

МІНІСТЕРСТВО ОБОРОНИ УКРАЇНИ
ХАРКІВСЬКИЙ УНІВЕРСИТЕТ ПОВІТРЯНИХ СИЛ
імені ІВАНА КОЖЕДУБА

ОСНОВИ ПОБУДОВИ
РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ЗАСОБІВ РОЗВІДКИ
ПОВІТРЯНОГО ПРОСТОРУ

Конспект лекцій

Харків
2013

УДК 621.396.967.(075.8)

ББК Ц641.4:571.432я7-2

О-75

*Рекомендовано до видання вченою радою
Харківського університету Повітряних Сил
(протокол № 41 від 15.11.2011)*

Автори: К. С. Васюта, О. В. Тесленко, В. М. Купрій,
О. А. Малишев

Рецензенти: Ю. М. Седишев, докт. техн. наук, проф.
С. П. Коваленко, канд. військ. наук, доц.

Основи побудови радіолокаційних засобів розвідки
повітряного простору : конспект лекцій / К. С. Васюта,
О. В. Тесленко, В. М. Купрій, О. А. Малишев. – Х. : ХУПС,
2013. – 212 с.: іл.

Викладаються принципи побудови радіолокаційних станцій наземного базування та наводяться основні технічні рішення щодо їх побудови, пояснювальні рисунки принципів та методів радіолокації, структурні, функціональні схеми основних систем радіолокаційних станцій та їх складових частин. Аналізуються вплив характеристик цілі та завад на роботу РЛС, а також методи захисту РЛС. Наведені основні дані щодо побудови системи АСУ РТВ та системи вторинної радіолокації на основі аналізу побудови наземних радіолокаційних запитувачів.

Розраховано на курсантів, які навчаються за спеціальністю „Радіоелектронні комплекси та системи озброєння техніки Повітряних Сил”, спеціалізацією „Радіолокаційні засоби інформаційного забезпечення військ (сил)”. Може бути корисним також для інженерно-технічного складу радіотехнічних військ.

УДК 621.396.967.(075.8)

ББК Ц641.4:571.432я7-2

© Васюта К. С., Тесленко О. В., Купрій В. М.,
Малишев О. А., 2013

© Харківський університет Повітряних Сил
імені Івана Кожедуба, 2013

З М І С Т

СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	4
ВСТУП	7
Розділ 1. ТЕХНІЧНІ ОСНОВИ ОГЛЯДОВОЇ РАДІОЛОКАЦІЇ.....	8
Лекція 1. Розвиток оглядової радіолокації.....	8
Лекція 2. Структурна схема імпульсної РЛС.....	30
Лекція 3. Вимоги до передавальних пристроїв РЛС.....	42
Лекція 4. Призначення та технічні характеристики приймальних пристроїв.....	59
Лекція 5. Принципи побудови приймальних пристроїв РЛС з цифровою обробкою сигналів.....	70
Лекція 6. Ехосигнали та їх моделі.....	83
Лекція 7. Технічні і конструктивні рішення для РЛС основних класів	90
Розділ 2. СИСТЕМИ І ТЕХНІКА РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ РОЗВІДКИ ПОВІТРЯНОГО ПРОСТОРУ.....	97
Лекція 8. Огляд простору і формування зон виявлення РЛС.....	97
Лекція 9. Особливості побудови оглядових РЛС РТВ.....	117
Лекція 10. Класифікація пасивних завад.....	132
Лекція 11. Когерентно-імпульсний метод селекції рухомих цілей	152
Лекція 12. Класифікація активних завад	161
Лекція 13. Принципи захисту РЛС від активних маскувальних завад	174
Лекція 14. Системи з активним запитом і відповіддю.....	192
ЛІТЕРАТУРА.....	211

СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АД	– амплітудний детектор
АЗ	– активна завада
АК	– автокомпенсатор
АКП	– автоматизований командний пункт
АМШ	– амплітудна модуляція шумом
АПД	– апаратура передачі даних
АПОІ	– апаратура первинної обробки інформації
АПЧ	– автоматичне підстроювання частоти
АС	– автоматичний супровід
АСУ	– автоматизована система управління
АФТ	– антенно-фідерний тракт
АЦП	– аналого-цифровий перетворювач
АЧМШ	– амплітудно-частотна модуляція шумом
АЧС	– амплітудно-частотний спектр
АЧХ	– амплітудно-частотна характеристика
АШЗ	– активна шумова завада
БВЧ	– блок високої частоти
ВНЦВ	– РЛС виявлення, наведення та цілевказівки
ВРЛ	– вторинна радіолокація
ВФМ	– відносна фазова модуляція
ГФП	– гребінчастий фільтр придушення
ДВ	– дипольний відбивач
ДЛЗ	– дисперсійна лінія затримки
ДПФ	– дискретне перетворення Фур'є
ДСА	– діаграми спрямованості антени
ДЦМ	– дециметровий діапазон радіохвиль
ЕОМ	– електронно-обчислювальна машина
ЕПР	– ефективна поверхня розсіювання
ЗПН	– засоби повітряного нападу
ІКО	– індикатор кругового огляду
ІЧ	– інфрачервоний
КГ	– когерентний гетеродин
ККД	– коефіцієнт корисної дії
КП	– командний пункт
КПЛ	– комплекс пасивної локації
КС	– координатний сигнал
КСД	– коефіцієнт спрямованої дії
КШВ	– компенсація швидкості вітру

ЛЧМ	– лінійно-частотно модульований
МГ	– місцевий гетеродин
НВЧ	– надвисока частота
НРЗ	– наземний радіолокаційний запитувач
НРЗ-П	– наземний радіолокаційний запитувач системи «Пароль»
ОЗП	– оперативний запам'ятовуючий пристрій
ОКВ	– ознака коду відповіді
ПАЗ	– постановник активних завад
ПВФМ	– подвійна відносна фазова модуляція
ПВЧ	– підсилювач високої частоти
ПЗ	– пасивна завада
ПЗП	– постійний запам'ятовуючий пристрій
ПНЧ	– підсилювач низької частоти
ППК	– приймально-передавальна кабіна
ППС	– пристрій перетворення сигналів
ПШт	– підсилювач потужності
ППЧ	– підсилювач проміжної частоти
ПСДК	– пристрій спряження з дискретними каналами
ПЧ	– проміжна частота
РЕЗ	– радіоелектронні засоби
РЕС	– радіоелектронні системи
РЕТ	– радіоелектронна техніка
РЛВ	– радіолокаційне впізнавання
РЛЗ	– радіолокаційний запитувач
РЛІ	– радіолокаційна інформація
РЛК	– радіолокаційний комплекс
РЛО	– радіолокаційне озброєння
РЛС	– радіолокаційна станція
РЛС БР	– РЛС бойового режиму
РЛС ЧР	– РЛС чергового режиму
РПП	– радіопередавальний пристрій
РПрП	– радіоприймальний пристрій
РТС	– радіотехнічні системи
САЗВ	– система з активним запитом і відповіддю
СВ	– сигнал відповіді
СГр	– синхрогрупа
СЗ	– сигнал запиту
СМ	– сантиметровий діапазон радіохвиль
СРЦ	– селекція рухомих цілей
СУФ	– смуговий узгоджений фільтр

СЩП	– спектральна щільність потужності
ТП	– тривалість пачки (сигналів)
ТТХ	– тактико-технічні характеристики
УФ	– узгоджений фільтр
ФД	– фазовий детектор
ФКМ	– фазокодоманіпульований
ФМ	– фазова модуляція
ФНЧ	– фільтр низької частоти
ФЧХ	– фазочастотна характеристика
ХІП	– хаотична імпульсна послідовність
ЦАП	– цифроаналоговий перетворювач
ЦУФ	– цифровий узгоджений фільтр
ЦФ	– цифровий фільтр
ЦФАР	– цифрова фазована антенна решітка
ЧМ	– частотна модуляція
ЧМШ	– частотна модуляція шумом
ЧПВ	– черезперіодне віднімання
ЧХП	– частотне хитання променя
ШАРП	– шумове автоматичне регулювання підсилення

ВСТУП

Дисципліна «Основи побудови радіолокаційних засобів розвідки повітряного простору» має на меті: навчити курсантів основам побудови засобів активної і пасивної радіолокації, а також комплексів засобів автоматизації командних пунктів радіотехнічних підрозділів та частин; надати знання та практичні навички, необхідні для вивчення і засвоєння конкретних зразків радіолокаційних засобів і комплексів засобів автоматизації; прищепити навички системного підходу при обґрунтуванні тактико-технічних вимог до радіолокаційного озброєння і оцінки його бойових можливостей; сформувати курсантів як військових фахівців, інженерів-дослідників складних систем радіолокаційного озброєння; розвинути творче інженерне мислення, необхідне військовому інженеру при розробці, дослідженні та експлуатації нових зразків радіолокаційного озброєння; підготувати курсантів до самостійного добування знань, вивчення науково-технічної літератури і періодичних видань за спеціальністю, самостійного освоєння перспективних зразків озброєння.

Одним з головних завдань Повітряних Сил Збройних Сил України є попередження про початок нападу повітряного противника та боротьба з ним, а в мирний час – бойове чергування з охорони Державного кордону України у повітряному просторі та контроль порядку використання повітряного простору України.

Радіотехнічні війська є основним джерелом інформації про повітряну обстановку. Вони призначені для ведення радіолокаційної розвідки і видачі бойової та розвідувальної інформації на командні пункти повітряних командувань (ПвК) ПС, командні пункти з'єднань та частин зенітних ракетних військ, авіації, частин РЕБ для забезпечення ведення бойових дій та бойового управління з'єднаннями, частинами та підрозділами; оповіщення військ та об'єктів про початок повітряного нападу; здійснення контролю за польотами (перельотами) своєї авіації; контролю у взаємодії з органами обслуговування повітряного руху за дотриманням правил використання повітряного простору та порядком перетину державного кордону України повітряними суднами всіх відомств та іноземних держав.

Разом з розгорнутими для виконання бойових завдань радіотехнічними підрозділами оперативних командувань, зенітних ракетних, зенітних артилерійських і авіаційних з'єднань (частин) РТВ створюють систему розвідки повітряного противника й оповіщення про нього.

Розділ 1. ТЕХНІЧНІ ОСНОВИ ОГЛЯДОВОЇ РАДІОЛОКАЦІЇ

ЛЕКЦІЯ 1. РОЗВИТОК ОГЛЯДОВОЇ РАДІОЛОКАЦІЇ

1. Історія розвитку засобів радіолокації РТВ Повітряних Сил

З погляду розвитку й удосконалення радіолокаційної техніки можна виділити п'ять етапів (рис. 1.1).

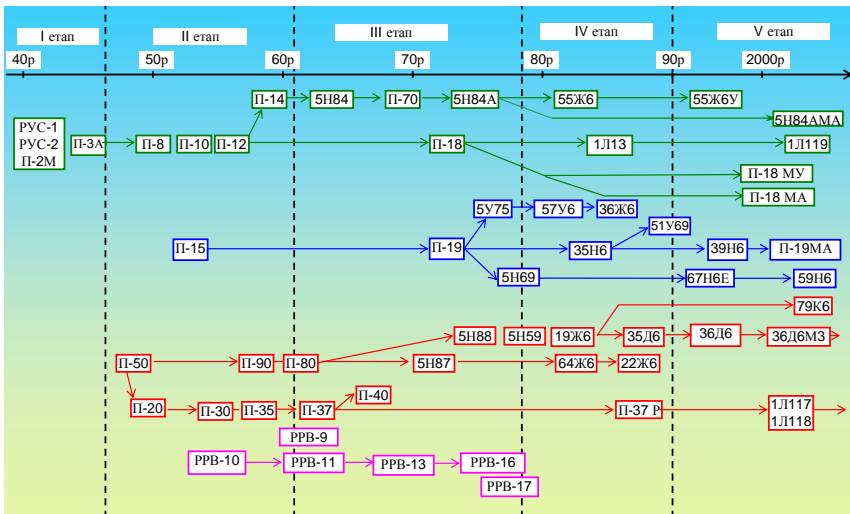


Рис. 1.1. Хронологія розвитку наземних оглядових РЛС розвідки повітряного простору

Перший етап (до 1946 року)

У передвоєнний період йшло освоєння основних технічних рішень для створення спрямованих антен, генераторів НВЧ, приймально-індикаторних пристроїв, вирішення ряду принципів задач з використання методів вимірювання дальності й кутових координат.

Перші серійні РЛС виявлення літаків РУС-1 «Ревень» (рис. 1.2) були багатопозиційними й склалися з трьох позицій. До комплексу системи входили: передавальна й дві приймальні станції, змонтовані на автомашинах. Розташовувалися автомашини на місцевості так, що

передавальна перебувала в центрі лінії між приймальними станціями на відстані 30 – 40 км від кожної приймальної станції (на одній прямій) [1].

Передавальна станція створювала в напрямку приймальних станцій спрямоване випромінювання у вигляді завіси («забору»), при перетинанні якої літаки виявлялися приймальними станціями по биттях прямого й відбитого сигналів, що ресструвалися на паперовій стрічці записуючого приладу — ондулятора. РЛС працю-



Рис. 1.2. РЛС РУС-1 «Ревень»

вала в метровому діапазоні радіохвиль і мала дальність виявлення до 30 – 40 км.

РЛС РУС-1 використовувалися у війні з білофінами й на початку Великої Вітчизняної війни. Було випущено 44 комплектів РУС-1. В їх створенні активно брав участь полковник Д. С. Стогов – згодом начальник кафедри ВІРТА ППО.

Імпульсна РЛС РУС-2 «Редут» (П-1) (рис. 1.3) була прийнята на озброєння ВНОЗ (війська наземного оповіщення та зв'язку) влітку 1940 року та не мала аналогів у світі за своїми технічними характеристиками. РЛС призначалась для виявлення цілей у повітрі й наведення винищувальної авіації. Пересувний варіант РЛС використовувався ВНОЗ та мав назву РУС-2с «Пегматит» (П-2). Дальність виявлення РЛС становила 110 км при висоті цілі 7 км. Сектор огляду за азимутом: 0 – 360°. Ширина діаграми спрямованості антени (ДСА) у горизонтальній площині: 40 – 45°. Точність визначення координат: за азимутом – 2°, за дальністю – 1000 м.

Пошук цілей відбувався за допомогою обертання антени в межах сектора або ж шляхом обертання антени навколо своєї осі. Спостереження за появою сигналів, відбитих від цілей, велося за індикатором дальності. Дальність до цілі зчитувалась за шкалою індикатора дальності, а дані про азимут – зі шкали азимутального приладу. Визначення азимута проводилось за максимумом сигналу або методом «гойдання». Відлік кутів відбувався за азимутальною шкалою. Цілі супроводжувались вручну. Передача даних про ціль відбувалась по телефону або радіо.

РЛС працювала в метровому діапазоні радіохвиль 4,12 м (близько 73 МГц) і мала імпульсну потужність до 100 кВт. Бойовий розрахунок станції складався з 3 людей.

Обертання антени по азимуту здійснювалося за допомогою електромотора. Швидкість обертання становила 1 об/хв (для П-1, П-2). У станції П-2М швидкість обертання регулюється в межах від 0 до 2 об/хв. РЛС П-1 і П-2 розміщувались на двох машинах. На одній – передавальний пристрій, на іншій – приймальний пристрій. Передавальна та приймальна антени обертались синхронно.

Наприкінці 1941 року почалось виробництво РЛС «Редут-41» під тією ж назвою РУС-2 (П-2М) з перемикачем «прийом – передача» на чвертьхвильових лініях та електричних розрядниках РБ-2, що дало змогу створити РЛС з однією кабіною. Варіанти цієї РЛС з однією антеною («Редут» на автомобілі й «Пегматит» – пересувний) стали основними РЛС розвідки повітряного простору під час Великої Вітчизняної війни.

У 1944 році на основі РУС-2 була створена РЛС П-3А «Печора» (рис. 1.4), здатна визначати висоту за допомогою двоярусної антени й гоніометра.

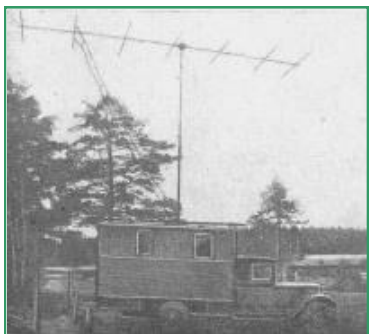


Рис. 1.3. РЛС РУС-2 «Редут»

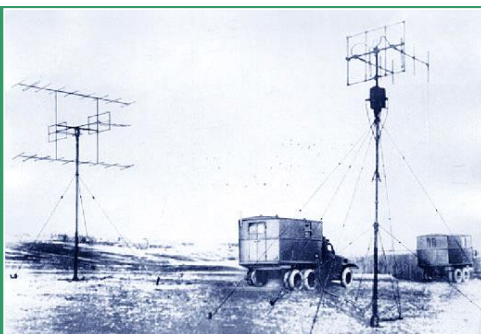


Рис. 1.4. РЛС П-3А «Печора»

За роки Великої Вітчизняної війни було випущено 132 мобільних і 463 пересувних РЛС РУС-2.

Слід зазначити, що під час війни німецькі РЛС як трофеї потрапляли до радянських військ дуже рідко. У районі Берліна у квітні 1945 року були виявлені радіолокаційні станції гарматного наведення «Малий Вюрцбург» і звукоуловлювачі, але нічого істотно нового радянським інженерам і військовим фахівцям у цій апаратурі виявити не вдалося [2].

Союзники СРСР у другій світовій війні (США й Англія) допомогли і поставляли окремі РЛС в основному для ППО. Але гігантський фронт 1941 – 1945 років вимагав значної кількості техніки. Тому закордонні зразки тільки доповнили те, що було створено молодого вітчизняною радіопромисловістю. Слід зазначити, що деякі технічні рішення були запозичені з цих зразків та використані пізніше при створенні РЛС П-20.

Для першого етапу характерні:

Освоєння основних технічних рішень для створення спрямованих антен, генераторів НВЧ, приймально-індикаторних пристроїв, вирішення завдань з методів вимірювань дальності й кутових координат.

Досвід війни показав необхідність розвитку військової радіолокації. У 1946 році Рада з радіолокації при ДКО (державний комітет оборони) була перетворена на Комітет з радіолокації при РНК (рада народник комісарів). Для підготовки військових кадрів з радіолокації Вища школа ППО була перетворена на Артилерійську радіотехнічну академію (АРТА) Радянської Армії з дислокацією в місті Харкові (згодом на Вищу інженерну радіотехнічну академію (ВІРТА) ППО, Харківський військовий університет (ХВУ), нині ХУПС ім. І. Кожедуба). Створення радіолокаційної техніки було доручено ряду спеціалізованих науково-дослідних інститутів. Таким чином до 1946 року закінчився перший етап первинного розвитку радіолокаційної техніки дальнього виявлення літаків.

Другий етап охоплює (орієнтовно) 1946 – 1962 роки

Його перший період характеризується розвитком РЛС сантиметрового діапазону хвиль (у 1949 році прийняття на озброєння РЛС «Обсерваторія» П-50, в 1951 році – РЛС П-20 «Перископ» (рис. 1.5)), введенням стабільного темпу огляду повітряного простору – 6 об/хв, застосуванням індикаторів з яскравісною позначкою – індикаторів кругового огляду (ІКО) й секторних індикаторів, збільшенням дальності та максимальної висоти виявлення цілей, підвищенням точності радіолокаційних вимірювань, застосуванням вимірювань висоти цілі «на проході» (застосування V-променя).

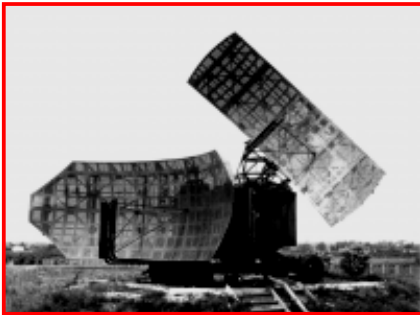


Рис. 1.5. РЛС П-20 «Перископ»



Рис. 1.6. РЛС П-35 «Сатурн-У»

З'явилися засоби захисту РЛС від пасивних завад і режим селекції рухомих цілей (СРЦ), можливість перенастроювання частоти передавача.

На зміну РЛС П-20 у 1956 році приходять повністю вітчизняний варіант – РЛС П-30 (надалі далекоміри П-35 (рис. 1.6), П-37), який вигідно відрізнявся від закордонних аналогів простотою й надійністю будови при високих тактико-технічних характеристиках (ТТХ). Цими ж якостями відрізнявся й ряд РЛС метрового діапазону: П-8 (1950 рік), П-10 (1951 рік) (рис. 1.7) та П-12 (1955 рік) (рис. 1.8).



Рис. 1.7. РЛС П-10 «Волга-А»



Рис. 1.8. РЛС П-12 «Енисей»

Завершився другий етап прийняттям на озброєння оригінальних РЛС: П-15 (рис. 1.9) дециметрового діапазону хвиль для виявлення маловисотних цілей (1956 рік); радіолокаційних комплексів «далекомір +



Рис. 1.9. РЛС П-15 «Тропа»

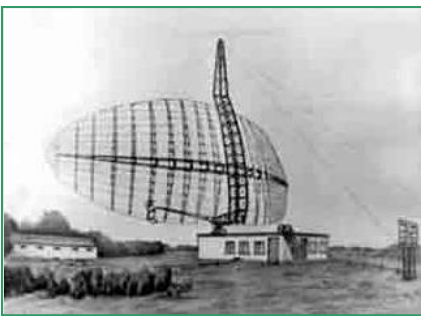


Рис. 1.10. РЛС П-14 «Лена»

висотомір» (П-35 + РРВ-10 – 1956 рік); РЛС П-80 «Алтай» (1962 рік); потужної стаціонарної РЛС метрового діапазону П-14 «Лена» (1959 рік) (рис. 1.10) із дзеркальною антеною великого розміру, що проіснували, з урахуванням проведення модернізації, більше 40 років.

У 1956 році була прийнята перша загальнодержавна система радіолокаційного впізнання «Кремній-2М»; усі РЛС РТВ оснащались наземними радіолокаційними запитувачами цієї системи.

Для другого етапу характерні:

- розвиток РЛС сантиметрового діапазону хвиль, стабільний темп огляду простору – 6 об/хв;
- поява індикаторів з яскравісною позначкою – ІКО й секторних індикаторів;
- збільшення дальності, стелі й точності радіолокаційних вимірювань;
- вимірювання висоти «на проході» (V- промінь).

Третій етап (середина 60-х кінець 70-х років минулого століття)

В 60...70-х роках минулого століття основним був принцип комплексування радіолокаційних далекомірів і висотомірів. На озброєння РТВ послідовно надходили все більш довершенні рухомі радіолокаційні висотоміри РРВ-11 (1962 рік) (рис. 1.11), РРВ-13 (1969 рік), РРВ-17 (1975 рік) (рис. 1.12). Для виявлення маловисотних цілей були створені компактні рухомі висотоміри РРВ-9 і РРВ-16.



Рис. 1.11. РРВ-11 «Вершина»

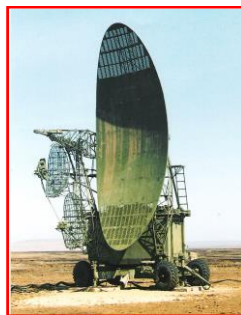


Рис. 1.12. РРВ-17 «Линейка»

Основним радіолокаційним комплексом (РЛК) радіотехнічних військ став комплекс 5Н87 (1972 рік) (рис. 1.13), що мав велику стелею й дальність виявлення цілей та високу заводо захищеність. У модернізованому вигляді (РЛК 5Н87М та 64Ж6) він надходив у війська й у 80-х роках минулого століття.

На основі РЛС метрового діапазону радіохвиль П-14 у 1966 році створюється пересувна РЛС дальнього виявлення П-14Ф «Фургон» (рис. 1.14), а в 1969 році – стаціонарний радіолокатор великої дальності

П-70 «Лена-М» (рис. 1.15), що відрізнявся високим енергетичним потенціалом. У радіолокаторі П-70 вперше був застосований складний лінійно-частотно модульований (ЛЧМ) зондувальний сигнал.



Рис. 1.13. РЛК 5N87 «Кабина-66»



Рис. 1.14. РЛС П-14Ф «Фургон»

На базі РЛС П-12 у 1970 році створюється РЛС метрового діапазону радіохвиль П-18, що в різних модернізаціях досі залишається на озброєнні радіотехнічних військ. У 1974 році на озброєння приймається РЛС виявлення маловисотних цілей П-19 «Дунай» (рис. 1.16) дециметрового діапазону радіохвиль. Були створені РЛС підвищеної надійності для віддалених районів П-95 «Буг» і П-96 «Оскол». Для захисту антен від зовнішніх впливів стали застосовувати радіопрозори укриття.



Рис. 1.15. РЛС П-70 «Лена-М»



Рис. 1.16. РЛС П-19 «Дунай»

Для третього етапу характерні:

– збільшення середньої потужності й складності модуляції випромінюваних сигналів РЛС;

- поліпшення якості й збільшення розмірів антенних систем;
- істотне підвищення завадостійкості РЛС, впровадження в практику комплексу методів і технічних засобів захисту від завад, у тому числі адаптивних;
- розвиток пасивної локації постановників активних завад;
- автоматизація процесів отримання, збору, обробки й передачі радіолокаційної інформації: приймаються на озброєння й надходять у війська об'єкти АСУ систем «Воздух» та «Луч».

Розвиток радіолокаційного озброєння у 60-х – 70-х роках минулого століття спирався на міцний фундамент – розвинену теорію радіолокації й завадозахисту РЛС. У створення цієї теорії й практичне вдосконалення РЛС РТВ значний внесок зробили вчені ВІРТА ППО; п'ятеро з них: В. І. Гомозов, С. І. Красногоров, І. В. Перетягін, В. В. Федінін, Я. Д. Ширман були визнані гідними Державної премії СРСР.

Радіотехнічні війська першими використали у своєму озброєнні такі передові методи, як адаптивне придушення завад, поляризаційна селекція завад, електронне сканування променя діаграми спрямованості антени (ДСА). Однак технічні можливості лампової й напівпровідникової техніки були обмежені. Принципові зміни елементної бази РЛС й АСУ в 70-х роках минулого століття, перехід до техніки інтегральних мікросхем докорінно змінили ситуацію.

Четвертий етап (з кінця 70-х до середини 90-х років минулого століття)

Нові технічні можливості й нові вимоги до інформативності, завадостійкості, живучості РЛО РТВ привели до відмови від комплексів «далекомір + висотомір» і зумовили відродження трикоординатних РЛС кругового огляду на якісно новому рівні – з використанням багатоканальної ДСА за кутом місця.

У 1978 році приймається на озброєння трикоординатна РЛС дальнього виявлення дециметрового діапазону радіохвиль 5Н69 (СТ-67) (рис. 1.17) із дводзеркальною антенною системою великих розмірів. Трикоординатні РЛС виявлення маловисотних цілей 5Н59 (СТ-68) (1980 рік) (рис. 1.18) і 19Ж6 (1981 рік) виконані із широким використанням цифрової техніки обробки сигналів й інформації. Одним з головних досягнень при розробці РЛС СТ-68 було доведення до когерентності формування сигналів, які випромінюються, та обробки прийнятих коливань, що дало змогу придушувати відбиття від місцевих предметів на рівні – 50 – 60 дБ, а також застосування цифрового автокомпенсатора.

У 1982 році на озброєння прийнята трикоординатна РЛС метрового діапазону хвиль 55Ж6 («Небо») (рис. 1.19). У РЛС 5У75В (1978 рік) і її модернізованому варіанті 5У6, (1985 рік) (рис. 1.20), призначених для гірських позицій, вперше застосована цифрова фільтрація сигналів, система дистанційного управління й автоматичного контролю технічного стану. Майже повністю «цифровою» є апаратура наземного радіолокаційного запитувача (НРЗ) нової системи «Пароль» (1977 рік).



Рис. 1.17. РЛС 5Н69



Рис. 1.18. РЛС 5Н59

У 1987 році на озброєння приймається трикоординатна РЛС 35Д6 (рис. 1.21), здатна виявляти малорозмірні цілі на малих та гранично малих висотах, та РЛС 22Ж6 «Десна» (рис. 1.22) з режимом розпізнавання цілей за класами.



Рис. 1.19. РЛС 55Ж6 «Небо»



Рис. 1.20. РЛС 5У6 «Перископ»

Поряд з розвитком засобів радіолокації РТВ удосконалювалися й об'єкти АСУ ротного, батальйонного й вищого рівнів. На зміну об'єктам

АСУ системи «Луч-2» прийшли об'єкти системи «Луч-3» й «Піраміда», побудовані на уніфікованій елементній базі, з поліпшеними тактико-технічними характеристиками.



Рис. 1.21. РЛС 35Д6



Рис. 1.22. РЛС 22Ж6 «Десна»

Для четвертого етапу характерні:

– нові технічні можливості й нові вимоги до інформативності, завдостійкості, живучості РЛО РТВ привели до відмови від комплексів «далекомір + висотомір» і зумовили відродження трикоординатних РЛС кругового огляду на якісно новому рівні – з використанням багатоканальної ДСА за кутом місця;

– РЛС здатні формувати трасову інформацію про цілі;

– у РЛС використовуються складні ЛЧМ та фазокодоманіпульовані (ФКМ) зондувальні сигнали, що дало можливість ввести розпізнавання цілей за класами;

– як елементна база РЛС широко застосовуються напівпровідникові та цифрові пристрої.

Сучасний (п'ятий) етап (з кінця 90-х років минулого століття)

На початку нового тисячоліття на озброєнні РТВ з'являються новітні зразки РЛС, такі як 79К6 «Пелікан» (2006 рік) (рис. 1.23) та модернізовані РЛС П-18МА (2006 рік) (рис. 1.24), П-19МА (2006 рік), П-18МУ (2007 рік) та 5Н84АМА (2010 рік) (рис. 1.25). З'являються вторинні РЛС (РЛС з активним запитом та відповіддю) – РАВРЛ (рухомий автоматизований вторинний радіолокатор) (2010 рік) (рис. 1.26). Усі РЛС побудовані на новітній цифровій елементній базі з застосуванням сигнальних процесорів, перепрограмованих мікроконтролерів та з урахуванням найсучасніших поглядів на обробку радіолокаційної інформації (РЛІ). Використання передавачів на твердотільних активних елементах та цифрових формувачів

зондувальних сигналів дає змогу використовувати різні формати складних сигналів та застосовувати комбіновані режими опромінювання з застосуванням як простих, так і складних сигналів.



Рис. 1.23. РЛС 79К6 «Пелікан»



Рис. 1.24. РЛС П-18МА

Поряд з первинною та вторинною обробкою РЛІ РЛС нового покоління здатні проводити третинну обробку РЛІ від РЛС нового та старого парку, виконувати автоматичне формування та проведення трас цілей, а також автоматичне знімання РЛІ та її видачу користувачам у цифровому вигляді з застосуванням модемів. Таким чином новітні РЛС здатні виконувати завдання щодо збору РЛІ, які раніше поклалися на АСУ радіотехнічних підрозділів.



Рис. 1.25. РЛС 5H84АМА



Рис. 1.26. PABPIL

Сучасний етап розвитку РЛЗ РТВ докорінно відрізняється від попередніх за рівнем технології й забезпечуваних нею принципових можливостей побудови РЛС. Однак вартість техніки нового покоління

істотно вища, тому практично реалізувати всі досягнення теорії, методи випромінювання, прийому й обробки сигналів й інформації в кожному зразку РЛС неможливо. Це протиріччя вирішується раціональним вибором типу парку РЛС, розподілом вирішуваних завдань між класами (типами) РЛС, оптимізацією складності зразків, обсягів їх виробництва, витрат й поповнення ресурсів РЛС на основі військово-економічного аналізу.

Для п'ятого етапу характерні:

- застосування цифрової обробки інформації;
- використання цифрових антенних решіток (ЦФАР);
- автоматичне супроводження цілей;
- створення цифрових індикаторів огляду повітряної обстановки;
- покращання інформативності та завадостійкості РЛС;
- підвищення вимоги до мобільності та надійності РЛС.

Радіолокаційні засоби РТВ у цілому являють собою складну сукупність (систему) зразків радіоелектронної техніки (РЕТ). Ця система склалася історично й динамічно розвивається протягом десятиліть, підкоряючись певним закономірностям.

Складність системи РЛО РТВ й її основні особливості обумовлені:

- різноманітністю класів, типів, технічних рішень й елементної бази РЛС, які одночасно разом перебувають в експлуатації;
- територіальним розподілом і різноманітними кліматичними умовами експлуатації;
- необхідністю багаторівневого інформаційного обміну й поєднання РЛС РТВ із різноманітними користувачами інформації;
- тривалим строком життєвого циклу (до 20 і більше років) й інтенсивною витратою ресурсу РЛС РТВ, необхідністю його систематичного поповнення;
- значною кількістю зразків РЛС РТВ, що потребують відповідної кількості обслуговуючого персоналу;
- великою сумарною витратою ресурсів (людських, енергетичних, матеріальних, палива і коштів) на експлуатацію та підтримку боєздатності РЛО;
- постійним відновленням типу РЛС, удосконаленням парку РЛО в роздріб (поелементно), необхідністю забезпечення сумісності (спільної ефективної роботи) РЛС різних типів і поколінь.

Військовий інженер РТВ уже на рівні батальйонної ланки зіштовхується на практиці з такими особливостями системи РЛО РТВ, як її просторовий розмах і структурна складність, більші просторові й часові масштаби, різноманітність елементів (зразків), труднощі підтримки високих бойових й експлуатаційних показників, безперервність і послідовність розвитку.

Рівень підготовки офіцерів-фахівців РТВ має забезпечувати не тільки знання конкретних зразків, але й глибоке розуміння загальних закономірностей побудови основних класів РЛО РТВ, висунення вимог до них, способів і технічних засобів досягнення необхідних ТТХ, тенденцій розвитку РЛО, здатність до самостійного освоєння в короткий термін нових зразків озброєння, способів їхньої експлуатації й бойового застосування.

2. Принципи і методи радіолокації

З фізичних принципів відомо, що середовище характеризується такими параметрами:

- 1) середовище поширення радіохвиль однорідне (швидкість поширення радіохвиль однакова для всіх елементів простору середовища);
- 2) середовище поширення радіохвиль ізотропне (швидкість поширення радіохвиль однакова для всіх напрямків);
- 3) середовище поширення радіохвиль недиспергуюче (швидкість поширення радіохвиль не залежить від частоти зондуючого сигналу).

Для виявлення цілі (об'єкта локації) у просторі необхідно, щоб її фізичні властивості відрізнялись від середовища поширення радіохвилі, або вона сама була джерелом випромінювання. При поширенні радіохвилі у неоднорідному середовищі відбуваються процеси відбиття радіохвилі від неоднорідності (перевипромінювання) або розсіювання електромагнітної енергії радіохвилі на неоднорідності (збурення середовища поширення). Якщо спрямовано випромінювати електромагнітну енергію у простір, то внаслідок неоднорідності середовища поширення, викликаного наявністю в ньому цілі, частина електромагнітної енергії буде перевипромінена ціллю (неоднорідністю) і деяка частина цієї енергії буде поширюватись у зворотному напрямку, тобто в бік спостерігача. Оскільки швидкість поширення радіохвиль в тропосфері стала і дорівнює $3 \cdot 10^8$ м/с (300 км/год.), то, вимірюючи різницю у часі випромінювання та прийому відбитої від цілі радіохвилі, можна визначити дальність до цілі, а з урахуванням спрямованого випромінювання електромагнітної енергії у простір можна визначити положення цілі у просторі. Таким чином, в основу радіолокації покладені такі фізичні явища:

- 1) прямолінійність поширення радіохвиль в однорідному середовищі;
- 2) постійна швидкість поширення радіохвиль;
- 3) здатність радіохвиль відбиватися від предметів, що зустрічаються на шляху поширення, або неоднорідностей повітряного простору;
- 4) здатність радіохвиль фокусуватися у вузький спрямований радіопромінь за допомогою різних систем (антен), що фокусують.

Носіями радіолокаційної інформації є сигнали, які приймаються від цілей. Ці сигнали можуть утворитися в результаті:

1) вторинного випромінювання радіохвиль цілями під дією їх первинного опромінення;

2) перевипромінювання встановленими на цілях відповідачами (приймачами-передавачами) прийнятих радіохвиль;

3) власного випромінювання радіохвиль цілями.

Залежно від характеру утворення прийнятого радіосигналу розрізняють декілька *методів радіолокації*: активна радіолокація (активна радіолокація з пасивною відповіддю), радіолокація з активною відповіддю (активна радіолокація з активною відповіддю) і пасивна радіолокація [3].

Розглянемо кожен з методів радіолокації.

Активна радіолокація

В активній радіолокації (інакше, в активній радіолокації з пасивною відповіддю) радіосигнали, які приймаються, утворюються в результаті вторинного випромінювання (відбиття) цілями радіохвиль (пасивна відповідь), що випромінюються РЛС. Активний характер радіолокації проявляється в необхідності використання випромінювання РЛС. Спрощений склад такої РЛС наведено на рис. 1.27, *а*. Радіопередавальний пристрій (РПП) формує потужні високочастотні коливання, які через антену передавача $A_{\text{п}}$ випромінюються в напрямку цілі. Випромінені коливання (зондувальний сигнал), що досягли цілі, відбиваються від неї. Частина енергії відбитого сигналу приймається антенною приймача $A_{\text{пр}}$ і надходить у радіоприймальний пристрій (РПрП) для аналізу та отримання інформації про ціль.

При розташуванні приймальної позиції в безпосередній близькості від передавальної радіолокаційний засіб називається однопозиційним або поєднаним (рис. 1.27, *а*). Якщо приймальний пункт віднесений від передавача на деяку базу Б (рис. 1.27, *б*, *в*), то радіолокаційний засіб називається рознесеним. База Б може бути постійною (рис. 1.27, *б*) і змінною (рис. 1.27, *в*). В останньому випадку, наприклад, РПП з антенною $A_{\text{п}}$ встановлюють на землі, а РПрП з антенною $A_{\text{пр}}$ на зенітній керованій ракеті (рис. 1.27, *в*).

Радіолокаційна система (станція) може містити декілька рознесених у просторі передавальних, приймальних або приймально-передавальних позицій. Таку систему називають багатопозиційною.

Активна радіолокація з активною відповіддю

У радіолокації з активною відповіддю (або у вторинній радіолокації), на відміну від активної радіолокації з пасивною відповіддю, на цілі встановлюється відповідач, тобто приймально-передавальний пристрій,

який приймає випромінений сигнал (сигнал запиту), формує сигнал відповіді і випромінює його (активна відповідь) у напрямку запитувача (рис. 1.27, з). При цьому помітно підвищується дальність спостереження радіолокаційних цілей. Такий вид радіолокації використовується, наприклад, для визначення державної належності цілей «свій – чужий». «Свої» літаки видають кодовану відповідь на відповідний кодований сигнал запиту, а «чужі» – не видають. Крім того, шляхом зміни формату відповідей забезпечується як впізнання цілей, так і одержання додаткової інформації про висоту польоту літака, запас пального на борту та ін.

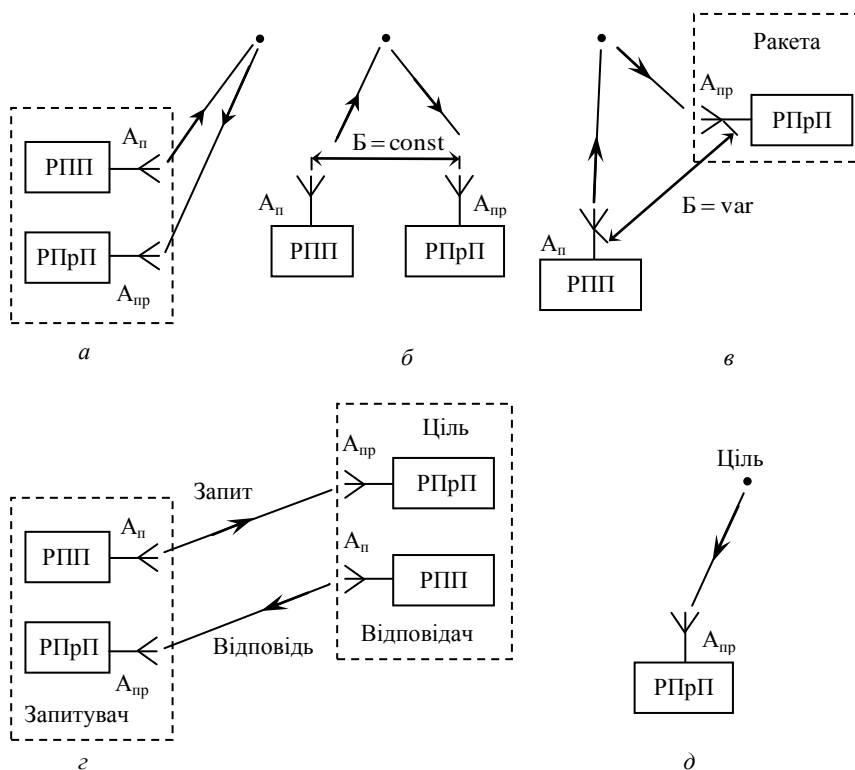


Рис. 1.27. Види радіолокації

Пасивна радіолокація

Пасивна радіолокація використовує власне радіовипромінювання цілей (рис. 1.27, д). Такі випромінювання створюються навігаційними

приладами, засобами зв'язку та станціями постановки радіозавад цілі. Прийом радіохвиль може здійснюватися одним (рис. 1.27, д) або декількома рознесеними приймальними пристроями.

Власні випромінювання цілей (рис. 1.28) створюються і в інфрачервоному (ІЧ) діапазоні частот іонізованими утвореннями навколо цілі за рахунок нагрівання ділянок поверхні цілі. Так, літаки з турбореактивними двигунами випромінюють в ІЧ діапазоні за рахунок нагрівання деталей їх двигунів до 500...1000 К. Літаки з поршневыми двигунами випромінюють в основному за рахунок нагрівання вихлопних патрубків, а також вуглецевих часток вихлопних газів. З огляду на тепловий характер виникнення власних ІЧ випромінювань використовують поняття «пасивна радіотеплолокація».



Рис. 1.28. Власні випромінювання цілі

У ході бойових дій радіолокаційна система РТВ буде діяти в складній завадовій обстановці. Широке використання противником постановників активних завад (ПАЗ) для прикриття засобів повітряного нападу диктує необхідність створення таких радіолокаторів, що зможуть вирішувати завдання виявлення на фоні завад як цілей, що не випромінюють, так і ПАЗ за їхнім випромінюванням. Вирішення завдання виявлення ПАЗ, визначення їхніх координат і параметрів трас за допомогою методів пасивної радіолокації дозволяє зберегти високу ефективність засобів активної радіолокації в складній завадовій обстановці при технічно реалізованих енергетичних параметрах РЛС і прийнятних за складністю й вартістю пристроях завадозахисту. Місце розташування ПАЗ у просторі визначається шляхом багатопозиційного прийому й спеціальної обробки

випромінюваних ціллю заводних коливань, що суттєво збільшує інформаційні можливості радіолокаційної системи РТВ.

Підсистеми пасивної радіолокації можуть в принципі забезпечити виявлення й супровід трас не тільки ПАЗ, а й цілей, які мають на борту інші джерела випромінювання (радіолокаційні, зв'язку, навігаційні й ін.). Рівень таких випромінювань (як і шумових завод) на вході приймача найчастіше значно перевищує рівень власних шумів і ехосигналів, що дозволяє виявити випромінювальні цілі практично на відстанях прямої видимості.

За принципами побудови підсистема пасивної радіолокації істотно відрізняється від підсистеми активної радіолокації. Існує декілька основних відмінностей:

- засоби пасивної радіолокації не випромінюють, це забезпечує прихованість їхньої роботи й ускладнює противникові організацію радіоелектронної протидії;

- системи пасивної радіолокації мають бути багатопозиційними. Це обумовлено тим, що в одному приймальному пункті можна виміряти тільки кутові координати випромінювального об'єкта й не можна, як правило, визначити дальність до цілі.

Сукупність декількох взаємозалежних приймальних пунктів, спільна обробка вихідної інформації яких дозволяє визначити просторові координати випромінювальних цілей й відселектувати реальні цілі від хибних, називається комплексом пасивної локації (КПЛ).

Відомі три основні методи пасивної радіолокації: триангуляційний (кутомірний, пеленгаційний), кутомірно-різницево-далекомірний і різницево-далекомірний.

У комплексах пасивної радіолокації, що реалізують триангуляційний метод, на приймальних пунктах (O_1 , O_2 рис. 1.29) вимірюються кутові координати постановників активних завод. Кожній кутовій координаті, вимірюваній у приймальному пункті, можна поставити у відповідність певну координатну поверхню – поверхню можливого положення цілі. Під координатною поверхнею положення цілі (а на площині під лінією положення) будемо розуміти геометричне місце точок, що відповідають одному значенню координати в просторі (на площині).

Наприклад, азимутальна поверхня положення являє собою вертикальну напівплощину, а кутomisна поверхня положення – конус із вершиною в точці знаходження приймального (пеленгаційного) пункту (рис. 1.29). Перетин цих поверхонь створює координатну лінію або лінію положення, що являє собою промінь, який виходить із точки прийому. Для визначення точки положення цілі на цій лінії необхідна третя координатна

поверхня. Нею може бути координатна поверхня азимута або кута місця, вимірювана іншим приймальним пунктом. Перетин трьох поверхонь положення дає точку положення цілі в просторі (Ц). Таким чином, для

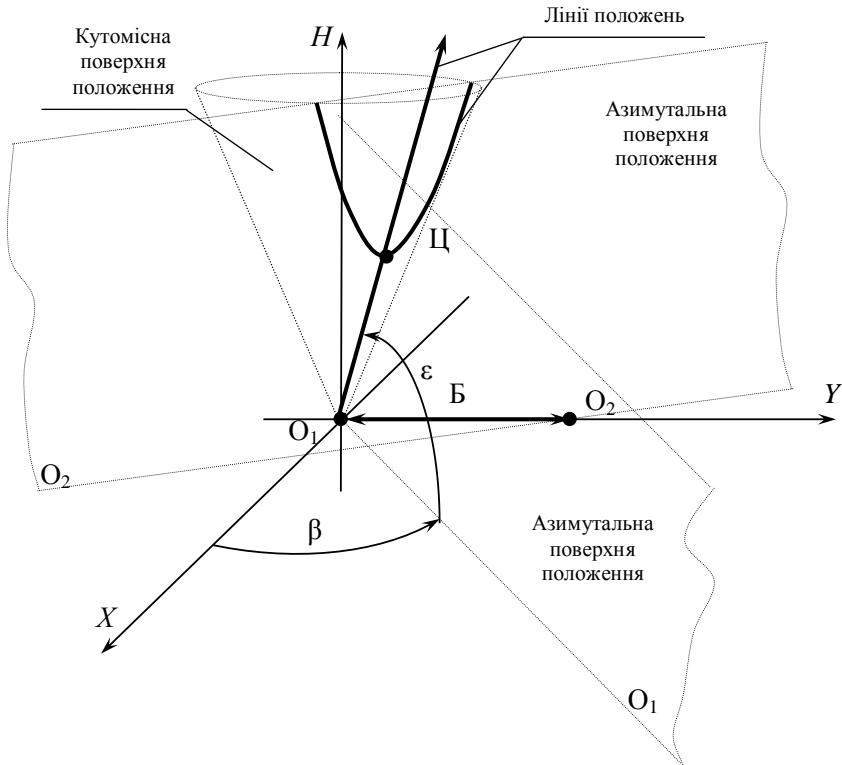


Рис. 1.29. Визначення положення цілі в триангуляційних комплексах пасивної локації

визначення просторових координат цілі триангуляційний комплекс повинен мати не менше двох приймальних пунктів, рознесених у просторі на деяку відстань Б, яка називається базою комплексу.

Принцип визначення дальності до цілі (постановника активних завад) при використанні триангуляційного методу пасивної радіолокації показано на рис. 1.30. Дальність до цілі може бути визначена за формулою

$$D = \frac{Б \cdot \sin \beta_2}{\cos \varepsilon_1 \cdot \sin(\beta_2 - \beta_1)}$$

де D – дальність до цілі;
 B – величина бази;
 β_1 та β_2 – азимути постановника завод з приймальних позицій O_1 та O_2 , відповідно;
 ϵ_1 – кут місця постановника завод з приймальної позиції O_1 .

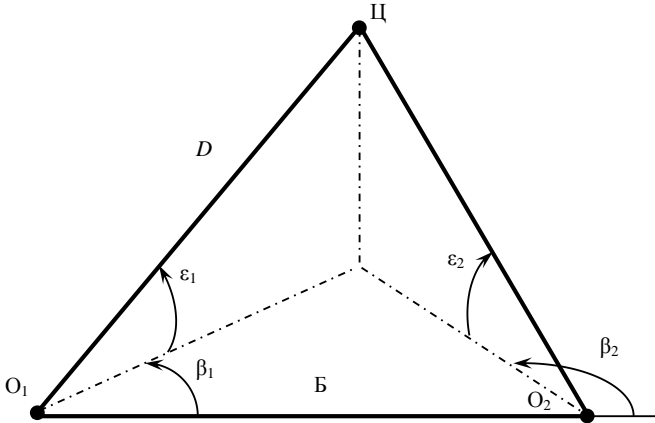


Рис. 1.30. Визначення дальності до ПАЗ

Для визначення просторових координат однієї цілі за допомогою триангуляційного методу достатньо двох приймальних пунктів. Але при більшій кількості цілей, що одночасно спостерігаються (Ψ_1 та Ψ_2 на рис. 1.31), утворюються так звані хибні цілі (X_1 та X_2 на рис. 1.31).

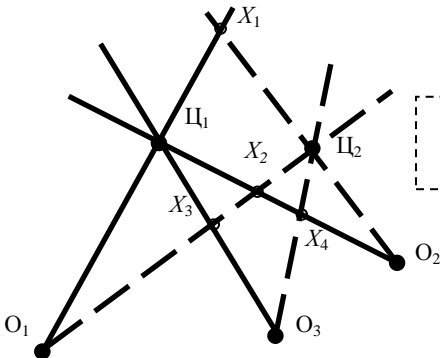


Рис. 1.31. Усунення хибних пеленгів

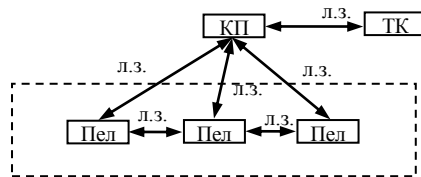


Рис. 1.32. Триангуляційний комплекс пасивної радіолокації

Використання третьої приймальної позиції (O_3 на рис. 1.31) дозволяє усунути утворення хибних цілей при спільній обробці інформації між

приймальними пунктами. У РТВ як приймальні пункти комплексу пасивної радіолокації використовуються РЛС з пеленгаційними каналами прийому. Обмін інформацією між позиціями (підрозділами) відбувається по лініях зв'язку, а визначення координат ПАЗ реалізується за допомогою комплексів АСУ на командних пунктах (КП) радіотехнічних частин (рис. 1.32). Для підвищення точності вимірювання координат ПАЗ та збільшення зони виявлення ПАЗ відбувається обмін радіолокаційною інформацією між триангуляційними комплексами.

У комплексах пасивної радіолокації, що реалізують кутомірно-різницево-далекомірний метод, також необхідно мати не менше двох рознесених приймальних пунктів. На одному з них визначаються кутові координати цілі, за якими можна знайти лінію положення у вигляді променя, що виходить із точки прийому O_1 (рис. 1.33). Крім того, шляхом

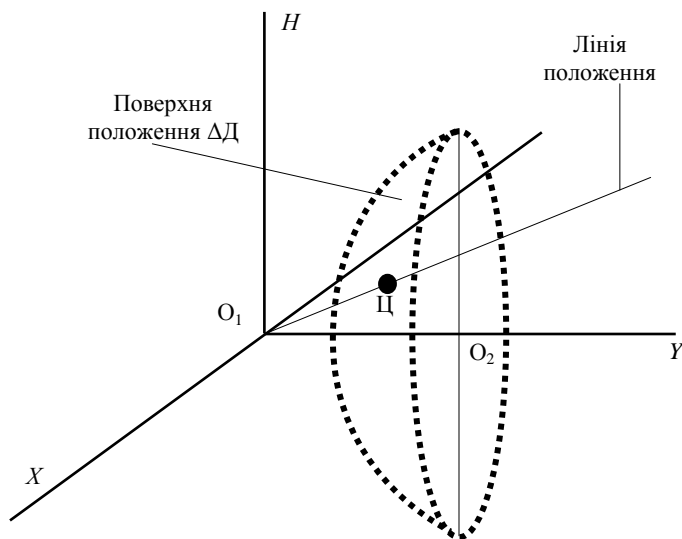


Рис. 1.33. Кутомірно-різницево-далекомірний метод

кореляційної обробки коливань, прийнятих пунктами O_1 і O_2 , визначається різниця відстаней $D = D_1 - D_2$ (від джерел випромінювань від першого приймального пункту D_1 і до другого – D_2). Кожному значенню D у просторі відповідає певна точка поверхні положення. Ця поверхня являє собою половину двополюсного гіперболоїда обертання, фокуси якого збігаються із точками стояння приймальних пунктів комплексу. Перетин променів з поверхнею гіперболоїда дає точку положення цілі Ц.

У комплексах пасивної радіолокації, що реалізують різницево-дальномірний метод, необхідно мати не менше чотирьох рознесених приймальних пунктів (рис. 1.34). На одному з них, який має назву основного або центрального (пункт O_1), здійснюється кореляційна обробка, у результаті якої визначається різниця відстані від джерел випромінювань до відповідної пари пунктів: O_1-O_2 ; O_1-O_3 ; O_1-O_4 . Поверхня положення для кожної пари пунктів являє собою частину поверхні гіперboloїда обертання. Місце розташування цілі визначається як точка перетину всіх поверхонь гіперboloїдів. Для спрощення графічної побудови на рис. 1.34 зображений випадок вимірювання площинних координат цілі. Положення цілі на площині визначається точкою перетину ліній положень – гіпербол. Для визначення площинних координат досить використати дві гіперболи.

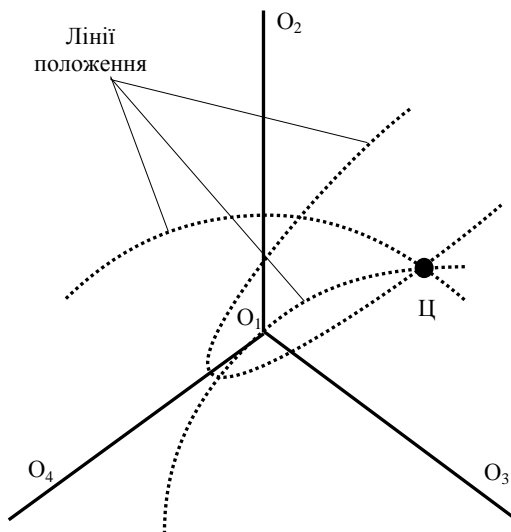


Рис. 1.34. Різницево-дальномірний метод

Підсистема пасивної радіолокації не виключає застосування підсистеми активної радіолокації, тому що в протилежному разі противник відмовиться від застосування завад. Тому комплекси підсистем пасивної й активної радіолокації повинні працювати в тісній взаємодії у тих самих частотних діапазонах і здійснювати синхронний огляд простору за кутковими координатами. При неузгодженому огляді простору постановник завад може бути не виявленим ні тими, ні іншими засобами. Наприклад, у разі, коли завада створюється короткочасно тільки при знаходженні ПАЗ у

головному промені діаграми спрямованості антени активної РЛС. Очевидно також, що виявлення ПАЗ ускладнюється (або стає неможливим) при роботі засобів активної й пасивної радіолокації, що поєднуються, в різних частотних діапазонах.

Кожному з розглянутих методів пасивної радіолокації властиві свої переваги й недоліки. Однак у підсистемі пасивної радіолокації РТВ найбільш поширений триангуляційний метод, при використанні якого спрощується технічна реалізація комплексу пасивної локації (КПЛ), і нескладно забезпечити тісну взаємодію засобів активної й пасивної радіолокації. Надалі при використанні в підсистемі активної радіолокації багатопозиційних комплексів з метою підвищення ефективності підсистеми пасивної радіолокації в ній застосовуватимуться й інші методи пасивної радіолокації.

Питання для самоконтролю

1. Назвіть основні етапи розвитку засобів радіолокації.
2. Надайте класифікацію засобів радіолокації.
3. Які фізичні явища покладені в основу радіолокації?
4. Назвіть методи радіолокації.
5. Надайте характеристику методу активної радіолокації.
6. Поясніть сутність методу активної радіолокації з активною відповіддю.
7. Перелічіть методи пасивної радіолокації.
8. Назвіть джерела власних випромінювань повітряних цілей.
9. Поясніть метод усунення хибних пеленгів у триангуляційних системах пасивної локації.
10. Дайте визначення поняттям «база», «лінія положення» та «площина положення» для систем пасивної радіолокації.

ЛЕКЦІЯ 2. СТРУКТУРНА СХЕМА ІМПУЛЬСНОЇ РЛС

1. Структурна схема та призначення пристроїв РЛС

Радіолокаційні станції являють собою технічні засоби, що реалізують радіолокаційні принципи виявлення цілей і вимірювання координат та параметрів їх руху. Структурна схема імпульсної РЛС подана на рис. 2.1.

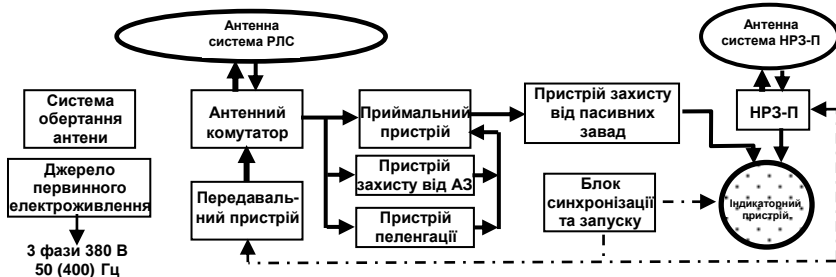


Рис. 2.1. Структурна схема імпульсної РЛС

Вузли й елементи, що входять до складу РЛС, мають таке призначення:

1. Джерело первинного електроживлення – для живлення всіх систем і пристроїв радіолокатора.

2. Блок синхронізації та запуску – для узгодження за часом роботи окремих елементів радіолокатора. Він виробляє короткі відеоімпульси, що подаються на всі елементи РЛС, які потребують одночасного запуску, формує високостабільні імпульси запуску передавача та імпульси синхронізації гетеродина приймального пристрою.

3. Передавальний пристрій – для генерування потужних коротких імпульсів струму надвисокої частоти в заданому діапазоні радіохвиль та з заданими параметрами.

4. Пристрій захисту від пасивних завад – для придушення сигналів від місцевих предметів та від пасивних завад.

5. Пристрій пеленгації – для забезпечення визначення кутової координати ПАЗ.

6. Пристрій захисту від АЗ – для придушення активних завад (АЗ).

7. Антенний комутатор – для автоматичного перемикання антенно-фідерної системи з передачі на прийом і назад та узгодження виходу передавального пристрою і входу приймального пристрою з антенною системою. (Захист приймального пристрою від потужних зондувальних імпульсів передавального пристрою).

8. Антенна система – для спрямованого випромінювання та прийому електромагнітної енергії надвисокої частоти.

9. Приймальний пристрій – для підсилення та перетворення прийнятих сигналів, що надходять з антени, до виду і величини, необхідних для відображення на індикаторному пристрої.

10. Індикаторний пристрій – для візуального спостереження за сигналами, відбитими від об'єктів, що знаходяться в зоні виявлення РЛС, і вимірювання їхніх поточних координат: похилої дальності, азимута і висоти (у радіовисотомірах та трикоординатних РЛС).

11. НРЗ-П (наземний радіолокаційний запитувач системи «Пароль») – для визначення державної належності виявлених радіолокатором об'єктів (літаків, кораблів тощо).

При увімкненні РЛС на всі її пристрої по кабелях поступає відповідне електроживлення.

Блок запуску (синхронізації) виробляє короткі відеоімпульси, що одночасно запускають передавач, запитувач (НРЗ-П) та індикатори, які відіграють роль вимірювача часу затримки відбитого від цілі імпульсу щодо зондувального імпульсу.

Передавальний пристрій формує потужний короткочасний імпульс струму НВЧ.

У РЛС РТВ використовується одна антена для передачі та прийому радіосигналів. Розділення випромінених та прийнятих сигналів високочастотних коливань забезпечується за допомогою швидкодіючого автоматичного антенного комутатора (АК), що по чергово підключає антену до передавача та приймача. У режимі випромінювання АК підключає до антени передавач, у режимі прийому – приймач. Він же здійснює розв'язку між приймачем і передавачем. Антенний комутатор, при надходженні потужного НВЧ імпульсу струму від передавача, дозволяє його проходження через фідерну лінію до антени на випромінювання та одночасно закриває шлях проходження цього імпульсу на вхід приймача.

В антені потужний НВЧ імпульс струму перетворюється на імпульс електромагнітної енергії і випромінюється в простір спрямованим променем, форма якого визначається діаграмою спрямованості антени (ДСА). Форма діаграми спрямованості антени залежить від геометричних розмірів антени та амплітудно-фазового розподілу в розхилі антени.

Після закінчення дії імпульсу передавача антенний комутатор відключає антену від передавача і підключає її до приймача.

При опроміненні об'єктів імпульсом електромагнітної енергії частина її відбивається від них у напрямку РЛС і приймається антеною. Антена перетворює відбитий від об'єкта імпульс електромагнітної енергії на

імпульс струму НВЧ, що по фідерній лінії через антенний комутатор подається на вхід приймального пристрою.

Приймальний пристрій, настроєний на частоту випроміненого радіоімпульсу, селектує за частотою прийняті НВЧ коливання, підсилює слабкі ехосигнали і перетворює їх на відеоімпульс, що подається для відображення на індикаторний пристрій. Якщо отримувачем радіолокаційної інформації є людина-оператор, то вихідним пристроєм є індикатор кругового огляду (ІКО) РЛС. Якщо отримувачем інформації є обчислювальна машина, то використовується автоматичний вихідний пристрій дискретної дії, який перетворює аналогову інформацію про ціль, що міститься у відбитому сигналі, на числовий код.

Для захисту РЛС від активних шумових завад використовується багатоканальний автокомпенсатор, на основний канал (вхід) якого надходить суміш корисних сигналів та завад, що діють в напрямку основної пелюстки ДСА, а на допоміжні канали прийому – активні шумові завади, що діють по бічних пелюстках ДСА.

Для захисту РЛС від пасивних завад використовуються схеми селекції рухомих цілей та пристрої черезперіодного віднімання.

Прийнятий сигнал, очищений від активних і пасивних завад, надходить на виявлювач-вимірювач, де приймається рішення про наявність цілі та автоматичне вимірювання її координат.

Індикаторний пристрій перетворює відеоімпульс на світлову енергію яскравої або амплітудної відміток екранів електронно-променевих трубок. Поява такої відмітки на екрані трубки ІКО вказує на наявність об'єкта в зоні виявлення РЛС, а її положення щодо центра екрана і напрямку на північ дає можливість відповідно визначити координати цілі: похилу дальність і азимут.

У зразках сучасних РЛС окрім первинної обробки (виявлення цілі і визначення її координат) можливе проведення вторинної обробки отриманої інформації, результатом якої є формування траєкторій цілей.

Отримана в результаті функціонування РЛС інформація про радіолокаційні цілі і заводову обстановку передається по лініях зв'язку на командний пункт підрозділів та частин РТВ.

2. Функціональні компоненти імпульсної РЛС та їх параметри

Передавальні пристрої РЛС та їх типологія

Важливою частиною будь-якої радіолокаційної системи є пристрій, що генерує високочастотну енергію. Передавач не тільки визначає більшу частину початкової вартості радіолокаційної системи, але й споживає при роботі РЛС найбільшу потужність енергії живлення.

Існують два основні типи передавача, застосовувані у радіолокації. Одним є генератор із самозбудженням, наприклад магнетрон. До іншого типу належить малопотужний стабільний генератор, коливання якого підсилюються до необхідного рівня потужності однією або декількома потужними підсилювальними лампами. Прикладом може бути клістронний підсилювач. Вибір того чи іншого типу передавача визначається в основному призначенням радіолокатора. Передавачі, в яких використовуються потужні генератори із самозбудженням (автогенератори), зазвичай мають менші розміри, ніж передавачі, в яких застосовується задавальний генератор і потужні підсилювачі високочастотних коливань. Останні більш стабільні порівнянно з потужними автогенераторами й зазвичай можуть розвивати більшу середню потужність. Тому автогенератори застосовуються в тих випадках, коли малі габарити важливіші за стабільність і високу потужність передавача з задавальним генератором і підсилювачами потужності.

У радіолокації можна також застосовувати потужний підсилювач на лампі біжучої хвилі, особливо в тих випадках, коли потрібна більша ширина смуги передавача.

Іншою потужною підсилювальною лампою, розробленою для радіолокації, є амплітрон. Принцип його дії заснований на взаємодії перехресних електричних і магнітних полів, як у магнетронному генераторі. Амплітрон характеризується високою потужністю, більшим ККД і широкою смугою робочих частот. У генераторному варіанті він називається стабілатроном.

У потужних радіолокаційних передавачах, як правило, застосовується магнетронний генератор, клістронний підсилювач потужності, підсилювачі на лампі біжучої хвилі, амплітронні підсилювачі, генератори на стабілатроні та потужних тріодах (променевих тетродах), що керуються по сітці. Передавачі сучасних РЛС будують на напівпровідникових елементах – потужних МДН (метал-діелектрик-напівпровідник) польових транзисторах та тиристорах (твердотільні передавачі).

Антені пристрої РЛС та їх типологія

Антенна РЛС забезпечує перехід електромагнітних коливань, що поширюються у вільному просторі, до хвилеводів (антенно-фідерного тракту (АФТ)) і навпаки. При передачі антена концентрує випромінювану енергію в промінь, що має необхідну форму й заданий напрямок у просторі. При прийомі антена сприймає енергію відбитого від цілі сигналу і передає її через АФТ до перших каскадів приймача. Таким чином, радіолокаційна антена виконує протилежні, але взаємозалежні функції. Параметри антен характеризуються коефіцієнтом підсилення при передачі

й ефективною площею (розшилом) антени при прийомі. Ці параметри взаємозалежні. Антена з більшою ефективною площею має й більший коефіцієнт підсилення при передачі.

Великі розхили антен, необхідні для виявлення цілей на великих відстанях, забезпечують формування вузьких променів, характерних для радіолокаторів. Вузькі промені необхідні для проведення точних вимірювань кутових координат і для роздільного виявлення цілей, розташованих близько одна до іншої. Перевага застосування сантиметрових хвиль у радіолокації полягає в тому, що при відносно невеликих, легко реалізованих фізичних розхилах антен забезпечується високе відношення розміру антени до довжини робочої хвилі.

Антени, що застосовуються в радіолокації, у загальному випадку відрізняються від антен, що застосовуються у пристроях зв'язку. Радіолокаційні антени мають створювати діаграми спрямованості певної форми для здійснення огляду простору. У радіолокаторах перших випусків, що працювали в діапазонах метрових і дециметрових хвиль, застосовувалися антенні решітки. На частотах сантиметрового діапазону хвиль широко застосовуються параболічні дзеркала, добре відомі з оптики, а також лінзові антени.

Коефіцієнт спрямованої дії. Мірою здатності антени концентрувати енергію в даному напрямку є підсилення антени. Двома різними, але пов'язаними між собою критеріями спрямованості антени є коефіцієнт спрямованої дії й коефіцієнт підсилення за потужністю. Перший коефіцієнт часто скорочено позначають КСД, а другий просто називають підсиленням антени. Обидва критерії становлять певний інтерес для конструкторів радіолокаційних систем. Коефіцієнт спрямованої дії характеризує діаграму спрямованості антени, а коефіцієнт підсилення за потужністю більш придатний для використання в рівнянні дальності радіолокації.

Коефіцієнт спрямованої дії G передавальної антени можна подати виразом

$$G = \frac{J_{\max}}{J_{\text{ср}}},$$

де J – інтенсивність випромінювання (максимальна та середня відповідно).

Інтенсивність випромінювання являє собою потужність на одиницю тілесного кута, випромінювану в напрямку (θ, φ) і позначувану через $P(\theta, \varphi)$.

Графік інтенсивності випромінювання у функції кутових координат називається *діаграмою інтенсивності випромінювання*. Залежність

щільності потоку потужності, або потужності на одиницю площі, від кута називається *діаграмою випромінювання потужності*. Діаграма випромінювання потужності й діаграма інтенсивності випромінювання є ідентичними при побудові у відносному масштабі, тобто при нормуванні максимального значення до одиниці. При побудові у відносному масштабі обидві діаграми називаються *діаграмами спрямованості антени*.

У реальних антенах легко можна одержати бічні пелюстки, рівень яких на 20–30 дБ нижчий за рівень основної пелюстки. При особливо ретельному конструюванні рівень бічних пелюсток може бути на 35–40 дБ нижчий за рівень основної пелюстки. Однак ще нижчі рівні бічних пелюсток на практиці одержати важко, але теоретично це цілком можливо.

Приймачі РЛС, їх типологія

Здатність радіолокаційного приймача виявляти відбиті сигнали й отримувати з них корисну інформацію обмежується наявністю шуму. Шум може потрапляти в приймач через антену разом з корисним сигналом (зовнішній шум) або виникати в самому приймачі (внутрішній шум). Оскільки шум не можна усунути повністю, то для одержання оптимальних характеристик радіолокаційної станції його вплив повинен бути зведений до мінімуму. Зниження рівня шуму поліпшує здатність приймача виявляти слабкі сигнали й отримувати корисну інформацію. Завдання зниження рівня шуму особливо важливе при розрахунку чутливих приймачів, які застосовуються у радіолокаційних станціях з великою дальністю виявлення.

Для радіолокаційного виявлення малих цілей на великих відстанях потрібні велика потужність передавача, значна площа антени й чутливий приймач. Будь-яке підвищення чутливості може бути використане для зменшення потужності передавача або розмірів антени. Оскільки вартість приймача значно нижче вартості антени великих розмірів або потужного передавача, то поліпшення характеристик приймача дає змогу знизити загальну вартість радіолокаційної станції.

Правильний розрахунок приймача ґрунтується на максимізації відношення сигнал/шум, або точніше на максимізації апостеріорної ймовірності, функції правдоподібності чи іншого аналогічного параметра. Але для практичного розрахунку приймача задовільним критерієм є максимізація відношення сигнал/шум у лінійній частині приймача. Максимальне відношення сигнал/шум можна одержати, якщо розраховувати приймач як узгоджений фільтр. Приймач, розрахований цим методом, дає оптимальне підсилення корисного сигналу й придушує паразитні сигнали, у тому числі й шум. Правильно спроектований приймач повинен також мати низький рівень власних шумів, особливо у вхідних каскадах, де сигнали найслабші.

Крім прийнятих сигналів, що надходять з антени у приймальний пристрій, на його вхід повинні подаватися контрольні й керуючі сигнали з інших пристроїв радіолокаційної станції для правильної інтерпретації інформації, отриманої з прийнятих сигналів. Так, для визначення часу поширення сигналу (дальності до цілі) необхідно знати момент випромінювання сигналу, а для визначення кутових координат цілі повинно бути відоме положення антени. У станціях із селекцією рухомих цілей або в станціях з безперервним випромінюванням енергії для визначення доплерівського зсуву частоти слід знати частоту (закон зміни частоти) зондувальних сигналів.

Разом з рівнем шуму й чутливістю приймача для інженера, який займається проектуванням радіолокаційних приймачів, становлять інтерес і такі характеристики, як коефіцієнт підсилення, смуга пропускання, динамічний діапазон, точність настроювання, механічна міцність і простота конструкції.

Загальне підсилення приймача складається з підсилення його окремих каскадів, причому основне підсилення в приймачах супергетеродинного типу відбувається у каскадах підсилювання проміжної частоти й відеочастоти. Коефіцієнт підсилення за потужністю приймача й індикаторного пристрою становить зазвичай 150–200 дБ.

Динамічний діапазон приймача повинен бути таким, щоб приймач міг виявляти найбільш слабкі сигнали й не перевантажуватися при прийомі сильніших відбитих сигналів.

Смуга пропускання приймача має охоплювати частотний спектр переданого сигналу й очікуваний зсув доплерівських частот. Діапазон перенастроювання приймача не повинен бути більшим за діапазон перенастроювання передавача. Оскільки потужні передавачі значно складніше перенастроювати ніж приймачі, питання настроювання приймачів рідко є обмежуючим чинником при розрахунку радіолокаційних станцій. У передавачах РЛС, особливо на автогенераторах, спостерігається відхилення частоти, тому для компенсації цих некерованих змін частоти передавача приймач повинен мати схему автоматичного підстроювання частоти.

Типи радіолокаційних приймачів. У РЛС застосовуються приймачі різних типів, у тому числі супергетеродинні, надрегенеративні, детекторні приймачі з підсиленням на відеочастоті. Найбільше поширення набув супергетеродинний приймач завдяки високій чутливості, великому коефіцієнту підсилення, вибірковості й надійності. Надрегенеративний приймач може бути з успіхом застосований там, де простота й компактність мають більше значення, ніж чутливість. Його рекомендують

для радіолокаційних маяків, де одну лампу можна використати для передачі й для прийому. Детекторний приймач із підсиленням на відеочастоті порівняно простий, але має дуже низьку чутливість. Крім того, все підсилення сигналу має відбуватися в ньому у відеочастотних каскадах.

Приймач супергетеродинного типу. На рис. 2.2 наведено спрощену блок-схему радіолокаційного супергетеродинного приймача. Відбитий сигнал надходить на вхід приймача з антени, проходить через антенний перемикач і підсилюється в підсилювачі високої частоти з низьким рівнем шуму. Якщо зовнішнім шумом можна знехтувати, то чутливість приймача визначається шумом, створюваним у його вхідному каскаді. На схемі

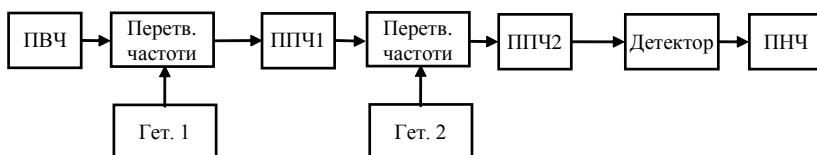


Рис. 2.2. Структурна схема супергетеродинного приймального пристрою

вхідним каскадом є підсилювач високої частоти (ПВЧ), але в багатьох практичних випадках цей підсилювач відсутній і вхідним каскадом приймача служить перетворювач частоти, що складається зі змішувача та високочастотного фільтра. Функція змішувача полягає в перетворенні високої частоти сигналу на нижчу проміжну частоту (ПЧ), яка зазвичай дорівнює 30 або 60 МГц. Це перетворення виконується шляхом змішування в нелінійному елементі (змішувачі) високочастотного сигналу з коливаннями місцевого гетеродина (Гет.1) й виділення сигналу різницевої частоти високочастотним фільтром. Частота сигналу перетвориться, таким чином, на проміжну, на якій легше одержати необхідне підсилення. На проміжній частоті також легше одержати задану частотну характеристику приймача. Сигнал на проміжній частоті підсилюється в підсилювачі проміжної частоти (ППЧ1). На практиці досить часто зустрічаються схеми приймальних пристроїв з двократним перетворенням частоти. Застосування двократного перетворення частоти дає можливість покращити придушення сигналу по дзеркальній частоті. Детектор, який може бути ламповим або напівпровідниковим, виділяє відеосигнал, що модулює, із прийнятого сигналу. Відеосигнал підсилюється в каскадах підсилювача низької частоти (ПНЧ) до рівня, достатнього для його відображення на індикаторному пристрої.

Однією з вимог до радіолокаційного приймача є одержання мінімального внутрішнього шуму, у зв'язку з чим важливо розрахувати його вхідні каскади так, щоб вони мали невеликий коефіцієнт шуму. Якщо першим каскадом є змішувач, то його напівпровідниковий детектор повинен мати мінімальні втрати перетворення й низьку шумову температуру; шум, що генерується місцевим гетеродином, не повинен потрапляти в змішувач. Для цього між гетеродином і напівпровідниковим детектором включається вузькосмуговий фільтр або застосовується балансова схема змішувача. За відсутності в схемі приймача високочастотного підсилювача коефіцієнт шуму підсилювача проміжної частоти (ППЧ) має бути досить низьким.

Оскільки смуга пропускання високочастотної частини приймача порівняно широка, то ППЧ буде визначати частотну характеристику всього приймача. Правильний вибір частотної характеристики ППЧ дозволяє отримати максимальне відношення сигнал/шум. Другий детектор приймача – нелінійний прилад. Нелінійність призводить до виникнення додаткових складових шуму, що погіршують відношення сигнал/шум. Характеристика другого детектора (лінійна, квадратична, кубічна й т. п.) істотно не вплине на процес детектування. Однак для практичних цілей варто віддати перевагу детектору з лінійною характеристикою, що має ширший динамічний діапазон. Відеопідсилювач також може погіршити відношення сигнал/шум, але в правильно розрахованому й добре відрегульованому приймачі цього можна уникнути. Метод індикації даних може мати деякий вплив на загальну чутливість приймального пристрою, особливо якщо рішення про виявлення цілі повинен приймати оператор.

Система АПЧ застосовується для збереження настроювання приймача на частоту передавача. Частина сигналу передавача подається в змішувач АПЧ, де вона взаємодіє із сигналом гетеродина. Якщо частота передавача й частота настроювання приймача точно збігаються, різниця частота змішувача АПЧ буде точно дорівнювати проміжній частоті. Коли настроювання приймача порушується, різниця частота буде мати інше значення. Будь-яке відхилення різницевої частоти від проміжної виявляється частотним дискримінатором АПЧ, що виробляє напругу сигналу помилки. Величина цієї напруги пропорційна відхиленню різницевої частоти від проміжної, а знак указує на напрямок відхилення. Напруга сигналу помилки коректує частоту гетеродина, спільного для змішувачів приймача й схеми АПЧ.

Схема АПЧ діє як система, що стежить. Для вироблення коригувального сигналу завжди необхідна деяка напруга помилки, але величина цієї напруги може бути зменшена за рахунок збільшення підсилення в системі АПЧ.

3. Енергетичний потенціал РЛС

РЛС виявляє цілі в межах заданої зони виявлення $\Omega_{\text{виявл}}$ (рис. 2.3). При цьому на дальній межі виявлення в районі цілі просторова щільність потоку енергії опромінювання $I_{\text{опр}}$ визначається як [4]

$$I_{\text{опр}} = \frac{P_{\text{сер}} T_{\text{огл}}}{4\pi r^2} \cdot \frac{4\pi}{\theta_3}, \quad (2.1)$$

де $P_{\text{сер}}$ – середня потужність випромінюваного сигналу;

$T_{\text{огл}}$ – період огляду зони виявлення;

r – максимальна дальність виявлення цілі;

θ_3 – тілесний кут зони виявлення;

4π стерадіан – тілесний кут сфери;

$\frac{4\pi}{\theta_3} = G_e$ – еквівалентний коефіцієнт підсилення антени.

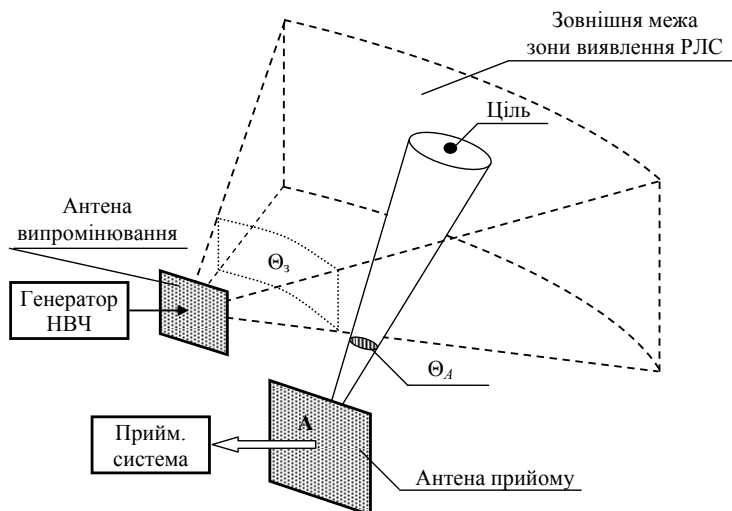


Рис. 2.3. До визначення енергетичного потенціалу РЛС

Частина енергії перевипромінюється від цілі в напрямок РЛС залежно від розмірів та конфігурації цілі. Параметри цілі характеризується її

ефективною площею розсіювання (ЕПР). Енергію прийнятого сигналу, відбитого від цілі, можна визначити як

$$E_{\text{пр}} = \frac{I_{\text{опр}} \sigma}{4\pi r^2} \cdot A, \quad (2.2)$$

де A – площа приймальної антени;
 σ – ЕПР цілі.

Площа приймальної антени пов'язана з шириною діаграми спрямованості та визначає ширину променів ДСА у відповідних площинах:

$\theta_A = \frac{\lambda^2}{A} = \varepsilon_A \beta_A$, де λ – довжина радіохвилі зондувального сигналу; ε_A , β_A – ширина ДСА в кутомірній та азимутальних площинах відповідно.

Прийнятий сигнал може бути виявлений на фоні шумів зі спектральною щільністю N_0 при його перевищенні деякого порогу ν за

умови, що $\theta_A = \frac{\lambda^2}{A} = \varepsilon_A \beta_A$. З виразів (2.1) та (2.2) можна визначити максимальну дальність виявлення цілі:

$$r = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{сеп}} T_{\text{опр}} G_e A \sigma}{(4\pi)^2 \nu N_0}}. \quad (2.3)$$

Перейдемо від еквівалентного коефіцієнта підсилення антени до коефіцієнта підсилення антени $T_{\text{опр}} G_e = t_{\text{опр}} G$, де $t_{\text{опр}}$ – час опромінювання цілі; G – коефіцієнт підсилення антени. Вираз (2.3) можна записати у вигляді

$$r_0 = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{сеп}} t_{\text{опр}} G A \sigma}{(4\pi)^2 \nu N_0}}. \quad (2.4)$$

У першому наближенні форма зони та її розміри залежать від потужності локатора, діаграми спрямованості, форми антени та не залежить від способу огляду простору. З виразу (2.3) визначимо енергетичний потенціал РЛС:

$$P_{\text{сеп}} A = r_0^4 \frac{(4\pi)^2 \nu N_0}{T_{\text{опр}} G_e \sigma}. \quad (2.5)$$

Реальне значення порога виявлення ν – важлива характеристика радіолокатора і визначається як

$$\nu(\partial B) = \nu_0(D, \varepsilon) + \sum_{i=1}^m \nu_i, \quad (2.6)$$

де $\nu_0(D, \varepsilon)$ – значення порога виявлення без урахування втрат сигналу;

$\sum_{i=1}^m \nu_i$ – збільшення рівня порога виявлення за рахунок втрат при формуванні та обробці радіолокаційного сигналу та при поширенні радіохвилі у середовищі.

Втрати, з виразу (2.6), характеризуються фізичними та розрахунковими властивостями як трактів РЛС, так і параметрів цілі та середовища поширення радіохвилі.

Енергетичний потенціал РЛС визначає потенціальні можливості локатора і є тією характеристикою, яка дозволяє проводити порівняльний аналіз між різними типами радіолокаційних станцій.

Питання для самоконтролю

1. Які основні вузли та елементи входять до складу імпульсної РЛС? Поясніть їх призначення.
2. Поясніть принцип роботи імпульсної РЛС.
3. Назвіть основні типи передавальних пристроїв РЛС та основні генераторні прилади, що в них застосовуються.
4. Назвіть основні характеристики антенних систем РЛС та поясніть їх значення.
5. Назвіть основні параметри приймальних пристроїв РЛС.
6. Проведіть порівняльний аналіз приймальних пристроїв різних типів, що застосовуються в РЛС.
7. Поясніть принцип роботи супергетеродинного приймального пристрою за спрощеною блок-схемою.
8. Запишіть вираз для визначення енергетичного потенціалу РЛС. Поясніть значення його складових.

ЛЕКЦІЯ 3. ВИМОГИ ДО ПЕРЕДАВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ РЛС

1. Класифікація радіопередавальних пристроїв РЛС

Радіопередавальний пристрій призначений для створення модульованих коливань надвисокої частоти.

Структурна схема радіопередавального пристрою зображена на рис. 3.1. До складу радіопередавального пристрою входять такі основні елементи [5]:

- 1) *генератор* надвисокої частоти, що перетворює енергію джерела живлення на енергію коливань надвисокої частоти;
- 2) *модулятор* – пристрій для керування коливаннями генератора у відповідності з сигналом, що випромінюється РЛС;
- 3) *джерело живлення*.

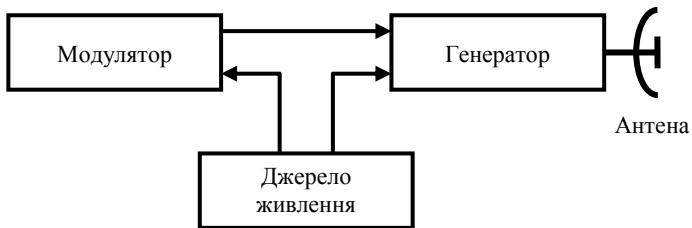


Рис. 3.1. Структурна схема радіопередавального пристрою

Методи генерування та керування коливаннями генераторів, фізичні процеси і основні кількісні співвідношення у схемах передавачів, а також основи проектування та експлуатації передавальних пристроїв радіотехнічних засобів викладаються в дисципліні «Генерування та формування сигналів».

Сучасні радіопередавальні пристрої відрізняються великим різноманіттям. Основними ознаками, за якими проводиться класифікація радіопередавальних пристроїв, є призначення, потужність передавача та діапазон хвиль.

За призначенням радіопередавальні пристрої поділяються на радіолокаційні, зв'язку, радіонавігаційні, телевізійні, радіозавод, ліній телекерування та ін.

За потужністю у режимі безперервного генерування, або середньої потужністю при імпульсному режимі генерування, радіопередавальні пристрої поділяються:

– на дуже малої потужності

$$P_{\text{ср}} < 3 \text{ Вт};$$

- малої потужності $P_{\text{сер}} = 3 \dots 100 \text{ Вт};$
- середньої потужності $P_{\text{сер}} = 0,1 \dots 3 \text{ кВт};$
- великої потужності $P_{\text{сер}} = 3 \dots 100 \text{ кВт};$
- надпотужні $P_{\text{сер}} > 100 \text{ кВт}.$

За *діапазоном хвиль* радіопередавальні пристрої поділяються:

- | | | | |
|-----------------------|---------------------------------------|---|-----|
| – на довгохвильові | $\lambda > 2000 \text{ м};$ | } | ВЧ |
| – середньохвильові | $\lambda = 200 \dots 2000 \text{ м};$ | | |
| – проміжних хвиль | $\lambda = 100 \dots 200 \text{ м};$ | | |
| – короткохвильові | $\lambda = 10 \dots 100 \text{ м};$ | | |
| – метрових хвиль | $\lambda = 1 \dots 10 \text{ м};$ | | |
| – дециметрових хвиль | $\lambda = 0,1 \dots 1 \text{ м};$ | } | НВЧ |
| – сантиметрових хвиль | $\lambda = 1 \dots 10 \text{ см};$ | | |
| – міліметрових хвиль | $\lambda = 1 \dots 10 \text{ мм}.$ | | |

Весь діапазон радіочастот поділяється на дві великі групи: діапазон високих частот, що охоплює частоти, які відповідають довжинам хвиль довше 10 м, та діапазон НВЧ, що охоплює частоти, які відповідають довжинам хвиль коротше за 10 м.

Останнім часом стрімко розвиваються радіопередавальні пристрої інфрачервоного та оптичного діапазонів хвиль.

Радіопередавальні пристрої класифікуються також за іншими ознаками, наприклад за *типом сигналів, що випромінюються* (гладкий радіоімпульс, сигнали з фазовою модуляцією, частотною модуляцією, безперервні сигнали); за *умовами роботи* (стаціонарні, рухомі, суднові, літакові, штучних супутників Землі та ін.); за *типом генератора НВЧ* (лампові, магнетронні, клістронні, транзисторні та ін.).

Високочастотний тракт сучасних радіопередавальних пристроїв будується за *багатокаскадною (багатоканальною) або однокаскадною* схемами.

Багатокаскадна схема високочастотного тракту радіопередавального пристрою застосовується там, де необхідно забезпечити високу стабільність частоти коливань. Блок-схема передавача із багатокаскадним високочастотним трактом наведена на рис. 3.2.

Першим каскадом є генератор із самозбудженням (автогенератор). У такому генераторі частота та амплітуда коливань визначаються параметрами коливальної системи та генераторного пристрою. Для того щоб частота коливань була стабільною, цей генератор повинен бути малопотужним. У наступних каскадах передавача, що називаються *проміжними*, коливання підсилюються. Часто деякі проміжні каскади працюють у режимі множення частоти. Останній вихідний каскад передавача призначений для забезпечення необхідної потужності випромінюваних коливань. Кількість каскадів високочастотного тракту

залежить від призначення, діапазону хвиль, потужності та вимог, що висуваються до стабільності частоти коливань передавача. Проміжні та вихідний каскади часто називають генераторами із зовнішнім збудженням. Для керування роботою генератора із зовнішнім збудженням необхідно подавати на його вхід напругу відповідної амплітуди та частоти.

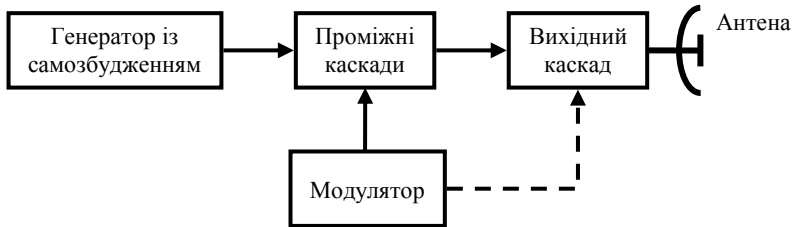


Рис. 3.2. Блок-схема передавача із багатокаскадним високочастотним трактом

На рис. 3.3 наведено блок-схему передавача, що містить лише один високочастотний каскад – генератор із самозбудженням (автогенератор), що забезпечує необхідну вихідну потужність передавача без подальшого підсилення сигналу. Перевагою такої схеми є її простота, а суттєвим недоліком – порівняно низька стабільність частоти коливань, що генеруються. Стабільність частоти коливань передавача можна підвищити, застосувавши систему автоматичного підстроювання частоти.

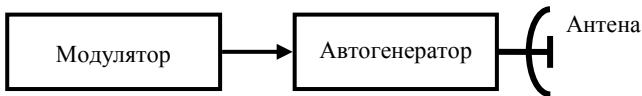


Рис. 3.3. Блок-схема передавача з однокаскадним високочастотним трактом

Модулятор керує коливаннями передавача за заданим законом. Крім модулятора можуть бути передбачені каскади формування та підсилення модулюючої напруги, які поєднуються загальною назвою «підмодулятор».

2. Вимоги до технічних характеристик та параметрів радіопередавальних пристроїв

Вимоги до радіопередавальних пристроїв обумовлюються їх цільовим призначенням та умовами експлуатації.

Технічні вимоги до передавальних систем висувають, виходячи з основного цільового призначення засобу радіотехнічного озброєння і необхідних ТТХ на основі компромісних рішень при системному аналізі з урахуванням фізичних, економічних та організаційних обмежень. Зазвичай розрізняють три основні види технічних вимог: *електричні, конструктивні й експлуатаційні*. При цьому вихідними і найбільш істотними є вимоги до їх електричних характеристик.

Основними *електричними характеристиками* передавальних систем є:

- 1) вид і параметри зондувальних сигналів;
- 2) діапазон робочих частот (робоча частота) $f_n \dots f_v$ передавача (МВ, ДЦМ, СМ) і ширина спектра зондувальних сигналів Π_f ;
- 3) імпульсна потужність зондувальних сигналів P_i – від сотень кВт до десятків МВт;
- 4) тривалість зондувальних сигналів τ_i – одиниці – десятки мкс;
- 5) частота повторення зондувальних сигналів – десятки – сотні Гц, вобуляція періоду повторення зондувальних сигналів (10 – 25 % від частоти повторення сигналів);
- 6) стабільність та точність установлення частоти (фази), частотних (фазових) та часових параметрів сигналів;
- 7) коефіцієнт корисної дії ККД = 20 – 60 %;
- 8) рівень бічних (позасмугових) випромінювань, дБ;
- 9) імпульсна анодна напруга генераторної лампи – десятки кВ;
- 10) середнє значення анодного струму генераторної лампи – одиниці А;
- 11) напруга розжарювання генераторної лампи $U_p = 6,3 (\pm 0,3 \text{ В})$;
- 12) струм розжарювання генераторної лампи – десятки А;
- 13) охолодження генераторної лампи – повітряне (рідинне).

Електричні характеристики передавальних систем можна розділити на *частотні, енергетичні та часові*.

Частотні характеристики передавальних пристроїв РЛС

Робоча частота передавача – це кількість повних коливань синусоїдального змінного струму за 1 с. Вона вимірюється в герцах (1 Гц – це одне повне коливання за секунду).

Якщо частота змінної напруги промислової мережі становить 50 Гц (довжина хвилі 6000 км), то робоча частота передавачів РЛС становить тисячі й мільйони герців.

Так, наприклад, несуча частота передавача РЛС метрового діапазону типу П-18 становить 150 ... 170 МГц (довжина хвилі 2...1,8 м), а РЛС сантиметрового діапазону типу П-37 порядку 3 ГГц (довжина хвилі 10 см).

За довжиною робочої хвилі радіолокаційні станції поділяються на РЛС метрового, дециметрового й сантиметрового діапазонів (табл. 3.1).

Таблиця 3.1

Розподіл РЛС за діапазонами радіохвиль

Діапазон роботи РЛС	Довжина робочої хвилі	Частота коливань, МГц
Метровий	1...10 м	300...30
Дециметровий	10...100 см	3000...300
Сантиметровий	1...10 см	30 000...3000

Діапазон робочих частот задається у вигляді нижньої f_n і верхньої f_v частот, у межах яких може знаходитися спектр зондувального сигналу.

При виборі діапазону робочих частот передавальних пристроїв РЛС необхідно задовольнити різноманітні і суперечливі вимоги, основними з яких є:

1) забезпечення високого коефіцієнта підсилення антен і прийнятних (мінімально можливих) їхніх розмірів;

2) забезпечення необхідних для захисту від активних завад меж перестроювання частоти;

3) зниження впливу поверхні Землі на спотворення (перекручування) діаграм спрямованості антен і зменшення загасання електромагнітних коливань у фідерних трактах і вздовж траси поширення (у парах атмосфери, тумані, дощових утвореннях, іоносфері і т. д.);

4) забезпечення каналізації від передавача до антени електромагнітних коливань з великою піковою потужністю та зменшення відносної їх широкосмуговості при заданій абсолютній ширині спектра з метою зниження амплітудно-фазових спотворень у трактах підсилення, трактах каналізації й уздовж траси поширення (особливо в умовах штучної іонізації атмосфери й іоносфери), що знижують ефективність використання енергії сигналу передавального каналу;

5) забезпечення мінімумів шумів Галактики, внутрішніх шумів підсилювальних трактів, радіовипромінювань неземних джерел (Сонця, зірок та ін.) і шумів атмосфери, що обмежують чутливість приймальних каналів;

6) забезпечення максимуму ефективної поверхні цілей, що відбивають, при їх відомих геометричних розмірах;

7) виконання вимог електромагнітної сумісності РЛС між собою і з іншими радіоелектронними засобами.

При виборі діапазону робочих частот необхідно також виходити з можливостей промисловості створювати в цьому діапазоні частот генераторні прилади, перетворювальні, підсилювальні та інші елементи передавальних систем з необхідними потужністю, широкосмуговістю і власними шумами (внутрішньосмуговими, зовнішньосмуговими).

Необхідна *ширина спектра сигналу* залежить від принципів вимірювання координат цілей у РЛС і виду розв'язуваних бойових завдань.

В імпульсних РЛС без частотного сканування діаграми спрямованості антени протягом тривалості імпульсу ширина спектра сигналу Π_f визначає потенційну здатність щодо розділення за дальністю ($\Delta R_{\text{ц}}$). Для радіоімпульсів із прямокутною обвідною при несучій частоті $f_0 \gg \Pi_f$ можна записати:

$$\Pi_f = \frac{c K_{\Delta}}{2 \Delta R_{\text{ц}}}, \quad (3.1)$$

де c – швидкість світла;

Π_f і $\Delta R_{\text{ц}}$ – ширина спектра сигналу і роздільна здатність за дальністю відповідно;

K_{Δ} – коефіцієнт, що враховує втрати розділення за часом при обробці (наприклад, за рахунок вагової обробки широкосмугових сигналів з метою придушення бічних пелюсток стиснутого імпульсу).

При використанні в РЛС простих радіоімпульсів із прямокутною обвідною маємо $\Pi_f \approx 1/\tau_c$ і $\tau_c = 2 \Delta R_{\text{ц}} / c K_{\Delta}$.

При використанні в РЛС імпульсних ЛЧМ сигналів із прямокутною обвідною і базою $n_c > 20 \dots 50$ величина $\Pi_f \approx \Delta f_c$. Величина девіації частоти Δf_c , необхідна для забезпечення заданого значення $\Delta R_{\text{ц}}$, визначається відповідно до виразу

$$\Delta f_c = c K_{\Delta} / 2 \Delta R_{\text{ц}}. \quad (3.2)$$

При використанні в РЛС імпульсних ФКМ сигналів з $n_c = N > 20 \dots 50$ величина $\Pi_f \approx 1/\tau_d$. Величина тривалості дискрета τ_d , необхідна для забезпечення заданого значення $\Delta R_{\text{ц}}$, визначається відповідно з виразу

$$\tau_d = 2 \Delta R_{\text{ц}} / c K_{\Delta}. \quad (3.3)$$

У РЛС із безперервним випромінюванням ЛЧМ сигналів і частотним скануванням діаграми спрямованості антени протягом періоду модуляції

величина $\Delta R_{\text{ц}}$ при смузі оптимального фільтра приймача $\Pi_f \approx 1/\tau_{\text{в.с}}$, де $\tau_{\text{в.с}}$ – тривалість відбитого сигналу, визначається шириною спектра останнього $\Pi_{\text{ф.с}}$. Оскільки при цьому для відбитого сигналу має місце нерівність $\Pi_{\text{ф.с}} \cdot \tau_{\text{в.с}} > 1$, то в першому наближенні $\Pi_{\text{ф.с}} \approx \Delta f_{\text{в.с}}$, де $\Delta f_{\text{в.с}}$ – девіація частоти протягом тривалості відбитого сигналу. У свою чергу, ширина енергетичного спектра зондувального сигналу Π_f і практично рівна їй, величина девіації частоти протягом періоду модуляції Δf_c визначаються як необхідним значенням $\Delta R_{\text{ц}}$, так і розміром сектора сканування $\theta_{\text{ск}}$. Тому величина Δf_c у $m \approx \theta_{\text{ск}} / \theta_{0,5P}$ раз більше девіації частоти відбитого сигналу і визначається з виразу

$$\Delta f_c = m \Delta f_{\text{в.с}} = c K_{\Delta} \theta_{\text{ск}} / 2 \Delta R_{\text{ц}} \theta_{0,5P}, \quad (3.4)$$

де $\theta_{0,5P}$ – ширина діаграми спрямованості антени в площині сканування за рівнем половинної потужності. Причому, одночасно має забезпечуватися співвідношення

$$\Delta f_c = \theta_{\text{ск}} / \gamma_{\theta_f}, \quad (3.5)$$

де $\gamma_{\theta_f} = d\theta/df$ – коефіцієнт куточастотної чутливості антени, обумовлений її дисперсійними властивостями.

На підставі виразів (3.1) – (3.5) необхідна широкосмуговість передавальних систем РЛС в залежності від розв’язуваних завдань може становити від десятих часток до декількох сотень мегагерц при додатковому перестроюванні початкової частоти до декількох десятків – сотень мегагерц у залежності від діапазону робочих частот.

Тривалість імпульсів – це проміжок часу від початку випромінювання імпульсу до його закінчення, як правило, вимірюваний на рівні 0,1 амплітудного значення. Тривалість імпульсів РЛС визначає в основному роздільну здатність станції за дальністю. Чим менша тривалість імпульсу, тим більша роздільна здатність РЛС за дальністю.

У радіолокаційних станціях тривалість імпульсів дорівнює одиницям і десяткам одиниць мікросекунд. Відповідно до цього імпульси займають у просторі відстань порядку сотень і тисяч метрів.

Енергетичні характеристики передавальних пристроїв РЛС

Вихідна потужність і коефіцієнт корисної дії передавальних систем

До РЛС, особливо багатофункціональних, висувається вимога багатоканальності по цілях. Це означає, що вони повинні одночасно супроводжувати кілька цілей з різними кутковими координатами.

Найпростіше це завдання вирішується в РЛС із ФАР. Частіше використовують кілька керованих променів діаграми спрямованості приймальної антени. Іноді в імпульсних РЛС формують кілька керованих променів діаграми спрямованості передавальної антени. У цьому випадку необхідно забезпечити в кожному промені діаграми спрямованості передавальної антени енергію зондувального сигналу, необхідну для виявлення цілей на заданій дальності $R_{ц}$.

У РЛС з імпульсним і безперервним випромінюванням може використовуватися також частотне сканування діаграми спрямованості протягом тривалості імпульсу або періоду модуляції безперервного зондувального сигналу τ_c . У цьому випадку час опромінення цілі $\tau_{опр}$ і тривалість відбитого сигналу $\tau_{в.с}$ складають тільки частину тривалості зондувального сигналу $\tau_{в.с} \sim \tau_{опр} \leq \tau_c$. У РЛС без частотного сканування $\tau_{в.с} = \tau_c$.

Пікова потужність коливань на виході передавального пристрою для одного променя діаграми спрямованості передавальної антени по заданій величині $R_{ц}$ визначається з рівняння радіолокації з урахуванням тривалості відбитого сигналу:

$$P_{пк} = \frac{(4\pi)^2 R_{ц}^4 N_0 q^2 / 2}{\tau_{в.с} G_{пер} G_{пр} \lambda^2 \eta_{пн}^2 \sigma_{ц} F_{пер}^2 F_{пр}^2}, \quad (3.6)$$

де $N_0 = k T_0 (K_{ш} + \gamma_0 - 1)$ – спектральна щільність шуму;

$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – стала Больцмана;

T_0 – абсолютна температура в Кельвінах;

$K_{ш}$ – коефіцієнт шуму приймача;

$\gamma_0 = T_a/T_0$ – відносна шумова температура антени;

$q = \sqrt{2 E_{пр} / N_0}$ – відношення сигнал/шум за напругою на виході приймача, необхідне для забезпечення необхідної імовірності правильного виявлення P_d при заданій імовірності хибної тривоги P_f ;

$G_{пер}$, $G_{пр}$ – коефіцієнти підсилення відповідно передавальної та приймальної антен;

$\sigma_{ц}$ – ефективна відбиваюча поверхня цілі при довжині хвилі зондувального сигналу λ ;

$\eta_{пн}$ – ККД приймально-передавального антенно-фідерного тракту;

$F_{пер}^2$, $F_{пр}^2$ – множники, що враховують вплив поверхні й атмосфери Землі на енергію сигналу при його випромінюванні і прийомі.

Оскільки у виразі (3.6) шум характеризується спектральною щільністю N_0 , то він справедливий як для ширококугових, так і

вужькосмугових зондувальних сигналів за умови, що їхня обробка проводиться оптимально.

Для імпульсних РЛС з поєднаною приймально-передавальною антеною без частотного сканування в межах імпульсу $G_{\text{пер}} = G_{\text{пр}}$, $\tau_{\text{в.с}} \approx \tau_{\text{с}}$ і повна енергія коливань в одному імпульсі на виході передавального пристрою дорівнює

$$E_{\Sigma} = P_{\text{с}} \cdot \tau_{\text{с}} = P_{\text{пк}} \cdot \tau_{\text{в.с}} \cdot l, \quad (3.7)$$

де l – кількість променів діаграми спрямованості передавальної антени.

Для РЛС із частотним скануванням у секторі $\theta_{\text{ск}}$ повна енергія коливань за один період модуляції на виході передавального пристрою

$$E_{\Sigma} = P_{\text{с}} \tau_{\text{с}} = P_{\text{пк}} \tau_{\text{в.с}} \frac{\theta_{\text{ск}}}{\theta_{0,5}} l = P_{\text{пк}} \tau_{\text{в.с}} m l, \quad (3.8)$$

де $m = \tau_{\text{с}} / \tau_{\text{в.с}} = \theta_{\text{ск}} / \theta_{0,5P}$ – кількість, що показує у скільки разів при частотному скануванні тривалість зондувального сигналу (періоду модуляції) повинна бути більше тривалості відбитого сигналу.

На підставі виразів (3.6) – (3.8), у залежності від цільового призначення РЛС, необхідне значення потужності або енергії сигналу становить: $P_{\text{с}} = 1 \dots 400$ МВт, $E_{\Sigma} = 5 \dots 5 \cdot 10^5$ Дж.

Імпульсна потужність передавача – це потужність, яку віддає передавач у фідерну систему протягом одного імпульсу.

Чим більша середня потужність передавача, тим більша дальність дії РЛС.

Залежність між цими потужностями виражається формулою

$$P_{\text{сер}} = P_{\text{i}} \cdot \frac{\tau_{\text{i}}}{T_{\text{п}}},$$

де τ_{i} – тривалість імпульсу, мкс;

$T_{\text{п}}$ – тривалість періоду повторення імпульсів передавача, мкс.

Якщо $\tau_{\text{i}} = 6$ мкс, $T_{\text{п}} = 2900$ мкс, $P_{\text{i}} = 180$ кВт, то середня потужність буде дорівнювати $P_{\text{сер}} = 180 \cdot 10^3 \cdot 6 / 2900 \approx 370$ Вт.

Коефіцієнт корисної дії (ККД) передавальної системи є важливим енергетичним показником і характеризує втрати потужності, що відбуваються при перетворенні енергії джерела електроживлення на

енергію вихідних електромагнітних коливань. Для оцінки ККД зазвичай використовують середнє значення вихідної потужності $P_{\text{ср}}$ за досить великий інтервал часу $T_{\text{п}}$: $\eta = P_{\text{ср}}/P_0$, де P_0 – потужність, споживана від джерела електроживлення. Підвищення ККД важливе не тільки для ефективнішого використання енергії джерела електроживлення, але і для зменшення теплових втрат у конструкції передавача, тому що для вирішення проблем теплового відводу доводиться застосовувати складні і дорогі засоби примусового охолодження, що знижують надійність передавача РЛС.

Природно, що при великих енергетичних рівнях випромінюваних сигналів мають висуватися високі вимоги до ККД передавачів РЛС. Однак реальні значення ККД передавачів РЛС у цілому (навіть виконаних на твердотільних генераторних приладах) поки що не перевищують 20...60 %.

Часові характеристики передавальних пристроїв РЛС

Частота повторення зондувальних сигналів (імпульсів) – це кількість імпульсів електромагнітної енергії, які випромінюються в простір за одну секунду. Зазвичай вона становить сотні імпульсів за секунду й визначається заданою дальністю виявлення РЛС.

Частота повторення зондувальних сигналів залежить від методу визначення координат, прийнятого в РЛС. Для імпульсних РЛС з поєднаною приймально-передавальною антеною значення частоти повторення обмежене умовою однозначності визначення дальності до цілі в межах заданої дальності дії D_{max} .

Для однозначного визначення координат цілі на заданій дальності виявлення максимальна частота повторення імпульсів повинна задовольняти умові

$$F_{\text{п}} \leq \frac{c}{2D_{\text{max}}K},$$

де c – швидкість поширення електромагнітної енергії у вільному просторі;

D_{max} – максимальна задана похила дальність виявлення РЛС;

K – коефіцієнт запасу, що дорівнює 1,15... 1,25.

Іншими словами, кожен наступний імпульс не повинен випромінюватися доти, доки електромагнітна енергія, яка випромінювалась, не пошириться на відстань, що перевищує на 15 ... 25 % подвійну задану максимальну дальність виявлення.

Щоб уявити собі розміри одного імпульсу за дальністю та їхнє віддалення один від одного, їх можна підрахувати на прикладі ТТХ РЛС П-12.

Якщо тривалість імпульсу дорівнює 6 мкс, то при швидкості поширення електромагнітної енергії 300 м за 1 мкс імпульс за дальністю займе відстань 1800 м (рис. 3.4).

Відстань же між імпульсами при частоті їхнього повторення 345 Гц (імпл/с) буде 867,9 км (проміжок за часом між імпульсами становить: $1 \text{ с} / 345 - 6 \text{ мкс} = 2899 \text{ мкс} - 6 \text{ мкс} = 2893 \text{ мкс}$), і за цей час перший імпульс пройде відстань $300 \text{ м} \cdot 2893 \text{ мкс} = 867,9 \text{ км}$.

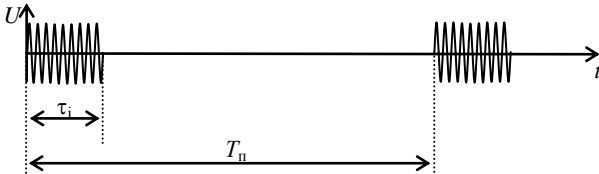


Рис. 3.4. Просторове розташування імпульсів за дальністю:
 τ_i – тривалість імпульсу; T_n – тривалість періоду повторення

Для моноімпульсних РЛС частота повторення визначається заданою швидкістю огляду простору і шириною діаграми спрямованості антени. Для когерентно-імпульсних РЛС частота повторення повинна бути збільшена для того, щоб при заданій швидкості огляду і ширині діаграми спрямованості амплітуди двох наступних імпульсів, відбитих від однієї і тієї ж цілі, відрізнялися не більше ніж на одиниці відсотків.

Верхня межа значення частоти повторення в основному залежить від енергетичних характеристик генераторних і підсилювальних приладів, що мають у розпорядженні, і від можливості, з погляду припустимих габаритів, по'єднання декількох генераторів або підсилювачів для роботи на спільне навантаження.

Рівень небажаних випромінювань

У загальному спектрі випромінювань передавальної системи поряд з основним випромінюванням мають місце небажані так звані позасмугові та побічні випромінювання. Побічні випромінювання не пов'язані з корисною модуляцією. До них відносять випромінювання на гармоніках, субгармоніках і комбінаційних частотах, що виникають у процесі перетворення в передавальному пристрої зондувального сигналу, а також інтермодуляційні і паразитні випромінювання. Позасмугові випромінювання – це випромінювання на частотах, що безпосередньо прилягають до відведеної для РЛС смуги. Вони обумовлені зайвою шириною смуги частот модульовального сигналу; нелінійними спотвореннями (перекручуваннями) цього сигналу в модульовальному пристрої і підсилювальному тракті; паразитною модуляцією; фоном (тлом), шумами; нестабільністю частоти несучого коливання та іншими явищами.

Позасмугові та побічні випромінювання передавального пристрою в ряді випадків знижують якість роботи РЛС. Крім того, ці випромінювання створюють завади іншим радіоелектронним засобам (іншим РЛС, засобам зв'язку та управління). З цих причин на рівень позасмугових і побічних випромінювань накладаються суворі обмеження, забезпечуючи таким чином одночасну роботу різних радіоелектронних засобів без взаємних завад, тобто вирішується проблема електромагнітної сумісності.

Стабільність і точність установлення частоти, частотних і часових параметрів модуляції зондувальних сигналів

Ці найважливіші показники передавальних систем визначають в основному ступінь реалізації потенційних ТТХ РЛС. Причини нестабільності частоти коливань різноманітні й обумовлені як внутрішніми процесами, так і зовнішніми впливами на передавальні пристрої. Це і зміна навколишніх умов (температури, вологості, тиску), і старіння елементів передавача, і флюктуаційні процеси (шуми), що завжди діють у будь-якому фізичному об'єкті, і механічні впливи (удари, вібрації), і нестабільності або пульсації напруги джерел електроживлення. У процесі формування, перетворення по частоті і підсилення зондувальних сигналів, проходження їх через різні елементи передавального пристрою також змінюються частотні і часові параметри модуляції сигналів, що призводить до неузгодженості параметрів зондувальних сигналів та узгодженого фільтра приймальної системи і погіршення ТТХ РЛС у цілому.

Рівень спотворень зондувальних сигналів оцінюється різними кількісними показниками, основаними на порівнянні необхідних (ідеальних) і спотворених сигналів у часовій або спектральній області. У залежності від призначення і принципу функціонування РЛС, а також виду зондувальних сигналів використовують різні вихідні критерії, наприклад, припустиме зниження відносно потенційного значення дальності, імовірності правильного виявлення, точності вимірювання координат та ін.

До основних **конструктивних вимог** належать:

- 1) габарити, вага й особливості розміщення апаратури;
- 2) забезпечення доступу до органів регулювання й елементів апаратури під час заміни;
- 3) механічна міцність і вібростійкість;
- 4) склад комплекту, вид транспортування та ін.

До основних **експлуатаційних вимог** належать:

- 1) час безперервної роботи, час вмикання і вимикання, експлуатаційна надійність (коефіцієнт боездатності, напрацювання на відмову);
- 2) кліматичні умови (межі робочих температур, вологості, атмосферного тиску);

- 3) мінімальна вартість серійного виробництва й експлуатації;
- 4) ремонтопридатність, максимальна безпека обслуговування та ін.

3. Типи сигналів, які використовуються в радіолокації

Суперечливість вимог до видів і параметрів сигналів

Вид і параметри сигналів найбільш істотно впливають на ТТХ будь-якого радіотехнічного озброєння, у тому числі й РЛС. Застосовують як прості, так і складні сигнали. Простими називають сигнали, в яких $P_f \cdot \tau_c = 1$, де τ_c – тривалість імпульсного або квазібезперервного сигналу, P_f – ширина спектра сигналу. Величину $n_c = P_f \tau_c$ називають базою (коефіцієнтом широкосмуговості) сигналу. Складними називають сигнали, в яких $n_c > 1$. До простих належать безперервний (на практиці квазібезперервний) немодульований сигнал і одиночний імпульс з несучою частотою $f_0 = \text{const}$. До складних – кодовані пачки імпульсів, квазібезперервні або імпульсні сигнали з амплітудною, частотною чи фазовою модуляцією (маніпуляцією), а також їх різні комбінації.

Використання складних сигналів дозволяє:

- виключити властиву РЛС із простими сигналами суперечливість вимог для забезпечення високого розділення за швидкістю, або великою дальністю виявлення, й одночасно високого розділення за дальністю;
- підвищити швидкість огляду простору і гнучкість керування діаграмою спрямованості антени;
- реалізувати високопотенціальні РЛС з високою точністю вимірювання координат цілі при однократному її опроміненні;
- підвищити завадозахищеність РЛС, можливості селекції і класифікації цілей за інформацією, що міститься у відбитих сигналах, тощо.

Однак вимоги до параметрів не тільки простих, а й складних сигналів, до характеристик передавальних каналів при вирішенні завдань виявлення цілей, вимірювання координат цілей та інших параметрів їхнього руху, розділення цілей, класифікації цілей (визначення приналежності при запиті «свій – чужий», розпізнавання складу і класу цілей, що не відповідають на запит) суперечливі. Покажемо це на прикладі основних видів сигналів, що самостійно застосовуються в радіолокації та використовуються при синтезі комбінованих сигналів.

До основних типів сигналів, що застосовуються в радіолокації, належать [6]:

- простий імпульсний сигнал;
- складний імпульсний і квазібезперервний лінійно-частотно-модульований (ЛЧМ) сигнали;

– складний імпульсний і квазібезперервний дискретний фазокодоманіпульований (ФКМ) сигнали.

Основні властивості сигналів наочно характеризуються їхніми автокореляційними функціями $\rho(\tau, F_d = \text{const})$ і діаграмами невизначеності $\rho(\tau, F_d) = \text{const}$.

Простий імпульсний сигнал записується у вигляді

$$u(t) = U_m \sin(2\pi f_0 t + \varphi_0) \text{ при } 0 \leq t \leq \tau_c, \quad (3.9)$$

де U_m, f_0, φ_0 – амплітуда, несуча частота і початкова фаза сигналу.

При цьому $\Pi_f \approx 1/\tau_c$, тобто $n_c = \Pi_f \tau_c = 1$. Графіки залежності амплітуди $U_m(t)$ і частоти $f(t)$ від часу, а також графіки $\rho(\tau, F_d = \text{const})$ для двох значень доплерівських розстроювань за частотою $F_d = 0$ і $F_d \approx 0,5/\tau_c > 0$ і $\rho(\tau, F_d) = 0,5$ при значній величині τ_c наведені відповідно на рис. 3.5, а, б, в. Графік $\rho(\tau, F_d) = 0,5$ при величині $\tau_{c1} < \tau_c$ зображений на рис. 3.5, г.

Простий імпульсний сигнал має такі переваги:

– при його використанні досягається найбільша простота технічної реалізації пристроїв формування й обробки;

– відсутність бічних пелюсток по осі τ (рис. 3.5, б), за рахунок чого при однакових з іншими сигналами енергіях забезпечується найменша ймовірність хибних тривог;

– при малих значеннях τ_c високе розділення поєднується з однозначною селекцією цілей за дальністю;

– при великих значеннях τ_c велика дальність виявлення поєднується з високим розділенням і селекцією за доплерівською частотою (радіальною швидкістю) цілей (рис. 3.5, в).

Основні його недоліки:

– не можна одночасно одержати високе розділення за дальністю та швидкістю (рис. 3.5, в, г), високе розділення за дальністю і велику дальність виявлення;

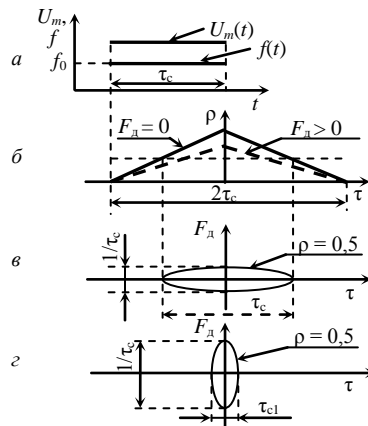


Рис. 3.5. Простий імпульсний сигнал

– погана прихованість через порівняно високу спектральну щільність потужності при однакових з іншими сигналами значеннях тривалості τ_c і пікових потужностей $P_{пк}$.

Складний ЛЧМ сигнал записується у вигляді

$$u(t) = U_m \sin(2\pi f_0 t + \frac{\pi \Delta f_c}{\tau_c} t^2 + \varphi_0) \text{ при } 0 \leq t \leq \tau_c, \quad (3.10)$$

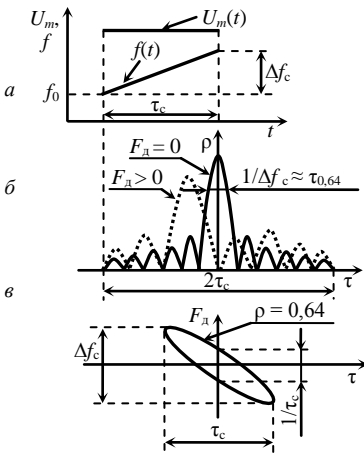


Рис. 3.6. ЛЧМ сигнал

де f_0 і Δf_c – початкова несуча частота і девіація частоти за час τ_c .

При цьому $\Pi_f \approx \Delta f_c$, тобто при $\tau_c > 1/\Delta f_c$ величина $n_c = \Pi_f \tau_c > 1$. Для імпульсного ЛЧМ сигналу графіки $U_m(t)$, $f(t)$, $\rho(\tau, F_d) = \text{const}$, а також $\rho(\tau, F_d) = 0,64$ при $F_d = 0$ і $F_d = (0,5/\tau_c) > 0$ зображені відповідно на рис. 3.6, а, б, в.

Цей сигнал має такі переваги:

- технічна реалізація пристроїв формування й обробки, особливо при $\Pi_f > 5 \dots 10$ МГц, простіша, ніж для інших складних сигналів;

- велика дальність і висока ймовірність виявлення поєднуються з високим розділенням за

дальністю (аж до розділення геометричних елементів цілі);

- дальність виявлення слабо залежить від доплерівського зсуву по частоті, оскільки зазвичай $\Delta f_c > F_{д \max}$ (рис. 3.6, в);

- бічні пелюстки по осі τ спадають до нуля (рис. 3.6, б) і можлива їх компенсація до рівня $-40 \dots -30$ дБ при енергетичних втратах $-1 \dots -1,5$ дБ, за рахунок чого забезпечують порівняно надійне виявлення і селекцію елементів групових цілей;

- прихованість вища, ніж у простого сигналу з тими ж значеннями τ_c і $P_{пк}$, через знижену спектральну щільність, особливо при великих значеннях бази сигналів $n_c = \Pi_f \cdot \tau_c$.

Основні його недоліки:

- не можна вимірювати швидкість цілі за одиночним імпульсом;

– невизначеність спільного вимірювання дальності та швидкості цілі (рис. 3.6, б, в).

Складний ФКМ сигнал записується у вигляді

$$u(t) = U_m \sin[2\pi f_0 t + \varphi_{ii} \in (\varphi_1, \varphi_2)], \text{ при } 0 \leq t \leq \tau_c = N\tau_d, \quad (3.11)$$

де $\varphi_{ii} \in (\varphi_1, \varphi_2)$ – двозначна $\varphi_1 = 0$ або $\varphi_2 = \pi$ – перемінна фаза сигналу,

маніпульована по заданому коду в моменти часу $t_i = \sum_{i=0}^N i\tau_d$;

τ_d – тривалість дискрета фазової маніпуляції;

N – кількість дискретів ФКМ сигналу.

При цьому $\Pi_f \approx 1/\tau_d$, тобто $n_c = \Pi_f \tau_c = \tau_d/\tau_c = N > 1$. Для одиночного імпульсного ФКМ сигналу, маніпульованого семизначним кодом Баркера, графіки $U_m(t)$, $f(t)$ з умовним значенням (через π і 0) початкової фази φ_{ii} , $\rho(\tau, F_d = \text{const})$ при $F_d = 0$ і $F_d = 0,5/\tau_c > 0$, а також $\rho(\tau, F_d) = 0,5$ зображені відповідно на рис. 3.7, а, б, в.

Цей сигнал має такі переваги:

- технічна реалізація пристроїв формування при порівняно невеликих значеннях $\Pi_f < 5 \dots 10$ МГц простіша, ніж для ЛЧМ сигналу;

- велика дальність і висока ймовірність виявлення при малій кількості цілей поєднується з порівняно високим розділенням за дальністю (до декількох десятків – сотень метрів);

- порівняно висока точність і однозначність одночасного вимірювання швидкості та дальності для одиночної цілі за одним імпульсом (рис. 3.7, б, в);

- прихованість вища, ніж у простого і ЛЧМ сигналів з тими ж значеннями τ_c і $P_{\text{пк}}$ через знижену спектральну щільність потужності за рахунок шумоподібності структури, особливо при великій кількості дискретів N .

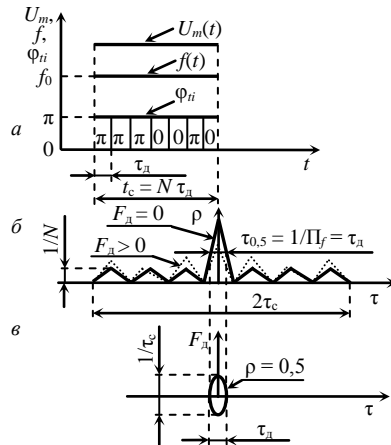


Рис. 3.7. ФКМ сигнал

Основні недоліки при використанні ФКМ сигналів:

- складності технічної реалізації при великій кількості дискретів (N) пристроїв обробки і незалежно від N при $P_f > 5 \dots 10$ МГц пристроїв формування;
- рівномірний по осі τ і порівняно великий рівень (для кодів Баркера – $1/N$, для рекурентних M -послідовностей – $(0,7 \dots 1,25)/\sqrt{N}$) бічних пелюсток, що ускладнює селекцію і розділення за дальністю елементів групової цілі.

Таким чином, кожен з розглянутих основних видів сигналів має свої переваги і недоліки. Найкраще вони вирішують визначене й обмежене коло завдань РЛС, та й то – при відповідному підборі їхніх параметрів (τ_c або P_f), оскільки вимоги до останніх для вирішення великого кола завдань суперечливі.

Питання для самоконтролю

1. Поясніть призначення елементів радіопередавального пристрою за структурною схемою.
2. Надайте класифікацію радіопередавальних пристроїв РЛС.
3. Поясніть принцип роботи багатокаскадної схеми радіопередавального пристрою РЛС.
4. Назвіть основні електричні характеристики передавального пристрою РЛС.
5. Назвіть основні конструктивні та експлуатаційні характеристики передавального пристрою РЛС.
6. Поясніть вибір робочої частоти передавача РЛС.
7. Поясніть залежність ширини спектра зондувальних сигналів від принципів вимірювання координат в РЛС.
8. Запишіть формулу для визначення пікової потужності передавального пристрою РЛС та поясніть значення її складових.
9. Поясніть значення енергетичних характеристик передавального пристрою РЛС.
10. Поясніть вибір часових характеристик передавального пристрою в залежності від призначення РЛС.
11. У чому полягає суперечливість вимог до вибору видів та параметрів сигналів, що застосовуються в РЛС.
12. Назвіть основні переваги та недоліки застосування простого імпульсного зондувального сигналу в РЛС.
13. Назвіть основні переваги та недоліки застосування складних (ЛЧМ та ФКМ) зондувальних сигналів у РЛС.

ЛЕКЦІЯ 4. ПРИЗНАЧЕННЯ ТА ТЕХНІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРИЙМАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ

1. Технічні характеристики радіоприймальних пристроїв

Якість радіоприймальних пристроїв (РПрП) визначається такими технічними характеристиками [7]:

- чутливість;
- вибірковість;
- динамічний діапазон;
- завадостійкість;
- якість відтворення сигналів;
- діапазон робочих частот;
- вихідна потужність.

Крім названих існує ще ряд показників конструктивного та експлуатаційного характеру, які є загальними для будь-якої радіотехнічної апаратури. Це – надійність, економічність, маса, габарити, ремонтпридатність і т. д.

Тому зупинимось тільки на характеристиках, які є специфічними для радіолокаційних пристроїв.

Чутливість радіоприймального пристрою

Чутливість характеризує властивість РПрП приймати слабкі сигнали. Обмеженням є флуктуаційні завади природного походження – шуми.

Кількісно чутливість характеризується мінімальною електронно-рушійною силою (ЕРС) чи потужністю радіосигналу в антені, при якій забезпечується необхідне співвідношення сигнал/шум на виході приймального пристрою.

Широко використовується поняття граничної та порогової чутливості.

Забезпечення найвищої чутливості зумовлює одночасне вирішення двох завдань:

- забезпечення мінімального сумарного рівня зовнішніх та внутрішніх шумів приймальної системи;
- узгоджену фільтрацію сигналу на фоні завад.

Чутливість сучасних радіолокаційних приймальних пристроїв може досягати величини ($10^{-14} - 10^{-18}$ Вт).

Вибірковість радіоприймального пристрою

Вибірковість – здатність РПрП виділяти корисний сигнал з усієї сукупності наведених в антені коливань.

Для виділення сигналу із завад використовуються його відмітні ознаки: напрямок приходу, поляризацію, тривалість, частоту, внутрішню структуру і т. д.

У будь-якому РПрП перед усім здійснюється частотна вибірковість, яку, якщо не обумовлено спеціально, будемо мати на увазі й надалі.

Частотну вибірковість (чи фільтрацію) здійснюють в лінійному тракті приймального пристрою. У нелінійному елементі (детекторі) виникає перехресна модуляція, при якій можливе придушення слабого сигналу сильним.

Про вибірковість можна судити за частотною характеристикою приймального пристрою. Основними її параметрами є:

- форма нормованої АЧХ, фазо-частотна характеристика;
- смуга пропускання;
- коефіцієнт придушення завади:

$$\sigma_{\Pi} = \frac{K_u(f_c)}{K_u(f_{зав})};$$

де $K_u(f_c)$ – коефіцієнт підсилення сигналу за напругою на основній частоті прийому;

$K_u(f_{зав})$ – коефіцієнт підсилення завади за напругою;

- коефіцієнт придушення по дзеркальному каналу прийому:

$$\sigma_{дз} = \frac{K_u(f_c)}{K_u(f_{дз})},$$

де $K_u(f_{дз})$ – коефіцієнт підсилення сигналу за напругою на дзеркальній частоті прийому.

Динамічний діапазон приймального пристрою

Динамічний діапазон характеризує здатність РПрП забезпечувати незмінний прийом сигналів різного рівня амплітуди.

Динамічним діапазоном (D) називають відношення максимальної потужності ($P_{вх\max}$), при якій РПрП ще не перенавантажується (коефіцієнт підсилення за напругою зменшується на один децибел від максимального), до мінімальної потужності ($P_{вх\min}$), при якій він виконує свої функції.

Найчастіше динамічний діапазон оцінюють в децибелах:

$$D, \text{ дБ} = 10 \lg \frac{P_{вх\max}}{P_{вх\min}} = 20 \lg \frac{U_{вх\max}}{U_{вх\min}}.$$

Динамічний діапазон РПрП повинен бути не менше, ніж діапазон зміни сигналів на вході. Для радіолокаційних приймальних пристроїв динамічний діапазон становить 80 – 120 дБ.

Завадостійкість РПрП

Завадостійкість – здатність приймального пристрою здійснювати прийом за наявності завад.

Різновиди завад та неоднаковий характер їх дії на прийом сигналів ускладнює вибір єдиного критерію завадостійкості та встановлюється, як правило, для окремих видів завад.

Якість відтворення сигналів

Якість відтворення сигналів визначає розмір допущених змін сигналу при проходженні його через каскади приймального пристрою.

Лінійні (частотні) зміни структури сигналу обумовлені нерівномірністю АЧХ та нелінійністю ФЧХ підсилювального тракту. Вони змінюють форму сигналу.

Нелінійні зміни структури сигналу обумовлені нелінійністю амплітудних характеристик елементів тракту та призводять до зміни закону модуляції.

Вимоги до ступеня зміни вибираються з цільового призначення приймального пристрою.

Діапазон робочих частот

Це сукупність частот, на які може бути настроєний приймальний пристрій для забезпечення своїх основних технічних параметрів ($P_{\text{доп}}$, σ , Π , D і т. д.).

Вихідна потужність (напруга)

Вихідна потужність (напруга) визначається типом кінцевих пристроїв.

За чутливістю та необхідною вихідною потужністю можна судити про необхідне підсилення сигналу в радіоприймальному пристрої.

2. Принцип побудови та структурна схема радіоприймального пристрою з фільтровою обробкою сигналів

Аналогічно до теоретичних основ радіолокації позначимо через α_c та α відповідно вектори сигналів, що приймаються та очікуються (до їх числа входять також параметри, які характеризують орієнтацію фронту корисних сигналів, що приймаються).

Ефективність обробки сигналів у значній мірі залежить від ступеня узгодження структур очікуваного та прийнятого сигналів, що визначається різницею $\Delta\alpha = \alpha_c - \alpha$. Елементи вектора очікуваних параметрів α або задаються за апіорними відомостями, або оцінюються при спостереженні сигналів. Незалежно від формування цього вектора завжди має місце неузгодження параметрів ($\Delta\alpha \neq 0$), що призводить до погіршення чутливості радіоприймального пристрою. Якщо норма вектора $\|\alpha\|$

наближена до нуля, то пристрій, що забезпечує обчислення кореляційного інтеграла, називається приймальним пристроєм сигналів відомої структури. В іншому випадку пристрій називається приймальним пристроєм сигналів невідомої структури (точніше, з частково невідомою структурою).

Спрощена структурна схема приймального пристрою з фільтровою обробкою сигналів зображена на рис. 4.1, а. Його основним елементом є узгоджений фільтр. Імпульсна характеристика $h(t)$ узгодженого фільтра дзеркальна по відношенню до очікуваного сигналу, якщо АЧХ $|K(j\omega)|$ подібна до амплітудно-частотного спектра сигналу $|g(j\omega)|$ ($|K(j\omega)| \sim |g(j\omega)|$), а фазочастотна характеристика і спектр пов'язані рівнянням

$$\arg K(j\omega) = -\arg g(j\omega) - \omega t_0,$$

де t_0 – час затримки сигналів у фільтрі.

Найпростіше узгоджені фільтри реалізуються на проміжній частоті. У цьому випадку приймальний пристрій будується за супергетеродинною схемою.

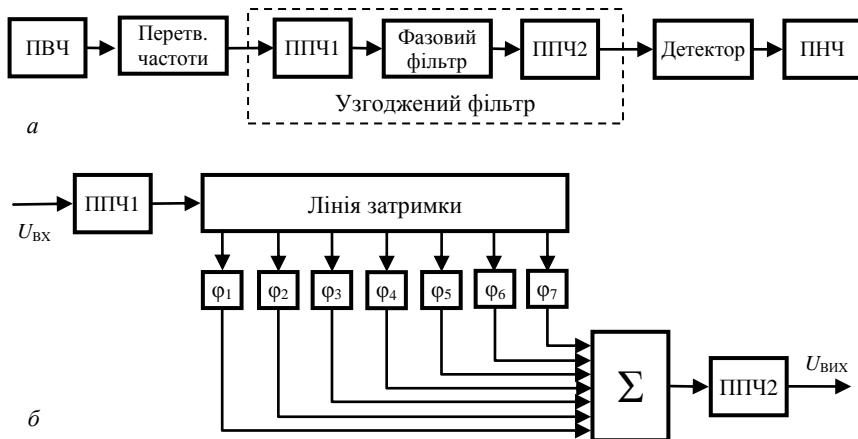


Рис. 4.1. Структурні схеми приймальних пристроїв з фільтровою обробкою сигналів: а – простих сигналів; б – ФКМ сигналів

При прийомі простих імпульсних сигналів як узгоджений фільтр використовується смуговий фільтр. При цьому мають місце енергетичні втрати $\alpha'_{втр}$, які зазвичай становлять 1...2 дБ. Неузгодження між

параметрами сигналів призводить до додаткового зменшення граничної чутливості приймального пристрою, яка визначається виразом

$$P_{\text{гран}} = \alpha'_{\text{втр}} \frac{1}{\rho(\alpha_1, \alpha_c)} kT_0 (\gamma_a + \gamma_{\text{пр}}) \frac{1}{\tau_c}, \quad (4.1)$$

де $\rho(\alpha_1, \alpha_c)$ – нормована функція неузгодженості сигналів;

$\alpha'_{\text{втр}} = \alpha'_{\text{втр}} \frac{1}{\rho(\alpha_1, \alpha_c)}$ – коефіцієнт, що враховує енергетичні втрати в

приймальному тракті;

k – стала Больцмана;

T_0 – абсолютне значення температури;

γ_a та $\gamma_{\text{пр}}$ – відносна шумова температура антени та приймального пристрою відповідно;

$\Pi_{\text{ш}} \approx \frac{1}{\tau_c}$ – шумова смуга пропускання тракту радіоприймального

пристрою;

τ_c – тривалість прийнятого сигналу по входу.

При прийманні складних сигналів (ЧМ і ФМ радіоімпульсів) з базою $n = 20 \dots 2 \cdot 10^3$ найбільш важливою і разом з тим технічно важко реалізованою є умова узгодження фазових характеристик фільтра та сигналу, оскільки саме вона визначає ступінь стиснення вхідних сигналів у часі при збереженні практично незмінної ширини спектра сигналів на вході та виході фільтра, а також роздільну здатність по затримці складномодульованих сигналів.

У результаті перетворювань в узгодженому фільтрі складний сигнал перетворюється на простий (немодульований сигнал з малою тривалістю). Оскільки при цьому енергія сигналу не змінюється, то чутливість фільтрового приймача складних сигналів також обчислюється за

формулою (4.1) з урахуванням стискання сигналів у фільтрі $\frac{1}{\tau_c} = \frac{\Pi_{\text{ш}}}{K_{\text{ст}}}$.

Узгодженим фільтром є лінійна частина приймального тракту в цілому. Однак на практиці функції амплітудно-частотного та фазочастотного узгодження можуть поділятися на різні елементи тракту (рис. 4.1, а). Функції амплітудно-частотного узгодження покладаються на підсилювачі проміжної частоти (ППЧ1 та ППЧ2), а фазочастотного узгодження – в основному на фазовий фільтр.

Як фазові фільтри для обробки ЛЧМ сигналів використовуються дисперсійні лінії затримки. Фільтри з великим коефіцієнтом стиснення

будуються на ультразвукових лініях затримки, що складаються з акустичних звукопроводів та пристроїв збудження і знімання у вигляді п'єзоелектричних перетворювачів. Фазові фільтри для обробки фазоманіпульованих сигналів, що мають дискретну структуру, будуються на багатовідвідних ультразвукових лініях (рис. 4.1, б).

Фільтровий приймач при малих неузгодженнях за частотою ($\Delta F_D < 1/\tau_c$) інваріантний до часу надходження сигналів та є одноканальним пристроєм за дальністю. Якщо ж ця умова не виконується, то когерентна обробка сигналів у межах їх тривалості неможлива без урахування доплерівського зсуву частот. Ця обставина призводить, з одного боку, до необхідності використання багатоканальних приймальних пристроїв, з іншого – до появи додаткових можливостей: селекції цілей за швидкістю (рис. 4.2).

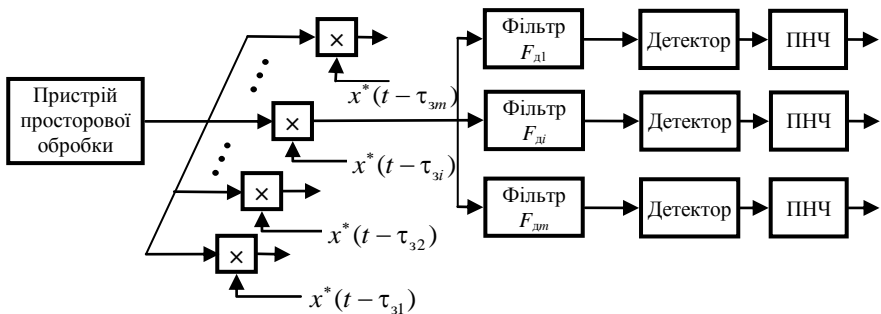


Рис. 4.2. Багатоканальний фільтровий приймальний пристрій

Наведені схеми фільтрових приймальних пристроїв мають недолік багатосигнальності; кожному сигналу потрібен свій фільтр та навпаки. Тому на сьогодні інтенсивно розвивається новий напрямок – побудова керованих фільтрів (програмно або адаптивно). Такі фільтри будуються на цифрових або цифроаналогових елементах (наприклад, на базі приладів з зарядовим зв'язком).

Широке використання отримали також трансверсальні фільтри (рис. 4.3). Такі фільтри містять каскади затримки дискретних значень квадратурних складових вхідного сигналу з тактовою частотою $f_T \geq P_f$. Вихідний сигнал фільтра отримують шляхом вагового підсумовування

виміряних значень вхідного сигналу. Передавальна функція трансверсального фільтра визначається виразом

$$H(Z) = \sum_{k=0}^N h_k Z^{-k}.$$

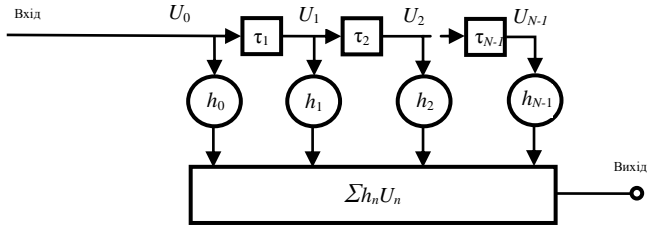


Рис. 4.3. Будова трансверсального фільтра

Коефіцієнти стиснення сигналів на трансверсальних фільтрах можуть досягти значень, які лежать в межах 500...1000. Керування характеристиками фільтрів здійснюється за рахунок зміни тактової частоти та вагових коефіцієнтів.

3. Принцип будови та структурна схема радіоприймального пристрою з кореляційною (кореляційно-фільтровою) обробкою сигналів

У приймальному пристрої може бути використана комбінація кореляційного та фільтрового способів обробки суміші сигналу та шуму. Не відкриваючи нових принципових можливостей, така схема обробки конструктивно є більш зручною, ніж інші.

Сутність роботи цього пристрою можна пояснити на прикладі обробки пачки когерентних імпульсів. Якщо в наявності є апріорні дані про час приходу імпульсів та частоту сигналу, то близьку до оптимальну кореляційну функцію можна утворити, наприклад, так, як показано на рис. 4.4, а.

За допомогою стробуючих імпульсів приймальний пристрій відкривається точно на той час, на протязі якого існує корисний сигнал. Стробування здійснюється шляхом перемноження вхідної реалізації $x(t)$ із опорною напругою $S_{\text{оп}}(t)$ (рис. 4.4, б). Далі з виходу схеми множення (рис. 4.5) коливання надходять на високочастотний фільтр, де функції опорної напруги виконують власні коливання резонансної системи.

У такому випадку доцільно використовувати квазіоптимальний фільтр (взькосмуговий резонансний підсилювач), смуга пропускання (Δf_ϕ) якого обернено пропорційна до тривалості пачки сигналів (ТП) $\Delta f_\phi = 1/T_\Pi$.

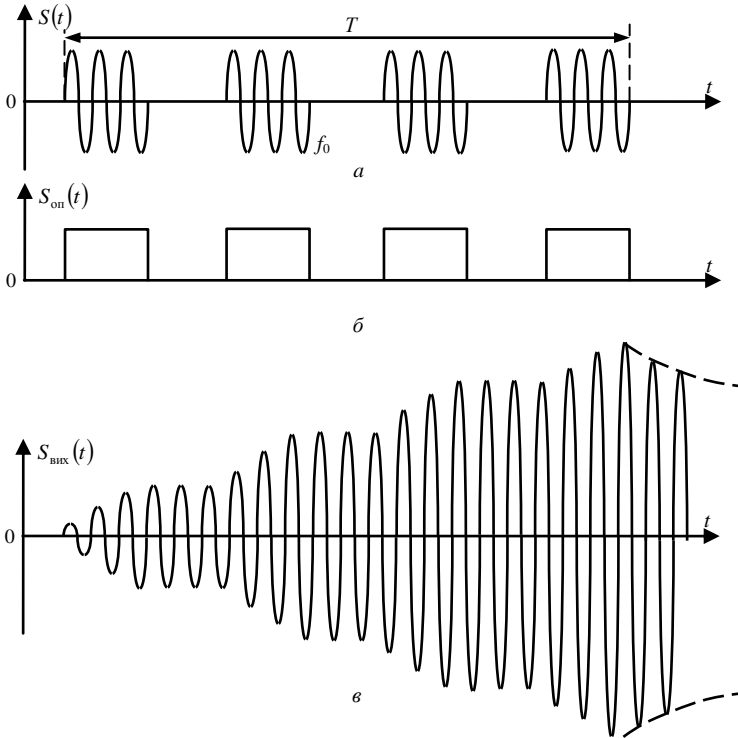


Рис. 4.4. Обробка сигналів у кореляційному приймальному пристрої

Резонансна частота фільтра дорівнює частоті надходження сигналів. Під впливом сигналів коливання у фільтрі будуть нарощуватись від імпульсу до імпульсу, доки їх амплітуда не досягне максимального значення (див. рис. 4.4, в). У цей момент відношення сигнал/шум (h_{\max}) на виході фільтра близьке до значення, що визначається виразом

$$h_{\max} = \sqrt{\frac{2nE_1}{N_0}},$$

де E_1 – енергія одиночного радіоімпульсу;
 n – кількість накопичуваних одиночних радіоімпульсів.

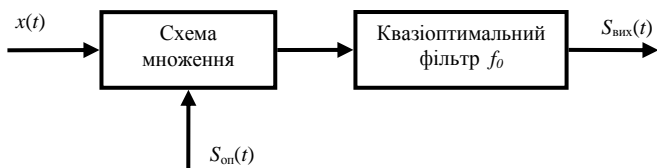


Рис. 4.5. Будова кореляційного приймального пристрою

Переваги та недоліки фільтрових та кореляційних приймальних пристроїв різноманітні, тому об'єднання їх схем у єдині пристрої та перехід до кореляційно-фільтрових приймальних пристроїв у ряді випадків дозволяє більш просто та якісно реалізовувати алгоритми узгодженої обробки сигналів. Очікуваний сигнал $x(t)$ подається у вигляді добутку двох множників, наприклад $x(t) = x_1(t) \cdot x_2(t)$. Одне з цих коливань генерується так званим узагальненим гетеродином, з формою другого узгоджується імпульсна характеристика фільтра (рис. 4.6).

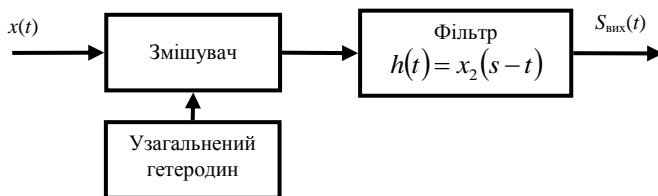


Рис. 4.6. Будова кореляційно-фільтрового приймального пристрою

На рис. 4.7 наведено дві схеми кореляційно-фільтрової обробки. В обох схемах вхідним є ЛЧМ сигнал. У першій з них (рис. 4.7, а) здійснюється повна демодуляція вхідного сигналу за допомогою ЛЧМ гетеродину, у другій (рис. 4.7, б) – часткова. Набір смугових узгоджених фільтрів (СУФ) першої схеми та фільтр стискання на дисперсійній лінії затримки (ДЛЗ) у другій схемі забезпечують вимірювання доплерівського зсуву частоти та уточнення затримки сигналів.

В обох схемах функції, пов'язані з обробкою сигналів, розподіляються між каскадами, що спрощує реалізацію алгоритмів. За рахунок

кореляційної обробки забезпечується значне стискання сигналів за спектром, а за рахунок фільтрової обробки – узгоджена фільтрація порівняно вузькосмугових сигналів для забезпечення якісної роботи наступного елемента обробки прийнятих сигналів – вимірювача доплерівської частоти.

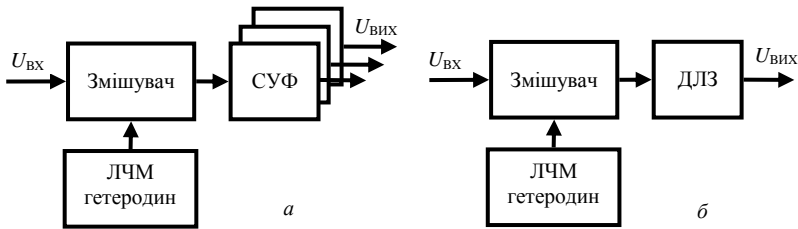


Рис. 4.7. Будова кореляційно-фільтрового приймального пристрою ЧМ сигналів

На рис. 4.8 зображено структурну схему багатоканального кореляційно-фільтрового приймального пристрою когерентної обробки пачки ЛЧМ сигналів. У блоці високої частоти (БВЧ) прийняті сигнали підсилюються на високій частоті та переносяться на проміжну частоту. Далі вони надходять на гребінчастий фільтр, побудований на основі рециркулятора та приблизно узгоджений із пачкою прийнятих імпульсів.

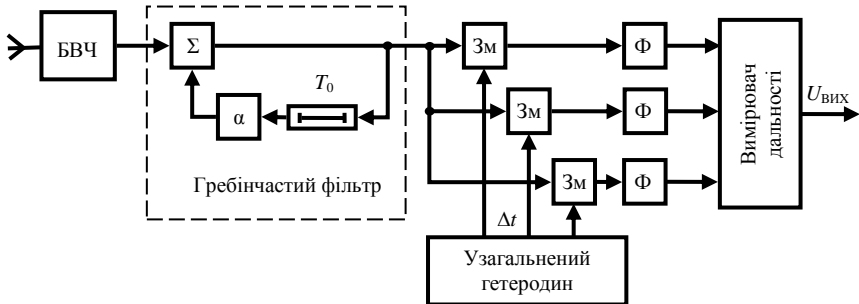


Рис. 4.8. Будова кореляційно-фільтрового багатоканального приймального пристрою пачки ЛЧМ сигналів

Фільтр забезпечує когерентне додавання імпульсів пачки. При коефіцієнті $\alpha' = 0,9$ та пачці з 5...10 імпульсів із дзвіноподібною обвідною втрати у фільтрі за рахунок його неоптимальності становлять приблизно 20 %.

Використання такого фільтра замість оптимального дозволяє уникнути ускладнень, пов'язаних із значними затримками складних сигналів (у цьому фільтрі сигнали затримуються на період їх надходження T_0 , в оптимальному – максимальна затримка дорівнює тривалості пачки імпульсів).

Узагальнений гетеродин виробляє сукупність ЛЧМ сигналів, узгоджених з прийнятими імпульсними сигналами за формою та зсуnutими у часі один відносно одного на величину Δt з тим, щоб забезпечити паралельний огляд по дальності у заданому інтервалі. Смуги пропускання фільтрів, розташованих за змішувачами, обрані таким чином, щоб сигнали, які надходять з максимально можливим доплерівським зсувом частот, проходили крізь них без помітних спотворень (при використанні коротких імпульсів незначне розширення смуг пропускання фільтрів не призводить до значних енергетичних втрат).

Питання для самоконтролю

1. Якими технічними характеристиками визначається якість радіоприймального пристрою?
2. Поясніть принцип побудови радіоприймального пристрою з фільтровою обробкою на підставі аналізу структурної схеми РЛС простих сигналів.
3. Поясніть принцип роботи фільтрової схеми радіоприймального пристрою РЛС з використанням ЛЧМ сигналів.
4. Чим викликана необхідність побудови багатоканального фільтрового радіоприймального пристрою РЛС? Відповідь обґрунтуйте за допомогою структурної схеми радіоприймального пристрою.
5. Зобразіть будову трансверсального фільтра.
6. Поясніть принцип кореляційно-фільтрової обробки сигналів у приймальному пристрої РЛС.
7. Поясніть будову приймального пристрою РЛС з кореляційно-фільтровою обробкою поодиноких ЛЧМ сигналів.
8. Поясніть будову приймального пристрою РЛС з кореляційно-фільтровою обробкою пачки ЛЧМ сигналів.

ЛЕКЦІЯ 5. ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ПРИЙМАЛЬНИХ ПРИБОРІВ РЛС З ЦИФРОВОЮ ОБРОБКОЮ СИГНАЛІВ

1. Способи технічної реалізації цифрових узгоджених фільтрів

Під обробкою сигналів розуміють будь-яке виділення інформації та оцінку параметрів корисних сигналів за наявності сигналів, що заважають. Коли йде мова про цифрову обробку, вона здійснюється за допомогою цифрового електричного фільтра.

Електричний фільтр, у тому числі й цифровий, призначений для частотної селекції сигналів. Він пропускає з малим послабленням корисні частотні складові спектра сигналу та суттєво послаблює складові, наявність яких у спектрі вхідного сигналу небажана.

Суміш сигналу $x(t)$ та шуму $n(t)$ (рис. 5.1, а) подається на фільтр із заданою характеристикою, що забезпечує оптимальне виділення сигналу на фоні шумів.

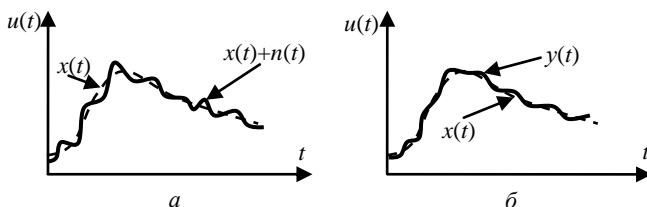


Рис. 5.1. Викривлення сигналу при фільтровій обробці:
а – викривлення сигналу під впливом шумів; б – викривлення сигналу за рахунок неідеальності характеристик фільтра

Звісно, вихідний сигнал $y(t)$ не буде точно повторювати сигнал $x(t)$, що очікується (рис. 5.1, б). Завдання полягає у тому, щоб за відомими характеристикам сигналу та шумів обрати характеристику фільтра таким чином, щоб $y(t)$ як можна менше відрізнявся від $x(t)$.

Аналогічно вирішується це завдання і при цифровій фільтрації. Однак у цьому випадку вхідну суміш сигналу та шумів необхідно перетворювати на дискретну форму.

Принцип цифрової обробки можна пояснити за допомогою функціональної схеми, що наведена на рис. 5.2. На схемі цифрами вказано:

1. Вхідний аналоговий сигнал, спотворений шумами, надходить на аналого-цифровий перетворювач (АЦП).
2. Спочатку сигнал перетворюється на дискретну послідовність імпульсів малої тривалості з однаковим періодом повторення, площа яких дорівнює значенню вхідного сигналу у відлікових точках.

3. Послідовність (2) квантується за рівнем (амплітудою сигналу), тобто миттєвий відлік ототожнюється з найближчим рівнем квантування.

4. Квантована за рівнем послідовність перетворюється на послідовність чисел (наприклад, у двійковому коді), що дорівнюють номеру рівня квантування, якого досягає відлік.

5. Здійснюється цифрова обробка послідовності чисел за визначеними правилами з метою оптимального виділення сигналу з шумів. На виході цифрового фільтра (ЦФ) утворюється нова числова послідовність.

6. У ЦАП числова послідовність перетворюється на східчасту напругу із амплітудами сходинок, що дорівнюють числовим значенням з виходу цифрового фільтра.

7. Східчастий сигнал згладжується, утворюючи вихідний сигнал $y(t)$.



Рис. 5.2. Функціональна схема пристрою цифрової фільтрації

Одним з головних елементів пристрою цифрової обробки є цифровий фільтр, який являє собою спеціалізовану ЕОМ або мікропроцесор.

Для аналізу роботи ЦФ необхідно перш за все описати дискретні сигнали, що надходять на його вхід. Для опису дискретних сигналів можна використовувати часове або спектральне подання (застосування дискретного перетворення Фур'є (ДПФ)). Крім того для аналізу цифрових фільтрів та дискретних сигналів зручно використовувати математичний апарат Z -перетворень, сутність якого без суворих математичних викладок ми зараз розглянемо.

Знайдемо алгоритм, за допомогою якого, знаючи імпульсну характеристику ЦФ та дискретний вхідний сигнал, можна отримати дискретний вихідний сигнал, тобто алгоритм роботи ЦФ. Далі відповідно до цього алгоритму побудуємо структурну схему ЦФ.

Структуру цифрового фільтра можна розглянути на основі цифрового моделювання інтеграла Дюамеля, що використовується для визначення вихідного сигналу аналогового фільтра за заданою імпульсною характеристикою:

$$y(t) = \int_0^t g(t) x(t - \tau) d\tau .$$

Дискретним аналогом цього виразу є дискретна згортка вхідної дискретної послідовності та дискретної імпульсної характеристики, заданої у вигляді відліків

$$y_m = \sum_{n=0}^m g_n x_{m-n}, \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

Припустимо, що імпульсна характеристика цифрового фільтра має вигляд

$$\{g_h\} = (g_0, g_1, g_2, \dots, g_H).$$

Значення вихідного сигналу на m -й дискретний момент часу визначається як

$$y_m = \sum_{n=0}^m g_n x_{m-n} = g_0 x_m + g_1 x_{m-1} + g_2 x_{m-2} + \dots + g_H x_{m-H}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (5.1)$$

Знайдемо значення вихідного сигналу для кількох дискретних моментів часу:

$$\begin{aligned} y_0 &= g_0 x_0, \\ y_1 &= g_0 x_1 + g_1 x_0, \\ y_2 &= g_0 x_2 + g_1 x_1 + g_2 x_0. \end{aligned}$$

Звідси видно, що для визначення вихідного сигналу на заданий дискретний момент часу необхідно здійснити зважене підсумовування поточного та всіх попередніх значень вхідного сигналу з ваговими коефіцієнтами, роль яких виконують відлікові значення імпульсної характеристики, що зберігаються у пам'яті ЦФ.

Розглянемо, як можна реалізувати цей алгоритм. Для цього знайдемо Z -перетворення від лівої та правої частин виразу (5.1), використовуючи властивості лінійності та зсуву:

$$\begin{aligned} Y(Z) &= g_0 X(Z) + g_1 X(Z)Z^{-1} + g_2 X(Z)Z^{-2} + \dots + g_H X(Z)Z^{-H} = \\ &= X(Z)(g_0 + g_1 Z^{-1} + g_2 Z^{-2} + \dots + g_H Z^{-H}). \end{aligned}$$

У відповідності з цим алгоритмом структурна схема цифрового фільтра наведена на рис. 5.3 [8].

Цифровий фільтр, в якому в арифметичному пристрої здійснюється множення відлікового значення вхідного сигналу на коефіцієнти g_i , називається *трансверсальним* або *нерекурсивним*.

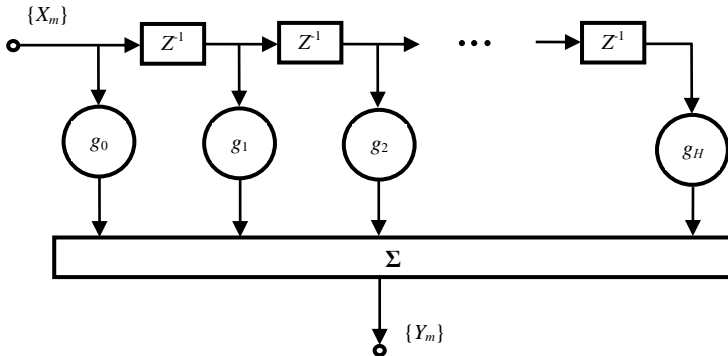


Рис. 5.3. Структурна схема нерекурсивного цифрового фільтра

Порядковий номер найвищого коефіцієнта імпульсної характеристики визначає *порядок фільтра*.

При аналізі цифрових фільтрів часто використовують поняття системної функції $G(Z)$, яка знаходиться як відношення Z -перетворення вихідного сигналу $Y(Z)$ до Z -перетворення вхідного дискретного сигналу $X(Z)$:

$$G(Z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)}.$$

Наприклад, системна функція нерекурсивного фільтра має вигляд

$$G(Z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)} = g_0 + g_1 Z^{-1} + g_2 Z^{-2} + \dots + g_H Z^{-H},$$

тобто є Z -перетворенням імпульсної характеристики.

Частотна характеристика трансверсального цифрового фільтра при $H = 2$

$$K(j\omega) = g_0 + g_1 e^{-j\omega\Delta} + g_2 e^{-j\omega 2\Delta},$$

де Δ – крок дискретизації.

У трансверсальному фільтрі вихідний відлік формується за результатами обробки тільки вхідних відліків дискретного сигналу з ваговими коефіцієнтами g_i .

Структуру цифрового фільтра можна розглянути, здійснивши дискретизацію за часом диференціального рівняння, що описує аналоговий прототип.

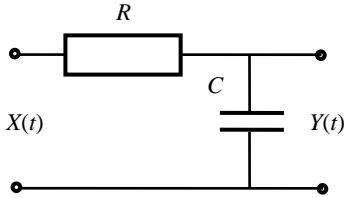


Рис. 5.4. Аналоговий ФНЧ

Нехай заданий аналоговий ФНЧ (рис. 5.4). Диференціальне рівняння для цього кола запишемо у вигляді

$$\frac{dy(t)}{dt} + \frac{1}{RC} y(t) = \frac{1}{RC} x(t),$$

$$\frac{1}{RC} = \alpha.$$

Подамо диференціальні рівняння у різницевій формі, замінивши похідну кінцевою різницею

$$\frac{y_n - y_{n-1}}{\Delta} + \alpha y_n = \alpha x_n,$$

$$y_n - y_{n-1} + \alpha \Delta y_n = \alpha \Delta x_n,$$

$$y_n = y_{n-1} (1 - \alpha \Delta) + \alpha \Delta x_n.$$

Знайдемо Z-перетворення від лівої та правої частин

$$Y(Z) = (1 - \alpha \Delta) Y(Z) Z^{-1} + \alpha \Delta X(Z).$$

Функціональна схема рекурсивного фільтра, що реалізує наведений алгоритм представлена на рис. 5.5.

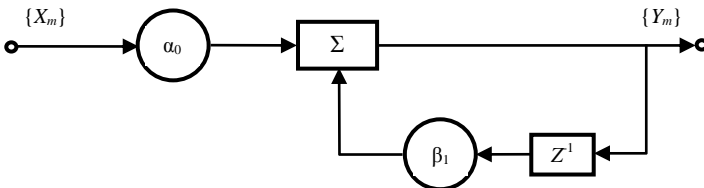


Рис. 5.5. Структурна схема рекурсивного цифрового фільтра 2-го порядку

Фільтр, побудований за таким принципом, називається *рекурсивним* (рекурсивний фільтр 2-го порядку).

У загальному випадку будь-який фільтр, що описується диференціальним рівнянням вищого порядку, можна записати різницевою рівнянням. Z-перетворення, записується таким чином:

$$Y(Z) = \alpha_0 X(Z) + \alpha_1 X(Z)Z^{-1} + \dots + \alpha_n X(Z)Z^{-n} + \beta_1 Y(Z)Z^{-1} + \beta_2 Y(Z)Z^{-2} + \dots + \beta_k Y(Z)Z^{-k}$$

Коефіцієнти β_1, \dots, β_k не можуть одночасно дорівнювати нулю. Інакше рекурсивний фільтр перетвориться на трансверсальний. Системна функція рекурсивного фільтра записується як

$$G(Z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)} = \frac{\alpha_0 + \alpha_1 Z^{-1} + \dots + \alpha_n Z^{-n}}{1 - \beta_1 Z^{-1} - \beta_2 Z^{-2} - \dots - \beta_k Z^{-k}}$$

Структурну схему рекурсивного фільтра наведено на рис. 5.6.

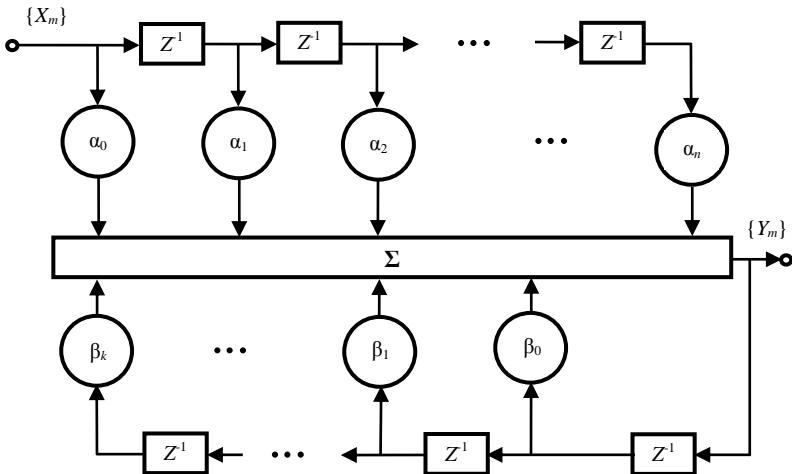


Рис. 5.6. Структурна схема рекурсивного цифрового фільтра

За системною функцією, використовуючи зворотне Z-перетворення, можна визначити імпульсну характеристику та, замінивши Z на $e^{j\omega\Delta}$, – передатну характеристику.

У рекурсивному фільтрі відлікові значення вихідного сигналу формуються на основі аналізу як відлікових значень вхідного сигналу, так і попередніх відлікових значень вихідного сигналу.

Перехід до цифрової фільтрації є найбільш радикальним способом підвищення стабільності характеристик приймального пристрою. Висока стабільність характеристик цифрових узгоджених фільтрів (ЦУФ) та у цілому цифрових приймальних пристроїв пов'язана з тим, що на них практично не впливають нестабільності напруг живлення, зміни кліматичних умов, дрейф нуля, старіння, вібрації. Як правило, стабільність цифрових узгоджених фільтрів визначається стабільністю тактової частоти, що дозволяє будувати фільтри для сигналів як малої, так і дуже великої тривалості.

Не менш важливою перевагою ЦУФ є можливість гнучкого (програмного) управління їх параметрами (адаптація), наприклад, при зміні закону модуляції зондуючого сигналу.

Таким чином, ЦУФ має такі переваги:

- 1) можливість реалізації складних алгоритмів обробки;
- 2) точність обробки сигналів у ЦУФ визначається точністю розрахунків, що виконуються, та є незрівнянно вищою точності обробки сигналів у аналоговій формі;
- 3) при розробці ЦУФ не виникає завдання узгодження навантаження;
- 4) при обробці наднизькочастотних сигналів пасивні елементи (R , L , C) аналогових фільтрів виходять дуже громіздкими. У цьому випадку ЦУФ є більш компактним;
- 5) одним з джерел похибок аналогових фільтрів є нестабільність їх параметрів, визвана коливаннями температури, старінням, дрейфом нуля, зміною напруг живлення тощо. У ЦУФ ці явища відсутні;
- 6) у ЦУФ порівняно просто вирішується проблема збільшення динамічного діапазону шляхом збільшення розрядності поданого сигналу.

До недоліків, притаманних цифровим фільтрам, можна віднести:

- 1) велика складність та більш висока вартість;
- 2) менша швидкодія;
- 3) похибки дискретизації та квантування сигналу.

Розглянемо способи технічної реалізації ЦУФ у часовій області. До них належать рекурсивні та нерекурсивні фільтри, алгоритми роботи яких описані вище. На практиці частіше застосовуються нерекурсивні фільтри. Це пов'язано з тим, що в радіолокації, як правило, використовують сигнали з обмеженою тривалістю, а також з можливою нестійкістю рекурсивних фільтрів, що мають тенденцію до накопичення помилок обчислювань.

При квадратурному поданні обвідної прийнятого сигналу алгоритм нерекурсивної фільтрації набуває вигляду

$$\dot{Z}(K) = \sum_{m=0}^{M-1} H_m^* \dot{Y}_{k-m} = \sum_{m=0}^{M-1} (\operatorname{Re} \dot{H}_m - j \operatorname{Im} \dot{H}_m) (\operatorname{Re} \dot{Y}_{k-m} + j \operatorname{Im} \dot{Y}_{k-m}), \quad (5.2)$$

де \dot{Y}, \dot{H} – комплексні обвідні прийнятого сигналу та імпульсної характеристики УФ;

$M \geq \Delta f_c \tau_c$ – кількість часових вибірок прийнятого коливання.

Цей алгоритм може бути реалізований як апаратним шляхом (за допомогою спеціального обчислювача), так і програмним методом за допомогою ПЕОМ. Однак останній спосіб на сучасній елементній базі дозволяє реалізувати алгоритм у реальному масштабі часу лише для порівняно вузькосмугових радіолокаційних сигналів. Дійсно, тільки кількість O_c операцій множення за секунду, необхідна для отримання одного значення комплексної кореляційної суми \dot{Z}_k при інтервалі часової дискретизації $\Delta t = 1/4\Delta f_c$, буде дорівнювати

$$O_c = \frac{4M}{\Delta t} = 4\Delta f_c^2 \tau_c \text{ [опер/с]}.$$

На рис. 5.7 наведена структурна схема ЦУФ у вигляді спеціального обчислювача, що реалізує цей алгоритм в реальному масштабі часу [7]. Цифровий узгоджений фільтр складається з чотирьох однакових арифметичних пристроїв АП1...АП4, в яких відбуваються операції комплексного множення часових вибірок сигналу, що приймається, на значення імпульсної характеристики узгодженого фільтра, який зберігається в постійному запам'ятовуючому пристрої (ПЗП), а також схеми обчислювання кореляційної суми $|\dot{Z}|$.

Паралельні регістри з кількістю розрядів, що дорівнюють розрядності подання сигналу, виконують роль пристрою затримки, в який інформація записується з АЦП з частотою часової дискретизації f_d . Іноді як пристрій затримки використовують найбільш швидкодійний біполярний оперативний запам'ятовуючий пристрій (ОЗП) з часом запису та вибірки інформації близько декількох наносекунд. При обробці широкосмугових сигналів, коли цифрова фільтрація в реальному масштабі часу неможлива, мікросхеми ОЗП забезпечують узгодження швидкості введення інформації зі швидкістю обчислювань.

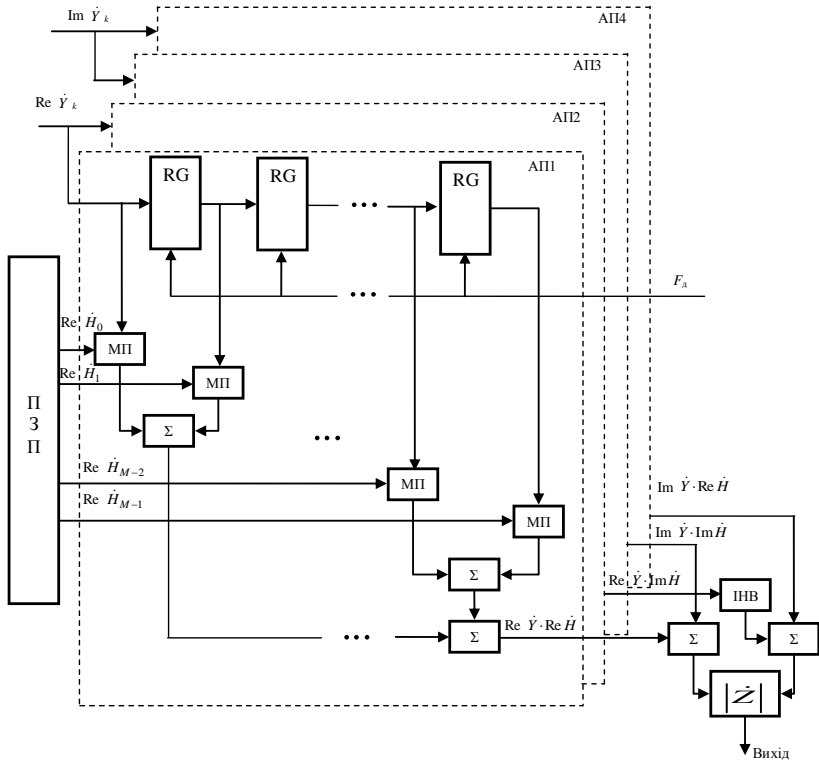


Рис. 5.7. Структурна схема ЦУФ

2. Цифрові пристрої кореляційної обробки прийнятих сигналів

При переході від аналогового до цифрового перетворення сигналів енергетичні втрати зростають. Як і у випадку з цифровою узгодженою фільтрацією, цифрова кореляційна обробка в реальному масштабі часу можлива лише для порівняно вузькосмугових сигналів (одиниці МГц), причому в цьому випадку схема багаторозрядного цифрового корелятора виходить така ж складна, як і ЦУФ (рис. 5.7).

Спрощення схеми цифрового корелятора можна досягти при грубому амплітудному квантуванні одного чи обох сигналів, що перемножуються, на 2-х або 3–5 рівнях у так званих кореляторах Стілтьєса, релейних та знакових (полярних) кореляторах. Останні знайшли на практиці найбільш

широке використання внаслідок простоти визначення знакової кореляційної функції

$$Z_{\text{зн}}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T \text{sign } x(t) \text{sign } y(t + \tau) dt, \quad (5.3)$$

де функція сигнум від x визначається як:

$$\text{sign } x(t) = \begin{cases} 1; & x(t) > 0 \\ 0; & x(t) = 0. \\ -1; & x(t) < 0 \end{cases}$$

Враховуючи, що закон розподілу прийнятого сигналу безперервний, тобто $P(x=0) = P(y=0) = 0$, при цифровій технічній реалізації доцільно від 3-рівневого подання знакової функції $\text{sign}(t)$ перейти до 2-рівневого:

$$\text{sign } x(t) = \begin{cases} 1; & x(t) > 0 \\ 0; & x(t) \leq 0 \end{cases}$$

У цьому випадку вираз (5.3) після нормування подається у вигляді суми

$$\dot{\rho}_{\text{зн}}(kT_T) = \frac{2}{N} \left[\frac{N}{2} - \sum_{i=1}^N \text{sign } \dot{Y}(iT_T) \otimes \text{sign } \dot{X}(iT_T + kT_T) \right], \quad (5.4)$$

де \dot{Y} та \dot{X} – комплексні амплітуди напруги вхідного сигналу та узагальненого гетеродину;

$T_T = \frac{1}{2f_{\text{max}}}$ – період часової дискретизації прийнятого сигналу;

N – кількість часових вибірок сигналу, за якими проводяться підрахунки знакового коефіцієнта кореляції; \otimes – операція додавання за модулем 2.

З виразу (5.4) випливає, що цифровий знаковий корелятор обчислює ймовірність збігу знаків прийнятого сигналу та коливань узагальненого гетеродина, що зсунути один відносно одного на інтервал kT_T . Зокрема

$$\dot{\rho}_{\text{зн}}(kT_T) = \begin{cases} 1; & \text{sign } \dot{Y} = \text{sign } \dot{X}; \\ -1; & \text{sign } \dot{Y} \neq \text{sign } \dot{X}. \end{cases}$$

Лише в тому випадку, коли кількість збігу та незбігу знаків однакові, $\dot{\rho}_{\text{зн}}(kT_T) = 0$. Структурна схема цифрового знакового корелятора наведена на рис. 5.8.

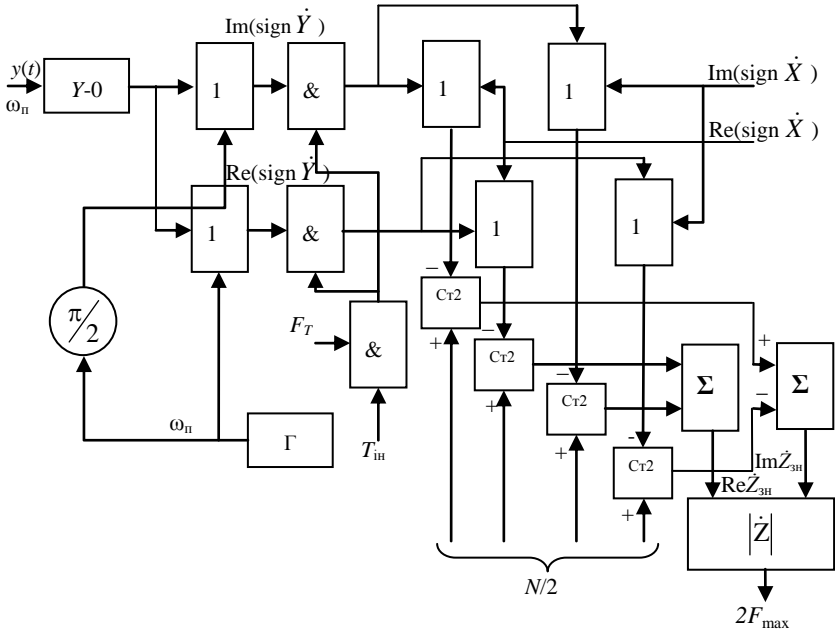


Рис. 5.8. Структурна схема цифрового знакового корелятора

Вихідний підсилювач-обмежувач ($Y-0$) за рахунок значного підсилення сигналу забезпечує перетворення вхідного сигналу на сигма-сигнал. Схеми «виключне АБО», які розташовані на вході двох квадратурних каналів, разом з генератором Γ опорного гармонічного коливання забезпечують перетворення спектра сигма-сигналу на область низьких частот, що необхідно для зниження частоти часової дискретизації F_T . Внаслідок того, що сигнали X та Y подані у комплексному вигляді, їх додавання за модулем 2 відбувається за допомогою чотирьох мікросхем «виключне АБО».

Одиничні імпульси, що виникають на їх виходах, при незбігу полярності u_c та $u_{\text{гр}}$, надходять на входи віднімання реверсивних двійкових лічильників, в яких перед кожним циклом накопичення записується число $N/2$. Після

додавання в суматорах паралельних кодів, що відповідають реальній та уявній частинам $Z_{\text{зн}}$, відбувається обчислення модуля знакової кореляційної функції

$$|\dot{Z}_{\text{зн}}| = \sqrt{[\text{Re}(\text{sign}\dot{Y})\text{Re}(\text{sign}\dot{X}) + \text{Im}(\text{sign}\dot{Y})\text{Im}(\text{sign}\dot{X})]^2 + [\text{Re}(\text{sign}\dot{Y})\text{Im}(\text{sign}\dot{X}) - \text{Im}(\text{sign}\dot{Y})\text{Re}(\text{sign}\dot{X})]^2}.$$

Якщо знехтувати втратами на часову дискретизацію, що допустимо при $F_T \geq (3..4)\Delta f_c$, то відношення сигнал – завада за напругою на виході цифрового знакового корелятора визначається за формулою

$$q_{\text{вих}} \approx \rho_{\text{зн}}(\tau) \sqrt{K_{\text{ст}}},$$

де

$$\rho_{\text{зн}}(\tau) = \frac{2}{\pi} \arcsin \rho(\tau).$$

Оскільки цифрові коди на виходах лічильників є випадковими величинами з біноміальним законом розподілу (при великому значенні N може бути апроксимований нормальним законом розподілу), то поріг виявлення вибирають відповідно з

$$U_{\text{пор1}} = \sigma_{\text{ш}} \sqrt{-2 \ln F_x},$$

де $\sigma_{\text{ш}}$ – середньоквадратичне значення шуму на вході детектора. Напруга $U_{\text{пор1}}$ відповідає ймовірності хибної тривоги F_x в одному об'ємі розділення за один період зондування T .

Порівняння отриманого цифрового коду з порогом реалізується шляхом відкидання визначеного числа молодших розрядів.

Цифрові пристрої кореляційної обробки сигналів мають ті ж недоліки та переваги, що і розглянуті в першому питанні узгоджені цифрові фільтри.

Питання для самоконтролю

1. Поясніть принцип цифрової обробки сигналів.
2. Запишіть алгоритм роботи трансверсального цифрового фільтра.
3. Визначте частотну характеристику трансверсального цифрового фільтра третього порядку.
4. Поясніть зв'язок системної функції та частотної характеристики цифрового фільтра.

5. Запишіть алгоритм роботи рекурсивного цифрового фільтра.
6. Визначте переваги та недоліки цифрових фільтрів.
7. Поясніть принцип роботи цифрового узгодженого фільтра за структурною схемою.
8. Поясніть принцип роботи цифрового знакового корелятора.
9. Яким чином визначити відношення сигнал – завада на виході знакового корелятора?

ЛЕКЦІЯ 6. ЕХОСИГНАЛИ ТА ЇХ МОДЕЛІ

1. Математичне подання ехосигналів

В активній радіолокації з пасивною відповіддю основними характеристиками цілей є:

- $\bar{\sigma}$ – середнє значення ефективної поверхні цілі (ЕПР);
- $p(\sigma)$ – густина розподілу ймовірності ЕПР, або $p(U)$ – густина розподілу амплітуди відбитого сигналу;
- $N_{\text{фл}}(F)$ – енергетичний спектр флуктуації відбитого сигналу;
- $v_{\text{ц}}$ – швидкість руху цілі та її складові (радіальна швидкість v_r , тангенціальна швидкість v_t);
- $l_{\text{ц}}$ – лінійні розміри цілі;
- апіорний розподіл цілей у просторі.

Усі перелічені характеристики в загальному випадку є статистичними. Без знання цих характеристик цілей неможливо розв'язати цілий ряд практично важливих завдань, наприклад, оцінити розрахунковим шляхом бойові можливості РЛС у конкретній повітряно-завадовій обстановці або висунути вимоги до параметрів її трактів і систем з достатньою точністю.

Існують розрахунки Сверлінга для чотирьох різних флуктуаційних моделей ЕПР [9]. У двох випадках вважається, що флуктуації повністю корельовані за час огляду, але повністю некорельовані від огляду до огляду. В інших двох вважається, що флуктуації здійснюються швидше і некорельовані від імпульсу до імпульсу.

Модель 1. Прийняті відбиті від цілі імпульси за будь-який період огляду мають постійну амплітуду на протязі всього огляду, але некорельовані від огляду до огляду. Будемо вважати, що вплив форми діаграми спрямованості на амплітуду відбитого сигналу неістотний. Густина розподілу ЕПР визначається законом Релея:

$$p(\sigma) = \frac{1}{\underline{\sigma}} e^{-\frac{\sigma}{\underline{\sigma}}}, \quad (6.1)$$

де $\underline{\sigma}$ – середня ЕПР, що враховує всі флуктуації цілі.

Модель 2. Густина розподілу ймовірностей для ЕПР цілі визначається так, як у моделі 1 (вираз (6.1)), але флуктуації цього разу більш швидкі, ніж у моделі 1, та вважаються незалежними (некорельованими) від імпульсу до імпульсу, а не від огляду до огляду.

Модель 3. Флуктуації вважаються незалежними від огляду до огляду, як у моделі 1, але густина розподілу ймовірностей визначається виразом

$$p(\sigma) = \frac{4\sigma}{\sigma^2} e^{-\frac{2\sigma}{\sigma}}. \quad (6.2)$$

Модель 4. Флуктуації відбуваються від імпульсу до імпульсу у відповідності з виразом (6.2).

Зміна густини розподілу ймовірностей за законом Релея, прийнята у моделях 1 та 2, виконується для цілі, яка складається з багатьох незалежних флюктуючих елементів, що розсіюють та мають приблизно рівні ЕПР. Хоча теоретично кількість елементів, що розсіює, може бути нескінченною, проте практично вона є незначною, а саме 4 або 5. Можна вважати, що флуктуації ефективної поверхні розсіювання об'єктів, розміри яких великі у порівнянні з довжиною хвилі, також приблизно відповідають густині розподілу ймовірності Релея. Ця властивість характерна для більшості радіолокаційних цілей.

Густина розподілу ймовірностей, прийнята в моделях 3 та 4, більш характерна для цілей, в яких домінує один відбиваючий елемент.

У всіх згаданих моделях величина ЕПР, яку необхідно вставляти у рівняння дальності радіолокації, являє собою середнє значення ЕПР σ . Кожна з моделей дозволяє розраховувати відношення сигнал/шум (с/ш), необхідне для забезпечення заданої ймовірності виявлення, не перевищуючи задану ймовірність хибної тривоги.

Часткова кореляція

У розглянутих вище моделях, що описують закон флуктуацій цілей, передбачається або повна кореляція між імпульсами при довільному огляді (моделі 1 та 3), або повна незалежність між імпульсами (моделі 2 та 4). Вони являють собою два граничні випадки флуктуацій. Таким чином, більш логічно вважати, що характер поведінки імпульсів на протязі одного довільного огляду відповідає проміжному випадку, тобто сигнали частково корельовані.

Вважається, що кореляція сигналів здійснюється у відповідності з коефіцієнтом кореляції:

$$\rho = \frac{\overline{(x_1 - \underline{x}_1)(x_2 - \underline{x}_2)}}{\sqrt{\sigma_1^2 \sigma_2^2}},$$

де x_1, x_2 – амплітуди двох послідовних імпульсів;

$\underline{x}_1, \underline{x}_2$ – середні значення (вважається, що вони дорівнюють нулю);

σ_1^2, σ_2^2 – дисперсії x_1, x_2 відповідно.

Якщо випадково перший імпульс буде нижче середнього рівня, який необхідний для виявлення, то при умові сильної кореляції імпульсів існує велика ймовірність того, що всі наступні імпульси також будуть меншими за рівень виявлення. З іншого боку, при слабкій кореляції імпульсів існує ймовірність, що імпульси з рівнем нижче середнього будуть скомпенсовані імпульсами з рівнем вище середнього і відбудеться усереднення комбінованого відношення с/ш до значення, потрібного для виявлення.

Кореляція від огляду до огляду

Експериментально було встановлено, що в деяких випадках може існувати кореляція між виявленням цілей від огляду до огляду. Це означає, що якщо ціль спостерігалась при поточному огляді, то існує велика ймовірність того, що вона буде спостерігатись і при наступному огляді. Кореляція від огляду до огляду може бути обумовлена повільними змінами ракурсу цілі або пелюстковою структурою діаграми спрямованості антени. Вона також може бути обумовлена атмосферними явищами, особливо коли промінь антени торкається земної поверхні. Ці причини кореляції від огляду до огляду лише припущення, тому що відсутні вичерпні експериментальні дані, які підтверджують їх дійсність.

2. Флуктуації, міжперіодна і міжоглядова кореляція сигналів

Флуктуації відбитого сигналу можуть бути спричинені метеорологічними умовами, пелюстковою структурою діаграми спрямованості антени, нестабільністю параметрів апаратури. Однак основним джерелом флуктуацій є зміни ефективної поверхні розсіювання цілі.

Ефективні поверхні розсіювання складних цілей чутливі до ракурсу цілі відносно радіолокатора. Тому при його зміні виникають флуктуації відбитого сигналу. Аналіз таких змін показує, що період флуктуацій змінюється від декількох секунд на великих відстанях до декількох десятих часток секунди на малих відстанях. Період флуктуацій залежить також від довжини хвилі радіолокатора. Ступінь модуляції відбитих сигналів для цілі змінюється від 26 до 10 дБ при різних ракурсах літаків.

Один з методів, що дозволяє врахувати флуктуації ЕПР у рівнянні дальності радіолокації, полягає у виборі нижньої межі, тобто знаходженні такого значення ЕПР, яке буде перевищене на протязі певного відрізка часу спостереження цілі. Частка часу, на протязі якої фактичне значення ЕПР перевищує обране значення, повинна бути близькою до одиниці (типовими значеннями є 0,95, 0,99, 0,999). Для всіх цілей, що спостерігаються, обране значення мінімальне та ЕПР цілі завжди буде

більшою за обрану межу. Вказаний метод дуже простий та дозволяє з достатньою точністю розраховувати дальність до цілі. Мінімальні значення ЕПР типових літаків та ракет у загальному випадку отримуються при ракурсі, що відповідає зустрічному або близькому до нього.

Однак для правильного врахування флуктуацій ЕПР цілі необхідно точно знати густину розподілу ймовірностей та залежність кореляційних властивостей цього параметра для даної цілі та виду траєкторії. Для того щоб коректно описувати динаміку флуктуацій, необхідно мати криві залежностей ЕПР від ракурсу цілі та траєкторію польоту відносно радіолокатора.

Практично дуже важко отримати експериментальні значення, необхідні для визначення густини розподілу ймовірностей, на основі яких можна знайти загальні характеристики радіолокаційної системи.

Більш економічним є метод оцінки впливу флуктуацій ЕПР на роботу РЛС, що полягає у створенні раціональної моделі флуктуацій та її математичному аналізі.

Поняття відношення сигнал/шум

Мінімальний сигнал, який виявляється радіолокаційним засобом, визначається на виході підсилювача проміжної частоти (ППЧ). Згідно зі статистичною теорією шумів, основні характеристики яких ми розглянули раніше, безпосередньо впливає поняття відношення сигнал/шум на виході ППЧ, необхідне для визначення ймовірності виявлення без перевищення ймовірності хибної тривоги. Отримане значення відношення с/ш використовується для визначення порогової чутливості, а також максимальної дальності дії РЛС.

Розглянемо ППЧ з шириною смуги пропускання $\Pi_{п.ч}$, за яким розташовується детектор та відеопідсилювач з шириною смуги $\Pi_{відео}$. Детектор та відеопідсилювач утворюють детектор обвідної, що заглушує несучу частоту та пропускає обвідну функції модуляції (рис. 6.1).



Рис. 6.1. Детектор обвідної

Для виділення обвідної функції модуляції ширина смуги відеоканалу повинна бути достатньо великою, щоб пропускати низькочастотні складові, які утворюються детектором, але не настільки широкою, щоб пропускати високочастотні складові на проміжній частоті або поблизу неї.

Для пропускання всіх модульованих функцій смуга пропускання відеоканалу $\Pi_{\text{відео}}$ повинна бути більшою за $\Pi_{\text{п.ч}}/2$. Ця умова виконується у більшості радіолокаційних приймальних пристроїв, вихідні сигнали яких фіксуються оператором, що спостерігає за екраном електронно-променевої трубки.

Передбачається, що шум на виході фільтра проміжної частоти має нормальний розподіл з густиною розподілу ймовірності

$$p(u)du = \frac{1}{\sqrt{2\pi u^2}} e^{-\frac{u^2}{2u^2}} du ,$$

де $p(u)du$ – ймовірність того, що шумова напруга знаходиться у межах від u до $u + du$;

u^2 – дисперсія, або середній квадрат шумової напруги, а середнє значення шумової напруги u вважається рівним нулю.

Якщо шум, що має нормальний розподіл, проходить через вузькосмуговий фільтр проміжної частоти (ПЧ), ширина смуги якого мала у порівнянні із середньою частотою, то густина розподілу ймовірностей для обвідної шумової напруги на виході відповідає розподілу Релея:

$$p(R)dR = \frac{R}{u^2} e^{-\frac{R^2}{2u^2}} dR ,$$

де R – амплітуда обвідної вихідного сигналу фільтра.

Ймовірність того, що обвідна шумової напруги знаходиться у межах (u_1, u_2) :

$$p(u_1 < R < u_2) = \int_{u_1}^{u_2} \frac{R}{u^2} e^{-\frac{R^2}{2u^2}} dR .$$

Ймовірність перевищення обвідної шумової напруги порогового рівня напруги u_T становить

$$p(u_T < R < \infty) = \int_{u_T}^{\infty} \frac{R}{u^2} e^{-\frac{R^2}{2u^2}} dR = e^{-\frac{u_T^2}{2u^2}} = P_{\text{х.т.}} . \quad (6.3)$$

Відповідно до визначення при перевищенні обвідної напруги порогового рівня фіксується виявлення цілі. Імовірність (6.3) визначає подію перевищення шумовою напругою порогового рівня при відсутності корисного сигналу, тому присутнє це є саме ймовірність хибної тривоги.

Імовірність хибної тривоги в реальних радіолокаторах мала. Це пояснюється тим, що ймовірність хибної тривоги – це ймовірність того, що шумовий імпульс перевищить пороговий рівень на протязі інтервалу часу, який приблизно дорівнює зворотній величині до смуги пропускання. При ширині смуги пропускання 1 МГц кількість шумових імпульсів дорівнює приблизно 10^6 імпульсів/с. Звідси випливає ймовірність хибної тривоги до будь-якого одного імпульсу 10^{-6} , якщо потрібно отримати періоди хибної тривоги, що перевищує 1 с.

До цього часу ми розглядали випадок, при якому на вході приймального пристрою наявний лише шумовий сигнал. Розглянемо ситуацію, коли на вхід приймального пристрою надходить суміш шуму та сигналу синусоїдальної форми з амплітудою A . Частота сигналу дорівнює середній частоті фільтра проміжної частоти приймального пристрою. Щільність розподілу ймовірності сигналу на виході детектора визначається виразом

$$p_s(R)dR = \frac{R}{u^2} e^{-\frac{(R^2+A^2)}{2u^2}} I_0\left(\frac{RA}{u^2}\right) dR,$$

де $I_0\left(\frac{RA}{u^2}\right)$ – модифікована функція Бесселя нульового порядку з аргументом $\frac{RA}{u^2}$.

Якщо сигнал відсутній, то $A = 0$ і останній вираз перетворюється до вигляду виразу (6.3).

Імовірність виявлення сигналу дорівнює ймовірності того, що обвідна R перевищить заданий пороговий рівень u_T . Тобто ймовірність виявлення $P_{\text{виявл}}$ дорівнює

$$P_{\text{виявл}} = \int_{u_T}^{\infty} P(R) dR = \int_{u_T}^{\infty} \frac{R}{u^2} e^{-\frac{(R^2+A^2)}{2u^2}} I_0\left(\frac{RA}{u^2}\right) dR.$$

Оцінити цей інтеграл можна тільки чисельними способами. Значно простіше це зробити графічним способом [6] (рис. 6.2).

Порогова напруга становить $u_T / \sqrt{u^2} = 2,5$ при $A / \sqrt{u^2} = 3$.

Заштрихована область являє собою ймовірність виявлення, а площа під подвоєною штриховкою – ймовірність хибної тривоги. З метою

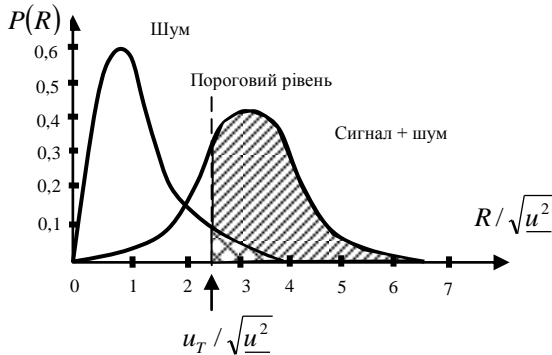


Рис. 6.2. Густина ймовірності для шуму, для сигнал + шум, що ілюструють процес виявлення

зменшення ймовірності хибної тривоги необхідно підвищити поріг $u_T / \sqrt{u^2}$, але при цьому зменшиться також ймовірність виявлення.

Питання для самоконтролю

1. Перелічіть основні характеристики цілей для активної радіолокації.
2. Поясніть флукуаційну модель ЕПР цілі за 1 моделлю Сверлінга.
3. Поясніть флукуаційну модель ЕПР цілі за 2 моделлю Сверлінга.
4. Поясніть флукуаційну модель ЕПР цілі за 3 моделлю Сверлінга.
5. Поясніть флукуаційну модель ЕПР цілі за 4 моделлю Сверлінга.
6. Поясніть суть міжперіодної кореляції сигналів.
7. Надайте визначення міжоглядової кореляції сигналів.
8. За графіком розподілу густини ймовірності прийняття шуму та суміші сигналу і шуму поясніть вплив вибору порога виявлення на параметри виявлення цілі.
9. Дайте визначення ймовірності хибної тривоги.

ЛЕКЦІЯ 7. ТЕХНІЧНІ І КОНСТРУКТИВНІ РІШЕННЯ ДЛЯ РЛС ОСНОВНИХ КЛАСІВ

1. Класифікація оглядових РЛС

Добування, обробка і видача споживачам радіолокаційної інформації (РЛІ) про повітряну обстановку в РТВ досягається спільним використанням радіоелектронних засобів (РЕЗ) різного призначення [4].

РЛС класифікуються за різними ознаками:

1. За довжиною хвиль:

- РЛС метрового діапазону радіохвиль (5Н84А (АМА), 55Ж6, 44Ж6, П-18 (МА, МУ));
- РЛС дециметрового діапазону радіохвиль (35Н6);
- РЛС сантиметрового діапазону радіохвиль (П-37, 5Н87, 19Ж6, 35Д6, 22Ж6, РРВ-13, РРВ-16, РРВ-17).

2. За здатністю визначати координати:

- двокоординатні;
- трикоординатні
- РЛС визначення висоти польоту цілей (висотоміри).

3. За типом випромінювання:

- імпульсне випромінювання;
- безперервне випромінювання.

4. За типом радіолокаційних сигналів:

- без внутрішньоімпульсної та з внутрішньоімпульсною модуляцією, багаточастотні (гладкі радіоімпульси, ЛЧМ, ФКМ);
- з високою та низькою частотою посилок, скважністю;
- з вобуляцією і без вобуляції;
- когерентно-імпульсні (з істинною, еквівалентною внутрішньою та зовнішньою когерентністю) і некогерентні.

5. За режимом огляду простору:

- послідовний огляд;
- паралельний огляд;
- круговий огляд;
- секторний огляд;
- спіральний огляд;
- кадровий огляд.

6. За методом вимірювання висоти:

- гоніометричний метод;
- метод V-променя;
- сканування променем;

- використання багатоканальних антен (парціальні ДСА);
- використання антен з ЧХП.

7. *За типом основних систем:*

- антени;
- передавальна та приймальна системи;
- пристрій обробки сигналів та індикації.

8. *За мобільністю:*

- стаціонарні;
- рухомі;
- мобільні.

9. *За надійністю, рівнем резервування й обслуговування.*

10. *За цільовим (тактичним) призначенням:*

- чергового режиму;
- бойового режиму;
- виявлення маловисотних цілей;
- спеціального призначення.

Вирішити протиріччя вибору основних параметрів та конструктивних рішень – для забезпечення великих відстаней та висот виявлення, високих точнісних характеристик вимірювання координат, роздільних здатностей та можливості виявлення маловисотних цілей – в одній конструкції РЛС РТВ не вдається.

З цієї причини парк РЛС РТВ повинен містити, як мінімум, два класи:

1. *РЛС з антенами великих розмірів* та потужними передавальними пристроями, але з вимушено обмеженими висотами підйому антени h_a .

2. *РЛС виявлення маловисотних цілей* із порівняно невеликими та легкими антенами, що забезпечує розташування їх на вишках (щоглах) при $h_a = 30 \dots 50$ м.

Перший клас містить РЛС підвищеної дальності дії (відповідає за утворення основного об'єму радіолокаційного поля). Зони виявлення РЛС другого класу можуть бути значно меншими як за дальністю, так і за кутом місця.

РЛС першого класу є основними джерелами радіолокаційної інформації. Вони забезпечують радіолокаційну розвідку повітряного противника на максимальних відстанях та добування найбільш точної бойової інформації, чому сприяють великі розміри антен та відповідно вузькі промені діаграми спрямованості антени, а також високі відношення сигнал/завада у трактах прийому. Ці РЛС доцільно оснащати всім комплексом засобів завадозахисту та високопродуктивними засобами обробки та передачі радіолокаційної інформації. Застосовуються два типи РЛС першого класу:

- РЛС виявлення, наведення та цілевказівки (ВНЦВ);
- РЛС бойового режиму (БР).

У РЛС бойового режиму зазвичай використовують короткі дециметрові хвилі $\lambda = 13 \dots 25$ см, що забезпечує задовільний вибір значень $A_{\text{ЕФ}}$, β_A , ϵ_A , а також генерацію та каналізацію необхідної середньої потужності випромінювання на НВЧ.

РЛС другого класу – виявлення маловисотних цілей – за призначенням, переліком та якістю виконання завдань не відрізняються від РЛС першого класу і також є, по-суті, РЛС ВНЦВ БР, але з меншою просторовою зоною відповідальності, що дозволяє досягти необхідної якості бойової та розвідувальної інформації при суттєво менших габаритах, вазі та вартості апаратури. Здатність підйому антен на десятки метрів в окремих типах РЛС виявлення маловисотних цілей може бути відсутньою, але обов'язковими є висока завадозахищеність від пасивних завад (фону Землі), мобільність та суттєво менші ніж у РЛС 1-го класу вартість виробництва і складність експлуатації.

У силу обмежених зон видимості маловисотних цілей клас РЛС виявлення маловисотних цілей є багаточисельним за загальною кількістю зразків озброєння. Дуже важливою є уніфікація РЛС цього класу із відповідними РЛС радіотехнічних підрозділів та частин зенітно-ракетних і сухопутних військ.

РЛС виявлення маловисотних цілей будують або з довжиною хвилі $\lambda \approx 10$ см (трикоординатні РЛС), або у дециметровому діапазоні хвиль (радіолокаційні дальноміри з легкими антенами для підйому на щоглах).

РЛС РТВ класів БР та РЛС виявлення маловисотних цілей призначені головним чином для вирішення бойових завдань воєнного часу: вони мають високу вартість при обмеженому ресурсі до ремонту (приблизно 10...12 тис. год). Систематична витрата цього ресурсу на бойовому чергуванні у мирний час є економічно недоцільною. Цим обумовлюється наявність в РТВ *РЛС 3-го класу – РЛС чергового режиму* (ЧР), які є технічно більш простими, значно дешевшими, ніж відповідні РЛС 1-го та 2-го класів. РЛС ЧР мають забезпечувати, в основному, добування розвідувальної інформації: дальне виявлення та попередження про повітряного противника, контроль та забезпечення польотів власної авіації. У РЛС ЧР припустимі дещо знижені тактико-технічні характеристики за точністю вимірювання координат та розділення цілей, захищеності від завад.

РЛС ЧР можуть бути виконані у всіх діапазонах хвиль, що використовуються в РТВ. Особливе значення має використання метрових хвиль.

Окрім трьох класів РЛС, в інтересах РТВ утворюються *РЛС спеціального призначення*, які умовно можна поєднати у *4-й клас*. До них належать:

– *РЛС програмного огляду*, що забезпечують «силову» боротьбу з постановниками активних завад (ПАЗ), визначення складу цілей і, можливо, класів (типів) літальних апаратів. Ці РЛС повинні мати дуже вузькі промені діаграми спрямованості антен; використовувати різноманітні, в тому числі широкосмугові, зондувальні сигнали; застосовувати електронне сканування променем фазованої антенної системи (ФАР) та виконувати завдання за цілевказівкою (з огляду на обмежені пошукові можливості);

– *РЛС для гірських позицій*, що мають підвищену захищеність від пасивних завад, стійкість до жорстких метеорологічних умов, здатність працювати у розрідженій атмосфері, при дистанційному управлінні та контролі стану РЛС;

– *РЛС для віддалених та малонаселених районів* для автономної роботи без бойових розрахунків тривалий час;

– *радіолокаційні станції для управління польотами та наведення авіації Повітряних Сил*;

– *РЛС виявлення маловисотних цілей на спеціальних носіях* – прив'язаних аеростатах (вертольотах, літаках).

Потужними джерелами радіолокаційної інформації в єдиному радіолокаційному полі можуть бути літакові (вертольотні) РЛС та комплекси, однак організаційно ці засоби не входять до складу РТВ.

Спеціальні РЛС можуть працювати у різних діапазонах хвиль та з використанням технічних рішень, відмінних від основних класів РЛС РТВ. Їх загальною особливістю є те, що вони доповнюють парк РЛС РТВ у відповідності з особливими задачами та умовами і самостійно основою для радіолокаційного поля служити не можуть.

Підсистеми радіолокації засобів пасивної локації будуються як додаткові до основних радіолокаційних засобів активної ехолокації шляхом введення в РЛС пеленгаційних каналів для локації ПАЗ, спряження, вбудованих у РЛС наземних радіолокаційних запитувачів системи впізнавання державної приналежності та забезпечення проходження й обробки додаткової радіолокаційної інформації від цих джерел в АСУ РТВ.

2. Типові технічні і конструктивні рішення для РЛС основних класів

РЛС БР будують в сантиметровому діапазоні хвиль та в короткохвильовій частині дециметрового діапазону хвиль. Це обумовлено декількома причинами.

1. Необхідністю забезпечення високої точності вимірювання кутових координат та одночасно невеликими габаритними розмірами антенної системи при високій мобільності РЛС. Ці вимоги одночасно можливо задовольнити тільки в сантиметровому (СМ) або дециметровому (ДЦМ) діапазоні радіохвиль.

2. Необхідністю формування безпровальної зони виявлення в вертикальній площині в широкому діапазоні кутів місця. Ця вимога може бути забезпечена при відриві діаграми спрямованості РЛС від поверхні Землі, що дуже важко зробити в метровому діапазоні та довгохвильовій частині дециметрового діапазону радіохвиль.

3. Розширенням можливостей керування розподілом енергії в просторі за рахунок управління нахилом антени за кутом місця.

Для РЛС далекомірів вертикальні розміри антени можуть бути в 3 – 4 рази менші ніж у горизонтальній площині. У трикоординатних РЛС, де необхідно формувати ДСА вузькою в кутомірній площині, вертикальний розмір антени порівняний з горизонтальним.

Як правило, антенно-фідерна система (АФС) РЛС та радіолокаційних комплексів (РЛК) БР установлюється на приймально-передавальній кабіні (ППК). При цьому забезпечується простота каналізації енергії зондувального сигналу до антени, зменшення довжини хвилевідних трактів (зменшення втрат енергій у них), відсутність у хвилевідних трактах обертових зчленувань. Для забезпечення обертання ППК необхідно застосовувати потужні пристрої обертання (електромеханічні або електрогідрравлічні), при цьому споживання електроенергії системою обертання може становити до 30 – 40 % від усієї енергії, що споживає РЛС. Але, не дивлячись на цей недолік, поєднання АФС з ППК є доцільним і широко застосовується на практиці.

Середня потужність зондувального сигналу РЛС має забезпечувати виявлення цілей з ЕПР 1 м^2 на відстані до 400 км з урахуванням роботи РЛС в умовах постановки шумових завад різних типів. Виходячи з цього середня потужність випромінювання РЛС повинна складати 10 – 15 кВт та більше.

Важлива задача – раціональне розподілення енергії зондувального сигналу у просторі та керування зоною виявлення. Це досягається електронним або електромеханічним керуванням променями ДСА за кутом місця. У сучасних РЛС (5 покоління та перспективних РЛС) ця задача вирішується за допомогою застосування ФАР з адаптивною системою формування ДСА в залежності від повітряної обстановки.

При одноканальному методі вимірювання кутових координат мінімальне значення середньоквадратичної помилки може складати величину, що дорівнює 0,1 ширини ДСА у відповідній площині. Реальні

РЛС БР мають середньоквадратичну помилку вимірювання кутових координат 0,2 – 0,4 ширини ДСА. Подальше підвищення точності може бути досягнуто за рахунок покращання конструкції антени, підвищення її жорсткості, міцності, удосконалення приводів обертання антени та пристроїв вимірювання координат.

Приймально-передавальна система має будуватися як когерентна система з використанням систем захисту від активних завад (застосування автокомпенсаторів), багатоканальна, адаптивна, з можливістю використання різноманітних видів зондувальних сигналів та з можливістю зміни їх тривалості. У перспективних РЛС приймально-передавальна система будуватиметься цифровою, з можливістю програмного керування формуванням та обробкою прийнятих сигналів.

Перед РЛС ЧР стоїть завдання виявлення повітряних об'єктів на максимальній можливих відстанях. Для цього класу РЛС допустимий більший радіус «мертвої» воронки, ніж для РЛС БР, що становить 3 – 5 H висоти польоту цілі. Це дозволяє підвищити енергетичний потенціал РЛС під малими кутами місця: $0^\circ \leq \epsilon \leq 15^\circ$. Вимоги до точності видачі координат цілей та завадозахищеності менші, ніж для РЛС БР. Постійне ведення радіолокаційної розвідки на великій території потребує значних витрат ресурсу РЛС. Тому РЛС ЧР мають бути простими за побудовою, дешевими у виготовленні та експлуатації, надійними в роботі. РЛС цього класу будують в метровому діапазоні радіохвиль. Це обумовлено низкою факторів.

1. У метровому діапазоні, при однакових умовах, забезпечуються більші дальності виявлення цілей та максимальна стеля, особливо для малорозмірних цілей, що пов'язано з резонансним характером ЕПР цілей для метрового діапазону радіохвиль. Формування характеристики спрямованої дії антени РЛС відбувається при участі поверхні землі. Інтерференція прямої та відбитої хвилі призводить до підсилення поля в деяких напрямках майже у двічі (за рахунок послаблення поля в інших напрямках). При правильному виборі параметрів антенної системи та розташуванні її над поверхнею Землі підсилення поля відбуватиметься під невеликими кутами місця, що у двічі підвищує дальність виявлення повітряних об'єктів.

2. Втрати енергії на поглинання та розсіювання при поширенні радіохвиль у метровому діапазоні менші ніж у СМ та ДЦМ діапазоні радіохвиль. У метровому діапазоні не спостерігається відбиття від гідрометеорів.

3. У метровому діапазоні радіохвиль діаграми вторинного випромінювання цілей менш зрізані, що призводить до зменшення

флуктуацій відбитих сигналів та меншої залежності ймовірності правильного виявлення від дальності до цілі. При цьому проведення цілей з застосуванням метрового діапазону хвиль більш стійке.

4. РЛС метрового діапазону радіохвиль більш стійкі до пасивних завад. Це обумовлено меншою шириною спектра флуктуації пасивних завад, більшим інтервалом між «сліпими» швидкостями та підвищеною стабільністю пристроїв генерації (вищий ступінь когерентності).

5. РЛС метрового діапазону радіохвиль менш вразливі для зброї, що наводиться на опромінювання.

6. Для РЛС метрового діапазону радіохвиль важче створити активну шумову заваду великої спектральної щільності.

Питання для самоконтролю

1. За якими ознаками класифікуються оглядові РЛС?
2. Які вимоги висуваються до РЛС бойового режиму роботи?
3. Які вимоги висуваються до РЛС виявлення маловисотних цілей?
4. Які вимоги висуваються до РЛС чергового режиму роботи?
5. Надайте характеристику РЛС спеціального призначення.
6. Які типові технічні та конструктивні рішення притаманні РЛС бойового режиму роботи?
7. У чому особливість будови РЛС виявлення маловисотних цілей?
8. Перелічіть переваги застосування метрового діапазону радіохвиль для створення чергового радіолокаційного поля.
9. Визначте до якого типу належать РЛС 55Ж6, 44Ж6 та П-18?
10. До якого частотного діапазону належать РЛС 19Ж6 та П-37?

Розділ 2. СИСТЕМИ І ТЕХНІКА РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ РОЗВІДКИ ПОВІТРЯНОГО ПРОСТОРУ

ЛЕКЦІЯ 8. ОГЛЯД ПРОСТОРУ І ФОРМУВАННЯ ЗОН ВИЯВЛЕННЯ РЛС

1. Формування зони виявлення РЛС

Кожен засіб радіолокації під час роботи створює зону виявлення.

Під зоною виявлення РЛС (РЛК) розуміють область повітряного простору, у межах якої всі повітряні об'єкти з певною ефективною поверхнею розсіювання виявляються з імовірністю не менше заданої.

Розміри зони виявлення визначаються технічними характеристиками РЛС (РЛК), ЕПР цілі, характеристиками позиції РЛС (РЛК), заводовою обстановкою.

Зони виявлення різних типів РЛС (РЛК) навіть у разі розташування їх на одній позиції відрізняються одна від одної формами і розмірами внаслідок відмінностей їх технічних характеристик і відмінностей у впливі рельєфу місцевості.

Огляд простору – це режим функціонування РЛС, у процесі якого розв'язуються задачі виявлення цілей і вимірювання їх координат у кожному елементі розділення заданої області простору. Радіолокаційне спостереження проводять у певній області простору, яку називають *робочою зоною* або *зоною огляду* РЛС. Розміри зони огляду визначаються, у загальному випадку, апріорними інтервалами, наприклад, за азимутом $\beta_{\text{апр}} = \beta_{\text{огл}} = \beta_{\text{max}} - \beta_{\text{min}}$, за кутом місця $\epsilon_{\text{апр}} = \epsilon_{\text{огл}} = \epsilon_{\text{max}} - \epsilon_{\text{min}}$, за дальністю $r_{\text{апр}} = r_{\text{огл}} = r_{\text{max}} - r_{\text{min}}$, за радіальною швидкістю $V_{r\text{апр}} = V_{r\text{огл}} = V_{r\text{max}} - V_{r\text{min}}$. Кожен з указаних інтервалів містить визначену кількість елементів розділення за азимутом $N_{\beta} = \beta_{\text{огл}} / \Delta\beta$, кутом місця $N_{\epsilon} = \epsilon_{\text{огл}} / \Delta\epsilon$, дальністю $N_r = r_{\text{огл}} / \Delta r$, радіальною швидкістю $N_{V_r} = V_{r\text{огл}} / \Delta V_r$. Елементи розділення $\Delta\beta$, $\Delta\epsilon$, Δr , ΔV_r характеризують відповідні роздільні здатності РЛС. Загальна кількість елементів розділення визначається добутком кількості елементів розділення за всіма параметрами огляду, тобто $N = N_{\beta} N_{\epsilon} N_r N_{V_r}$.

Інформацію про наявність цілей у різних елементах розділення робочої зони одержують у процесі огляду цих елементів. Черговість і час огляду різних елементів, а також інтенсивність сигналів, випромінюваних

РЛС при огляді кожного елемента, визначаються використовуваним способом (програмою) огляду робочої зони, вибір якого залежить від призначення РЛС. Так, РЛС виявлення і цілевказівки працюють у режимі неперервного огляду, у процесі якого виконується не тільки виявлення, але й вимірювання координат виявлених цілей. В одноцілевих РЛС точного вимірювання координат огляд припиняється при виявленні цілі, після чого станція переводиться в режим точного вимірювання координат цілі.

Спосіб огляду вибирається відповідно до призначення й особливостей застосування РЛС. При цьому, як правило, враховуються такі основні фактори:

- розміри робочої зони;
- визначальні координати і точність їх вимірювання;
- роздільна здатність РЛС за вимірюваними координатами;
- необхідний час однократного огляду робочої зони;
- простота технічної реалізації способу огляду.

Від способу огляду істотно залежать такі показники ефективності РЛС, як середній час, витрачений на виявлення цілі, і середній час між суміжними хибними виявленнями (середня частота хибних тривог).

Огляд елементів робочої зони виконується або *послідовно* в часі (послідовний огляд), або *одночасно* (паралельний або одночасний). Застосовується також *комбінований* (паралельно-послідовний) метод огляду. Відповідно до цього розрізняють радіолокаційні системи послідовного, паралельного і комбінованого (змішаного) огляду. При паралельному огляді прийом і обробка сигналів цілі здійснюються відразу ж, як тільки ця ціль з'явилася в робочій зоні. Тому такі системи називають безпошуковими. Перевагою систем паралельного огляду є високий темп одержання радіолокаційної інформації про цілі, які знаходяться в робочій зоні, недоліком – велика складність технічної реалізації в порівнянні із системами послідовного огляду.

Огляд робочої зони за дальністю $r_{\max} - r_{\min}$ відбувається в процесі поширення радіосигналу з кінцевою швидкістю до цілі і назад. Ніяких спеціальних операцій для виконання такого огляду при фільтровій обробці робити не потрібно. Радіолокаційні сигнали, які відповідають різним елементам розділення за дальністю, надходять на вхід приймача РЛС послідовно в часі.

Огляд робочої зони за кутовими координатами залежно від кількості координат поділяється на огляд *за однією* або *за двома* кутовими координатами.

Огляд робочої зони за кутовими координатами може бути паралельним (одночасним), послідовним або змішаним (комбінованим),

паралельно-послідовним). Огляд є паралельним, якщо промінь або декілька променів РЛС у статичному положенні повністю перекривають робочу зону.

Якщо заданий сектор огляду не дуже широкий, то при випромінюванні може бути використана однопроменева ДСА, яка перекриває весь сектор.

При умові, що сектор огляду за кутовими координатами широкий і потрібна висока роздільна здатність за кутовими координатами, кількість променів і каналів обробки стає занадто великою, а система важко реалізовною. У цьому випадку застосовують послідовний або змішаний методи огляду зі скануванням променя або променів по всій зоні огляду. Послідовний огляд простору виконується за допомогою одного променя. При змішаному огляді РЛС має декілька променів, причому огляд за однією кутовою координатою часто виконується паралельно, а за іншою – послідовно.

Перевагами паралельного і змішаного оглядів за кутовими координатами є можливість одержання протягом одного періоду послідовних даних про обстановку для різних кутових напрямків. Це підвищує темп видачі інформації.

Розглянемо докладніше послідовний огляд за кутовими координатами.

Послідовний огляд простору виконується шляхом розгортаючого руху променя РЛС. Він може здійснюватися двома способами.

1. За жорсткою програмою, коли промінь антени РЛС переміщується незалежно від результатів локації (детермінований).
2. За гнучкою програмою, коли огляд програмується залежно від цих результатів (адаптивний, програмний огляд).

У першому випадку програма огляду не залежить від проміжних даних радіолокаційного спостереження, у другому випадку вона автоматично змінюється в залежності від результатів попередніх етапів огляду.

При адаптивному послідовному огляді в залежності від результатів попередніх етапів огляду змінюється або черговість (порядок), або час огляду різних елементів робочої зони, або енергія сигналів, випромінюваних при огляді різних елементів.

Найчастіше в РЛС використовують послідовний огляд, при якому єдина діаграма спрямованості антени відхиляється в межах заданого сектора (зони) огляду. У залежності від характеру переміщення променів у просторі розрізняють круговий, секторний, спіральний і кадровий огляди. Методи огляду у двох площинах іноді називають растровими.

При *круговому огляді* один або декілька променів повністю перекривають зону огляду за однією кутовою координатою, наприклад,

кутом місця, і виконують розгортаючий рух (обертаються) в азимутальній площині в межах 360° (рис. 8.1). Формі діаграми спрямованості у вертикальній площині надається часто такий вигляд, щоб забезпечувалася ізовисотна зона огляду. Для цього на малих кутах місця створюють інтенсивніше випромінювання і прийом, ніж на великих. Дальність дії радіолокатора буде виражатися косекансним законом у залежності від кута місця [4]:

$$r(\varepsilon) = \begin{cases} r_{\max}, & \text{при } \varepsilon_{\min} \leq \varepsilon \leq \varepsilon_0; \\ \frac{H_{\max}}{\sin \varepsilon} = H_{\max} \operatorname{cosec} \varepsilon, & \text{при } \varepsilon_0 < \varepsilon \leq \varepsilon_{\max}; \\ 0, & \text{при } \varepsilon < \varepsilon_{\min}, \varepsilon > \varepsilon_{\max}. \end{cases}$$

де r – дальність виявлення РЛС;
 H – висота виявлення цілі;
 ε – кут місця цілі.

На рис. 8.2 показана косекансна діаграма спрямованості РЛС, у якій верхня межа АБ (зона II) є ізовисотною, а дальня межа БВ (зона I) – ізодальнісною. Подібну форму має діаграма спрямованості антени далекомірів.

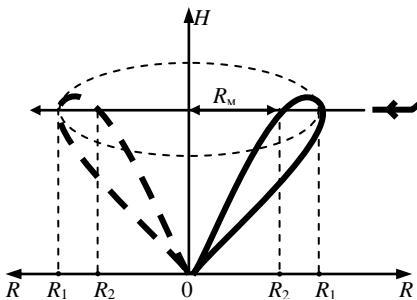


Рис. 8.1. Круговий огляд зони виявлення

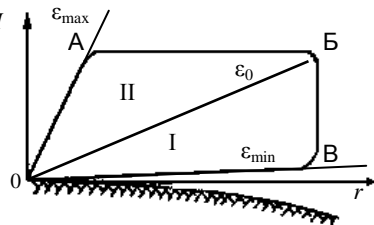


Рис. 8.2. Косекансна діаграма спрямованості РЛС

Круговий огляд виконується обертанням антен з постійною кількістю обертів за хвилину n_A або $\Omega_A = 6n_A$ кутових градусів за секунду (рис. 8.3, а). При ширині характеристики спрямованості $\Delta\beta_A$ кутових градусів кожен напрямок опромінюють протягом певного часу $t_{\text{опр}} = \Delta\beta_A / \Omega_A$ (рис. 8.3, б). Поділивши час опромінювання на період проходження зондувальних імпульсів T , одержуємо кількість імпульсів (пачку імпульсів), випромінюваних у напрямку

повітряної цілі. Слід зазначити, що при такому методі огляду за азимутом, здійснюється одночасний огляд за кутом місця. Вигляд екрана індикатора кругового огляду показано на рис. 8.3, в.

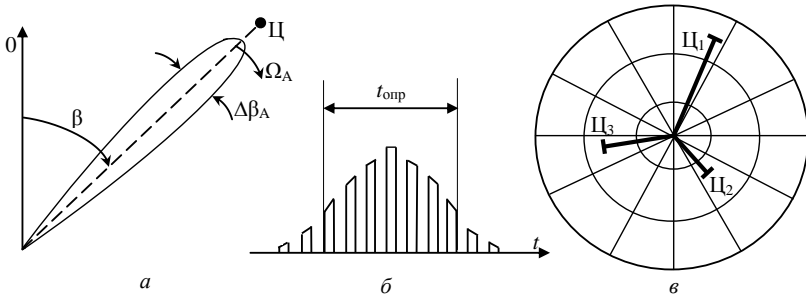


Рис. 8.3. Круговий огляд зони виявлення: а – обертання антени в азимутальній площині; б – формування пачки сигналів, відбитих від цілі; в – вигляд індикатора кругового огляду

Круговий огляд може також використовуватися в РЛС із ФАР. При цьому здійснюється, наприклад, послідовне переміщення променя ФАР за кутом місця й азимутом електронним способом і механічне обертання антени за азимутом із відповідною швидкістю.

Технічні характеристики огляду, зокрема, час огляду і час опромінення можуть змінюватися в залежності від тактичної обстановки. Причому також можуть змінюватися кількість і вигляд зондувальних імпульсів. У цьому випадку часто використовують багатоетапні, зокрема двоетапні, процедури виявлення. На першому етапі в заданих кутових напрямках випромінюється мала кількість імпульсів, аж до одного. У прийимальному пристрої поріг виявлення може встановлюватися таким чином, щоб забезпечувалося підвищене значення умовної ймовірності хибної тривоги F . На другому етапі в конкретних кутових напрямках випромінюється збільшена кількість імпульсів і встановлюється поріг виявлення, який забезпечує необхідне значення F . При цьому приймається рішення про наявність або відсутність цілі тільки для тих ділянок дальності, для яких було прийняте рішення «ціль є» на першому етапі. Інші ділянки «бланкуються». Ціль вважається виявленою, якщо рішення «ціль є» було прийнято і на першому і на другому етапах.

Секторний огляд відрізняється від кругового тим, що промінь антени РЛС здійснює періодичний рух у границях обмеженого сектора. Сканування при такому огляді здійснюють, як правило, переміщуючи опромінювач дзеркальної антени без переміщення її в цілому. На

індикаторах РЛС секторного огляду також використовують індикацію з яскравою відміткою, але з розгортанням зображення в прямокутних координатах, наприклад: «азимут – дальність» (рис. 8.4, а), «кут місця – дальність» (рис. 8.4, б) або «дальність – висота» (рис. 8.4, в) [6]. Прикладом радіолокатора секторного огляду у вертикальній площині є висотомір, що має вузьку діаграму спрямованості в цій площині і широку – у горизонтальній площині. Висотомір вимірює кут місця і висоту цілей на дальностях і азимутах, виданих далекоміром.

Секторний огляд широко застосовується також у РЛС з антенними решітками.

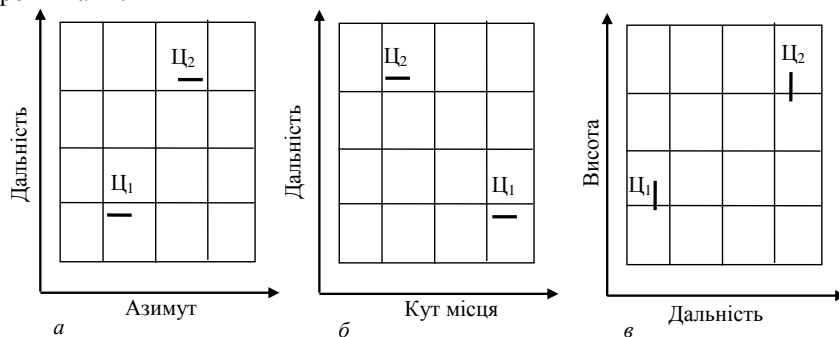


Рис. 8.4. Відображення відміток від цілей на індикаторах секторного огляду

При використанні однієї ДСА в одноканальній системі при круговому або секторному огляді визначаються дві координати: дальність і азимут (кут місця); при цьому станції називають *двокоординатними*. У таких станціях радіолокаційне спостереження (виявлення і вимірювання координат цілі) здійснюють за допомогою індикаторів кутового огляду (ІКО), підключених безпосередньо до виходу приймача РЛС або після апаратури первинної обробки інформації (АПОІ) з подальшим відображенням координат цілі.

Спиральний метод огляду (рис. 8.5) являє собою комбінацію обертання діаграми спрямованості з одночасною зміною кута між віссю обертання і віссю діаграми. При цьому здійснюється швидке переміщення голчастого променя по спіралі навколо осі, яка утворить центр зони огляду. Спиральний огляд застосовується в деяких типах літакових радіолокаторів і станцій гарматного наведення.

Конічний метод огляду є окремим випадком спірального (рис. 8.6). Конічне сканування найчастіше використовують у режимі точного автоматичного вимірювання кутових координат цілі рівносигнальним методом.

Антенна РЛС формує діаграму спрямованості, відхилену від осі антенної системи на кут γ , який не перевищує половини її ширини. При обертанні діаграми спрямованості антени утвориться рівносигнальна вісь, яка

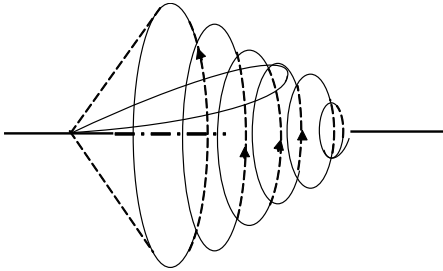


Рис. 8.5. Спіральний метод огляду

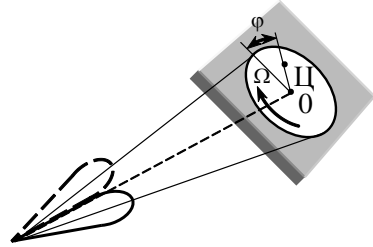


Рис. 8.6. Конічний метод огляду

збігається з віссю антени. При відхиленні осі антени від напрямку на ціль амплітуда приймального сигналу змінюється в залежності від миттєвого положення діаграми спрямованості антени за синусоїдальним законом із круговою частотою, яка дорівнює кутовій швидкості обертання діаграми Ω :

$$U_m(t) \approx U_{m0}[1 + m \cos(\Omega t - \phi)].$$

Глибина модуляції m лінійно пов'язана з величиною відхилення (неузгодженості) осі антени від напрямку на ціль, а фаза гармонічної обвідної імпульсів частоти Ω відповідає напрямкові відхилення. Таким чином, обвідна імпульсів однозначно характеризує величину і напрямок відхилення цілі від рівносигнальної лінії і тому називається сигналом помилки (неузгодженості).

Кадровий огляд досягається шляхом швидкого хитання променя антени радіолокатора за однією кутвою координатою (азимутом зі швидкістю Ω_0) і повільного хитання за іншою (кутом місця). У результаті промінь описує зигзагоподібну лінію в межах деякого кадру (рис. 8.7).

Якщо застосовується одно-канальний метод приймання, то швидкий рух виконується в площині тієї кутвої координати, яку необхідно вимірювати з більшою точністю. Такий вид огляду використовується в режимі пошуку цілей у наземних і корабельних радіолокаторах.

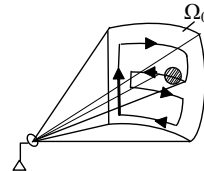


Рис. 8.7. Кадровий метод огляду

Якщо круговий і секторний огляд – одновимірний, то спіральний і кадровий належать до двовимірних методів огляду, оскільки огляд ведеться за двома кутовими координатами – азимутом і кутом місця. В одновимірному випадку користуються плоскими кутами, а у двовимірному – тілесними кутами. Якщо плоскі кути вимірюють відношенням дуги до радіуса (радіани), то тілесні – відношенням площі поверхні сфери в межах кута до квадрата радіуса (стерадіани).

У деяких типах РЛС застосовують методи огляду з більш складними траекторіями руху діаграм спрямованості. Крім того, використовуються також методи, які є комбінацією розглянутих, наприклад, *растровий* огляд (рис. 8.8), при якому ДСА відхиляється так само, як промінь у кінескопі телевізора при утворенні рядкової розгортки.

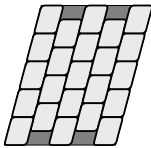


Рис. 8.8. Растровий метод огляду

Керування рухом ДСА при великих кутах сканування найчастіше здійснюється шляхом механічного хитання або обертання всієї антенної системи, а сканування в невеликих межах – шляхом хитання або обертання опромінювача або рефлектора антенної системи. При механічних методах сканування моменти інерції антенних пристроїв часто обмежують можливості збільшення швидкості огляду, тому все частіше застосовуються електричні методи сканування та їх комбінації з механічними.

Однак при одноканальному огляді час огляду жорстко обмежено незалежно від методу огляду і його технічної реалізації.

Радикального підвищення швидкості огляду можна досягти лише при використанні багатоканальних методів огляду в поєднанні з електричним керуванням сканування ДСА, яке відкриває також шлях до реалізації програмованого й адаптивного огляду.

Багатоканальний огляд простору. Поряд із послідовним оглядом широко застосовується *змішаний (паралельно-послідовний) огляд* простору. Поєднання високої точності і роздільної здатності з великою дальністю й малим часом огляду особливо необхідне для трикоординатних РЛС кругового огляду. У ряді сучасних оглядових РЛС це завдання розв'язується комбінацією паралельного багатоканального огляду за кутом місця з послідовним оглядом за азимутом. У таких станціях антена формує діаграму спрямованості, яка містить декілька пелюсток шириною $\Delta\epsilon_A$, що перекривають весь заданий сектор огляду за кутом місця Θ_ϵ (рис. 8.9). Необхідна кількість пелюсток при цьому повинна бути $N = \Theta_\epsilon / \Delta\epsilon_A$. Ширину однієї пелюстки ДСА $\Delta\epsilon_A$ вибирають, виходячи з вимог до точності вимірювання кута місця та роздільної здатності РЛС за кутом

місця. Парціальні діаграми можуть формуватися на одній частоті роботи РЛС (рис. 8.9, а) або на різних частотах (рис. 8.9, б).

При обертанні антени в горизонтальній площині виконується одночасний огляд за кутом місця і послідовний – за азимутом. Сигнали, прийняті окремими парціальними каналами, надходять на свої автономні приймачі. Може також використовуватися випромінювання (прийом) імпульсних сигналів на різних частотах у різних кутomisцевих напрямках. Останнє забезпечується, наприклад, системою передавальних каналів і антенних опромінювачів при використанні спільного обертового дзеркала.

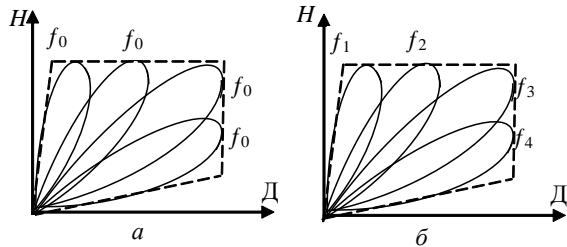


Рис. 8.9. Метод парціальних діаграм

2. Рівняння дальності радіолокації

Дальність дії є однією з важливих характеристик більшості радіосистем. Під *дальністю дії* розуміють максимальну відстань, на якій приймальний сигнал досягає мінімально допустимого (порогового) рівня, ще достатнього для виконання системою основних функцій з якісними показниками не гірше заданих.

Для того щоб установити основні залежності, які визначають дальність дії активного радіолокатора, розглянемо випадок виявлення сигналу у вільному просторі. Аналіз будемо проводити, припускаючи, що атмосфера однорідна і відсутнє загасання електромагнітних хвиль.

Нехай у деякій точці простору на відстані r від РЛС знаходиться ціль з ЕПР $\sigma_{\text{ц}}$. Випромінювана передавальною антеною РЛС електромагнітна хвиля на досить великій відстані має сферичний фронт. У цьому зв'язку густина потоку енергії біля цілі $S_{\text{ц}}$ дорівнює $S_{\text{ц}} = PG/4\pi r^2$, а потужність, яка розсіюється ціллю, –

$$P_{\text{ц}} = S_{\text{ц}}\sigma_{\text{ц}} = \frac{PG\sigma_{\text{ц}}}{4\pi r^2},$$

де P – потужність зондувального сигналу,
 G – коефіцієнт підсилення передавальної антени.

За визначенням ЕПР уся ця потужність розсіюється еквівалентною ціллю ізотропно, що дозволяє стверджувати: густина потоку енергії $S_{\text{пр}}$ у приймальній антені РЛС на відстані r від цілі

$$S_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{ц}}}{4\pi r^2} = \frac{PG\sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^2 r^4}.$$

У свою чергу, потужність сигналу $P_{\text{пр}}$ на вході приймача РЛС визначається співвідношенням

$$P_{\text{пр}} = S_{\text{пр}} A = \frac{PG\sigma_{\text{ц}} A}{(4\pi)^2 r^4}, \quad (8.1)$$

де A – ефективна площа приймальної антени.

Відносячи зміни G , $\sigma_{\text{ц}}$ і A за час спостереження до змін потужності $P = P(t)$ й інтегруючи (8.1) за часом, перейдемо до енергії

$$E_{\text{пр}} = \frac{EG\sigma_{\text{ц}} A}{(4\pi)^2 r^4}. \quad (8.2)$$

Наявність завад і шуму цілі призводить до необхідності ймовірнісного трактування $P_{\text{пр}}$, $E_{\text{пр}}$, $\sigma_{\text{ц}}$. Переходячи до їх середніх значень (математичних сподівань), запишемо

$$E_{\text{пр сер}} = \frac{EG\sigma_{\text{сер}} A}{(4\pi)^2 r^4}. \quad (8.3)$$

Згідно з (8.1) – (8.3) *потужність і енергія відбиття* від цілі з фіксованими кутковими координатами на вході приймача РЛС обернено *пропорційні четвертому степеню відстані до цілі*. Така сильна залежність пов'язана з дворазовим розсіюванням енергії на трасах поширення радіохвиль до цілі та назад.

Для визначення дальності дії РЛС середню енергію (8.3) сигналу, що приймається, порівнюють з мінімальною (пороговою) енергією:

$$E_{\text{пр сер}} \geq E_{\text{пр min}}. \quad (8.4)$$

Тут величина $E_{\text{пр min}}$ визначається заданими показниками якості виявлення або вимірювання.

Режим виявлення. У цьому режимі під дальністю дії РЛС розуміють максимальну дальність r_{\max} , на якій виявляється ціль із заданими умовними ймовірностями D і F та середньою ЕПР.

Відповідно до (8.4) для забезпечення заданих D і F середня енергія приймального сигналу $E_{\text{пр сер}}$ має бути не менше мінімальної енергії $E_{\text{пр min}}$. При виявленні сигналу на фоні білого шуму зі спектральною щільністю потужності N_0 значення $E_{\text{пр min}} = E_{\text{пр min}}(D, F)$ розраховують за такою формулою:

$$E_{\text{пр min}} = \frac{q^2 N_0}{2} = K_p N_0; \quad (8.5)$$

де величину параметра виявлення $q^2 = q^2(D, F)$ або коефіцієнта розділення $K_p = K_p(D, F)$ визначають за кривими виявлення для заданих показників якості D і F .

Поеднуючи (8.3) – (8.5), одержимо співвідношення для дальності дії РЛС у режимі виявлення (максимальної дальності виявлення) у вільному просторі за наявності завади типу білого шуму:

$$r_{\max} = r_0 = \sqrt[4]{\frac{EG\sigma_{\text{сер}}A}{(4\pi)^2 E_{\text{пр min}}(D, F)}} = \sqrt[4]{\frac{EG\sigma_{\text{сер}}A}{(4\pi)^2 K_p(D, F)N_0}}. \quad (8.6)$$

Цей вираз називають *рівнянням радіолокації* або *рівнянням дальності* дії РЛС у вільному просторі. Рівняння показує зв'язок дальності дії РЛС з її основними параметрами, показниками якості D і F , а також ЕПР цілі.

З виразу (8.6) випливає, що дальність дії r_0 пропорційна кореневі четвертого степеня з:

- відношення $E / E_{\text{пр min}}(D, F)$;
- добутку GA ;
- значення $\sigma_{\text{сер}}$.

Використовуючи зв'язок ефективної площі приймально-передавальної антени A ($A = \lambda^2 G / 4\pi$) та її коефіцієнта підсилення G , основне рівняння радіолокації може бути записане у вигляді

$$r_0 = \sqrt[4]{\frac{E}{E_{\text{прmin}}} \frac{G^2 \sigma_{\text{сеп}} \lambda^2}{(4\pi)^3}} \quad \text{або} \quad r_0 = \sqrt[4]{\frac{E}{E_{\text{прmin}}} \frac{A^2 \sigma_{\text{сеп}}}{4\pi \lambda^2}}. \quad (8.7)$$

Залежність дальності дії від довжини хвилі λ необхідно розглядати з урахуванням спрямованих властивостей антени. Так, при заданому G зменшення λ приводить до зменшення дальності дії, оскільки зменшується ефективна площа антени A . При заданому A (за відсутності огляду простору) зменшення λ приводить до збільшення дальності дії, тому що зростає G .

Усі ці поняття мають статистичне (імовірнісне) значення. Чим менше допустимі ймовірності помилок, тим більше $E_{\text{прmin}}$ і менше r_{max} . Наприклад, ціль може бути виявлена поза зоною виявлення і пропущена усередині зони, але ймовірність пропуску всередині зони не перевершує допустимої, а поза зоною перевищує її.

Реальна зона огляду залежить від класу РЛС, вимог, які до неї висуваються, діапазону хвиль, характеру використаних антен. На зону видимості впливає дія завад, поверхня й атмосфера Землі, метод огляду простору тощо.

Вплив Землі на дальність дії й зону видимості РЛС

Одним із допущень, зроблених нами при виведенні рівнянь для дальності радіолокаційного спостереження, було знехтування впливом Землі. Однак випромінювання і прийом електромагнітних хвиль антеною РЛС відбувається в деякому тілесному куті. Тому внаслідок відбиття електромагнітних хвиль від поверхні Землі поряд з основним з'являється додатковий шлях для поширення електромагнітних хвиль від РЛС до цілі і назад. Сигнали, відбиті земною поверхнею та іншими відбивачами, які потрапляють у межі діаграми спрямованості РЛС, інтерферують із прямими сигналами, істотно впливаючи на дальність дії РЛС. Крім того, радіолокаційне спостереження розглядалося раніше в умовах поширення електромагнітних хвиль над плоскою поверхнею Землі. Така трактовка справедлива, якщо дальність до цілі порівняно невелика. У протвному разі вплив Землі на дальність дії радіолокатора обумовлений її кривизною, що обмежує найчастіше видимість цілей межами радіогоризонту.

Розглянемо вплив відбиття радіохвиль від земної поверхні на дальність дії РЛС для випадку, коли землю можна вважати дзеркально відбиваючою площиною.

Поле дальньої зони біля цілі утвориться в результаті інтерференції прямого променя $A-B$ (рис. 8.10) й відбитого $A-D-B$ від поверхні розділення хвиль.

Середнє значення енергії приймального сигналу $E_{\text{пр сер}}$ виражається в загальному випадку квадратами множників Землі на передавання $F_{\text{зем1}}(\varepsilon)$ і на прийманні $F_{\text{зем2}}(\varepsilon)$ для $\varepsilon = \varepsilon_{\text{ц}}$. Тоді максимальна дальність дії радіолокатора з урахуванням впливу Землі $r_{\text{max}} = r_0 \sqrt{F_{\text{зем1}} F_{\text{зем2}}}$.

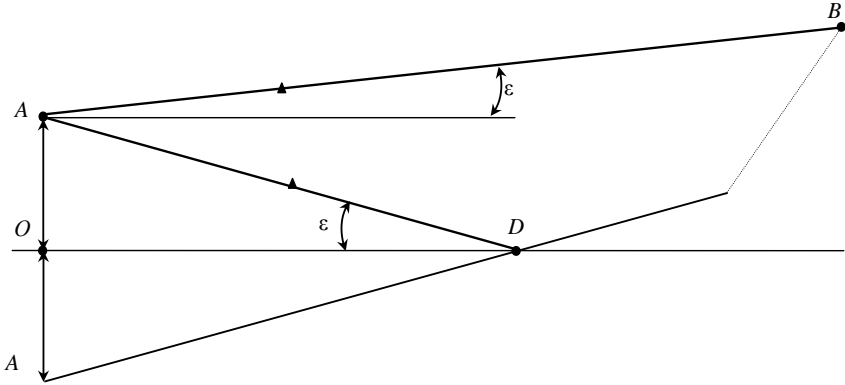


Рис. 8.10. Вплив Землі на дальність дії й зону видимості РЛС

При використанні єдиної приймально-передавальної антени $F_{\text{зем1}}(\varepsilon) = F_{\text{зем2}}(\varepsilon) = F_{\text{зем}}(\varepsilon)$ будемо мати:

$$r_{\text{max}} = r_0 F_{\text{зем}}, \quad (8.8)$$

$$F_{\text{зем}} \approx \frac{4\pi h}{\lambda} \frac{H_{\text{ц}}}{r_{\text{ц}}}. \quad (8.9)$$

Підставляючи (8.9) у (8.8) при $r_{\text{ц}} = r_{\text{max}}$, знайдемо, що

$$r_{\text{max}} = r_0 \frac{4\pi h}{\lambda} \frac{H_{\text{ц}}}{r_{\text{max}}}.$$

Тоді максимальна дальність виявлення маловисотної (надводної, наземної) цілі

$$r_{\text{max}} = \sqrt{\frac{4\pi r_0 h H_{\text{ц}}}{\lambda}} \quad (8.10)$$

пропорційна квадратному кореню з r_0 , тобто пропорційна *кореню восьмого степеня* з відношення $E/E_{\text{прmin}}$, добутку GA і значення середньої ЕПР $\sigma_{\text{сєр}}$.

Таким чином, при дзеркальному відбитті дальність дії радіолокатора залежить від кута місця цілі і може бути як більше, так і менше величини r_0 . Найбільше значення дальності дії доходить до $2r_0$, а найменше – до нуля. Збільшення дальності до $2r_0$ можливе, якщо площадка навколо радіолокатора є досить гладкою. Однак у реальних умовах поверхня Землі має нерівності, які можуть викликати зміну характеру відбиття електромагнітних хвиль.

Висота поверхонь, при якій поверхню Землі можна вважати гладкою, $\delta \leq \lambda/16\sin\psi$.

Ця умова виконується тільки для метрових хвиль. На дециметрових хвилях слід враховувати дифузійний характер відбиття електромагнітних хвиль. У сантиметровому діапазоні поверхня Землі майже завжди шорсткувата. Модуль $|p|$ у десятки або навіть сотні разів менше, ніж при дзеркальному відбитті.

Як було відзначено, внаслідок відбиття хвиль від Землі дальність спостереження в напрямку максимумів зростає. Основний практичний інтерес становить нижня пелюстка, для формування якої необхідно, щоб площадка навколо РЛС була в межах радіуса $R = 23,3h^2/\lambda$ (перша зона Френеля) і забезпечувала дзеркальне відбиття.

У реальних умовах роботи РЛС доводиться враховувати також вплив рельєфу місцевості і наявність сильно відбиваючих об'єктів навколо РЛС на зони її виявлення. Створювані ними додаткові відбиття спотворюють діаграму спрямованості РЛС, знижуючи дальність виявлення і точність визначення місцезнаходження цілі. Тому прагнуть по можливості розташовувати РЛС на рівній площадці, вільній від сильних відбивачів у секторі огляду РЛС.

Дальність прямої видимості. Кривизна земної поверхні обмежує дальність радіолокаційного спостереження дальністю прямої видимості $r_{\text{вид}}$, яка залежить від висоти підйому антени РЛС h і висоти цілі $H_{\text{ц}}$ (рис. 8.11). Дальність прямої видимості визначимо через трикутник AOB :

$$r_{\text{вид}} = \sqrt{(R_{\text{зем}} + H_{\text{ц}})^2 - R_{\text{зем}}^2} + \sqrt{(R_{\text{зем}} + h)^2 - R_{\text{зем}}^2} \approx \sqrt{2R_{\text{зем}}} (\sqrt{H_{\text{ц}}} + \sqrt{h}), \quad (8.11)$$

де $R_{\text{зем}} \approx 6370$ км – фізичний радіус Землі.

Підставивши значення $R_{зем}$ у (8.11), одержуємо

$$r_{вид} [км] \cong 3,57(\sqrt{h [м]} + \sqrt{H_{ц} [м]}). \quad (8.12)$$

З урахуванням ефекту дифракції радіохвиль над землею поверхнею вираз (8.12) набуде вигляду

$$r_{вид} [км] \cong 4,12(\sqrt{h [м]} + \sqrt{H_{ц} [м]}). \quad (8.13)$$

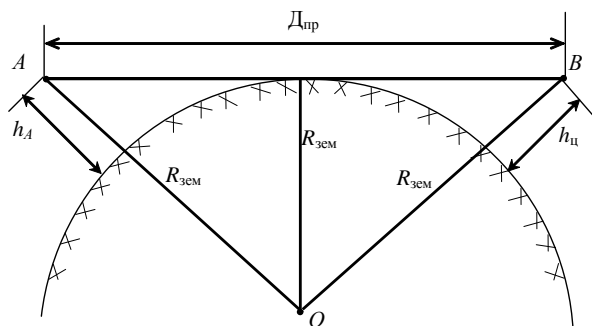


Рис. 8.11. Вплив Землі на дальність прямої видимості

Радіолінія зв'язку складається з передавача і приймача радіосигналу. Припустимо, що в радіолінії використовуються радіохвилі довжиною λ , потужність випромінюваною передавальною антеною коливаний P , її коефіцієнт підсилення G , ефективна площа приймальної антени A , а порогова чутливість приймача (потужність порогового сигналу) $P_{пр\ min}$.

Густина потоку енергії, яка створюється випроміненим сигналом у місці розташування приймальної антени і знаходиться на відстані r від передавальної антени, становить $S_{пр} = PG/4\pi r^2$. У цьому випадку потужність сигналу на вході приймача можна записати як

$$P_{пр} = S_{пр} A = \frac{PGA}{4\pi r^2}. \quad (8.14)$$

При збільшенні дальності r , як випливає з виразу (8.14), потужність приймального сигналу спадає і на деякій відстані досягає порогового рівня $P_{\text{пр}} = P_{\text{пр min}}$, який обмежує максимальне значення дальності радіолінії

$$r_{\text{max}} = \sqrt{\frac{PGA}{4\pi P_{\text{пр min}}}}. \quad (8.15)$$

Потужність приймального сигналу $P_{\text{пр min}}$ повинна бути достатньою для отримання інформації із заданою ймовірністю за наявності завад, включаючи і власний шум приймача, приведений до його входу.

3. Вимірювання кута місця (елевації) та висоти польоту цілей

Для вимірювання висоти польоту цілі використовуються методи:

- V-променя;
- сканування (електричне або механічне) променем вузьоспрямованої ДСА в кутомірній площині антени;
- використання парціальних діаграм спрямованості.

У РЛС П-30 використано метод V-променя (рис. 8.12) для вимірювання висоти [10]. Цей метод має ряд недоліків: великі енергетичні витрати на вимірювання висоти, неможливість побудови необхідної зони виявлення при формуванні вертикального і похилого променів, залежність точності вимірювань висоти від швидкості цілі.

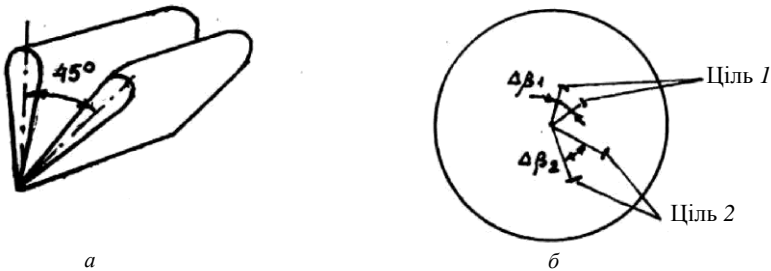


Рис. 8.12. Використання методу V-променя для вимірювання висоти цілі:
 а – формування ДСА; б – відображення інформації на екрані ІКО

У РЛС 19Ж6 використано метод парціальних діаграм (рис. 8.13, а) для визначення висоти цілі [11]. Для визначення кута місця цілей

використовується різновид моноімпульсного амплітудного методу. При класичному моноімпульсному амплітудному методі кут місця цілі визначається за один такт зондування шляхом порівняння величини амплітуд ехосигналів у сусідніх каналах. У РЛС 19Ж6 порівнюються не амплітуди сигналів, а ширина пачок ехосигналів по азимуту в двох сусідніх каналах. Тобто вимірювання кута місця здійснюється не за один такт зондування, а після закінчення формування пачки сигналів. Отже, вимірювання кута місця цілі при нерухомій антені неможливе (пачка ехосигналів стає безкінечною). Це суттєвий недолік такого методу. Але перевагою запропонованого конструкторами методу є менш жорсткі вимоги до ідентичності приймальних каналів та менша чутливість до некорельованих флуктуацій ехосигналів у приймальних каналах.

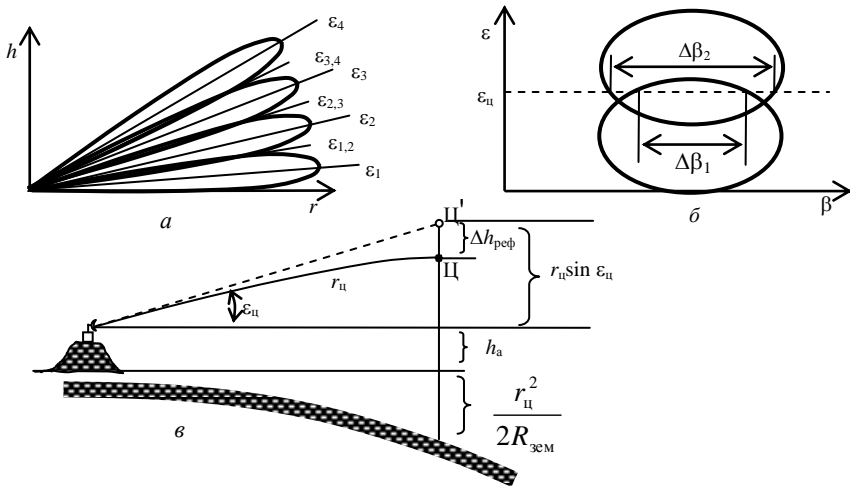


Рис. 8.13. Принципи вимірювання кута місця та висоти цілі методом парціальних діаграм:
 а — формування парціальних діаграм в кутомісній площині;
 б — визначення величини азимутальної ширини пачок ехосигналів;
 в — визначення висоти цілі

Практично описаний метод реалізується таким чином. У пам'яті спецобчислювача записані кутомісцеві напрямки максимумів усіх променів ϵ_i та їхні рівносигнальні напрямки $\epsilon_{i,i+1}$. Якщо сигнал буде виявлений на певній дальності тільки в одному кутомісцевому каналі, то

оцінкою кута місця цілі вважається значення ε_i . При виявленні сигналу в двох сусідніх каналах (i -му та $i+1$ -му) оцінка кута місця цілі визначається за формулою

$$\varepsilon_{ц} = \varepsilon_{i,i+1} + \Delta\varepsilon_{д}, \quad (8.16)$$

де $\varepsilon_{i,i+1}$ – рівносигнальний напрямок;

$\Delta\varepsilon_{д}$ – дискретний додаток до рівносигнального напрямку.

Величина дискретного додатка може набувати значення $0, \pm\Delta\varepsilon_{н}/6$ або $\pm\Delta\varepsilon_{н}/3$, де $\Delta\varepsilon_{н}$ – ширина променя по половинній потужності у вертикальній площині.

Для визначення величини дискретного додатка спочатку визначається допоміжна величина $\Delta\varepsilon_{н}$ за величиною азимутальної ширини пачок ехосигналів $\Delta\beta_i$ і $\Delta\beta_{i+1}$ (рис. 8.13, б):

$$\Delta\varepsilon_{н} = B(\Delta\beta_{i+1}^2 - \Delta\beta_i^2), \quad (8.17)$$

де B – підібраний експериментально коефіцієнт, який враховує форму діаграми спрямованості антени у вертикальній площині.

Після цього абсолютне значення допоміжної величини $|\Delta\varepsilon_{н}|$ порівнюється з двома пороговими значеннями $\Delta\varepsilon_1, \Delta\varepsilon_2$. Пороги $\Delta\varepsilon_1$ і $\Delta\varepsilon_2$ підібрані так, що весь проміжок кутів місця між значеннями ε_i і ε_{i+1} (а цей проміжок дорівнює ширині променя по половинній потужності у вертикальній площині $\Delta\varepsilon_{н}$) поділяється на 6 приблизно рівних частин.

Остаточно модуль дискретної добавки визначається таким чином:

$$|\Delta\varepsilon_{д}| = \begin{cases} 0, & \text{якщо } |\Delta\varepsilon_{н}| < \Delta\varepsilon_1; \\ \Delta\varepsilon_{н}/6, & \text{якщо } \Delta\varepsilon_1 \leq |\Delta\varepsilon_{н}| < \Delta\varepsilon_2. \\ \Delta\varepsilon_{н}/3, & \text{якщо } |\Delta\varepsilon_{н}| > \Delta\varepsilon_2. \end{cases} \quad (8.18)$$

Знак дискретної добавки визначається знаком допоміжної величини (8.17).

Висота цілі $h_{ц}$ (рис. 8.13, в) розраховується за даними вимірювання дальності до цілі $r_{ц}$ та кута місця $\varepsilon_{ц}$ цілі і з урахуванням кривизни Землі,

поправки на рефракцію $\Delta h_{\text{реф}}$ та висоти електричного центра антени h_a над поверхнею, яка визначає початок відліку висоти;

$$h_{\text{ц}} = r_{\text{ц}} \sin \varepsilon_{\text{ц}} + \frac{r_{\text{ц}}^2}{2R_3} + \Delta h_{\text{реф}} + h_a. \quad (8.19)$$

Поправка на рефракцію $\Delta h_{\text{реф}}$ розраховується за умов нормального стану атмосфери та в припущенні лінійного спаду її параметрів з висотою аж до нуля на висоті 50 км:

$$\Delta h_{\text{реф}} = -4 \cdot 10^{-5} \frac{(50 - h_1)}{50} \cdot \frac{r_{\text{ц}}^2}{2}, \quad (8.20)$$

де $-4 \cdot 10^{-5} [\text{км}^{-1}]$ – коефіцієнт заломлення світла в нормальній атмосфері; h_1 – проміжне значення висоти цілі, розраховане в припущенні нормального стану атмосфери і постійності її параметрів з висотою як

$$h_1 = r_{\text{ц}} \sin \varepsilon_{\text{ц}} + \frac{r_{\text{ц}}^2}{2R_{\text{зем}}} - 4 \cdot 10^{-5} \frac{r_{\text{ц}}^2}{2} + h_a. \quad (8.21)$$

У формулах (8.19) – (8.21) величини $h_{\text{ц}}$, $r_{\text{ц}}$, $R_{\text{зем}}$ та h_a мають розмірність в кілометрах. Розрахунок висоти цілі відбувається за формулами (8.19) – (8.21) у спецобчислювачі системи автоматичного визначення координат РЛС.

Питання для самоконтролю

1. Дайте визначення зони огляду РЛС. Від яких параметрів залежить розмір зони виявлення РЛС?
2. Назвіть способи огляду зони виявлення РЛС?
3. Поясніть формування косеконсної діаграми спрямованості антени РЛС.
4. Поясніть сутність багатоканального огляду простору.
5. Запишіть рівняння радіолокації у вільному просторі та поясніть значення його складових.
6. Запишіть рівняння радіолокації при виявленні маловисотних цілей. Які фактори впливають на виявлення маловисотних цілей?

7. Запишіть рівняння для визначення дальності прямої видимості РЛС.
8. Поясніть вимірювання висоти цілі методом V -променя.
9. Поясніть метод вимірювання висоти цілі з використанням парціальних діаграм спрямованості антени РЛС.
10. Яким чином розраховується висота цілі в РЛС? Поясніть фізичну сутність поправок при визначенні висоти цілі.

ЛЕКЦІЯ 9. ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ ОГЛЯДОВИХ РЛС РТВ

1. Формування трасової інформації в оглядових РЛС РТВ

Первинна обробка РЛІ забезпечує прийняття рішення про наявність (виявлення) при черговому огляді повітряного об'єкта й вимірювання його координат. Вона включає в себе операції:

а) виявлення на фоні завад і шумів сигналів, відбитих від повітряних об'єктів;

б) оцінку параметрів виявлених сигналів.

Для первинної обробки надходять радіолокаційні (РЛ) сигнали від РЛС. Показниками якості такої обробки є умовні ймовірності правильного виявлення цілей і хибної тривоги (хибного виявлення) та середньоквадратичні помилки оцінок координат цілей. У ході первинної обробки РЛІ можуть також оцінюватися швидкість цілі, рівень і модуляція ЕПР та інші параметри. Сукупність оцінок параметрів цілі, наведених у вигляді набору чисел, становить радіолокаційну відмітку. Відмітки можуть бути дійсними, тобто отриманими від дійсних, реальних повітряних об'єктів, і хибними, отриманими внаслідок впливу завад і шумів. Первинні вимірювання, здійснювані в системі координат РЛС $\{r, \beta, \varepsilon\}$, можуть доповнюватися середньоквадратичними помилками $(\sigma_r, \sigma_\beta, \sigma_\varepsilon)$, умовними ймовірностями істинного D і хибного F виявлення й ознаками цілі (склад, тип, приналежність і т. п.).

Вторинна обробка РЛІ забезпечує прийняття рішення про виявлення траси (траєкторії) цілі й уточнення результатів вимірювань на основі аналізу сукупності (послідовності) змінних від огляду до огляду координат і параметрів траси повітряного об'єкта, отриманих у результаті первинної обробки РЛ сигналів.

Вторинна обробка включає в себе:

а) виявлення трас цілей (прийняття рішення про наявність трас);

б) супровід трас цілей, що полягає в регулярному обчисленні й уточненні їх параметрів.

Вторинній обробці підлягають радіолокаційні оцінки, отримані за кілька оглядів. Показниками якості виявлення трас є умовні ймовірності правильного виявлення траси $D_{\text{тр}}$, хибного виявлення траси $F_{\text{тр}}$ та інші. Якість супроводу трас характеризується середньоквадратичними помилками оцінок координат цілей і параметрів трас (\vec{V}, a) . При вторинній обробці можуть також виконуватися операції траєкторних розрахунків, що дозволяють визначити особливі точки трас (початок маневру, початок постановки завад і т. п.).

Третинна обробка РЛІ забезпечує об'єднання (узагальнення) інформації про повітряну обстановку (об'єкти), що надходить від декількох первинних джерел. Основними операціями цього етапу є:

а) відбір і ототожнення радіолокаційних відміток, отриманих від різних джерел за принципом приналежності до однієї і тієї ж цілі;

б) обчислення усереднених оцінок параметрів трас тих цілей, дані про які отримані від декількох джерел;

в) узагальнення (генералізація, загрублення) РЛІ для вищих КП.

При обчисленні названих операції використовуються тільки результати вторинної обробки РЛІ.

Слід зазначити, що операції первинної й вторинної обробки виконуються в системі періодично, з темпом не нижче темпу огляду повітряного простору засобами радіолокації. Операції третього етапу обробки можуть виконуватися з темпом, що залежать від розв'язуваного завдання на основі отриманої динамічної моделі повітряної обстановки.

Процедури первинної й вторинної обробки полягають у прийнятті рішень типу «так – ні» про наявність цілі або траси при виявленні й визначення оцінок вимірюваних координат і параметрів трас виявлених об'єктів.

Із трьох координат, що вимірюються, $\{x, y, H\}$ або $\{r, \beta, H(\epsilon)\}$ основними є «площинні» координати $\{r, \beta\}$ та $\{x, y\}$, за якими проводиться виявлення й обробка; координата H , як правило, супроводжує відлік площинних координат, що проявляється в побудові всіх засобів обробки й відображення РЛІ. Тому питання обробки РЛІ розглядаються стосовно «площинного» завдання.

Рішення й оцінки є випадковими внаслідок впливу випадкових завад і випадкової модуляції РЛ ехосигналів цілей. Відомі принципи, що впливають з теорії оптимізації процедур прийняття рішень і оцінювання, в основі яких лежить мінімізація середнього ризику втрат від прийняття хибних рішень і від наявності помилок вимірювань.

При виявленні ехосигналів на фоні стаціонарних, наприклад, теплових, гауссових шумів оптимальною є процедура погодженої фільтрації-накопичення сигналів для кожного елемента розділення РЛС. Когерентне накопичення проводиться в приймачі РЛС, де узгоджено обробляються радіоімпульси, тобто ехосигнали одиночних зондувальних імпульсів. Міжперіодне когерентне накопичення пачки радіоімпульсів за час $t_{\text{опр}}$ на практиці в РЛС РТВ заміняють некогерентним, що суттєво спрощує апаратуру й забезпечує досить ефективне накопичення енергії пачки ехосигналів.

Оптимальні процедури первинної обробки складаються:

- при виявленні – у порівнянні результату (W) накопичення пачки з фіксованим порогом і прийнятті рішення R – «ціль є» при $W \geq l_0$;
- при вимірюванні – у виявленні оцінки $\{r^*, \beta^*\}$ центру ваги після дослідного розподілу випадкової величини $W_{с.з}(r, \beta)$.

Значення r^* , β^* є оптимальними (за мінімумом середньоквадратичної помилки) оцінками координат виявленої відмітки, індекс «с.з» означає наявність корисного сигналу в суміші з завадою.

Поріг виявлення l_0 призначають відповідно до критерію Неймана-Пірсона, виходячи із припустимого рівня хибних тривог. При кількості елементів розділення в межах зони виявлення РЛС близько $10^5 - 10^6$ допускають умовну ймовірність хибної тривоги з розрахунку на один елемент розділення:

$$F_{х.т} = \int_{l_0}^{\infty} P_3(W) dW \leq 10^{-4} - 10^{-7},$$

де $P_3(W)$ – густина ймовірності величини W при впливі тільки шуму, тобто при відсутності корисного сигналу.

Реалізація W як функції дальності r і азимута β забезпечується послідовним оглядом за часом на протязі періоду посилок (за часом затримки ехосигналів $t_3 = 2r/c$) на виході приймача після кожного зондування й послідовним оглядом – обертанням антени РЛС в азимутальній площині, з яким узгоджена відповідна розгортка на екрані індикатора або пристрою обробки.

Некогерентне накопичення можна здійснювати за допомогою спеціальних фільтрів, використовуючи лінії затримки на період послілки T_p , у найпростішому наближенні за допомогою рециркуляторів. Практично це рішення використовують у ряді РЛС для частини імпульсів пачки

$$M \leq \frac{1}{2} M.$$

Цифрова обробка РЛП теоретично знімає обмеження по кількості цілей, що обслуговуються, але при певних застереженнях про розрізнення трас із урахуванням особливостей РЛС і РЛП РТВ. Знімається, у принципі, і проблема затримки РЛП. На практиці досить відчутні обмеження автоматичної обробки РЛП за вартістю, обсягом, надійністю апаратури, в тому числі й засобів зв'язку та АПД, кількістю й кваліфікацією осіб бойових розрахунків і обслуговуючого персоналу. Надалі питання автоматизації в основному розглядаються для найпростішого випадку – одиночної цілі.

Цифрові автомати сприймають вхідну інформацію в дискретній формі – у вигляді цифрових кодів. Тому відеосигнали приймального тракту РЛС зазнають дискретизації за часом t_3 і амплітудою та піддаються аналого-цифровому перетворенню. Дискретизація за азимутом закладена в принцип дії імпульсних РЛС, оцифрування азимутального кута осі ДСА проводиться за допомогою датчиків «вал – код» з достатньою дискретністю (зазвичай $1/4096 \cdot 360^\circ$). Кроки дискретизації за t_3 і β повинні, відповідно до теореми Котельникова, бути не більше половини відповідних інтервалів розділення τ_p та β_A . На практиці зручно користуватися дискретним аналогом екрана індикатора азимут-дальність (ІАД) – масив цифрових даних про рівень сигналів у координатах $\{r, \beta\}$. Вибірка по β формується частіше, ніж по β_A , та заноситься в пам'ять ехосигналів кожного періоду посылки.

Після первинної обробки радіолокаційної інформації подальша обробка для цілей проводиться в обчислювальному комплексі та називається вторинною обробкою радіолокаційної інформації. Для спрощення алгоритмів вторинної обробки необхідно перетворити полярну систему координат, що використовується в РЛС, на прямокутну систему координат.

Об'єднання інформації первинної й вторинної РЛС

Після декодування сигналів вторинної РЛС визначаються координати відповідної цілі. При цьому точність визначення азимута вище, ніж у первинній РЛС, через меншу флуктуацію сигналів, а точність вимірювання дальності нижча через нестабільність затримок при декодуванні — кодуванні у відповідачі й при декодуванні в запитувачі.

При об'єднанні каналів слід зробити усереднення даних за відповідною координатою з вагою, обернено пропорційною середньому квадратичному значенню похибки. Однак на практиці часто виконують логічне об'єднання, вибираючи більш точне значення першого огляду. При другому огляді в область S_1 (рис. 9.1) потрапляє кілька оцінок, кожна з яких може належати розглянутій цілі й бути продовженням її траєкторії.

По кожній з можливих траєкторій проводиться екстраполяція, тобто прогнозується положення цілі для третього огляду (на рис. 9.1 зображене колом). При цьому швидкість V визначається за першими двома оцінками і далі вважаються незмінними швидкість та курс, тобто ціль повинна переміститися на відстань $V T_{\text{огл}}$. Знаючи максимальні похибки координат і можливості маневрування цілі, можна оточити екстрапольовану оцінку цілі деякою областю S_2 , яка називається стробом. Якщо вона задана у вигляді прямокутника, перевіряються нерівності

$$|x_i - x_k| \leq \delta_x; \quad |y_i - y_k| \leq \delta_y,$$

де x_i, y_i – координата нової оцінки;
 x_k, y_k – координати центра строба;
 δ_x, δ_y – половини сторін строба.

Цей процес називається ідентифікацією. Якщо є дані про висоту, то доцільно ще перевірити $|H_i - H_k| \leq \delta_H$, де H_i – висота (трансльована відповідачем); H_k – висота, записана в каналі супроводу; δ_H – висота об'ємного строба.

Потрапляння оцінки в одну з областей S_3 на четвертому циклі огляду може бути прийняте за умову виявлення траєкторій і створення умов для автоматичного супроводу цілі. У процесі автоматичного супроводу відбувається згладжування, тобто усереднення спостережень. При цьому доцільно застосовувати методи послідовного або ковзного згладжування, коли при тривалому спостереженні всі попередні результати повинні згодом зменшуватися так, щоб параметри руху безупинно коректувалися за новими даними.

При супроводі в окремих оглядах можливий пропуск оцінок. При цьому проводиться екстраполяція на наступні 5...10 оглядів із зростаючою похибкою, тобто зростаючими розмірами стробів. Якщо за певну кількість оглядів не з'явиться жодної оцінки, то траєкторія «скидається» із супроводу. При русі по близьких і перехресних траєкторіях можливе переплутування траєкторій. Найкращий спосіб ототожнення оцінок – за бортовим номером, одержуваним по активному каналу. Бортовий номер послідовно порівнюється з номерами, записаними за попередні цикли огляду до збігу з одним із них. Це створює можливість подальшого супроводу цілі.

Поряд з описаною тут вторинною обробкою радіолокаційної інформації може застосовуватися обробка інформації від декількох РЛС – третинна обробка.

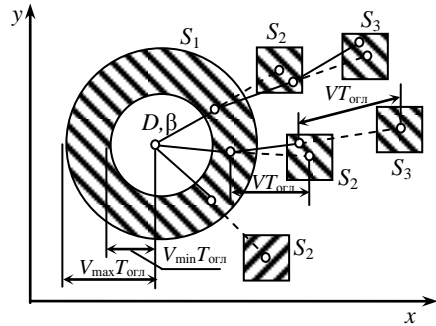


Рис. 9.1. До пояснення вторинної обробки радіолокаційної інформації

Відповідно до існуючої структури кожний радіотехнічний батальйон здійснює збір РЛІ від підпорядкованих йому радіолокаційних рот, а на командному пункті радіотехнічної бригади аналізується РЛІ, що надходить від радіотехнічних батальйонів. Узгодженість роботи всіх ланок АСУ РТВ забезпечується створенням єдиної системи передачі даних про повітряну обстановку й команд управління, що має необхідну пропускну здатність і вірогідність обміну. Така система в РТВ створюється на основі застосування середньошвидкісної апаратури передачі даних з завадостійким кодуванням й ущільненням (частотним, часовим) каналів передачі інформації з використанням провідних, радіо- й радіорелейних ліній зв'язку. В утворених при цьому каналах передачі даних розрізняють канали оповіщення, управління й оперативного командного зв'язку.

У каналах оповіщення між командними пунктами циркулює інформація про повітряну обстановку. При цьому канали на вищій командній пункт забезпечують передачу РЛІ, отриманої за допомогою своїх засобів радіолокації, а канали, які організуються для передачі інформації від вищого командного пункту (КП) підпорядкованим, забезпечують передачу моделі повітряної обстановки, отриманої в результаті узагальнення й аналізу РЛІ на вищому КП. Організація такого двостороннього обміну РЛІ про повітряну обстановку виявляється необхідною для забезпечення її єдиного розуміння на всіх командних пунктах (пунктах управління) угруповання РТВ з метою досягнення найбільшої ефективності вироблюваних рішень у ході протиповітряного бою. Інформація про повітряну обстановку передається (в основному) у формалізованому вигляді, якнайкраще пристосованому для її подальшої обробки обчислювальними засобами. Винятком є (створювана як резервна) мережа оповіщення, що передбачається на випадок виходу з ладу засобів автоматизації одного з командних пунктів. Така мережа забезпечує передачу інформації оповіщення голосом у координатах єдиної мережі ППО з точністю до малого квадрата.

У каналах управління між командними пунктами циркулюють у напрямку на вищі КП: повідомлення, доповіді про приведення частин (підрозділів) РТВ у необхідні ступені бойової готовності, стан озброєння ртб, рлр, установлені режими роботи РЛЮ і засобів автоматизації й т. п., а в напрямку на КП підпорядкованих частин (підрозділів) – команди, розпорядження, цілевказівки, що потребують оперативного виконання й відпрацьовування у ході бойової роботи або бойового чергування. З метою досягнення високої оперативності управління у каналах управління інформація також передається у формалізованому вигляді. Канали оперативного командного зв'язку створюються для надання можливості

особам бойової обслуги командних пунктів вести оперативний обмін командами, розпорядженнями, доповідями й повідомленнями голосом при вирішенні завдань у ході бойової роботи.

Структурна схема взаємодії елементів АСУ РТВ і послідовність обробки інформації наведена на рис. 9.2 [4]. Радіолокаційні станції забезпечують виявлення й вимірювання площинних координат повітряних об'єктів (зазвичай у полярній системі координат « r, β »). Радіолокаційні висотоміри періодично оцінюють значення висот цілей, що виявляються та супроводжуються. В існуючих АСУ РТВ операції первинної обробки в основному виконують особи бойової обслуги КП рлр – оператори знімання

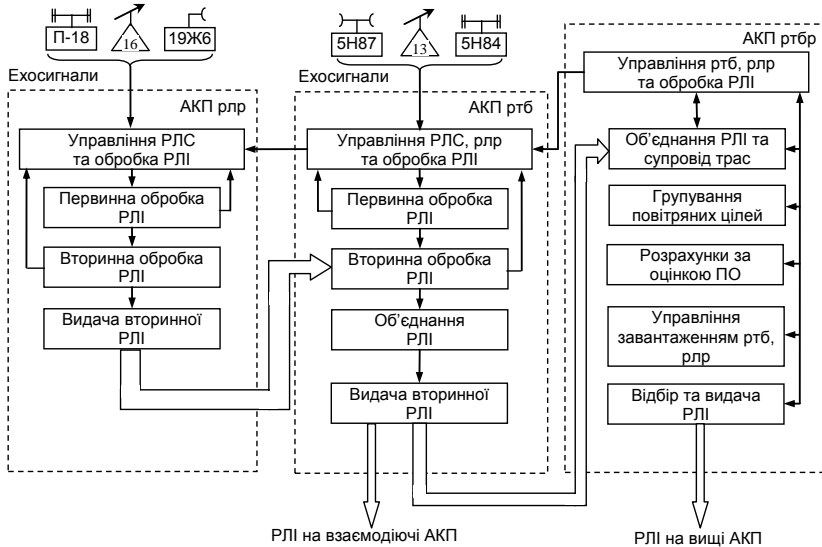


Рис. 9.2. Структурна схема взаємодії елементів АСУ РТВ і послідовність обробки інформації

площинних координат і значень висоти. Операції вторинної обробки РЛІ, пов'язані з виявленням і супроводом траєкторій повітряних об'єктів, на автоматизованих командних пунктах (АКП) рлр різних типів виконуються також по-різному: або разом з оператором, або без його участі, залежно від засобів автоматизації, що використовуються. Найближчою перспективою автоматизації обробки РЛІ на КП рлр є реалізація автоматичного захоплення й автоматичного супроводу повітряних об'єктів. Це дозволить різко збільшити продуктивність АКП рлр і точність видаваної трасової інформації.

Інформація про супроводжувані РЛС повітряних об'єктів (траси цілей) видається на АКП ртб у вигляді стандартних повідомлень, у складі яких цифровими кодами подані координати поточних точок трас цілей і параметри цих трас. Ці дані подаються в просторовій прямокутній системі координат або її різновидах (конічна, циліндрична) з центром точки стояння рлр (джерела) або винесеним центром початку квадранта координатної площини, в якій описується зона виявлення основної РЛС рлр (що має максимальний радіус виявлення – масштаб, у якому оцінюються координати повітряних об'єктів).

На автоматизований командний пункт радіотехнічного батальйону надходить вторинна РЛІ від декількох (3 – 5) рлр. Враховуючи, що зони виявлення РЛС підпорядкованих рлр, як правило, перекриваються, на АКП ртб вирішується завдання об'єднання РЛІ про одну ціль, що надходить від декількох джерел інформації. Для створення РЛІ на середніх і великих висотах до складу озброєння ртб входить радіолокаційний вузол (РЛВ), що включає в себе декілька відповідних за характеристиками РЛС, РРВ і спеціальних РЛС (системи активного запиту й відповіді для візування й контролю стану своїх літаків, РЛС силової боротьби й ін.).

Первинна інформація, що надходить від ЗРЛ РЛВ, залежно від складу використовуваних засобів автоматизації може оброблятися по-різному: за участю операторів (автоматизовано) або автоматично. У теперішній час широко застосовується такий розподіл завдань обробки РЛІ між операторами й засобами автоматизації: виявлення цілі за відображуваними ехосигналами здійснює оператор; супровід траси може виконуватися або автоматично, або з використанням коректур оператора. Відновлення інформації про траси повітряних об'єктів за даними від підпорядкованих рлр (за вторинною інформацією) і супровід таких трас на АКП ртб виконується автоматично. Об'єднання РЛІ про супроводжувані траси полягає в поповненні даних (тип цілі, кількісний склад цілі, ознаки маневру, застосування завад, висота цілі й ін.), що надходять від різних джерел інформації.

Зазначений склад автоматизовано розв'язуваних на АКП ртб завдань дозволяє забезпечити супровід на АКП ртб від 30 до 50 повітряних об'єктів (пеленгів).

Оскільки АКП ртб має можливість одержувати інформацію про пеленги на постановники активних завад (ПАЗ) від підпорядкованих рлр, взаємодіючих ртб і від власних ЗРЛ РЛВ, то в даній ланці вирішують триангуляційне завдання для визначення координат і параметрів траси ПАЗ. Однак внаслідок обмеженої продуктивності обчислювальних засобів існуючих АКП ртб у більшості випадків забезпечується супровід не більше

6 – 10 ПАЗ при одночасному зниженні продуктивності обробки РЛІ про інші повітряні об'єкти.

Радіолокаційна інформація, що надходить на АКП ртб у процесі обробки, й видавана вторинна інформація подаються в різних системах координат:

- сферичній та полярній – для подання вимірювань положення цілей за даними засобів РЛВ й відображення на індикаторах;
- у конічній – для прийому інформації від АКП рлр;
- у картографічній (рівноточна азимутальна) проекції – для підвищення точності обробки;
- у просторовій прямокутній – для видачі вторинної РЛІ.

Це потребує додаткових витрат обчислювального ресурсу ЕОМ, що використовується на АКП, і призводить до появи помилок перерахування та додаткових витрат часу на обробку РЛІ.

Завдання, розв'язувані на АКП ртбр, пов'язані з обробкою вторинної РЛІ про повітряну обстановку, що надходить від АКП підпорядкованих ртб. При цьому більш істотної «ваги» набувають операції третинної обробки: об'єднання й узагальнення РЛІ, групування одиночних цілей за просторовими або тактичним ознаками у групі цілі.

Вирішуються також завдання, пов'язані із супроводом трас повітряних об'єктів, тобто ототожнення даних, що надійшли, зі збереженими параметрами траєкторії, селекція цілей у межах стробів ототожнення, розрахунок та згладжування нових значень оцінок параметрів траєкторій, управління процесом супроводу (контроль і своєчасне скидання траси із супроводу, видача розпоряджень підпорядкованим ртб на уточнення тих чи інших даних, виявлення конфліктних ситуацій у ході супроводу і їх розв'язання).

У процесі обробки РЛІ на АКП ртбр можуть вирішуватися завдання управління завантаженням джерел інформації з видачею їм команд на припинення супроводу тих чи інших повітряних цілей, тріангуляційної обробки інформації про пеленги, підвищення взаємодіючих і підпорядкованих командних пунктів про повітряну обстановку.

Формована в такий спосіб модель повітряної обстановки подається особам бойового розрахунку АКП ртбр, командирів ртбр на великому екрані й на екранах індикаторів автоматизованих робочих місць. Під контролем операторів здійснюється групування цілей з метою виділення зі складу засобів повітряного нападу (ЗПН) противника груп різного тактичного призначення, відбір найнебезпечніших, з погляду ППО, і подання їх для вироблення й прийняття рішення командирів повітряного командування.

При постановці бойового завдання на знищення ЗПН противника бойова обслуга АКП ртбр контролює повноту й якість бойової інформації

про цілі і здійснює управління у групуванням РТВ для досягнення безумовного виконання бойового завдання.

2. Системи спряження та передачі інформації РЛС РТВ

Апаратура передачі даних (АПД) призначена для двостороннього обміну даними між віддаленими командними пунктами.

Обов'язковими елементами комплексу апаратури передачі даних є пристрій спряження з дискретними каналами передачі даних (ПСДК) з функціями розподільної частини АПД і пристрій перетворення сигналів (ППС) з функціями каналної частини АПД. Як ППС використовуються апаратура ІА-010, що виконує функції каналної частини АПД при використанні середньошвидкісних каналів передачі даних. Блоки перетворення телеграфних сигналів (БПС-Тг) являють собою каналну частину АПД при використанні низькошвидкісних каналів передачі даних. До складу АПД автоматизованого командного пункту управління 86Ж6 входять одна шафа ПСДК, одна шафа ІА-010 і два блоки БПС-Тг (рис. 9.3).

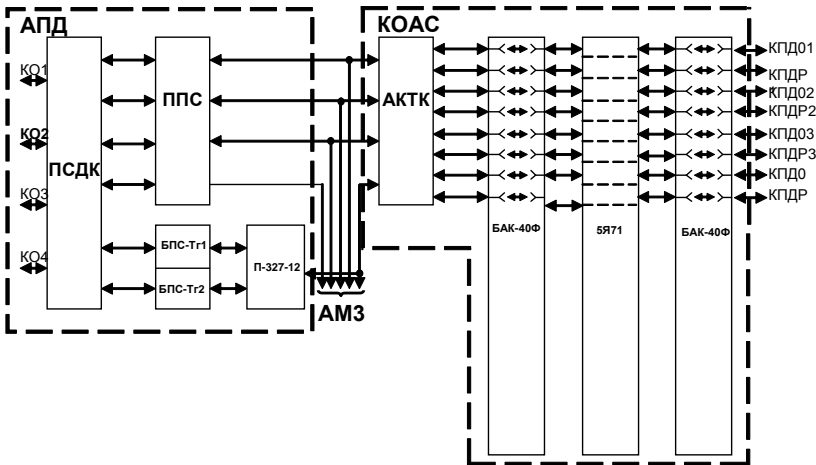


Рис. 9.3. Апаратура передачі даних

Фазування повідомлень проводиться таким чином. По каналу передачі даних завжди надходять або інформаційні, або контрольні повідомлення, якщо відсутня інформація абоненту. Тому необхідно один раз (наприклад, при увімкненні) синхронізувати роботу апаратури передачі даних, а далі достатньо тільки відокремлювати повідомлення одне від одного короткими

синхрогрупами (СГр). При увімкненні апаратури або при розфазуванні прийому з якої-небудь причини на приймальній стороні виявлятимуться помилки. Якщо після декількох перезапитів (відповідно до прийнятої логіки) помилки продовжують виявлятися, то це означає, що відбулося або розфазування прийому, або канал вийшов з ладу. Тому після декількох перезапитів на передавальну сторону подається команда «Перейти в режим фазування». У цьому випадку абонент видаватиме повідомлення фазування, структура яких на приймальній стороні відома.

Після синхронізації приймальна сторона вимагає від абонента видачі інформації. Якщо ж і в режимі фазування сталися збої і фазування не відбулося, то це свідчить про несправність каналу і відбувається або автоматичне перемикавання на резервний канал, або видається сигнал про необхідність такого перемикавання на робоче місце техніки апаратури.

Використання зазначеного способу фазування дозволяє виключити з повідомлень фазуючі кодові комбінації, що не несуть інформації.

У системі передачі даних АСУ «Піраміда» прийнята швидкість обміну інформацією 2400 біт/с з використанням подвійної відносної фазової модуляції (ПВФМ) несучих коливань частотою 1800 Гц. Сутність ПВФМ полягає в тому, що стрибок фази відбувається після кожного двох розрядів повідомлення, яке передається (рис. 9.4). Залежно від поєднання нулів і одиниць цей стрибок може становити 0° , 90° , 180° або 270° . При прийнятих швидкостях передачі інформації, способі модуляції і частоті спектр модульованих коливань не виходить за смугу пропускання стандартного телефонного каналу (300...3400 Гц). Це дозволяє при довжині повідомлення про повітряний об'єкт у 165 розрядів забезпечити видачу інформації про 145 повітряних об'єктів з дискретністю 10 секунд по одному телефонному каналу.

Обмін інформацією з командними пунктами АСУ «Луч-3» усіма командними пунктами АСУ «Піраміда» ведеться в кодограмах АСУ «Луч-3». Крім того, такий же режим обміну встановлений між КЗА 86Ж6 і рештою елементів АСУ «Піраміда». Повідомлення містить шість 20-розрядних інформаційних слів. Одинадцять розрядів першого слова в повідомленні використовуються для фазування і є синхрогрупою. Структура синхрогрупи постійна як при передачі інформації (комбінація режиму роботи), так і за відсутності інформації, тобто при передачі «порожніх повідомлень» (комбінація режиму мовчання). Заводостійке кодування відсутнє.

Швидкість обміну даними становить 1200 біт/с з використанням відносної фазової модуляції (ВФМ) несучих коливань частотою 1800 Гц. Ширина спектра модульованих коливань в цьому випадку також не

перевищує смуги пропускання стандартного телефонного каналу. При обсязі повідомлення в 120 розрядів і прийнятій швидкості передачі по одному телефонному каналу може бути передана інформація про 100 повітряних об'єктів з дискретністю 10 с.

Кодова комбінація	Стрибок фази
00	0°
01	90°
10	270°
11	180°

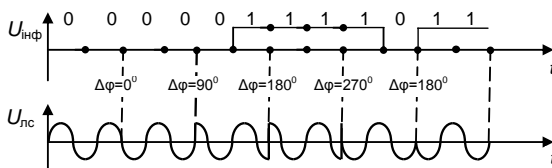


Рис. 9.4. До пояснення принципу подвійної відносної фазової модуляції

Обмін з командними пунктами АСУ «Воздух-1М» здійснюється в кодограмах цієї системи, які прийнято називати циклами. Кожен цикл (кодограма, повідомлення) містить 28 інформаційних розрядів і 4 розряди синхрогрупи. Завадостійке кодування відсутнє. Швидкість передачі інформації – 60 біт/с. Для передачі інформації використовуються телеграфні канали. По одному стандартному телеграфному каналу може бути передана інформація про 18 повітряних об'єктів з дискретністю 10 с. Зазвичай телефонні канали ущільнюються декількома телеграфними каналами.

Характеристика режимів обміну інформацією і відповідних їм структур повідомлень показує, що перший і другий режими за принципом реалізації схожі в роботі. Робота АПД у цих режимах може бути забезпечена однією і тією ж каналною частиною, функції якої виконує шафа ІА-010. Для забезпечення роботи АПД у третьому режимі використовуються блоки перетворення телеграфних сигналів (БПС-Тг), що утворюють каналну частину при використанні низькошвидкісних каналів передачі даних.

Призначення, склад і технічні характеристики пристрою ПСДК

Пристрій спряження сигналів передачі даних (ПСДК) призначений для спряження спецобчислювача з дуплексними каналами передачі через пристрої перетворення сигналів.

Під час передачі інформації від спецобчислювача в канал пристрій ПСДК виконує такі функції:

- розподіляє слова від спецобчислювача по відповідних каналах передачі даних і порозрядно видає їх у пристрій перетворення сигналів. Довжина слова може бути будь-яка, від 1 до 24-х розрядів, і задається

ознаками, що надходять від спецобчислювача у складі інформації, яка визначає алгоритм обміну по кожному каналу;

– здійснює ділення слів, що передаються, на породжувальний поліном і формує (накопичує) остачу від ділення, який потім передається в канал у кінці повідомлення.

Під час прийому інформації з каналу ПСДК виконує такі функції:

– формує (накопичує) слова з розрядів, що надходять від пристрою ППС по кожному каналу. Довжина накопичуваного слова може бути будь-яка від 2 до 24-х розрядів і задається ознаками, які надходять від спецобчислювача у складі інформації, що визначає алгоритм обміну по кожному каналу;

– здійснює послівну видачу інформації в спецобчислювач;

– здійснює ділення слів, що приймаються, на породжувальний поліном, накопичує залишок і порівнює із залишком, який надходить у кінці повідомлення (оцінює наявність спотворень);

– за командою від спецобчислювача здійснює порозрядний пошук будь-якої комбінації фазування, що задається, протяжністю до 16 розрядів.

Таким чином, виконання пристроєм ПСДК завдань безпосереднього обміну з каналами передачі даних звільняє спецобчислювач від виконання операцій, що потребують великих витрат машинного часу.

За принципом побудови ПСДК є цифровим автоматом, що вирішує покладені на нього завдання за жорсткою програмою під дією керуючих сигналів.

Пристрій перетворення сигналів (шафа ІА-010)

Пристрій перетворення сигналів (ППС) призначений для перетворення сигналів до виду, придатного для передачі по стандартних телефонних і телеграфних каналах зв'язку.

До складу ППС входять шафа ІА-010, призначена для підсилення і перетворення сигналів, що передаються по телефонних каналах зв'язку, а також блоки БПС-Тг, призначені для підсилення і перетворення сигналів, що передаються по телеграфних каналах зв'язку. Крім того, за функціональним призначенням до ППС можна віднести також апаратуру П-327-12, що забезпечує ущільнення стандартних телефонних каналів телеграфними.

Принцип дії блока БПС-Тг полягає в перетворенні інформаційних сигналів від ПСДК у телеграфні двополярні (–60 В, +60 В) або однополярні (0, +60 В) послілки, а принцип дії блока П-327-12 полягає в частотному ущільненні телефонного каналу дванадцятьма телеграфними зі швидкістю передачі до 100 біт/с у кожному.

Структура кодограми

Режими обміну інформацією. В АПД передбачено три основні режими обміну:

- обмін у кодограмах (повідомленнях) АСУ «Піраміда» (рис. 9.5, а);
- обмін у кодограмах АСУ «Луч-3(4)» (рис. 9.5, б);
- обмін у кодограмах АСУ «Воздух-1М» (рис. 9.5, в).

Режим обміну встановлюється залежно від типу абонента.

Усі командні пункти АСУ «Піраміда», за винятком КЗА 86Ж6, обмінюються між собою відповідними кодограмами. Повідомлення містить 4-розрядну синхрогрупу (СГр), що відділяє повідомлення одне від одного, шість 24-розрядних інформаційних слів і 17-розрядне контрольне слово, яке передається в кінці повідомлення. Структура повідомлення визначається прийнятими в системі передачі даних АСУ «Піраміда» способами підвищення достовірності передачі інформації і фазування повідомлень.



Рис. 9.5. Структура повідомлень при різноманітних режимах обміну

Для підвищення достовірності передачі інформації система передачі даних АСУ «Піраміда» побудована за принципом систем з розв’язувальним зворотним зв’язком. Це означає, що при виявленні помилок у прийнятому повідомленні приймальна сторона посилає на передавальну сигнал перезапиту і це повідомлення видається повторно. У зв’язку з цим такі системи в літературі іноді називають системами з перезапитом. Перезапитів може бути декілька підряд (залежно від прийнятої логіки), доки не буде прийняте остаточне рішення або про правильність прийнятої інформації, або про несправність каналу. Перевагою таких систем є їх адаптація до стану каналу.

Для виявлення помилок використовується циклічне кодування. Як породжувальний поліном використовується поліном шістнадцятого степеня $x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$.

Суть циклічного кодування полягає в тому, що слово, яке передається (у цьому випадку 24-розрядне двійкове число), ділиться на контрольне 17-розрядне число 10001000000100001, відповідне прийнятому утворюваному поліному. Остача від ділення також буде 17-розрядною і передається в кінці слова. На приймальній стороні проводиться аналогічна операція над прийнятим словом і остачі порівнюються. При такому кодуванні гарантоване виявлення всіх групових помилок протяжністю 17 розрядів і менше. Помилки більшої протяжності виявляються частково. Проте, якщо передавати остачу від ділення після кожного слова, то це приведе до високої надмірності повідомлень, що передаються. Тому остача від ділення кожного слова накопичується (підсумовується за модулем 2) і передається в кінці повідомлення. Таким чином досягається висока достовірність виявлення групових помилок при прийнятій надмірності переданих повідомлень.

Питання для самоконтролю

1. Охарактеризуйте етап первинної обробки інформації.
2. Охарактеризуйте етап вторинної обробки інформації.
3. Поясніть сутність третинної обробки інформації.
4. Поясніть принцип зав'язки траси цілі в РЛС.
5. За структурною схемою поясніть взаємодію елементів системи АСУ РТВ.
6. Визначте основні складові системи передачі даних в АСУ РТВ.
7. Поясніть принцип подвійної відносної фазової модуляції сигналу при передачі інформації в системах передачі даних.
8. Дайте характеристику пристрою спряження сигналів системи передачі даних.
9. Поясніть принцип дії пристрою перетворення сигналів системи передачі даних.
10. Наведіть приклади структур кодोगрам у різних системах АСУ РТВ.

ЛЕКЦІЯ 10. КЛАСИФІКАЦІЯ ПАСИВНИХ ЗАВАД

1. Класифікація пасивних завад

Пасивними завадами у радіолокації називають електромагнітні коливання, які виникають за рахунок відбиття зондувального сигналу від відбивачів, що заважають.

Класифікація пасивних завад (ПЗ) наведена на рис. 10.1. Як випливає з цієї таблиці, всі завади можна поділити на дві основні групи: навмисні та ненавмисні.

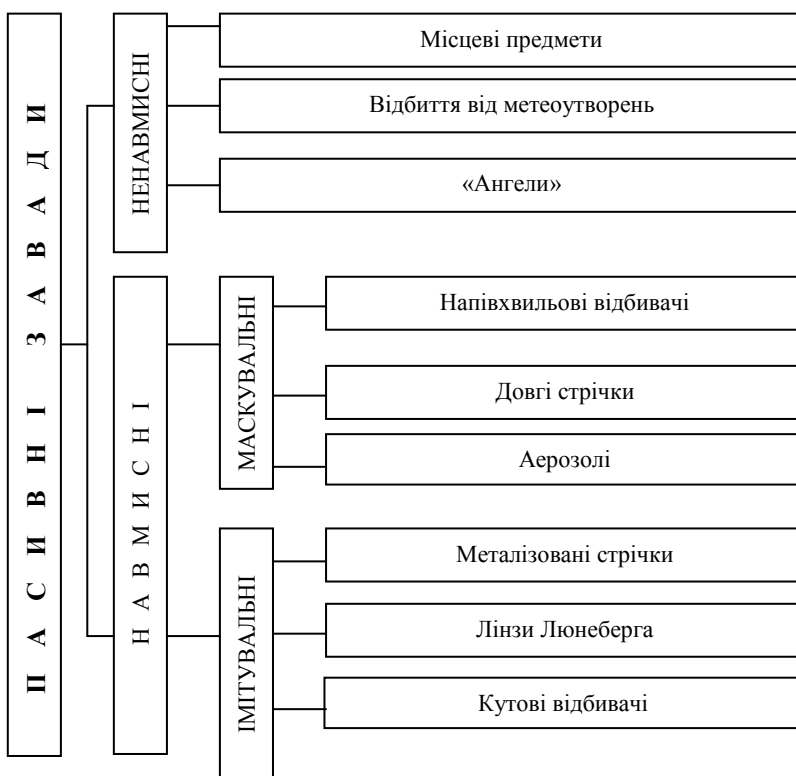


Рис. 10.1. Класифікація пасивних завад

За характером впливу на РЛС розрізняють імітувальні та маскувальні пасивні завади (рис. 10.1). Маскувальні (розподілені) ПЗ створюють фон,

що ускладнює виявлення корисних сигналів. Імітувальні (зосереджені) ПЗ створюють на екрані кругового огляду відмітки, подібні до відміток корисних сигналів. Розподілені завади у свою чергу поділяються на поверхнево-розподілені й об'ємно-розподілені.

За походженням ПЗ поділяють на природні і штучні (організовані). Джерелами природних маскувальних пасивних завад (рис. 10.2) є земля або водна поверхні, метеоутворення (дощ, сніг, град, туман, північне сяйво і т. д.). Джерелами маскувальних штучних організованих ПЗ є резонансні

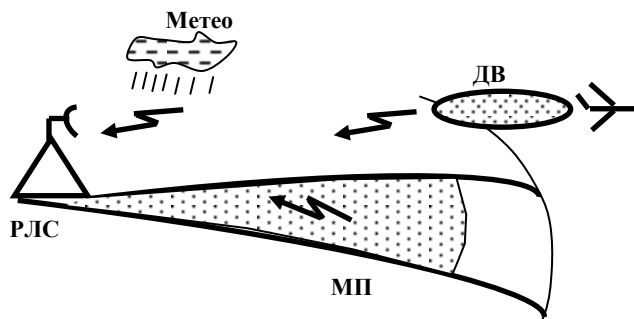


Рис. 10.2. Джерела пасивних завад відносно РЛС

напівхвильові диполі з капронового або скляного металізованого волокна (для РЛС сантиметрового та дециметрового діапазону радіохвиль) і відбивачі з фольги або металізованої паперової стрічки (для РЛС метрового діапазону радіохвиль). Постановка організованих ПЗ здійснюється з літака автоматами-розкидачами (диспенсерами), ракетами або піропатронами. Вид відбивачів і вибір розмірів диполів визначається за результатами розвідки довжини хвилі випромінювання РЛС, яка придушується. Природні ПЗ, що створюють імітувальний ефект, обумовлені відбиттям зондувальних сигналів РЛС від зграй птахів, скупчень комах, тропосферних локальних неоднорідностей, турбулентних утворень і від об'єктів, що оптично не спостерігаються («ангелів»).

Штучні імітувальні ПЗ можуть створюватися окремими пачками диполів, а також кутиковими відбивачами і лінзами Люнеберга, що встановлюються на ракетах-пастках.

2. Теоретичні моделі земної поверхні та їх обмеження

При конструюванні більшості теоретичних моделей, які описують радіолокаційні відбиття від земної поверхні, передбачається, що є нерівна гранична поверхня між повітрям і нескінченним однорідним півпростором.

Була зроблена невелика кількість спроб створення моделей, що враховують вертикальні або горизонтальні неоднорідності властивостей земної поверхні.

Опис поверхні, який би був придатним для використання в математичних моделях, необхідно дуже сильно ідеалізувати. Лише деякі види природних поверхонь можна в дійсності вважати однорідними за своїм складом у межах великих ділянок. Детальні описи їхньої форми мають бути спрощені при проведенні аналітичних розрахунків, хоча застосування електронних обчислювальних машин дозволяє використати також математичні описи, що відповідають дійсній формі поверхні. Але не у всіх випадках відбиття від поверхонь були обміряні з точністю, яка відповідає можливостям радіолокаційних станцій сантиметрового діапазону. Однак і для цих випадків немає впевненості в тому, що не відбувалося розсіювання радіохвиль неоднорідностями, які перебували під поверхнею в межах поверхневого шару. Поверхні, покриті деревами, а також скелясті ділянки взагалі майже ніколи не піддаються математичному опису.

У більшості моделей розсіювання земної поверхні використовуються статистичні методи їхнього опису, оскільки теорії мають бути представницькими для деякого класу поверхонь, а не для конкретної поверхні, а також і тому, що дуже складно дати точний математичний опис поверхні. Однак самі по собі статистичні описи повинні бути достатньо спрощеними. Тому в більшості теоретичних моделей передбачається ізотропність статистичних характеристик, що, природно, не може бути використано для опису поораних полів або міст із прямокутною сіткою вулиць. У більшості моделей передбачається, що модель характеризується тільки двома або трьома параметрами (стандартним відхиленням висоти, середнім нахилом, інтервалом кореляції й т. д.), хоча природні (або штучні) поверхні лише в окремих випадках описуються настільки просто.

Спрощені моделі. У найбільш ранніх теоріях радіолокаційних відбиттів від земної поверхні передбачалося, як і в оптиці, що інтенсивність сигналу, сформованого безліччю цілей, описується законом Ламберта. Це означає, що диференціальний коефіцієнт розсіювання γ змінюється пропорційно $(\cos \theta)^2$, де θ – кут падіння хвилі на відбиваючу поверхню. Таке припущення про «ідеально шорсткувату» поверхню незабаром було визнане недостатнім, хоча воно є цілком прийнятним наближенням для оцінки відбиттів від багатьох видів поверхонь при середніх кутах падіння радіохвиль.

Існують три моделі, що являють собою сукупності сфер, розташованих на різних відстанях одна від одної, за наявності або відсутності відбиваючих площин.

Ці моделі показали, що кутова залежність σ_0 – диференційної ефективною площини розсіювання, може змінюватися в широких межах від постійних значень σ_0 , при будь-яких кутах падіння, до значень, пропорційних $\cos \theta$ і $(\cos \theta)^2$. Оскільки сферичні моделі вкрай штучні, є сенс розглядати тільки результуючі закономірності розсіювання. Більшість реальних цілей формує відбиті сигнали, які мають більш виражену залежність від кута падіння в деякому інтервалі кутів, ніж сферичні моделі, хоча лісисті поверхні та інші настільки ж нерівні цілі певної глибини іноді характеризуються настільки ж повільними кутовими змінами інтенсивності відбитих сигналів.

Оскільки ці моделі «нерівної поверхні» не пояснюють зростання відбитих сигналів при кутах падіння, близьких до вертикального, то була запропонована інша спрощена модель, що поєднує закон Ламберта з законом дзеркального відбиття при вертикальному падінні радіохвиль і передбачає проведення гладкої кривої між величиною дзеркально відбитого сигналу й величинами, які відповідають закону Ламберта при інших кутах падіння.

Дзеркальне відбиття визначається як відбиття від гладкої площини, що підкоряється законам відбиття Френеля. При нормальному падінні променя коефіцієнт дзеркального відбиття визначається формулою

$$\Gamma_R = (\eta_g - \eta_0) / (\eta_g + \eta_0),$$

де η_g й η_0 – власні хвильові опори землі й повітря відповідно. Частка повної падаючої потужності, що дзеркально відбивається від нерівної поверхні, дорівнює $\exp\left[-2(2\pi\sigma_h/\lambda)^2\right]$, де σ_h – стандартне відхилення зміни висоти відбиваючої поверхні; λ – довжина хвилі. У зв'язку з тим, що ця величина становить усього 13,5 % при $\sigma_h = \lambda/2\pi$ й спадає до 1,8 % при $\sigma_h = \lambda/(2\pi\sqrt{2})$, дзеркальні відбиття великої інтенсивності рідко спостерігаються на сантиметрових хвилях, які використовуються у радіолокаційній апаратурі.

Для врахування розбіжностей кутових залежностей розсіювання на хвилях різної довжини використана комбінація сферичної моделі нерівної поверхні й моделі дзеркально відбиваючих елементів. Було зроблене припущення, що підстилаюча поверхня утворена сукупністю майже ізотропних розсіювальних елементів, між якими знаходиться безліч невеликих плоских площадок, орієнтованих під різними кутами. При цьому вважається, що площадки формують відбитий сигнал тільки в тому

випадку, коли вони орієнтовані перпендикулярно напрямку падіння хвилі. Якщо частота падаючого випромінювання зменшується настільки, що ділянка поверхні розміром у довжину хвилі охоплює дві такі площадки, які являють собою ніби «дзеркальні точки», то ці площадки зливаються в один «ізотропний» елемент розсіювання. Цей процес призводить до зменшення загальної кількості «ізотропних» елементів розсіювання. Частотна залежність, що впливає при розгляді цієї моделі відбитого сигналу, добре узгоджується з деякими наявними даними, але суперечить результатам інших експериментів.

Фацетні моделі. Спостереження відбитого сонячного світла від водної поверхні, покритої брижами, від доріг та інших рівних поверхонь привели до формулювання фацетної теорії відбиття. При опроміненні рівних поверхонь, подібних до води, спостерігач бачить сонячне світло, відбите тільки фацетами (малими площадками), для яких кут падіння променя дорівнює куту відбиття. Таким чином, закономірності формування спостережуваного відбитого світлового сигналу можуть бути описані методами геометричної оптики.

У тих випадках, коли для опису радіолокаційного розсіювання використовуються методи геометричної оптики, відбиваюча поверхня подається у вигляді сукупності плоских пластинок невеликих розмірів. Передбачається, що радіолокаційне відбиття формується тільки фацетами, орієнтованими перпендикулярно до напрямку опромінення (така орієнтація необхідна для того, щоб відбиті сигнали перевипромінювалися в напрямку, зворотному опроміненню). Таким чином, якщо відомо розподіл нахилів фацетів, то можна встановити частку фацетів, орієнтованих перпендикулярно до даного променя, і визначити інтенсивність відбитого сигналу. Методи геометричної оптики впливають із припущення, що довжина хвилі нескінченно мала (дорівнює нулю), і тому результати, отримані при їхньому застосуванні, не дають залежності від довжини хвилі, що, істотно, не узгоджується з даними спостережень.

Фацетна модель радіолокаційних відбиттів надзвичайно корисна при якісному аналізі явищ, і тому була запропонована певна модифікація цієї моделі, яка краще відповідає результатам спостережень. Можуть бути використані, окремо або разом, два напрямки модифікації фацетної моделі, засновані відповідно на дійсній діаграмі перевипромінювання радіохвиль кінцевої довжини фацетами кінцевих розмірів і на врахуванні впливу довжини хвилі на ефективну кількість фацетів, що формують відбитий сигнал. Таким чином, фацет може розсіювати радіохвилі в напрямках, що не відповідають вимогам рівності кутів падіння й відбиття. Діаграми розсіювання, наведені на рис. 10.3, ілюструють це явище.

При розсіюванні радіохвиль фацетами більших розмірів (у порівнянні з довжиною хвилі) більша частина енергії відбитого сигналу спрямована перпендикулярно площини фацета; фацети малих розмірів розсіюють падаючу енергію в досить широкому секторі кутів щодо нормалі без значного зменшення інтенсивності розсіяного сигналу. Зі збільшенням довжини хвилі фацети таких розмірів переходять із категорії «великих» у категорію «малих»; зрештою розміри фацетів стають менше довжини хвилі, і тоді діаграма їхнього вторинного випромінювання стає майже ізотропною й не зазнає подальших змін.



Рис. 10.3. Діаграми вторинного випромінювання фацетів різних розмірів при нормальному падінні опромінюючої хвилі

На рис. 10.4 наведене схематичне зображення нерівної земної поверхні у вигляді сукупності великої кількості фацетів різних розмірів, що формують відбитий радіолокаційний сигнал. Багато фацетів, які на хвилі, наприклад, 1 см, варто розглядати як окремі джерела відбитого сигналу, на хвилі 1 м зливаються один з одним. У результаті зі збільшенням довжини хвилі спостерігається ніби перехід від нерівної до гладкої земної поверхні.

Моделі Кірхгофа – Гюйгенса. Теорії розсіювання нерівною поверхнею, засновані на використанні принципу Кірхгофа – Гюйгенса, розроблені до теперішнього часу найбільш детально. Сутність наближення Кірхгофа полягає в тому, що струм, який тече у кожній точці реально скривленої (нерівної) поверхні, буде таким же, як і струм, що протікав би по тій же поверхні, якби вона була плоскою й дотичною до реальної. Це наближення дозволяє розглядати поле, розсіяне нерівною поверхнею, виходячи із припущення, що струм, який тече по різних ділянках нерівної (східчастій) плоскій поверхні, має таку ж величину, як і при гладкій поверхні, але має різні фази, що визначаються розбіжністю відстаней окремих точок поверхні від її середнього рівня. Зазвичай при зазначеному наближенні поле, розсіяне нерівною поверхнею, подають інтегралом

$$\frac{1}{\cos^3 \theta} \int e^{-(2k\sigma_n \cos \theta^2)} [1 - \rho(\xi)] J_0(2k\xi \cos \theta) \xi d\xi,$$

де $\rho(\xi)$ – просторова функція автокореляції висоти поверхні;
 θ – кут щодо вертикалі;
 σ_h – стандартне відхилення висот поверхні;
 $k = 2\pi / \lambda$;
 J_0 – функція Бесселя першого роду нульового порядку.

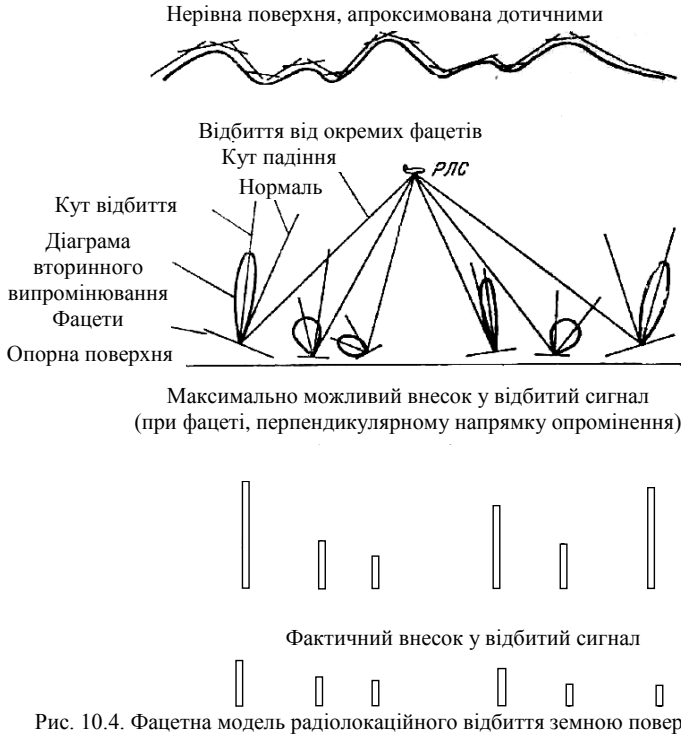


Рис. 10.4. Фасетна модель радіолокаційного відбиття землею поверхнею

Залежність функції автокореляції висоти поверхні від відстані для земної поверхні буває відома лише в окремих випадках. Слід зазначити, що функцію автокореляції у великому масштабі можна визначити з аналізу топографічних карт; для деяких районів значення цієї функції знайдено шляхом ретельного креслення горизонталей через невеликі інтервали висот і подальшого їхнього аналізу.

Значно легше визначити функцію автокореляції висоти поверхні для моря, ніж для лісу. Однак і для морської поверхні вигляд функції автокореляції висоти недостатньо відомий і для дуже коротких, і для дуже

довгих хвиль. Оскільки дійсні функції автокореляції для різних поверхонь невідомі, у більшості теоретичних підходів використовуються штучно сконструйовані функції автокореляції, вибір яких визначається не стільки відповідністю природним особливостям поверхні, скільки їх «інтегрованістю». Вигляд конкретної функції автокореляції вибирається так, щоб досягти найкращого збігу теоретичних та експериментально отриманих кривих розсіювання.

Першою була використана функція автокореляції у вигляді кривої Гаусса:

$$p(\xi) = \exp(-\xi^2 / L^2),$$

де L – так званий інтервал кореляції.

Ця функція не тільки дозволяє подати інтеграл в аналітичній формі, але й приводить до точно таких же результатів, як і методи геометричної оптики. Оскільки при цій функції автокореляції, як і при використанні методів геометричної оптики, не вдається пояснити спостережувані залежності від частоти, то така функція не може відповідати дійсній функції автокореляції, хоча отримані криві розсіювання добре узгоджуються з деякими експериментальними даними в області кутів, близьких до вертикального.

Наступною найчастіше зустрічається експоненціальна автокореляційна функція

$$p(\xi) = \exp(-|\xi| / L).$$

Деякі підстави для вибору функції автокореляції такого виду дають результати аналізу горизонталей на топографічних картах. Отримані дані добре узгоджуються з результатами вимірювань радіолокаційних відбиттів як від земної поверхні, так і від поверхні Місяця в більш широкому інтервалі кутів, ніж при використанні гауссової функції автокореляції, хоча в деяких випадках ця відповідність в області кутів, близьких до вертикального, виявляється гіршою. Більше того, при експонентній функції автокореляції проявляється й частотна залежність розсіювання. Заперечення проти використання експонентної функції автокореляції є необґрунтованими за умови введення «регуляризуючої» функції при нульовій різниці висот.

У зв'язку з тим, що природні (або штучні) поверхні дуже рідко піддаються настільки простому опису, були запропоновані інші види

функцій автокореляції для того, щоб урахувати (хоча б емпірично) різні аспекти явищ, які можуть впливати на розсіювання поверхнею.

Формули для розрахунку коефіцієнта розсіювання при різних функціях автокореляції наведені в табл. 10.1.

Таблиця 10.1

Розрахунок коефіцієнта розсіювання

Функції автокореляції висоти	Коефіцієнт розсіювання поверхні
$e^{-\xi^2/L^2}$	$\frac{K}{\sin \theta} e^{-\left(\frac{L^2}{2\sigma^2 h}\right) \tan^2 \theta}$
$e^{- \xi /L}$	$\frac{K\theta}{\cos^2 \theta \sin \theta} \left(1 + A \frac{\sin^2 \theta}{\cos^4 \theta}\right)^{\frac{3}{4}}$
$1 + \frac{1}{k} \ln \left\{ \sum_i^N \frac{c_i}{a} \exp \left[-k \left(1 - e^{- \xi /l_i} \right) \right] \right\};$ $k = \frac{4\pi\sigma_h^2}{\lambda^2}$	$\frac{K\theta}{a \cos^2 \theta \sin \theta} \times \left[\sum_i^N \frac{c_i A_i}{\left(1 + A_i \frac{\sin^2 \theta}{\cos^4 \theta}\right)^{3/2}} \right];$ $A_i = \left(\frac{l_i \lambda}{4\pi\sigma_h^2} \right)$

3. Відбиття радіохвиль від земної та морської поверхні

Поверхню землі можна умовно поділити на чотири типи:

- гладка (піщана поверхня, озера, поверхні вкриті асфальтом);
- змішана (горбиста місцевість з окремими ділянками лісу, з невеликою кількістю споруд);
- нерегулярна (гориста та лісиста місцевість);
- міська місцевість.

Об'ємно-розподілені завади бувають двох видів:

Завади від метеоутворень

Ослаблення радіолокаційних сигналів при проходженні через дощ, хмари, сніг, град, туман стають суттєвими, коли несуча частота перевищує 1,3 ГГц. Крім того, внаслідок відбиття від метеоутворень виникають завадові сигнали з широким доплерівським спектром, що погіршує виявлення сигналів корисних цілей на фоні цих заважаючих відбиттів.

Завади від диполів

Серед штучних маскуючих ПЗ найбільше поширення отримали завади, які створюються дипольними протирадіолокаційними відбивачами. Як правило, вони являють собою напівхвильові вібратори з металізованих паперових стрічок, фольги, скляного та синтетичного (капронового чи нейлонового) волокна. Основними характеристиками є: ЕПР, діапазонність, характер і час розгортання хмари диполів, спектри сигналів, відбитих від цих хмар, та ширина смуги, яка маскує ціль.

Таким чином, джерела ПЗ та характер їх дії на РЛС досить різноманітні. Найбільш небезпечними для РЛС є навмисні завади маскуючого та імітуючого типу.

Заважаючими є всі відбивачі – неоднорідності середовища розповсюдження радіохвиль, які не являються радіолокаційними цілями.

Ехосигнали точкових, ізотропних відбивачів створюють імітуючі ПЗ, які переважтажують систему обробки РЛІ. Розподілені сукупності відбивачів утворюють пасивні маскуючі завади.

Джерелами завад являються об'єкти, які опромінюють РЛС:

- ділянки земної поверхні;
- хмари гідрометеорів;
- хмари штучних цільових відбивачів диполів, стрічок або спеціальних аерозолів;
- пилові хмари, великі скупчення птахів, комах, турбулентності атмосфери;
- штучно іонізовані хмари.

Маскуючий ефект завад визначається співвідношенням ЕПР цілі та середньою ЕПР розподіленого відбивача – сукупністю відбивачів в елементі розділення РЛС.

Штучні завади створюють, скидаючи пачки дипольних відбивачів (ДВ) з висот 5 – 10 км та темпом 0,5 – 2 пачки на 100 м шляху. Літаки тактичної авіації (ТА) можуть нести до декількох сотень пачок ДВ, літаки спеціальної авіації та радіоелектронної боротьби (РЕБ) – до декількох тисяч пачок. Сучасні автомати викиду ДВ забезпечують нарізання відбивачів по довжині в польоті та у відповідності з конкретною радіоелектронною обстановкою. При комплектуванні пачок приймаються заходи для розсіювання ДВ по висоті з метою розширення спектра флуктуацій завад, що створюються ними. Час розгортання хмари ДВ становить одиниці – десятки хвилин, час існування – від тридцяти хвилин до декількох годин. Розгортання пачок ДВ (розліт ДВ) після викиду займає 10 – 30 секунд, тому літак-постановник завад спостерігається попереду хмари, що створюється ним.

Інтенсивності маскуючих завад – відбиттів від гідрометеорів зазвичай невеликі, але вони мають широкий спектр флуктуацій у зв'язку з пересуванням відбивачів у турбулентній атмосфері. Доплерівська селекція на фоні таких завад неефективна, але можна використовувати нерегулярність поляризації відбиттів від майже сферичних крапель дощу, туману.

Найбільш розповсюджені та інтенсивні пасивні маскуючі завади – відбиття від Землі. Повітряний противник намагається максимально використовувати їх, застосовуючи польоти на малих висотах. Значення ЕПР можуть досягати й більших величин для суші; значно слабше зворотне відбиття від льоду та моря. Найсильніші заважаючі відбиття спостерігаються у горах, від багатоповерхових будівель міста та торосистих льодів. Але утворюючи їх відбивачі нерухомі, тому спектр флуктуацій вузький. Відбиття від поверхні землі, як і від дипольних хмар, деполаризовані внаслідок хаотичності орієнтації відбивачів. Питома вага зворотного відбиття, як правило, зростає при скороченні довжини хвилі.

Довгі хмари (поверхні) з великою кількістю рівномірно розподілених відбивачів дають реалізації маскуючих завад з розподіленою ймовірністю рівнів, близьких до експоненційного, що відповідає релеєвському розподілу амплітуд завад, подібному тепловому шуму. Потужні заважаючі відбиття від гір, як правило, локалізовані територіально та займають відносно невелику частину загальної кількості елементів розділення РЛС, яке відповідає розподілу та зазвичай має довгі «хвости». У ближній зоні наземних РЛС на рівнинній місцевості разом з областями суцільних завад спостерігаються зони багатьох цілеподібних та «точкових» відбивачів від одиночних місцевих предметів, кількість яких досягає сотень. Така «розірвана» дискретна завада має маскуючий вплив, переважуючи пристрої з'йому та обробки РЛІ.

4. Вплив метеорологічних умов на роботу РЛС

Ослаблення радіохвиль при поширенні в атмосфері

Поглинання радіохвиль у газах, розсіювання й ослаблення хмарами й опадами впливають на вимоги, що висуваються до потужності РЛС, і тому зазначені явища необхідно розглянути. Вони мають важливе прикладне значення для метеорологічних досліджень, особливо в області фізики хмар й опадів, хоча інші застосування (такі, як вивчення турбулентності «чистого неба») також важливі.

Ослаблення радіолокаційного сигналу в атмосфері обумовлене двома явищами: поглинанням і розсіюванням. На хвилях довжиною вище

декількох сантиметрів поглинання атмосферними газами є малим та ним можна знехтувати, за винятком випадків поширення радіохвиль на дуже великі відстані. Однак ослаблення в хмарах й у дощу необхідно враховувати у всьому діапазоні хвиль коротше 10 см. Особливо сильно це явище позначається на хвилях довжиною 1 й 3 см, а також на ще коротших хвилях.

Поглинання атмосферними газами

Основними атмосферними газами, які поглинають радіохвилі в діапазоні частот від 100 до 50 000 МГц, є водяна пара й кисень. У цьому діапазоні поглинання радіохвиль водяною парою найбільше на хвилі 1,35 см (22 235 МГц), а киснем – на хвилі довжиною близько 0,5 см (середня частота 60 000 ГГц). Залежності величин цього поглинання від тиску, частоти, температури й вологості отримані Ван-Вабленом у розробленій ним теорії поглинання радіохвиль [12].

Поглинання водяною парою в інтервалі частот від 13 000 до 32 000 МГц перевищує поглинання атмосферним киснем. Це означає, що в цьому інтервалі повне поглинання сильно залежить від зміни вмісту водяної пари в атмосфері; поза цим інтервалом повне поглинання більш чутливе до зміни густини кисню. Тільки біля резонансної частоти поглинання водяною парою (1,35 см) перевищує поглинання киснем.

Про межі можливих змін поглинання радіохвиль газами атмосфери можна судити за даними, зображеними на рис. 10.5. Зображені на рис. 10.6 графіки дозволяють виявити цікаві особливості річних змін поглинання залежно від частоти. Для перших 1,5 км над землею поверхнею в діапазоні частот від 10 до 32,5 ГГц поглинання радіохвиль у літні місяці більше, ніж у зимові через підвищену вологість у літні місяці. Однак поза цим діапазоном частот поглинання радіохвиль узимку виявляється інтенсивнішим, ніж улітку через підвищений парціальний тиск кисню.

Загальне поглинання радіохвиль в атмосфері

Загальне поглинання радіохвиль на трасі поширення визначається шляхом розрахунку окремих складових поглинання (у функції висоти) вздовж траєкторії променя й подальшого чисельного інтегрування отриманих значень по всьому шляху поширення із застосуванням звичайних методів розрахунку траєкторій. На рис. 10.5 наведені результати таких розрахунків поширення радіохвиль на шляху довжиною 480 км. Різниця в даних, отриманих для двох кліматичних районів, має істотне значення на високих частотах; причому поглинання на цих частотах у районі Вашингтона помітно перевищує поглинання в районі Бісмарка. Ця закономірність обумовлена, очевидно, поєднанням високої вологості й більш сильно виражених рефракційних властивостей атмосфери. Обидва ці фактори взаємозалежні. Підвищена

вологість атмосфери у Вашингтоні приводить до збільшення поглинання водяною парою й збільшення рефракції, що, у свою чергу, «притискає» промінь до земної поверхні; при цьому промінь проходить у нижчих шарах атмосфери, що відповідно збільшує загальне поглинання.

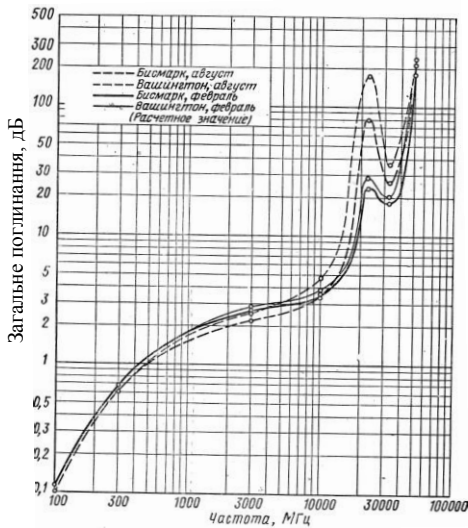


Рис. 10.5. Залежність поглинання радіохвиль від частоти

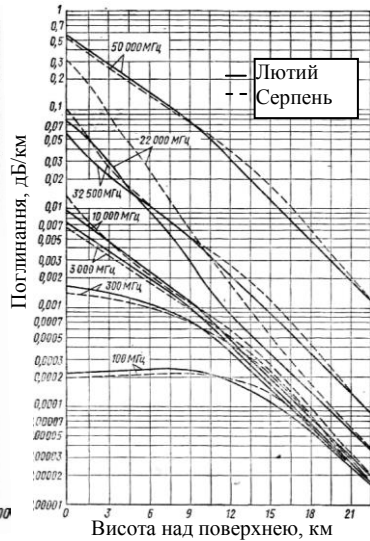


Рис. 10.6. Залежність поглинання радіохвиль від висоти

Ослаблення й розсіювання радіохвиль окремими сферичними частками

Розглядаючи це питання, можна знехтувати впливом часток пилу, снігу й диму, тому що їхня діелектрична проникність порівняно з діелектричною проникністю крапель води така мала, що вони мало впливають на поширення радіолокаційних сигналів. Якщо електромагнітне випромінювання падає на окрему зважену частку, то деяка частка q_s падаючої енергії E_i розсіюється у всіх напрямках; позначимо величину розсіяної енергії через E_{0s} . Ще деяка частина q_a падаючої енергії E_i поглинається часткою; позначимо величину q_a енергії, яка була поглинена, через E_{0a} . Отже, $E_{0s}/E_i = q_s$ й $E_{0a}/E_i = q_a$.

Таким чином, повна енергія, що послаблює випромінений радіолокаційний сигнал при поширенні до цілі, являє собою суму розсіяної

й поглиненої енергії. Отже, загальна частка падаючої енергії, що втрачається при поширенні радіолокаційного сигналу,

$$q = (E_{0s} + E_{0a})/E_i = q_s + q_a.$$

Величини q , q_s й q_a відповідно називаються повною ефективною площею ослаблення, ефективною площею розсіювання й ефективною площею поглинання частки.

Для крапель води, форму яких можна вважати сферичною, повний поперечний переріз q визначається виразом

$$q_n = (\lambda^2/2\pi)A(r, \lambda, n),$$

де r – радіус сферичної краплі;

λ – довжина хвилі падаючої електромагнітної енергії;

n – комплексний коефіцієнт заломлення води.

Функція A має дуже складний вигляд. У діапазоні сантиметрових і міліметрових хвиль, що становлять інтерес для радіолокації, можна використати так зване релєєвське наближення, відповідно до якого

$$q_s = \frac{2\lambda^2}{3\pi} \beta^6 \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2,$$

де $\beta = 2\pi r / \lambda$. Можна показати, що в області значень $\beta \ll 1$, коли розміри крапель набагато менші за довжину хвилі, –

$$q_a = \frac{\lambda^2}{\pi} \beta^3 \operatorname{Im} \left(-\frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right),$$

де $\operatorname{Im}(x)$ – уявна частина (x). Відношення в дужках часто позначається через K .

Якщо розсіювання часткою є ізотропним, то співвідношення для q_s характеризує ЕПР краплі в будь-якому напрямку. Однак фактична діаграма випромінювання окремою часткою невідома, і ймовірно другим спрощеним припущенням (крім ізотропності розсіювання) можна вважати, що крапля, розміри якої багато менші за довжину хвилі ($\beta \ll 1$), поводить як диполь, на який падає плоска хвиля. У цьому випадку ЕПР краплі σ визначається співвідношенням

$$\sigma = (\lambda^2 / 4\pi) \beta^6 |K|^2.$$

Об'ємне розсіювання

У рівнянні дальності радіолокації інтерес викликає сумарна ЕПР одиничного об'єму простору, заповненого частками, що розсіюють, –

$$\eta = \sum_{i=1}^N \sigma_i,$$

де N – кількість часток, що розсіюють, в одиниці об'єму. Величина η називається радіолокаційною відбивною здатністю; її розмірність – (довжина)². Використовуючи співвідношення для ЕПР, одержимо

$$\eta = (\pi^5 / \lambda^4) |K|^2 Z,$$

де

$$Z = \sum_{i=1}^N d_i^2;$$

d_i – діаметр часток, що розсіюють.

Ослаблення, створюване хмарами

Надалі під краплями, що утворюють хмари, розуміють водяні або крижані частки радіусом менше 100 мкм, тобто менше 0,01 см. При таких розмірах часток ослаблення для падаючого випромінювання з довжиною хвилі, що перевищує 0,5 см, стає незалежним від характеру розподілу часток та їхніх розмірів. У зазвичай використовуваних формулах для розрахунку ослаблення радіохвиль, внесеного хмарами, вологість вважається множником, що характеризує вміст води в рідкій фазі (u г/м³). Спостереження показують, що концентрація рідкої води в хмарах зазвичай змінюється від 1 до 2,5 г/м³, хоча в окремі моменти часу вміст рідкої води в купчастих перенасичених хмарах може мати 4 г/м³. У хмарах, утворених кристаликами льоду, вміст води (u перерахуванні на рідку фазу) рідко перевищує 0,5 г/м³, а найчастіше становить менше 0,1 г/м³. Ослаблення, внесене хмарами, зменшується зі збільшенням довжини хвилі; при зміні довжини хвилі від 1 до 3 см ослаблення, внесене водяними хмарами, зменшується приблизно на порядок. Крім того, ослаблення, внесене водяними хмарами, зростає при зниженні температури. Що стосується крижаних хмар, то ослаблення, викликане ними, майже на два порядки менше, ніж ослаблення водяними хмарами з таким же вмістом рідкої води. Тому ослабленням, внесеним хмарами, утвореними кристаликами льоду, можна у всіх практичних випадках знехтувати для всього сантиметрового діапазону хвиль.

Ослаблення, створюване дощем

Поглинання й розсіювання радіохвиль краплями тим більші, чим вища частота, тобто чим ближчий діаметр краплі до довжини хвилі. У діапазоні 10 см і на коротших хвилях ці ефекти мають істотне значення, а на хвилях, що перевищують 10 см, вплив дощу різко зменшується. Відомо також, що питоме (на одиницю довжини) поглинання зваженими в повітрі краплями води й дощу перевищує сумарне питоме поглинання киснем і водяною парою атмосфери.

Ослаблення радіохвиль дощем у практичних розрахунках виражають як функцію інтенсивності опадів R , що залежить як від вмісту в одиниці об'єму води в рідкій фазі, так і від швидкості падіння краплі, що залежить, у свою чергу, від розміру крапель.

Лоу й Парсонс [12] експериментально визначали розподіл у горизонтальній площині розміру водяних крапель у дощах різної інтенсивності. Виявилось, що чим вища інтенсивність дощу, тим більший середній розмір крапель й межі розкиду їхнього діаметра. Однак для того щоб визначити дійсний розподіл водяних крапель за розмірами при падінні в повітрі, необхідно для кожної інтенсивності дощу встановити співвідношення між швидкістю падіння краплі і їхнім діаметром.

Ослаблення (у дБ/км) можна приблизно обчислити за формулою

$$K_R = K \int_0^r R(r) dr, \quad (10.1)$$

де K_R – загальне ослаблення, дБ;

K – деяка функція частоти;

$R(r)$ – розподіл інтенсивності дощу вздовж шляху поширення r ;

r – довжина траси в зоні дощу.

Найбільшу невизначеність при розрахунках ослаблення радіохвиль дощем, виконаних за теоретично отриманими формулами, вносить крайня обмеженість наявних даних про розподіл розміру водяних крапель у дощах різної інтенсивності, при різній погоді й у різних кліматичних районах. Зовсім не очевидно, що в дощах однакової інтенсивності має бути й однаковий розподіл водяних крапель за їхнім розміром. Однак вивчення цього питання показує, що кожній інтенсивності дощу відповідає певний найбільш імовірний розподіл водяних крапель за їх розміром. Результати цього вивчення наведені в табл. 10.2. У ній для різних інтенсивностей дощу надано процентний розподіл крапель за їхнім діаметром у повному обсязі простору, займаного опадами. На основі цих даних розраховані поперечні перерізи поглинання

радіохвиль водяними краплями різного розміру; отримані значення використані для розрахунку ослаблення, внесеного дощем.

Таблиця 10.2

Розподіл розмірів водяних крапель у дощах різної інтенсивності

Діаметр краплі d , см	Інтенсивність дощу ρ , мм/г							
	0,12	1,25	2,5	12,5	25	50	100	150
Процент об'єму зони опадів, яка має краплі діаметром d								
0,05	28,0	10,9	7,3	2,6	1,7	1,2	1,0	1,0
0,10	50,1	37,1	27,8	11,5	7,6	5,4	4,6	4,1
0,15	18,2	31,3	32,8	24,5	18,4	12,5	8,8	7,6
0,20	3,0	13,5	19,0	25,4	23,9	19,9	13,9	11,7
0,25	0,7	4,9	7,9	17,3	19,9	20,9	17,1	13,9
0,30	–	1,5	3,3	10,1	12,8	15,6	18,4	17,7
0,35	–	0,6	1,1	4,3	8,2	10,9	15,0	16,1
0,40	–	0,2	0,6	2,3	3,5	6,7	9,0	11,9
0,45	–	–	0,2	1,2	2,1	3,3	5,8	7,7
0,50	–	–	–	0,6	1,1	1,8	3,0	3,6
0,55	–	–	–	0,2	0,5	1,1	1,7	2,2
0,60	–	–	–	–	0,2	0,5	1,0	1,2
0,65	–	–	–	–	–	0,2	0,7	1,0
0,70	–	–	–	–	–	–	–	0,3

У табл. 10.3 наведені розраховані значення ослаблення, внесеного дощами різної інтенсивності при поширенні радіохвиль різної довжини в діапазоні від 0,3 до 10 см.

Повна ефективна площа ослаблення водяними краплями (через поглинання й розсіювання) залежить від температури (температура впливає на діелектричні властивості води). На практиці необхідно оцінити ослаблення, внесені дощами з температурою, відміною від тієї, яка розрахована табл. 10.3. Для цього вводять поправочний коефіцієнт, що характеризує зміну ослаблення в дощах різної інтенсивності при зміні температури відносно 18 °С.

Для визначення сумарного ослаблення, внесеного дощем, що випадає в межах певної зони, необхідно мати відомості про розподілення інтенсивності дощу й розмір водяних крапель. Справедливість формули (10.1) можна перевірити тільки для наземних трас, тому що відомі значення інтенсивності випадання опадів у земної поверхні. При цьому варто враховувати, що в (10.1) повинні вводитися дані про миттєві значення інтенсивності опадів у різних точках траси.

Не цілком ясно, в якій мірі формула (10.1) може застосовуватися до трас, розташованих значно вище поверхневого шару атмосфери Землі. Якщо припустити, що ця формула придатна для розрахунку ослаблення радіохвиль при їхньому поширенні поза поверхневим шаром атмосфери, то необхідно визначати просторовий, а не поверхневий розподіл інтенсивності дощу R у межах розглянутої зони. Вважається, що певну закономірність у вертикальному розподілі інтенсивності дощу щодо величини, обмірюваної в межах земної поверхні, можна спостерігати тільки в тривалих дощах обложного характеру. При цьому, інтенсивність дощу зменшується з висотою. Обложний дощ зазвичай є результатом великомасштабних метеорологічних процесів, таких як проходження метеорологічних фронтів або настання сезону мусонів. Вертикальний розподіл інтенсивності дощу в таких тривалих обложних дощах можна описувати експоненціальною залежністю.

Таблиця 10.3

Ослаблення (в дБ/км) радіохвиль різної довжини, що вноситься дощем різної інтенсивності при температурі 18 °С

Інтенсивність дощу ρ , мм/г	Довжина хвилі λ , см								
	0,3	0,4	0,5	0,6	1,0	1,25	3,0	3,2	10
0,25	0,305	0,230	0,160	0,106	0,037	0,0215	0,00224	0,0019	0,0000997
1,25	1,15	0,929	0,720	0,549	0,228	0,136	0,0161	0,0117	0,000416
2,5	1,98	1,66	1,34	1,08	0,492	0,298	0,0388	0,0317	0,000785
12,5	6,72	6,04	5,36	4,72	2,73	1,77	0,285	0,238	0,00364
25,0	11,3	10,4	9,49	8,59	5,47	3,72	0,656	0,555	0,00728
50,0	19,2	17,9	16,6	15,3	10,7	7,67	1,46	1,26	0,0449
100,0	33,3	31,1	29,0	27,0	20,0	15,3	3,24	2,80	0,0314
150,0	46,0	43,7	40,5	37,9	28,8	22,8	4,9	4,39	0,0481

Однак опади конвекційного походження мають досить різноманітну структуру. Наявність окремих піднятих над землею поверхнею смуг опадів, обумовлених осередковим характером зливної хмарності, вказує на те, що така модель непридатна для характеристики дощів зливого (осередкового) типу. Це пов'язане з тим, що модель передбачає зменшення інтенсивності опадів за висотою щодо її величини біля поверхні землі, що для випадку піднятих зон опадів дорівнює нулю.

Розподіл відбиваючих властивостей зливної зони як для невеликих злив, так і для потужних гроз можна приблизно зобразити у вигляді сферичної моделі з центром, що збігається з центром відповідної зони. Якщо такий підхід дійсно правильний, то для розрахунків необхідно, знаючи положення центра зливної зони щодо траєкторії поширення радіопрменя, визначити інтенсивність дощу вздовж траси й потім розрахувати величину сумарного ослаблення.

Для подолання труднощів розглянутих методів розрахунку очікуваного ослаблення важливо застосовувати кліматологічний підхід до розв'язання проблеми з вирішенням питань, пов'язаних із систематизацією оцінки ослаблення радіохвиль у дощі в різних кліматичних районах.

На частотах близько 6 ГГц складова сумарного ослаблення, обумовлена дощами, перевищує складову поглинання, обумовлену атмосферними газами, протягом приблизно 5 % часу. Ця цифра отримана на основі вивчення розподілу інтенсивності дощів у різних районах США.

Ослаблення, створюване градом

У роботі Райда [12] зроблені висновки про те, що ослаблення, внесені градом, становить лише 1 % від ослаблення, внесеного дощем, і що хмари, які складаються із кристалів льоду, взагалі не вносять помітного ослаблення, а сніг викликає дуже мале ослаблення радіохвиль навіть при досить інтенсивних снігопадах, що досягають 125 мм/г. Однак ослаблення сферичними частками, покритими плівкою з іншою діелектричною проникністю, виявляється іншим, ніж для сухої частки. Так, наприклад, якщо крижана сферична частка радіусом 0,2 см при таненні покривається плівкою води товщиною в одну десяту радіуса, то розсіювання радіохвиль діапазону 10 см такою сферою становить приблизно 90 % від розсіювання водяною краплею такого ж розміру.

На хвилях довжиною 1 й 3 см повна ефективна площа ослаблення часток льоду дорівнює ефективній площі ослаблення часток води такого ж розміру, якщо обсяг частини, що станула, крижаної сфери становить трохи менше 10 % її обсягу. Якщо обсяг частини, що станула, становить приблизно від 10 до 20 % усього обсягу частки льоду, то викликане нею ослаблення майже у два рази більше, ніж ослаблення, яке вноситься часткою води. Ці дані показують, що ослаблення, внесені частками льоду, що тануть та перебувають у зоні температур, безпосередньо нижчих області нульової ізотерми, може бути значно більше, ніж ослаблення в зоні снігу (над областю нульової ізотерми або рівня танення), а при деяких умовах – може перевищувати ослаблення в зоні дощу (нижче області нульової ізотерми). Подальше танення часток льоду не може привести до істотного підвищення ослаблення, а може викликати зменшення коефіцієнта відбиття частки внаслідок того, що вона набуде форму, близьку до сферичної, або внаслідок розпаду частки на більш дрібні. Це явище в поєднанні з вищими кінцевими швидкостями падіння градин у порівнянні із краплями дощу викликає виникнення так названої «яскравої смуги» поблизу області нульової ізотерми.

Ослаблення, створюване туманом

Основною властивістю, що характеризує туман, є зменшення видимості. Видимість визначається як максимальна дальність у певному напрямку, на якій ще можливо розпізнати неозброєним оком у денний час

рельєфний темний об'єкт на фоні неба, а в нічний час – відоме джерело світла помірної інтенсивності.

Хоча видимість залежить від розміру крапель, їхньої кількості й, у меншій мірі, від вмісту води в рідкій фазі, на практиці видимість приблизно співвідноситься саме з вмістом у тумані води в рідкій фазі, і тому її величину можна використати для оцінки ослаблення радіохвиль, внесеного туманом. У табл. 10.4 наведені величини ослаблення, внесеного туманом або хмарами при температурі 0 °С. Це ослаблення залежить від температури, оскільки діелектрична проникність води є функцією температури.

Таблиця 10.4

Ослаблення, що вноситься туманом або хмарами при температурі 0 °С

Видимість, м	Ослаблення, дБ/км		
	$\lambda = 1,25$ см	$\lambda = 3,2$ см	$\lambda = 10$ см
80	1,25	0,2	0,02
90	0,25	0,04	0,004
300	0,045	0,007	0,001

Тому для визначення ослаблення, внесеного туманом або хмарами при температурі 15 й 25 °С, дані табл. 10.4 необхідно помножити на коефіцієнти 0,6 й 0,4 відповідно.

Необхідно відзначити, що ослаблення, внесене туманом або хмарами на хвилі 3,2 см, на порядок більше, ніж на хвилі 10 см; у свою чергу, таке ослаблення на хвилі 1,25 см приблизно на порядок більше, ніж на хвилі 3,2 см.

Питання для самоконтролю

1. Дайте класифікацію пасивних завад.
2. Назвіть джерела пасивних завад.
3. Поясніть сутність моделей земної поверхні.
4. Які фізичні явища були покладені в основу спрощених моделей земної поверхні?
5. Поясніть принцип будови фацетної моделі земної поверхні .
6. Дайте характеристику моделі Кірхгофа – Гюйгенса земної поверхні.
7. Поясніть вплив відзеркалень від земної та морської поверхонь на прийом сигналів РЛС.
8. У чому проявляється вплив сферичних часток у тропосфері на поширення радіохвиль?
9. Поясніть вплив метеорологічних утворень на дальність виявлення РЛС.

ЛЕКЦІЯ 11. КОГЕРЕНТНО-ІМПУЛЬСНИЙ МЕТОД СЕЛЕКЦІЇ РУХОМИХ ЦІЛЕЙ

1. Методи боротьби зі «сліпими» швидкостями

При обробці когерентної пачки радіоімпульсів на фоні пасивних завад (ПЗ) у фільтрі з гребінчастою АЧХ (гребінчастий фільтр придушення – ГФП) і при визначених співвідношеннях частоти повторення зондувальних імпульсів та максимально можливої доплерівської частоти корисного сигналу з'являються «сліпі» швидкості цілі.

«Сліпими» швидкостями називають радіальні швидкості цілі, при яких амплітуда сигналу на виході ГФП практично дорівнює нулю. При «сліпій» швидкості гребені АЧХ сигналу від цілі потрапляють у зони режекції фільтра і придушуються так само, як і завада.

Значення «сліпих» швидкостей визначаються співвідношенням

$$V_{rсл}^{(n)} = V_{rn} + n \frac{\lambda}{2T}, \quad (11.1)$$

де V_{rn} – середня радіальна швидкість джерел ПЗ;

$n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ (знак плюс відповідає рухові цілі і хмари заважаючих відбивачів в одному напрямку, знак мінус – у протилежних).

Якщо пристрій черезперіодного віднімання (ЧПВ) настроений на придушення завад від нерухомих джерел ($V_{rn} = 0$), то «сліпа» швидкість дорівнює:

$$V_{rсл}^{(n)} = n \frac{\lambda}{2T}, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (11.2)$$

У цьому випадку «сліпа» швидкість цілі – це швидкість, при якій цілі за період повторення імпульсів T проходить відстань, що дорівнює цілому числу напівхвиль. При такій зміні відстані набіг фази сигналу за період дорівнює цілому числу 2π і не відрізняється від набігу фази завади, що й обумовлює компенсацію сигналу поряд із ПЗ:

$$\varphi = 2\pi n, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (11.3)$$

Для боротьби зі «сліпими» швидкостями можна відповідно до співвідношення (11.2) змінювати в часі (вобулювати) або довжину хвилі λ ,

або період повторення T . Однак, при вобуляції довжини хвилі (несучої частоти) необхідно одночасно перенастроювати передавач, вхідні кола приймача і гетеродини. Тому зазвичай використовують вобуляцію періоду. На рис. 11.1, *a* наведений випадок імпульсного зондування з вобуляцією періоду на два положення T_1 і T_2 . На рис. 11.1, *б* показані АЧХ пристрою однократного ЧПВ $K_1(f)$, $K_2(f)$, що відповідають періодам T_1 , T_2 (штриховими лініями), і результуюча АЧХ $K_p(f)$ із вобуляцією (суцільною

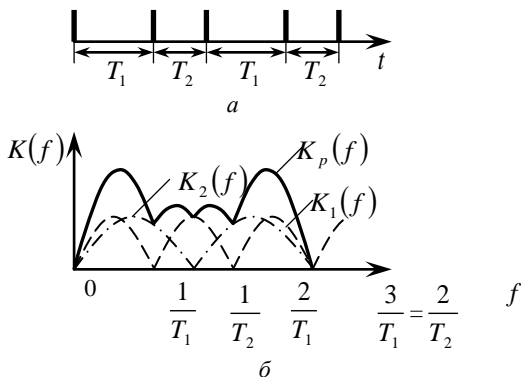


Рис. 11.1. Результуюча АЧХ гребінчастого фільтра подавлення з вобуляцією періоду

лінією). Перший нуль (або перша «сліпа» швидкість) результуючої АЧХ визначається умовою $n/T_1 = m/T_2$, де n , m – прості цілі, що не розкладаються на множники числа (для прикладу рис. 11.1, *б* $n = 3$, $m = 2$). Застосування вобуляції періоду зондування дозволяє збільшити частотний інтервал між зонами режекції (нулями) у результуючій АЧХ (рис. 11.1, *б*) і поліпшити проходження сигналу. На практиці може застосовуватися вобуляція трьох (T_1 , T_2 , T_3) і більше періодів. Частотний інтервал між зонами режекції можна також збільшити, переходячи в квазібезперервний режим зондування (зменшуючи період повторення).

2. Принципи побудови РЛС з внутрішньою когерентністю

Розглянемо коротко класифікацію основних типів РЛС, у яких використовуються системи селекції рухомих цілей (СРЦ). Усі РЛС селекції рухомих цілей поділяються за принципом роботи на дві групи (рис. 11.2): когерентні і некогерентні [3]. У некогерентних РЛС при виділенні рухомих цілей на фоні нерухомих аналізуються зсув обвідної сигналу за значний проміжок часу або побічні ефекти руху цілі (зміни діаграми оберненого вторинного випромінювання, спектра вторинних доплерівських частот та ін.). Некогерентні РЛС не знайшли широкого практичного застосування через їхню низьку ефективність.

У когерентних РЛС селекція рухомих цілей базується на аналізі різниці фаз між сигналами, відбитими від цілі, і опорним когерентним

коливанням. У разі нерухомих цілей ця різниця фаз постійна, для рухливих цілей різниця фаз змінюється в часі.

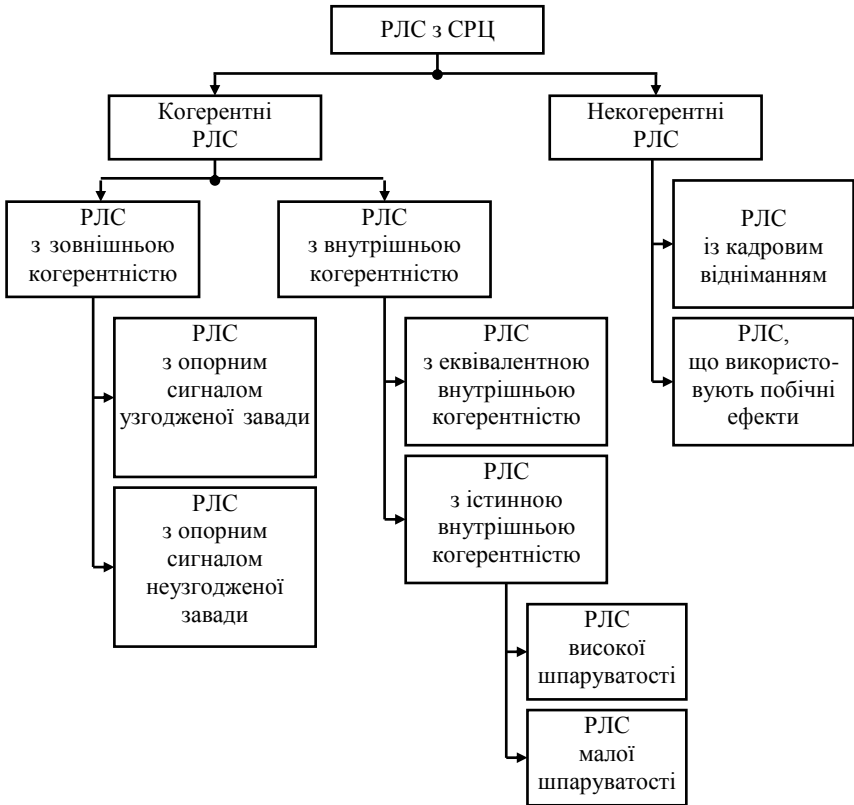


Рис. 11.2. Класифікація РЛС з СРЦ

Когерентні РЛС залежно від способу забезпечення когерентності коливань поділяються на РЛС із зовнішньою і внутрішньою когерентністю. У РЛС із зовнішньою когерентністю інформацію про випадкову початкову фазу зондувального сигналу отримують з коливань, відбитих від пасивних відбивачів. При цьому розрізняють РЛС з опорним коливанням узгодженої завади (сигнал і ПЗ знаходяться в одному елементі дальності) і РЛС з опорним сигналом неузгодженої завади. РЛС із внутрішньою когерентністю, у свою чергу, поділяються на РЛС з істинною внутрішньою

когерентністю і РЛС з еквівалентною внутрішньою когерентністю. У РЛС з істинною внутрішньою когерентністю джерелом опорного когерентного коливання є стабільний по частоті задавальний генератор передавального пристрою. Це ж коливання використовується для формування когерентного зондувального сигналу. У РЛС з еквівалентною внутрішньою когерентністю (псевдокогерентністю) передавач із самозбудженням виробляє некогерентну послідовність зондувальних імпульсів з випадковими початковими фазами. Початкова фаза кожного зондувального імпульсу запам'ятовується на час прийому відбитих імпульсів до наступного зондування. Шляхом відповідної обробки прийнятого коливання ця фаза усувається і прийняті коливання виявляються практично такими ж, як і у разі істинної внутрішньої когерентності.

Залежно від шпаруватості $Q = T / \tau_i$ розрізняють РЛС високої ($Q > 10$) і малої ($Q < 10$) шпаруватості. РЛС високої шпаруватості забезпечують однозначне вимірювання дальності цілі, однак мають невисоку ефективність при вирішенні завдань СРЦ. РЛС малої шпаруватості (їх називають також імпульсно-доплерівськими або квазібезперервними) забезпечують однозначне вимірювання радіальної швидкості і високу ефективність компенсації пасивних завад.

Далі розглянемо принципи будови і структурні схеми типових когерентних РЛС з СРЦ.

РЛС з істинною внутрішньою когерентністю

Істинна внутрішня когерентність має місце в РЛС, у яких формується когерентна послідовність зондувальних імпульсів. Інтервал когерентності зазвичай значно перевищує період повторення імпульсів. Істинна внутрішня когерентність забезпечується за рахунок використання багатокаскадного високостабільного за частотою передавача. На рис. 11.3 наведена спрощена структурна схема РЛС з істинною когерентністю.

Стабільні когерентні коливання задавального генератора (ЗГ) збільшуються по частоті (ПМЧ1) до рівня несучої і підсилюються в підсилювачі потужності (ППТ). Модулятор М здійснює імпульсну модуляцію сигналу. За допомогою помножувача частоти ПМЧ2 формується гетеродинний сигнал, що

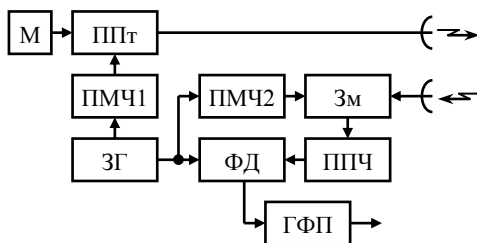


Рис. 11.3. Структурна схема РЛС з істинною внутрішньою когерентністю

використовується для перетворення відбитих сигналів на проміжну частоту в змішувачі (Зм). На фазовому детекторі (ФД) відбувається порівняння фаз опорних коливань (коливань задавального генератора (ЗГ)) і підсиленних у ППЧ прийнятих відбитих сигналів. У разі нерівності частоти ЗГ проміжний фазовий детектор виробляє відеоімпульси, амплітуда і полярність яких пропорційні величині і знакові фазового зсуву між опорними і прийнятими коливаннями.

Якщо ціль нерухома, то зсув фаз між опорним і прийнятим коливаннями постійний і на виході фазового детектора формується послідовність відеоімпульсів однакової амплітуди та полярності (рис. 11.4, а). Якщо ціль рухається, то зсув фаз безперервно змінюється в часі відповідно до формули

$$\varphi(t) = 2\pi f_0 t_3 = 2\pi f_0 \frac{2}{c} r(t) = 2\pi f_0 \frac{2}{c} (r_0 + V_r t) = \varphi_0 + 2\pi F_d t,$$

де t_3 – час затримки відбитого сигналу;

$r_0, r(t)$ – початкова і поточна дальності;

F_d – частота Доплера;

φ_0 – зсув фази при $r(t) = r_0$.

Безперервна зміна зсуву фаз, обумовлена рухом цілі, приводить до зміни амплітуди і полярності (тобто пульсації) відеоімпульсів на виході ФД при нерівності швидкості цілі “сліпої” швидкості (рис. 11.4, б). Таким чином, сигнал, відбитий від нерухомої цілі, є неппульсуючим (постійним), а від рухомої – пульсуючим.

Характерний вигляд екрана амплітудного індикатора дальності для випадку спостереження нерухомої і рухомої цілей показаний на рис. 11.4, в. Компенсація сигналів від нерухомих цілей здійснюється гребінчастим фільтром придушення ГФП, що підключений до виходу ФД див. (рис. 11.3).

У ряді практичних випадків необхідно компенсувати пасивну заваду, породжену рухомими відбивачами, що заважають. Така ситуація виникає, наприклад, при виявленні рухомої цілі на фоні хмари дипольних відбивачів, яка переміщується під впливом вітру. У цьому випадку сигнали від хмари диполів і цілі на виході фазового детектора є пульсуючими. Щоб уникнути пульсації коливань, що заважають, і забезпечити їхню компенсацію в ГФП, досить змінити фазу опорного коливання. Цей набіг фази за період має точно

відповідати набігові фази заважаючих коливань за період $T \varphi_n = 2\pi F_{д.з} T$, де $F_{д.з}$ – середня частота доплерівської завади.

Практично зміну фази в часі зазвичай реалізують шляхом подвійного перетворення частоти опорного коливання на $F_{д.з}$ (рис. 11.5). У змішувачі

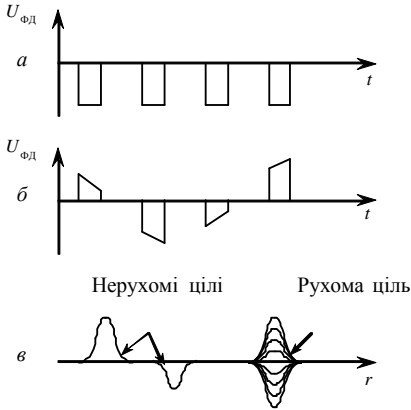


Рис. 11.4. Сигнали на виході ФД при нерухомій і рухомій цілях

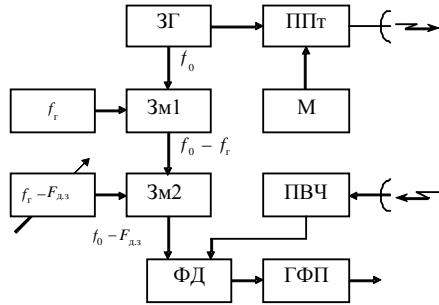


Рис. 11.5. Структурна схема РЛС з СРЦ та компенсацією руху джерел ПЗ

Зм1 формуються коливання частоти $(f_0 - f_r)$. У змішувачі Зм2 за допомогою гетеродина з регульованою частотою формується опорне коливання з частотою $(f_0 - F_{д.з})$. Зміна частоти опорного коливання дозволяє компенсувати швидкість вітру. При цьому пульсації коливань завади припиняються і вони компенсуються в ГФП, а сигнал цілі пульсує з доплерівською різницевою частотою $F_{д.р} = F_{д.ц} - F_{д.п}$. У РЛС регулювання частоти опорного коливання має спеціальну назву – «компенсація швидкості вітру» (КШВ).

РЛС з еквівалентною внутрішньою когерентністю

На практиці в РЛС часто використовуються однокаскадні передавальні пристрої. У цьому випадку генератор НВЧ коливань працює в режимі самозбудження при модуляції його імпульсами відповідної шпаруватості. Прикладом такого генератора є магнетронний генератор. Особливістю таких передавачів є наявність випадкової початкової фази кожного зондувального імпульсу. Іншими словами, передавач формує некогерентну послідовність зондувальних імпульсів.

Для того щоб врахувати випадкову початкову фазу зондувального сигналу, використовується спеціальний генератор – когерентний гетеродин (КГ). Цьому гетеродину нав'язується випадкова початкова фаза імпульсу магнетрона і вона запам'ятовується на період зондування. Напряга КГ використовується як опорна у фазовому детекторі. Запам'ятовування випадкової початкової фази зондувальних сигналів забезпечує еквівалентну внутрішню когерентність РЛС.

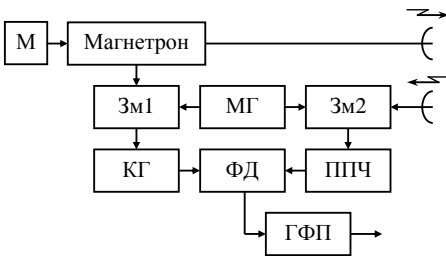


Рис. 11.6. Структурна схема РЛС з еквівалентною внутрішньою когерентністю

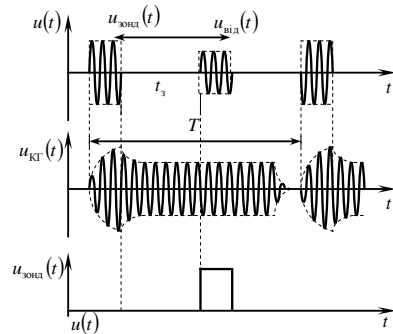


Рис. 11.7. Принцип фазування когерентного гетеродина

Спрощена структурна схема РЛС з еквівалентною внутрішньою когерентністю на проміжній частоті наведена на рис. 11.6. Зсув частот зондувального і відбитого сигналів на проміжну частоту здійснюється за допомогою місцевого гетеродина (МГ) у змішувачах Зм1, Зм2. Принцип фазування когерентного гетеродина ілюструється етюрами на рис. 11.7. Тут показані зондувальний $u_{\text{зонд}}(t)$ і відбитий $u_{\text{від}}(t)$ сигнали, напруга КГ $u_{\text{КГ}}(t)$ і напруга на виході фазового детектора $U_{\text{ФД}}(t)$. Зондувальний сигнал, що подається на когерентний гетеродин, установлює в ньому режим змушених коливань і нав'язує їм свою початкову фазу. Після закінчення зондувального імпульсу (момент часу $t = 0$) КГ переходить у режим власних коливань, зберігаючи нав'язану початкову фазу протягом періоду повторення. Зрив коливань КГ здійснюється після прийому відбитих імпульсів з максимальної дальності. Далі процедура повторюється. На виході фазового детектора після порівняння коливань КГ і відбитих сигналів формуються пульсуючі (від рухливих цілей) і постійні (від нерухомих цілей) імпульси. Вигляд цих імпульсів аналогічний

рис. 11.4, *а, б*. Сигнали від нерухомих цілей далі компенсуються в гребінчастому фільтрі придушення (ГФП).

Для компенсації відбиттів від дипольних відбивачів, переміщених вітром, застосовують схему компенсації швидкості вітру, аналогічну рис. 11.5.

3. Принципи побудови РЛС з зовнішньою когерентністю

Істотність зовнішньої когерентності полягає в тому, що для отримання інформації про початкову фазу зондувального сигналу використовується сама пасивна завада. Розглянемо найпростіший випадок некогерентної компенсації пасивної завади при реалізації зовнішньої когерентності.

Припустимо, що здійснюється одночасний прийом коливань, відбитих від роздільних об'єктів, що містять заважаючі відбивачі і ціль. Внаслідок взаємного переміщення відбивачів у кожному роздільному об'єкті пасивна завада виявляється порівняно повільно флюктуючою. У той же час ціль, що швидко рухається відносно цих об'єктів, породжує значно швидші флюктуації сигналу. Використовуючи ці розбіжності, можна виділити швидко флюктуючий сигнал цілі на фоні пасивної завади. Для цього використовують структурну схему, наведену на рис. 11.8, *а*. Суміш сигналу і ПЗ після ППЧ надходить на звичайний амплітудний детектор (АД), за яким знаходиться пристрій черезперіодного віднімання.

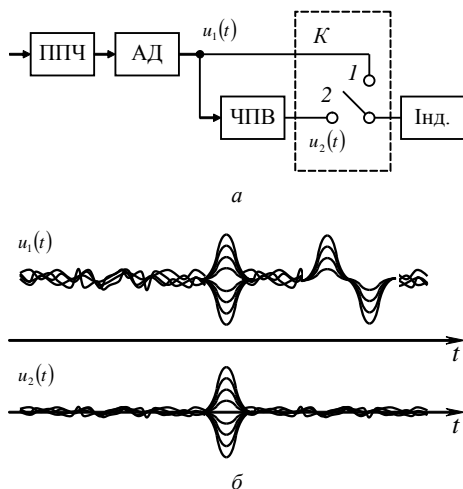


Рис. 11.8. Структурна схема СРЦ в РЛС з істинною когерентністю

Фази ПЗ і сигналу однаково залежать від початкової фази зондувального сигналу. Різниця цих фаз залежить тільки від радіальної швидкості переміщення цілі відносно заважаючих відбивачів так, як і для РЛС із внутрішньою когерентністю при скомпенсованій швидкості вітру. У цьому випадку адитивна суміш корисного і заважаючого імпульсів, які мають

різні зсуви по доплерівській частоті, приводить до того, що їхня сумарна амплітуда змінюється від зондування до зондування. Відповідно на виході амплітудного детектора (АД) спостерігається послідовність імпульсів різної амплітуди і полярності ($u_1(t)$) на рис. 11.8, б). Вигляд вихідної напруги на пристрої ЧПВ $u_2(t)$ показаний на рис. 11.8, б).

Перевагою СРЦ із зовнішньою когерентністю є відсутність у його складі пристрою компенсації швидкості вітру. Зупинимось на недоліку схеми некогерентної компенсації. При розривній ПЗ для роздільних об'ємів, у яких пасивна завада відсутня, сигнал від цілі компенсується в пристрої ЧПВ. Щоб уникнути втрати цілі в схему вводять комутатор K (рис. 11.8, а) і швидкодіючий аналізатор наявності завади (на схемі не показаний). За відсутності завади на індикатор подається напруга з виходу детектора (вихід 1), за наявності – з виходу пристрою ЧПВ (вихід 2). Для підвищення ефективності комутації напруга на АД подається з деякою затримкою, а на аналізатор завади – без затримки.

Питання для самоконтролю

1. Дайте визначення «сліпої» швидкості.
2. Назвіть методи боротьби зі «сліпими» швидкостями.
3. Дайте класифікацію РЛС з СРЦ.
4. Поясніть принцип побудови РЛС з істинною внутрішньою когерентністю.
5. Поясніть принцип побудови РЛС з еквівалентною внутрішньою когерентністю.
6. Поясніть принцип побудови РЛС з зовнішньою когерентністю.

ЛЕКЦІЯ 12. КЛАСИФІКАЦІЯ АКТИВНИХ ЗАВАД

1. Класифікація активних завад

Активні завади – це завади у вигляді прямих випромінювань. Для їх створення потрібні відповідні джерела енергії. Це організовані (навмисні) випромінювання РЕС противника в інтересах радіоелектронної боротьби, ненавмисні випромінювання РЕС різного призначення, випромінювання космосу, атмосфери і т. п.

Активні завади класифікують за типом взаємодії із сигналом, походженням, способом створення, ефектом впливу, співвідношенням спектрів завад і корисних сигналів, характером випромінювання і місцем виникнення. Класифікація активних завад наведена на рис. 12.1 [6].

За типом взаємодії із сигналом завади поділяються на *адитивні* (від латинського *additivus* – що додається) і *мультиплікативні* (*multiplicatio* – множення) чи *модулюючі*.

Під адитивними будемо розуміти завади, які незалежно від джерел їх виникнення характеризуються такими загальними рисами:

- 1) ці завади незалежні, що зумовлено різною природою їх виникнення;
- 2) завади різної природи походження додаються між собою на вході приймача;
- 3) за наявності корисного сигналу завада додається до нього на вході приймача, утворивши адитивну суміш.

Таким чином, характерною рисою адитивних завад є те, що вони не спотворюють корисний сигнал, а додаються до нього, утворюючи прийняте коливання, яке сприймається як відбиття від реальної цілі.

На відмінну від адитивних, мультиплікативні (модулюючі) завади викликають модуляцію сигналу, тобто спотворюють структуру сигналу. Модулюючі завади в радіолокації виникають в основному в наслідок інтерференційного характеру за рахунок вторинного випромінювання рухомої цілі, а також за рахунок неоднорідностей середовища поширення радіохвиль.

За походженням розрізняють такі види адитивних активних завад:

- 1) *внутрішньоприймальні* (*внутрішні*) завади (флуктуаційні шуми приймачів) і завади *природного походження* (створюються радіовипромінюваннями Сонця, зірок, полярних сьйв, радіаційних поясів Землі; грозовими розрядами; відбиваннями від земної, водяної поверхні і т. п.);
- 2) *індустріальні* завади (створюються системами запалювання автомобілів, реле кондиціонерів і холодильників, працюючими електричними апаратами і т. д.);
- 3) *взаємні* завади (викликаються впливом різних радіоелектронних засобів РЕС один на

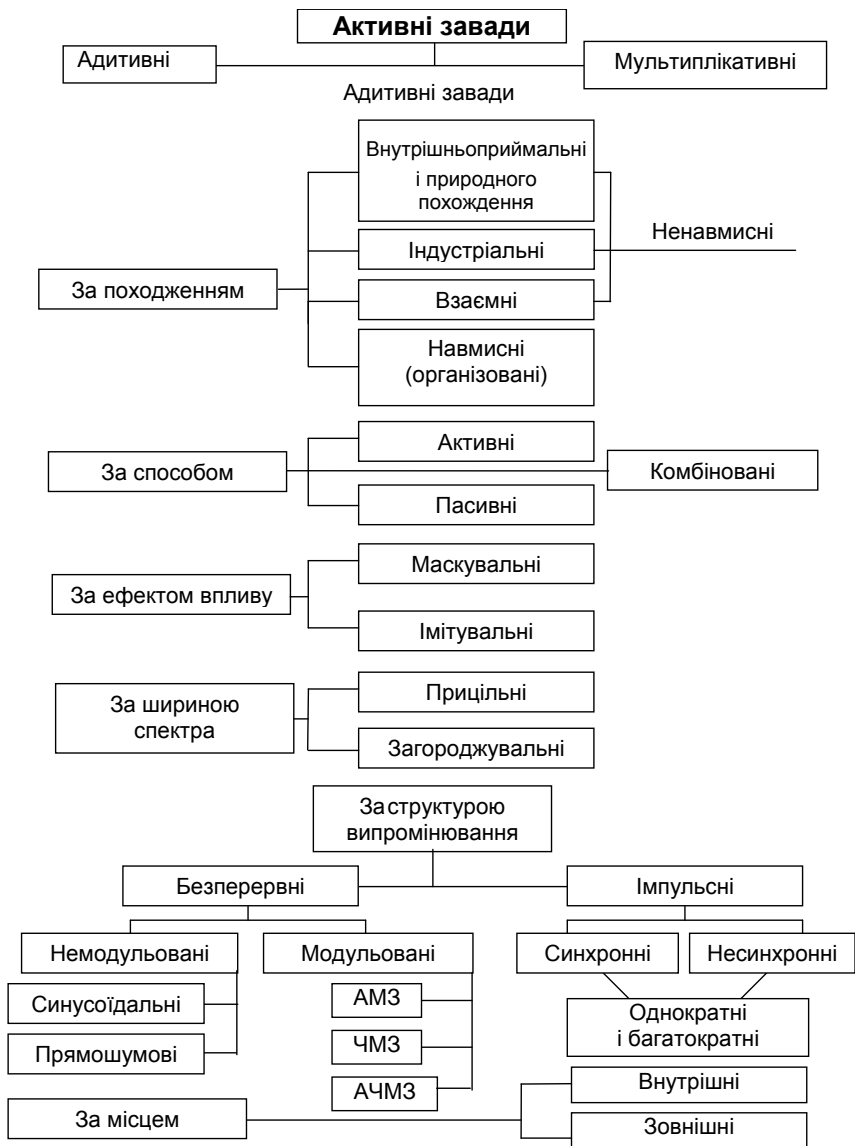


Рис. 12.1. Класифікація активних завад

одного); 4) навмисні (організовані) завади (створюються спеціально для порушення функціонування радіоелектронного (радіолокаційного) засобу).

За викликаним ефектом розрізняють *маскувальні* та *імітувальні* завади.

Маскувальні завади маскують корисні сигнали й ускладнюють таким чином можливість їх виділення та отримання корисної інформації (знижують якість інформації). Зі збільшенням потужності завад їх маскувальна дія зростає. Маскувальні завади великої потужності призводять до придушення корисних сигналів при не усунутих переваженнях у каскадах приймача РЛС.

Імітувальні (дезінформувальні) завади створюють для внесення хибної інформації в засоби радіолокації, що придушуються. За структурою вони близькі до корисних сигналів РЛС і створюють ефект хибних цілей на екрані індикатора кругової розгортки. Їх дія знижує пропускну здатність РЛС, призводить до втрати частини корисної інформації, а при дії на засоби управління зброєю – зриває автоматичний супровід цілей за напрямком, дальністю, швидкістю чи перенацілює системи ураження на цілі, що імітуються завадою.

За співвідношенням спектрів завад і корисних сигналів активні маскувальні завади поділяють на *загороджувальні* і *прицільні*. *Загороджувальні* завади мають ширину спектра частот, який значно перевищує ширину спектра корисного сигналу, що дозволяє придушити одночасно декілька РЛС без точного наведення передавача завад за частотою. Особливістю загороджувальних завад є те, що при незмінній потужності передавача їхня спектральна щільність потужності (СЩП) зменшується з розширенням спектра випромінювання.

Прицільні завади мають ширину спектра, порівняну (дорівнює чи в 1,5 – 2 рази перевищує) з шириною спектра сигналу РЛС, що придушується. Вони характеризуються високою СЩП.

Одним зі способів підвищення ефективності придушення РЛС у широкому діапазоні частот є застосування *ковзних* завад за частотою, утворених при швидкому перенастроюванні передавача вузькосмугових завад у широкій смузі частот.

За структурою (характером) випромінювання розрізняють *безперервні* й *імпульсні* завади.

Активні безперервні завади поділяються на *внутрішні* (внутрішньопримачальні) і *зовнішні*, в залежності від того, де вони виникають – в середині чи поза РТС.

За своєю фізичною природою внутрішні завади (флуктуаційні шуми) представлені в основному тепловим, квантовим і дробовим шумами.

Тепловий шум обумовлений тепловим рухом електронів, квантовий шум – квантовим характером енергетичного обміну в природі. Виникнення дробового шуму пов'язане з дискретною структурою електричного струму.

Активні маскувальні завади – це прямі заважаючі випромінювання, які маскують корисні сигнали і таким чином ускладнюють отримання корисної інформації з прийнятої суміші сигнал/завада. Поряд з розглянутими маскувальними випромінюваннями *природного походження* до цього виду завод включають *індустріальні, взаємні і навмисні (організовані)* завади.

Індустріальні завади створюються працюючими електричними апаратами, системами запалювання двигунів, реле кондиціонерів і холодильників, вимірювальними медичними приладами, лініями електропередач і т. д. Спектр індустріальних завод та їх інтенсивність залежать не тільки від характеру джерел, але і від ступеня ефективності заходів, вжитих для їх локалізації (екранування джерел). Найбільший рівень цих завод характерний для великих міст, індустріальних центрів. Рівень і спектр індустріальних завод важко піддається прогнозуванню і розрахунку (за винятком завод від ліній передач). Для кожного випадку ці дані контролюються експериментально за допомогою спеціальних вимірювальних приладів. Індустріальні завади можуть створювати маскувальну дію, наприклад, поблизу автострад. Так, тривалість окремих груп імпульсів, створених системами запалювання двигунів автомобілів, може становити всього 1...6 нс, отже спектральні складові створених завод потрапляють навіть у НВЧ діапазон радіохвиль. На роботу наддовгохвильової літакової навігаційної апаратури впливають розряди статичної електрики обшивки літака, що виникають при терті її з повітрям. Для вібраторних антен рівень таких завод близький до рівня атмосферних завод, для рамкових антен – істотно знижується при розміщенні рамок по нормалі до основного напрямку розрядів.

Взаємні завади створюються численними радіоелектронними засобами різного призначення, якщо не вжито заходів для їх електромагнітної сумісності. Взаємні завади створюються, зокрема, позасмуговими і побічними випромінюваннями передавачів і гетеродинів заважаючих засобів, а також побічними каналами прийому засобів, що піддаються впливу завади.

Постановка *організованих* активних маскувальних завод може бути спрямована на придушення засобів локації, зв'язку та управління (можливе придушення окремих навігаційних засобів).

Організовані (навмисні) активні маскувальні завади можуть бути:

- шумового типу;
- у вигляді хаотичних імпульсних послідовностей (ХІП);
- у вигляді протяжних вірізок цих послідовностей чи шуму.

Активні шумові завади (АШЗ) являють собою електромагнітні коливання з хаотичною зміною амплітуди, частоти або фази за випадковим законом. Тому їх часто називають флуктуаційними завадами.

Залежно від принципу генерування заводових сигналів розрізняють:

- прямошумові завади;
- амплітудно-модульовані шумові завади (АМШ завади);
- частотно-модульовані шумові завади (ЧМШ завади);
- завади амплітудно-частотно-модульовані шумом (АЧМШ завади).

Прямошумова завада – це завада, отримана в результаті підсилення шумів резисторів, напівпровідникових, електронних чи газорозрядних приладів. Вона має найбільшу маскувальну дію. Застосовуються два способи створення прямошумових завод. Перший передбачає генерування шуму генератором НВЧ з подальшим підсиленням за потужністю і випромінюванням у простір. Первинними джерелами шуму в діапазоні НВЧ можуть бути, наприклад, газорозрядні лампи. Другий спосіб створення прямошумової завади полягає у використанні методу гетеродинування для перенесення в область високих частот шуму низькочастотного генератора. На низьких частотах як первинні джерела шуму використовуються діоди прямого розжарення, тиратрони в магнітному полі, фотоелектронні помножувачі й ін.

Прямошумова завада в найбільшій мірі наближається до нормального шуму. Для підвищення потужності випромінюваних завод передавачі можуть використовуватися в режимі амплітудного обмеження. У цьому випадку густина ймовірності прямошумової завади відрізняється від гауссівської.

Амплітудно-модулюючі шумові завади являють собою незатухаючі гармонічні коливання, модульовані за амплітудою шуму. Якщо модулюючий шум має постійну СЩП у межах від нульової частоти до F_{\max} (рис. 12.2, а), то СЩП модульованого коливання так само буде постійною (рис. 12.2, б), а ширина спектра буде дорівнювати $2F_{\max}$.

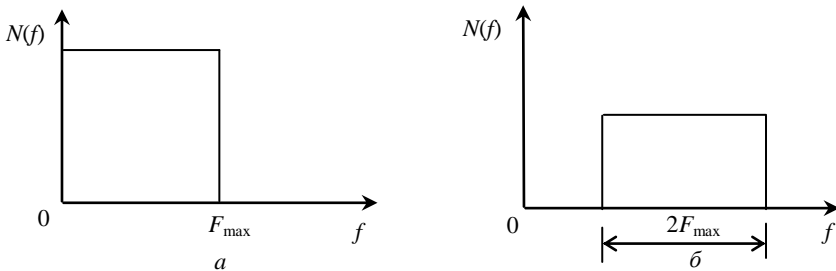


Рис. 12.2. Спектральна щільність потужності модулюючого шуму (а) і АШМ завади (б)

Генератори із самозбудженням використовують також при формуванні завад, модульованих (рис. 12.3) шумом за частотою (ЧМШ завад), чи завад, амплітудно-частотно-модульованих шумом (АЧМШ завад). Такі завади з шириною спектра Π_3 (рис. 12.3, б) від одиниць до сотень мегагерц формуються, наприклад, при подачі на сітку лампи оберненої хвилі через інтегруючі каскади більш вузькосмугових шумових коливань. Внаслідок вузької смуги модулюючих коливань генерована завада характеризується кореляцією миттєвих значень на інтервалах $1/F_{\text{мод max}}$ ($F_{\text{мод max}}$ – найвища модулююча частота), що значно перевищують інтервали кореляції $1/\Pi_3$ прямошумової завади (при однаковій ширині спектра Π_3 завад обох видів).

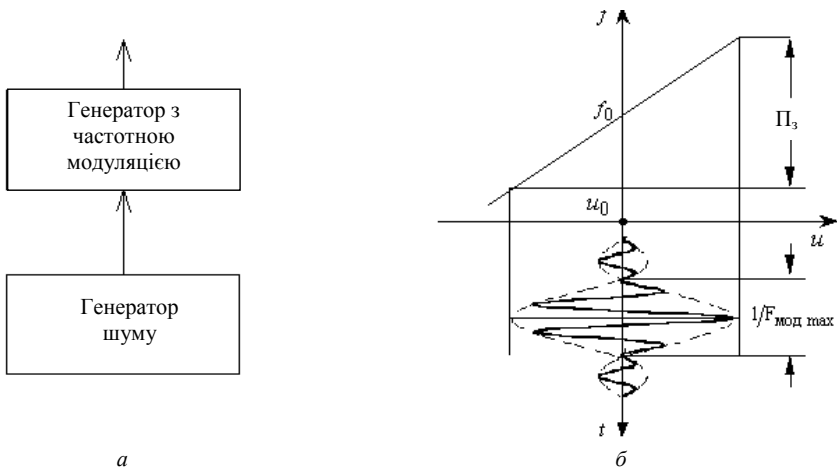


Рис. 12.3. До формування ЧМШ завади

Як прямошумові, так і модулюючі завади можуть додатково перенастроюватися («ковзатись») по частоті.

Завади у вигляді хаотичних імпульсних послідовностей (ХІП) (*хаотичні імпульсні завади*) являють собою послідовність радіоімпульсів, амплітуда і тривалість яких, а також інтервали часу між якими, змінюються випадково. Практична реалізація таких завад складна. Значно простіше реалізувати послідовність радіоімпульсів, що мають постійну амплітуду і характеризуються випадковими змінами тривалості імпульсів і часу інтервалів між ними. Принцип створення такої завади пояснюється на рис. 12.4. Генерація високочастотних коливань заданої частоти відбувається тільки в ті моменти часу, коли напруга, що надходить від

генератора шуму, перевищує поріг. Можуть бути також створені радіоімпульси з постійною амплітудою і тривалістю, але з випадково змінним часовим інтервалом між імпульсами.

Можливі ненавмисні і навмисні імітувальні завади, тобто випромінювання постановника завади подібні до випромінювання корисних сигналів РЛС, але несуть в собі хибну інформацію.

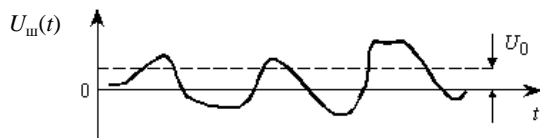


Рис. 12.4. Формування ХПП

Ненавмисними активними імітувальними завадами можуть бути деякі різновиди взаємних завад, джерелами яких часто виявляються однотипні РЛС. Так, *несинхронна* імпульсна завада спостерігається на індикаторі кругового огляду імпульсної РЛС при роботі близько розташованих РЛС із незбіжним періодом проходження імпульсів. При дії таких завад по бічних пелюстках діаграми спрямованості антени на індикаторі РЛС може спостерігатися велика кількість зімітованих хибних цілей (рис. 12.5, а). При наближенні періоду проходження потужної несинхронної завади до періоду зондування РЛС на індикаторі кругового огляду завадовий сигнал відображається у вигляді спіралі (рис. 12.5, б), при менш потужній заваді в спіралі з'являються розриви.

У разі повної синхронізації періодів випромінювання завади та корисного сигналу РЛС заваду називають *синхронною*. Спіраль (рис. 12.5, б) переходить при цьому в коло (рис. 12.5, в). За рахунок взаємної

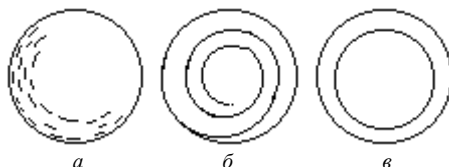


Рис. 12.5. Вигляд індикатора кругового огляду при:

а – несинхронній; б – синхронній; в – імпульсній взаємній заваді

синхронізації генераторів коливань обох РЛС коло (рис. 12.5, в) можна винести за межі спостереження на екрані індикатора й усунути таким чином заважаючу дію розглянутої завади.

Прикладами *навмисних активних імітувальних завад* є відповідні завади. Передавачі, що створюють їх, відповідають своїм випромінюванням на прийом зондувального сигналу, оцінюючи і враховуючи його параметри. До відповідних завад належить, зокрема, багатократна завада. При цьому у

відповідь на зондувальний імпульс випромінюється серія заважаючих імпульсів й імітується багатоцільова ситуація, яка ускладнює отримання інформації про істинну ціль. Крім того, до відповідних завад відносять завади каналам автоматичного супроводу (АС) по дальності, радіальній швидкості, кутів координаті, що відводять строби АС від цілі.

Ненавмисні пасивні імітувальні завади створюються окремими місцевими предметами, а також тропосферними неоднорідностями, птахами, скупченнями комах. Важко класифіковані відбиття від останньої групи об'єктів (крім місцевих предметів) називають *ангел-ехо*. Вони можуть створювати іноді також і маскувальний ефект.

Для створення *навмисного імітувального ефекту* можуть використовуватися окремі пачки диполів, кутикові відбивачі й лінзи Люнеберга. Щоб імітувати швидкості істинних цілей, останні встановлюються на малогабаритних хибних цілях з власними двигунами.

2. Заважаюча дія активних завад

Активні маскувальні завади можуть бути як неперервними в часі, так й імпульсними з випадковим періодом повторення (хаотичні імпульсні завади). Найбільш широке застосування на сьогодні одержали неперервні *шумові* завади. Серед них виділяють прямошумові, амплітудно-модульовані шумом (АМШ), частотно-модульовані шумом (ЧМШ) і амплітудно-частотно-модульовані шумом (АЧМШ) завади. Ці завади поділяють на *прицільні* і *загороджувальні* по частоті. При одній і тій же потужності передавача завад спектральна щільність потужності прицільної завади, створюваної в порівняно вузькій смузі частот, має більшу величину, ніж загороджувальна завада, що перекриває більш широку смугу частот. Для задоволення суперечливих вимог до спектральної щільності потужності і ширини спектра прицільну заваду перенастроюють по частоті. Така завада називається *ковзною* по частоті.

Найбільш ефективні *прямошумові* завади. Їх вплив на РЛС еквівалентний збільшенню інтенсивності внутрішнього шуму приймача. На відміну від останнього інтенсивність зовнішньої завади з часом змінюється відповідно до форми і закону переміщення ДС приймальної антени РЛС.

Збільшення спектральної щільності потужності суми шумових коливань призводить до зменшення відношення сигнал/шум на виході схеми обробки і, відповідно, до зниження показників якості виявлення цілей. При недостатньому динамічному діапазоні приймального пристрою можливе обмеження суми корисного сигналу і шумів, що призводить до

ще більшого зниження відношення сигнал/шум аж до повного заглушення корисного сигналу.

На рис. 12.6 показано вплив динамічного діапазону приймального пристрою для випадків впливу завад різної інтенсивності. У межах інтервалу $\Delta t = t_2 - t_1 = t_4 - t_3 = t_6 - t_5$ зображена обвідна суми заважаючого коливання і корисного імпульсного сигналу на вході приймального пристрою для трьох випадків. Перший з них (випадок 1) відповідає слабкій заваді. Другий (випадок 2) і третій (випадок 3) – середній і сильній заваді. У межах тривалості корисного сигналу за рахунок інтерференції корисного сигналу та завади сумарне коливання може бути різним. Наведений рисунок відповідає декільком періодам зондування імпульсного сигналу.

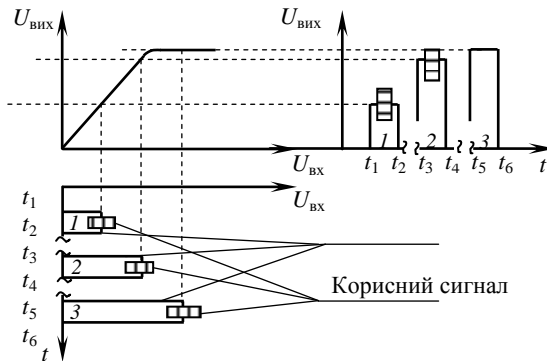


Рис. 12.6. Вплив слабкої (1), середньої (2) і сильної (3) завади на проходження сигналу

З рис. 12.6 видно, що обвідна сумарного сигналу на виході приймача не спотворюється для випадку слабкої завади. Для середньої інтенсивності завади спостерігається часткове заглушення сигналу. Випадок 3 ілюструє повне залушення корисного сигналу.

Для зменшення впливу обмеженого діапазону приймальних пристроїв на суміші сигналу і шуму на практиці часто застосовують автоматичне регулювання коефіцієнта підсилення відповідно до потужності шумів (шумове автоматичне регулювання підсилення – ШАРП).

Розглянуті види завад, на відміну від внутрішніх шумів приймача, є в загальному випадку нестационарними випадковими процесами. Однак за певних умов (наприклад, на інтервалі існування сигналу) їх можна вважати стаціонарними. Саме для цього випадку проаналізуємо умову виявлення сигналу на фоні активних маскувальних завад а також розрахуємо

дальність дії та зони видимості РЛС при впливі на неї цих завод. При цьому мають бути враховані *недосконалість* модульованих шумом завод у порівнянні з прямошумовою заводою і можлива розбіжність поляризації заводи й антени РЛС.

3. Дальність дії РЛС в умовах впливу активних шумових завод

Дальність дії і зони видимості РЛС в умовах впливу активних завод

При достатньому динамічному діапазоні приймача і відсутності системи заводозахисту умова виявлення цілі в активних маскувальних заводах з рівномірною спектральною густиною потужності в межах ширини спектра сигналу має вигляд

$$E_{\text{пр}} \geq \gamma_{\Sigma} (N_0 + N_{\text{нвх}}), \quad (12.1)$$

де $E_{\text{пр}}$ – енергія сигналу, відбитого від цілі, на вході приймача РЛС;

γ_{Σ} – коефіцієнт розділення, необхідний для забезпечення заданих показників якості виявлення чи вимірювання;

N_0 – спектральна щільність потужності внутрішнього шуму приймача;

$N_{\text{нвх}}$ – спектральна щільність потужності маскувальної заводи на вході приймача.

Якщо маємо m незалежних постановників активних завод, то

$$N_{\text{нвх}} = \sum_{i=1}^m \frac{P_i G_i F_i^2(\beta_{li}, \varepsilon_{li}) A F^2(\beta_i, \varepsilon_i)}{4\pi r_i^2 \Pi_i} \mu_{\text{пі}} \mu_{\text{зі}}^2, \quad (12.2)$$

де P_i – потужність передавача i -го постановника завод;

Π_i – ширина енергетичного спектра заводи i -го постановника завод;

G_i – коефіцієнт підсилення передавальної антени передавача завод i -го постановника завод;

$F_i(\beta, \varepsilon)$ – діаграма спрямованості антени i -го постановника завод при випромінюванні;

$\beta_{li}, \varepsilon_{li}$ – кути повороту діаграми спрямованості антени передавача i -го постановника завод щодо РЛС, що придушується;

r_i – відстань від i -го постановника активної заводи до РЛС;

$\mu_{\text{зі}}$ – коефіцієнт розбіжності поляризації заводи i -го постановника завод й антени РЛС;

μ_{ni} – коефіцієнт погіршення якості завади i -го постановника завод при модуляції шумом (для прямошумової завади $\mu_{ni} = 1$);

β_i, ε_i – кути повороту діаграми спрямованості $F(\beta, \varepsilon)$ антени РЛС, що придушується відносно i -го постановника завод;

A – ефективна площа приймальної антени РЛС.

Замінюючи нерівність (12.1) рівністю і підставляючи до неї (12.2), одержуємо *рівняння протирадіолокації*:

$$\frac{EG\sigma A}{(4\pi)^2 r_{\max}^4} = \gamma_{\Sigma} \left[N_0 + \sum_{i=1}^m \frac{P_i G_i A \mu_{ni} \mu_{zi}}{4\pi r_i^2 \Pi_i} F_i^2(\beta_{ni}, \varepsilon_{ni}) F^2(\beta_i, \varepsilon_i) \right], \quad (12.3)$$

де E – енергія зондувального сигналу РЛС;

G – коефіцієнт підсилення антени РЛС;

σ – ефективна площа розсіювання цілі.

Це рівняння визначає шукану дальність дії r_{\max} у напрямку максимуму діаграми спрямованості антени суміщеного радіолокатора. Для визначення дальності дії в довільному напрямку β, ε відносно цього максимуму ліву частину виразу (12.3) варто помножити на двовимірну діаграму спрямованості антени РЛС у четвертому степені $F^4(\beta, \varepsilon)$, а при послідовному огляді по одній з кутових координат, зокрема при круговому огляді – на $F^4(\varepsilon)$. У цьому випадку рівняння (12.3) буде визначати зону видимості РЛС кругового огляду в умовах впливу активних завод.

При розв'язанні рівняння (12.3) розрізняють такі режими прикриття сигналу заводою: *самоприкриття*, коли i -та ціль прикривається власним передавачем завод; *зовнішнє*, коли ціль, що не є постановником активної завади, прикривається одним чи декількома постановниками завод, і *комбіноване*, коли завади ставляться і з борту цілі, і з інших постановників.

У *режимі самоприкриття* дальність виявлення r_{\max} i -го постановника (вона ж – дальність самоприкриття r_{ci}) визначається відстанню до нього $r_i = r_{ci} = r_{\max}$. Якщо внутрішнім шумом приймача знехтувати, то з (12.3) при $N_{\text{вх}} \gg N_0$ одержимо

$$r_{ci} = \sqrt{\frac{EG\sigma \Pi_i}{4\pi P_i G_i \gamma_{\Sigma} \mu_{ni} \mu_{zi}}}. \quad (12.4)$$

Це дальність, на якій енергія сигналу відбитого від постановника активних завад, перевищує в γ_{Σ} разів величину $N_{n\text{вх}}$ створюваних ним самим завад.

У режимі зовнішнього прикриття ціль може маскуватися при впливі завад як по головній, так і по бічних пелюстках діаграми спрямованості антени РЛС. При цьому переріз її зони видимості (рис. 12.7) істотно змінюється.

Розв'язуючи рівняння (12.3) відносно r_{\max} для випадку послідовного огляду за азимутом, одержимо

$$r_{\max} = \frac{r_0 F(\varepsilon)}{\sqrt[4]{1 + \sum_{i=1}^m \left(\frac{r_0}{r_i}\right)^2 \left(\frac{r_0}{r_{ci}}\right)^2 F^2(\beta_i, \varepsilon_i) F_i^2(\beta_{li}, \varepsilon_{li})}}, \quad (12.5)$$

де чисельник – рівняння межі зони видимості РЛС у вертикальній площині за відсутності завад, а знаменник – коефіцієнт скорочення цієї зони за наявності завад.

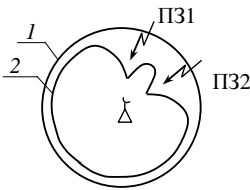


Рис. 12.7. Переріз зони огляду РЛС за відсутності (1) і за дії двох ПЗ (2)

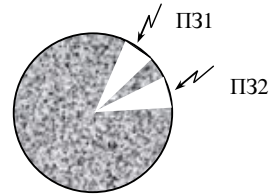


Рис. 12.8. Вигляд екрана ІКО при впливі двох ПЗ

Підставляючи будь-які значення β_i в (12.5), можна визначити дальність дії і побудувати переріз зони видимості при $\varepsilon = \text{const}$. Зразковий вигляд перерізу зони видимості у разі двох постановників завад (ПЗ) показаний на рис. 12.7 (переріз 2). Спостерігається скорочення дальності дії в порівнянні з випадком відсутності завад (зона 1). У наближенні напрямків на постановники завад створюються *сектори ефективного придушення РЛС*, у яких (за відсутності пристроїв захисту) виявлення цілей із заданою ймовірністю стає неможливим. Поза цими секторами дальність скорочується за рахунок впливу завад по бічних пелюстках.

Перерізу зони видимості (рис. 12.7) відповідає вигляд екрана індикатора (рис. 12.8) за відсутності автоматичного регулювання підсилення.

Якщо аналогічно досліджувати залежність дальності виявлення від кута місця, то можна перекоонатися, що зменшується не тільки дальність дії, але й знижується висота виявлення і піднімається нижня кромка зони видимості.

Одже, активні маскувальні завади зменшують зону видимості РЛС і призводять до появи секторів її ефективного придушення, в яких ціль не може бути виявлена на відповідній дальності з заданими показниками якості. Ці характеристики – зони видимості і ширина сектора ефективного придушення – вважають показниками впливу активних маскувальних завад на РЛС.

Питання для самоконтролю

1. Дайте класифікацію активних завад.
2. Назвіть основні методи та способи формування активних шумових завад.
3. Назвіть джерела несинхронних завад.
4. Поясніть вплив активних шумових завад на роботу РЛС.
5. Запишіть рівняння протирадіолокації та поясніть його сутність.
6. Визначте максимальну дальність виявлення постановника активних завад РЛС.
7. Визначте дальність виявлення цілей при прикритті їх постановниками активних завад.
8. Зобразіть переріз зони огляду РЛС при одночасному впливі постановників активних шумових завад з азимутів 120, 160 та 270°.
9. Поясніть поняття «сектор ефективного заглушення РЛС».

ЛЕКЦІЯ 13. ПРИНЦИПИ ЗАХИСТУ РЛС ВІД АКТИВНИХ МАСКУВАЛЬНИХ ЗАВАД

1. Амплітудна селекція

Основним принципом захисту від завад є використання *розбіжностей* параметрів завади і корисного сигналу. Якщо *робіжностей немає*, то захист від такої завади *неможливий*, тому що разом з завадою буде скомпенсований і сигнал. Тому перш ніж розглядати принципи захисту від завад, відзначимо, що залежно від сформованої завадової обстановки між завадою і корисним сигналом можуть бути:

- амплітудні;
- частотні;
- просторові (кутові);
- поляризаційні;
- часові й інші розбіжності.

Відповідно до цих розбіжностей у РЛС використовуються такі методи захисту від активних маскувальних завад:

- амплітудна селекція чи «силова» боротьба, що передбачає підвищення енергетичного потенціалу РЛС і зниження за рахунок цього відносної інтенсивності активних завад;
- частотна селекція, що полягає у частотній вибірковості спектральних складових сигналу на фоні спектра завади;
- просторова (кутова) селекція, що використовує розбіжності в напрямках надходження сигналу і завади;
- поляризаційна селекція, що використовує поляризаційні розбіжності сигналу й завади, і т. п.

Перелічені методи захисту від активних маскувальних завад можуть бути ефективними за наявності принаймні двох умов:

- по-перше, за наявності відповідних розбіжностей у параметрах корисного сигналу і завади;
- по-друге, за відсутності перевантаження приймального тракту. Тому, важливим заходом для підвищення заводозахищеності РЛС є забезпечення необхідного динамічного діапазону приймального тракту РЛС.

При усуненні придушення сигналу за рахунок перевантаження приймача для захисту від активних маскувальних завад можуть бути використані принципи амплітудної, частотної, просторової, поляризаційної селекції і т. д. Конкретні способи реалізації перелічених видів селекції впливають з рівняння протирадіолокації

$$\frac{EG\sigma A}{(4\pi)^2 r_{\max}^4} = \gamma_{\Sigma} \left[N_0 + \sum_{i=1}^m \frac{P_i G_i A \mu_{ni} \mu_{zi}}{4\pi r_i^2 \Pi_i} F_i^2(\beta_{ni}, \varepsilon_{ni}) F^2(\beta_i, \varepsilon_i) \right]. \quad (13.1)$$

Збільшенню дальності виявлення цілі в завадах у режимі зовнішнього прикриття будуть сприяти всі заходи, що збільшують ліву і зменшують праву частини цієї рівності. Ці заходи зводяться до збільшення енергії зондувального сигналу, збільшення коефіцієнта підсилення передавальної антени локатора, зменшення поляризаційного коефіцієнта і коефіцієнта розрізнення γ_{Σ} . Зрештою, зменшення рівня бічних пелюсток діаграми спрямованості антени в напрямку на джерело завад також дозволяє збільшити дальність дії в режимі зовнішнього прикриття. Для режиму самоприкриття відповідні заходи впливають з виразу

$$r_{ci} = \sqrt{\frac{EG\sigma \Pi_i}{4\pi P_i G_i \gamma_{\Sigma} \mu_{ni} \mu_{zi}}}. \quad (13.2)$$

Перейдемо до більш докладного розгляду перелічених можливостей.

Збільшення енергії зондувального сигналу може здійснюватися шляхом підвищення потужності і збільшення тривалості сигналу. При цьому перспективно використовувати антенні решітки з *паралельним* живленням і стиснення широкосмугових сигналів в оптимальних фільтрах.

Збільшення коефіцієнта підсилення антени, підвищуючи концентрацію корисної енергії в напрямку на ціль, може в той же час призвести до уповільнення темпу огляду простору. Однак, на сьогодні розвиваються методи керованого огляду, коли час, протягом якого антена спрямована на ціль, залежить від умов виявлення і, зокрема, від завадової обстановки. Особливо широкі можливості для застосування програмного автоматично-керованого огляду мають місце при використанні *фазованих антенних решіток*.

Антена радіолокатора зазвичай настроєна на якусь визначену *поляризацію* прийнятого сигналу: лінійну, кругову, або в загальному випадку еліптичну. Можливо застосування антен з *регульованою* поляризацією. Якщо поляризація антени збігається з поляризацією завади, ефект її впливу буде найбільшим. Так, наприклад, для вертикальної поляризації завади вплив буде найбільшим, якщо прийом відбувається на вертикальний вібратор; для кругової поляризації з обертанням вектора поля за годинниковою стрілкою ефект впливу буде найбільшим, якщо антена розрахована на цей же вид поляризації. Знаючи цю обставину,

антену можна тим чи іншим способом перенастроїти на ортогональну поляризацію, тобто для наведених прикладів – на горизонтальну або на кругову поляризацію, але з обертанням проти годинникової стрілки. Для еліптично поляризованої хвилі ортогональним є аналогічне еліптично поляризоване коливання, але зі зсунутим на 90° положенням еліпса поляризації. В усіх зазначених випадках можна отримати істотне ослаблення завади. Але при цьому можливе й ослаблення сигналу. Якщо, наприклад, його поляризація точно збігається з поляризацією завади, одночасно з нею буде ослаблений і корисний сигнал. Оскільки (навіть при нерегульованій на випромінювання поляризації) відбиті від реальних цілей сигнали мають випадкову поляризацію, що у загальному випадку не збігається з поляризацією завади, існують принципи можливості ослабити заваду в більшій мірі, ніж сигнал.

Для підвищення завадозахищеності доцільно зменшувати коефіцієнт розрізнення γ_Σ , що досягається наближенням прийому до оптимального. Якщо завада є стаціонарною, типу білого шуму, то зменшення γ_Σ досягається оптимізацією прийому шляхом використання фільтрів з оптимальною чи близькою до неї частотною характеристикою.

2. Частотна селекція

Частотна селекція тим ефективніша, чим ширший спектр завади в порівнянні зі спектром сигналу, тобто якщо завада, наприклад, є *загороджувальною* за частотою. У цьому випадку спектральна щільність потужності завади при заданій потужності передавача завад знижується обернено пропорційно до ширини спектра завади, а її потужність у смузі частот сигналу зменшується. *Прицільні* завади з меншою шириною спектра енергетично більш ефективні, ніж *загороджувальні*, але їх важче створювати у разі *швидкого перенастроювання частоти* радіолокатора, при багаточастотному чи *широкосмуговому зондувальному сигналі* й т. д. Якщо ширина спектра завади значно вужча від ширини спектра сигналу, то результатуючий шум не можна вважати білим. У цьому випадку оптимальною є частотна характеристика з придушенням у смузі частот завади; інакше кажучи, доцільно використовувати різного роду настроєні режекторні фільтри для коливань завади, що приводить до істотного зменшення коефіцієнта розрізнення.

Перенастроювання несучої частоти радіолокатора виявляється ефективним засобом захисту від прицільних завад, якщо час, витрачений противником на виявлення роботи РЛС, що придушується, визначення її несучої частоти і перенастроювання частоти передавача завад, перевищує

час, необхідний для зміни частоти радіолокатора. Перенастроювання частоти особливо ефективне в тому випадку, коли його діапазон досить широкий і в цьому діапазоні частота передавача змінюється від імпульсу до імпульсу на величину, більшу ніж ширина спектра прицільної завади. Для забезпечення більшої швидкості перенастроювання процес виявлення завади і перенастроювання частоти радіолокатора автоматизується. Навіть у тому випадку, коли противник використовує автоматизовану апаратуру постановки завад, завада зі зміненою частотою не може досягти радіолокатора за час, менший від часу поширення коливань до цілі і назад.

На рис. 13.1 наведена адаптивна схема частотної селекції з застосуванням автокомпенсатора. Використання частотних розбіжностей можливе в тих випадках, коли завада має складові частотного спектра, що не перекриваються зі спектром корисного сигналу. Ці складові (за допомогою відповідних фільтрів) можуть бути виділені і використані для керування колами адаптації.

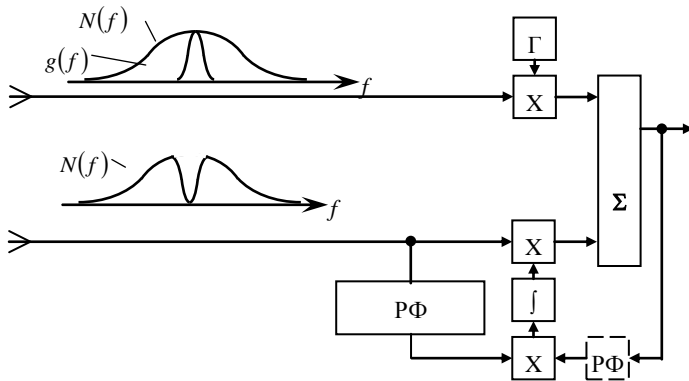


Рис. 13.1. Частотна селекція сигналу

Однак описані спеціальні заходи не можуть усунути компенсацію сигналу разом з компенсацією завади за відсутності просторових розбіжностей між ціллю і постановником завади. Створюваний за допомогою автокомпенсатора (квадратурного чи гетеродинного) провал у ДСА у напрямку на джерело завади в такому випадку виключає і прийом корисного сигналу. У разі відсутності кутових розбіжностей між ціллю і постановниками завад для виділення сигналу на фоні завад необхідно використовувати розбіжності за іншими параметрами, наприклад, за поляризацією.

3. Просторова селекція

Поліпшення просторової селекції є найважливішим способом захисту РЛС від активних завад усіх видів. Воно досягається за рахунок звуження головної пелюстки й зменшення рівня бічних пелюсток діаграми спрямованості антени. Просторова селекція дозволяє підвищити відношення сигнал/завада за рахунок ослаблення завади антеною на вході приймача, у результаті чого забезпечується звуження сектора ефективного придушення й збільшення коефіцієнта стискання зони виявлення РЛС.

Ширина головної пелюстки й рівень бічних пелюсток діаграми спрямованості залежать від розподілу поля на апертурі антени й похибок її виготовлення. Зростання рівня бічного прийому відбувається також через перевипромінювання сигналів від місцевих предметів.

У сучасних РЛС застосовуються серйозні заходи для зменшення рівня бічних пелюсток шляхом оптимізації закону розподілу поля на розкриві антени й підвищення точності її виготовлення. Однак у застосовуваних на сьогодні дзеркальних антенах досягти істотного зниження рівня бічних пелюсток важко через малі можливості зміни закону розподілу поля на розкриві дзеркала. Більш придатними для цього є фазовані антенні решітки (ФАР).

Тому, поряд із прийняттям усіх заходів для зниження рівня бічних пелюсток антени в сучасних РЛС здійснюють вибіркове адаптивне придушення бічного прийому в напрямку на кожен постановник завади шляхом компенсації завади, прийнятої по бічній пелюстці, сигналом завади, прийнятого з цього ж напрямку допоміжною антеною. Діаграма спрямованості допоміжної антени перекриває бічні пелюстки основної антени (рис. 13.2), де β_a – напрямок максимуму основної антени.

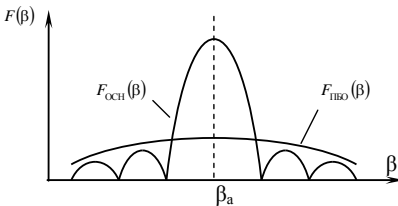


Рис. 13.2 Діаграми спрямованості основної та додаткової антен РЛС

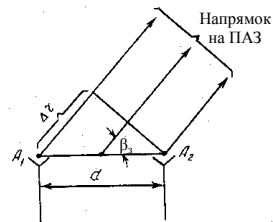


Рис. 13.3. До пояснення просторової селекції

Завадові коливання, прийняті основною антеною по бічних пелюстках і допоміжній антені, корельовані, але відрізняються одне від одного за інтенсивністю і мають зсув по фазі $\Delta\phi$, обумовлений різницею ходу $\Delta\epsilon$

(рис. 13.3). На рис. 13.3 позначено: d – відстань між фазовими центрами основної й допоміжної антени; β_3 – азимут постановника завади.

Принцип дії адаптивних пристроїв (багатоканальних автокомпенсаторів) пояснимо на прикладі одноканального автокомпенсатора (АК), узагальнена структурна схема якого наведена на рис. 13.4, а.

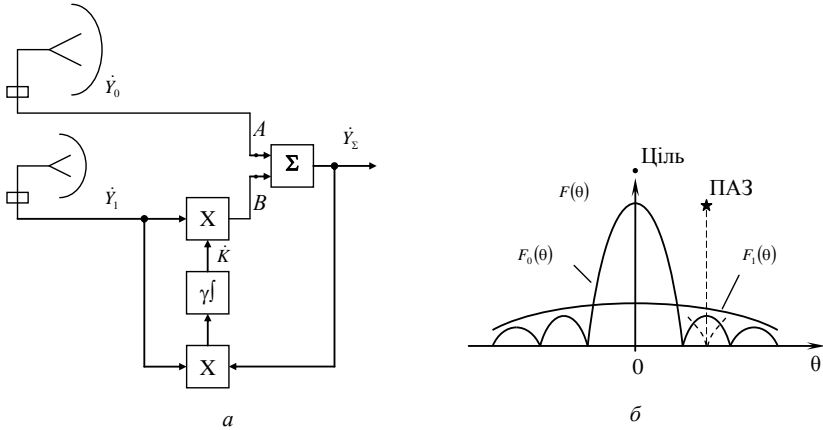


Рис. 13.4. Одноканальний автокомпенсатор

Одноканальний автокомпенсатор має один регульований компенсаційний (допоміжний, додатковий) канал (звідси одноканальний) і один нерегульований основний канал. Максимум основної ДС формується в очікуваному напрямку на джерело сигналу (ціль, що не шумить) (рис. 13.4, б). Кореляційний автокомпенсатор для виділення сигналу на фоні активних шумових завад використовує розбіжності в їхніх напрямках надходження. Тому припустимо, що постановник активної завади (ПАЗ) впливає на бічну пелюстку основної ДСА. Компенсаційна ДСА перекриває бічні пелюстки основної ДСА (рис. 13.4, б). Для компенсації завади шляхом підсумовування необхідно забезпечити практичну протифазність і рівність по амплітуді корельованих завадових коливань на входах суматора (точки A і B на рис. 13.4, а). Останнє досягається підстроюванням амплітуди і фази завадової напруги \dot{Y}_1 допоміжного каналу за рахунок множення його на комплексний ваговий коефіцієнт \dot{K} .

Припустимо, що з огляду на малу, порівняно з завадою, енергію корисного сигналу ваговий коефіцієнт \dot{K} визначається тільки завадою. Тоді ваговий коефіцієнт \dot{K} оцінюється у такий спосіб [13]:

$$T \frac{d\dot{K}}{dt} + \dot{K} = -\gamma \dot{Y}_\Sigma \dot{Y}_1^* / 2, \quad (13.3)$$

де

$$\dot{Y}_\Sigma = \dot{Y}_0 + \dot{K} \dot{Y}_1. \quad (13.4)$$

При коефіцієнті підсилення кола кореляційного зворотного зв'язку $\gamma \rightarrow \infty$ вихідне коливання не корельоване з коливанням допоміжного каналу.

Автокомпенсатор забезпечує придушення завади на 10 – 25 дБ і таким чином підвищує коефіцієнт стиснення зони виявлення в 1,7 – 4 рази.

Квадратурний автокомпенсатор. Спочатку розглянемо випадок формування вагової (керуючої) напруги на відеочастоті. Для цього подамо комплексну амплітуду \dot{K} через реальну K_c і уявну K_s частини (рис. 13.5)

$$\dot{K} = K_c - j K_s. \quad (13.5)$$

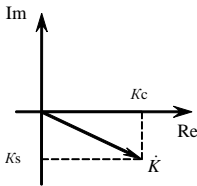


Рис. 13.5. Ваговий коефіцієнт

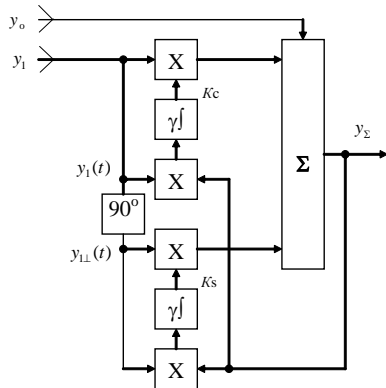


Рис. 13.6 Одноканальний квадратурний автокомпенсатор

Підставляючи вираз (13.5) в (13.4), одержимо

$$\dot{Y}_\Sigma = \dot{Y}_0 + K_c \dot{Y}_1 + K_s (-j \dot{Y}_1)$$

чи

$$\dot{Y}_\Sigma = \dot{Y}_0 + K_c \dot{Y}_1 + K_s \dot{Y}_{1\perp}. \quad (13.6)$$

Тут $\dot{Y}_{1\perp} = -j\dot{Y}_1$ – квадратурна складова вектора \dot{Y}_1 , одержана поворотом вектора \dot{Y}_1 на 90° , оскільки $e^{-j\pi/2} = -j$.

Миттєве значення сумарної вихідної напруги визначається рівнянням

$$y_\Sigma(t) = y_0(t) + K_c y_1(t) + K_s y_{1\perp}(t). \quad (13.7)$$

У свою чергу, диференціальні рівняння для квадратурних складових K_c і K_s визначаються у вигляді

$$T \frac{dK_c(t)}{dt} + K_c(t) = -\gamma y_1(t) y_\Sigma(t), \quad (13.8)$$

$$T \frac{dK_s(t)}{dt} + K_s(t) = -\gamma y_{1\perp}(t) y_\Sigma(t).$$

Структурна схема одноканального квадратурного автокомпенсатора (АК) відповідно виразів (13.6) – (13.8) показана на рис. 13.6.

Цей автокомпенсатор має два регульовані квадратурні підканали з дійсними передавальними коефіцієнтами K_c й K_s і називається *квадратурним*. Кожен з підканалів має балансний підсилювач з керованим й інвертованим коефіцієнтом передачі (множник) і корелятор (поєднання множника й інтегратора), вихідна напруга якого регулює коефіцієнти підсилення допоміжних каналів. За допомогою фазообертача досягається фазовий зсув 90° між напругами в квадратурних підканалах.

Принцип компенсації завод можна пояснити за допомогою векторних діаграм, показаних на рис. 13.7, а, б (модуль коефіцієнта кореляції заводи вважатимемо таким, що дорівнює 1). Вектор \dot{Y}_0 зображає напругу заводи в основному каналі, а \dot{Y}_1 – у компенсаційному каналі. Фазовий зсув між напругами основного і компенсаційного каналів показаний у вигляді кута φ_n між відповідними векторами \dot{Y}_0 і \dot{Y}_1 . Його величина залежить від розбіжностей у напрямках прийому корисного сигналу і заводи. Цей зсув може також залежати від розносу фазових центрів основної і компенсаційної антен, розбіжностей електричних довжин основного і допоміжного каналів і т. п. Напруга компенсаційного каналу розкладається за двома складовими \dot{Y}_1 і $\dot{Y}_{1\perp}$ (рис. 13.7, а). На виходах регульованих

підсилювачів формуються компенсуючі напруги $K_c \dot{Y}_1$ і $K_s \dot{Y}_{1\perp}$ (рис. 13.7, б). Результируючий вектор сумарної напруги компенсаційних підканалів $K_c \dot{Y}_1 + K_s \dot{Y}_{1\perp}$ у сталому режимі і при повній кореляції завади виявляється рівним (по довжині) і протифазним вектору напруги, що надходить на вхід суматора основного каналу.

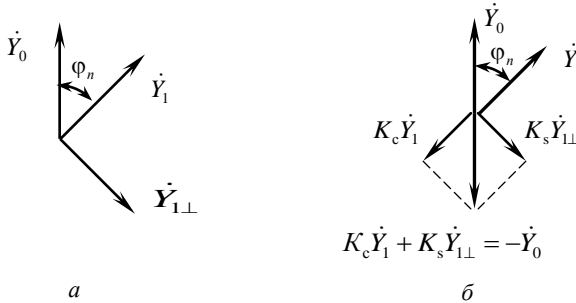


Рис. 13.7. Векторні діаграми

При цьому вихідна напруга АК \dot{Y}_2 цілком декорелюється з напругою компенсуючого каналу \dot{Y}_1 , тобто

$$M \left\{ \dot{Y}_2 \dot{Y}_1^* \right\} \Big|_{\dot{K}=\dot{K}_{\text{опт}}} = 0. \quad (13.9)$$

Декореляція вихідної і компенсуючої напруг, що забезпечується за рахунок кореляційного зворотного зв'язку, виявляється ознакою мінімізації дисперсії завади на виході автокомпенсатора.

Значення коефіцієнта передачі \dot{K} , що забезпечує мінімум дисперсії завади на виході АК у сталому режимі, має дорівнювати (знаходиться з умови $\partial \sigma_{\Sigma}^2 / \partial \dot{K} = 0$, $\partial \sigma_{\Sigma}^2 / \partial K_c = 0$, $\partial \sigma_{\Sigma}^2 / \partial K_s = 0$) при $\dot{K} = \dot{K}_{\text{опт}}$)

$$\dot{K}_{\text{опт}} = -\dot{\rho} \frac{\sigma_0}{\sigma_1}, \quad (13.10)$$

де $\dot{\rho} = \frac{M\{\dot{Y}_0 \dot{Y}_1^* / 2\}}{\sigma_0 \sigma_1}$ – коефіцієнт кореляції комплексних амплітуд завад

компенсованої і компенсувальної напруг на входах основного і компенсаційного каналів;

σ_0, σ_1 – середньоквадратичне значення завади на входах основного і компенсаційного каналів.

У свою чергу, для розглянутого прикладу значення коефіцієнта передачі \dot{K} в сталому режимі, як відзначалося вище, дорівнює

$$\dot{K}_{\text{ст}} = -\gamma M\{\dot{Y}_\Sigma Y_1^* / 2\}. \quad (13.11)$$

При сильному зворотному зв'язку ($\gamma \gg \frac{1}{\sigma_1^2}$), підставляючи значення

$\dot{Y}_\Sigma = \dot{Y}_0 + \dot{K} \dot{Y}_1$ в (13.11), після перетворень одержимо, що

$$\dot{K}_{\text{ст}} = \dot{K}_{\text{онт}} = -\dot{\rho} \frac{\sigma_0}{\sigma_1} = -(\rho_c - j\rho_s) \frac{\sigma_0}{\sigma_1}. \quad (13.12)$$

Тоді значення K_c і K_s ($\dot{K} = K_c - jK_s$) в сталому режимі будуть відповідно дорівнювати

$$K_c = -\rho_c \frac{\sigma_0}{\sigma_1}, \quad K_s = -\rho_s \frac{\sigma_0}{\sigma_1}. \quad (13.13)$$

При точному дотриманні квадратурності обробки шуми компенсаційних каналів некорельовані і підканали налагоджуються незалежно.

Результуючу дисперсію завади на виході автокомпенсатора визначимо в такий спосіб:

$$\begin{aligned} \sigma_\Sigma^2 &= \frac{1}{2} M\{|\dot{Y}_\Sigma|^2\} = \frac{1}{2} M\{|\dot{Y}_0 + \dot{K} \dot{Y}_1|^2\} = \frac{1}{2} M\{|\dot{Y}_0|^2\} + \\ &+ 2\dot{K} M\{\dot{Y}_0^* \dot{Y}_1 / 2\} + |\dot{K}|^2 \frac{1}{2} M\{|\dot{Y}_1|^2\} = \sigma_0^2 - 2|\dot{\rho}|^2 \sigma_0^2 + |\dot{\rho}|^2 \sigma_0^2 = \\ &= \sigma_0^2 (1 - |\dot{\rho}|^2). \end{aligned}$$

Показником якості роботи автокомпенсатора є коефіцієнт придушення завади K_n , що визначається для одноканального автокомпенсатора виразом

$$K_n = \frac{\sigma_0^2}{\sigma_\Sigma^2} = \frac{1}{1 - |\dot{\rho}|^2}. \quad (13.14)$$

Для ефективної компенсації завод значення модуля коефіцієнта кореляції $|\dot{\rho}|$ має бути наближеним до одиниці. Тому необхідно забезпечити високу ідентичність амплітудно- і фазочастотних характеристик приймальних трактів та антенних елементів. Для ослаблення впливу неідентичності частотних характеристик приймальних трактів на якість компенсації завод автокомпенсатори доцільно розробляти на несучій частоті якнайближче до входу антени. Вирішення цього завдання в ряді випадків полегшується при використанні в цих трактах цифрових пристроїв для формування вагових коефіцієнтів.

В аналоговому квадратурному компенсаторі при формуванні керуючої напруги операція усереднення за часом (інтегрування) здійснюється на постійному струмі. Використовується також гетеродинний автокомпенсатор, де ця операція здійснюється на перемінному струмі шляхом інтегрування (накопичення) у вузькосмужному контурі.

Гетеродинний автокомпенсатор. Структурна схема гетеродинного автокомпенсатора наведена на рис. 13.8. Алгоритм роботи гетеродинного автокомпенсатора можна одержати, помноживши (13.4) на $e^{j2\pi(f_0+f_r)t}$, а (13.5) на $e^{j2\pi f_r t}$. При цьому одержимо такі співвідношення:

$$\dot{Y}_\Sigma e^{j2\pi(f_0+f_r)t} = (\dot{Y}_0 e^{j2\pi f_0 t}) e^{j2\pi f_r t} + (\dot{K} e^{j2\pi f_r t}) \dot{Y}_1 e^{j2\pi f_0 t}, \quad (13.15)$$

$$\dot{K} e^{j2\pi f_r t} = -\gamma M \left[\dot{Y}_\Sigma e^{j2\pi(f_0+f_r)t} (\dot{Y}_1 e^{j2\pi f_0 t})^* / 2 \right]. \quad (13.16)$$

На вхід гетеродинного автокомпенсатора надходять напруги завади з комплексними амплітудами \dot{Y}_0 і \dot{Y}_1 на несучій частоті f_0 . Обидві напруги у відповідних змішувачах Z_{m1} і Z_{m2} перетворюються на сумарну несучу частоту $f_0 + f_r$. При перетворенні напруги основного каналу використовується гетеродинна напруга з некерованими, а компенсаційного

– з керованими амплітудою $|K|$ і початковою фазою $\arg K$. У результаті такого перетворення забезпечується необхідна для компенсації амплітуда і початкова фаза компенсуючої напруги $\dot{K} \cdot \dot{Y}_1 e^{j2\pi(f_0+f_r)t}$.

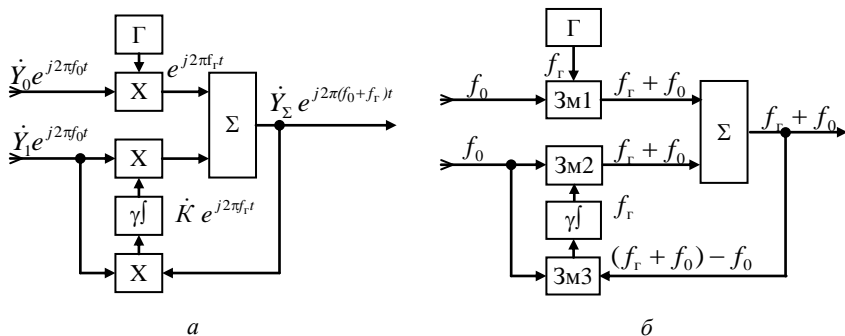


Рис. 13.8. Одноканальний гетеродинний автокомпенсатор

Сумарна напруга частоти $f_0 + f_r$ надходить на вихід автокомпенсатора і в коло кореляційного зворотного зв'язку. У ньому виробляється гетеродинна напруга $\dot{K} e^{j2\pi f_r t}$ згідно (13.16). Для цього вихідна напруга $\dot{Y}_\Sigma e^{j2\pi(f_0+f_r)t}$ гетеродинується вхідною напругою компенсаційного каналу $\dot{Y}_1 e^{j2\pi f_0 t}$. На виході змішувача 3м3 виділяється напруга різницевої частоти $(f_0 + f_r - f_0 = f_r)$, початкова фаза якого визначається різницею початкових фаз перемножених коливань, що враховується в (13.16) знаком комплексного спряження $(\dot{Y}_1 e^{j2\pi f_0 t})^*$.

Таким чином, особливостями обробки в гетеродинному компенсаторі є:

- введення комплексного вагового коефіцієнта \dot{K} шляхом гетеродинування з відповідним регулюванням у змішувачі 3м2;
- обчислення кореляційного моменту вихідної і компенсаційної напруг шляхом гетеродинування як деякої усередненої комплексної амплітуди коливань гетеродинної частоти. При цьому, як зазначалося раніше, усереднення забезпечується шляхом накопичення (інтегрування) коливань вузькосмужною коливальною системою з більшою пам'яттю, наприклад, кварцовим резонатором.

Гетеродинний автокомпенсатор, як і квадратурний, декодує вихідну напругу \dot{Y}_Σ стосовно напруги допоміжного каналу \dot{Y}_1 . Коефіцієнт

придушення однієї завади одноканальним гетеродинним автокомпенсатором також визначається виразом (13.14).

Поряд з коефіцієнтом придушення завод у сталому режимі якісним показником автокомпенсатора є його швидкодія (час входження в сталий режим адаптації). Оскільки час кореляції завади зазвичай істотно менший за час накопичення (інтегрування) в автокомпенсаторі, то про установлення випадкової величини $K(t)$ можна орієнтовно судити за встановленням її математичного сподівання $K_{\text{сеп}} = M\{K(t)\}$. Скалярне рівняння має вигляд

$$T_d d\dot{K}_{\text{сеп}}/dt + \dot{K}_{\text{сеп}} = \dot{K}_{\text{ст}}, \quad (13.17)$$

де $\dot{K}_{\text{ст}} = -\gamma\sigma_0\sigma_1\dot{\rho}/(1+\gamma\sigma_1^2)$ – стале комплексне значення $\dot{K}_{\text{сеп}}$;
 T_d – динамічна стала часу при замкнутому зворотному зв'язку:

$$T_d = T/(1+\gamma\sigma_1^2), \quad (13.18)$$

де T – стала часу інтегратора.

Якщо $\gamma\sigma_1^2 \gg 1$, то динамічна постійна часу T_d багато менше T .

Залежності $|\dot{K}_{\text{сеп}}/\dot{K}_{\text{ст}}| = 1 - \exp(-t/T_d)$ і $\sigma_{\Sigma}/\sigma_0 \approx \exp(-t/T_d)$, що характеризують зміну в часі модуля передатного коефіцієнта компенсатора і рівня некомпенсованого залишку завади при $|\dot{\rho}| = 1$, наведені на рис. 13.9.

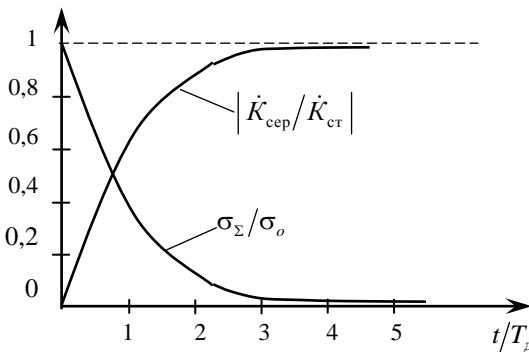


Рис. 13.9. Залежності, що характеризують перехідний процес автокомпенсатора

Визначимо, що ефективна компенсація одночасно діючих N завод відбувається за наявності не менше $M-1=N$ незалежних допоміжних каналів приймання зі своїми антенами. Так, за наявності двох рознесених у просторі постановників завод необхідно використовувати як мінімум двоканаль-

ний автокомпенсатор. На рис. 13.10 показаний приклад структурної схеми двоканального гетеродинного автокомпенсатора.

За наявності досить потужного і тривалого корисного сигналу як на основному, так і на допоміжному входах АК останній може здійснювати компенсацію і корисного сигналу (навіть за наявності кутових розбіжностей між цілєю і постановником завади). Але якщо відбиті від цілі імпульси мають невеликий рівень і малу тривалість у порівнянні з часом налаштування кіл КЗЗ автокомпенсатора, то кола адаптації практично не реагують на корисний сигнал і компенсується тільки завада (за наявності відповідних кутових розбіжностей). У протилежному разі (великі потужність і тривалість сигналу) необхідно вживати спеціальних заходів для виключення його з компенсаційного

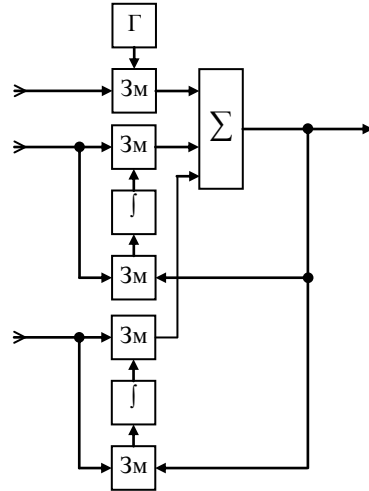


Рис. 13.10. Двоканальний гетеродинний автокомпенсатор

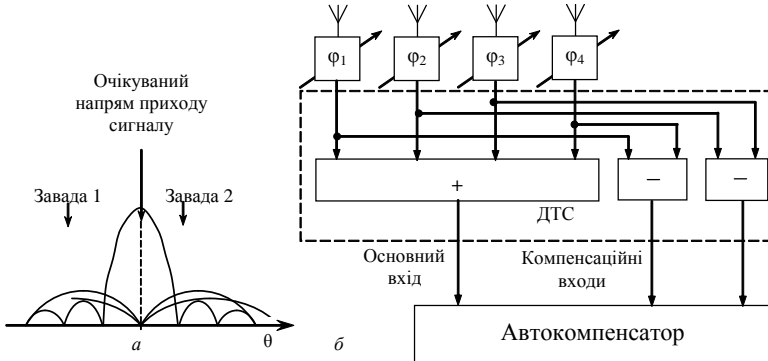


Рис. 13.11. Додаткова неадаптивна просторова селекція

каналу й усунення впливу цього сигналу на КЗЗ. Ці заходи можуть бути засновані на використанні просторових, часових і частотних розбіжностях сигналу і завади. Крім того, можуть використовуватися алгоритмічні методи.

Так, при використанні просторових розбіжностей завдання вирішується шляхом формування провалів у ДСА компенсаційних антен в очікуваному напрямку прийому корисного сигналу, тобто в області головної пелюстки ДСА антени основного каналу (рис. 13.11, а). В антенній решітці (рис. 13.11, б) такі діаграми можна сформувавши, наприклад, шляхом додавання (основна ДСА) і віднімання (компенсаційні ДСА) напруг з відповідних елементів АР. Крім того, діаграмотвірна схема (ДТС) може бути побудована на основі перетворень Фур'є, Адамара й ін.

4. Поляризаційна селекція

Для адаптивної компенсації завад у ряді випадків доцільно використовувати *поляризаційні* розбіжності сигналу і завади. Цей метод становить інтерес, наприклад, для ситуації, коли завада, що перекриває сигнал у частотній і часовій областях, впливає по головній пелюстці діаграми спрямованості приймальної антени, і тому ні просторова, ні частотна чи часова селекція неможливі.

Поляризаційну структуру електромагнітної хвилі визначають такі параметри (рис. 13.12):

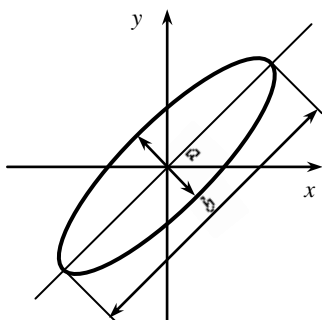


Рис. 13.12. Параметри еліпса поляризації електромагнітної хвилі

– кут просторової орієнтації еліпса поляризації ψ ;

– коефіцієнт еліптичності

сигналу $k_{e.c.} = \frac{a}{b} \leq 1$;

– напрямок обертання вектора напруженості електричного поля.

Вибором зазначених параметрів, а також їхньою відповідною зміною, можна досягти істотного ослаблення впливу активних завад.

Принцип поляризаційної селекції полягає в тому, що антенна система РЛС

настроюється на прийом сигналу певної поляризації, у загальному випадку еліптичної. Завада максимально ослаблюється, якщо поляризація антенної системи буде ортогональна поляризації завади: для вертикальної поляризації завади – горизонтальна; для кругової поляризації – кругова із протилежним обертанням вектора напруженості поля; для еліптично

поляризованої хвилі ортогональним є також еліптично поляризоване коливання, але зі зсунутим на 90° положенням осей.

Структурна схема поляризаційного селектора показана на рис. 13.13. Ортогональні складові електромагнітної хвилі виділяються відповідними поляризаційними фільтрами й підсумовуються з відповідними вагами K_1 і K_2 . Шляхом підбирання вагових коефіцієнтів мож-

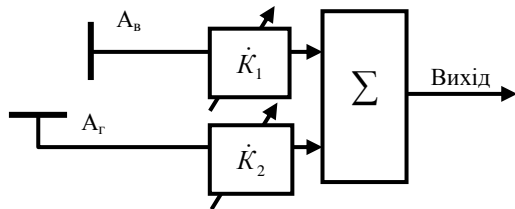


Рис. 13.13. Структурна схема поляризаційного селектора

на одержати необхідну поляризацію приймальної антенної системи. Для поділу електромагнітної хвилі на два ортогональні лінійно-поляризовані компоненти в основному застосовуються різного роду трійникові переходи із хвилеводу круглого перетину на два ортогонально розташовані прямокутні хвилеводи або із хвилеводу квадратного перерізу на два прямокутні хвилеводи, розташовані під прямим кутом.

На рис. 13.14, *a* зображено пристрій трійникового переходу із хвилеводу круглого перерізу на два ортогонально розташовані хвилеводи прямокутного перерізу. У круглому хвилеводі має місце хвиля типу TE_{11} , силові лінії електричного поля якої в загальному випадку розподіляються в поперечному

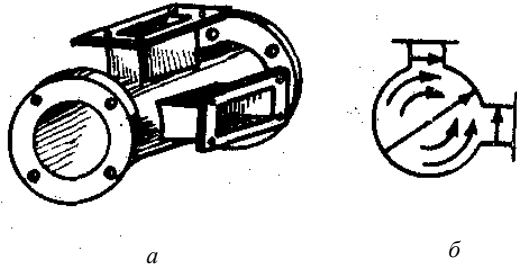


Рис. 13.14 Роздільник поляризації на лінійні ортогональні поляризаційні компоненти:
a – пристрій; *б* – вигляд поля хвилі TE_{11} у поперечному перерізі роздільника

перерізі трійника, як показано на рис. 13.14, *б*. На вході прямокутного хвилеводу на деякій відстані від місця з'єднання вони виявляються орієнтованими уздовж вузької стінки прямокутних хвилеводів, унаслідок чого буде забезпечена умова порушення хвилі типу TE_{01} в обох хвилеводах.

Автоматичне підстроювання поляризації може здійснюватися за рахунок використання кореляційного автокомпенсатора (квадратурного чи гетеродинного) і двоканальної антени. Конструкція антени така, що забезпечується прийом коливань із двома взаємно ортогональними (наприклад, лінійними) поляризаціями. На рис. 13.15, а, наведена спрощена схема автоматичного поляризаційного селектора, побудованого на базі квадратурного автокомпенсатора. Такий автокомпенсатор забезпечує придушення завад від одного джерела, що діє в головній пелюстці діаграми спрямованості примальної антени РЛС.

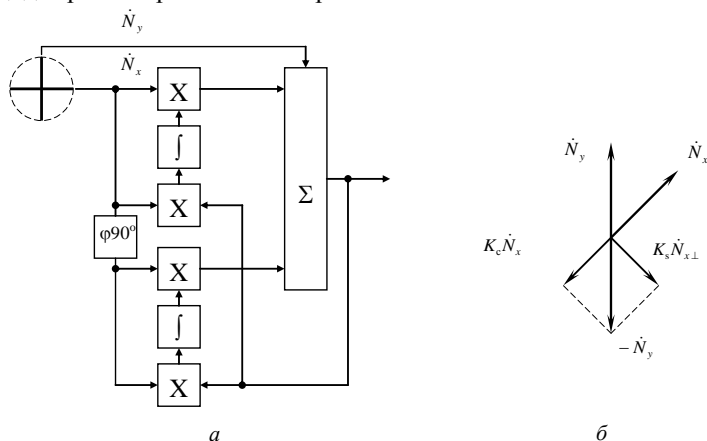


Рис. 13.15. Поляризаційний автокомпенсатор

Нехай завада \dot{N} має, наприклад, регулярну еліптичну поляризацію. У цьому випадку між ортогональними складовими \dot{N}_x і \dot{N}_y існує фазовий зсув φ (значення φ залежить від виду поляризації). Автокомпенсатор вирівнює амплітуди і фази вхідних коливань і компенсує заваду (рис. 13.15, б). Корисний сигнал має іншу поляризацію і, отже, інший фазовий зсув між його ортогональними складовими. Коливання сигналу можна розкласти на дві складові: одну, що має поляризацію завади, а іншу – її ортогональну. Перша складова сигналу буде заглушена поляризаційним автокомпенсатором, а для іншої складової цей селектор буде оптимально настроєним. Ця складова і створює відповідний вихідний ефект. На корисний сигнал КЗЗ не встигає зреагувати, оскільки тривалість сигналу набагато менша від часу встановлення автокомпенсатора.

Таким чином, якщо сигнал і завада мають різну регулярну поляризацію, то в результаті роботи автокомпенсатора антенна система настроєна на поляризацію, що ортогональна поляризації завади.

Необхідно, однак, зазначити, що застосування активних завад з хаотичною поляризацією істотно ускладнює можливість поляризаційної селекції.

Питання для самоконтролю

1. Дайте класифікацію активних завад.
2. Поясніть принцип захисту РЛС від активних шумових завад.
3. Поясніть сутність методу захисту РЛС від активної шумової завади за рахунок частотної селекції.
4. У чому полягає сутність методу просторової селекції для захисту РЛС від активних шумових завад?
5. Запропонуйте варіанти побудови систем захисту РЛС від активних шумових завад на основі методу амплітудної селекції.
6. Поясніть роботу одноканального автокомпенсатора активних шумових завад.
7. У чому полягає необхідність застосування квадратурного автокомпенсатора активних шумових завад у РЛС?
8. Поясніть принцип компенсації активної шумової завади в квадратурному автокомпенсаторі за допомогою векторних діаграм.
9. Поясніть принцип роботи гетеродинного автокомпенсатора.
10. У чому полягає сутність поляризаційної селекції активних завад?
11. Поясніть роботу поляризаційного автокомпенсатора.

ЛЕКЦІЯ 14. СИСТЕМИ З АКТИВНИМ ЗАПИТОМ І ВІДПОВІДДЮ

1. Завдання, які вирішуються системою з активним запитом і відповіддю

Радіолокаційні системи з активним запитом і відповіддю (системи вторинної радіолокації) являють собою сукупність запитувачів і відповідачів, об'єднаних спільними принципами побудови і пов'язаних між собою лініями автоматичного двостороннього радіозв'язку. Під спільністю побудови розуміється використання спільних частот, режимів, принципів кодування сигналів, без чого неможлива взаємодія запитувачів та відповідачів.

Система з активним запитом і відповіддю (САЗВ) є складовою частиною радіолокаційної системи РТВ і призначена для одержання координатної та іншої інформації від своїх повітряних, надводних (а в деяких випадках і наземних) об'єктів. Інформація від об'єктів передається на КП частин і підрозділів з використанням автоматичної двосторонньої радіолінії зв'язку, кореспондентами в якій є запитувачі й відповідачі.

Ця радіолінія одержала назву – лінія САЗВ.

Запитувач – радіолокаційний пристрій, призначений для формування і випромінювання радіосигналів запиту, а також для прийому та обробки радіосигналів відповіді.

Відповідач – радіолокаційний пристрій, який установлюється на об'єктах, що підлягають виявленню та впізнаванню, і призначений для прийому та обробки радіосигналів запиту, формування і випромінювання радіосигналів відповіді.

Сигнал запиту – радіосигнал, який випромінюється запитувачем з метою одержання від своїх об'єктів сигналів відповіді, що містять певну інформацію.

Сигнал відповіді – радіосигнал, що випромінюється своїм об'єктом і містить запитувану інформацію.

Лінія САЗВ є лінією зв'язку, однак у ній використовуються радіолокаційні принципи роботи: а) періодичне випромінювання сигналів запиту і негайне (з невеликою постійною затримкою) формування й випромінювання сигналів відповіді; б) огляд простору запитувачами за допомогою антен спрямованої дії. Це дозволяє визначити дальність до об'єкта за затримкою сигналів відповіді щодо сигналів запиту та азимут об'єкта локації за кутовим положенням антени в момент прийому пачки відповідних сигналів.

Лінії САЗВ, в яких для одержання інформації використовуються сигнали відповіді, мають у порівнянні із РЛС, що отримують інформацію з ехосигналів, значні енергетичні й інформаційні переваги.

Енергетичні переваги полягають у тому, що, оскільки лінія САЗВ за принципом побудови є лінією радіозв'язку, в ній для одержання такої ж дальності дії, як і в РЛС з імпульсними сигналами, потрібна значно менша енергія зондувальних сигналів. З іншого боку, при однакових енергіях сигналів запиту і зондувальних імпульсних сигналів в активних РЛС лінія САЗВ буде значно більш завадостійкою, ніж траса локації імпульсної РЛС.

Інформаційні переваги ліній САЗВ над РЛС полягають у тому, що сигнали відповіді на відміну від ехосигналів можуть нести не тільки координатну, але й деяку додаткову інформацію. Зміст інформації, одержуваної по лінії САЗВ, залежить від призначення цієї лінії. Це можуть бути відомості про державну належність об'єкта, його індивідуальні ознаки і стан бортових систем.

Завдання, що вирішують системи вторинної радіолокації

Системи вторинної радіолокації (ВРЛ) знаходять застосування у різних сферах військової та цивільної діяльності і вирішують такі завдання [14]:

- радіолокація (виявлення і визначення координат) об'єктів різного базування – наземних, надводних, повітряних;
- навігація (визначення свого місцеположення шляхом вимірювання координат маяків-відповідачів, місцеположення яких відоме);
- охорона, контроль доступу до режимних об'єктів (впізнання людини, транспорту і перевірка наявності санкціонованого доступу);
- контроль руху і попередження зіткнень транспорту (визначення координат близько розташованих об'єктів і виявлення потенційно небезпечних);
- пошуково-рятувальні роботи за допомогою аварійних маяків.

Поряд з радіолокацією системи ВРЛ додатково служать для передачі різноманітної інформації, що забезпечує вирішення багатьох завдань в інтересах Збройних Сил:

- визначення державної належності об'єктів (державне радіолокаційне впізнання);
- одержання інформації про індивідуальні ознаки та стан об'єкта з відповідачем (бортовий номер, висота польоту, вектор швидкості, наявність палива та боєзапасу, повідомлення типу «Біда», «Шасі випущене» й ін.);
- передачу на борт винищувача команд управління, отримання доповідей з винищувача.

Сучасні системи вторинної радіолокації

Для розвідки, контролю повітряного простору у Збройних Силах України застосовується інформація таких систем ВРЛ:

- система державного радіолокаційного впізнання «Пароль». Запитувачі системи «Пароль» встановлені в кожній військовій РЛС;

- міжнародна система ВРЛ для керування повітряним рухом АТРСБС або просто RBS. Інформація цієї системи надходить до командних пунктів від системи організації повітряного руху України;

- вітчизняна система ВРЛ для керування повітряним рухом. У Збройних Силах застосовується в системі радіотехнічного забезпечення польотів для контролю польотів у зоні аеродрому, для виводу літаків до аеродрому (диспетчерські локатори) та контролю посадки (локатори посадки).

У перспективі передбачається застосування запитувачів системи радіолокаційного впізнання НАТО Mk X(II) з метою забезпечення різноманітних заходів у рамках програм міжнародного співробітництва.

Комплексне використання міжнародних та вітчизняних систем ВРЛ у радіотехнічних військах має забезпечити:

- виявлення та надійний супровід усіх літальних апаратів, оснащених увімкненими відповідачами;

- незалежно від державної та відомчої належності повітряних суден своєчасне виявлення таких, що зазнають аварії або мають іншу надзвичайну ситуацію на борту (наприклад викрадення літака);

- індивідуальне впізнання всіх повітряних суден, виявлення порушників правил використання повітряного простору;

- інформаційну підтримку різноманітних заходів у рамках міжнародного співробітництва.

Склад одержуваної інформації визначається запитувачем шляхом формування відповідної команди (повідомлення). Повідомлення перетворюється на сигнал запиту відповідно до певного коду.

Кодом, у цьому випадку, будемо називати систему сигналів для передачі відповідних їм повідомлень по лініях САЗВ. Таке визначення не суперечить загальному випадку, де під кодом розуміється система умовних знаків (символів, позначень, сигналів) для передачі, обробки й зберігання різної інформації.

Відповідач приймає сигнал запиту і декодує команду, що знаходиться в ньому. За виявленою командою формується повідомлення, що містить запитувану інформацію, яка потім перетворюється на сигнал відповіді за певним кодом.

Інформація, що закодована у сигналі відповіді, декодується в запитувачі, перетворюється й відображається на відповідних пристроях індикації.

Систему з активним запитом і відповіддю можна розглядати як велику систему й у її складі можна виділити дві основні системи (підсистеми), які застосовуються в РТВ:

- оглядова САЗВ;
- система радіолокаційного впізнання «свій – чужий».

Засоби САЗВ при своєму функціонуванні в тій чи іншій мірі взаємодіють із засобами системи активної радіолокації. За ступенем цієї взаємодії засоби САЗВ поділяють на незв'язані (не сполучені) й сполучені.

Незв'язані засоби САЗВ функціонують незалежно від угруповання засобів активної радіолокації. Інформація, що одержується запитувачами в результаті адресного запитування або кругового огляду простору, видається на спільний із системою активної радіолокації командний пункт, де відбувається процес ототожнення з інформацією, що видається засобами активної радіолокації.

При використанні незв'язаних засобів суцільне поле САЗВ з необхідними параметрами можна створити за допомогою меншої кількості запитувачів, завдяки чому, крім зменшення економічних витрат, знижується рівень внутрішніх системних завод. Однак при цьому виникають більші труднощі при ототожненні інформації САЗВ й системи активної радіолокації. Тому на сучасному етапі найбільше застосовуються сполучені засоби САЗВ.

Сполучені засоби САЗВ працюють синхронно з РЛС по запуску й огляду простору. Інформація, що одержується від РЛС і запитувача, відображається на спільних індикаторних пристроях (як правило оглядових індикаторах РЛС). Важливою перевагою сполучених засобів є простота прив'язки інформації САЗВ до оцінок ехосигналів.

Сполучені засоби САЗВ можуть працювати в автономному й сполученому (комбінованому) режимах роботи.

При роботі в автономному режимі для формування сигналів запиту та відповіді використовуються спеціально виділені робочі частоти, які відрізняються від робочої частоти РЛС.

У сполучених режимах для формування сигналів запиту та відповіді використовуються зондувальні й (або) відбиті сигнали РЛС.

У режимі, сполученому по запиту, сигнал запиту містить у собі й зондувальний сигнал. Сигнал відповіді формується тільки за наявності на вході відповідача сигналу запитувача й зондувального сигналу РЛС. Роздільна здатність запитувача за азимутом буде визначатися шириною

головного променя діаграми спрямованості антени РЛС. Для багатьох РЛС (особливо сантиметрового діапазону) ширина головного променя суттєво менше ширини головного променя діаграми спрямованості антени запитувача.

У деяких випадках у сполученому режимі як сигнал запиту може використовуватися тільки зондувальний сигнал РЛС.

У режимі, сполученому за відповіддю, інформація САЗВ відображається тільки при одночасному отриманні сигналу відповіді й відбитого сигналу РЛС.

Оглядова САЗВ

Оглядова САЗВ є складовою частиною загальної системи з активним запитом і відповіддю радіотехнічних військ і призначена для одержання координатної й додаткової (так званої польотної) інформації про свої літаки. Основним елементом оглядової САЗВ є оглядова станція САЗВ, яка працює разом із РЛС активної радіолокації або автономно. Оглядові станції САЗВ здійснюють безперервний огляд простору, формуючи сигнали запиту із частотою проходження, що забезпечує однозначне вимірювання дальності за часом затримки сигналів відповіді.

Оглядові станції САЗВ забезпечують вирішення таких завдань:

- визначення площинних координат своїх об'єктів за параметрами сигналів відповіді;
- автоматичне одержання з борту літака (за спеціальними запитами зі станції САЗВ) інформації про висоту літака за даними бортового висотоміра, про запас боскомплекту й пального за даними бортових датчиків;
- автоматизоване одержання спеціальних сигналів і повідомлень про стан бортових систем, маневри літака тощо.

Оглядові станції САЗВ дозволяють одержати координатну інформацію про свої об'єкти в складній завадовій обстановці, а також за межами зони виявлення РЛС. Додаткова (польотна) інформація, що запитується по лінії САЗВ, необхідна для керування винищувачами в ході ведення бойових дій.

Система радіолокаційного впізнання «свій – чужий»

Система радіолокаційного впізнання «свій – чужий» призначена для визначення державної належності об'єктів, виявлених радіолокаційними засобами, за принципом «свій – чужий» і одержання інформації про індивідуальні ознаки своїх об'єктів.

Впізнання за принципом «свій – чужий» забезпечують наземні радіолокаційні запитувачі (НРЗ), які функціонально сполучаються із РЛС.

Система радіолокаційного впізнання може бути також використана для супроводу своїх літаків за межами зони виявлення РЛС і в складній завадовій

обстановці. У системі радіолокаційного впізнання передбачено одержання інформації про аварійний стан бортових систем повітряних об'єктів.

Для визначення державної належності повітряних об'єктів, виявлених РЛС, у НРЗ формується й випромінюється в напрямку цих об'єктів сигнал запиту. У сигналі запиту присутня команда відповідачеві на формування й випромінювання сигналу відповіді, в якому закодована інформація про державну належність виявленого об'єкта. У загальному випадку, для вирішення завдання впізнання можна використовувати тільки один тип сигналів запиту й один тип сигналів відповіді. Однак для підвищення імітостійкості засобів САЗВ необхідно збільшувати кількість сигналів запиту і відповіді, що застосовуються для вирішення завдання впізнання.

Імітостійкість – це здатність засобу САЗВ протистояти спробам противника імітувати відповідні сигнали.

Сукупність відповідностей усіх сигналів запиту і відповіді, що використовуються для перетворення відкритої інформації впізнання у вид, що виключає (або суттєво ускладнює) її використання, будемо називати шифром. Кожному сигналу запиту з усієї сукупності ставиться у відповідність сигнал відповіді. Система, що встановлює цю відповідність, називається ключем шифру. Кількість таких ключів залежить від розмірності сукупності сигналів. Якщо сукупність містить m сигналів запиту (відповіді) і n сигналів відповіді (запиту) (n менше або дорівнює m), то кількість ключів дорівнює кількості розміщень з m по n .

У всіх лініях САЗВ діє встановлений ключ протягом певного часу. Зміна ключа здійснюється одночасно у всій системі з активним запитом і відповіддю.

Для розвідки діючого ключа технічними засобами противникові необхідно витратити час на випромінювання всієї сукупності сигналів запиту і одержати відповідні їм сигнали відповіді від наших повітряних об'єктів. Якщо час розвідки суттєво менший від часу дії ключа у лінії САЗВ, то така лінія має низьку імітостійкість.

У разі, коли час дії ключа буде більше часу розвідки, противник відмовиться від спроб імітації, а про лінію САЗВ говорять, що вона має високу імітостійкість.

При одержанні НРЗ сигналу відповіді, що збігається з ключем сигналу запиту, на екрані РЛС, з якою сполучений запитувач, формується мітка впізнання. Мітка впізнання зазвичай являє собою яскравісну відмітку, що зміщена за дальністю від відмітки об'єкта, який впізнається, на відстані 3 – 5 км.

Визначення індивідуальних ознак виявлених повітряних об'єктів (індивідуальне впізнання) передбачається, головним чином, для

безпосереднього керування винищувальною авіацією в ході бойових дій. При індивідуальному впізнаванні передбачено одержання інформації про приналежність повітряного об'єкта певній групі (військовій частині), його індивідуальний номер, висоту польоту, стан бортових систем .

У лініях САЗВ найбільше поширення одержали два принципи індивідуального впізнавання, які умовно називають «Де ти?» і «Хто ти?»

Індивідуальне впізнавання за принципом «Де ти?» проводиться з метою визначення місцеположення повітряного об'єкта з певною індивідуальною ознакою.

Для здійснення індивідуального впізнавання проводиться запит виявлених об'єктів у певному азимутальному секторі (за наявності апріорної інформації про можливе місцеположення об'єкта із заданими індивідуальними ознаками) або в кругову (за відсутності апріорної інформації). У цьому режимі може формуватися спеціальний сигнал запиту або використовуватися сигнал запиту режиму визначення державної належності виявлених об'єктів.

У першому випадку сигнал відповіді формують тільки ті відповідачі, індивідуальні ознаки яких збігаються з сигналом запиту.

У другому випадку всі відповідачі, що приймають сигнали запиту, формують сигнали відповіді, в яких поряд з інформацією про державну належність закодована інформація про індивідуальні ознаки об'єктів.

НРЗ виділяє сигнали від об'єктів із заданими індивідуальними ознаками й забезпечує додаткову «підсвітку» відміток впізнавання цих об'єктів. Наприклад, шляхом формування додаткової мітки, зміщеної по дальності відносно відмітки впізнавання.

При індивідуальному впізнаванні за принципом «Хто ти?» проводиться визначення індивідуальних ознак (бортового номера, висоти, стану бортових систем та ін.) будь-якого виявленого свого об'єкта, положення якого в просторі відоме. З цією метою формується й випромінюється в напрямку на обраний об'єкт сигнал запиту, що містить команду про видачу індивідуальних ознак. Відповідач, що одержав цей сигнал запиту, в якому міститься інформація про державну приналежність об'єкта і його індивідуальні ознаки, формує сигнал відповіді.

НРЗ декодує прийняте повідомлення й відображає інформацію про індивідуальні ознаки об'єкта на світловому табло. Одночасно забезпечується «забарвлення» міток впізнавання об'єкта, що видав інформацію, яка відображається на ІКО. Таким чином, при індивідуальному впізнаванні за принципом «Хто ти?» здійснюється й індивідуальне впізнавання за принципом «Де ти?».

Система радіолокаційного впізнання займає особливе місце в радіолокаційній системі радіотехнічних військ. За відсутності інформації про державну належність об'єктів неможливі правильна оцінка повітряної обстановки, прийняття рішення на використання вогневих засобів, цілерозподілення, організація взаємодії родів військ Повітряних Сил. Без індивідуального розпізнавання суттєво ускладнюється управління своєю авіацією у складній повітряній обстановці.

2. Склад системи вторинної радіолокації

Структурна схема радіолінії ВРЛ. Радіолінії системи ВРЛ містять канали запиту і відповіді, які використовують різні в загальному випадку частоти, сигнали, способи кодування. Структурна схема радіолінії зображена на рис. 14.1.

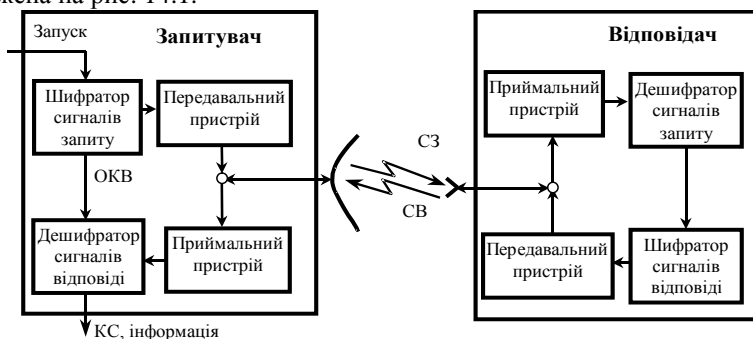


Рис. 14.1. Структурна схема радіолінії вторинної радіолокації

З надходженням імпульсу запуску від РЛС (або власного запуску) передавач запитувача формує сигнал запиту (СЗ), що випромінюється антеною у напрямку відповідача.

Сигнал запиту несе у собі ознаку інформації, що запитується. Для перетворення повідомлення, що передається (ознаки інформації, що запитується), у вид, який є зручним для передачі, сигнал запиту кодується в шифраторі.

Сигнал запиту, прийнятий антеною відповідача, підсилюється у приймальному пристрої. Дешифратор сигналів запиту виділяє ознаку інформації, що запитується (або визначає режим запиту), і передає цю ознаку на шифратор сигналів відповіді, який кодує повідомлення відповіді. Кодований сигнал запиту надходить до модулятора передавального пристрою. За своїми принципами функціонування відповідач є одноканальною системою масового обслуговування з відмовами. Тому

після прийому сигналу запиту відповідач на деякий час паралізується, тобто стає нездатним до прийому інших сигналів. У разі реалізації у деяких системах пріоритетності по режимах запиту паралізуються дешифратори режимів нижнього рівня пріоритетності.

Сигнал відповіді (СВ), сформований передавальним пристроєм відповідача і випромінюваний його антеною, приймається антеною запитувача і після підсилення у приймальному пристрої надходить на дешифратор сигналів відповіді.

Для правильної обробки сигналів відповіді на дешифратор одночасно з формуванням коду запиту надходить від шифратора ознака інформації, що запитується (ознака режиму запиту), або ознака коду відповіді (ОКВ), що очікується. У результаті дешифрації з сигналу відповіді отримується інформація, що запитана, або встановлюється відповідність коду сигналу і діючого коду. Формується одиночний імпульсний сигнал, що називається в різних системах координатним сигналом (КС) або сигналом загальною впізнавання, який використовуються для визначення координат – азимута і дальності. Одержана інформація у вигляді імпульсних координатних сигналів та кодів інформації надходить до споживача інформації.

Недоліки вторинної радіолокації обумовлені особливостями її функціонування.

Залежність від наявності та технічного стану відповідача. На якість зв'язку в радіолініях впливає також затінення антени відповідача елементами корпусу об'єкта, в якому він установлений. Наприклад, у разі встановлення антени відповідача в нижній частині фюзеляжу літака проблемним є запит з верхньої півсфери запитувачем іншого літака. Під час віражу літака, що запитується, антена відповідача може виявитися закритою й для наземного запитувача. Для усунення впливу затінення використовують декілька антен на літаку. На великих літаках використовують два відповідачі, що встановлені у носовій і хвостовій частинах корпусу літака.

Використання фіксованих частот у каналах запиту і відповіді спрощує взаємодію запитувачів та відповідачів, але в той же час полегшує постановку навмисних завад системам військового призначення.

Можливість утворення хибних радіоліній, що обумовлені:

– випромінюванням і прийомом сигналів по бічних пелюстках діаграми спрямованості антени запитувача. Оскільки дальність дії в каналі запиту та відповіді пропорційна кореню квадратному від параметрів антени запитувача – коефіцієнта підсилювання $D_{з.б.п} \equiv \sqrt{G_{з.б.п}}$, ефективної

площі антени $D_{в.б.п} \equiv \sqrt{A_{в.б.п}}$, то дальність дії по бічних пелюстках, незважаючи на їх низький рівень, може становити десятки кілометрів;

– перевідбиттям сигналів від кабін, будинків, щоглових споруд та інших предметів. Велику небезпеку становлять параболічні антени РЛС, РЛК (рис. 14.2). Вторинне випромінювання сигналів у разі відбиття від антен здійснюється у широкому (до 120°) секторі, що підвищує ймовірність утворення хибної радіолінії за рахунок перевідбиття сигналів. Унаслідок хибних радіоліній утворюються хибні цілі в системах обробки сигналів та відображення радіолокаційної інформації, в системах державного радіолокаційного впізнання можлива прив'язка ознаки «Свій» до «Чужого» об'єкта.

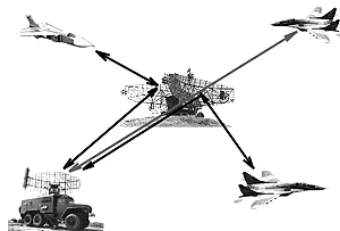


Рис. 14.2. Утворення хибних радіоліній

Під час розгортання запитувачів на позиції приділяють увагу їх розміщенню відносно предметів можливого відбиття сигналів з метою уникнення хибних радіоліній або зменшення дальності дії таких радіоліній, або орієнтації відбитих сигналів поза секторами відповідальності.

Утворення внутрішніх системних завад (рис. 14.3):

а) у каналі запиту:

– сигнали запиту (СЗ), випромінені для запиту відповідача 1 по головній пелюстці ДСА і прийняті відповідачем 3 (рис. 14.3), якому вони не були призначені;

– сигнали запиту, випромнені по бічних пелюстках ДСА (з запитувача 1 у напрямку відповідача 2 (рис. 14.3);

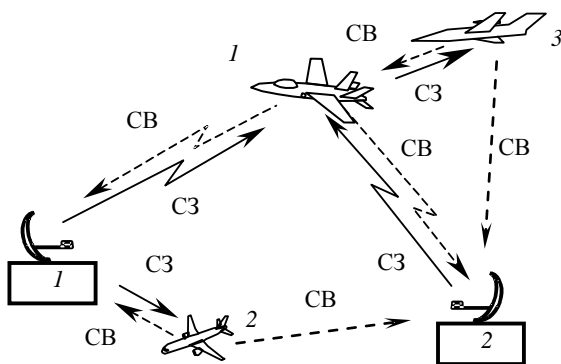


Рис. 14.3. Утворення внутрішніх системних завад

б) у каналі відповіді:

– сигнали відповіді, прийняті запитувачем 1 по бічних пелюстках ДСА (з відповідача 2 на рис. 14.3);

– сигнали відповіді з відповідача 1, прийняті по головній пелюстці ДСА НРЗ 1, але випромнені на запит інших запитувачів (запитувача 2 на рис. 14.3);

– сигнали відповіді з усіх відповідачів, що надходять до запитувачів (запитувач 2 на рис. 14.3) по бічних пелюстках ДСА.

Наявність внутрішніх системних завад обумовлена декількома причинами. Основною причиною є відсутність просторової вибіркковості антен відповідачів і недостатня вибіркковість антен запитувачів. З цієї причини у відповідачі відбувається всеспрямований прийом сигналів запиту та всеспрямоване випромінювання сигналів відповіді, у запитувачі – випромінювання сигналів запиту та прийом сигналів відповіді по бічних пелюстках ДСА. Крім того, ширина головних пелюсток ДСА запитувачів, як правило, настільки велика (особливо бортових), що кількість циклів запит – відповідь набагато перевищує ту, що необхідна для виявлення цілі або прийняття рішення «Свій» у системі впізнання.

Іншою причиною є безадресність запитів, унаслідок чого сигнали запиту приймаються і обробляються всіма відповідачами, що знаходяться в межах дальності дії радіолінії, і на всі запити рівноправно формуються сигнали відповіді.

Додаткові потоки завад створюють відбиті сигнали (рис. 14.3).

За наявності внутрішніх системних завад у відповідачі як в одноканальній системі масового обслуговування з відмовами може відбутися збій у «обслуговуванні» сигналу запиту. Унаслідок взаємного накладання сигналів на вході приймачів запитувача (відповідача) можливе спотворення кодів або хибне утворення кодів з окремих імпульсних елементів. Найбільш небезпечними є синхронні завади, коли частоти запитувачів є рівними чи кратними. При цьому, якщо утворилися умови для збою, то йому будуть піддані всі запити і від цієї цілі не будуть отримані відповіді взагалі.

Можливість використання систем ВРЛ військового призначення противником. Оскільки системи ВРЛ є системами з відкритим доступом, можливе несанкціоноване використання системи шляхом провокування відповідей імітованими запитами чи пасивного перехоплення сигналів з метою виявлення, визначення координат і одержання всієї інформації про об'єкти з відповідачами, що може надати система ВРЛ.

До складу системи «Пароль» входять такі елементи:

«Пароль-1» – засекречувальна апаратура впізнання (виріб 6110);

«Пароль-2» – літакові радіолокаційні відповідачі, запитувачі-відповідачі;

«Пароль-3» – корабельні радіолокаційні відповідачі, запитувачі-відповідачі;

«Пароль-4» – наземні радіолокаційні запитувачі (НРЗ);

«Пароль-5» – наземні радіолокаційні відповідачі.

Система умовно поділяється на підсистеми впізнавання наземних, надводних та повітряних об'єктів.

За місцем розташування об'єктів, що впізнають, та об'єктів, що розпізнаються, в системі виділяються радіолінії: «Земля – літак», «Земля – корабель», «Корабель – корабель», «Корабель – вертоліт ВМС», «Літак – земля» та інші, показані на рис. 14.4.

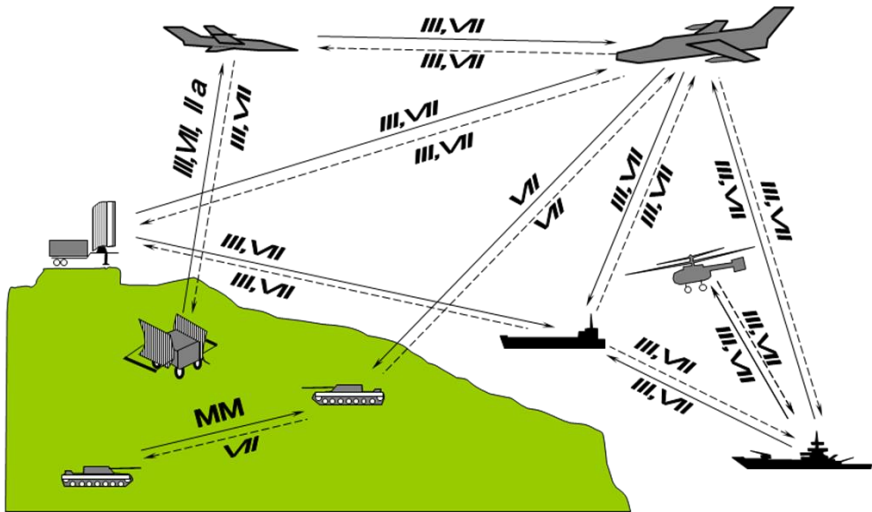


Рис. 14.4. Утворення радіоліній системи «Пароль»

Система використовує діапазони хвиль, які умовно позначаються як III та VII діапазони (45 і 20 см відповідно). Назва діапазону використовується також для позначення режимів, сигналів, апаратури:

– III діапазон – режими, які залишилися від системи впізнавання «Кремний-2М» під час перехідного періоду переозброєння;

– VII діапазон – режими, які з'явилися при створенні системи «Пароль».

У зазначених лініях впізнавання можуть вирішуватися такі завдання:

– загальне неімітостійке впізнавання повітряних, наземних, берегових і надводних об'єктів (режим мирного часу);

- загальне імітостійке впізнавання повітряних і надводних об'єктів (режим воєнного часу);
- індивідуальне впізнавання повітряних, наземних, берегових об'єктів за принципом «Де ти?»;
- індивідуальне впізнавання повітряних і надводних об'єктів за принципом «Хто ти?»;
- індивідуальне впізнавання надводних об'єктів за принципом «Хто навідний?»;
- передачу з повітряних об'єктів за спеціальним запитом польотної інформації – індивідуального номера, висоти, запасу пального;
- передачу з повітряних і надводних об'єктів сигналів «Тревога» та «Бедствие», відображення на індикаторах РЛС місця розташування об'єктів, що видають сигнал «Бедствие»;
- виявлення і супровід своїх об'єктів, які не виявляються іншими засобами радіолокації.

3. Показники ефективності системи вторинної радіолокації

Види і сутність державного радіолокаційного впізнавання

Впізнавання є різновидом розпізнавання цілей. У системах державного радіолокаційного впізнавання (РЛВ) розрізняють загальне й індивідуальне впізнавання.

Загальне впізнавання – визначення серед виявлених об'єктів своїх об'єктів за властивими їм усім ознаками. Воно має за мету, як правило, визначення державної належності за принципом «Свій – Чужий». Під поняттям «Свій» розуміється належність об'єкта до відомств держави або групи держав, які використовують єдину систему державного впізнавання.

Рішення «Свій» приймається, як правило, за наявності відповіді з діючим на час впізнавання кодом. Рішення «Чужий» приймається у разі відсутності відповіді або наявності відповіді з кодом, що не збігається з діючим.

Індивідуальне впізнавання – визначення індивідуальної ознаки об'єкта або виявлення серед інших об'єктів об'єкта з відомими ознаками. Індивідуальне впізнавання за принципом «Хто ти?» – це встановлення індивідуальної ознаки об'єкта, наприклад, бортового номера літака. Індивідуальне впізнавання за принципом «Де ти?» – індивідуальне впізнавання, при якому забезпечується виявлення серед своїх об'єктів певного об'єкта з відомими індивідуальними ознаками.

Може здійснюватись також національне впізнавання як визначення належності об'єкта конкретній державі, впізнавання відомчої належності (військовий/цивільний).

Впізнавання – процес двоетапний. На першому етапі здійснюється отримання сигналів відповіді і формування ознаки (позначки) впізнавання шляхом обробки сигналів відповіді. Другий етап передбачає прив'язку ознаки впізнавання до координатної мітки (позначки) цілі, що виявлена радіолокаційною станцією. Прив'язка здійснюється «вручну» або автоматично. Ручну прив'язку виконує оператор, який спостерігає на засобах відображення позначки, що надходять з РЛС і її запитувача. Автоматична прив'язка здійснюється шляхом ототожнення всіх відміток цілей і позначок впізнавання, що знаходяться у стробі ототожнення. При цьому вимірюються відстані між усіма відмітками і позначками впізнавання, які теж мають свої координати (азимут – дальність або прямокутні). Прив'язка виконується за критерієм мінімуму відстані. Якщо всі позначки впізнавання перевищують за відстанню максимально припустиму, ціль вважається такою, що не має позначки впізнавання, тобто «Чужою». Якщо усі відмітки цілей перевищують за відстанню максимально припустиму від позначки, що не прив'язана, вважається, що «Своя» ціль не спостерігається РЛС і координатами цілі вважаються координати позначки впізнавання.

Класифікація систем радіолокаційного впізнавання

Системи РЛВ класифікують за різними критеріями.

За способом взаємодії запитувачів і відповідачів:

– запитні. Принцип роботи запитної системи (системи з активним запитом і відповіддю) вже розглянутий;

– беззапитні – системи, в яких відповідач випромінює сигнали регулярно в строго визначені в системі моменти часу. Пристрій, що традиційно називають запитувачем (або станцією прийому), визначає азимут відповідача в процесі огляду звичайним шляхом. Відстань до відповідача визначається як обчислення різниці між часом випромінювання і часом прийому сигналу;

– квазібеззапитні – системи, в яких сигнал відповіді випромінюється у визначений час, як і в беззапитній системі, однак випромінювання відбувається лише в тому випадку, якщо між двома моментами випромінювання прийнятий хоча б один сигнал запиту.

Відмітимо, що в сучасній системі ВРЛ для керування повітряним рухом реалізований інший принцип беззапитного впізнавання повітряних суден: відповідач періодично випромінює сигнал, який містить інформацію і про координати, і про індивідуальну ознаку. Можливі беззапитні

повідомлення в запитній системі, наприклад, передача всім запитувачам сигналу «Тревога» відповідачем системи «Пароль» для попередження про наявність на борту аварійного стану.

За ступенем адресованості сигналів:

– адресні – системи, в яких сигнали запиту і (або) відповіді містять ознаку (адресу) об'єкта, якому призначений сигнал.

Як адреса може використовуватись індивідуальний номер або координати об'єкта. На адресований запит відповідає лише той відповідач, у якого номер або інша адресна ознака збігається з тією, що містить сигнал запиту.

Адресовану відповідь приймає лише той запитувач, в якого адресна ознака (код ідентифікації) збігається з тією, що містить сигнал відповіді.

В адресній системі, як правило, перед установами адресного зв'язку індивідуальний номер визначається шляхом безадресного запиту;

– безадресні – системи, в яких сигнали не містять ознак адресності, приймаються та обробляються всіма відповідачами (запитувачами).

За ступенем автономності по відношенню до інших засобів радіолокації:

– автономні – системи, що застосовують у каналах запиту і відповіді власні несучі частоти, сигнали і коди;

– суміщені – системи, що використовують як сигнал запиту зонduючий сигнал РЛС або сукупність зонduючого сигналу і сигналу на спеціальній частоті запиту.

Можливий суміщений режим роботи в автономній системі.

За наявністю залежності між собою сигналів запиту і відповіді:

– із залежною відповіддю. Це основний вид систем, у них код відповіді залежить від коду запиту;

– із залежним запитом. У цих системах код запиту залежить від попереднього коду відповіді. У такій діалоговій системі забезпечується взаємне впізнання.

Способи кодування сигналів. Загальні принципи кодування

Кодування здійснюється з метою:

- розрізнення режимів запиту у відповідачі;
- адресації запитів конкретному об'єкту чи групі об'єктів;
- передачі інформації;
- зниження ймовірності помилок впізнання;
- зниження ймовірності помилкового спрацювання дешифраторів у разі впливу завад;
- підвищення імітостійкості системи РЛВ.

Сигнали впізнання містять в загальному випадку синхроімпульс (групу синхроімпульсів – синхрогрупу) та інформаційну частину. Синхрогрупа визначає режим запити, синхронізує дешифратори інформаційної частини. Інформаційна група містить повідомлення про необхідну інформацію.

У найпростішому випадку сигналом запити може бути сама синхрогрупа.

Принцип ортогональності кодів. Основна вимога до кодів – забезпечення їхньої ортогональності. Це означає:

– сигнал з будь-яким кодом із тих, що діють в системі, не повинен викликати спрацьовування дешифратора іншого коду;

– будь-який сигнал з тих, що існують в системі, але не діють на даний час, не повинен викликати спрацьовування дешифратора діючого коду.

Методи кодування сигналів запити і відповіді

Імпульсно-часове кодування. Кодом служить часовий інтервал між сусідніми імпульсами або спосіб розміщення k імпульсів на m фіксованих часових позиціях.

Бінарне кодування. Зазвичай використовується m -розрядний двійковий (двійково-десятьковий, двійково-вісімковий) код. Одиниці або нулі одного розряду бінарного коду можуть передаватись:

– наявністю чи відсутністю імпульсу на визначеній часовій позиції;

– 0 – π фазовою маніпуляцією.

Різновидом розглянутого коду є бінарний код з активним нулем. У ньому кожному розряду приділяються дві імпульсні позиції. У разі передачі одиниці використовується перша позиція, у разі передачі нуля – друга. Таким чином код фактично передається двічі: прямий (на перших позиціях) та інверсний (на других позиціях), що забезпечує можливість виявлення помилок передачі інформації. Такий метод формування коду називають також двійковою позиційною імпульсною модуляцією.

Кодування шляхом внутрішньоімпульсної модуляції. Застосовується амплітудна, частотна, фазова модуляція (маніпуляція). Параметрами, що кодуються, можуть служити зокрема частоти модуляції амплітуд одиночних радіоімпульсів, величина і знак похідної зміни частоти при частотній модуляції.

Кодування пасивною паузою. Кодом є значення фіксованої затримки випромінювання сигналу відповіді відносно моменту прийому сигналу запити.

Комбіновані методи кодування. Застосовується комбінація різних методів для кодування сигналу в цілому або різні методи для кодування окремих частин сигналів. У складних кодах можуть застосовуватись:

- амплітудна модуляція імпульсу в поєднанні з імпульсно-часовим кодуванням немодульованих імпульсів;
- частотно-часове кодування, кодом служать часове розміщення імпульсів і розподіл їхніх несучих частот;
- бінарний двійковий код з внутрішньоімпульсною модуляцією;
- імпульсно-часовий код і бінарний двійковий код.

Надійність впізнавання – здатність системи РЛВ правильно впізнавати свої об'єкти з заданою ймовірністю в різних тактичних ситуаціях з урахуванням експлуатаційної надійності засобів, що працюють у радіолініях впізнавання.

Надійність впізнавання характеризується ймовірністю прийняття рішення «Свій» за умови, що об'єкт, який упізнається, є свій $P_{с.с.}$. Оскільки впізнавання складається з двох процесів, іноді рознесених у часі: формування ознаки (ознак) впізнавання та прив'язка ознак до позначки цілі, результуюча ймовірність визначається ймовірністю позитивного завершення кожного з процесів:

$$P_{с.с.} = P_{озн} P_{пр}. \quad (14.1)$$

Вірогідність впізнавання – ступінь відповідності результату впізнавання об'єкта його істинній належності або його істинним індивідуальним характеристикам.

Імітостійкість – здатність системи РЛВ забезпечувати правильне впізнавання чужих об'єктів із заданою ймовірністю за умови імітації противником сигналів радіолокаційного впізнавання. Характеризується ймовірністю імітації P_i за тактично обґрунтований час.

Існує декілька методів імітації.

1. *Імітація «навмання»*. За неспроможності визначити (розвідати) код відповіді противник може випромінювати на запит сигнал з будь-яким кодом за умови знання кодів, які існують у системі. При цьому ймовірність правильної імітації в одному циклі запиту становить

$$P_{i(1)} = \frac{1}{M_0}, \quad (14.2)$$

де M_0 – кількість кодів відповіді в імітостійкому режимі.

Для підвищення ймовірності угадування діючого коду імітуючий код може формувати і випромінювати на запит сигнал, який містить одночасно декілька кодів $M_{випр.}$. Ймовірність правильної імітації дорівнює

$$P_{i(1)} = \frac{M_{\text{випр}}}{M_0}. \quad (14.3)$$

У граничному випадку за умови випромінювання сигналу, який містить усі можливі коди (сигнал «гребінка»), $P_{i(1)} = M_0/M_0 = 1$.

2. *Набір каталогу відповідностей кодів запиту та відповіді.* Набір здійснюється засобами радіотехнічної розвідки пасивним методом – перехоплюванням сигналів запиту і відповіді, або активним методом – запитом і прийомом відповіді. Розвідані коди запиту і відповіді запам'ятовуються. За наявності $M_{\text{від}}$ відомих відповідностей кодів із $M_{\text{д}}$ діючих імовірність успішної імітації дорівнює

$$P_{i(1)} = \frac{M_{\text{від}}}{M_{\text{д}}} + \left(1 - \frac{M_{\text{від}}}{M_{\text{д}}}\right) \frac{1}{M_0}. \quad (14.4)$$

У цьому методі враховується, що за відсутності розвіданого коду відповіді імітатор випромінює сигнал відповіді навмання.

3. *Метод ретрансляції* полягає у перехопленні сигналів відповіді близько розташованого літака і його перевипромінюванні. Цей метод мало ефективний через обмежені умови просторового розташування «свого» і «чужого» для прив'язки позначки впізнавання до «чужого».

Пропускна здатність системи ВРЛ – максимальна кількість об'єктів і суб'єктів впізнавання в зоні спільної дії, при якій забезпечується правильне впізнавання своїх об'єктів із заданою ймовірністю (примітка: суб'єкт впізнавання – той, хто здійснює впізнавання).

Система «Кремній-2М» мала пропускну здатність 10 запитувачів на 10 відповідачів. Система «Пароль» – 110 на 110.

Завадостійкість – здатність системи РЛВ забезпечувати правильне впізнавання об'єктів із заданою ймовірністю за умови дії визначеного виду та рівня завад.

Прихованість – здатність системи РЛВ протидіяти противнику щодо отримання ним інформації про систему впізнавання або об'єкти, які використовують запитувачі або відповідачі системи.

Розрізняють *енергетичну, структурну та інформаційну прихованість*.

Енергетична прихованість – здатність системи протидіяти виявленню сигналів.

Структурна прихованість – здатність протидіяти розкриттю параметрів сигналів (частоти, коди, параметри імпульсів та ін.).

Інформаційна прихованість – здатність протидіяти отримуванню інформації з сигналів.

Показники ефективності пов'язані між собою. Наприклад, пропускна здатність впливає на надійність впізнання, завадостійкість – на надійність та достовірність впізнання. Від прихованості залежить імітостійкість. Ускладнення сигналів з метою підвищення імітостійкості знижує пропускну здатність, завадостійкість.

Питання для самоконтролю

1. Визначте завдання, що вирішуються системою вторинної радіолокації.
2. Назвіть основні системи вторинної радіолокації, що застосовуються в РТВ. Дайте їх коротку характеристику.
3. Поясніть роботу системи вторинної радіолокації за структурною схемою радіолінії ВРЛ.
4. Назвіть переваги та недоліки системи вторинної радіолокації.
5. Проведіть порівняльний аналіз способів та методів кодування сигналів у системі вторинної радіолокації.
6. Визначте показники ефективності системи вторинної радіолокації.
7. Назвіть склад системи «Пароль» та поясніть утворення радіоліній у цій системі.

ЛІТЕРАТУРА

1. Лобанов М. М. Развитие советской радиолокационной техники / М. М. Лобанов. – М. : Воениздат, 1982.
2. Розвиток радіолокаційних засобів ППО в роки Великої Вітчизняної війни. Короткий нарис / А. А. Гризо, І. М. Невмержицький, В. М. Купрій, О. В. Тесленко // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. Науково-технічний журнал. – Х. : ХУПС. – 2010. – Вип. 1(3). – С. 131 – 135.
3. Справочник. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория / под ред. Я. Д. Ширмана. – М. : Радиотехника, 2007.
4. Основы построения радиолокационного вооружения радиотехнических войск / под ред. В. В. Литвинова. – Х. : ВИРТА ПВО, 1986.
5. Пашенко Р. Е. Генерування та формування сигналів : навч. посіб. / Р. Е. Пашенко, І. В. Красношапка, Д. В. Максютя. – Х. : ХУПС, 2011.
6. Радіоелектронні системи : навч. посіб. / за ред. Ю. М. Седишева. – Х. : ХУПС, 2010.
7. Приемно-передающие устройства радиотехнических систем. Ч. 2 / под ред. Ю. Н. Седишева. – Х. : ВИРТА ПВО, 1992.
8. Цифрові пристрої та мікропроцесори. Ч. 1 : навч. посіб. / за ред. К. В. Садового. – Х. : ХУПС, 2007.
9. Основы построения РЛС РТВ / под ред. Б. Ф. Бондаренко. – К. : КВИРТУ ПВО, 1987.
10. Озброєння та військова техніка РТВ. Побудова РЛС П-37 : навч. посіб. / за ред. В. І. Зверева. – Х. : ХУПС, 2007.
11. Озброєння та військова техніка РТВ. Побудова РЛС 19Ж6. Ч. 1 : навч. посіб. / Д. А. Гриб, В. Й. Климченко, В. М. Купрій, та ін. – Х. : ХУПС, 2006.
12. Barton, David Knox. Radar system analysis and modeling . – Nordwood, ARTECH HOUS, IN., 2005.
13. Багдасарян С. Т. Радіолокаційна системотехніка / С. Т. Багдасарян, Ю. В. Кулявець, С. І. Шипіцин. – Х. : ХВУ, 2002.
14. Озброєння радіотехнічних підрозділів і частин ППО. Наземний радіолокаційний запитувач НРЗ-П : навч. посіб. / О. С. Маляренко, П. В. Овсянников, С. П. Володько та ін. – Х. : ХВУ, 2003.

Навчальне видання

Васюта Костянтин Станіславович
Тесленко Олег Володимирович
Купрій Володимир Миколайович
Малишев Олексій Анатолійович

ОСНОВИ ПОБУДОВИ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ЗАСОБІВ РОЗВІДКИ ПОВІТРЯНОГО ПРОСТОРУ

Конспект лекцій

Редактор *Л. Ф. Моренець*
Техн. редактор *Т. В. Василенко*
Коректор *Н. К. Гур'єва*
Комп'ютерне верстання *О. В. Тесленка*

Підп. до друку . Формат 60×84/16. Папір офсетний.
Гарнітура „Times New Roman”. Друк ризографічний.
Ум. друк. арк. 12,32.
Тираж 60 пр. Зам. №

Видавець і виготівник
Харківський університет Повітряних Сил
імені Івана Кожедуба
61023, м. Харків-23, вул. Сумська, 77/79.
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи
ДК № 2535 від 22.06.2006.