., Казанцев В.И., Шелухин С.А. Передающие устройства СВЧ. – М.: Высшая школа, 1984. – 448 с.
44. Руководство по применению радиолокаторов МРЛ-4, МРЛ-5, МРЛ-6 в системе градозащиты. - Л.: Гидрометеиздат, 1980. – 230 с.

Навчальне видання

Вельміскін Дмитро Іванович

ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ РАДІОЛОКАЦІЇ

Конспект лекцій

Підп. до друку	Формат	Папір
Умовн. друк. арк.	Тираж	Зам. №
Надруковано з готового оригінал-макета		

Одеський державний екологічний університет
65016, Одеса, вул. Львівська, 15
