

Д.І. ВЕЛЬМІСКІН

**АВТОМАТИЧНІ СИСТЕМИ
МОНІТОРИНГУ**

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ , НАУКИ, СІМ'Ї ТА МОЛОДІ УКРАЇНИ
ОДЕСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ЕКОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Д.І. ВЕЛЬМІСКІН

АВТОМАТИЧНІ СИСТЕМИ МОНІТОРИНГУ

Конспект лекцій

Одеса
2010

БКБ 20.1
В-28
УДК 504.064

Дозволено до використання у навчальному процесі в електронному вигляді за рішенням методичної ради Одеського державного екологічного університету (протокол № 4 від 23.12.2010р.)

Вельміскін Д.І.

Автоматичні системи моніторингу: Конспект лекцій. – 2010. – 128 с.

В конспекті лекцій розглянуті загальні питання теоретичних основ радіолокації та особливості побудови автоматичної системи моніторингу АМАС АВИА-1.

Конспект лекцій розрахований для студентів, магістрів, аспірантів метеорологічного напрямку навчання .

© Одеський державний
екологічний університет, 2010

ЗМІСТ

Передмова.....	7
1 Загальні відомості про радіолокацію.....	8
1.1 Координати і параметри руху радіолокаційної цілі.....	8
1.2 Фізичні основи радіолокації.....	9
1.3 Структурна схема РЛС.....	10
1.4 Види радіолокації.....	11
1.5 Характеристики РЛС.....	14
2 Сигнали зондування.....	18
2.1 Поодинокий імпульсний сигнал зондування.....	20
2.2 Послідовність поодиноких сигналів зондування.....	21
3 Вторинне випромінювання.....	24
3.1 Явище вторинного випромінювання.....	24
3.2 Вторинне випромінювання малих тіл.....	25
3.3 Вторинне випромінювання тіл, лінійні розміри яких порівняні з довжиною хвилі.....	27
3.4 Вторинне випромінювання великих тіл.....	28
4 Дальність радіолокаційного спостереження.....	30
4.1 Рівняння дальності радіолокаційного спостереження точкового об'єкта.....	30
4.2 Рівняння дальності радіолокаційного спостереження РЛС з активною відповіддю.....	32
4.3 Рівняння дальності радіолокаційного спостереження метеооб'єктів.....	34
5 Відбитий сигнал.....	37
6 Завдання оптимального виявлення.....	40
6.1 Постановка завдання. Якісні показники виявлення.....	40
6.2 Критерії оптимальності виявлення.....	42
6.3 Найпростіший приклад оптимізації виявлення.....	43
Вибір порога рішення	43
6.4 Кореляційно-фільтрова обробка сигналів.....	47
6.4.1 Виявлення цілком відомого сигналу.....	47
6.4.2 Найпростіший кореляційний виявитель.....	50
6.4.3 Виявлення сигналу з випадковою фазою.....	51
6.4.4 Виявлення сигналу з випадковою амплітудою і фазою.....	53
6.4.5 Погоджений фільтр.....	55
6.4.6 Імпульсна характеристика погодженого фільтра.....	57
6.4.7 Частотна характеристика погодженого фільтра.....	58
7 Огляд простору.....	60

7.1 Види огляду.....	60
7.2 Огляд простору за кутовими координатами.....	60
7.3 Параметри послідовного огляду.....	61
8 Вибір основних технічних рішень.....	63
8.1 Вибір методу огляду.....	63
8.2 Вибір виду сигналу зондування.....	63
8.3 Вибір робочого діапазону хвиль.....	64
8.4 Вибір способу відліку координат.....	65
8.5 Структурна схема імпульсної РЛС.....	65
9 Принципи побудови системи синхронізації і масштабних міток дальності.....	68
9.1 Вимоги, які ставляться до системи синхронізації і масштабних міток дальності.....	68
9.2 Система синхронізації масштабних міток дальності із задаючим генератором.....	69
9.3 Система синхронізації масштабних міток дальності з розподілом частоти кварцового генератора.....	70
10 Основи побудови тракту генерації і випромінювання.....	72
10.1 Основи побудови радіопередавальних пристроїв.....	72
10.1.1 Вплив основних параметрів РПП на характеристики РЛС	72
10.1.2 Багатокаскадний передавальний пристрій.....	73
10.1.3 Однокаскадний передавальний пристрій.....	74
10.2 Основи побудови фідерних систем.....	76
10.2.1 Вплив параметрів фідерної системи на характеристики РЛС. Вимоги, які ставляться до фідерної системи.....	77
10.2.2 Фідерні лінії РЛС.....	78
10.2.3 Антенні комутатори (АК).....	79
10.2.4 Обертові зчленування.....	80
10.3 Основи будови антени	81
10.3.1 Вплив параметрів антени на характеристики РЛС.....	81
10.3.2 Можливі варіанти побудови антен РЛС.....	83
11 Побудова тракту прийому і фільтрації сигналів.....	88
11.1 Основи побудови РПрП МРЛ.....	89
11.1.1 Синтез структурної схеми оптимального РПрП.....	89
11.1.2 Основні технічні параметри РПрП та їхній вплив на характеристики МРЛ.....	92
11.1.3 Особливості елементів РПрП метрового і сантиметрового діапазону хвиль.....	95
11.2 Принципи побудови систем регулювання підсилення приймача.....	95
	98

12	Принципи побудови індикаторних пристроїв.....	98
12.1	Класифікація електронно-променевих індикаторів.....	
12.2	Вплив електронно-променевих індикаторів на характеристики МРЛ.....	99
12.2.1	Вплив індикаторів на дальність виявлення МРЛ.....	99
12.2.2	Вплив індикаторів на роздільну здатність МРЛ по дальності.....	99
12.2.3	Вплив індикаторів на роздільну здатність МРЛ по азимуту.....	101
12.2.4	Способи підвищення роздільної здатності ІКО.....	106
12.3	Особливості побудови індикатора кругового огляду.....	106
12.3.1	ІКО з обертовою відхиляючою котушкою.....	106
12.3.2	ІКО з нерухомою відхиляючою системою.....	
12.3.3	Особливості побудови секторного індикатора азимут-дальність з растровою розгорткою.....	108
13	Основи побудови систем автоматичного настроювання частоти і систем перебудови частоти РЛС.....	110
13.1	Призначення систем автоматичного настроювання частоти...	110
13.2	Вплив основних параметрів системи АПЧ на характеристики РЛС.....	111
13.3	Класифікація систем АПЧ.....	112
13.4	Варіанти побудови систем АПЧ.....	112
13.4.1	Різницева об'єднана система АПЧ.....	114
13.4.2	Різницева автономна система АПЧ.....	114
13.5	Основи побудови системи перебудови частоти РЛС.....	
13.5.1	Параметри і вимоги, які ставляться до системи перебудови частоти РЛС.....	114
13.5.2	Варіанти побудови системи перебудови частоти РЛС.....	115
14	Основи побудови автоматичних інформаційно-вимірювальних систем.....	117
14.1	Загальні відомості про датчики метеорологічної інформації...	117
14.1.1	Вимірювальні перетворювачі температури.....	118
14.1.2	Перетворювачі тиску.....	133
14.1.3	Вимірювання вологості.....	138
15	Комплекс АМАС АВИА-1.....	149
15.1	Призначення комплексу АМАС АВИА-1.....	149
15.2	Склад комплексу АМАС АВИА-1.....	149
15.3	Технічні дані і характеристики АМАС АВИА-1.....	149
15.4	Будова комплексу АМАС АВИА-1.....	152
15.5	Принцип роботи АМАС АВИА-1.....	152
		162

15.6 Запуск прикладної програми “АРМН”.....	170
15.7 Вимірювання температури і вологості повітря.....	171
15.8 Вимірювання напрямку і швидкості вітру.....	172
15.9 Вимірювання кількості атмосферних опадів.....	173
ЛІТЕРАТУРА	

ПЕРЕДМОВА

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 дослід 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 «Автоматичні системи моніторингу» 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, а також принцип побудови автоматизованої системи АМАС АВИА-1.

В результаті вивчення курсу студенти повинні одержати теоретичні знання і практичні навички в розробці техніки локації та використання автоматизованих систем моніторингу.

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, радарамі, 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 вимірюються 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 (OC) і горизонтальною проекцією цього напрямку ($Ц'$).

У радіолокації використовується також циліндрична система координат. Положення цілі в цій системі координат характеризують:

горизонтальна дальність $r_{Ц} = OC' = r_{Ц} \cos \varepsilon_{Ц}$, азимут $\beta_{Ц}$, висота $H = CC' = r_{Ц} \sin \varepsilon_{Ц}$.

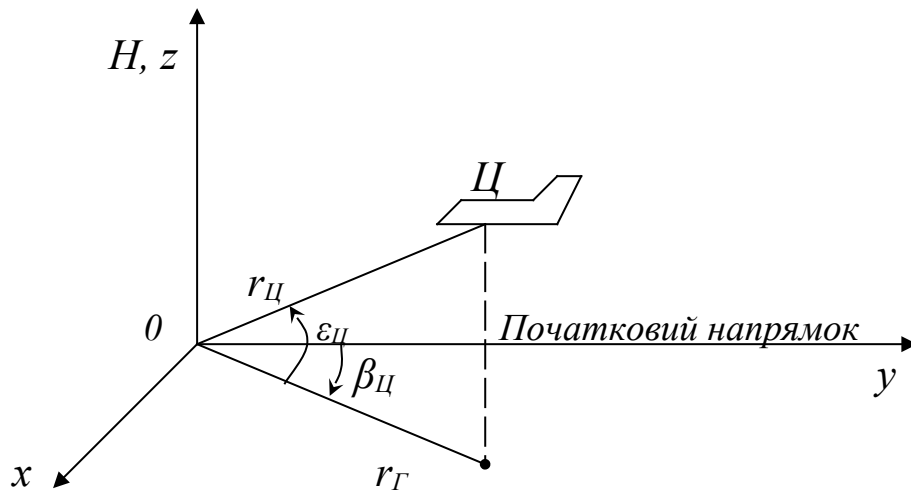


Рис. 1.1 - Система координат, що використовується в радіолокації

Нескладним шляхом можна отримати координати цілі й у прямокутній системі координат (xyz).

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.

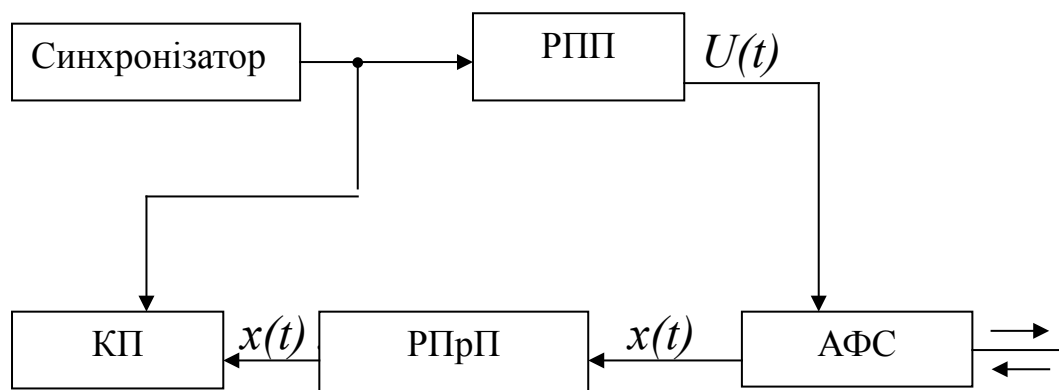


Рис. 1.2 - Структурна схема імпульсної РЛС

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).

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

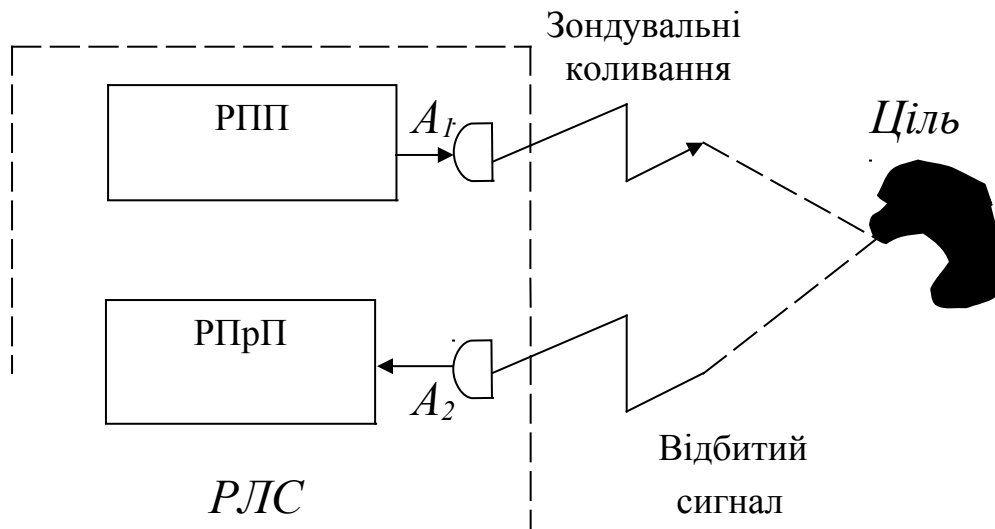


Рис. 1.3 - Сполучена активна радіолокація

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.

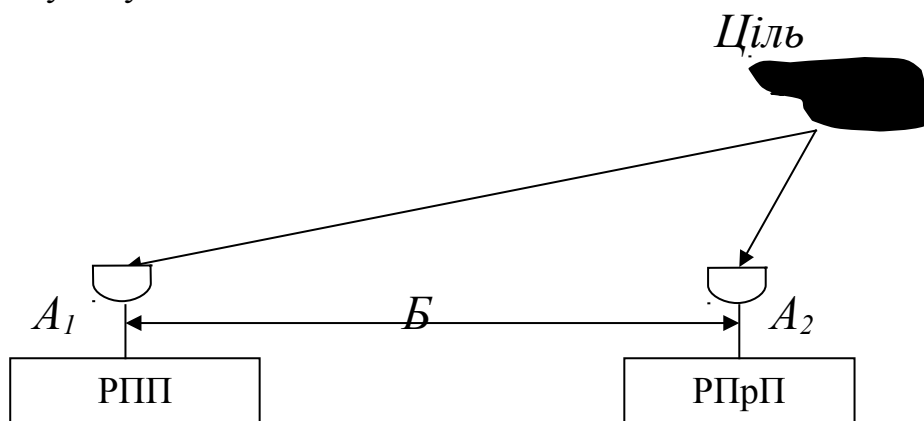


Рис. 1.4 - Рознесена активна радіолокація

Б. Радіолокація з активною відповіддю.

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

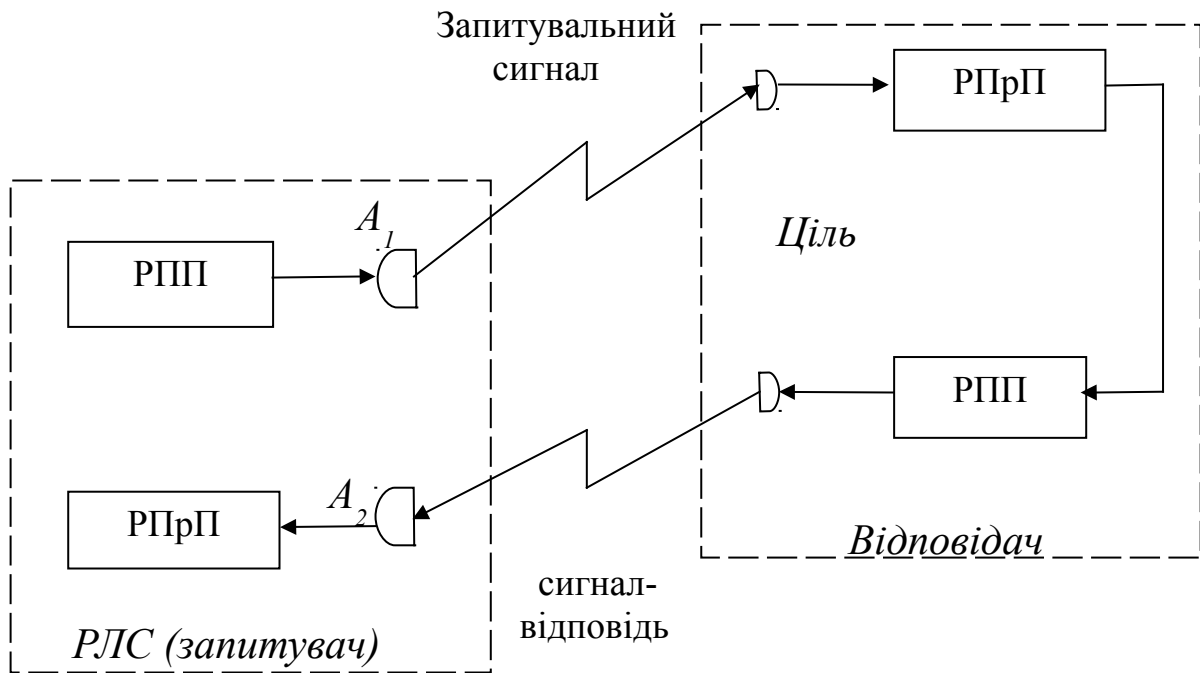


Рис. 1.5 - Радіолокація з активною відповіддю

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).

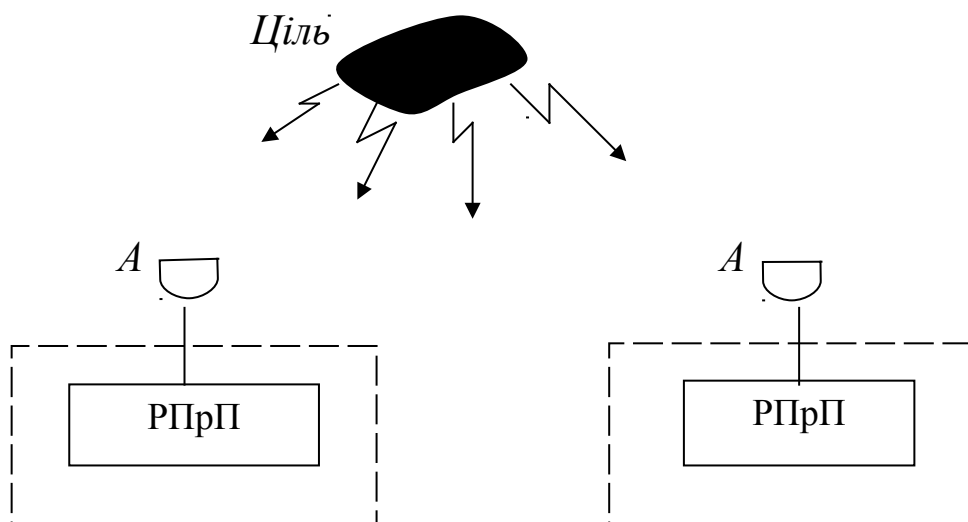


Рис.1.6 - Пасивна радіолокація

1.5 Характеристики МРЛ

Розрізняють тактичні і технічні характеристики МРЛ. Тактичні характеристики: форма і розміри зони виявлення; склад РЛЛ, точність РЛЛ, 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 РЛЛ, 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-носії 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

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

$$R_{M3} = \frac{c \cdot \tau_i}{2}, \quad (1.4)$$

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

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

$$F_{II \min} \leq \frac{c}{2K_P \cdot R_{\max}},$$

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:

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

де θ_A – ширина ДСА;

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

Якщо для виявлення необхідно мінімальне число N_{\min} відбитих сигналів, то

$$F_{II \max} \geq \frac{N_{\min} \cdot \omega_{\text{сканл}}}{\theta_A}.$$

Таким чином, частота повторення зондувальних сигналів визначається співвідношенням:

$$\frac{c}{2,5 \cdot R_{\max}} \geq F_{\Pi} \geq \frac{N_{\min} \cdot \omega_{\text{скан}}}{\theta_A} . \quad (1.6)$$

Найбільш загальною характеристикою антени є її діаграма спрямованості. Основним параметром ДСА є її розмір, а саме ширина. Вона може визначатися за рівнем $0,5 P_{\max}$ або $0,707 P_{\max}$. 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

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

де $A_{\text{еф}}$ – ефективна поверхня антени.

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

$$P_{\text{пр.мін}} = M_p \cdot P_{\text{ш}} , \quad (1.9)$$

де M_p - коефіцієнт розрізнення сигналу;

$P_{\text{ш}}$ – 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).

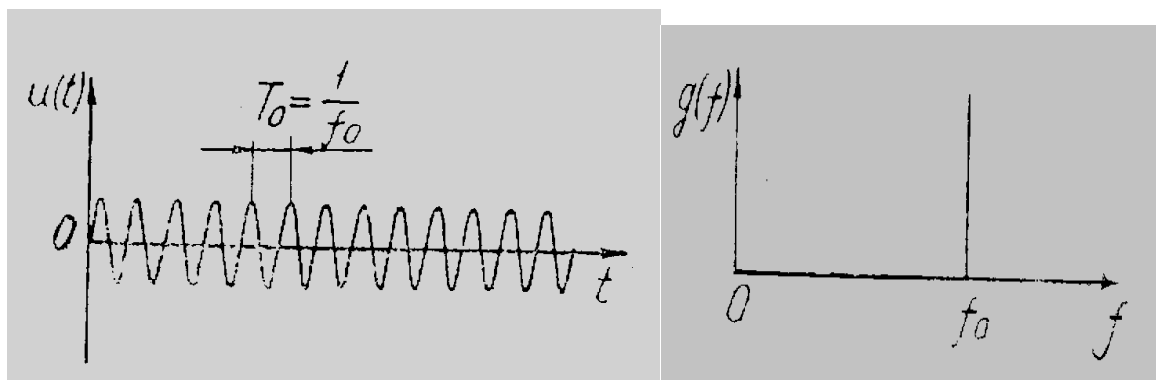


Рис. 2.1 - Немодульоване коливання і його спектр

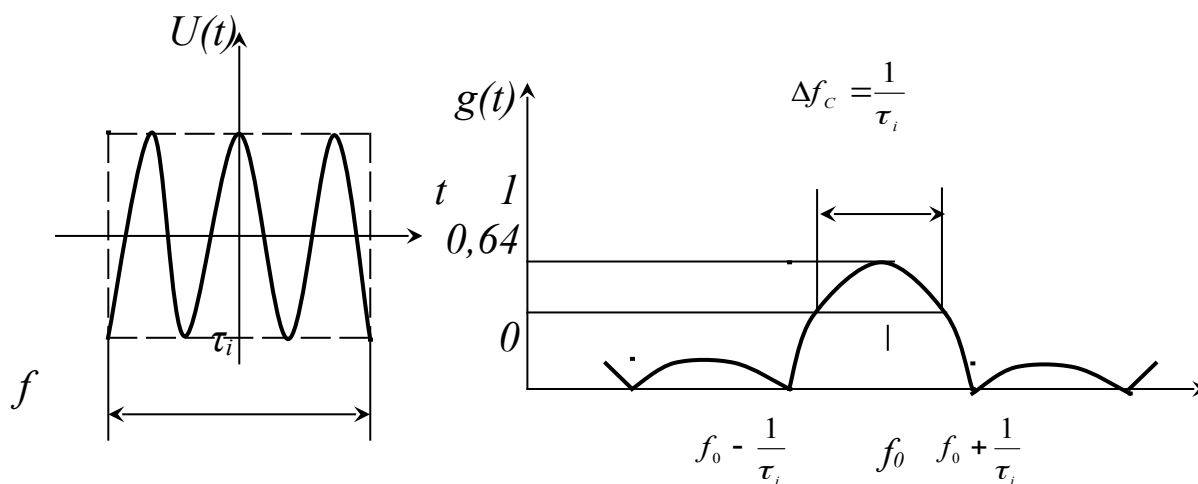


Рис. 2.2 - Радіоімпульс прямокутної форми і його спектр

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 широке 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-носії 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° .

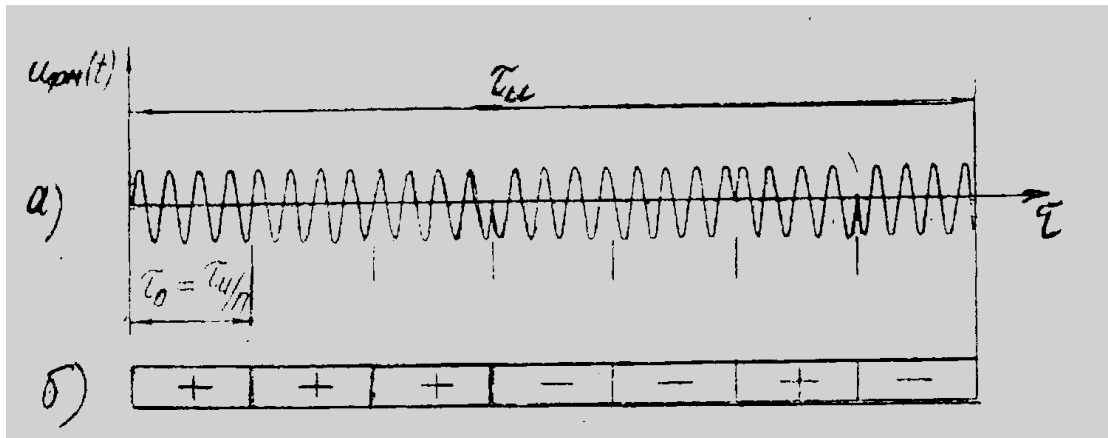


Рис. 2.3 - ФКМ радіоімпульс і його умовне зображення

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

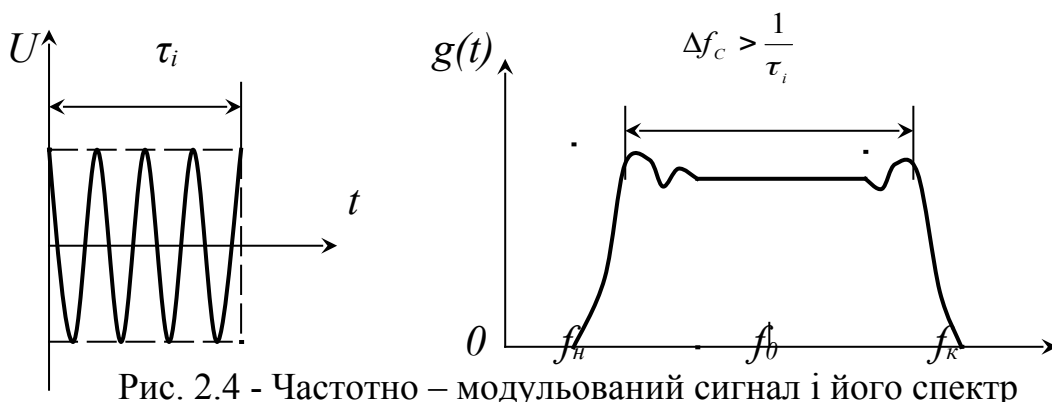


Рис. 2.4 - Частотно – модульований сигнал і його спектр

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 Поодинокі 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:

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

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 наведено 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 $\tau_i \cdot \Delta f_c = 1$.

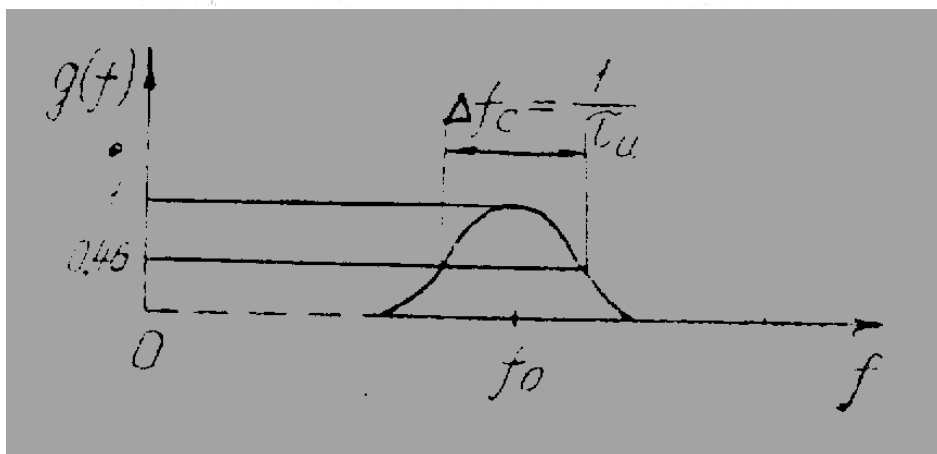
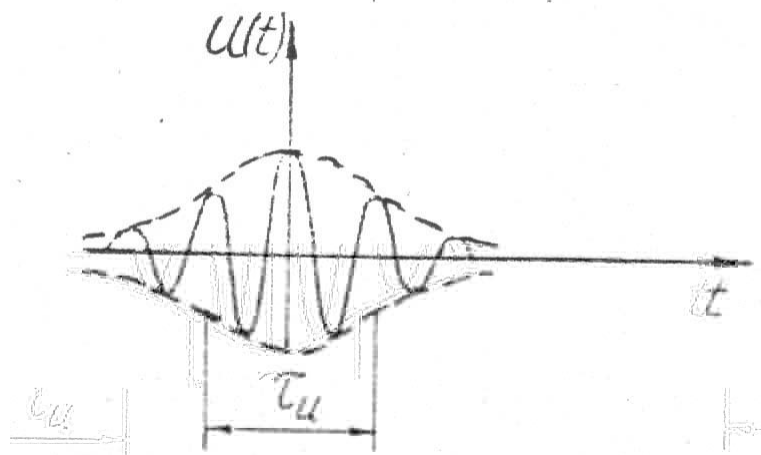


Рис. 2.5 - Радиоімпульс дзвоноподібної форми і його спектр

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.

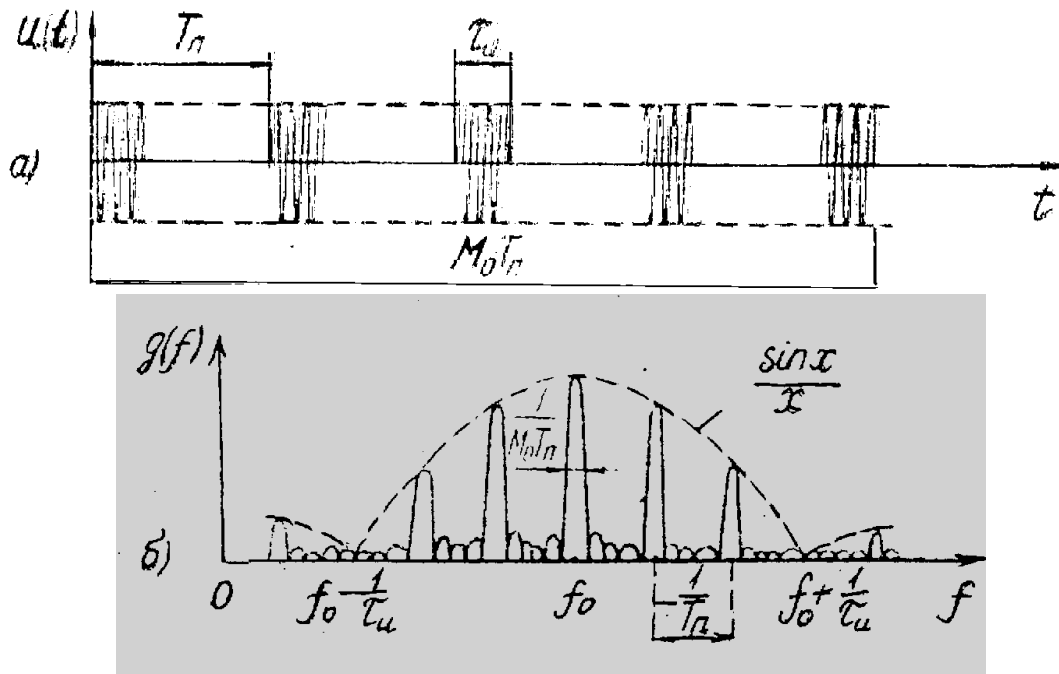
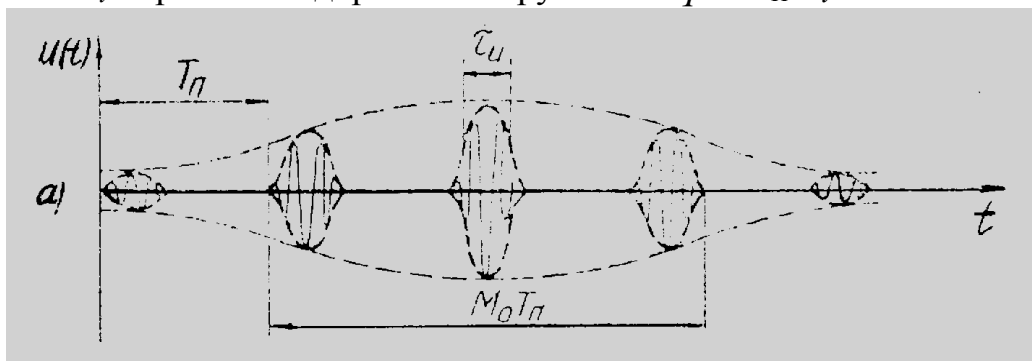


Рис. 2.6 - Пачка радіоімпульсів прямокутної форми і її спектр

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



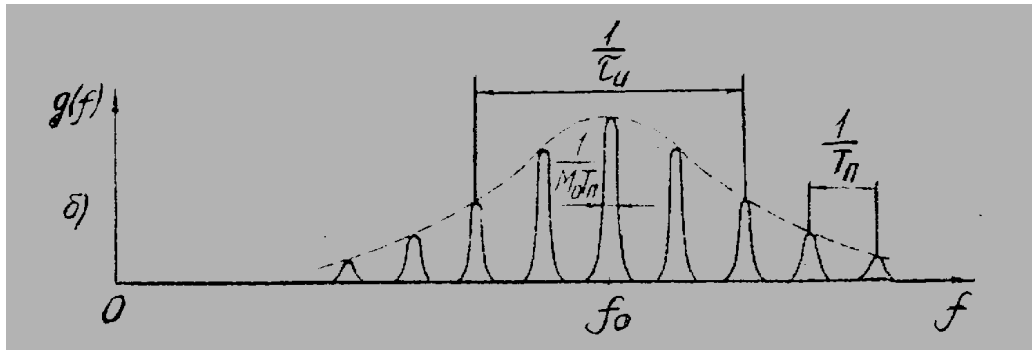


Рис. 2.7 - Пачка радіоімпульсів дзвоноподібної форми та її спектр

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 $g(f)$ 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_{ψ} від РЛС знаходиться точечний об'єкт (ціль). Щільність потоку потужності первинної хвилі – Π_{ψ} , а щільність потоку потужності вторинної хвилі в точці прийому – Π_{np} . Замінімо об'єкт ідеально провідною поверхнею з площею σ , неспрямованно приймаючий і випромінюючий радіохвилю. Тоді потужність, падаюча на цю поверхню, дорівнює $P = \Pi_{\psi} \cdot \sigma$. Щільність потоку потужності в точці прийому

$$\Pi_{np} = \frac{P}{S} = \frac{\Pi_{\psi} \sigma}{4\pi r_{\psi}^2}.$$

Тоді

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

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.).

Ця модель являє собою електричний вібратор з діючою довжиною $l_0=l$ 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.

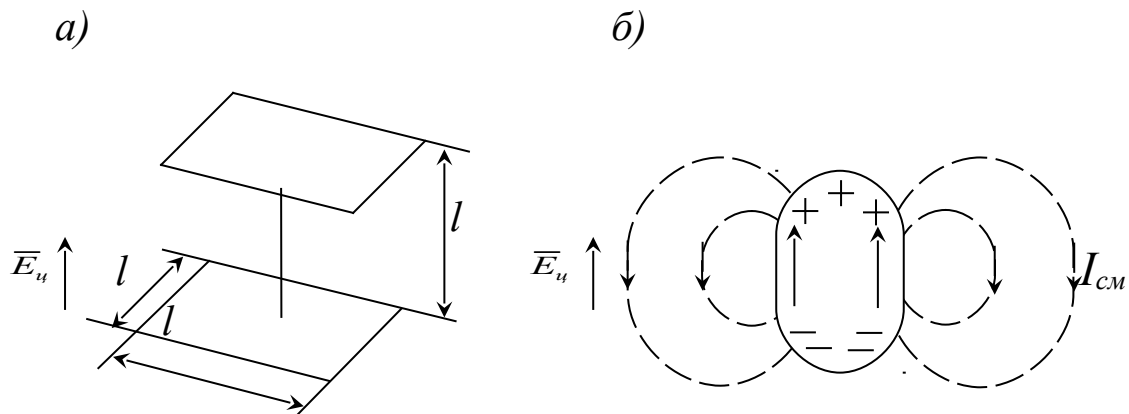


Рис. 3.2 - Електродинамічна модель і розподіл струмів та зарядів для тіла малого розміру

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:

$$E_{\text{пр}} = \frac{60\pi l_0}{\lambda r_{\text{Ц}}} = \frac{\pi l}{r_{\text{Ц}} \lambda}$$

Тоді

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

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 металевої 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

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

де l - довжина вібратора;

I - струм вібратора;

$r_{Ц}$ - відстань між центром вібратора і РЛС.

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

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

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

Тоді

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

Використовуючи формулу (3.1), отримаємо:

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

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 $r_{\text{сф}} \gg \lambda$. На цю кулю падає плоска падаюча хвиля, яку випромінює РЛС з відстані $r_{\text{Ц}}$. 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 $R_1 = \sqrt{\frac{\lambda r_{\text{сф}}}{2}}$, а площа $S_1 = \pi R_1^2 = \frac{\lambda \pi r_{\text{сф}}}{2}$.

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

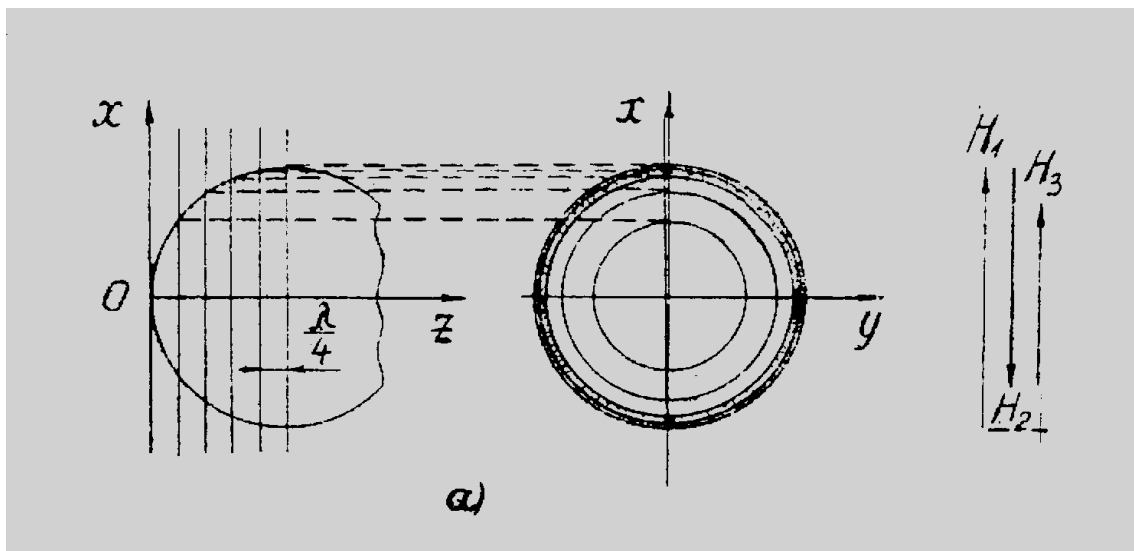


Рис. 3.3 - Зони Френеля при вторинному випромінюванні сфери

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

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

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.

Оскільки антена РЛС не спрямована, то

$$\Pi_{\text{ц}} = \frac{P_I}{4\pi r_{\text{ц}}^2} D\varphi_{\text{прд}},$$

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

D_{npd} -КСД антени в напрямку головного максимуму;

$F_{Pnpd}(\varphi)$, F_{Enpd} - нормована діаграма спрямованості антени по потужності, по полю.

Якщо не враховувати втрати в процесі відбиття, відбита потужність дорівнює

$$P_{відб} = P_{\psi} \sigma = \frac{P_i \sigma D_{npd}}{4\pi r_{\psi}^2} F_{Enpd}^2$$

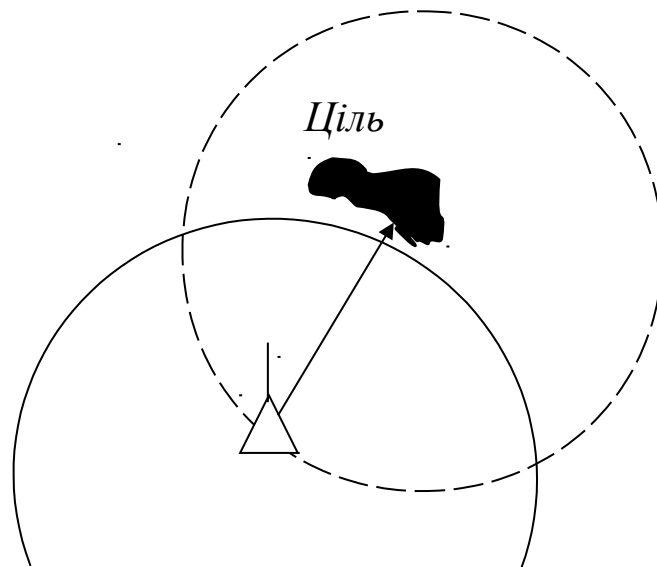


Рис. 4.1 - До виводу основного рівняння радіолокації

Щільність потоку потужності в РЛС дорівнює:

$$P_{РЛС} = \frac{P_{відб}}{4\pi r_{\psi}^2} = P_{\psi} \sigma D_{npd} / (4\pi)^2 r_{\psi}^2$$

Потужність, що падає на приймальну антену дорівнює

$$P_{np} = P_{РЛС} A_{\varphi_{npm}}$$

де $A\varphi_{прм} = A_{прм}F_{рпрм}(\varphi) = A_{прм}F_{Епрм}^2(\varphi)$ - 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:

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

Якщо максимум ДСА спрямований на об'єкт:

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

то

$$r_{макс} = 4 \sqrt{\frac{P_i \sigma DA}{(4\pi)^2 P_{прмін}}} \quad (4.2)$$

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:

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

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

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 $P_{\text{прмін}}$:

$$P_{\text{прмін}3} = \frac{P_3 D_3 A_{\text{відп}}}{4\pi r^2}.$$

Звідси

$$r_{\text{макс}} = \sqrt{\frac{P_3 D_3 A_{\text{відп}}}{4\pi P_{\text{прмін}3}}}.$$

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.

$$\frac{P_3 D_3 A_{\text{відп}}}{4\pi P_{\text{прмін}3}} = \frac{P_{\text{відп}} D_{\text{відп}} A_3}{4\pi P_{\text{прмін.відп}}}.$$

Звідси маємо:

$$P_3 P_{\text{прмін}3} D_3 A_{\text{відп}} = P_{\text{відп}} P_{\text{прмін.відп}} D_{\text{відп}} A_3 \quad (4.6)$$

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:

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

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:

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

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:

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

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

Тоді

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

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:

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

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

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

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.

Контрольні запитання

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

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

4.3. Сформулюйте умову збалансованості системи при активній радіолокації.

4.4. Виведіть рівняння радіолокації для метеоб'єкта.

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

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

4.7. Як необхідно змінити параметри МРЛ для збільшення дальності радіолокаційного спостереження метеоб'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 релєєвський 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 \bar{B} - 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 малоїмовірні.

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 РІрП. 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 $P(\hat{A}_\ell A_K) = P(A_K)P(\hat{A}_\ell / A_K)$. Тоді (6.4) можна переписати:

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

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:

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

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

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

$F = P(\hat{A}_0 / A_0) = 1 - F$ - 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 імовірність 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:

$$Fm = 1 - \hat{F}m = 1 - (1 - mF) = mF$$

Звідси випливає, що $F \ll \frac{1}{m}$. Тоді $Fm = mF \ll 1$. Тому умовну імовірність F для кожного об'єму вибирають з умови $F_{ДОП} \ll \frac{1}{m}$. Цьому відповідає значення $F_{ДОП} = 10^{-4} \div 10^{-10}$.

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 $\hat{D} = 0$, тоді умовна імовірність помилкової тривоги $F = 1$. Припустимо $F = 0$, тоді $\hat{D} = 1$.

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 $\hat{A}_0 A_1$ і $\hat{A}_1 A_0$ задається своя ціна r_{10} помилкової тривоги;

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

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

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

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

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

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 $\Delta = D - l_0F = \Delta_{\max}$, 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.

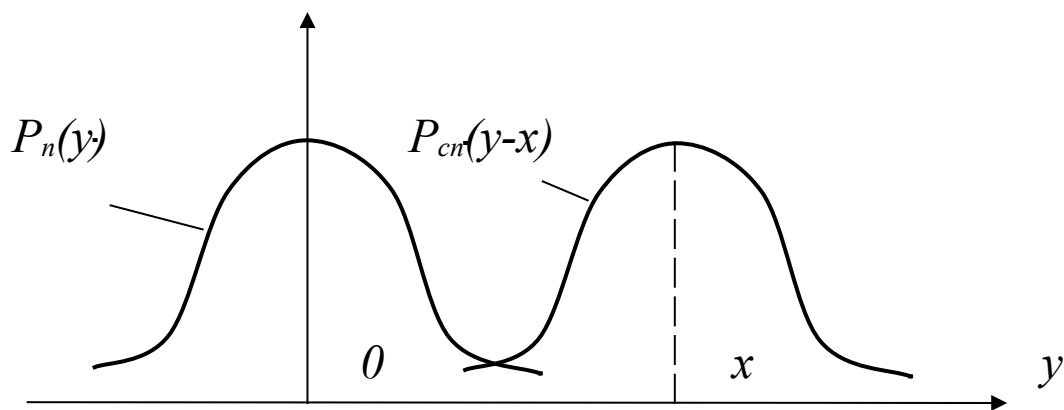


Рис. 6.1 – Умовні щільності імовірності перешкоди і *сигналу+перешкоди*

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 :

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

3. Складемо вагову різницю:

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

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

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 $P_{\Pi}(y)$, $l(y)$ не може бути негативною. Нехай перешкода має дисперсію n_0^2 . Тоді

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

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

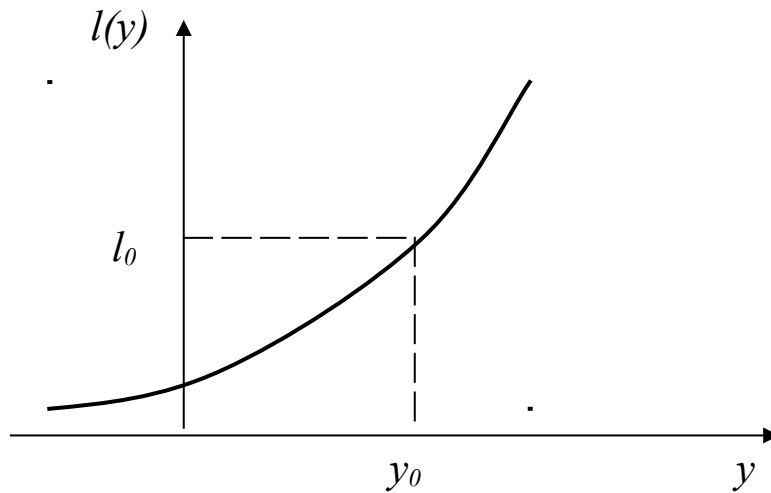


Рис. 6.2 – Закон зміни відношення правдоподібності

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

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).

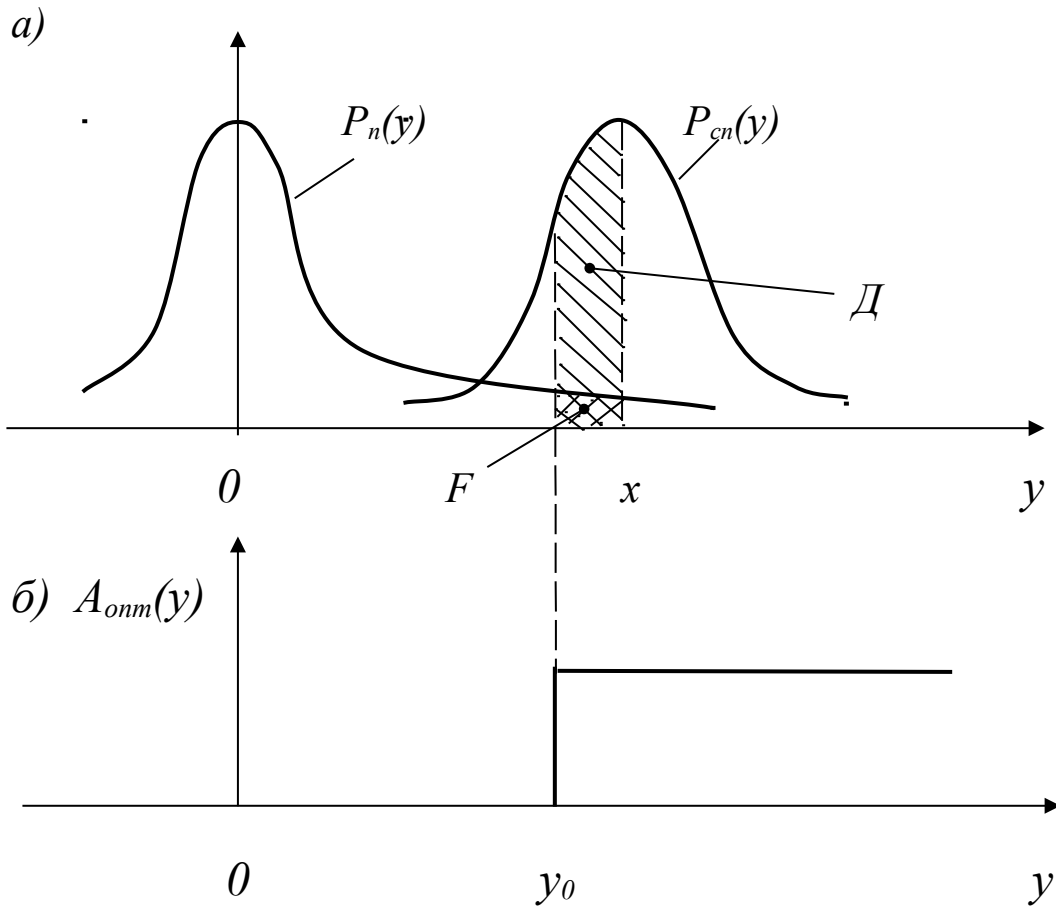


Рис. 6.3 – Умовні щільності імовірності і оптимальна функція \hat{A}_{opt}

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 вибирати 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

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

Тепер відношення правдоподібності можна представити у вигляді:

$$l(Y) = \frac{P_{П}(y_1 - x_1) \dots P_{П}(y_k - x_k)}{P_{П}(y_1) P_{П}(y_2) \dots} = \Pi_k l(y_k), \quad (6.17)$$

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

Відомо, що

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

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

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

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:

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

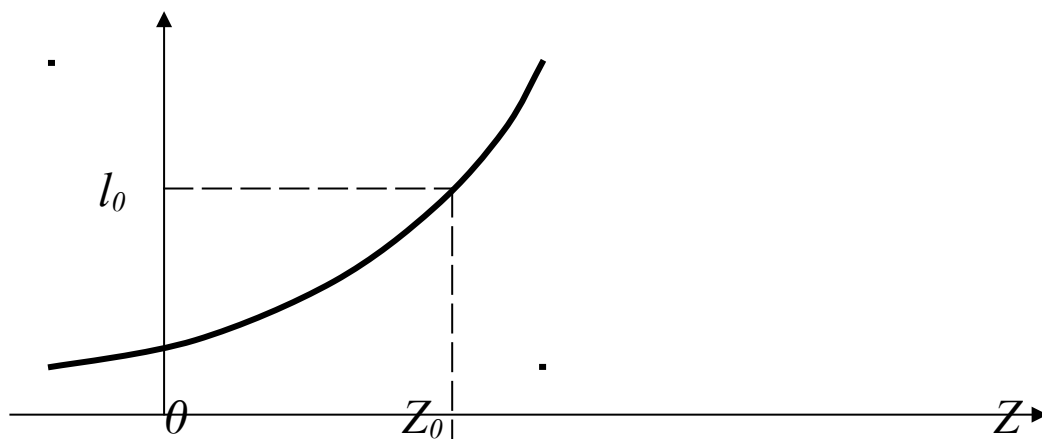
На рис. 6.4, *a* наведена залежність $l(y(t))$ від величини кореляційного інтеграла, а на рис.6.4, *б* – оптимальне рішення. Оптимальна функція рішення має вигляд:

$$\hat{A}_{opt} l(y(t)) = 1 \text{ при } Z \geq Z_0$$

$$\hat{A}_{opt} l(y(t)) = 0 \text{ при } Z < Z_0 \quad (6.25)$$

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

a) $l(y(t))$



б) \hat{A}_{opt}

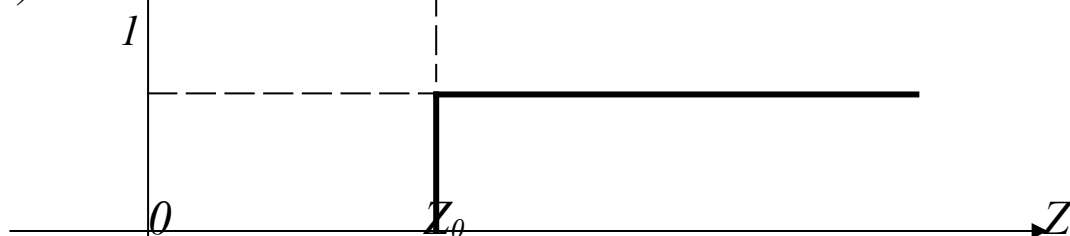


Рис. 6.4 – Графік відношення правдоподібності і оптимальної функції \hat{A}_{opt}

6.4.2 Найпростіший кореляційний виявитель

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

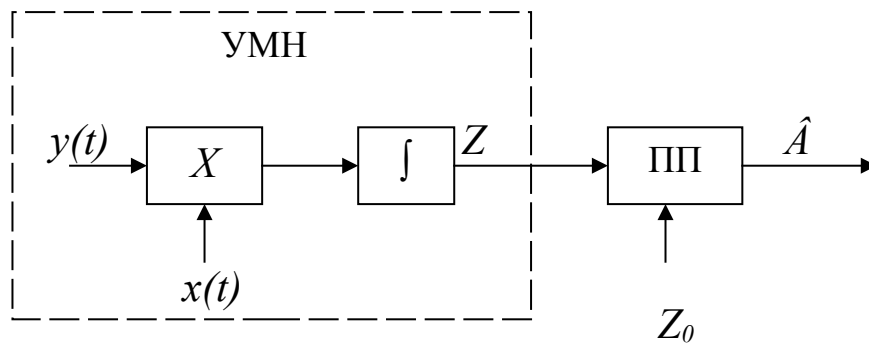


Рис. 6.5 – Схема корелятора

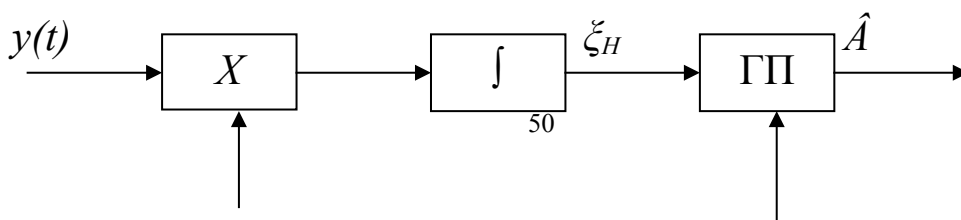
Схема складається з перемножувача, інтегратора і граничного пристрою (ГП). Перемножувач і інтегратор утворюють корелятор.

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 допустимого.

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



$$\sqrt{\frac{2}{EN_0}}X(t) \quad \xi_{0H}$$

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 зрушених 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

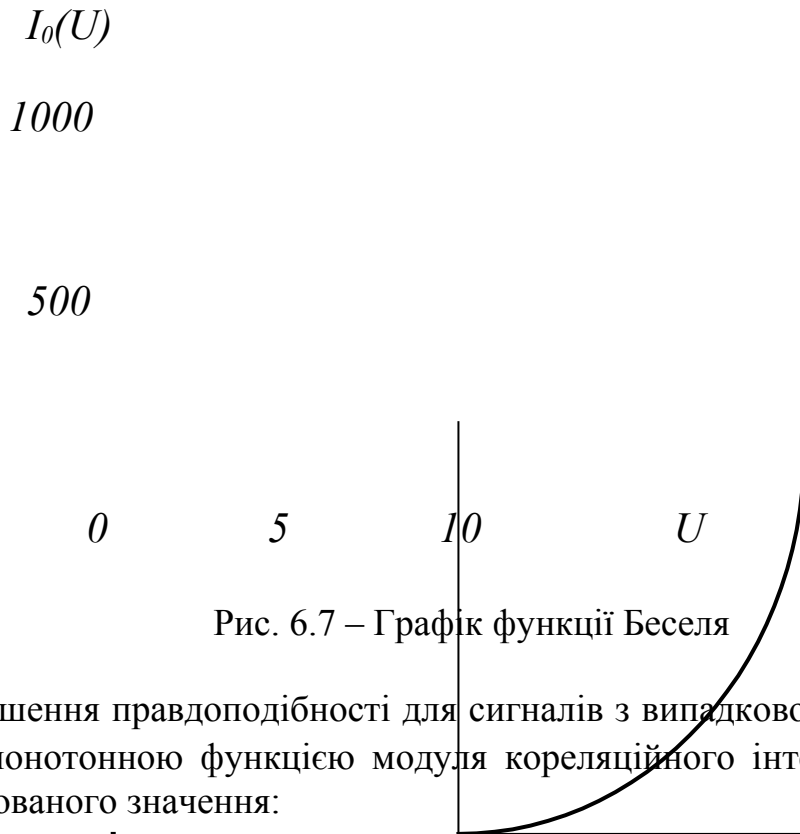


Рис. 6.7 – Графік функції Беселя

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:

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

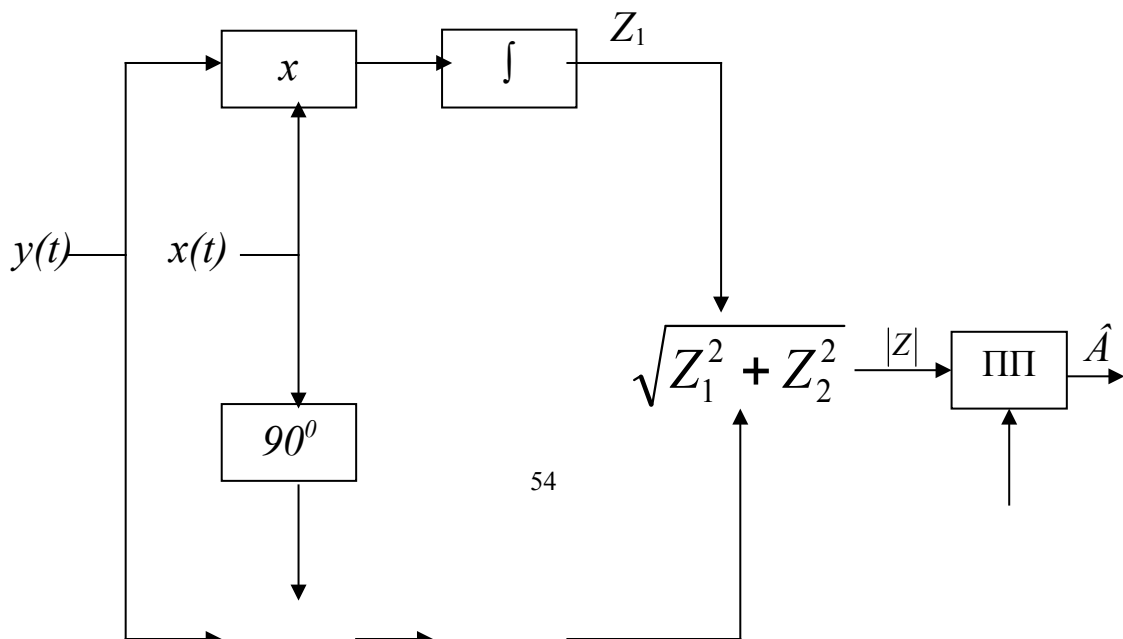
Таким чином, відношення правдоподібності, як і для сигналу з випадковою фазою, монотонно залежить від модуля кореляційного інтеграла. Оптимальне правило виявлення в обох випадках має вид:

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

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 виявителі для перегляду всієї дальності повинні мати велику кількість рівнобіжних каналів. Це є недоліком таких виявителів.



Z_0

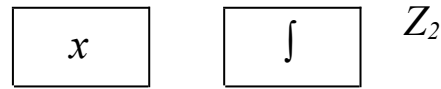


Рис. 6.8 – Схема квадратурного кореляційного виявителя

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)

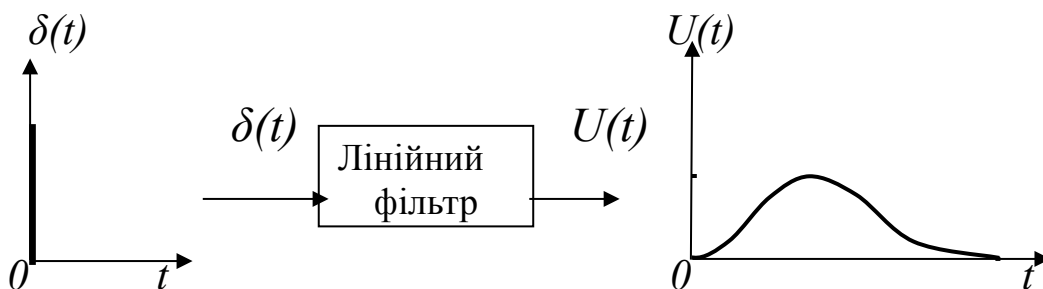


Рис. 6.9 – Фільтр і його імпульсна характеристика

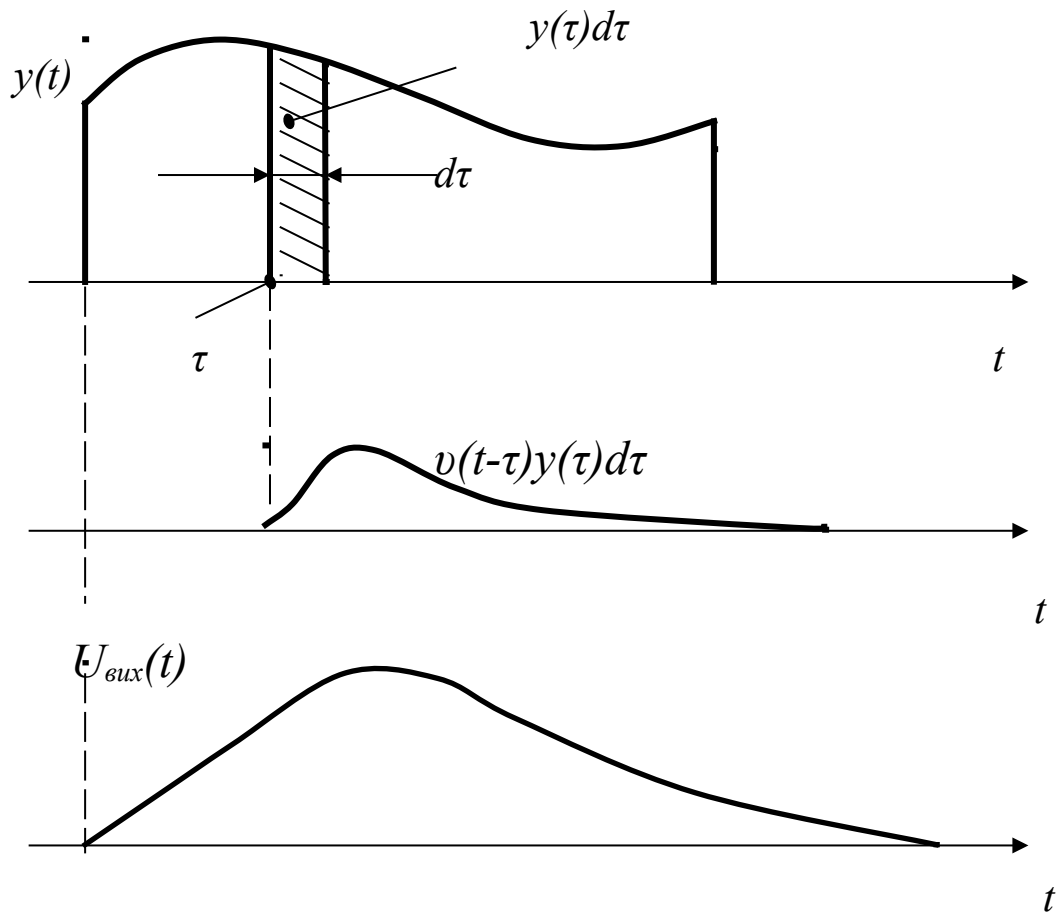


Рис. 6.10 – Принцип одержання сигналу на виході

Напряга на виході фільтра $U_{\text{вих}}(t)$ у момент t при впливі безупинного колювання $y(t)$ 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

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

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) $t = S + \frac{t_0}{2}$, $C=I$ приводить до формули

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

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 $K(f)$ 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:

$$\dot{K}_{c\phi}(f) = |K_{c\phi}(f)| = CG(f), \quad (6.43)$$

$$\arg K_{c\phi}(f) = -\arg \dot{q}(f) - 2\pi ft_0.$$

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:

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

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 огибаючою 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

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

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:

- 1 - система синхронізації і масштабних міток дальності;
- 2 – радіопередавальний пристрій;
- 3 – антенно-хвилеводна 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.

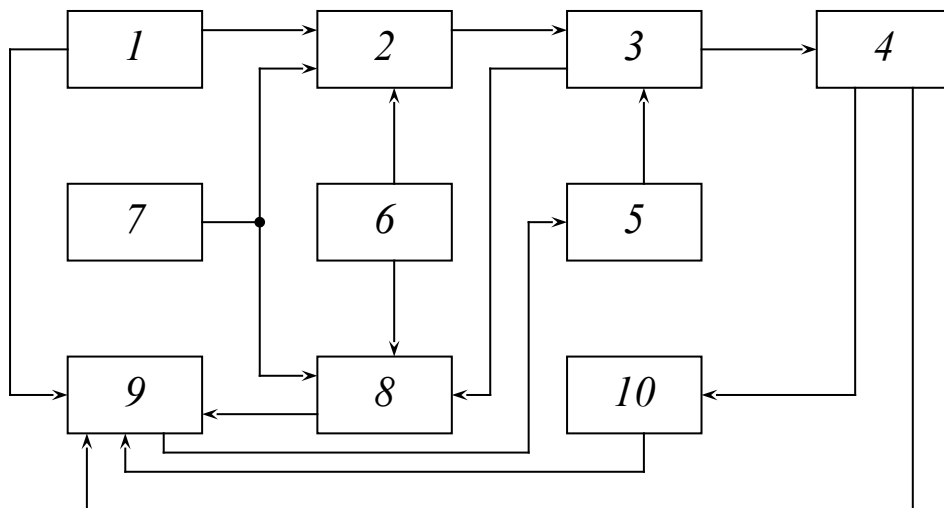


Рис. 8.1 - Структурна схема імпульсного РЛС

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.

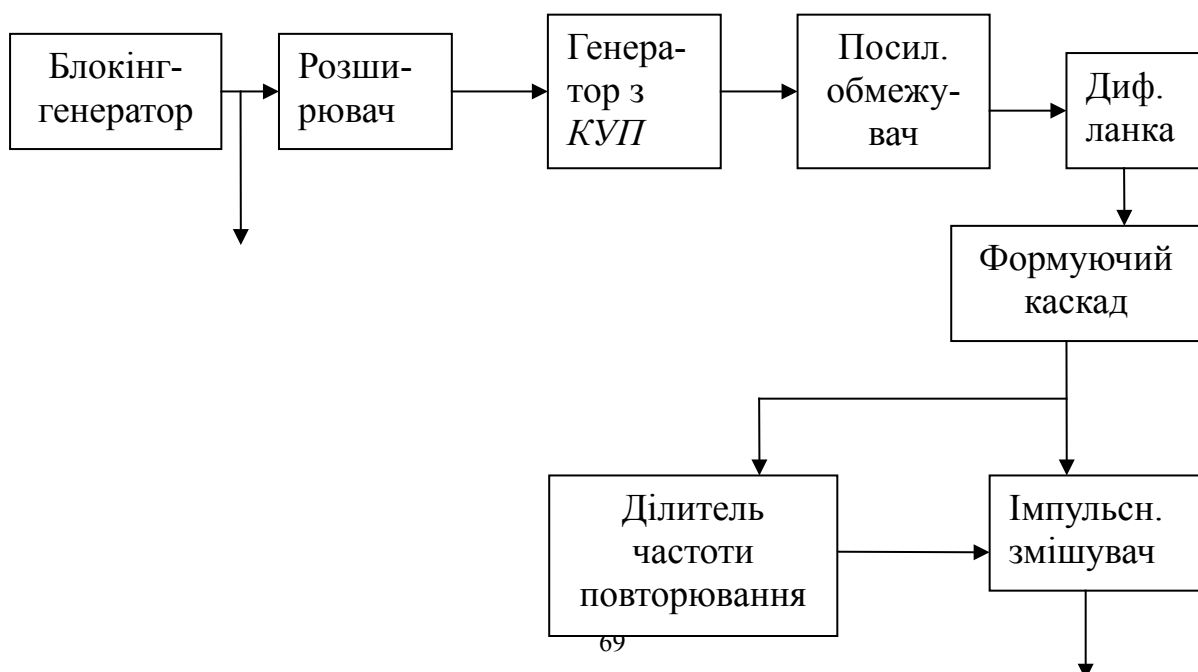


Рис. 9.1 - Система синхронізації із задаючим генератором

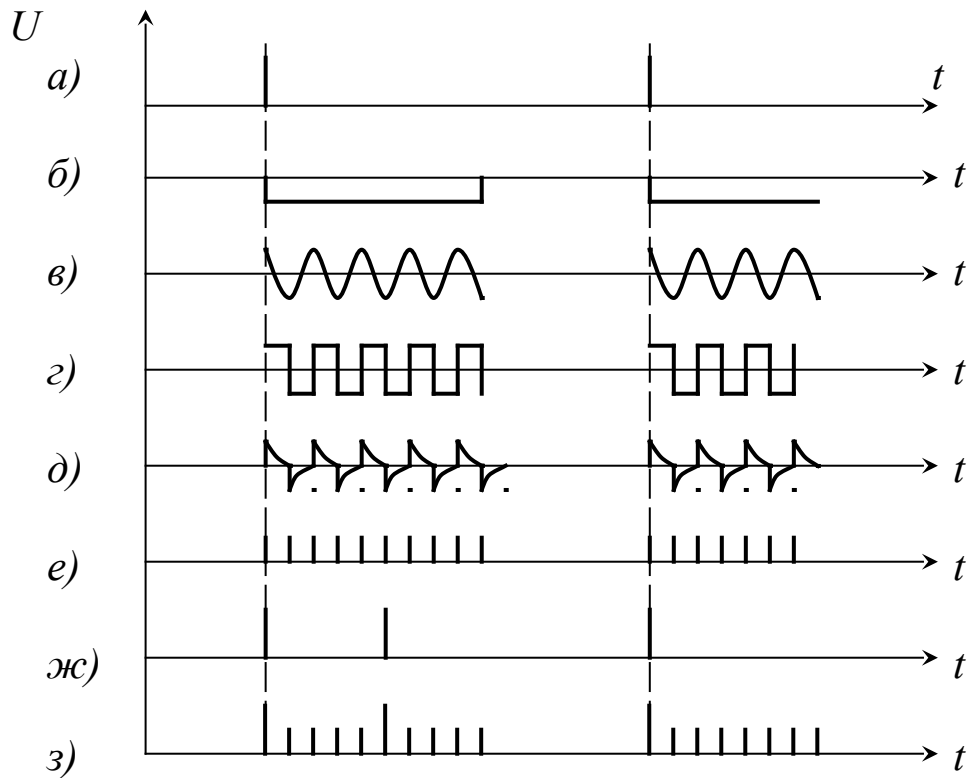


Рис. 9.2 - Графіки, що пояснюють принцип роботи системи

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.

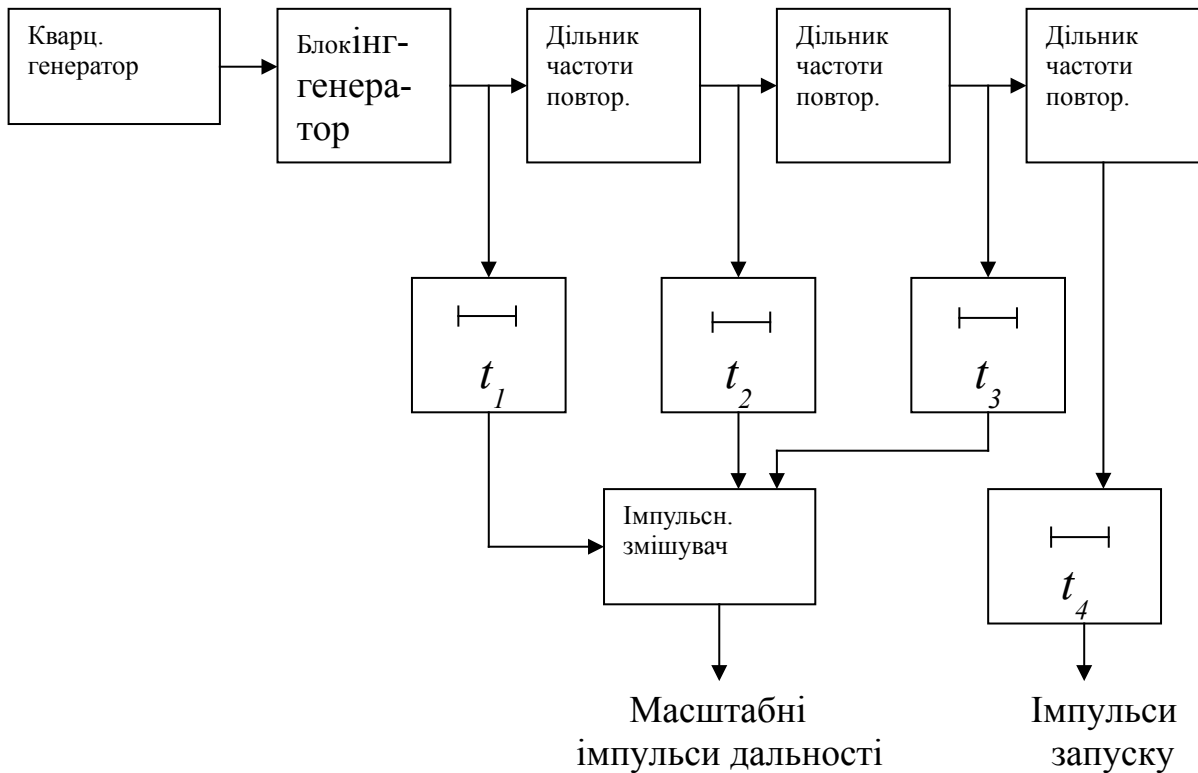


Рис. 9.3 - Система синхронізації з розподілом частоти кварцового генератора

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 із 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 короткочасних ВЧ імпульсів спрямованого випромінювання їх у просторі, прийому і передачі їх у РПрП. Структурна схема тракту показана на рис. 10.1.

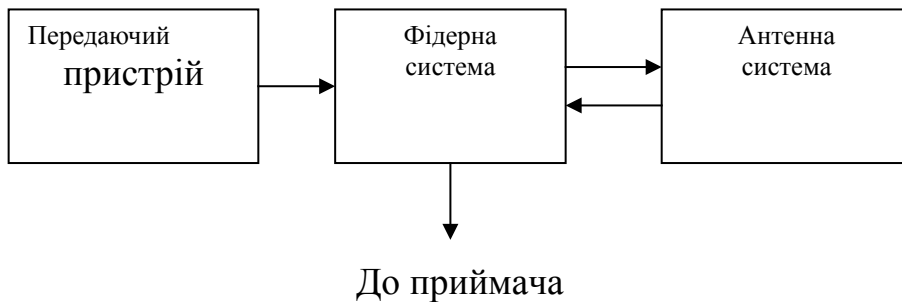


Рис. 10.1 - Схема тракту генерації

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

РПП призначено для вироблення короткочасних (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 $\sigma_{\text{ном}}$ 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 вибрати 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.

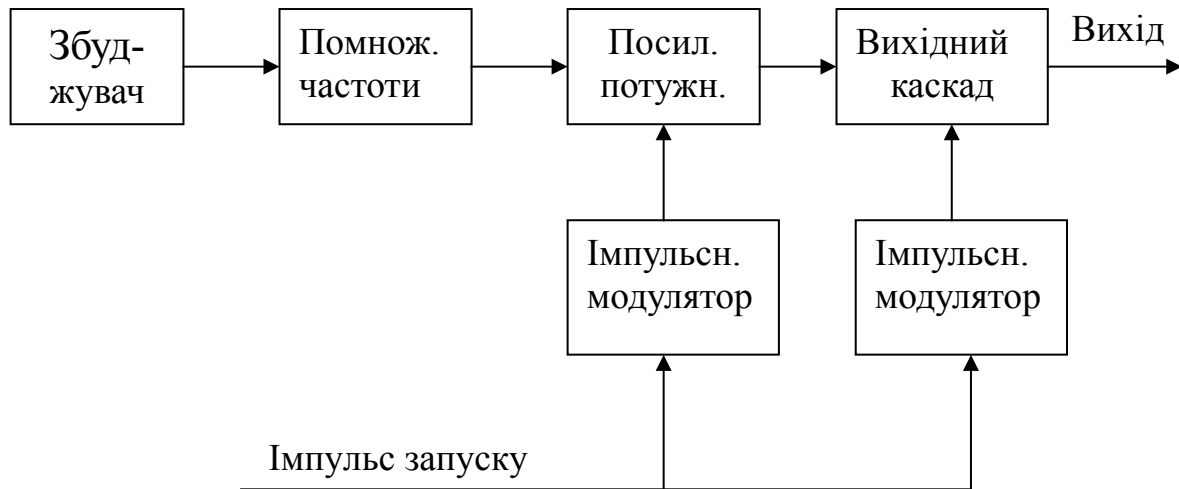


Рис. 10.2 - Схема багатокаскадного РПП

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.

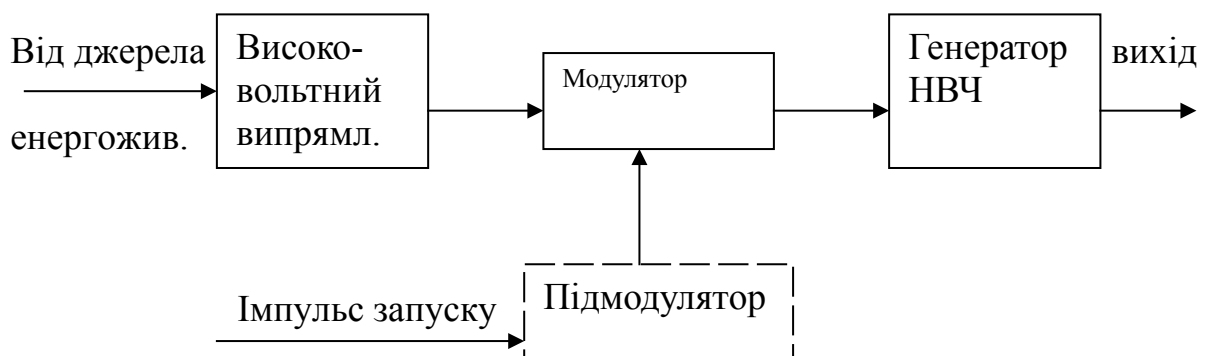


Рис. 10.2 а - Схема однокаскадного РПП

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_{Π} . При цьому

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

де E_m – енергія, накопичена модулятором;

P_v – потужність ВВ;

T_{Π} – 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

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

Оскільки $\tau_i \ll T_{\Pi}$, то $P_v < P_m$. Це дає можливість вибирати ВВ 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.

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

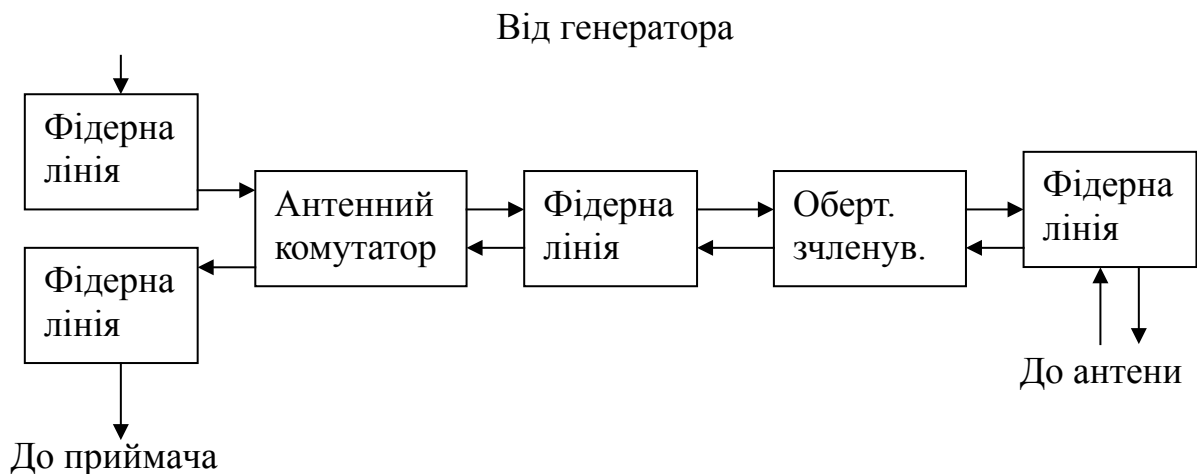


Рис. 10.3 - Схема фідерної системи

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 kabini, 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:

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

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:

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

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

Відповідно до вище викладеного до фідерної системи ставляться наступні вимоги:

ККД і $K_{\bar{\sigma}}$ 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 $P_{\text{дон}}$ 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 нерухомої 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.

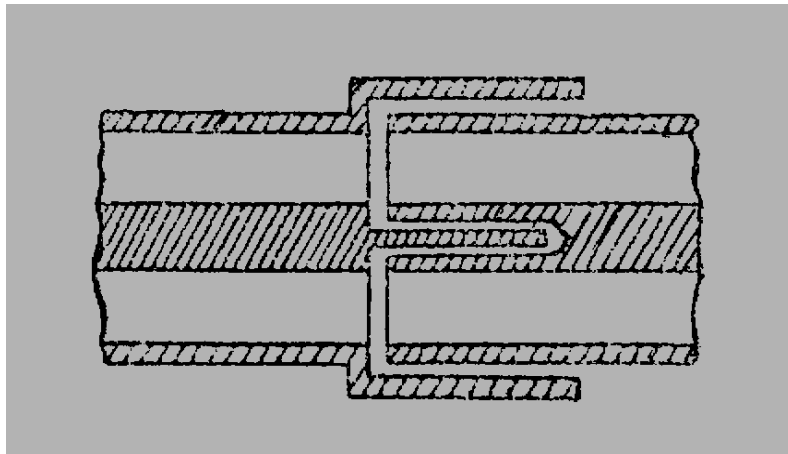


Рис. 10.4 - Обертове зчленування з коаксіальними кабелями

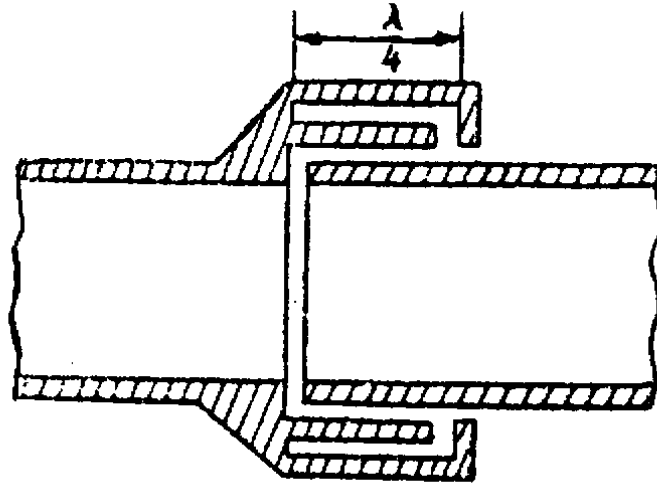


Рис. 10.5 - Обертове зчленування з дросельним фланцем

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

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

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 вираз

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

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;

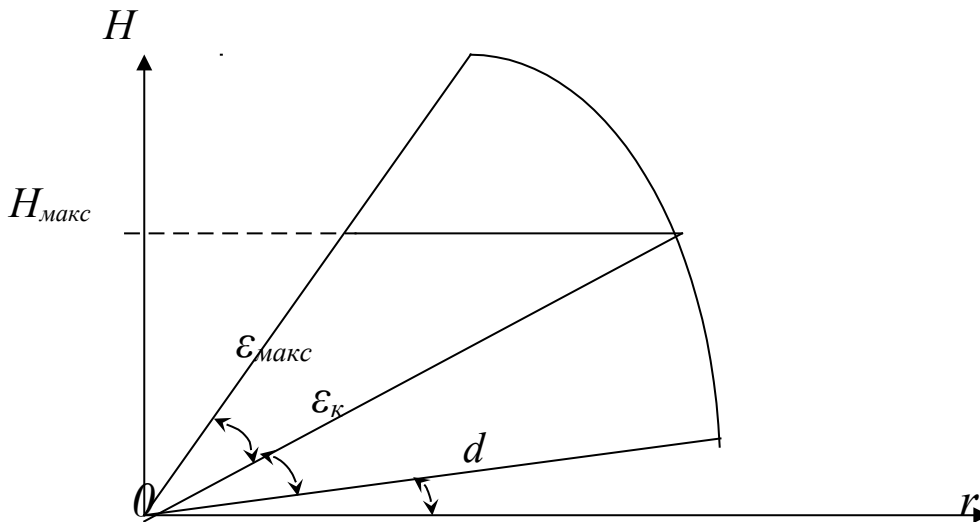


Рис. 10.6 - Косеконсна діаграма спрямованості

комбінованим методом парціальних діаграм і зміщених опромінювачів.

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 ДСА (стрілкою показаний напрямок максимуму його випромінювання).

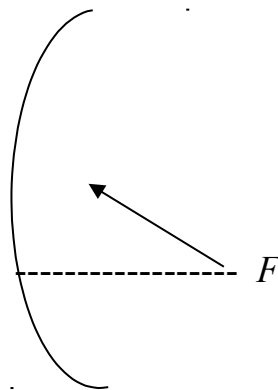


Рис. 10.7 - Профіль антени

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

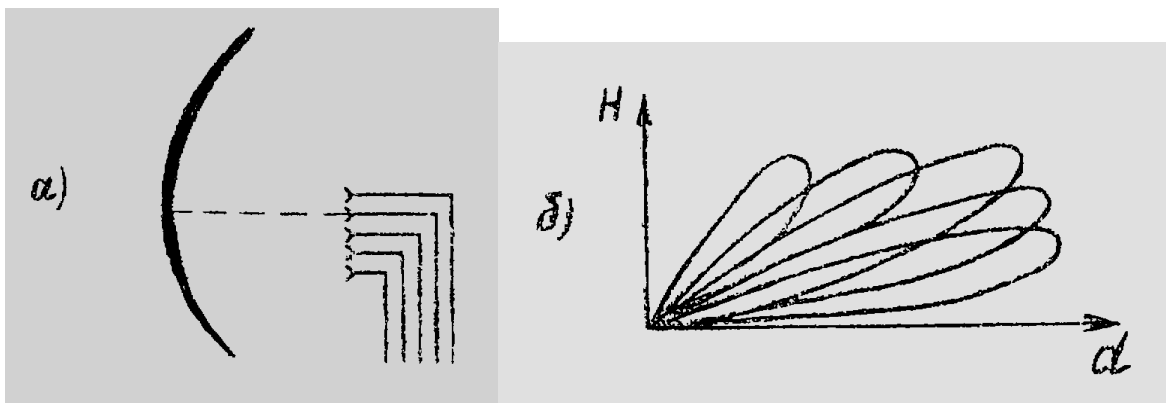


Рис. 10.8 - Форма антени і її діаграма спрямованості

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)

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.

чені до загального приймача (рис. 10.9).

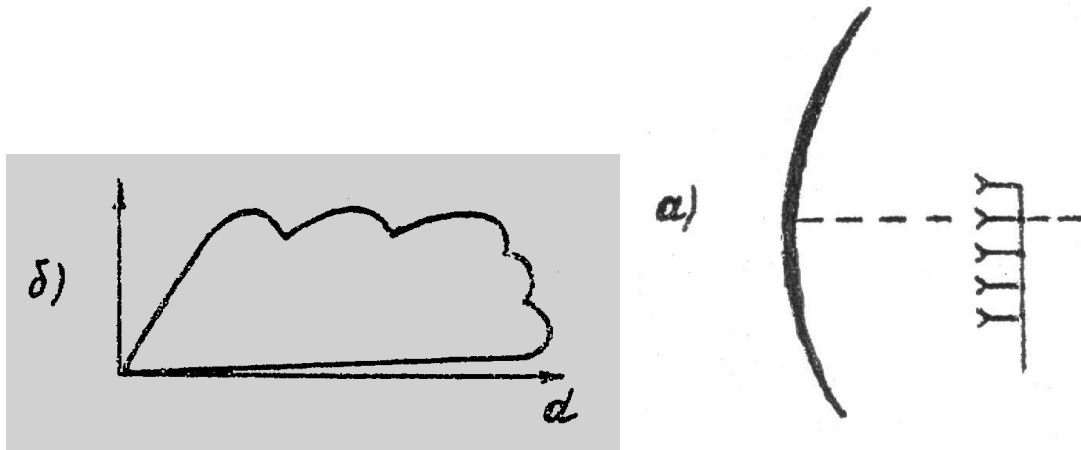


Рис. 10.9 - Схема підключення опромінювачів

Сутність комбінованого методу показана на рис.10.10.

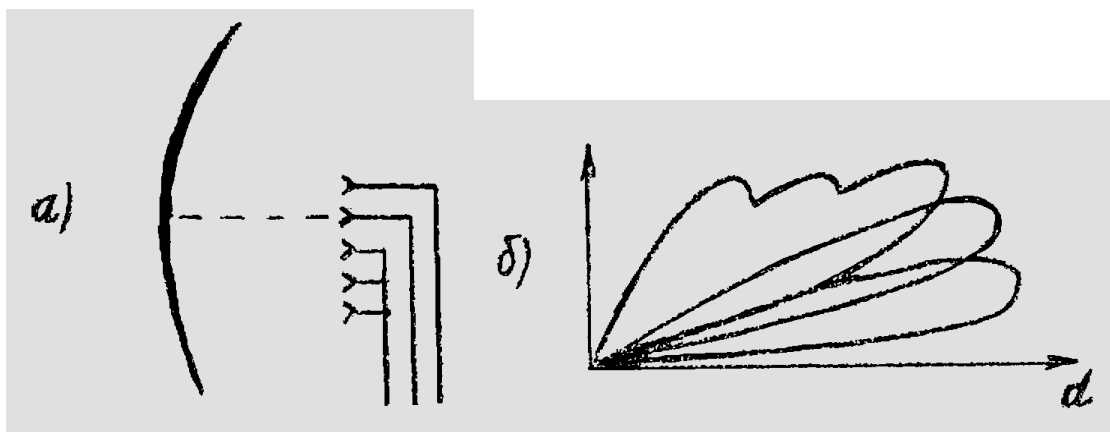


Рис. 10.10 - Комбінований метод формування діаграми спрямованості

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.

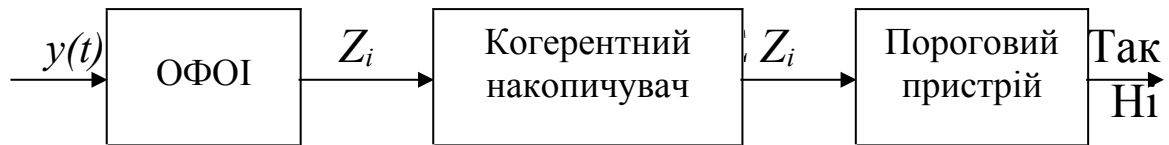


Рис. 11.1 - Схема оптимального виявителя

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 $\sum Z_i$ 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.

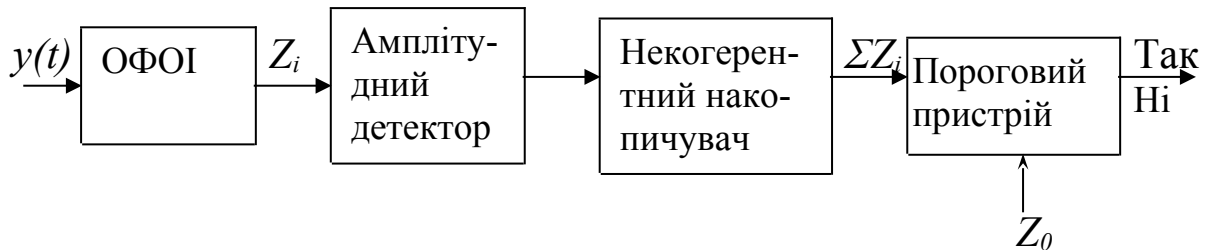


Рис. 11.2 - Схема квазіоптимального виявителя

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).

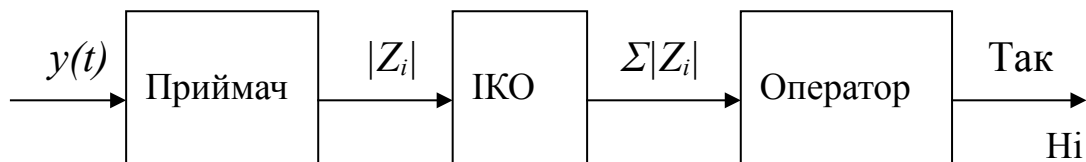


Рис. 11.3 - Схема приймача з амплітудним детектором

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 $x(t)$

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

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:

$$\omega_2 = \omega_{np}; \quad \omega_1 = \omega_0 - \omega_{np};$$

$$x_2(t) = x(t); \quad x_1(t) = 1;$$

$$\varphi_2(t) = \varphi(t); \quad \varphi_1(t) = 0,$$

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.

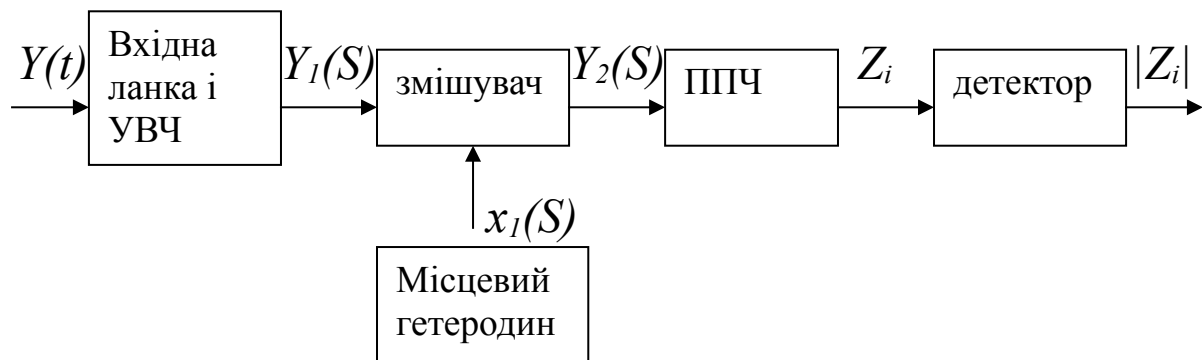


Рис. 11.4 - Схема супергетеродинного приймача

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:

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

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 $K_{макс}$ 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).

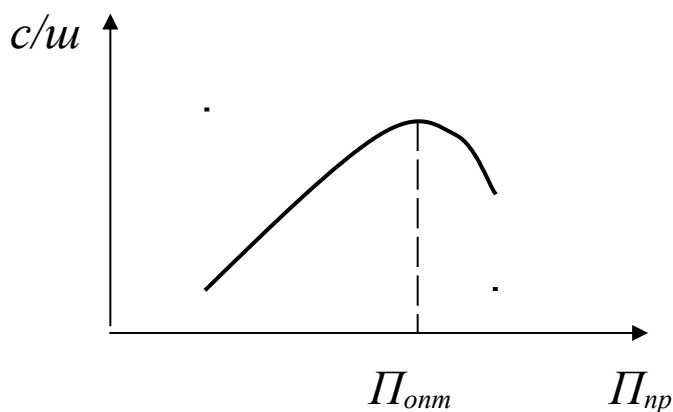


Рис. 11.5 - Графік залежності відношення сигнал/шум від смуги пропускання приймача

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 $\Delta f_{опт}$.

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

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

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.

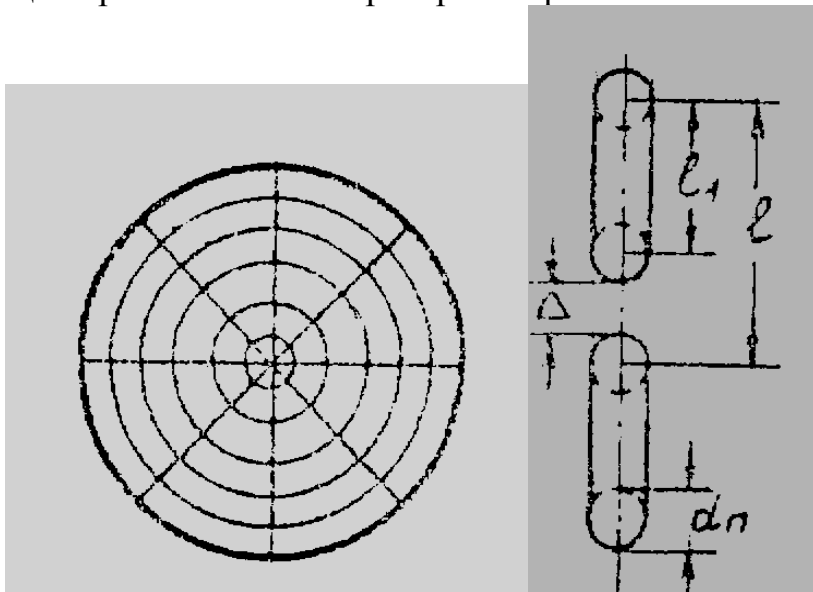


Рис. 12.1 - Схема ІКО з мітками від об'єкта

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

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

де $r_{ШК}$ - дальність, відображувана на екрані ЕПТ;
 lpr - робоча довжина розгорнення дальності;
 $d_{П}$ - 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

$$\Delta r = \frac{c\tau_i}{2} + \frac{r_{ШК}}{lpr} (d_{П} + \Delta) \quad (12.2)$$

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 $Ke = 0,4$.
 Остаточна роздільна здатність по дальності дорівнює

$$\Delta r = \frac{c\tau_i}{2} + \frac{r_{ШК}}{K_E Q_{\Phi}} + \frac{r_{ШК} \Delta}{K_E d_E}. \quad (12.4)$$

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 рздільної 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.

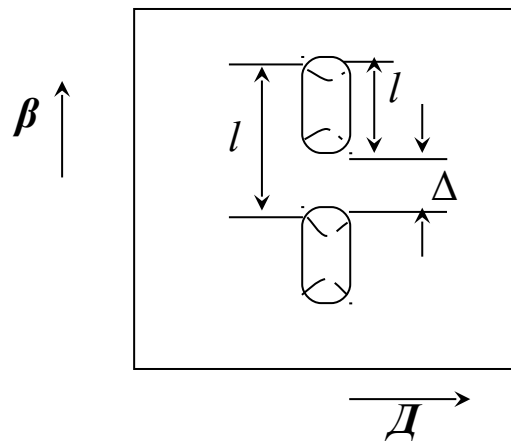


Рис. 12.2 - Вид екрана індикатора з міткою від об'єкта

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 $\frac{\beta_{CEK}}{l_{p\beta}} l_1 \approx \Delta\beta_{0,5}$. Тоді роздільна здатність МРЛ

по азимуту дорівнює

$$\Delta\beta = \Delta\beta_{0,5} + \frac{\beta_{CEK}}{l_{p\beta}} (d_{II} + \Delta) \quad (12.6)$$

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 $\beta_{CEKT} = 360^\circ$, довжина розгорнення азимута дорівнює довжині окружності радіуса r , рівного відстані від центра екрана до мітки від об'єкта. Відповідно до цього

$$\Delta\beta_{IKO} = \Delta\beta_{0,5} + \frac{360^\circ}{2\pi r} (d_{II} + \Delta) \quad (12.7)$$

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 $r_{МК}$ 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.

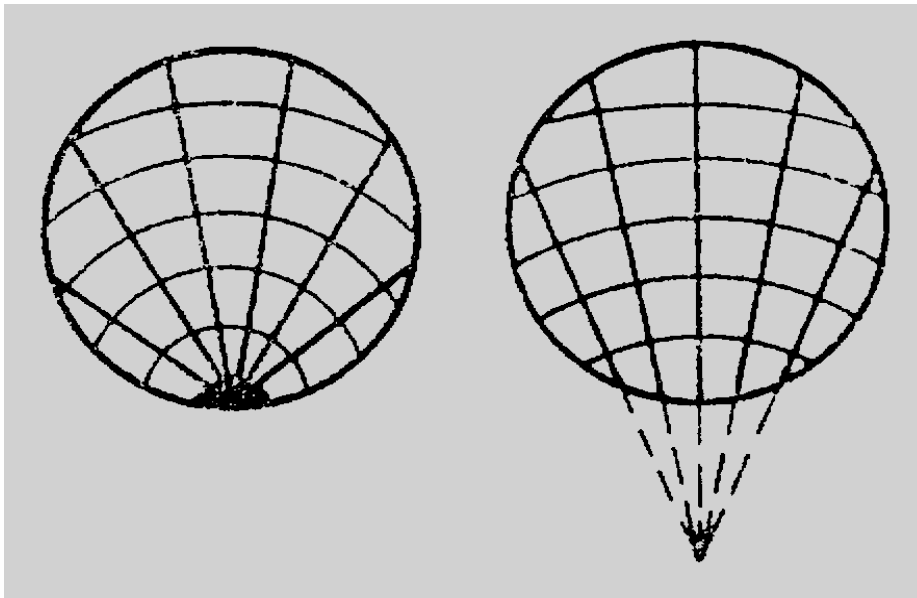


Рис. 12.3 - Режим секторного огляду

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

$$r_{mk} = r_{макс} - r_{ц}$$

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.

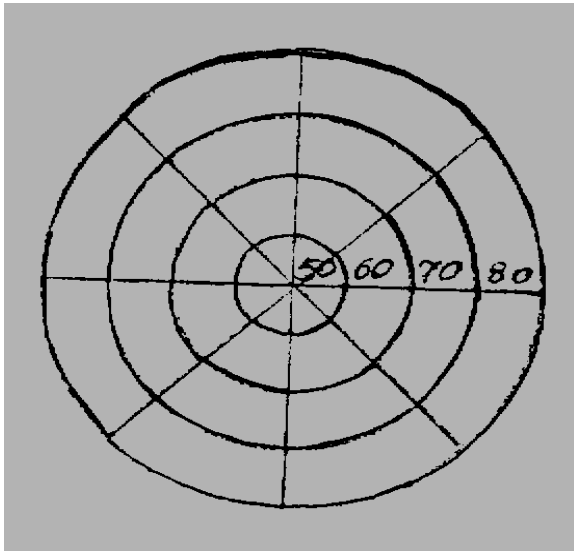


Рис. 12.4 - Режим кільцевого огляду

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.

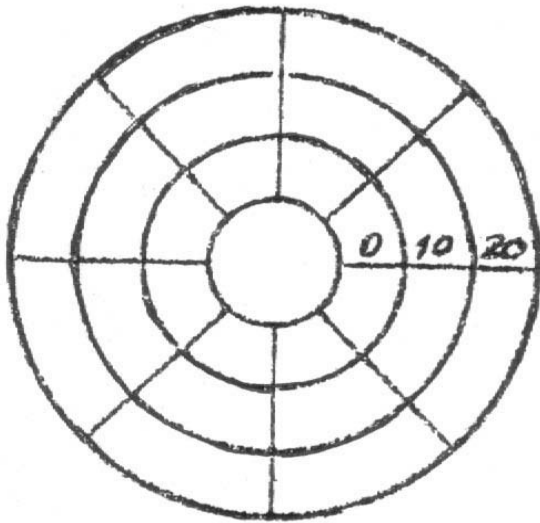


Рис. 12.5 - Радіально-кругове розгорнення з розтягнутим центром

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 пилкоподібних імпульсів струму однакової амплітуди.

Магнітні потоки, створювані відхиляючими котушками, можна представити

$$\begin{aligned} \phi_1 &= kf(t) \cos \omega at, \\ \phi_2 &= jkf(t) \sin \omega at, \end{aligned} \quad (12.9)$$



Імпульс запуску

Відхиляюча котушка
Фокусуюча котушкаМасштаб відм. D
Масштаб відм. B
Сигнали приймача

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.

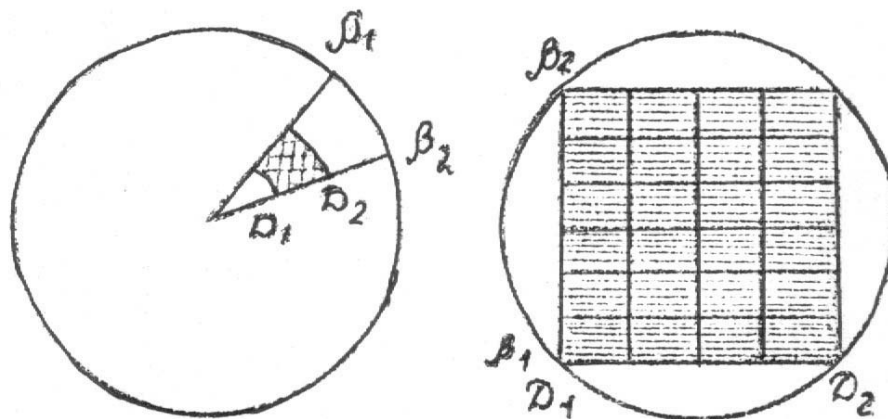


Рис. 12.8 - Вид екрана індикатора секторного пошуку

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.

Неважко 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 $\Delta f_c = 1 \text{ МГц}$, 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:

$$\Delta f_{\text{ПР}} = \Delta f_c + 2\Delta f_{\text{ном}} , \quad (13.2.)$$

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:

$$L_{ПП} = \frac{\Delta f_C + 2\Delta f_{ном}}{\Delta f_C} = 1 + 2 \frac{\Delta f_{ном}}{\Delta f_C} . \quad (13.3)$$

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 вибирати 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 $\Delta f_{IP} = f_c - f_r$. 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).

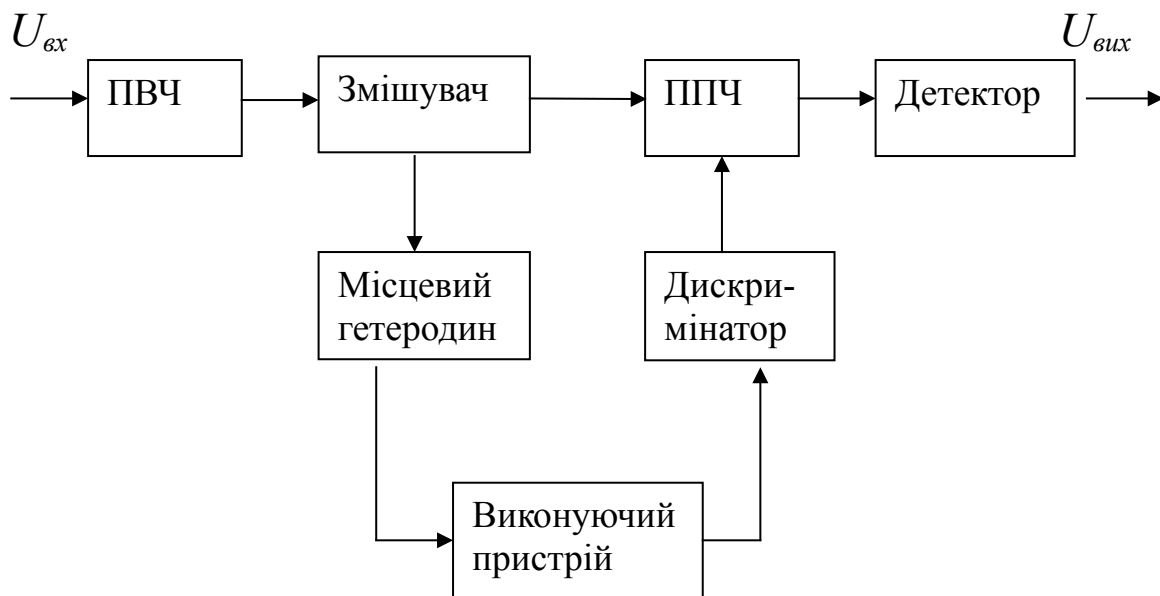


Рис. 13.1 - Схема різницевої сполученої системи АПЧ

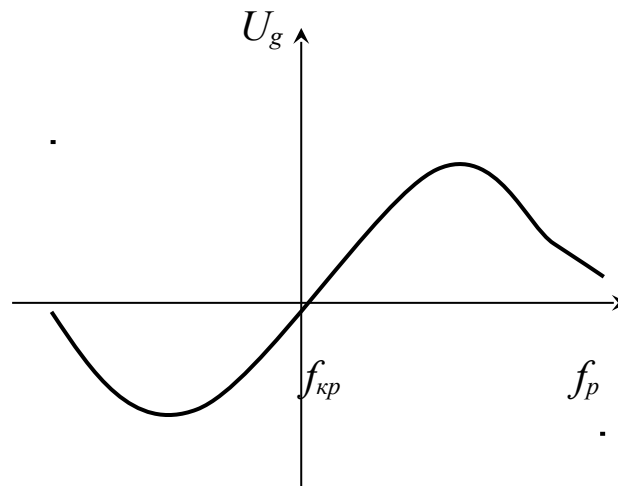


Рис. 13.2 - Дискримінаційна характеристика АПЧ

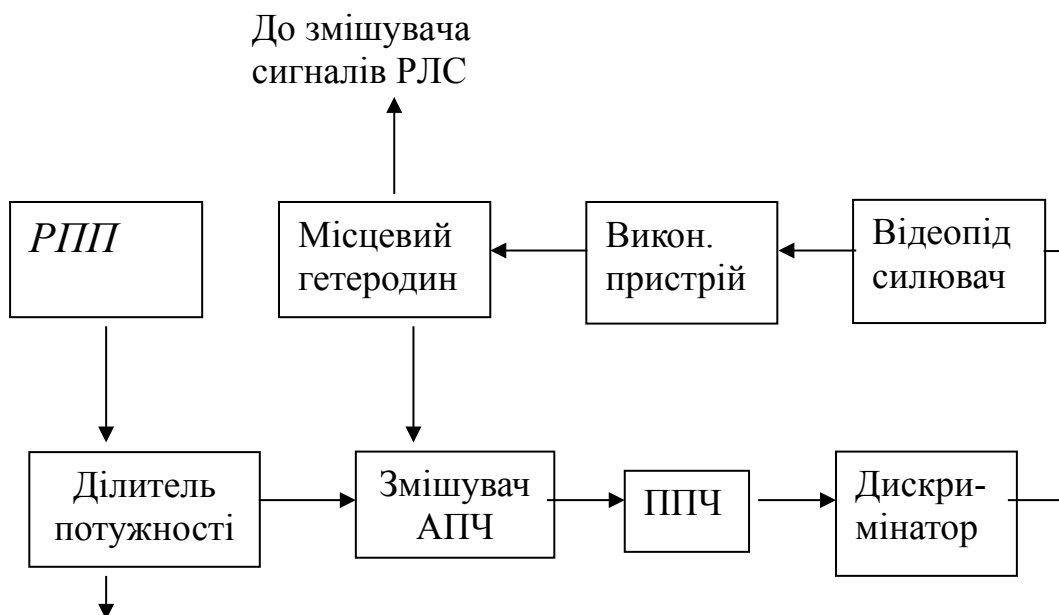
Вихідна напруга дискримінатора впливає на виконавчий пристрій, що змінює частоту гетеродина доти, поки проміжна частота не буде дорівнювати її номінальному значенню. Таким чином, процес регулювання частоти здійснюється по замкнутій петлі зворотного зв'язку, утвореної наступними елементами: змішувач, 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 $f_{\text{пр}} = f_{\text{ПРПЧ}} = f_c - f_r$. 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.



До антени

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, пропонувані до системи перебудови частоти РЛС.

13.5 Перерахувати основні варіанти побудови систем перебудови частоти РЛС.

14 ОСНОВИ ПОБУДОВИ АВТОМАТИЧНИХ ІНФОРМАЦІЙНО – ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ

14.1 Загальні відомості про датчики метеорологічної інформації

Аерологічні вимірювання відносяться до класу метеорологічних і їх метою є вимірювання метеорологічних елементів вільної атмосфери. Особливістю аерологічних вимірювань є те, що вимірювання проводяться не в одній точці, як це робиться при наземних метеорологічних вимірюваннях, а при русі вимірювального приладу по вертикалі і горизонталі. Це приводить до необхідності врахування руху, оскільки при цьому виникають погрішності вимірювань. Це обумовлено тим, що діапазон вимірювання метеорологічних елементів в процесі вертикального підйому приладів пробігає дуже швидко, внаслідок чого їх показання через інерційні властивості можуть значно відставати від дійсного ходу значень відповідних метеорологічних елементів.

Більшість аерологічних приладів призначена для проведення дистанційних вимірювань. При таких змінах прилад знаходиться в точці, віддаленій від місця його випуску, і результати вимірювань повинні доставлятися на пункт збору або передаватися туди по радіоканалу.

Метеорологічні елементи вільної атмосфери, що підлягають вимірюванню, володіють великою тимчасовою і просторовою мінливістю, що приводить до необхідності мати у вимірювальних приладах значний динамічний діапазон. Зокрема, якщо говорити про вимірювання параметрів атмосфери хоча б до висоти 50 км, то мова повинна йти про вимірювання тиску від 1000 до 1 мбар, температури від +50 до –80°C, відносної вологості від одиниць до 100%

В процесі аерологічних досліджень вимірювальні прилади працюють в умовах швидких змінних температур, що приводить до помилок вимірювань, обумовлених впливом температури навколишнього

середовища на параметри приладів і їх окремих вузлів. Зокрема, зміна температури атмосфери, що має місце при підйомі вимірювальних приладів на кулях-зондах, аеростатах і літаках, суттєво впливає на результати вимірювання тиску за допомогою мембранних коробок, оскільки при зміні температури навколишнього середовища змінюється модуль пружності матеріалу коробки і розташованого в ній газу.

При проведенні вимірювань на великих висотах на первинні вимірювальні перетворювачі чинить істотний вплив пряма сонячна радіація, що призводить до їх «радіаційного перегрівання», наслідком якого є поява авіаційних погрешностей. Особливо суттєвий вплив радіація чинить на первинні вимірювальні перетворювачі температури. Боротьбі із радіаційним перегрівом первинних вимірювальних перетворювальних аерологічних приладів приділяється велика увага. Для цього застосовуються цілі комплекси технічних мір.

Для доставки вимірювальних приладів в точки вимірювань застосовуються спеціальні льотно-підйомні засоби. Такими засобами можуть бути кулі-зонди, аеростати, літаки, ракети і, нарешті, штучні супутники Землі.

Відомо, що основні метеорологічні елементи вільної атмосфери (температура, вологість, тиск) зазвичай змінюються в часі і по горизонталі набагато повільніше, ніж по висоті. Тому результати вимірювань, отримані в процесі проведення сеансу вимірювань для різних висот, відносяться до одного ж моменту часу (як правило, початку підйому) і до однієї вертикалі, що проходить над пунктом вимірювань.

Для надійного вимірювання метеорологічних елементів вільної атмосфери, особливо температури і вологості, необхідна достатня вентиляція (обдув) первинних вимірювальних перетворювачів повітряним потоком. При невеликих швидкостях їх природного обтікання набігаючим повітряним потоком це обдування має бути штучним. При великих швидкостях переміщення приладу щодо набігаючого повітряного потоку, наприклад, при підйомі вимірювальних приладів на сучасних швидкісних літаках або ракетах, приймають спеціальні заходи і, крім того, вводять відповідні поправки за рахунок динамічного нагріву чутливих елементів.

Внаслідок перерахованих особливостей, а також через велике число джерел різних погрешностей точність аерологічних вимірювань значно нижче точності метеорологічних вимірювань, що виконуються в наземних умовах. Вказані обставини призводять до необхідності розробки спеціальних методів аерологічних вимірювань і спеціальної аерологічної техніки.

14.1.1 Вимірювальні перетворювачі температури

Вимірювання температури в аерології займає особливе місце. Це обумовлено не тільки складністю вимірювань температури атмосфери на різних висотах, але і тим, що ряд вимірювань інших метеорологічних елементів (вологості, тиску, параметрів повітряних потоків, променистої енергії і ін.) зрештою також зводиться до вимірювання температури або включає як необхідна складова частина температурні вимірювання. Основною особливістю температурних вимірювань у вільній атмосфері є широкий діапазон і наявність цілого ряду чинників, що спотворюють результати вимірювань. До найбільш істотних чинників відносяться: просторова і тимчасова мінливість температури атмосфери, широкий діапазон зміни щільності повітря від рівня моря до верхньої атмосфери; потужні потоки променистої енергії (особливо у верхній атмосфері); присутність води, що конденсує, у вигляді краплин хмар і дощу (у тропосфері).

Окрім вказаних чинників, обумовлених фізичними властивостями атмосфери, істотний вплив на результати вимірювань роблять характер руху носія вимірювального приладу, від якого залежить тимчасова мінливість вимірюваної температури відносно термочутливого тіла перетворювача, і характер його обтікання набігаючим повітряним потоком.

Вживані в аерології методи вимірювання температури можна розділити на прямі і непрямі. Прямі методи засновані на використанні первинних вимірювальних перетворювачів, які в процесі вимірювань знаходяться в тепловій рівновазі з атмосферою. Така рівновага досягається в результаті теплообміну між атмосферою і перетворювачем. При тепловій рівновазі температура перетворювача дорівнює температурі атмосфери.

В умовах аерологічних вимірювань, коли вимірювач температури переміщається відносно набігаючого повітряного потоку, кінетична енергія потоку перетворюється на додатковий нагрів і теплова рівновага повністю не виконується. Порушення теплової рівноваги обумовлене дією на перетворювач зовнішньої або внутрішньої теплової енергії і приводить до погрешностей вимірювання.

Фізичні властивості вимірювального перетворювача практично не повинні залежати від тиску, вологості та ін.

Непрямі методи вимірювання температури засновані на вимірюванні деяких параметрів атмосфери, залежних від її температури. Наприклад, до непрямих методів можна віднести акустичний спосіб, заснований на вимірюванні швидкості поширення звуку в атмосфері. Оскільки швидкість поширення звуку в атмосфері залежить від щільності атмосфери, яка, у свою чергу, залежить від температури, то, отже, за результатами вимірювання швидкості звуку в атмосфері можна судити про її температуру. Відомо, наприклад, що рівень власного теплового випромінювання атмосфери залежить від її температури. На використанні

цієї залежності засновані непрямі методи вимірювання температури: оптичний і радіометричний.

Процес вимірювання температури в сучасних аерологічних приладах полягає в перетворенні інформації про значення вимірюваної температури як неелектричної величини у форму, зручну для подальших перетворень у вимірювальному каналі і використання результатів вимірювань. Досвід створення аерологічних вимірювальних приладів і їх експлуатації показав, що найбільш зручними з погляду побудови сучасних аерологічних приладів є перетворювачі температури, в яких результати перетворення вимірюваної температури у вихідний параметр виражаються у вигляді зміни електричної величини.

У практиці аерологічних вимірювань найбільш поширені первинні вимірювальні перетворювачі типів: вимірювана температура – опір; вимірювана температура – переміщення, вимірювана температура – напруга; вимірювана температура – випромінювання; вимірювана температура – щільність.

До першої групи відносяться резистивні перетворювачі, до другої – біметалічні, а до третьої – термоелектричні, до четвертої – радіаційні, до п'ятої – акустичні і ємнісні.

Резистивні перетворювачі. Принцип дії резистивних перетворювачів заснований на використанні залежності їх електричних опорів від температури. Наприклад, від матеріалу резистора розрізняють металеві, напівпровідникові і електролітичні перетворювачі. Металеві перетворювачі використовуються в літаковій, аеростатній, ракетній вимірювальній апаратурі, напівпровідникові і електролітичні – в радіозондах.

Металеві перетворювачі. Резистивні металеві перетворювачі часто називають металевими термометрами опору або терморезисторами. Для їх виготовлення застосовують тонкий дріт з платини, міді, вольфраму, нікелю, заліза, оскільки ці метали мають постійний температурний коефіцієнт опору в широкому діапазоні температур.

Залежність опору від температури для металевих терморезисторів визначається співвідношенням

$$R(t) = R_0 e^{a_t t}, \quad (14.1)$$

де R_0 – опір терморезистора при $t = 0^\circ \text{C}$ («холодний опір»); a_t – температурний коефіцієнт опору, показуючий зміну опору терморезистора при вимірюванні температури на 1 К; e – основа натуральних логарифмів.

Як впливає з виразу (14.1), температурний коефіцієнт опору визначається співвідношенням

$$\alpha_t = \frac{1}{R} \frac{dR}{dt}.$$

На практиці замість виразу (14.1) часто користуються співвідношеннями

$$R(t) = R_0(1 + At + Bt^2) \text{ при } t > 0^\circ \text{C},$$

$$R(t) = R_0 \left[1 + At + Bt^2 + Ct^3(t - 100) \right] \text{ при } t < 0^\circ \text{C}.$$

де A, B і C – постійні коефіцієнти, залежні від типу металу. Зокрема, для платини марки ПЛ-2 (ГОСТ 8588-64)

$$A = 3,96847 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}; \quad B = -5,847 \cdot 10^{-7} \text{ K}^{-2}; \quad C = -4,22 \cdot 10^{-12} \text{ K}^{-4}.$$

Для малих інтервалів зміни температури можна використовувати співвідношення

$$R(t) = R_0(1 + \alpha_t t).$$

Металеві терморезистори зазвичай виконуються у вигляді тонкої металеві нитки, намотаної на корпус з ізоляційного матеріалу. Для оберігання від механічних пошкоджень на терморезистор надягається захисний екран. З метою зменшення впливу радіаційного перегріву терморезистор поміщається в трубіці або шахті. Включення металевого терморезистора у вимірювальну схему здійснюється за допомогою провідників, що підводять (зазвичай мідних). Як вимірювальна схема при вимірюванні температури за допомогою металевих терморезисторів використовуються схеми рівноважного або нерівноважного моста.

Напівпровідникові перетворювачі. Як вимірювальні перетворювачі температури часто використовують напівпровідникові терморезистори. Резистивні напівпровідникові перетворювачі виготовляються з двоокису титану, окислу міді, цинку, кобальту і ряду інших металів і їх домішок. Як правило, напівпровідникові терморезистори виконуються у вигляді стрижнів (ММТ-1, ММТ-6) і бусинок (СТЗ-18 і СТЗ-25). Технологія їх виготовлення полягає в пресуванні необхідних форм з напівпровідникових порошкоподібних матеріалів із подальшим обпаленням при високій температурі. Для забезпечення підключення спресованого об'єму до електричного ланцюга в нього упресовуються металеві електроди.

Напівпровідникові терморезистори в порівнянні з іншими перетворювачами мають ряд переваг, обумовлених їх високою температурною чутливістю, малими габаритами, масою, а також великими значеннями опорів. В протилежність металевим терморезисторам, у яких температурний коефіцієнт опору позитивний (із збільшенням температури опір зростає), у напівпровідникових терморезисторів температурний коефіцієнт опору негативний (із збільшенням температури опір зменшується).

Температурна залежність опору напівпровідникових терморезисторів задовільно апроксимується експоненціальною залежністю

$$R(t) = Ae^{-\frac{B}{T}},$$

де T – змінна температура за шкалою Кельвіна;

A і B постійні коефіцієнти, залежні від фізичних властивостей напівпровідникового матеріалу.

Температурний коефіцієнт опору напівпровідникового терморезистора виражається співвідношенням

$$\alpha_T = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} = -\frac{B}{T^2},$$

Оскільки в довідковій літературі зазвичай вказується опір напівпровідникових терморезисторів при $+20^\circ\text{C}$ (293 К) R_{20} , то на практиці зручно користуватися співвідношенням

$$R(T) = R_{20} e^{-\frac{B}{T} + \frac{B}{270}},$$

де B – постійний коефіцієнт.

Порівняно складна технологія виготовлення напівпровідникових терморезисторів приводить до того, що в даний час напівпровідникові терморезистори, призначені для застосування в аерологічних приладах (радіозонди), виготовляються з допуском $\pm 20\%$ для «холодного» опору і $\pm 0,2\%$ на 1°C для температурного коефіцієнта опору. Внаслідок цієї залежності опору від температури для різних зразків однотипних напівпровідникових терморезисторів з одним і тим же номінальним значенням «холодного» опору виявляються різними.

Основною характеристикою напівпровідникового терморезистора є коефіцієнт енергетичної чутливості (у Ваті на відсоток зміни опору), що визначається співвідношенням

$$G = \alpha_T \frac{H}{100},$$

де H – коефіцієнт розсіяння теплової енергії на терморезисторі, Вт/°С.

В табл. 14.1 приведені основні параметри напівпровідникових терморезисторів, вживаних в сучасних аерологічних приладах.

Таблиця 14.1-Основні параметри напівпровідникових терморезисторів, вживаних в аерологічних приладах

Тип	R ₂₀ , кОм	В	α _T %/°С при 20°	Діапазон робочих температур		Н, мВт/ °С	Q, мВт	Постійна часу при вентиляції зі швидкостями		Довжина, мм Діаметр, мм
				від	до			w=0	w=4м /с	
ММТ- 1	6,8-8,2	2500 - 2400	2,4-2,8	-90	+125	1,6	0,6	35	6,5	<u>10-13</u> 1,8-2,2
ММТ- 6	10-100	2060	2,4	-60	+125	1,7	0,3	35	2,2	<u>5-6</u> 0,7-0,8
СТЗ-18	3,3	2250 - 3520	2,6-4,1	-90	+125	0,18	0,05	1,0	0,28	<u>0,48</u> 0,34
СТЗ-25	3,3	2600 - 3200	3,75	-100	+125	0,08	0,02	0,4	0,11	<u>0,27</u> 0,17

Основними джерелами погрешностей вимірювання температури за допомогою напівпровідникових терморезисторів при аерологічних вимірюваннях є сонячна радіація (радіаційний перегрів), тепла інерція, адиабатичне стискування і тертя повітря. Крім того, на погрешність вимірювання впливає нагрів напівпровідникового терморезистора, вимірювальним струмом, що протікає через нього. Що стосується цієї погрешності, то в правильно сконструйованих вимірювальних схемах струм, що протікає через терморезистор, дуже малий, і він практично не

розігриває терморезистор. Очевидно, що ступінь радіаційного перегріву залежить від висоти Сонця, щільності повітря, швидкості обтікання, наявності хмарності, що відображає здібності хмар і підстилаючої поверхні, а також від конструкції приладу. З метою зменшення радіаційної помилки напівпровідникові терморезистори покривають спеціальними антирадіаційними покриттями з великим коефіцієнтом віддзеркалення сонячної радіації.

Значення радіаційної погрішності вимірювання температур збільшується з висотою підйому і висотою Сонця.

Для ілюстрації вказаних залежностей в табл. 14.2 приведені значення радіаційних помилок радіозонда з напівпровідниковим терморезистором залежно від висоти підйому H і висоти Сонця h_{\odot} .

Таблиця 14.2-Радіаційні помилки радіозонда РКЗ-5 з терморезистором ММТ-1(°C)

		h_{\odot}							
H км	-5	0	10	20	30	40	50	70	90
1	-	0,0	0,2	0,3	0,4	0,4	0,5	0,5	0,5
5	-	0,1	0,3	0,4	0,5	0,6	0,6	0,7	0,7
10	-	0,2	0,3	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,0
15	-	0,3	0,6	1,1	1,3	1,6	1,7	1,8	1,9
20	-	0,4	1,0	1,6	2,1	2,3	2,4	2,6	2,9
25	0,0	0,9	1,5	2,4	3,1	3,4	3,5	3,8	4,2
30	0,3	1,7	2,6	3,6	4,6	4,9	5,1	5,6	6,2
35	0,6	2,9	4,2	5,5	6,8	7,2	7,5	8,2	9,0
40	1,3	5,4	6,6	8,0	9,7	10,2	10,6	11,5	12,7

Електролітичні перетворювачі. Принцип дії електролітичних перетворювачів заснований на використанні залежності електричного опору електроліту від температури. Зокрема, в радіозонді США використовується перетворювач з електролітом у вигляді розчину хлористої міді, суміші соляної кислоти і етилового спирту, який поміщений в скляну трубку з платиновими електродами. Температура визначається по опору електроліту змінному струму.

Приведемо відносні зміни опору такого електролітичного перетворювача залежно від температури (R_0 – опір перетворювача при 0°C).

Не дивлячись на значну чутливість, електролітичні перетворювачі останніми роками почали витіснятися напівпровідниковими терморезисторами.

Біметалічні перетворювачі. Принцип дії біметалічних перетворювачів заснований на використанні залежності ступеня вигину двошарової металевої пластини, виконаної з металів з різними коефіцієнтами теплового розширення від температури. При зміні температури біметалу він згинається, при цьому у разі нагрівання метал з меншим значенням коефіцієнта теплового розширення виявляється усередині зігнутої поверхні.

Для виготовлення біметалів застосовують різні сплави нікелю і заліза, що обумовлене широкими межами вимірювання коефіцієнта теплового розширення таких сплавів і їх задовільними пружними властивостями, а також міцністю і легкою зварюваністю одного з одним. Найбільш поширеними формами біметалічних перетворювачів є кола і спіралеподібні. Принцип вимірювання температури за допомогою таких перетворювачів полягає в тому, що один кінець біметалічного перетворювача закріплюється нерухомо, а інший при зміні температури переміщається. За допомогою передавальних кінематичних ланок це переміщення передається покажчику (стрілці, движку потенціометра і так далі), положення якого і відзначає значення вимірюваної температури.

Відхилення вільного кінця біметалічної пластини ΔL при зміні температури на Δt визначається співвідношенням.

$$\Delta L = M \frac{L}{d_1 + d_2} (k_1 + k_2) \Delta t, \quad (14.2)$$

де M – коефіцієнт, залежний від форми біметала (для прямої пластини $M=1$); L – довжина біметала; d_1 і d_2 – товщина металевих смужок, створюючих біметал; k_1 і k_2 – коефіцієнти теплового розширення компонентів.

З виразу (14.2) виходить, що, чим довше біметалічна пластина, чим вона тонше і чим більше різниця коефіцієнтів теплового розширення складових, тим більше чутливість такого перетворювача до зміни температури.

Зазвичай товщина біметалічних пластин, вживаних в перетворювачах аерологічних приладів, складає 0,1–0,5 мм, що обумовлене необхідністю забезпечення потрібних механічних характеристик. Величина відхилення вільного кінця біметалічного перетворювача залежить і від форми пластини, через що теоретичні методи розрахунку таких перетворювачів не забезпечують необхідної точності. Тому величина деформації біметалічних перетворювачів для кожної конкретної його форми визначається експериментально. У радіозондах

застосовуються біметалічні перетворювачі температури у вигляді спіралі (наприклад, в радіозондах типу А-22). Для зменшення радіаційного перегріву такі перетворювачі поміщаються в шахти, що мають чорну матову внутрішню поверхню з метою виключення багатократного віддзеркалення власного теплового випромінювання біметалічного перетворювача і добре відбиту зовнішню поверхню.

Термоелектричні перетворювачі. Принцип дії термоелектричних перетворювачів заснований на ефекті Зеєбека, тобто на використанні залежності термоелектрорушійної сили (ТЕРС) в ланцюзі різних провідників від температур місць їх з'єднання (спаю). Ланцюг, складений з двох різнорідних провідників 1 і 2 (рис.14.1), називається термопарою.

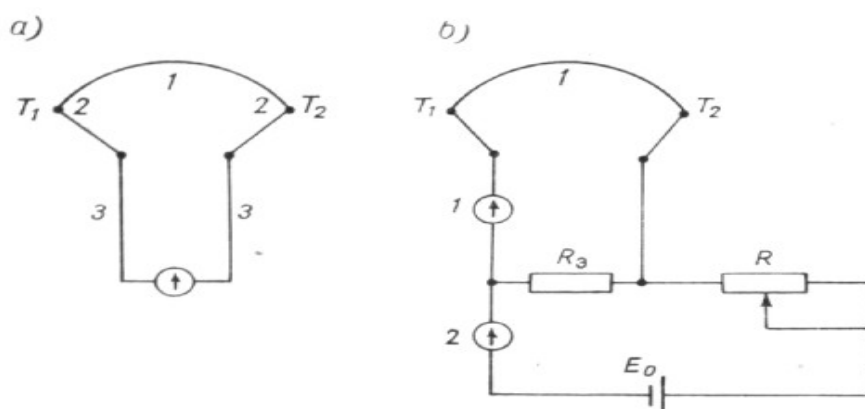


Рис 14.1 Термоелектричний перетворювач температури.

а) схема (1,2 – різнорідні провідники; 3 – провідники ланцюга, що підводить); б) до вимірювання ТЕРС методом заміщення

Для термопари, складеної з двох різнорідних провідників, ТЕРС не залежить від форми, розмірів провідників, місць їх з'єднання, а залежить від роду металів і різниці температур спаїв

$$E = E_0(t_1 - t_2), \quad (14.3)$$

де E_0 – питома ТЕРС для даної пари металів; t_1 і t_2 – температура відповідних спаїв.

Як впливає із співвідношення (14.3), при рівності температур ТЕРС перетворюється на нуль. Це означає, що, якщо в ланцюг термопари включений інший провідник, то ТЕРС не має однакової температури. Це дуже важливий для практики висновок дозволяє включати термопари в електричні ланцюги без порушення їх режимів роботи. Питома ТЕРС для невеликої різниці температур спаїв визначається співвідношенням

$$E_0 = \frac{k}{e} \ln \frac{N_1}{N_2},$$

де k – постійна Больцмана, e – заряд електрона; N_1 і N_2 - концентрації носіїв електрики в першому і другому провідниках.

Для зручностей характеристики термоелектричних властивостей провідників їх питому ТЕРС визначають в парі з платиною, при цьому для будь-якої пари провідників питома ТЕРС дорівнює різниці алгебри питомих ТЕРС цих провідників в парі з платиною. Для прикладу оцінимо питому ТЕРС з найпоширенішої пари мідь – константант. Питома ТЕРС пари мідь – платина $E_{01} = 0,74 \times 10^{-5} \text{ B/K}$; питома ТЕРС пари константант – платина $E_{02} = -3,4 \cdot 10^{-5} \text{ B/K}$. В результаті питома ТЕРС пари мідь-константант $E = [0,74 - (-3,4)] \times 10^{-5} = 4,14 \times 10^{-5} \text{ B/K}$. Відмітимо, що питома ТЕРС ряду напівпровідникових матеріалів виявляється на порядок вищою в порівнянні з металами і їх сплавами.

Для забезпечення вищої температурної чуттєвості окремі термопари можуть з'єднуватися послідовно в термобатарей. Термоелектрорушійна сила батареї, що складається з n термопар, в n разів більше ТЕРС окремої термопари. У ряді випадків використовують паралельне з'єднання термопар. При паралельному з'єднанні ТЕРС батареї дорівнює ТЕРС окремої термопари, внутрішній опір батареї в порівнянні з внутрішнім опором окремої термопари зменшується в n разів. При необхідності отримання термобатарей з різними ТЕРС і внутрішніми опорами використовують різні комбінації, що складаються з паралельних і послідовних з'єднань термопар. Відмітимо, що спосіб з'єднання провідників в термопарах (паяння, зварювання) не впливає на величину ТЕРС; має бути забезпечений надійний електричний контакт. Теплова інерція термопари визначається масою спаю.

Вимірювання ТЕРС термопар (батарей) може проводитися двома способами: безпосереднім вимірюванням за допомогою гальванометра і за допомогою компенсаційної схеми з використанням джерела постійного струму (рис.14.1б). У разі безпосереднього вимірювання ТЕРС гальванометром за умови, що внутрішній опір гальванометра термопари (батарей) і сполучних провідників, показання гальванометра будуть рівні

$$U = nE_0(t_2 - t_1),$$

де n – число термопар в батареї при послідовному з'єднанні.

При використанні компенсаційної системи включення ТЕРС термопари компенсується протилежним по знаку падінням напруги на

резисторі R , включеному в ланцюг допоміжного джерела струму. Шляхом регулювання опору змінного резистора R добиваються відсутності струму в ланцюзі термопари, що фіксується гальванометром 1, при цьому свідчення гальванометра 2 будуть рівні

$$I = \frac{E_0 n}{R_9} (t_2 - t_1).$$

На закінчення відмітимо, що термоелектричні перетворення є вимірниками різниці температур. При необхідності вимірювання температури за допомогою одного спаю температура іншого спаю має бути незалежною від першого і постійно контролюватися (вимірюватися).

Акустичні перетворювачі. Принцип дії акустичних перетворювачів заснований на використанні залежності швидкості звуку в атмосфері від температури повітря. Відомо, що при постійному складі повітря фазова швидкість розповсюдження в ньому звукових коливань відповідно до закону Лапласа визначається співвідношенням

$$C_{зв} = \sqrt{\chi \frac{p}{\rho}}, \quad (14.4)$$

де $\chi = C_p / C_v$ – відношення питомих теплоємностей повітря при постійному тиску і постійному об'ємі відповідно, p – атмосферний тиск; ρ – щільність повітря.

Відношення тиску атмосфери до густини повітря у відповідності з рівнем стану газу визначається як

$$\frac{p}{\rho} = R_B t, \quad (14.5)$$

де t – температура повітря, $^{\circ}C$; R_B – газова стала повітря.

Відомо, що газова постійна повітря може бути виражена через універсальну газову сталу R залежністю

$$R_B = \frac{R}{m_c} \left(1 + 0,378 \frac{e}{p} \right), \quad (14.6)$$

де m_c – відносна молекулярна маса сухого повітря,
 e – пружність водяної пари.

У свою чергу відомо, що температура вологого повітря може бути виражена через його віртуальну температуру співвідношенням

$$T = T_B = \left(1 + 0,378 \frac{e}{p} \right), \quad (14.7)$$

Враховуючи вирази (14.5), (14.6) і маючи на увазі, що $\chi = 1,403$, $m_c = 28,966$, $R = 8,3143 \text{ Дж/кмоль} \times \text{К}$, формулу (14.4) можна переписати у вигляді

$$c_{36} = 20\sqrt{t},$$

звідки

$$t = \frac{c_{36}^2}{400}.$$

Чутливість акустичного перетворювача буде рівна

$$\frac{dc_{36}}{dt} = \frac{c_{36}}{2t}.$$

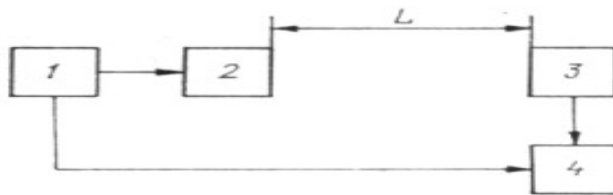


Рис.14.2. Схема акустичного перетворювача температури

Для вимірювання швидкості звуку на певній базі L (рис 14.2) розміщуються акустичний випромінювач 2 і акустичний приймач 3. Від генератора акустичних коливань акустичні сигнали надходять до випромінювача і на один вхід тимчасового вимірювача 4, на другий вхід якого надходять акустичні сигнали з виходу приймача. Тимчасовий вимірник забезпечує вимірювання часу розповсюдження Δt акустичної хвилі на відстань L , яка необхідна для визначення швидкості акустичної хвилі відповідно до виразу

$$c_{36} = \frac{L}{\Delta t} \quad (14.7)$$

Приведені вище співвідношення справедливі для випадку, коли повітря нерухоме щодо приладу, що в реальних умовах практично ніколи не виконується.

Якщо в просторі між приймачем і випромінювачем повітря переміщується під деяким кутом φ щодо бази, то вираз (14.7) прийме вигляд

$$c_{36} \pm v \cos \varphi = \frac{L}{\Delta t}$$

де v – швидкість переміщення повітряного потоку між приймачем і випромінювачем.

На практиці для вимірювання часу проходження акустичною хвилею бази L користуються фазовим або імпульсним методом. Суть фазового методу вимірювання тимчасового інтервалу полягає в наступному. Хай акустичний випромінювач випромінює звукову хвилю

$$A(t) = A_0 \sin \omega t,$$

де A_0 – амплітуда, а ω – кутова частота випромінюваних акустичних коливань. Після проходження акустичною хвилею бази L хвиля матиме вигляд

$$A'(t) = A'_0 \sin \omega(t - \Delta t) = A'_0 \sin \omega \left(t - \frac{L}{c_{36} \pm v \cos \varphi} \right)$$

тобто різниця фаз прийнятого і випромінюваного коливань буде рівна

$$\Delta \varphi = \frac{\omega L}{c_{36} \pm v \cos \varphi} = \frac{\varphi L (c_{36} \mp v \cos \varphi)}{(c_{36} \pm v \cos \varphi)(c_{36} \mp v \cos \varphi)} = \frac{\omega L (c_{36} \mp v \cos \varphi)}{c_{36}^2 - v^2 \cos^2 \varphi} \quad (14.8)$$

Оскільки $c_{36} \gg v$, то можна записати у вигляді

$$\Delta \varphi = \frac{\omega L}{c_{36}} \mp \frac{\omega L}{c_{36}^2} v \cos \varphi = \Delta \varphi_t \pm \Delta \varphi_v,$$

де $\Delta \varphi_t$ – фазове зрушення, обумовлене впливом температури на швидкість розповсюдження акустичних хвиль, $\Delta \varphi_v$ – фазове зрушення, обумовлене перенесенням повітря щодо приладу.

Чутливість акустичного перетворювача при фазовому методі вимірювань визначається співвідношенням

$$\frac{d\Delta\varphi_t}{dt} = -\frac{\omega L}{2c_{36}t}$$

і виявляється дуже високою і росте із збільшенням частоти коливань. Так, при $f = 10$ кГц, $L = 1$ м вона дорівнює $0,1\pi/K$. Для ще більшого підвищення чутливості необхідно переходити в область ультразвукових частот. Такі перетворювачі працюють в діапазоні частот від 50 до 100 кГц. При практичній реалізації акустичного перетворювача з фазовим методом вимірювання тимчасового інтервалу використовують схему, представлену на рис.14.2, в якій замість тимчасового вимірювача включають фазометричний пристрій.

Для виключення впливу перенесення повітря щодо приладу використовують двоканальну схему (рис.14.3), в якій акустичний перетворювач 1 випромінює коливання в протилежні сторони, а для прийому коливань – два акустичні приймачі (2,3). Прийняті акустичні сигнали після вимірювання їх фази за допомогою фазометрів 4 і 5 подаються на пристрої, що підсумовують (6) і віднімають (7), при цьому на виході пристрою, що підсумовує, мають місце

$$\Delta\varphi_{t1} + \Delta\varphi_{t2} = 2\Delta\varphi_t$$

а на виході віднімаючого

$$\Delta\varphi_{v1} + \Delta\varphi_{v2} = 2\Delta\varphi_v$$

Таким чином, результат підсумовування і віднімання в першому випадку не залежатиме від швидкості повітряного потоку, а в другому – від температури. Описана двоканальна схема акустичного перетворювача служить первинним вимірювальним перетворювачем швидкості вітру.

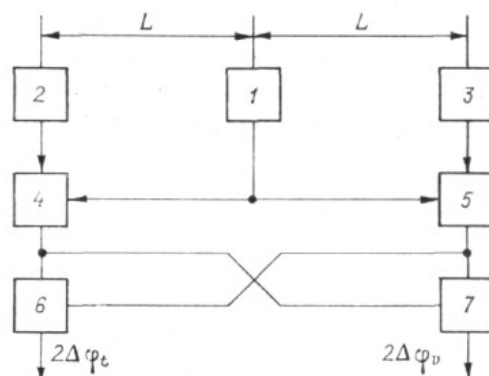


Рис. 14.3 Схема акустичного перетворювача температури з фазовим вимірюванням і двома базами

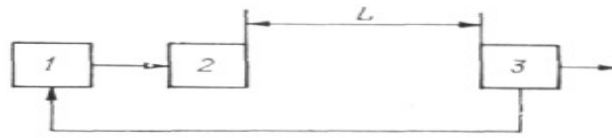


Рис. 14.4 Схема імпульсного акустичного перетворювача температури

Суть імпульсного методу вимірювання тимчасового інтервалу полягає в наступному (рис.14.4). Генератор акустичних імпульсів 1 із зовнішньою синхронізацією генерує, а акустичний випромінювач 2 випромінює в простір акустичні імпульси. Акустичний приймач 3 здійснює прийом цих імпульсів і їх перетворення у відповідні імпульси електричного струму, які запускають генератор акустичних імпульсів. Аналіз роботи такого перетворювача показує, що частота повторення імпульсної послідовності зв'язана зі швидкістю звуку співвідношенням

$$F_{II} = \frac{c_{зв} \pm v \cos \varphi}{L} = \frac{c_{зв}}{L} \pm \frac{v \cos \varphi}{L} = F_{II t} + F_{II v},$$

Чутливість акустичного перетворювача з імпульсним способом вимірювання часу розповсюдження коливань виражається формулою

$$\frac{dF_{II t}}{dt} = \frac{c_{зв}}{2Lt}$$

і не залежить від частоти акустичних коливань.

Вплив руху повітря на результати вимірювань в даному випадку можна виключити шляхом використання двох приймачів, як було розглянуто вище. При цьому сума частот повторення імпульсів з виходів двох приймачів міститиме інформацію про температуру атмосфери, а їх різниця - про швидкість повітряного потоку:

$$F_{II1} + F_{II2} = 2F_{II t},$$

$$F_{II1} - F_{II2} = 2F_{II v}.$$

Акустичні перетворювачі застосовуються для вимірювання температури при аеростатному і літаковому зондуванні.

Ємнісні перетворювачі. Принцип дії ємнісних перетворювачів (термоконденсаторів) заснований на залежності ємності конденсаторів від температури, обумовленою температурною залежністю діелектричної проникності вживаних діелектриків. Основною характеристикою ємнісного перетворювача є його температурний коефіцієнт

$$\alpha_t = \frac{1}{C} \frac{dC}{dt},$$

що є відносною зміною ємності конденсатора, що припадає на 1 К зміни температури.

Як правило, термоконденсатор включається в коливальний контур високочастотного генератора, захищеного від дії температури на його інші деталі. Так, в одному з радіозондів при використанні термоконденсатора з температурним коефіцієнтом $\alpha_t = -720 \cdot 10^{-6} K^{-1}$ при зміні вимірюваної температури на 100 К зміна ємності 7,2 пФ, що забезпечило зміну частоти високочастотного генератора з довжиною хвилі 37,5 м на 2,7 кГц. Приведені дані свідчать про перспективність термоконденсаторов для аерологічних приладів

14.1.2 Перетворювачі тиску

Атмосферним тиском називається гідростатичний тиск, який надає атмосфера на тіла, що знаходяться в ній. Атмосферний тиск не є постійним і змінюється в просторі і в часі в широких межах: у вертикальному напрямі від 1000 мбар у поверхні моря до 10^{-7} - 10^{-9} мбар на висотах 300-500 км; у часі атмосферний тиск змінюється до 6% середнього значення в нижніх шарах і до 100% і більш у високих шарах. Швидкості зміни тиску, як правило, невеликі, і у поверхні землі вони не перевищують зазвичай 3-5 мбар/ч. Зміна тиску, обумовлена атмосферною турбулентністю, зазвичай не перевищує 0,1 мбар (1 мбар = 1 гПа).

Для забезпечення аналізу поля тиску воно повинне вимірюватися біля поверхні землі з погрішністю, що не перевищує 0,1 – 0,5 мбар, що складає 0,01 – 0,05% вимірюваного тиску; у вільній атмосфері максимально допустимі погрішності вимірювання атмосферного тиску не повинні перевищувати 0,1%.

Методи вимірювання тиску, вживаний в аерології, можна розділити на дві групи: методи, засновані на вимірюванні сили (наприклад, сили тиску на мембранну коробку); методи, засновані на використанні залежності деяких фізичних параметрів і процесів їх тиску (наприклад,

залежності теплопровідності твердих тіл, ступеня іонізації газу, температури кипіння рідини і ін.) Жодний з вказаних методів не забезпечує вимірювання тиску з необхідною точністю у всьому діапазоні висот. Тому на різних ділянках зміни тиску використовуються різні методи і різні вимірювальні прилади. Так, в діапазоні зміни тиску від приземного до 10 мбар (висота 0 - 50 км) використовуються барокоробки, які є основними перетворювачами при вимірюванні тиску методом радіозондів, аеростатним, літаковим і ракетним зондуванням. У діапазоні зміни тиску від 10 до 10^{-3} мбар (40 - 70 км) найчастіше застосовуються теплові манометри Пірані.

Барокоробки. Барокоробка відноситься до класу деформаційних перетворювачів і є круглою, герметично закритою, невисокою коробкою, найчастіше з гофрованими пружними підставами (мембранами) і жорсткими стінками. Мембрани виготовляються з пружних матеріалів, як правило вони є сплавами (наприклад, нейзільбер – сплав нікелю, міді і цинку), фосфористу або берилієву бронзу і сталь. Дві мембрани герметично спаяні бортами так, що між ними створюється порожнина, і утворюють барокоробку. Повітря з коробки викачується до такої міри, що тиск газу в ній складає декілька мілібар. У ряді випадків для забезпечення температурної компенсації порожнина коробки заповнюється інертним газом, частіше азотом при тиску 40 - 50 мбар. Плоский центр однієї мембрани нерухомо кріпиться до станини приладу, а плоский центр іншої залишається вільним і має можливість вільно переміщуватися (його часто називають рухомим центром).

Під дією зовнішнього атмосферного тиску мембранна коробка стискується або розширюється до тих пір, поки сили пружності мембрани і вкладеного в коробку газу не врівноважать силу атмосферного тиску. При урівноваженні сили атмосферного тиску мембрани вільно прогинаються, приводячи до переміщення рухомого центру коробки. Величина цього переміщення і служить мірою вимірюваного атмосферного тиску.

Теоретично і експериментально встановлено, що величина прогину плоскої мембрани під дію атмосферного тиску пропорційна величині $\sqrt[3]{p}$. Для отримання лінійної залежності прогину від тиску мембрани роблять гофрованими, внаслідок чого величина прогину мембранної коробки ΔL залежно від зміни атмосферного тиску виражається наближеним співвідношенням

$$\Delta L = c \frac{r^4}{l^3 E} \Delta p \quad (14.9)$$

де c – коефіцієнт, залежний від матеріалу і форми мембрани; r – радіус мембрани; l – товщина мембрани; E – модуль пружності матеріалу.

Переміщення рухомого центру барокоробки за допомогою кінематичної передачі може бути у декілька разів збільшене. Із співвідношення (14.9) виходить, що для збільшення чутливості мембранної коробки необхідно збільшувати розміри мембрани і зменшувати їх товщину. Оскільки збільшення діаметру коробки спричиняє зниження її механічної міцності, то в реальних умовах найбільш оптимальним є діаметр 4-6 см. Експериментально встановлено, що прогин мембранної коробки з погляду забезпечення необхідної міцності не повинен перевищувати 5% діаметру мембрани. В результаті отримуємо, що максимально можливий прогин однієї мембранної коробки не може перевищувати 2 – 3 мм.

Для отримання більшого прогину замість однієї мембранної коробки застосовують послідовне з'єднання двох – чотирьох коробок, для чого їх згвинчують один з одним в бароблоки. Центр нижньої коробки бароблока нерухомо з'єднують із станиною приладу, а центр верхньої через відповідний кінематичний механізм з'єднують з покажчиком. При оптимальному виборі передавального кінематичного механізму зсув покажчика може в декілька десятків разів перевершувати величину прогину однієї барокоробки бароблока.

У ряді випадків застосовують барокоробки з плоскими мембранами, що забезпечує підвищену чутливість при вимірюванні малого тиску (у декілька разів в порівнянні із звичайним гофрованими мембранами). Для підвищення точності вимірювань іноді використовують включення барокоробок, що „запізнюється”, коли коробки включаються у відповідну кінематичну схему при визначенні тиску, залежному від пружності мембрани.

Одним з істотних недоліків барокоробок є гістерези і залежність величини прогину від температури навколишнього середовища, що обумовлене залежністю від температури модуля пружності матеріалу коробки та укладеного в ній газу. Ця залежність приводить до помилок вимірювання тиску. Для зменшення температурних помилок застосовують різні способи термокомпенсації: кінематичну, силову і газову.

Принцип термокомпенсації полягає в тому, що в одному з елементів кінематичної передачі використовується ланка, виконана з біметала, який по своїм параметрам підібраний так, що деформація барокоробки обумовлена тільки зміною температури та компенсується протилежною по знаку деформацією біметалу. У приладах, що вимірюють тиск в широкому діапазоні, компенсатори можуть виконуватися із змінною чутливістю, залежною від тиску.

Силова термокомпенсація полягає в тому, що зусилля розвиваються при деформації біметала та прикладаються до коробки. Цю додаткову силу повинна компенсувати зміна жорсткості чутливого елемента під впливом температури. Принцип газової температурної компенсації полягає в тому,

що мембранна коробка наповнюється газом під деяким великим тиском. При підвищенні температури тиск газу в коробці росте і компенсує зниження жорсткості чутливого елемента; при падінні температури відбувається зворотне явище. Газова і силова термокомпенсації дозволяють істотно понизити вплив температури у приладів, що працюють в обмеженому діапазоні вимірювання тиску, коли об'єм барокоробки міняється незначно.

Всі види термокомпенсації не дозволяють повністю виключити вплив температури на результати вимірювання тиску за допомогою барокоробок.

Інтегральні вимірювальні перетворювачі. Останнім часом в літературі з'явилось багато повідомлень про перетворювачі тиску на базі напівпровідникових терморезисторів. Принцип дії їх заснований на тензорезистивному ефекті – зміні електричного стану напівпровідника під впливом зовнішнього навантаження, що створює деформацію в кристалі. Для характеристики зміни опору при деформації користуються коефіцієнтом тензочутливості.

$$G = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l}$$

який є відношенням відносної зміни опору до відносної деформації в даному напрямі (R – опір тензорезистора, l – розмір тензорезистора у напрямі деформації).

Щоб отримати вихідний електричний сигнал, пропорційний опору, що змінюється під впливом тиску, через цей опір має бути пропущений електричний струм або до нього має бути підведена напруга. Зазвичай для посилення вихідного сигналу чотири тензорезистора включені в схему моста Уїтстона. Напівпровідникова технологія інтегральних схем дозволяє створити абсолютно нову конструкцію, що складається з монокристалічного пружного елемента (мембрани), на якому виконані чутливі до тиску напівпровідникові області - тензорезистори, і корпусу, створеного з'єднаного з мембраною вакуумного осередку.

Застосування різних методів термокомпенсації, зокрема використання еквівалентної мостової схеми, зміна опору якої залежить тільки від зміни температури навколишнього середовища, дозволяє повністю усунути температурну погрішність вимірювання тиску в широкому діапазоні. Володіючи малими габаритами (діаметр мембрани 5 мм, висота приладу 1мм), перетворювач забезпечує високу чутливість, при цьому основна погрішність вимірювання складає 0,5%.

Гіпсометричні перетворювачі. Принцип роботи гіпсометричного перетворювача тиску полягає у використанні залежності температури точки кипіння рідини від атмосферного тиску. Він являє собою судину з вільно киплячою рідиною, забезпеченою пристроєм для вимірювання її

температури (рис.14.5). Як рідину найчастіше застосовують дистильовану воду, фреон-13 і сірковуглець.

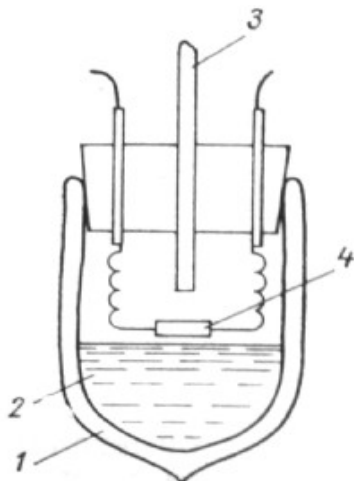


Рис.14.5. Пристрій гіпсометричного перетворювача температури:
1 – судина Дюара, 2 – кипляча рідина, 3 – паро трубки
4 – терморезистор

Для гіпсометричних перетворювачів залежність між температурою точки кипіння рідини t і тиском атмосфери p виражається співвідношенням

$$p = 10^{A - \frac{B}{t}},$$

де A і B – коефіцієнти, залежні від властивостей рідини.

Оскільки між тиском атмосфери і температурою точки кипіння рідини має місце нелінійна залежність, то чутливість гіпсометричних перетворювачів істотно зростає із збільшенням тиску. Для ілюстрації цього можна вказати, що при використанні сірковуглецю для зміни температури кипіння на 1 К в неземних умовах необхідний перепад тиску в 30 мбар, тоді як для зміни температури кипіння рідини на 1 К на висоті 20 км. необхідний перепад тиску в 3 мбар. Для підвищення точності вимірювань тиску вимірювання температури кипіння повинне проводитися в парах киплячої рідини якомога ближче до її поверхні. Температура кипіння вимірюється за допомогою терморезисторів.

На відміну від барокоробок гіпсометричні перетворювачі вільні від пружної післядії і гістеризису, а також від помилок, обумовлених впливом температури. Крім того, вони не містять механічних деталей, прості в перевірці і підготовці до використання. Гіпсометричні перетворювачі тиску останніми роками починають широко застосовуватися в радіозондах (США, Голландія, ФРН).

14.1.3 Вимірювання вологості

У процесі аерологічних вимірювань найбільші труднощі виникають при вимірюванні вологості повітря, особливо на великих висотах, що обумовлене малим вмістом водяної пари при низьких температурах. При побудові аерологічних приладів використовуються в основному три методи вимірювання вологості: психрометричний, сорбційний (гігроскопічний) і метод точки роси.

Психрометричний метод. Суть психрометричного методу полягає в тому, що про вологість повітря судять по свідченням двох термометрів, один з яких сухий, а другий - змочений (обернений в безперервно змочувану матерію). За допомогою матерії відбувається випаровування води, інтенсивність якого залежить від дефіциту вологості в атмосфері. Оскільки на випаровування витрачається тепло, що частково надходить від термометричного тіла термометра, то показання змоченого термометра будуть менше показань сухого. Зв'язок між температурою змоченого термометра, сухого термометра і вологістю повітря визначається психрометричною формулою

$$e = E' - Ap(t - t')$$

де e – фактична пружність водяної пари E' – максимальна пружність при температурі випарювальної поверхні t' ; p – тиск повітря; $A = Q' \frac{c_2}{c_1}$ – психрометрична постійна, яка сильно залежить від швидкості вентиляції через залежність від швидкості вентиляції коефіцієнтів c_1 і c_2 ; Q' – питома теплота перетворення.

При реалізації психрометричного методу в аерологічних приладах як первинні вимірювальні перетворювачі температури можуть бути використані рідинні термометри, резистивні (як металеві, так і напівпровідникові), біметалічні, термоелектричні і ємнісні перетворювачі. Одним з істотних недоліків психрометричного методу є те, що він, забезпечуючи задовільні результати при наземних вимірюваннях вологості і позитивній температурі навіть в наземних умовах, дає значні похибки вимірювань.

Це видно з наступних даних:

$t^{\circ C}$	30	20	10	0	-10	-20	-30
Помилка, %.....	0,6	0,8	1,1	1,7	3	6	13

Реалізація психометричного методу в аерологічних вимірюваннях пов'язана з рядом значних труднощів. Проте цей метод з успіхом застосовується при літаковому зондуванні. Крім того, є деякий досвід використання психометричного методу в радіозондах.

Сорбційний метод. Сорбційний метод вимірювання вологості у ряді випадків називають гігроскопічним, адсорбційним, деформаційним. Суть методу полягає у використанні властивості деяких тіл поглинати вологу з навколишнього повітря і внаслідок цього змінювати свої розміри і електропровідність залежно від ступеня насичення навколишнього повітря водяною парою. Первинні вимірювальні перетворювачі сорбційного типу залежно від механізму сорбції можна розділити на чотири типи: деформаційні, електролітичні, оксидно-алюмінієві і керамічні. До деформаційних перетворювачів вологості, у свою чергу, відносяться волосяні і плівкові перетворювачі.

Метод точки роси. Суть вимірювання вологості повітря по методу точки роси полягає у визначенні температури поверхні води (льоду), відповідної стану рівноваги між водою (льодом) і парою в повітрі. У основі методу лежить відоме положення про те, що кожному значенню температури відповідає певна пружність насиченої водяної пари над плоскою поверхнею води (льоду). Отже, якщо зміряти температуру плоскої поверхні води або льоду у момент встановлення рухомої рівноваги між випаровуванням і конденсацією водяної пари у цієї поверхні, то можна заміряти пружність водяної пари повітря.

Зв'язок між температурою точки роси (температурою плоскої поверхні води або льоду у момент рівноваги між випаровуванням і конденсацією) і відносною вологістю можна встановити таким чином. Відомо, що зв'язок між пружністю водяної пари e і відносною вологістю повітря r визначається співвідношенням

$$e = rE_t, \quad (14.10)$$

де E_t - пружність насиченої водяної пари при температурі t .

З іншого боку, відомо, що пружністю водяної пари e пружність насичення водяної пари при температурі точки роси τ і визначається співвідношенням

$$e = E_\tau \quad (14.11)$$

де E_τ – пружність насичення водяної пари при температурі точки роси.

Маючи на увазі, що пружність водяної пари визначається формулою Клаузіуса–Клапейрона, і прирівнявши праві частини виразів (14.10) і (14.11), отримуємо

$$E_0 e^{\frac{Q'}{k} \left(\frac{1}{t_0} - \frac{1}{\tau} \right)} = r E_0 e^{\frac{Q'}{k} \left(\frac{1}{t_0} - \frac{1}{t} \right)} \quad (14.12)$$

де Q' - питома теплота паротворення, k – постійна Больцмана, E_0 – пружність насичення при температурі t_0 .

Нехтуючи залежністю питомої теплоти паротворення від температури в інтервалі температур від t до τ , з виразу (14.12) маємо

$$\ln r = \frac{Q'}{k} \left(\frac{1}{t} - \frac{1}{\tau} \right). \quad (14.13)$$

Вираз (14.13) є основним рівнянням методу точки роси. З нього виходить, що для вимірювання відносної вологості методом точки роси необхідно знати температуру повітря і температуру його точки роси. Для визначення чутливості методу вирішимо рівняння (14.13) відносно τ , внаслідок чого отримуємо

$$\tau = \frac{1}{\frac{1}{t} - \frac{k}{Q'} \ln r} \quad (14.14)$$

Продиференціювавши вираз (14.14) по r , отримуємо формулу для оцінки чутливості методу

$$\frac{d\tau}{dr} = \frac{\frac{k}{Q'} \frac{1}{r}}{\left(\frac{1}{t} - \frac{k}{Q'} \ln r \right)^2} \quad (14.15)$$

З виразу (14.15) виходить, що в умовах 100% - вої відносної вологості (коли $r = 1$) чутливість методу точки роси буде рівна

$$\frac{d\tau}{dr} = 0,01 \frac{kt^2}{Q'} \quad (14.16)$$

Аналіз співвідношення (14.16) показує, що чутливість методу точки роси повільно зменшується з пониженням температури. Аналогічний метод може бути зроблений і для випадку відмінності вологості від 100% - вої.

Таким чином, можна зробити висновок, що метод точки роси володіє високою чутливістю як при позитивних, так і при негативних температурах, що ілюструється даними табл. 14.3.

Таблиця 14.3 -Чутливість (K/%) методу точки роси при різних температурах і відносній вологості

t°C				
r%	-80	-40	0	40
100	0,06	0,09	0,12	0,18
10	0,6	0,9	1,2	1,8

Метод точки роси в даний час є єдино надійним методом вимірювання вологості повітря при низьких температурах, оскільки всі інші методи за таких умов не забезпечують необхідної точності вимірювань і надійності. Він володіє також і порівняно малою інерційністю. При практичній реалізації вимірювання вологості по методу точки роси виникає ряд методичних і конструктивних питань, від ступеня вирішення яких залежить ефективність методу.

По-перше, з самого методу виходить, що для проведення вимірювань має бути досягнута рівновага між парою і рідкою водою (або льодом), яке характеризується відсутністю випаровування і постійністю часу маси води або льоду при незмінній пружності водяної пари в повітрі. Основне завдання в цьому плані полягає в дослідженні чутливих способів реєстрації такої рівноваги (реєстрації маси води і льоду). Практичне застосування отримав спосіб реєстрації шару води, що конденсувала, на плоскій поверхні твердого тіла (металевого дзеркала), температуру якого можна регулювати. Таким чином, в приладі для вимірювання точки роси має бути металеве дзеркало з холодильником, призначеним для пониження температури його поверхні нижче очікуваної температури точки роси, і нагрівальним пристроєм для видалення продуктів конденсації, пристрій для вимірювання температури дзеркала, на якому осідає роса (температура

конденсату), і оптичний або електричний пристрій для встановлення факту початку конденсації і видалення продуктів конденсації.

У перших приладах для вимірювання точки роси як середовище, що охолоджує металеве дзеркало, застосовувалися різні низькотемпературні суміші (наприклад, суміш твердої вуглекислоти і спирту) або спеціальні середовища (фреон-13, хлористий етил, рідке повітря та ін). Останніми роками для цих цілей почали застосовуватися напівпровідникові холодильники.

Вимірювання температури конденсату в сучасних гігрометрах по методу точки роси здійснюється за допомогою резистивних термоелектричних перетворювачів, розташованих в безпосередній близькості від поверхні дзеркала. Для конденсації наявності конденсату використовують фотоелементи і джерело світла, направлене під кутом до дзеркала. За відсутності конденсату на дзеркалі падаючий на нього світловий промінь відбиватиметься по законам геометричної оптики і не потраплятиме на фотоелемент. При появі конденсату виникає дифузне розсіяння світла і світло потраплятиме на фотоелемент.

Прилади вимірювання вологості повітря по методу точки роси застосовуються при літаковому зондуванні. Є спроби використовувати їх і в радіозондах.

У аерологічних приладах, призначених для дослідження вільної атмосфери методом радіозондів, в основному використовуються деформаційні (волосяні, плівкові) і резистивні (електролітичні, керамічні і оксидно - алюмінієві) перетворювачі.

Волосяні перетворювачі. Принцип дії волосяного перетворювача заснований на використанні властивостей знежиреного волоса змінювати розміри (довжину) унаслідок конденсації водяної пари в його порах. При цьому знежирений волос коротшає при зменшенні вологості навколишнього повітря і подовжується при його збільшенні. Експериментально встановлено, що оптимальними властивостями для вимірювання вологості володіє людський волос. Відомо, що волос має на своїй поверхні численні пори, покриті зовні жировими речовинами. Якщо шляхом спеціальної обробки з поверхні волоса видалити жировий шар, то в його порах конденсуватиметься водяна пара, унаслідок чого змінюватимуться механічні властивості волоса. Теорія конденсації водяної пари в порах волоса була розроблена ще в 1895 р. Б.І.Срезневським.

Аналіз зміни механічних властивостей волоса, проведений на основі цієї теорії, показує, що відносне подовження знежиреного волоса залежно від вологості навколишнього повітря має вигляд

$$\frac{\Delta l}{l} = \frac{\rho R_n T d}{M} \ln r \quad (14.17)$$

де ρ – щільність води, R_n – газова постійна для водяної пари, T – температура за шкалою Кельвіна, n – число пор на одиниці довжини волоса, d – діаметр пори, M – модуль пружності волоса, r – відносна вологість повітря.

З виразу (14.7) виходить, що відносне подовження волоса пропорційне логарифму відносної вологості. Експериментально встановлено, що такий хід залежності зберігається при зміні відносної вологості від 20 до 100%. Чутливість волосяного перетворювача визначається співвідношенням

$$\frac{dl}{dr} = \frac{\rho R_n T d l}{M r} \quad (14.18)$$

Із співвідношення (14.18) виходить, що із збільшенням відносної вологості повітря чутливість волосяного перетворювача зменшується. Аналіз роботи волосяного перетворювача при негативних температурах, проведений В.Д.Решетовим, показує зменшення чутливості волосяного перетворювача при зниженні негативних температур, що обумовлене збільшенням модуля пружності волоса при негативних температурах. Крім того, при пониженні температури різко зростає інерційність волоса внаслідок появи залишкової деформації. Гранична температура при використанні волосяного перетворювача практично рівна -30°C .

Інерційні властивості волосяного перетворювача характеризуються коефіцієнтом інерції

$$\beta = \frac{r - r'}{dr' / dT}$$

де r і r' - вимірюване і дійсне значення відносної вологості. Експериментально встановлено, що коефіцієнт інерції величина непостійна і залежить від багатьох чинників:

$$\beta = \frac{A T \delta - a \ln r'}{D E r'}$$

де A і a – коефіцієнти, залежні від властивостей волоса; D – коефіцієнт дифузії водяної пари; E – максимальна пружність водяної пари; δ – товщина плівки води, адсорбованої на поверхні волоса, r' – відносна вологість, зміряна волосяним перетворювачем.

З метою зменшення інерційних властивостей волосяних перетворювачів і підвищення їх чутливості у ряді випадків волос піддають механічній обробці шляхом його вальцювання при високому тиску, що додає початковому перетину еліптичної форми з відношенням осей 1:3 або 1:4. Провальцьований волос володіє більшою чутливістю, ніж нормальний, особливо при низьких температурах (табл.14.4). Вальцювання волоса погіршує його механічні властивості.

Таблиця 14.4 - Коефіцієнт інерції звичайного і вальцьованого волосяних перетворювачів

Тип волосу	t°C					
	20	10	0	-20	-30	-40
Звичайний	32	45	75	175	440	1050
Вальцьований	10	10	12	15	20	30

Плівкові перетворювачі. Досвід застосування волоса як перетворювача вологості показав, якою структурою повинні володіти сорбційні перетворювачі вологості: вони повинні мати або пористу або волокнисту поверхню. Сильно розвинену волокнисту поверхню має тваринна плівка (бодрюш, золотобиця, парфюмерна лайка). Технологія обробки тваринної плівки наступна: плівка посліду тварин ретельно миється в теплій воді, ефірі і просушується. Для перетворювачів вологості відбирається тільки високоякісна плівка. Відібрані зразки плівки товщиною 10 - 20 мкм піддаються штучному старінню в розтягнутому вигляді в пересиченому вологому повітрі протягом декількох днів, в процесі якого плівка збільшується в розмірах і змінює свою структуру: первинно гладка і прозора плівка стає білуватою і крихкою. Після цього плівку «масажують» за допомогою 2 – 5 - кратної дії на неї зміною вологості від 5 до 100%. Після того, як в результаті масажування первинне видовження плівки скоротиться наполовину, плівку можна використовувати в перетворювачі.

Перетворювачі вологості на основі тваринної плівки, вживані в аерологічних приладах, виконуються у вигляді металевого кільця, на яке натягнута плівка. В центрі кола до плівки приклеюється металева шайба зотвором для закріплення натяжної пружини. Пружина, відтягуючи центр плівки, утримує її завжди в натягнутому стані незалежно від вологості навколишнього повітря. Оптимальне натягнення складає 2 - 3г на 1 мм ширини плівки. При зміні вологості повітря з'являється збільшення розміру плівки, яке вибирається натяжною пружиною, внаслідок чого

плівка набуває конусоподібної форми. Подовження плівки не залежить від температури і досягає 48 - 50% при зміні вологості від 0 до 100%.

З рухомим центром плівкового кола (точкою закріплення натяжної пружини) пов'язана стрілка (якщо вимірювана вологість перетвориться в кут відхилення стрілки) або рухомий контакт потенціометра (якщо вимірювана вологість перетвориться в напругу). Перетворювачі вологості на основі тваринної плівки мають значний гістерезис: при їх прогоні в умовах зміни вологості від 20 до 100% і назад виходить петля гістерезису від 10 до 15% з максимумом в районі вологості від 40 до 50%. Для зменшення впливу гістерезису на результати вимірювань перед перевіркою радіозонда або перед його випуском необхідна витримка перетворювача протягом 15 – 20 хв в насиченому вологою повітрі і перевірка в умовах зниженої вологості. При покритті плівки перетворювача вологості тонким нальотом рідкої води показання перетворювача різко відрізняються від реальної вологості повітря.

Таблиця 14.5 - Коефіцієнт інерції плівкового перетворювача вологості при різних температурах.

Тип плівки	t°C					
	20	10	0	-10	-20	-30
Бодрюш	6	10	20	50	100	200

Тому плівкові перетворювачі необхідно захищати від дії опадів.

Принцип дії резистивних перетворювачів вологості заснований на використанні залежності електричного опору гігроскопічних тіл від вологості навколишнього повітря. У аерологічних приладах найбільшого поширення набули електролітичні, керамічні і оксидно-алюмінієві перетворювачі.

Електролітичні перетворювачі. Принцип дії електролітичного перетворювача вологості заснований на використанні властивості електроліту (гігроскопічного тіла) змінювати свою електропровідність залежно від зміни вологості навколишнього повітря. Електролітичний перетворювач конструктивно складається з двох електродів, між якими знаходиться електроліт, нанесений на скляну або полістеролову пластину у вигляді тонкої плівки розчину, що містить гігроскопічну сіль. Як електроліт застосовується водний розчин хлористого літію зі зв'язуючим матеріалом – полівінілацетатом.

Якщо пружність водяної пари над плівкою електроліту менше пружності водяної пари в навколишньому повітрі, то він поглинається гігроскопічною електроліту до тих пір, поки вказані пружності водяної пари не порівнюються. Якщо пружність водяної пари над поверхнею

електроліту більше пружності водяної пари в навколишньому повітрі, відбувається випаровування води з електроліту до встановлення стану рівноваги. Зміна кількості води в електроліті, що відбувається в результаті її поглинання або випаровування, приводить до зміни концентрації електроліту що у свою чергу приводить до зміни його електропровідності: з підвищенням концентрації розчину (зменшенням вологості) – збільшується. Проте якщо розчин електроліту застосовується у вигляді тонкого шару, то цей ефект перекривається іншим: з поглинанням водяної пари з атмосфери (збільшення вологості) плівка електроліту стає товщою і опір збільшується. Підсумкова зміна опору і служить мірою зміни відносної вологості.

Одним з істотних недоліків електролітичного перетворювача є його висихання при низькій вологості навколишнього повітря. Це обумовлено тим, що літій не може розчинятися необмежено, унаслідок чого навіть при дуже низькій вологості навколишнього повітря плівка електроліту має високу пружність водяної пари: електроліт поступово віддає водяну пару навколишньому повітрю і висихає. Цей недолік особливо виявляється при низьких температурах.

При високому значенні вологості повітря поглинається велика кількість води, об'єм електроліту збільшується і унаслідок цього підвищується інерційність перетворювача. Інерційність перетворювача швидко зростає з підвищенням температури.

Так, електролітичний перетворювач, застосований в американському зонді, при 0°C і швидкості вентиляції 5 м/с мав постійну часу 5с, а при 30°C – 120 с.

Іншим істотним недоліком електролітичного перетворювача є його руйнування при тривалому перебуванні в умовах високої вологості. Для зменшення небезпеки такого руйнування і застосовується відповідна речовина, що пов'язує (наприклад, полівінілацетат). З метою запобігання руйнуванню електролітичного перетворювача і збереженню його метрологічних властивостей після перевірки він повинен зберігатися в герметично закритій судині. Істотною перевагою електролітичного перетворювача є його малий коефіцієнт інерції в порівнянні з іншими перетворювачами вологості.

В даний час відомо декілька різновидів електролітичних перетворювачів вологості. Так, дуже чутливий і малоінерційний перетворювач був отриманий шляхом покриття у вакуумі ізолятора (скло, полістерол) тонким шаром електроліту (гігроскопічна сіль). У іншому різновиді перетворювача в гігроскопічній речовині (твердий електроліт) дисперсують частинки вугілля.

Керамічні перетворювачі. Принцип дії керамічного перетворювача вологості заснований на використанні залежності електричного опору кераміки від вологості навколишнього повітря. Не дивлячись на те що

вплив вологості навколишнього повітря на електричний опір керамічних мас відомий давно, тільки останніми роками вдалося виготовити кераміку, придатну для використання в перетворювачах вологості. Зокрема виготовлена кераміка, що складається з суміші глини (50-90%), каоліну (5-25%) і кремнію (2-25%) і що є твердою, пористою структурою якій можна надавати потрібну форму.

Керамічне тіло поміщається між двома електродами і через нього пропускається електричний струм. У порах кераміки конденсується вода, унаслідок чого змінюється її електричний опір. По величині струму судять про вологість навколишнього повітря. Керамічні перетворювачі застосовують при будь-якій температурі.

Оксидно-алюмінієві перетворювачі. Принцип дії оксидно-алюмінієвого перетворювача вологості заснований на адсорбції вологи з навколишнього повітря пористим шаром окислу алюмінію, в результаті якого шар змінює свій повний опір. У СРСР оксидно-алюмінієвий перетворювач вологості розроблений в ЦАО групою співробітників під керівництвом В.І.Шляхова М.Б.Фрідзона.

Оксидно-алюмінієвий перетворювач, розроблений для використання з радіозондами типу РКЗ, є порожнистою трубкою з доброго ізоляційного матеріалу, на зовнішню поверхню якої нанесений тонкий оксидно-алюмінієвий шар, до якого з двох сторін трубки приєднані контакти. Один із сполучних проводів, відповідний дальньому контакту, проходить усередині трубки. Для підключення перетворювача до вимірювальної схеми з одного боку трубки передбачений малогабаритний штепсельний роз'єм. Стиковка розробленого оксидно-алюмінієвого перетворювача з радіозондами типу РКЗ проводиться за допомогою додаткового блоку.

Експериментальні дослідження оксидно-алюмінієвих перетворювачів і їх перевірка показали, що якнайкращими параметрами володіють перетворювачі з оксидною плівкою завтовшки близько 5 мкм. Такі перетворювачі володіють незначним гістерезисом, мають малу постійну часу і дозволяють вимірювати вологість повітря в широкому діапазоні зміни температури.

Основним недоліком оксидно-алюмінієвих перетворювачів є зменшення чутливості в часі, що викликане „старінням” активного шару, а перевагою – малі габарити і вага, проста технологія виготовлення і низька вартість. Є всі підстави припускати, що оксидно-алюмінієві перетворювачі вологості для радіозондів є одними з найперспективніших.

Контрольні запитання

1. Особливості аерологічних вимірювань.
2. Вимірювальні перетворювачі температури.
3. Резистивні перетворювачі.
4. Біметалічні перетворювачі.
5. Акустичні перетворювачі.
6. Барокоробки.
7. Інтегральні вимірювальні перетворювачі.
8. Методи вимірювання вологості.

15.КОМПЛЕКС АМАС Авиа-1

15.1 Призначення комплексу АМАС Авиа-1

Комплекс АМАС Авиа-1 - це комплекс технічних програмних засобів для автоматизованої метеорологічної аеродромної станції.

Комплекс АМАС Авиа-1 призначений для:

- перетворення і обробки вимірювальної інформації, яка надходить від первинних перетворювачів метеовеличин: напрямку і швидкості вітру, метеорологічної дальності видимості, висоти нижньої межі хмар, атмосферного тиску, температури і відносної вологості повітря;
- вимірювання поточного часу;
- відображення вимірюваних метеорологічних величин і метеорологічної інформації;
- формування регулярних і спеціальних метеозведень в кодах METAR, SPESI, КН-1 (SINOP);
- архівація і вивід на друк метеорологічної інформації.

Комплекс застосовується в автоматичних метеорологічних аеродромних станціях (АМАС), які використовуються на аеродромах Цивільної Авіації і забезпечують зліт і посадку повітряних судів по категоріям I, II, III ІКАО.

Конструкція комплексу забезпечує роботу в безперервному режимі.

Умови експлуатації технічних засобів комплексу такі:

- 1) діапазон робочих температур навколишнього повітря $+ 5 \div + 40^{\circ} C$;
- 2) верхнє значення відносної вологості 75% при $30^{\circ} C$ і більш низьких температурах, без конденсації вологи;
- 3) атмосферний тиск в діапазоні від 840 до 1067 гПа.

15.2. Склад комплексу

До складу комплексу входять такі складові частини:

- автоматизоване робоче місце спостерігача;
- автоматизоване робоче місце синоптика;
- погодні дисплей (ПД).

15.3 Технічні дані і характеристики

До основних функцій, які виконує комплекс АМАС Авиа-1 входять:

- збирання даних від засобів вимірювання метеорологічних величин;
- перетворення і обробка вимірювальної інформації, яка надходить від засобів вимірювань метеовеличин, а саме:

- ◇ метеорологічної дальності видимості (МДВ),
- ◇ напрямку і швидкості вітру,
- ◇ висоти нижньої межі хмар (ВНМХ),
- ◇ атмосферного тиску,
- ◇ температури повітря,
- ◇ відносної вологості повітря,
- вимірювання поточного часу;
- відображення виміряних і розрахованих метеорологічних величин і метеорологічної інформації;
- формування регулярних і спеціальних метеозведень в кодах METAR, SPESI, КН-1 (SINOP);
- формування архіву інформації;
- реєстрування метеоінформації.

Крім того, комплекс забезпечує виконання додаткових функцій:

- ручне введення значень метеорологічних величин;
- діагностику прийнятої вимірювальної інформації;
- перевірку працездатності пристроїв комплексу;
- перевірку ліній зв'язку;
- передачу метеозведень на вузол зв'язку АМСГ.

Комплекс забезпечує можливість резервування функції ручного формування і редагування тексту прогнозу зміни погоди (TREND) оператору АРМН, якщо АРМС несправна або відсутня в комплекті постачання АРМС.

Засоби відображення комплексу забезпечують відображення метеорологічної інформації на екранах відеомоніторів АРМН, АРМС і ПД. На екран відеомонітору АРМН виводиться така інформація:

- **в автоматичному режимі**
 - дата і час спостереження;
 - робочий курс;
 - значення виміряних метеовеличин;
 - значення введених вручну і розрахованих метеовеличин, даних візуального спостереження;
 - регулярне метеозведення METAR;
 - спеціальне метеозведення SPESI;
 - регулярне метеозведення КН-01;
 - попереджувальні повідомлення при помилковому значенні метеовеличин;
 - попереджувальні повідомлення при відмовленні вимірювачів метеовеличин;
 - попереджувальні повідомлення при втраті зв'язку з АРМС.
- **по запиті оператора**
 - спеціальне метеозведення SPESI;
 - панель ручного керування стану вимірювачів;

- архівні значення виміряних, розрахованих і введених вручну метеовеличин в графічному і табличному вигляді;
- журнал відправлених метеозведень (поточний або архівний);
- журнал роботи комплексу (поточний або архівний).

На екран відеомонітору АРМС виводиться така інформація:

- **в автоматичному режимі**
 - дата і час спостереження;
 - робочий курс;
 - значення виміряних метеовеличин;
 - значення введених вручну і розрахованих метеовеличин, даних візуального спостереження;
 - останнє сформоване метеоповідомлення;
 - повідомлення метеоспостерігача – додаткова інформація;
 - повідомлення при втраті зв'язку з АРМН.
- **по запиті оператора**
 - архівні значення виміряних, розрахованих і введених метеовеличин в графічному вигляді;
 - журнал сформованих і відправлених метеозведень.

На екран відеомонітору ПД виводиться така інформація:

- **в автоматичному режимі**
 - дата і час спостереження;
 - робочий курс;
 - значення виміряних метеовеличин;
 - значення введених вручну і розрахованих метеовеличин, даних візуального спостереження;
 - останнє сформоване метеоповідомлення;
 - повідомлення метеоспостерігача – додаткова інформація;
 - повідомлення при втраті зв'язку з АРМН.

Комплекс забезпечує ведення журналу роботи комплексу в об'ємі за період не менше 31 доби. В журналі роботи в автоматичному режимі фіксуються:

- всі передані метеозведення із зазначенням часу передачі до однієї секунди;
- всі дії оператора АРМН і оператора АРМС по ручному втручанню в роботу комплексу із зазначенням часу до однієї секунди.

Комплекс забезпечує занесення в архівний файл АРМН всіх поточних (виміряних, розрахованих і введених вручну) метеовеличин з інтервалом в одну хвилину. В архівному файлі АРМН інформація зберігається в об'ємі за період 31 добу.

Комплекс забезпечує можливість перегляду оператором АРМН архівних значень метеовеличини в графічному або табличному вигляді:

- 3-х годинного графіку з інтервалом вирішення 1 хв;
- добового графіку з інтервалом вирішення 1 год;
- таблиці метеовеличин - щохвилинні значення;
- таблиці значень метеовеличин – 10-хвилинні значення на кінець години.

Комплекс забезпечує реєстрацію метеорологічної інформації на принтері по команді оператора АРМН у вигляді:

- таблиці поточних або архівних значень метеовеличин;
- поточного або архівного журналу (або його частини) відправлених метеозведень;
- поточного або архівного журналу (або його частини) роботи комплексу.

Комплекс забезпечує перевірку працездатності пристроїв комплексу, діагностику інформації, яка надходить від вимірювачів і формує попереджувальні повідомлення при порушеннях їх працездатності.

15.4. Будова комплексу АМАС Авіа-1

До складу комплексу входять окремі конструктивно закінчені автоматизовані робочі місця (АРМ): спостерігача (АМРН), синоптика (АМРС) і диспетчера (ПД). Кожне АРМ складається з технічних і програмних засобів.

Технічні засоби комплексу складаються з технічних засобів складових частин АРМН, АМРС і ПД. Так, до складу технічних засобів АРМН входять:

- засоби обчислювальної техніки (обчислювальні компоненти) із резервуванням;
- пристрої відображення інформації;
- комунікаційне обладнання (пристрої електричного сполучення для підключення засобів вимірювань, пристрої інтерфейсного сполучення, комутаційні пристрої, розширювачі інтерфейсних ліній);
- пристрій реєстрації.

Як обчислювальні компоненти технічних засобів АРМН застосовуються системні блоки ПЕОМ в промисловому виконанні.

Для відображення вихідної метеорологічної інформації в АРМН використовуються кольорові відеомонітори SVGA.

Комунікаційне обладнання АРМН складається з:

- пристрою перетворення, який забезпечує електричне сполучення при підключенні комплексу до існуючих на аеродромі вимірювачів метеовеличин (ФІ-1, ВВО-1, з приставкою ДВ-1, М63-1М з пультом МВ1-2-1-М1). Це електричне сполучення виконане на базі модулів серії ISP

7000, які мають гальванічне розв'язування по ланцюгам живлення та інтерфейсу RS-485, програмну установку параметрів (адресу) і командний протокол ASCII;

- модему, який забезпечує апаратну підтримку обміну даними по магістральній двохпровідній лінії зв'язку на середні відстані до 8 км між пристроями комплексу, що мають послідовний канал зв'язку RS-232;

- розширювача послідовних портів, який має від 8 до 16 асинхронних каналів зв'язку. Він забезпечує розширення інтерфейсних ліній для підключення до пристроїв, які мають послідовний канал зв'язку RS-232. При цьому вимірювачі, які підключаються, розташовані на віддалених відстанях більше 10 км), комплектуються модемами, що забезпечують апаратну підтримку обміну даними по виділеній двохпровідній лінії зв'язку.

Як реєструючий пристрій використовується принтер.

АРМС і ПД виконані на базі стандартної ПЕОМ в офісному виконанні. Для відображення метеорологічної інформації в АРМС і ПД використовуються кольорові відеомонітори SVGA. Як комунікаційне обладнання в АРМС і ПД використовуються аналогічні модеми, які забезпечують апаратну підтримку обміну даними по магістральній двохпровідній лінії зв'язку на середні відстані до 8 км.

Програмні засоби комплексу виконані у вигляді спеціалізованого прикладного забезпечення для складових частин АРМН, АРМС і ПД. Спеціалізовані прикладні програми комплексу функціонують в оперативному середовищі WINDOWS NT 4.0.

Програмне забезпечення (ПЗ) складових частин комплексу функціонує в режимі реального часу.

Спеціалізовані прикладні програми комплексу забезпечують:

- роботу в діалоговому режимі з комплексом;
- керування вимірювальними перетворювачами;
- обмін вимірювальною інформацією з вимірювальними перетворювачами;
- формування метеорологічної інформації;
- відображення інформації;
- архівацію і реєстрацію метеорологічної інформації.

Комплект програмних засобів інсталується на жорсткому диску кожного АРМ і надходить в установленому вигляді, а також у вигляді інсталяційних CD-ROM дисків і супроводжується експлуатаційною документацією по ДОСТу 19.001.

Метрологічне забезпечення вимірювальних каналів комплексу здійснюється згідно вимогам, які діють в Україні НД (ДОСТ 8.438) перевірки засобів вимірювальної техніки по елементам (частинам). Об'єктом метрологічного забезпечення комплексу є:

- канали перетворення вимірюваних величин;

- обчислювальні компоненти комплексу.

Метрологічне забезпечення комплексу складається з:

- нормативної і технічної документації;
- засобів вимірювальної техніки;
- комплекту програмних засобів, які необхідні для реалізації функцій вимірювачів (програмні імітатори).

Метрологічне забезпечення комплексу забезпечує виконання прямих і побічних вимірювань метеовеличин в діапазонах і з похибками згідно вимогам НГЕА, здійснює представлення результатів вимірювань в формах, які встановлені в технічній документації на комплекс. Обробка, розрахунок і видача метеоінформації в служби аеродрому, яка надходить з аеродромних вимірювачів метеовеличин, забезпечується програмними засобами комплексу із потрібною точністю згідно ТУ У 16308549.001-99 і встановленому регламенту НГЕА.

Канали перетворення комплексу представлені як:

- канали перетворення для аналогових сигналів первинних перетворювачів, які підлягають перевірці, згідно методики;
- канали перетворення для сигналів цифрового коду первинних перетворювачів, які оцінюють при випуску з виробництва.

Інформаційне забезпечення комплексу є достатнім для виконання всіх автоматизованих функцій в процесі збирання, обробки, передачі і представлення даних, і забезпечує сумісність із засобами вимірювання по способу обміну інформацією, а також сумісність з іншими системами, які використовуються в аеропорту, по змісту, системі кодування і формі представлення інформації.

В комплексі забезпечується контроль даних, які приймаються, і оновлення даних в інформаційних масивах, формування бази даних та її зберігання в заданому об'ємі. В комплексі забезпечується відновлення бази даних після відмови технічних засобів (основної ПЕОМ АРМН) під час використання резервного обладнання (резервної ПЕОМ).

В комплексі забезпечується захист даних від руйнування при аваріях і збоях електроживлення при використанні пристрою безперервного живлення.

Обробка вимірювальної інформації і розрахунок значень метеовеличин здійснюється у відповідності з алгоритмами і розрахунковими співвідношеннями.

Для інформаційного зв'язку комплексу із засобами вимірювання метеовеличин, як вхідні і вихідні сигнали, застосовуються електричні сигнали: аналогові безперервні, у вигляді постійного струму і напруги постійного струму, аналогові дискретні із змінною амплітудою двоїчного сигналу, а також кодовані – цифрові коди (параметри вхідних і вихідних сигналів відповідають технічним характеристикам).

Інформаційний обмін між компонентами комплексу здійснюється інформаційними кодованими повідомленнями у вигляді частотно-маніпульованих сигналів звукового діапазону (швидкість передачі 1200 біт/с) з рівнями, які сумісні з телефонною мережею.

Форми документів, які створюються комплексом, а саме, метеорологічні зведення, відповідають діючим вимогам ІКАО і ВМО та форматам кодів: METAR, SPESI, SYNOP (КН-1). Значення вимірюваних величин виводяться на екран засобів відображення в одиницях вимірювання метеовеличин. Представлення вихідної метеорологічної інформації здійснюється на засобах відображення (відеомоніторах ПЕОМ) у формі, готовій для використання службами УВС на аеродромі і забезпечується такими способами:

- результати обробки вимірювальної інформації – десяткові числа, одиниці вимірювання і розрядність згідно технічних характеристик;
- значення даних візуального спостереження – код згідно вимогам ВМО та ІКАО, розрядність згідно технічних характеристик;
- метеозведення – код, згідно вимогам ВМО та ІКАО для форматів кодів;
- повідомлення оператору – текст згідно алгоритмам роботи.

Об'єм представляємої метеоінформації достатній для експлуатації аеропортів категорій I, II, III ІКАО згідно діючим вимогам НГЕА.

15.5. Принцип роботи

Комплекс АМАС Авіа-1 в залежності від комплекту поставки може використовуватися для оснащення аеродромів, які обладнані по I, II, III категоріям. Функції комплексу, що виконуються, розподілені між окремими територіально розосередженими пристроями. Обмін інформацією між функціональними частинами комплексу АРМН, АРМС і ПД організований у вигляді повідомлень по послідовному каналу RS-232. Швидкість обміну інформацією 1200 біт/с. Функціональні частини комплексу взаємодіють в асинхронному режимі обміну даними. Для реалізації обміну між АРМН, АРМС і ПД використовується магістральний канал зв'язку. Зв'язок АРМН з віддаленими на відстань більше 10 м АРМС і ПД забезпечується за допомогою зовнішніх модемів.

Створення автоматичної метеорологічної аеродромної станції (АМАС) на основі комплексу здійснюється шляхом приєднання до входів каналів перетворення комплексу вимірювачів метеовеличин з електричними вихідними сигналами. При цьому комплекс забезпечує перетворення і обробку аналогових і цифрових сигналів, які надходять від первинних вимірювальних перетворювачів, а також керування режимом вимірювання і відображення метеоданих в режимі реального часу. Вимірювання поточного часу виконується комплексом по Грінвичу (МСВ).

Об'єднання комплексу і вимірювачів на аеродромі в автоматизовану метеорологічну станцію здійснюється за допомогою центрального пристрою (ПЕОМ АРМН) і каналу зв'язку.

Центральний пристрій (ПЕОМ АРМН) керує процесом вимірювання і прийому вхідних сигналів, які надходять від вимірювачів по каналу зв'язку, виконує обробку метеоінформації, складає повідомлення службам УВС, формує метеозведення і передає метеоінформацію на засоби відображення (відеомонітори), а також забезпечує виведення архівної інформації на пристрій реєстрації принтер). Центральний пристрій працює в фоновому режимі, тобто використовується багатозадачний режим виконання заданих функцій.

В комплексі передбачено резервування центрального пристрою. Резервна ПЕОМ АРМН забезпечує резервування (дублювання) бази даних, а також швидке відновлення працездатності комплексу у випадку відмови основної ПЕОМ.

Організація каналу зв'язку забезпечується при використанні прокладених на аеродромі кабелів (пара скруток) і реалізується за допомогою розширювача послідовних портів, який складається з 16 (при необхідності від 8 до 24) конфігурованих асинхронних каналів зв'язку (RS-232).

У складі АМАС комплекс функціонує таким чином.

Вимірювачі метеовеличин автоматично роблять вимірювання і перетворення фізичних одиниць, формують електричні вихідні сигнали і по запиту комплексу передають їх в центральний пристрій (ПЕОМ АРМН). Збір даних від вимірювачів метеовеличин здійснює основна ПЕОМ АРМН також в автоматичному режимі.

ПЕОМ АРМН збирає вихідну інформацію від вимірювачів, яка доповнюється інформацією, що зібрав спостерігач візуально і введено вручну. Можливість взаємодії оператора (спостерігача) з АРМН забезпечується технічними засобами: відеомонітор і маніпулятор "миша", а порядок взаємодії в діалоговому режимі реалізується за допомогою програмних засобів: спеціалізованого програмного забезпечення АРМН.

В процесі запиту вимірювачів АРМН виконує перевірку:

- наявності зв'язку з вимірювачем і при виявленні порушень або відсутності зв'язку формує аварійне повідомлення і виводить на екран відеомонітору АРМН;
- інформації про стан вимірювачів (включений або виключений даний вимірювач);
- достовірності прийнятих від вимірювачів і введених вручну оператором (спостерігачем) даних.

При цьому здійснюється контроль якості і незаперечності, виміряних і введених даних, і, якщо величина не попадає в установлені межі (уставки),

формується аварійне повідомлення, яке виводиться на екран відеомонітору АРМН.

Крім перевірки вимірювачів АРМН виконує перевірку працездатності пристроїв комплексу і тестування ліній зв'язку з ними (наявність зв'язку). При виявленні порушень або відсутності зв'язку з пристроями комплексу формується аварійне повідомлення, яке виводиться на екрани відеомоніторів АРМН, АРМС і ПД.

Вхідні сигнали, які надходять від первинних вимірювальних перетворювачів в аналоговій або кодованій формі, підлягають перетворенню і обробці. В результаті обробки вхідних сигналів комплекс забезпечує приведення вимірних кодів до фізичних величин, а також відображення вихідної інформації на екранах відеомоніторів (АРМН, АРМС і ПД) в одиницях вимірювання метеовеличин.

Формування кодів при вводі даних візуального спостереження оператором (спостерігачем) в діалоговому режимі здійснюється автоматично. Значення даних візуального спостереження виводяться на екран в коді METAR / SPESI.

Одержані дані підлягають обробці і розрахункам програмними засобами АРМН. Обробка даних і розрахунок метеовеличин, на основі вимірних і введених вручну значень, робиться в АРМН згідно алгоритмам і розрахунковим співвідношенням.

Після обробки даних АРМН автоматично передає поточну метеоінформацію на АРМС і ПД. Час передачі метеоінформації для відображення на екранах відеомоніторів АРМС і ПД, після закінчення обробки вимірювань (спостерігань), складає не більше 12 сек.

Форма представлення метеоінформації на екранах відеомоніторів АРМН, АРМС і ПД реалізується спеціалізованими програмними засобами комплексу.

Оновлення інформації на екрані відеомонітору АРМН здійснюється з періодичністю запиту первинних вимірювальних перетворювачів, яка задається в конфігураційному файлі.

Оновлення інформації на екранах АРМС і ПД здійснюється з періодичністю 12 сек.

Інформація про небезпечні явища на аеродромі, які утруднюють або виключають зліт, захід на посадку або посадку повітряних судів, і сигнал тривоги з'являються на екрані відеомонітору АРМН не пізніше, ніж через 15 сек після їх виникнення.

Всі виведені на екран поточні значення метеовеличин, які одержані від відповідних вимірювачів, осереднюються по миттєвим значенням за інтервал в 1 хвилину. Значення всіх осереднених за одну хвилину метеовеличин записуються в архів хвилинних значень, який використовується для виводу графіка часової залежності.

Осереднення швидкості і напрямку вітру за 2-х хвилинні і 10-ти хвилинні періоди виконуються шляхом змінного векторного осереднення. При цьому 2-х хвилинні середні значення оновлюються на екрані кожні 3 с, а 10-ти хвилинні середні значення оновлюються кожену хвилину.

Інформація про фактичну погоду на аеродромі заноситься в базу даних центрального пристрою (ПЕОМ АРМН). На основі одержаної метеоінформації в АРМН автоматично формуються метеозведення в кодах METAR, SPESI, SYNOP (КН-01). Формування метеозведень забезпечується в наступні строки згідно вимогам ВМО.

Метеозведення в кодах METAR, SPESI, SYNOP (КН-01) відображаються на екрані відеомонітору АРМН.

Метеозведення в кодах METAR, SPESI відображаються на екранах відеомоніторів АРМС і ПД.

Метеозведення в кодах METAR, SPESI, SYNOP (КН-01) передаються по модемній лінії на зв'язку ПЕОМ вузла зв'язку АМСГ.

Формування метеозведень комплексом автоматизовано і здійснюється у відповідності з діючими вимогами стандартів ВМО/ІКАО.

Комплекс автоматично формує заготовки текстів метеозведень METAR, SPESI, SYNOP і забезпечує можливість їх уточнення і редагування оператором (спостерігачем) в інтерактивному режимі.

При формуванні метеозведень використовуються поточні метеодані, які одержані в результаті автоматичного вимірювання і введені оператором (спостерігачем) вручну, після їх обробки і розрахунку.

Формування регулярного метеозведення METAR.

Комплекс формує регулярне метеозведення METAR, яке має короткостроковий прогноз погоди, кожні 30 хвилин згідно діючим правилам. Заготовка тексту поточного METAR формується комплексом автоматично кожні 30 хв за дві хвилини до початку чергового строку. До початку чергового строку протягом двох хвилин комплекс забезпечує можливість оператору (спостерігачу) редагувати текст зведення, що формується.

Рівно в строк (00 хв або 30 хв) комплекс забезпечує можливість по команді оператору (спостерігача) відправити зведення на вузол зв'язку АМСГ і на робочі місця синоптика і диспетчера (АРМС і ПД). Після початку строку протягом 2 хв комплекс забезпечує можливість оператору (спостерігачу) вручну відредагувати текст METAR. При цьому, поточні дані автоматичних вимірювань метеовеличин в телеграму заносяться автоматично точно в строк.

Можливість повторної передачі сформованого в строк метеозведення зберігається до формування телеграми наступного строку.

Метеоспостерігач одержує автоматично прогноз TREND, відправлений синоптиком з АРМС. Прогноз TREND передається метеоспостерігачу заздалегідь до початку строку і автоматично

вставляється в заготовку тексту метеозведення METAR. Дані для складення короткострокового прогнозу вводяться тільки вручну синоптиком з АРМС. Час останнього редагування прогнозу TREND відмічається автоматично. Час розповсюдження поточного метеозведення складає 30 хвилин.

Якщо TREND не надходить від синоптика, наприклад, при непрацездатності АРМС (АРМС виключений) або при порушенні зв'язку, то при формуванні поточного регулярного зведення за 5 хв до початку строку з'являється повідомлення на екрані АРМН, яке супроводжується звуковим сигналом. Це означає, що метеоспостерігачу необхідно самому сформувати TREND вручну.

Формування вибіркового спеціального метеозведення SPESI.

Комплекс формує вибіркоче спеціальне метеозведення SPESI згідно діючим правилам. Формування заготовки тексту вибіркового спеціального метеозведення SPESI здійснюється автоматично при досягненні установлених критеріїв для автоматичного формування або в будь-який момент часу по команді оператора (спостерігача). При цьому оператору (спостерігачу) АРМН забезпечується можливість ручного редагування тексту метеозведення до відправлення телеграми на вузол зв'язку АМСГ.

Значення установлених критеріїв для метеовеличин, які визначають пороги автоматичного формування спеціального метеозведення, що розповсюджується на аеродромі в форматі SPESI вводяться при конфігурації програмного забезпечення і можуть редагуватися оператором (спостерігачем) при необхідності в процесі роботи.

Пороги автоматичного регулювання SPESI бувають такими:

- поріг на зміну;
- поріг на погіршення;
- поріг на покращення.

Поріг на зміну установлює критерії, по яким повинно відбуватися формування SPESI при різкій зміні напрямку вітру, тобто при зміні середнього напрямку вітру, в порівнянні із значенням, яке вказане в останньому зведенні METAR/SPESI, на 60° при швидкості вітру, що більше 6 м/с.

Поріг на погіршення встановлює критерії, по яким повинно відбуватися формування SPESI на погіршення по таким метеовеличинам:

- середня або максимальна швидкість вітру досягла або перевищила порогове значення (V вітру $>$);
- метеорологічна дальність видимості стала менше порогового значення (МДВ (м) $<$);
- дальність видимості на ВПП стала менше порогового значення (RVR(м) $<$);
- висота нижньої межі хмар стала менше порогового значення (HMX $<$).

Поріг на покращення встановлює критерії, по яким повинно відбуватися формування SPESI на покращення по таким метеовеличинам:

- середня або максимальна швидкість вітру стала менше порогового значення (V вітру $<$);
- метеорологічна дальність видимості досягла або перевищила порогове значення (МДВ (м) $>$);
- дальність видимості на ВПП видимості досягла або перевищила порогове значення (RVR (м) $>$);
- висота нижньої межі хмар досягла або перевищила порогове значення (НМХ $>$).

Комплекс відображає причину формування SPESI.

Комплекс автоматично формує текст вибіркового спеціального метеозведення SPESI при досягненні таких критеріїв:

на погіршення, якщо

- напрямок вітру змінився на 60° або більше при середній швидкості 6 м/с або більше відносно значень, вказаних в попередньому зведенні METAR/SPESI;
- максимальна швидкість вітру досягла або перевищила 15 м/с або більше, і при подальшому підсиленні через 5 м/с пороги вибираються із врахуванням значень, які вказані в попередньому зведенні з ряду 20 м/с, 25 м/с ... 60 м/с;
- метеорологічна дальність видимості менше: 3000, 1500, 800 м;
- дальність видимості на ВПП менше: 800, 600, 350, 150 м;
- висота нижньої межі хмар менше: 300, 150, 60 м.

на покращення (текст SPESI на покращення автоматично формується, якщо покращення по елементу погоди протрималось 10 хв), якщо:

- максимальна швидкість вітру менше 15 м/с або менше значень, по яким випускалося зведення на погіршення;
- метеорологічна дальність видимості досягла або перевищила: 800, 1500, 3000 м;
- дальність видимості на ВПП досягла або перевищила: 150, 350, 600, 800 м;
- висота нижньої межі хмар досягла або перевищила: 30, 60, 150, 300 м.

Формування метеозведення SPESI супроводжується звуковим сигналом.

Формування спеціального метеозведення SPECIAL, яке розповсюджується на аеродромі, здійснюється в коді SPESI.

Формування синоптичного зведення SYNOP.

Комплекс формує регулярно метеозведення в коді КН-01 (національний варіант міжнародного коду FM 12-IX SYNOP) згідно діючим правилам.

Формування заготовки тексту регулярного метеозведення SYNOP здійснюється автоматично в синоптичні строки кожні 3 години. При цьому забезпечується можливість ручного редагування оператором (спостерігачем) АРМН тексту метеозведення до відправлення телеграми на вузол зв'язку. Групи коду SYNOP формуються рівно в строк по вимірним поточним значенням метеовеличин.

Комплекс в процесі роботи автоматично проводить щохвилинний і погодинний архіви всіх вимірних і введених вручну метеовеличин і журнал роботи АМАС в цілому, в якому фіксуються всі повідомлення АМАС і всі дії операторів (спостерігача, синоптика і диспетчера керування польотами).

Перегляд архівної інформації здійснюється в діалоговому режимі по запиту оператора на відеомоніторах АРМН і АРМС. Архів, який формується на жорсткому диску АРМН на основі вимірних даних і проведених спостережень, містить таку інформацію:

- таблиць годинних значень вимірюваних і введених вручну метеовеличин;
- журнал роботи АМАС;
- журнал відправлених повідомлень.

На робочому місці спостерігача забезпечується перегляд архівних значень будь-якої метеовеличини на всю глибину ведення архіву в графічному або табличному вигляді. Оператор (спостерігач) вибирає вид інформації і період, за який він може переглянути архів.

Архів, що формується на жорсткому диску АРМС на основі даних, які приймаються від АРМН, містить таку інформацію:

- архів вимірних і розрахованих значень метеорологічних величин в графічному вигляді;
- журнал прийнятих метеозведень в кодах METAR, SPESI.

Крім автоматичного режиму вимірювань в АМАС комплекс забезпечує можливість роботи в режимі ручного вводу. Якщо в складі АМАС відсутні вимірювачі або при їх відключенні оператор (спостерігач) може вводити значення метеовеличин вручну, які одразу інтерпретуються як середні і їх значення присвоюється кожному відповідному вимірювачу для передачі на всі підключені ПД, АРМС, а також для використання при автоматизованому формуванні заготовок метеозведень.

Оператор (спостерігач) при вводі даних візуального спостереження може заздалегідь підготувати дані по видимості, хмарам, погоді, а також додаткову трендову інформацію, щоб забезпечити в строк передачу регулярних зведень погоди.

Оператор (спостерігач) може редагувати автоматично сформовані SPESI, METAR, SYNOP, повторювати і видавати повідомлення по запитам, встановити час редагування METAR і затримку до його відправлення в лінію зв'язку на зв'язкову ПЕОМ.

При необхідності, оператор (спостерігач) може оперативнo керувати режимами роботи з вимірювачами в АМАС, тобто

- оперативнo виключати і включати вимірювачі при їх недоцільності використання, наприклад, ВНМХ типу ЛВВХ-1 (джерела випромінювання у вимірювачах);

- при появі аварійних повідомлень, які формуються при відмові або збою будь-якого вимірювача, виконати підключення резервного вимірювача і відключити непрацездатний на даний момент вимірювач.

Оператор (спостерігач) може також керувати характером відображаємої інформації на екрані відеомонітору АРМН, тобто переглядати значення вибраної метеовеличини в графічному або табличному вигляді в діалоговому режимі:

- трьох годинного графіку з інтервалом вирішення 1 хв;
- добового графіку з інтервалом вирішення 1 год;
- таблиці метеовеличин, щогодинні значення.

Оператор (спостерігач) може вручну формувати додаткову інформацію. Наприклад, повідомлення про грозонебезпечні осередки, вітер на висотах і т.д., та передавати їх операторам (синоптику і диспетчеру) на АРМС і ПД.

Оператор (спостерігач) по команді, одержаній від диспетчера, може переключити курс робочого старту. Зміна курсу робочого старту здійснюється вручну в діалоговому режимі. При цьому, оператор (спостерігач) ПД може проконтролювати правильність установки курсу, оскільки встановлений курс робочого старту відображається на екрані ПД.

Параметри освітленості ВПП, які необхідні для розрахунку значень RVR, при відсутності в складі вимірювача яскравості фону, вводяться вручну оператором (спостерігачем) по узгодженню з диспетчером. Час реакції комплексу при зміні курсу або параметрів освітленості із перерахуванням метеовеличин для заново введених значень і передачею їх на всі робочі місця (АРМН, АРМС і ПД) складає не більше 12 сек.

Комплекс при цьому, автоматично веде журнал роботи, в який заносяться всі дії операторів (спостерігача, синоптика, диспетчера) при ручному втручанні в роботу комплексу і АМАС в цілому, з вказанням часу до однієї секунди.

Реєстрація метеорологічної інформації, яка одержана в строки спостереження, як поточної, так і архівної робиться по команді оператора (спостерігача) на принтері.

15.6 Запуск прикладної системи "АРМН"

Для виконання практичних занять потрібно запустити робочу програму прикладної програми (ПП) "АРМН". Робоча програма ПП "АРМН" здійснюється при автозавантаженні або з меню WINDOWS або за

допомогою піктограми "АРМН", яка знаходиться на робочому столі (екран WINDOWS).

При запуску робочої програми ПП "АРМН" з меню WINDOWS:

- клацнути лівою кнопкою "миші" по командній кнопці "Пуск" вікна WINDOWS;

- з меню, що з'явилося, виберіть пункт "Програми",

- з перечною програм, які з'явилися на екрані вибрати "Amsa-neu".

Запуск робочої програми ПП "АРМН" за допомогою піктограми ПП "АРМН":

- здійснюється подвійним клацанням лівої кнопкою "миші" на піктограмі "АРМН". Після запуску на екрані монітору з'являється інформаційне вікно АРМН (рис.1).

Інформаційне вікно має загальну постійну відображаєму частину (верхня частина екрану) і змінну (нижня частина екрану), яка виконана у вигляді електронного блокноту, що має сім закладок сторінок відображення ПП "АРМН".

Сторінки відображення ПП "АРМН" містять в собі:

- METAR;
- SPESI;
- SYNOP;
- Графіки;
- Таблиці добові;
- Таблиці 3 год;
- Журнал.

Вибір будь-якої сторінки здійснюється з меню ПП "АРМН", яке знаходиться в лівій нижній частині екрану монітора у вигляді 7 закладок електронного блокноту (рис.1) і доступно із будь-якої сторінки. Клацнувши по будь-якій закладці лівою кнопкою "миші", оператор автоматично переходить на вибрану сторінку відображення.

В інформаційному вікні ПП "АРМН" використовуються умовні позначення, які є загальними для всіх сторінок відображення ПП "АРМН":

- елементи керування;
 - закладки сторінок;
 - командні кнопки або клавіші, які використовуються для виконання команди оператора, при чому при вказанні курсору "миші", з'являється контекстна довідка про призначення кнопки;
 - кнопки передачі, що призначена для відправлення сформованої телеграми на вузол зв'язку АМСГШ і дисплеї ПД, АРМС;
 - кнопки формування заготовки телеграми, що призначена для складання телеграми по поточним даним;
 - кнопки вибору, які використовуються при виборі елемента меню або режиму відображення на сторінках "Графіки", "Таблиці доб.", "Таблиці 3

год", "Журнал". Для вибору кнопки необхідно клацнути лівою кнопкою "миші" всередині кнопки:

- невибрана кнопка; - вибрана кнопка;

- зміна кольору для вікон текстів метеозведень METAR, SPESI, SYNOP – зміна кольору вікна з текстом метеозведення (жовтий/сірий) використовується для вказання ступеня готовності тексту телеграми, при цьому:

- якщо колір вікна жовтий, то текст в даному вікні при необхідності може редагуватися;

- якщо колір вікна сірий (однаковий із загальним фоном), то текст в даному вікні редагуванню не підлягає;

- рамки вводу-виводу значень метеовеличин – зміна кольору рамок, в яких відображаються значення метеовеличин, використовується для вказання режиму вимірювання, а саме: автоматичний чи ручний ввід, при цьому:

- якщо при виводі значення метеовеличини рамка має колір, однаковий із загальним фоном (видно тільки рамку вікна), то це значить, що використовується автоматичний режим вимірювання значень метеовеличини;

- якщо при індикації значення метеовеличини рамка має голубий колір, це значить, що використовується ручне введення значення метеовеличини;

- зміна кольору рамки в яскраво червоний колір використовується для того, щоб привернути увагу оператора про необхідність оновити або підтвердити результат даних метеовеличини при ручному ввіді.

В загальній частині інформаційного вікна АРМН відображаються миттєві значення виміряних і розрахованих, по заданим алгоритмам, метеовеличин, а також введені вручну значення даних візуального спостереження:

- вікна параметрів вітру із змінною назвою "Робочий старт";
- рамка "Явища погоди";
- поле "Дата і час";
- рамка "Кількість і вигляд хмар";
- три рамки "Висота нижньої межі хмар (шар 1);
- поле з умовним зображенням ВПП і позначенням робочого курсу;
- рамка "Стан ВПП";
- три рамки "МДВ";
- три рамки "RVR";
- рамка " $T^{\circ} C_{нов}$ ";
- рамка "Волог. пов. %";
- рамка "Атм. тиск, гПа, в місці, де встановлено барометр".

В полі "Дата і час" вказується дата і час по Грінвичу (МСВ).

В полі умовного зображення ВПП і умовного позначення "Робочого курсу" цифрами вказано магнітний курс робочого старту.

В загальній частині інформаційного вікна АРМН всередині є строчка "Підказка" для виводу діагностичних і попереджувальних повідомлень оператору, а також для нагадування при складенні і випуску метеозведень METAR, SPESI. В строчці "Підказка" є дві кнопки:



- командна кнопка "Очистка строки повідомлень" використовується для знищення тексту повідомлення в даній строчці;



- командна кнопка "Вихід з програми".

Комплекс забезпечує 2 режими:

- режим автоматичного вимірювання метеовеличин;
- режим ручного вводу значень метеовеличин при відмові вимірювачів.

При автоматичному вимірюванні або в режимі ручного вводу миттєві значення виміряних або введених вручну метеовеличин виводяться кожна в своє вікно, яке обведене прямокутною рамкою. При вказанні курсором "миші" на будь-яке вікно, що обведене прямокутною рамкою, з'являється контекстна довідка для оператора з вказівкою найменування вимірювача.

Увага! При непрацездатності вимірювача:

- В строчці "Підказка" при відмові будь-якого вимірювача виводиться повідомлення, яке супроводжується звуковим сигналом:

"година: хв: сек: Втрачено зв'язок з вимірювачем "назва"";

- При відновленні працездатності вимірювача:

"година: хв: сек: Відновлено зв'язок з вимірювачем "назва"";

- Рамки виводу при відмові вимірювача:

"година: хв: сек: Втрачено зв'язок з вимірювачем "назва"";

- МДВ, ВНМХ – відповідна рамка виводу не має численних значень – "пуста";

- анеморумбометра на одному з стартів – відповідна рамка виводу дублює значення по вимірювачу параметрів вітру, який працює, а кругова діаграма не відображається;

- барометру, вимірювача ТВ у відповідній рамці виводу зберігається попереднє значення, яке одержане при справному вимірювачі, але рамка робиться голубого кольору.



Для керування вимірювачами будь-якого типу (основним і резервним) є можливість подвійним клацанням лівої кнопки "миші" на відповідній рамці виводу значення метеовеличини викликати діалогове вікно

"Керування вимірювачем – назва", назва і тип якого визначено в конфігураційному файлі.

Для виконання команди оператора використовуються такі клавіші діалогових вікон керування вимірювачами:

ВВОД - клавіша "Ввод" для підтвердження введених значень метеовеличини;

ВІДМІНА - клавіша "Відміна" для відміни введених значень метеовеличини;



 ,  - кнопки вибору: "Всі відключені", "Основний" (тип вимірювача), "Резервний (тип вимірювача)".



Сторінка "Графіки"



На цій сторінці знаходяться такі вікна:

- вікно "Вибір метеовеличини";
- вікно "Графік зміни метеовеличини (найменування)";
- вікно "Вид графіка";
- вікно "Архів";
- вікно "Тип графіка".

Крім вікон на сторінки є ще командні кнопки:

 ,  - кнопки вибору у вікнах "Вид графіка" і "Тип графіка";

  - кнопки і клавіша перегляду списку елементів у вікні "Вибір метеовеличини";

  - кнопки перегляду і клавіша "Календар" для вибору дати архіву.

Вікно "Вибір метеовеличини".

У даному вікні вказано перелік метеовеличин, для яких по архівним і поточним значенням, виводяться графіки.

Перелік метеовеличин по виду графіка - "3-х годинний" такий:

- по обох курсах: середня швидкість вітру за 2 хв в (м/с) – "Швидкість вітру МК..."; максимальна швидкість вітру за 2 хв в (м/с) – "Максим. вітер МК...";
- атмосферний тиск в місці установки барометра в гПа – "Атм.тиск барометра";
- по обох курсах і середині ВПП: три значення метеорологічної дальності видимості в (м) - "МДВ";

- по обох курсах і середині ВПП: три значення дальності видимості на ВПП в (м) - "RVR";
- по обох курсах і на ОПН: три значення висоти нижньої межі хмар (шар 1) в (м) - "Висота НМХ";
- температура повітря в ($^{\circ}\text{C}$) - "Температура повітря";
- відносна вологість повітря в (%) – "Відн. вологість повітря".

А перелік (по виду графіка - "Добовий") метеовеличин, значення яких записуються на кінець кожного часу по робочому курсу:

- середня швидкість вітру за 2 хв в (м/с) – "Швидкість вітру робочого курсу";
- максимальна швидкість вітру за 2 хв в (м/с) – "Максим. вітер";
- атмосферний тиск, який приведено до порогу ВПП в (гПа) - "QFE робочого курсу";
- мінімальне значення (з трьох) МДВ в (м) – "МДВ мінімальна";
- значення дальності видимості на ВПП (мінімальне з двох, яке одержане від двох вимірювачів, що установлені на робочому старті і середині ВПП) в (м) – "RVR робочого курсу";
- значення ВНМХ (шар 1) (мінімальне з двох, яке одержане від двох вимірювачів, що установлені на БПРМ і ОПН) в (м) – "Висота НМХ робочого курсу";
- температура повітря в ($^{\circ}\text{C}$) - "Температура повітря";
- відносна вологість повітря в (%) – "Відн. вологість повітря".

Вибравши метеовеличину за допомогою кнопок перегляду з списку, метеоспостерігач здійснює перегляд графіка по числовим значенням.

Вікна "Графік зміни метеовеличини (найменування)", "Вид графіка", і "Тип графіка".

На графіку у вікні "Графік зміни метеовеличини (найменування)" по осі абсцис відкладений поточний час в годинах, а по осі ординат відкладене поточне (або архівне) значення параметру (розмах – від мінімального значення до максимального протягом 3 год або 24 год) в залежності від вибраного виду графіка у вікні "Вид графіка".

Запис даних на графіку здійснюється кожну хвилину.

Метеоспостерігач, вибираючи в меню "Вид графіка" пункт "3-х годинний" або "Добовий", переглядає графік значень метеовеличини за 3 години або за добу.

Вісь абсцис має пересувну поточну шкалу часу:

- для "3-х годинного" графіка діапазон осі – 3 години назад від поточного часу, з ціною поділки – 15 хв, з відміткою початку доби;
- для "Добового" графіка діапазон осі – 24 години назад від поточного часу, з ціною поділки 1 година, з відміткою початку доби.

Вибираючи в меню "Тип графіка", клацанням кнопки вибору "Поточний" або "Архівний", метеоспостерігач переглядає поточні дані або архівні.

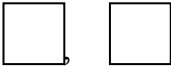
Вікно "Архів". Для перегляду довгострокового архіву значень метеовеличин передбачена клавіша "Календар" і кнопки перегляду по добам від встановленої дати, який активізується при виборі пункту "Архівний".

Перегляд здійснюється установкою дати архіву, при натисненні кнопки "Календар", або кнопками перегляду " \Leftarrow " " \Rightarrow ".

Сторінка "Таблиці доб."

На цій сторінці знаходиться вікно "Значення метеорологічних величин за (дату)", в якому виводиться архівна таблиця даних на кінець кожного часу (рис.2).

Командні кнопки, що використовуються на сторінці відображення "Таблиці доб." такі:

 - кнопки і клавіша перегляду списку елементів у вікні "Значення метеорологічних величин за (дату)";

 - кнопки перегляду і клавіша "Календар" для вибору дати архіву;

ДРУК - клавіша для виводу таблиці для друкування.

На цій сторінці виводиться архівна таблиця з даними за останні 10 хвилин кожного часу поточних або архівних діб для таких метеорологічних параметрів, які внесені в регулярне зведення:

- вказано робочий курс – МК;
- середній напрямок вітру за 10 хв – ddd;
- середня швидкість вітру за 10 хв – ff;
- максимальна швидкість вітру за 10 хв – ffm;
- метеорологічна дальність видимості - МДВ;
- дальність видимості на ВПП – RVR;
- явища погоди – Явища;
- код Хмарності - Хмари;
- висота нижньої межі хмар (шар 1) – ВНМХ;
- температура повітря - $t^{\circ}C$;
- відносна вологість повітря – f %;
- атмосферний тиск в місці установки барометру в (гПа) - P атм;
- тиск, приведений до середнього рівня моря в (гПа) – QFE;
- кількість опадів за 1 год (мм) – опади.

Для перегляду довгострокового архіву значень метеовеличин передбачено "Календар" і кнопки перегляду " \Leftarrow " " \Rightarrow ", які

забезпечують перегляд архівної інформації по добам від установленної дати.

Метеоспостерігач має можливість надрукувати на принтері вказану таблицю, натиснувши кнопку "Друк".

Сторінка "Таблиці 3 год."

На цій сторінці знаходиться вікно "Таблиця хвилинних значень параметрів з X год по X год, (дата)" (рис.3).

У даному вікні вказана таблиця хвилинних значень метеовеличин за вказані 3 години доби для таких метеорологічних параметрів:

- по обох курсах:
 - середній напрямок вітру за 2 хв в (\dots°) – ddd (МК);
 - середня швидкість вітру за 2 хв в (м/с) – ff (МК);
 - максимальна швидкість вітру за 2 хв в (м/с) – ffm (МК);
- по обох курсах і середині ВПП: три значення метеорологічної дальності видимості в (м) – МДВ (МК);
- явища погоди – Явища;
- код Хмарності – Хмари;
- по обох курсах і на ОПН: три значення висоти нижньої межі хмар (шар 1) в (м) – ВНМХ (МК);
- температура повітря - $t^\circ C$;
- температура точки роси в ($^\circ C$) – $t_d^\circ C$;
- відносна вологість повітря – f%;
- тиск, приведений до рівня моря в (гПа) – QNH;
- тиск, приведений до рівня порогу ВПП в (гПа) – QFE.

Командні кнопки, що використовуються на сторінці відображення "Таблиці 3- год." такі:

, - кнопки і клавіша перегляду списку елементів у вікні "Значення метеорологічних величин з X год по X год, (дата)";

- кнопки перегляду і клавіша "Календар" для вибору дати архіву;

ДРУК - клавіша для виводу таблиці для друкування.

Перегляд довгострокового архіву і вивід на друк здійснюється аналогічно як і в попередньому розгляді сторінки "Таблиці доб".

Сторінка "Журнал"

За допомогою кнопки "Всі записи" відкривається вікно "Журнал роботи за (дата)" з текстом журналу роботи станції в цілому, в якому

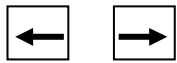
перераховані повідомлення про всі дії метеоспостерігача, режими роботи вимірювачів і аварійні повідомлення про несправність в роботі станції.

За допомогою кнопки "Тільки телеграми" відкривається вікно "Метеоповідомлення за (дата)", в якому перераховані тільки тексти метеозведень, які були відправлені на вузол зв'язку АМСГ, а також на АРМН і ПД.

Командні кнопки, що використовуються на сторінці відображення "Таблиці 3- год." такі:



- кнопки і клавіша перегляду списку елементів у вікні "Значення метеорологічних величин з X год по X год, (дата)";



- кнопки перегляду і клавіша "Календар" для вибору дати архіву;

ДРУК - клавіша для виводу таблиці для друкування.

Перегляд довгострокового архіву і вивід на друк здійснюється аналогічно як і в попередньому розгляді сторінки "Таблиці доб".

15.7 Вимірювання температури і вологості повітря

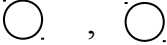
Виміряти температуру і вологість повітря в двох режимах: автоматичному і ручному.

В автоматичному режимі миттєві значення температури і вологості виводиться кожне в своє вікно, яке обведене прямокутною рамкою.

В ручному режимі для керування вимірювачами температури і вологості (основним, резервним) необхідно подвійним нажимом "миші" на відповідній рамці виводу значення температури і вологості викликати діалогове вікно (керування вимірювачем – назва). Для виконання команди використовуються такі клавіші діалогових вікон керування вимірювачами:

ВВОД - клавіша "Ввод" для підтвердження введених значень метеовеличини;

ВІДМІНА - клавіша "Відміна" для відміни введених значень метеовеличини;

 - кнопки вибору: "Всі відключені", "Основний" (тип вимірювача), "Резервний (тип вимірювача)".

Кнопкою вибору виділяємо один з пунктів "Основний" або "Резервний", тобто вказується по якому вимірювачу здійснюється збір даних метеовеличини. Також знизу вікна "Керування вимірювачем..." є строчка діагностики про працездатність вимірювача: "Вимірювач справний" або "Вимірювач несправний":

- у випадку несправності основного вимірювача необхідно перейти на резервний за допомогою кнопки вибору;

- у випадку несправності основного і резервного вимірювачів, необхідно кнопкою вибору виділити пункт "Всі виключені" і тоді з'явиться вікно "Ручний ввід". Клацнувши лівою кнопкою "миші", встановлюємо курсор в рамці вводу і за допомогою клавіатури вводимо значення, і потім підтверджуємо це клавішею вводу.

При ручному вводі рамка значень метеовеличини робиться блакитного кольору. Через 30 хвилин для формування зведення METAR рамка стає червоного кольору, що вказує метеоспостерігачу про необхідність підтвердити введені значення метеовеличини або ввести нові.

15.8. Вимірювання напрямку і швидкості вітру

Виміряти напрямок і швидкість вітру в двох режимах: автоматичному і ручному.

В автоматичному режимі вивід напрямку вітру здійснюється у вигляді кругових діаграм, які знаходяться у вікнах "Робочий старт", а також числових значень напрямку і миттєвої швидкості вітру в рамки, які озаглавлені "Миттєві зн.". На круговій діаграмі червона крапка, яка знаходиться на виділеному оранжевому секторі, показує миттєвий напрямок вітру, а виділений радіус зеленого кольору показує середній напрямок вітру за останні 2 хвилини. Виділена дуга оранжевого кольору показує сектор напрямку вітру за 2 хвилини від мінімального до максимального значення, а числові значення сектору вказані в строчці з надписом "Сектор". Під круговою діаграмою знаходиться строчка під назвою "2 хв", де представлено осереднені дані напрямку і швидкості вітру за 2 хвилини блакитного кольору. Наступна строчка бузкового кольору під назвою "Максим.", де вказується максимальна швидкість вітру за 2 хвилини.

У вікні "Робочого курсу" є також такі дані:

- бокова складова швидкості вітру (перпендикулярна ВПП) за 2 хв біля заголовка "Бокова складова" і надпису "2 хв" з вказівкою напрямку "Ліворуч/Праворуч";

- максимальне значення бокової швидкості вітру за 2 хв виводиться біля заголовка "Бокова складова" і надпису "Максим.".

Оновлення даних відбувається кожні 3 с.

Для контролю роботи вимірювача "Анеморумбометр М63М-1" у вікні "Керування вимірювачем - напрямок і швидкість ..." виводяться виміряні значення швидкості вітру – "Швидкість", напрямок вітру – "Напрямок" і положення перемикача шкали напрямку вітру (стан геркону) – "Геркон", клацанням клавіші "Запитання" примусово запитується вимірювач.

Ручний ввід і редагування значень метеовеличин параметрів вітру можливо тільки при відключенні всіх відповідних вимірювачів, як основних, так і резервних, у всіх пунктах спостереження. Для ручного вводу значень параметрів вітру послідовно у вікні "Робочий старт" викликати вікно "Керування вимірювачем...", активізувати пункт "Всі відключені" і тоді з'явиться вікно "Дані ручного вводу". Клацнувши лівою кнопкою "миші", установлюємо курсор в рамці вводу і за допомогою клавіатури вводимо значення, а потім підтверджуємо це клавішею вводу.

15.9. Вимірювання кількості атмосферних опадів

Виміряти кількість атмосферних опадів в двох режимах: автоматично і вручну.

В автоматичному режимі кількість атмосферних опадів виводиться в свої вікна, які обведені прямокутною рамкою:

- кількість опадів за 12 год (мм) - "Опади за 12 год";
- кількість опадів за 24 год (мм) - "Опади за 24 год".

Ручний ввід і редагування значень кількості опадів можливо тільки при відключенні всіх відповідних вимірювачів, як основних, так і резервних, у всіх пунктах спостереження. Для ручного вводу значень кількості опадів викликати вікно "Опади за 12 год", активізувати пункт "Всі відключені" і тоді з'явиться вікно "Дані ручного вводу". Клацнувши лівою кнопкою "миші", установлюємо курсор в рамці вводу і за допомогою клавіатури вводимо значення, а потім підтверджуємо це клавішею вводу.

ЛИТЕРАТУРА

1. Белов Н.П. Метеорологические радиолокационные станции. Учебное пособие. - Л.: Гидрометеиздат, 1976. – 367 с.
2. Степаненко В.Д. Радиолокация в метеорологии. - Л.: Гидрометеиздат, 1973. – 343 с.
3. Радиотехнические системы. Под ред. Казаринова Ю.М. – М.: Высшая школа, 1990. – 496 с.
4. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
5. Вельміскін Д.І. Антенні системи метеорологічних радіолокаційних станцій. Конспект лекцій. – Одеса: Екологія, 2008. – 143 с.
6. Вельміскін Д.І., Пералігін Б.В. Розповсюдження радіохвиль: Конспект лекцій. – Одеса, Вид-во «ТЕС», 2007. – 67 с.
7. Вельміскін Д.І. Теоретичні основи радіолокації: Конспект лекцій. – Дніпропетровськ: «Економіка», 2005. – 128 с.
8. Корбан В.Х. Метеорологічна радіолокаційна техніка: Конспект лекцій. – Дніпропетровськ: Вид-во «Економіка», 2005. – 195 с.
9. Технічний опис комплексу АМАС АВИА-1. – К. Спецавтоматика, 2000. – 127 с.
10. Корбан В.Х., Дегтярьова Л.М. Методичні вказівки з дисципліни «Методи гідрометеорологічних вимірювань». – Одеса, ОДЕКУ, 2002. – 37 с.

Навчальне видання

Вельміскін Дмитро Іванович

АВТОМАТИЧНІ СИСТЕМИ МОНІТОРИНГУ

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
