

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет "Запорізька політехніка"

Факультет інформаційної безпеки та електронних комунікацій
(повне найменування факультету)

Кафедра радіотехніки та телекомунікацій
(повне найменування кафедри)

Пояснювальна записка

до дипломного проєкту (роботи)
магістра
(ступінь вищої освіти)

на тему **АДАПТИВНА ФІЛЬТРАЦІЯ ПАСИВНИХ ЗАВАД**

Виконав(ла): студент(ка) 2м курсу, групи БК-912м

Спеціальності _____

172 «Телекомунікації та радіотехніка»
(код і найменування спеціальності)

Освітня програма (спеціалізація) _____

«Інформаційні мережі зв'язку»

ГРИЦАЙ Сергій Васильович
(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

Керівник ЧОРНОБОРОДОВ М.П.
(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

Рецензент _____
(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет "Запорізька політехніка"
 (повне найменування закладу вищої освіти)

Факультет ФРЕТ

Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій

Ступінь вищої освіти магістр

Спеціальність 172 "Телекомунікації та радіотехніка"

(код і найменування)

Освітня програма (спеціалізація) Інформаційні мережі зв'язку

(назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

РТТ

к.т.н., доц. Самойлик С. С.

" " грудня 20 23 року

З А В Д А Н Н Я
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЕКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА(КИ)

ГРИЦАЯ Сергія Васильовича

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту (роботи) "Адаптивна фільтрація пасивних завад"

керівник проекту (роботи) ЧОРНОБОРОДОВ Михайло Петрович, доцент

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом закладу вищої освіти від "14 листопада 2023 року №443"

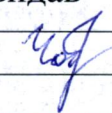
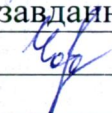

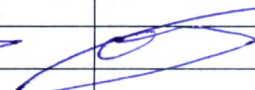
2. Строк подання студентом проекту (роботи) 10.12.2023 р.

3. Вихідні дані до проекту (роботи) Зпроектувати підсистему первинної обробки РЛС з наступними параметрами: кількість каналів - 2, вхідні дані - 16-розрядні, що надходять портами зв'язку процесора ADSP-21160. Обмін інформації між споживачем та РЛС відбувається каналом Ethernet. Забезпечити захист від пасивних завад.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Розробити схему структурну підсистеми первинної обробки РЛС, алгоритми обробки радіолокаційної інформації.



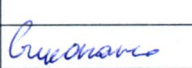
5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): презентація Microsoft Office PowerPoint.

6. Консультанти розділів проекту (роботи)

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	прийняв виконане завдання
1-3	Чорнобородов М.П., доцент		
Нормоконтроль	Мороз Г.В., ст. викладач		

7. Дата видачі завдання " 3 " вересня 2023 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проекту (роботи)	Строк виконання етапів проекту (роботи)	Примітка
1	Огляд області дослідження і постановка задачі	05.09-15.09	
2	Методи захисту від пасивних завад	15.09-01.10	
3	Розробка алгоритму роботи пристрою	01.10-30.11	

Студент(ка)

Керівник дипломної роботи


(підпис)ГРИЦАЙ С. В.
(прізвище та ініціали)
(підпис)ЧОРНОБОРОДОВ М.П.
(прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до магістерської роботи: 70 с., 3 табл., 22 рис., 8 джерел.

АДАПТАЦІЯ, ПАСИВНІ ЗАВАДИ, КОРЕЛЯЦІЙНА МАТРИЦЯ, РАДІОЛОКАЦІЯ, ГРАТЧАСТІ ФІЛЬТРИ, СЕЛЕКЦІЯ РУХОМИХ ЦІЛЕЙ, ЦИФРОВИЙ СИГНАЛЬНИЙ ПРОЦЕСОР.

Об'єктом дослідження є пристрій захисту від пасивних завад на прикладі посадкової РЛС, побудований на основі адаптивних ґратчастих фільтрів.

Метою роботи є розробка пристрою, здатного забезпечити ефективне виділення корисної радіолокаційної інформації на тлі пасивних завад в умовах апріорної невизначеності спектрально-кореляційних властивостей корисних сигналів і пасивних завад.

У роботі використовувалися методи статистичної радіотехніки, математичної статистики, матричного числення, параметричного моделювання випадкових процесів.

Пояснювальна записка містить, у тому числі, порівняльний аналіз наявних методів захисту від пасивних завад, опис алгоритму роботи адаптивної системи виявлення, обґрунтування і розробку структури спроектованої системи.

Розроблений пристрій побудовано із залученням ідей і методів цифрової обробки сигналів, на основі цифрових сигнальних процесорів серії ADSP-2116x фірми Analog Devices, застосування яких забезпечує оптимальне співвідношення ціна/продуктивність, а також гнучкість і масштабованість системи.

Практична цінність роботи полягає в тому, що розроблений пристрій забезпечує високі показники якості роботи РЛС в умовах пасивних завад, що, у свою чергу, сприятиме підвищенню безпеки повітряного руху.

ЗМІСТ

	С.
Скорочення та умовні позначки	6
Вступ.....	7
1 Огляд області дослідження і постановка задачі.....	10
1.1 Загальні відомості про посадкові РЛС.....	10
1.2 Огляд сучасних систем посадки	11
2 Методи захисту від пасивних завад	16
2.1 Класифікація пасивних завад.....	16
2.2 Методи пригнічування пасивних завад	17
2.3 Селекція рухомих цілей.....	19
2.4 Оптимальні алгоритми виявлення сигналів на тлі корельованих завад	24
2.5 Класифікація РЛС із системами СРЦ і їхні структурні схеми	29
2.6 Методи боротьби з пасивними завадами.....	35
3 Вибір і обґрунтування способу технічної реалізації пристрою	43
4 Розробка алгоритму роботи пристрою.....	45
4.1 Фізичні передумови селекції рухомих цілей на тлі пасивних завад в імпульсних РЛС.....	45
4.2 Вхідні впливи системи МПО, її задача й оптимальне розв'язання	49
4.3 Класифікаційні ознаки метеосигналів	51
4.4 Узагальнена факторизація Левінсона й універсальні адаптивні ґратчасті фільтри.....	55
4.5 Методи адаптивного налаштування ґратчастих фільтрів	59
4.6 Системи селекції рухомих цілей на основі АРФ	66
Висновки	69
Перелік джерел посилань	70

СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАКИ

АРФ	–	адаптивний ґратчастий фільтр
АЦП	–	аналого-цифровий перетворювач
АЧХ	–	амплітудно-частотна характеристика
ВДТ	–	відеодисплейний термінал
ЗПС	–	злітно-посадкова смуга
ҒФ	–	ґратчастий фільтр
ДСТ	–	державний стандарт
ДПФ	–	дискретне перетворення Фур'є
ЕҒФ	–	елементарний ґратчастий фільтр
ЕМІ	–	електромагнітний імпульс
ІКАО	–	Міжнародна організація цивільної авіації
КМ	–	кореляційна матриця
МПО	–	міжперіодна обробка
ПОІ	–	первинна обробка інформації
ПРЛ	–	посадковий радіолокатор
РЛС	–	радіолокаційна станція
СРХТ	–	стабілізація рівня хибних тривог
ЦСРЦ	–	цифрова система селекції рухомих цілей
ЦСП	–	цифровий сигнальний процесор
ЧПВ	–	черезперіодне віднімання
ЧПК	–	черезперіодна компенсація
ШПФ	–	швидке перетворення Фур'є

ВСТУП

Безпека і регулярність польотів повітряних судів, а також економічні показники повітряного руху літаків цивільної авіації в значній мірі визначаються радіотехнічними засобами забезпечення польотів. За допомоги радіотехнічних засобів, диспетчери служби руху розв'язують такі задачі як керування рухом повітряних судів на землі й у польоті, запобігання конфліктних ситуацій у повітрі, дотримання безпечних інтервалів між повітряними судами у вертикальній і горизонтальній площинах, вживання своєчасних заходів з надання допомоги екіпажам в особливих випадках у польоті.

Споживачі радіолокаційної інформації висувають до РЛС різних типів найчастіше суперечливі вимоги, задовольнити яким одночасно одна РЛС не може. У залежності від функцій різних служб, що використовують радіолокаційну інформацію, РЛС диференціюються на групи: трасові, аеродромні, посадкові, огляду літного поля, метеорологічні тощо. У деяких випадках розробляються радіолокаційні комплекси, що сполучають функції двох і більш видів радіолокаційних станцій.

Посадкову РЛС призначено для виявлення і контролю над польотом повітряного судна на траєкторії заходу на посадку.

Сучасний етап розвитку авіації характеризується широким впровадженням автоматизованих систем керування повітряним рухом, використанням останніх досягнень обчислювальної техніки, більш сучасних радіоелектронних засобів керування повітряним рухом, навігації, посадки і зв'язку, удосконалюванням методів і засобів технічної експлуатації авіаційної техніки. Усе більш строгі вимоги висуваються до безпеки повітряного руху.

Важливою задачею для отримання точної й оперативної радіолокаційної інформації є селекція рухомих цілей на тлі пасивних завад.

Пасивні завади є відбиттям різної фізичної природи завад для

імпульсних активних РЛС, що істотно ускладнюють їхню основну задачу – виявляти і вимірювати параметри повітряних цілей.

Крім земної поверхні і гідрометеорів (дощових і грозових хмар, злив тощо) джерелами пасивних завад можуть бути штучні дипольні відбивачі, зграї птахів, об'єкти, що оптично неспостерігаються ("янголи") тощо.

Складність боротьби з пасивними завадами обумовлена рядом причин.

Однієї з основних причин є висока інтенсивність пасивних завад. Потужність пасивних завад на відносно невеликих дальностях може перевершувати потужність власного шуму приймача на 30-50 дБ, хоча досить типові ситуації, коли перевищення досягає 60-70 дБ і більше. Відносний рівень корисних сигналів цілей, що мусять виявлятися, може бути значно (на десятки дБ) нижче. Це співвідношення не можна зменшити за рахунок збільшення потужності передавача, оскільки за цього збільшується як потужність корисних сигналів, так і потужність пасивних завад.

Ще одна причина полягає в апріорній невідомості статистичних характеристик пасивних завад через різноманіття їхніх джерел, залежності від розташування і параметрів РЛС, часу року, кліматичних умов тощо. Крім того, ці характеристики можуть динамічно змінюватися за дальністю й азимутом.

Однак, в наявних РЛС, накопичені теоретичні результати втілені далеко не цілком. За досить великого розмаїття практично використовуваних систем захисту від пасивних завад більшість з них за структурою і/або параметрами істотно відрізняються від теоретично оптимальних для відповідних умов. Одна з основних причин полягає в тому, що вони, як правило, розроблялися в "доцифрову добу", технічні можливості якої, і, у першу чергу, елементна база, не дозволяли втілювати важливі досягнення теорії.

Через появу і бурхливий розвиток цифрової елементної бази, становище радикальне змінилося. Виникла реальна можливість створювати не тільки надійні, високоточні, економічні і малогабаритні цифрові

еквіваленти наявних аналогових систем захисту від завад, але і принципово нові більш складні системи з теоретично істотно більш високою ефективністю.

Невпинне зростання інтенсивності повітряного руху, а також вимог до забезпечення безпеки польотів обумовлює необхідність створення алгоритмів, що мають високу швидкість обробки за максимальної ефективності виявлення в умовах апріорної невизначеності.

Розв'язання комплексу виникаючих проблем селекції рухомих цілей (СРЦ) засновано на статистичних методах теорії виявлення сигналів на тлі завад, методах адаптивної просторово-часової фільтрації, цифрової обробки сигналів.

Метою дипломної роботи є розробка пристрою захисту від пасивних завад на прикладі посадкової радіолокаційної станції.

Актуальність задачі полягає в тому, що розробка пристрою, який забезпечує ефективне виділення корисної радіолокаційної інформації на тлі пасивних завад, його практична реалізація і впровадження могли б значно підвищити якісні показники отримуваної радіолокаційної інформації, що, у свою чергу, сприятиме поліпшенню безпеки повітряного руху.

1 ОГЛЯД ОБЛАСТІ ДОСЛІДЖЕННЯ І ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

1.1 Загальні відомості про посадкові РЛС

Радіотехнічне забезпечення польотів повітряних судів і авіаційний електрозв'язок призначені для надання радіолокаційної (спостереження) і радіонавігаційної (керування) інформації й авіаційного радіозв'язку користувачам повітряного простору й організації керування повітряним рухом.

До засобів спостереження відносяться оглядові трасові й аеродромні радіолокатори, а також посадкові радіолокатори (ПРЛ).

ПРЛ призначено для виявлення і контролю над польотом повітряного судна на траєкторії заходу на посадку.

ПРЛ розміщується на злітному полі і налаштовується таким чином, щоб забезпечити огляд у секторі, що починається в крапці, розміщеної на відстані 150 м від крапки приземлення в напрямку посадки. Кут за азимутом цього сектора мусить складати $\pm 5^\circ$ відносно вісьової лінії злітно-посадкової смуги (ЗПС), а кут місця – від -1° до $+6^\circ$.

За наявності на тому самому напрямку посадки ПРЛ і радіомаячної системи інструментального заходу повітряного судна на посадку (РМС), лінії курсу й глісади ПРЛ і РМС мусять збігатися на ділянці від крапки входу в глісаду до ближньої приводної радіостанції (БПРС) з маркерним радіомаяком (МРМ) чи 1000 м від порога ЗПС.

Супроводження літака як у зоні підходу (ТМА – 0..4500 футів), так і в зоні аеродрому (СТР – 4500..7200 футів) мусить надійно забезпечуватися в умовах безупинного впливу інтенсивних завад від земної чи водної поверхні, метеоявищ й інших радіотехнічних засобів.

У системі первинної обробки ПРЛ виділення слабких корисних сигналів на тлі потужних завад здійснюється шляхом застосування

традиційних засобів: приймачів з логарифмічними амплітудними характеристиками, систем миттєвого автоматичного регулювання підсилення, шумового автоматичного регулювання підсилення, селекції за тривалістю імпульсів, частоті й періоду повторення зондувальних імпульсів. За впливу активних завад широко застосовується переналаштовування РЛС за частотою, зміна рівня порога спрацьовування в виявлювачах, селекція за періоду повторення й логічні виявлювачі [1].

1.2 Огляд сучасних систем посадки

1.2.1 Радіолокаційна система посадки літаків РСП-7Т

РСП – Радіолокаційна система посадки, що забезпечує захід повітряного судна на посадку. Складається з диспетчерського (ДРЛ) і посадкового (ПРЛ) локаторів.

Систему РСП-7Т було створено на початку 60-х років ХХ століття і призначено для контролю за польотами літаків у районі аеродрому і забезпечення посадки літаків і вертольотів у складних метеоумовах вдень і вночі.

До складу системи входять [2]:

- диспетчерський радіолокатор для контролю за польотами літаків у районі аеродрому;
- посадковий радіолокатор для забезпечення посадки літаків;
- автоматичний ультракороткохвильовий радіопеленгатор (для індивідуального розпізнання літаків), що може застосовуватися як з диспетчерським, так і з посадковим радіолокаторами;
- два комплекти зв'язкової радіостанції Р-801;
- магнітофон для запису перемов між екіпажами і диспетчером МС-61;

- два електроагрегати АБ-8М для автонобагато живлення системи електрикою;
- запасне майно і контрольно вимірювальна апаратура.

Система РСП-7 виготовлялася в двох варіантах – мобільному і стаціонарному.

На відміну від попередніх систем посадки (РСП-4, РСП-5, РСП-6) посадковий локатор системи РСП-7, окрім своїх основних функцій, міг працювати в режимах колового огляду чи визначення висоти. За цього, перемикання режимів роботи здійснювалося з робочого місця оператора протягом 5..10 секунд. Ця особливість посадкового локатора давала можливість виявляти і послідовно виводити в район аеродрому і посадки одиночні літаки чи невеликі групи літаків.

Деякі технічні характеристики [2]:

- дальність дії диспетчерського радіолокатора: близько 180 км;
- дальність дії посадкового радіолокатора: близько 60 км;
- мінімальна висота виведення літаків на ЗПС аеродрому: 50 м;
- дальність дії радіопеленгатора: 140 км;
- дальність дії радіостанції Р-801: до 180 км;
- час безупинної роботи системи РСП-7: 24 години.

1.2.2 Радіолокаційна система посадки літаків РСП-10МН-1

Наземну рухливу радіолокаційну система посадки літаків РСП-10МН-1 призначено для керування повітряним рухом літаків у зоні очікування, виведення літаків у район аеродрому і керування заходом літаків на посадку шляхом подавання команд екіпажам літаків через радіостанції зв'язку.

Радіолокаційну систему посадки РСП-10МН-1 призначено для розв'язання наступних задач:

- керування в простих і складних метеорологічних умовах вдень і вночі польотами літаків і їхнє індивідуальне розпізнавання за допомоги

літакових відповідачів чи апаратури автоматичного радіопеленгування;

- виведення літаків у район аеродрому і керування їхнім зниженням за несприятливої хмарності;

- послідовне виведення літаків за курсом посадки і глісади, планування і забезпечення їхньої посадки на ЗПС аеродрому шляхом подачі команд екіпажам літаків через УКХ і ДЦХ радіостанції зв'язку;

- відбиття на цифровому табло навігаційної інформації.

Систему посадки РСП-10МН-1 виконано на твердотільній елементній базі з використанням COTS-компонентів.

До складу системи посадки РСП-10МН-1 входять:

- диспетчерський радіолокатор у складі первинного (PSR) і вторинного (SSR) каналів;

- посадковий (курсо-глісадний) радіолокатор (PAR).

Конструктивно, систему посадки змонтовано на двох трейлерних шасі і може перевозитися автомобільним, водяним чи авіатранспортом (літаком типу С-130).

Система керування заходом на посадку одночасно працює в наступних режимах:

- PAR (режим посадкового радіолокатора);

- PSR (режим оглядового первинного радіолокатора);

- SSR (режим оглядового вторинного радіолокатора).

Частотний діапазон вторинного (SSR) і первинного (PSR) каналів системи керування заходом на посадку відповідають усім вимогам ІСАО.

До складу системи керування заходом на посадку входять:

- одне робоче місце оператора PAR і одне робоче місце PSR/SSR;

- два пульти керування УКХ радіостанціями;

- два пульти оперативно-командного зв'язку (не менш 5 телефонних ліній на кожному);

- пристрій реєстрації голосових і радіолокаційних даних.

Система керування заходом на посадку дозволяє в ручному режимі

вводити, змінювати і вибирати дані відображуваних маршрутів польотів, небезпечних зон, державного кордону, іншої диспетчерської інформації і різної інформації поруч з оцінкою цілі (траєкторії цілі) на тлі повітряної обстановки.

На екранах робочих місць мається можливість змінювати масштаб відбиття інформації і збільшувати окремі ділянки зображення.

Все електронне устаткування виготовлене на базі твердотільних елементів.

Тактико-технічні характеристики в режимі "PAR" (режим посадкового радіолокатора):

- частотний діапазон: 9200 МГц, 9400 МГц;
- радіус огляду: 25 км.

Курсовий канал:

- кут огляду за кутом місця: від -3° до $+15^{\circ}$;
- кут огляду за азимутом: $\pm 15^{\circ}$.

Глісадний канал:

- кут огляду за кутом місця: від -1° до $+8^{\circ}$;
- кут огляду за азимутом: $\pm 15^{\circ}$;
- межа огляду: 2000 м;
- точність за дальністю: 20 м;
- роздільна здатність за дальністю: 80 м;
- точність за азимутом: $0,03^{\circ}$;
- кількість одночасна супроводжуваних цілей: не менш 20.

1.2.3 Основні тактико-технічні характеристики посадкових РЛС

Основні параметри і характеристики деяких сучасних радіолокаційних систем посадки зведено до таблиці 1.1 [3].

Таблиця 1.1 – Основні тактико-технічні характеристики посадкових

РЛС

Позначення РЛС, країна-виготовлювач	Дальність виявлення, км	Зона огляду за азимутом, град	Ширина ДС антени за азимутом, град	Ширина ДС антени за кутом місця, град	Діапазон робочих частот, МГц	Випромінювана потужність, МВт	Додаткові відомості
AN/TPN 25, США	37	30	1,4	0,75	9000- 9200	0,32	Установлюється на стаціонарних і польових аеродромах, забезпечує одночасне керування шістьма літаками. Крім США, використовується Австралією
AN/GPN 22, США	35	20			9000- 9300		Удосконалений варіант AN/TPN-25. Використовується в Нідерландах і Австрії
S52, США	37	20	0,9	2,2	9000- 9160	0,1	
PAR-80, США	55,5	30	1,1	0,6	9000- 9160	0,15	Крім США, використовується у ФРН і Бельгії
AN/TPN 18A, США	64		1,3	1,1	9000- 9160	0,2	Мобільна РЛС, використовується в армійській авіації
CR62, Велико- британія	28	20	0,5	0,5	9080	0,08	Замінює застарілі РЛС SLA-3. Йде на експорт, зокрема в Норвегію
TRS2310, Франція	37	20	1,1	0,6	9000- 9200	0,1	Транспортабельна станція в модульному виконанні, йде на експорт
NFS-435, Японія	28	20					

2 МЕТОДИ ЗАХИСТУ ВІД ПАСИВНИХ ЗАВАД

2.1 Класифікація пасивних завад

Під пасивними завадами в задачі селекції рухомих цілей варто розуміти сигнали, відбиті від об'єктів, виявлення яких не входить до функції розроблювальної РЛС: від поверхонь, що підстилають, і об'ємно-розподілених природних і штучних утворень, а також сигнали, що надходять на вхід РЛС, виникнення яких пов'язано з визначеними умовами поширення радіохвиль.

Найпростішу класифікацію пасивних завад наведено в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Класифікація пасивних завад

Причини утворення	Природні	Штучні
Тип завади		
Поверхнево-розподілені	Відбиття від земної поверхні, від морської поверхні	–
Об'ємно-розподілені	Відбиття від метеоявищ	Відбиття від хмар, диполів і цільлізованих стрічок
Зосереджені	Відбиття від атмосферних неоднорідностей і об'єктів, що оптично не спостерігаються	Відбиття від великих наземних споруд
Інші	Завади на n-му ході розгортки	Сигнали, відбиті від наземних рухомих цілей, виявлення яких не входить до задачі РЛС

У залежності від причини, що лежить в основі їхнього утворення, пасивні завади можна розділити на два великих класи: поверхнево-протяжні й об'ємно-протяжні. До поверхнево-протяжних завад відносяться відбиття від поверхонь, що підстилають: земної і морської, характеристики яких залежать або від стану моря, або від виду земної поверхні. До об'ємно-протяжних пасивних завад відносяться відбиття від метеоявищ, таких як дощ, сніг, туман, що часто називають гідрометеорами, від хмар, диполів і цільлізованих стрічок.

Поверхнево-протяжні й об'ємно-протяжні пасивні завади необхідно враховувати за розробки наземних, літакових і корабельних РЛС. У той же час, існують пасивні завади, що виникають за роботи тільки наземної РЛС. До них відносяться завади, що виникають через відбиття зондувального сигналу від птахів (особливо від зграй перелітних птахів), скупчень комах, що переміщуються зі швидкістю вітру. Виникають відбиття і від неоднорідностей атмосфери чи зон аномального поширення радіохвиль, у яких спостерігаються інтенсивні відбиття від меж середовищ з різними показниками заломлення, від турбулентних утворень і від об'єктів, що оптично не спостерігаються, (так звані "янголи"). Ці завади, а також сигнали, відбиті від великих наземних споруд, відносяться до класу зосереджених пасивних завад.

До пасивних завад відносяться також сигнали, відбиті від ділянок земної поверхні, що знаходяться на відстані, що перевищує максимальну однозначно обумовлену дальність виявлення РЛС R_{max} . Часто цей вид пасивних завад називається завадою на n -ому ході розгортки [4] або імпульсні завади.

2.2 Методи пригнічування пасивних завад

До основних відмінностей корисних сигналів від маскувальних пасивних завад, що можуть бути використані за проектування РЛС, можна

віднести:

- розподілений характер завадових відбивачів і зосереджений характер більшості радіолокаційних цілей;
- розбіжності у поляризації відбитих сигналів;
- розбіжності у швидкості переміщення радіолокаційної цілі і завадових відбивачів.

Узагальнену класифікацію систем пригнічування пасивних завад наведено на рисунку 2.1 [5].



Рисунок 2.1 – Класифікація систем пригнічування пасивних завад

Основними завданнями первинної обробки інформації є:

- виділення корисних сигналів на тлі потужних завад, перевідбитих від місцевих предметів, гідрометеорів, дипольних завад (загалом, пасивних завад);

- стабілізація рівня хибних тривог за прийнятною імовірністю правильного виявлення;
- вимірювання дальності, кутових координат (азимута, кута місця, висоти), радіальної складової швидкості цілі.

2.3 Селекція рухомих цілей

Під селекцією рухомих цілей (СРЦ) розуміють виділення сигналів рухомих цілей з суміші завад і шумів, прийнятої приймачем РЛС.

Типовими задачами СРЦ є:

- виявлення літаків на тлі відбиттів від місцевих предметів, хмар природного і штучного походження (для наземної РЛС);
- виявлення низьколетючих цілей з літака чи супутника на тлі відбиттів від поверхні Землі (для бортової РЛС);
- виявлення наземних транспортних засобів на тлі відбиттів від нерухомих предметів і дороги (для автомобільної РЛС).

Оскільки потужність відбиттів від нерухомих й малорухомих об'єктів (потужність пасивних завад), як правило, на 20..80 дБ і більше перевищує потужність сигналів рухомих цілей, то за умови їхнього одночасного прийому розв'язати задачу СРЦ вдається лише за істотних відмінностей спектрів сигналів і завад.

На практиці, для виділення корисних сигналів на тлі завад найчастіше застосовуються пристрої обробки, що здійснюють поділ сигналів від рухомих цілей і від завадових відбиттів з урахуванням розбіжності їхніх спектральних характеристик.

Основою для розділення сигналів від рухомих й нерухомих об'єктів є доплерівський зсув частоти носійного коливання за відбивання радіосигналу від цілі, що наближується чи віддаляється відносно РЛС:

$$f_d = \frac{2V_r}{c} f_0 = \frac{2V_r}{\lambda}, \quad (2.1)$$

де V_r – радіальна швидкість відносно РЛС;

f_0 – носійна частота;

λ – довжина хвилі РЛС;

c – швидкість поширення радіохвиль.

На рисунку 2.2 а) наведено загальний вид спектрів пасивної завади і сигналу, відбитого рухомою ціллю, для когерентної РЛС із низькою частотою повторення зондувальних імпульсів $f_{\text{п}}$. На рисунку 2.2 б) зображено фрагмент цього спектра. Когерентність прийнятої послідовності імпульсів робить спектр лінійчатим, що і дозволяє провести частотний поділ сигналів і завад, незважаючи на те, що обвідні різних пелюсток спектра сигналу і завади істотно перекриваються, тобто $f_d \ll 1/\tau_{\text{н}}$ [5].

Якщо піки спектрів перекриваються, то за зазначеного відношення сигнал-завада і реальному часі спостереження надійно знайти ціль на тлі завад неможливо. Режим безупинного немодульованого випромінювання, незважаючи на високе розділення за швидкістю, не застосовується в РЛС з СРЦ через занадто жорсткі вимоги на розв'язання приймальної й передавальної антен і відсутності розділення за дальністю.

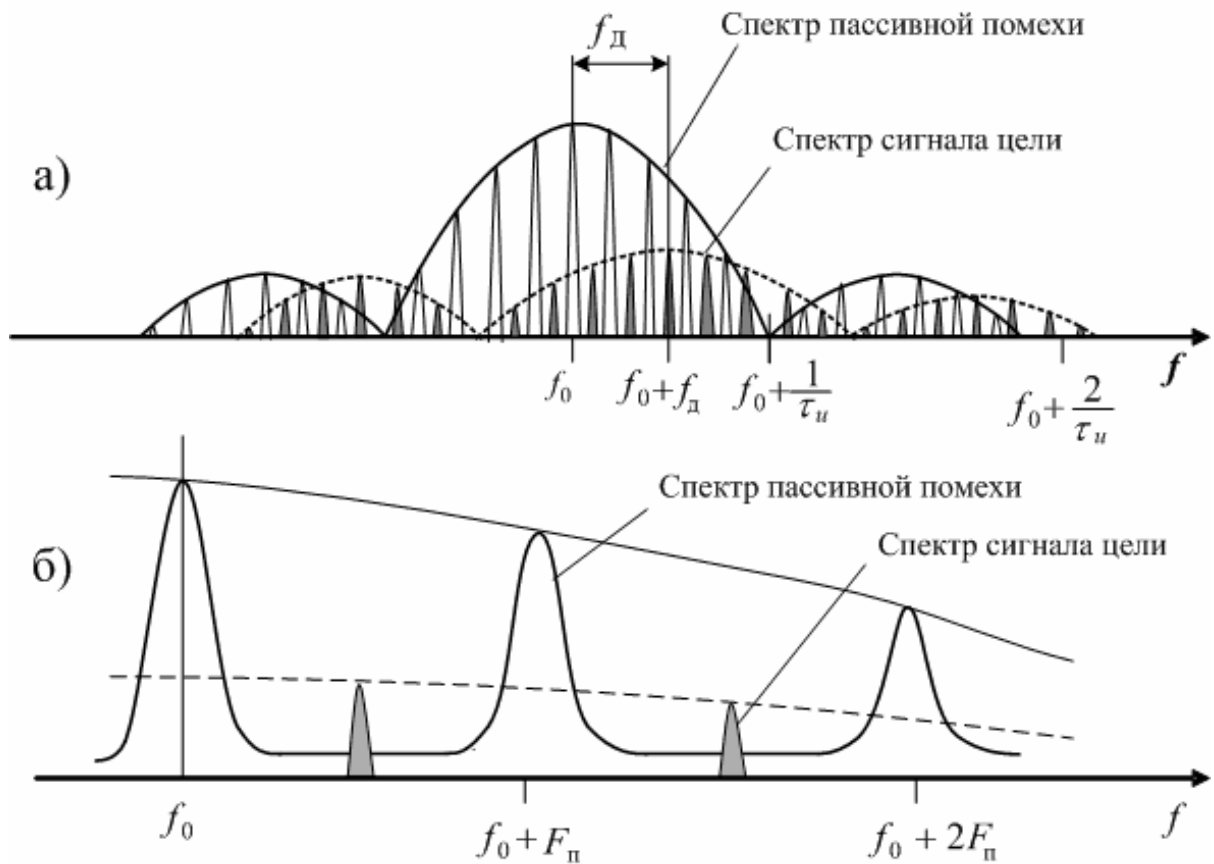
Пасивна завада є корельованим, гаусівським (у переважній більшості випадків) випадковим процесом, а його спектр є спектральною щільністю потужності. Ширина піка спектра пасивної завади:

$$\Delta f_{\text{п}} \geq 1/(n \cdot T_{\text{п}}),$$

де $T_{\text{п}} = 1/F_{\text{п}}$;

n -число імпульсів у пачці (рівність виконується в у випадку відбиття

від нерухомої крапкової цілі).



а – загальний вид спектрів пасивної завади і сигналу, відбитого рухомою ціллю, для когерентної РЛС із низькою частотою повторення зондувальних імпульсів;
б – фрагмент спектра.

Рисунок 2.2 – Загальний вид спектрів пасивної завади і сигналу

Розширення спектральних піків завади відбувається за рахунок переміщення променів антени РЛС відбивною поверхнею, а отже, через порушення строгої когерентності завади, і наявності на поверхні предметів, що переміщуються з малими швидкостями.

Форма спектра пасивної завади в кожному з її піків звичайно апроксимується гаусівською функцією:

$$G_{\Pi}(f) = G_0 \cdot \exp \left[-2,77 \cdot \left(\frac{f - f_0}{\Delta f_{\Pi}} \right)^2 \right], \quad (2.2)$$

де Δf_{Π} – ширина піка в спектрі завади на рівні 0,5;

G_0 – максимальне значення спектральної щільності.

Відносна величина ширини спектра завади $\Delta f_{\Pi}/F_{\Pi}$ у РЛС із низькою частотою повторення складає 0,05..0,1 для відбиттів від місцевих предметів і 0,1..0,3 для хмари дипольних відбивачів, дощу, снігу.

У деяких випадках, форма спектра завади більш точно описується резонансною кривою:

$$G_{\Pi}(f) = \frac{G_0}{1 + \left(2 \cdot \frac{f - f_0}{\Delta f_{\Pi}} \right)^2}. \quad (2.3)$$

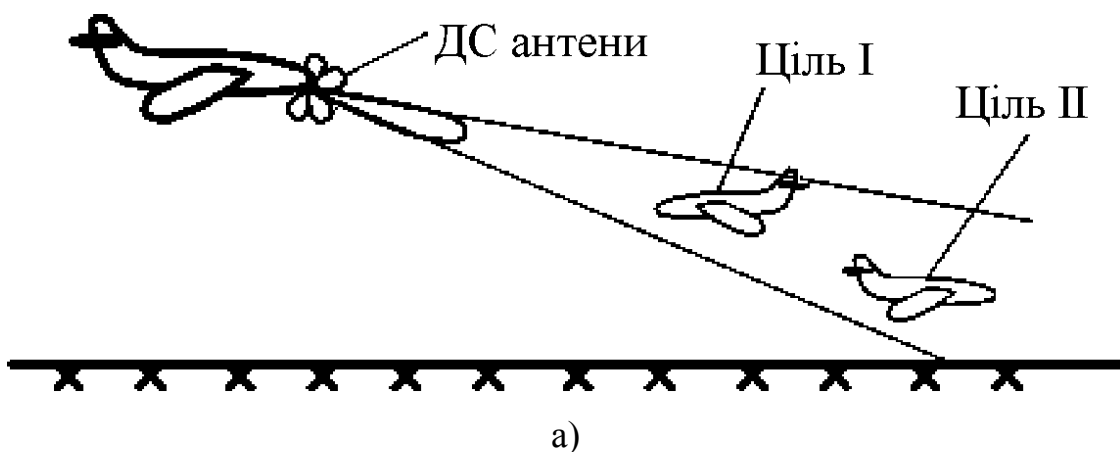
Гаусівський спектр (2.2) за тієї ж ширини Δf_{Π} на рівні 0,5 спадає істотно швидше, ніж резонансний. Ці дві апроксимації заведено вважати крайніми за швидкості спадання випадками спектрів пасивних завад, що зустрічаються на практиці. Спадання відбувається до рівня спектральної щільності потужності власних шумів приймача, рівномірної в усьому діапазоні частот.

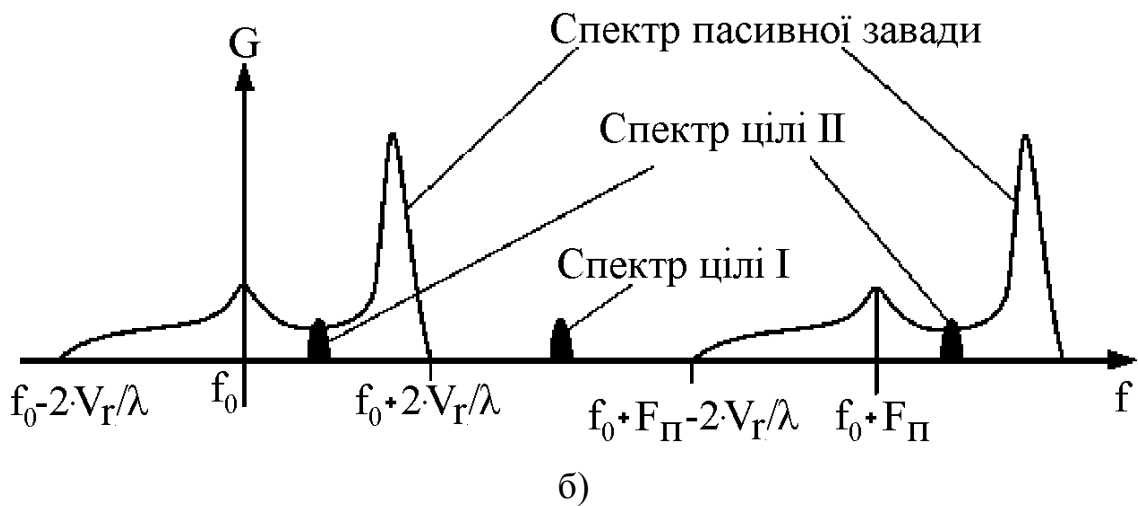
Зображений на рисунку 2.2, вид спектра характерний для наземної РЛС із низькою частотою повторення імпульсів. На рисунку 2.3 а) наведено тактичну ситуацію виявлення з борта літака низьколетючих цілей на зустрічному курсі (I) і догонному курсі (II), а на рисунку 2.3 б) – спектр прийнятого сигналу за високої (порядку 100 кГц) частоті повторення зондувальних імпульсів. Головні піки в спектрі пасивної завади відповідають відбиттям від поверхні Землі, прийнятим за головною пелюсткою діаграми спрямованості антени РЛС. Менш виражені викиди спектра поблизу частот

$f_0 \pm k \cdot F_{\Pi}$, $k=0,1..$ обумовлені відбиттями, прийнятими бічними пелюстками діаграми спрямованості (ДС) антени від ділянок Землі безпосередньо під літаком-носієм РЛС. У даній ситуації, впевнене виявлення цілі можливо лише на зустрічному курсі (I), доплеровський зсув сигналу якої більше максимальної частоти в спектрі пасивної завади $2V/\lambda$ (де V – швидкість літака-носія). Сигнал цілі II на догонному курсі губиться у відбиттях від Землі за бічними пелюстками ДС, які істотно перевищують корисний сигнал за потужністю.

Хоча за зображення спектрів пасивних завад на рисунку 2.2 й 2.3 розділення за дальністю не бралось до уваги, вид спектра завади в кожному з елементів дальності, що розділюються, приблизно однаковий. У випадку наземної РЛС із низькою частотою повторення імпульсів (рис. 2.2) внаслідок однорідності поверхні Землі, у випадку бортової РЛС із високою частотою повторення – за рахунок того, що інтервал однозначного вимірювання дальності в цьому режимі дуже малий і відбувається накладення завад, відбитих безліччю елементів поверхні з усієї дистанції дальності.

Сигнали, прийняті від рухомих цілей як у випадку низької, так і у випадку високої частоти повторення зондувальних імпульсів, звичайно вважаються квазідетермінованими процесами з комплексним спектром $S(j\omega)$. Іноді для опису сигналу цілі використовується модель у вигляді вузькосмугового випадкового процесу з енергетичним спектром типу (2.3).





а – цілі на різних курсах носія РЛС;

б – спектри сигналів за високої частоти повторення.

Рисунок 2.3 – Цілі й їхні спектри для бортової РЛС

2.4 Оптимальні алгоритми виявлення сигналів на тлі корельованих завад

Як відомо, оптимальний виявлювач когерентної пачки радіоімпульсів на тлі білого шуму є послідовним з'єднанням:

- узгодженого з пачкою фільтра;
- детектора;
- граничного пристрою.

Комплексна частотна характеристика (КЧХ) узгодженого фільтра є комплексно-сполученою функцією спектрів пачки $S(j \cdot \omega)$:

$$k_c(j \cdot \omega) = S(j \cdot \omega) \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot T} = S_0(j \cdot \omega) \cdot S_n(j \cdot \omega) e^{-j \cdot \omega \cdot T}, \quad (2.4)$$

де T – час затримки сигналу у фільтрі;

$S_0(j \cdot \omega)$ – спектр одиночного імпульсу;

$S_n(j \cdot \omega)$ – спектр пачки δ -імпульсів.

Друга рівність у (2.4) дає можливість розділити внутрішньоперіодну й міжперіодну обробку періодичного сигналу.

Задачу виявлення сигналу на тлі корельованої завади з енергетичним спектром $G_n(j \cdot \omega)$ можна привести до задачі виявлення сигналу на тлі білого шуму, якщо попередньо здійснити "обілення" завади, оскільки завада надходить на вхід виявлювача в суміші з білим шумом спектральної щільності N_0 , що обіляє фільтр, мусить мати КЧХ:

$$K_{об}(j\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{G_n(\omega) + N_0}} e^{j\varphi(\omega)}, \quad (2.5)$$

де K_0 – константа;

$\varphi(\omega)$ – довільна фазочастотна характеристика, що покладемо нульовою.

Тоді спектральна щільність потужності суміші завади із шумом на виході фільтра:

$$G_{вих}(\omega) = [G_n(\omega) + N_0] \cdot |K_{об}(j\omega)|^2 = K_0^2. \quad (2.6)$$

Сигнал, що має спектр $S(j \cdot \omega)$ проходячи обілювальним фільтром, набуває внаслідок фільтрації спектр $K_{об}(j \cdot \omega) \cdot S(j \cdot \omega)$, тому узгоджений фільтр мусить мати КЧХ:

$$K_{сф}(j\omega) = K_{об}^*(j\omega) S^*(j\omega) e^{-j\omega T} = \frac{K_0 S^*(j\omega) e^{-j\omega T}}{\sqrt{G_n(\omega) + N_0}}. \quad (2.7)$$

КЧХ послідовно з'єднаних обілювального й узгодженого фільтрів:

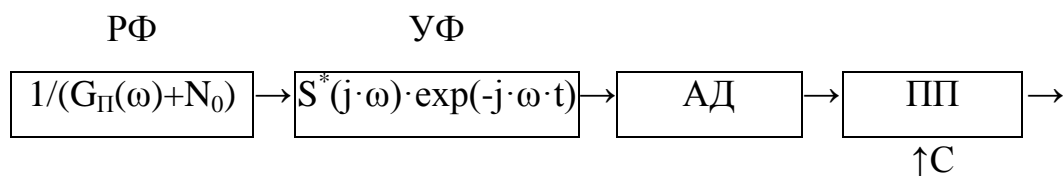
$$K_{омн}(j\omega) = \frac{1}{G_n(\omega) + N_0} S^*(j\omega) e^{-j\omega T}. \quad (2.8)$$

Є КЧХ оптимального фільтра виявлювача квазідетермінованого сигналу на тлі корельованого шуму. Вираз (2.7) відповідає послідовному з'єднанню фільтра режекції пасивної завади з КЧХ:

$$K_p(j\omega) = \frac{1}{G_{\Pi}(\omega) + N_0}, \quad (2.8)$$

і звичайному узгодженому (але з сигналом $K_c(j\omega) = S(j\omega)e^{-j\omega T}$) фільтру.

За великого відношення завади/шум оптимальний фільтр режекції завади має КЧХ, зворотньопропорційну енергетичному спектрові завади. Структурну схему оптимального виявлювача наведено на рисунку 2.4.



РФ – режекторний фільтр, УФ – узгоджений фільтр,
АД – амплітудний детектор; ПП – пороговий пристрій.

Рисунок 2.4 – Оптимальний виявлювач

Структура оптимального виявлювача може бути отримана також у результаті синтезу в часовій області. Нехай прийнята реалізація (пачка) дискретних відліків (імпульсів):

$$y = (y_1, y_2, \dots, y_n),$$

де $y_i = \theta s_i + \eta_i + \xi_i$;

s_i – відлік сигналу;

θ – індикатор наявності сигналу;

η_i – відліки корельованої гаусівської завади;

ξ_i – відліки корельованого білого шуму.

Кореляційна матриця суміші завади з шумом $x_i = \eta_i + \xi_i$ покладається відомою:

$$R = [R_{ij}] = [p_{ij} \cdot \sigma_i \cdot \sigma_j],$$

де p_{ij} – нормований коефіцієнт кореляції відліків x_i й x_j ;

$$R_{ij} = M(x_i \cdot x_j);$$

p_{ij} – дисперсія і-го відліку суміші завади із шумом.

Логарифм відношення правдоподібності вибірки у має вигляд:

$$\ln \Lambda = \vec{s}^T R^{-1} \vec{y} - \vec{s}^T R^{-1} \vec{s} / 2, \quad (2.9)$$

де $\vec{s} = (s_1, s_2, \dots, s_n)$ – вибірка відліків сигналу;

R^{-1} – обернена кореляційна матриця суміші завади і шуму;

T – символ транспонування вектора.

Оскільки $\vec{s}^T R^{-1} \vec{s}$ не залежить від прийнятої вибірки у, оптимальний алгоритм виявлення складається в порівнянні з порогом величини:

$$z = \vec{s}^T R^{-1} \vec{y} \geq c.$$

Операція обчислення z зводиться до лінійного перетворення вектора у шляхом множення на зворотну кореляційну матрицю:

$$\vec{\eta} = R^{-1} \vec{y},$$

що призводить до декореляції завади й отримання скалярної вагової суми:

$$z = \begin{matrix} -T - \\ s \end{matrix} \eta = \sum_{i=1}^n s_i \eta_i \quad (2.10)$$

Таким чином, структурна схема оптимального виявлювача пачки відомих відліків s_i складається з блоку декореляції завади БДЗ, блоку вагового накопичення БВН й порогового пристрою (рис. 2.5).

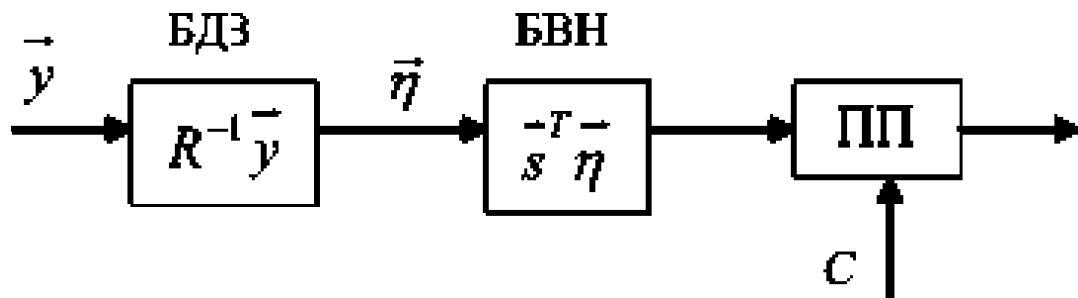


Рисунок 2.5 – Оптимальний виявлювач пачки імпульсів

Реальна послідовність радіоімпульсів може бути перетворена на послідовність дискретних відліків шляхом подавання на узгоджений фільтр чи ППЧ і наступної часової дискретизації. Якщо початкова фаза пачки імпульсів невідома, вагова обробка (2.10) здійснюється в двох квадратурних каналах з наступним об'єднанням квадратур.

Режекторний фільтр у схемі виявлювача рисунку 2.4 відповідає БДЗ схеми рисунку 2.5, а функція узгодженого з пачкою фільтра в схемі рисунку 2.4 розділена між узгодженим фільтром (ППЧ), передбачуваним у схемі рисунку 2.5 для отримання відліків, і БВН, що здійснює когерентне вагове накопичення імпульсів пачки.

За невідомої доплерівської частоти сигналу від цілі, блоки узгодженої фільтрації схеми рисунку 2.4 й вагове накопичення схеми рисунку 2.5 стають багатоканальними за частотою. Кількість частотних каналів визначається роздільною здатністю за частотою $\Delta f_c = 1/(n \cdot T_n)$ й періодичністю спектра F_{Π} й дорівнює $F_{\Pi} \cdot n \cdot T_{\Pi} = n$.

2.5 Класифікація РЛС із системами СРЦ і їхні структурні схеми

Когерентні РЛС з СРЦ в залежності від частоти повторення зондувальних імпульсів відносять до РЛС із низькою частотою повторення $F_{\text{П}} < 50$ кГц. У РЛС із високою частотою повторення $F_{\text{П}} > 50$ кГц. Останні називаються також імпульсно-доплерівськими чи квазінеперервними. Існує також РЛС із середньою частотою повторення $5 \text{ кГц} < F_{\text{П}} < 50 \text{ кГц}$. РЛС із низькою частотою повторення імпульсів (великою шпаруватістю) мають великий інтервал однозначного вимірювання дальності і малий інтервал однозначного вимірювання швидкості. Імпульсно-доплерівські РЛС, навпаки, дозволяють вимірювати швидкість у великому діапазоні, але інтервал однозначного вимірювання дальності в них малий, отже, і число каналів дальності – невелике (5..10). РЛС із середньою частотою повторення імпульсів не забезпечують ні однозначного вимірювання швидкості, ні однозначного вимірювання дальності в необхідних діапазонах, однак спільне використання декількох близьких середніх частот повторення дозволяє розширити ці діапазони.

Необхідно відзначити, що сучасні РЛС з СРЦ можуть працювати по черзі з різними частотами повторення імпульсів, тому доречно вести мову про режими роботи РЛС високої, низькою й середньою частотами повторення зондувальних імпульсів.

За способом забезпечення когерентності, РЛС з СРЦ поділяються на РЛС із зовнішньою і внутрішньою когерентністю. У РЛС першого типу когерентність обробки пачки імпульсів досягається завдяки спільному надходженню на вхід радіолокаційного приймача сигналів рухомої цілі і відбиттів від нерухомого тла, у результаті на нелінійному елементі – детекторі виділяється різницева частота Доплера у вигляді обвідної імпульсів, відбитих від рухомої цілі. За часових провалів відбиттів від тла, зникає і різницева частота, що вимагає запам'ятовування фази пасивної завади. Недоліком РЛС із зовнішньою когерентністю є розширення спектра

Прийнятий сигнал через перемикач ППП надходить на змішувач, на другий вхід якого подається з помножувача частота $F_{\text{пр}} \cdot (n-1)$. Виділений УПЧ сигнал проміжної частоти переводиться на відеочастоту фазовим детектором ФД. Спектр сигналу на виході ФД наведено на рисунку 2.7. Заштриховані піки належать сигналу рухомої цілі. На рисунку 2.8 зображено АЧХ режекторного фільтра.

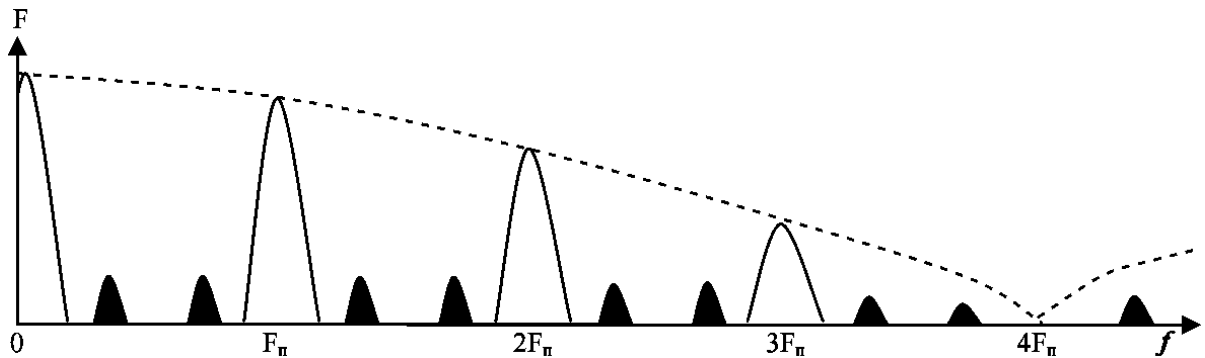


Рисунок 2.7 – Спектр сигналу на виході фазового детектора

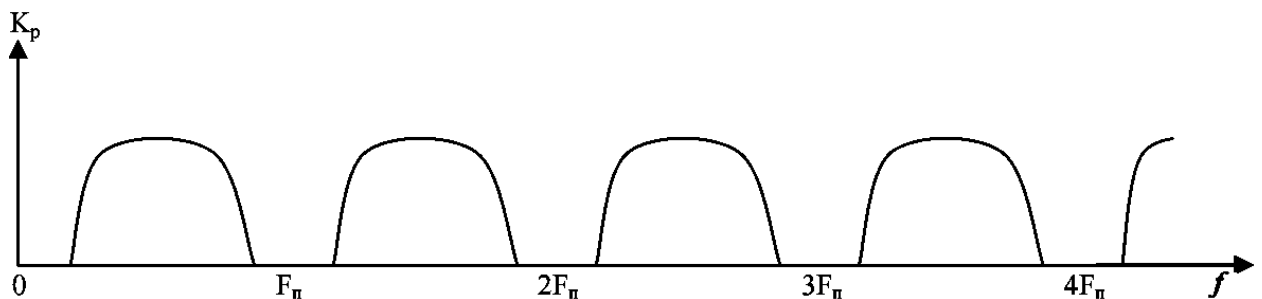


Рисунок 2.8 – АЧХ режекторного фільтра

Оптимальний фільтр системи СРЦ рисунку 2.4 за невідомої доплерівської частоти стає багатоканальним за цією частотою, однак ціною деяких втрат у накопиченому відношенні сигнал/завада можна відмовитися від багатоканальності й перейти до некогерентного накопичення сигналу. За цього, сигнал після РФ амплітудно детектується в АД і всі залишки режекції некогерентно (за потужністю) накопичуються в інтеграторі або на екрані

індикатора кругового огляду ІКО. Залишки режекції пасивної завади впливатимуть в даному випадку на виявлення сигналу цілі, що не збігає споконвічно з нею за частотою. Зменшити цей вплив можна, якщо знехтувати можливістю виявлення цілей доплерівськими частотами, близькими до $k \cdot F_{\text{П}}$, де $k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$. Оскільки в області головних піків спектральної щільності завади потужність сигналу цілі істотно менше потужності завади, за обмеженого обсягу пачки виділити сигнал у цій області неможливо. Тоді найкращим РФ варто вважати фільтр, що цілком вирізає головні піки спектральної щільності завади і, тим самим, зменшуючий потужність залишків режекції на виході фільтра. АЧХ такого РФ показана на рисунку 2.8. У смузі пропускання АЧХ фільтра – рівномірна, тому що всі доплерівські частоти – рівноімовірні.

У РЛС псевдокогерентного типу (рис. 2.9) випромінювана в простір послідовність імпульсів – некогерентна, а когерентність обробки пачки забезпечується запам'ятовуванням початкових фаз зондувальних імпульсів на період їхнього повторення. Потужні зондувальні імпульси формуються генератором радіочастот ГРЧ. Їхня частота повторення задається хронізатором, а тривалість – модулятором М. Кожен імпульс, згенерований ГРЧ і перенесений за допомоги гетеродина Г й змішувача на проміжну частоту, здійснює фазування когерентного гетеродина КГ. Нав'язану фазу (і частоту) когерентний гетеродин зберігає протягом періоду повторення імпульсів, тобто інтервалу надходження відбитих сигналів. Прийняті сигнали після гетеродинування й підсилення надходять на ФД, на виході якого виділяється відеосигнал, що містить доплерівські складові спектра. Режекція пасивної завади і накопичення сигналу здійснюється так само, як у істинно-когерентних РЛС.

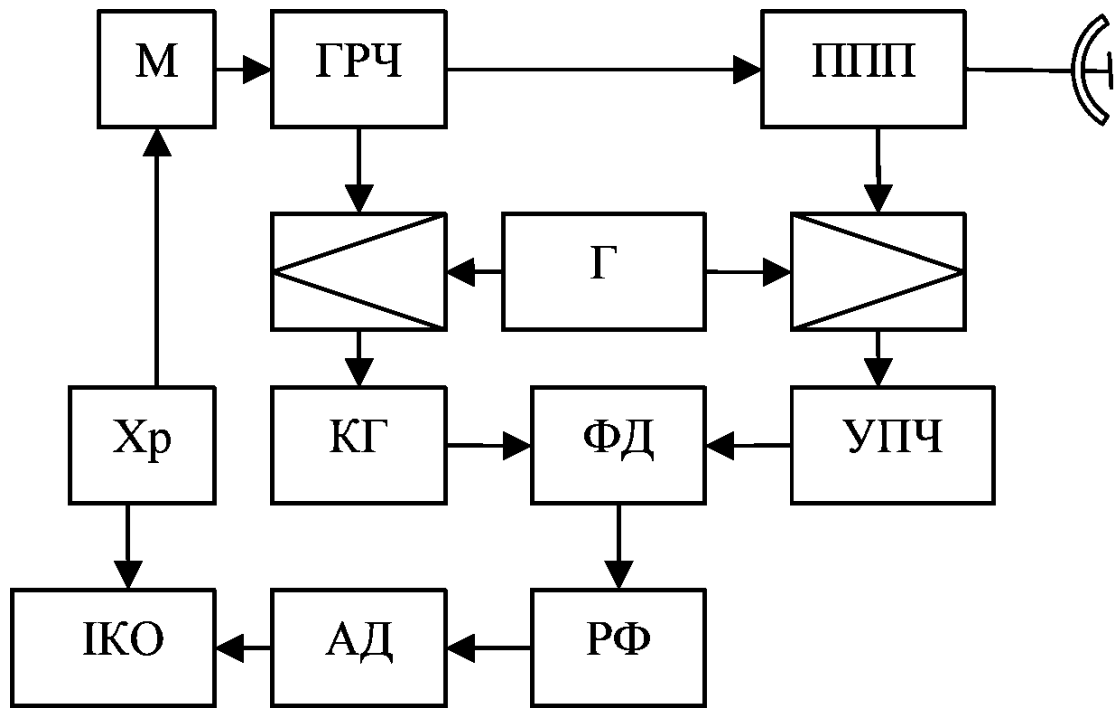


Рисунок 2.9 – Псевдокогерентна РЛС

Структурну схему імпульсно-доплерівської істинно-когерентної РЛС наведено на рисунку 2.10. Її високочастотну частину виконано як аналогічну частину істинно-когерентної РЛС з низькою частотою повторення імпульсів (рис. 2.6). Після фільтрації всього спектра в УПЧ відбувається поділ прийнятого сигналу на два квадратурних канали, аналого-цифрове перетворення (в АЦП) і поділ каналів дальності (у РКД). У перших РЛС даного типу обробка сигналів здійснювалася аналоговими засобами. Зараз же явно переважають цифрові методи. У кожному з каналів дальності (а їхнє число невелике) виконується попередня режекція пасивної завади цифровим режекторним фільтром (ЦРФ), що значно зменшує динамічний діапазон сигналів за наступної доплерівської фільтрації. У бортових РЛС ЦРФ пригнічує весь спектр відбиттів від Землі, прийнятих головною й бічними пелюстками (рис. 2.3 б). Пристрій вагової обробки УВО здійснює зважування імпульсів пачки спадаючою до країв функцією, що зменшує рівень бічних пелюсток вузькосмугових доплерівських фільтрів. Багатоканальна доплерівська фільтрація виконується пристроєм, що реалізує швидке

перетворення Фур'є. Він перекриває весь діапазон швидкостей цілей, вільний від пасивних завад. Вихід кожного доплерівського каналу зв'язаний із блоком адаптивних порогів, де виконується порівняння амплітуд усіх спектральних складових з порогами, величина яких визначається середнім рівнем шумів і завад у відповідному каналі. За перевищення порога в якому-небудь каналі, ціль вважається виявленою, а її швидкість визначається номером цього каналу.

За необхідності візуального відображення результатів виявлення, виходи адаптивних порогових пристроїв з тим самим номером усіх каналів дальності поєднуються по "АБО" у блоці об'єднання каналів дальності (ОКД) і подається на індикатор (І) візуального відображення цілей.

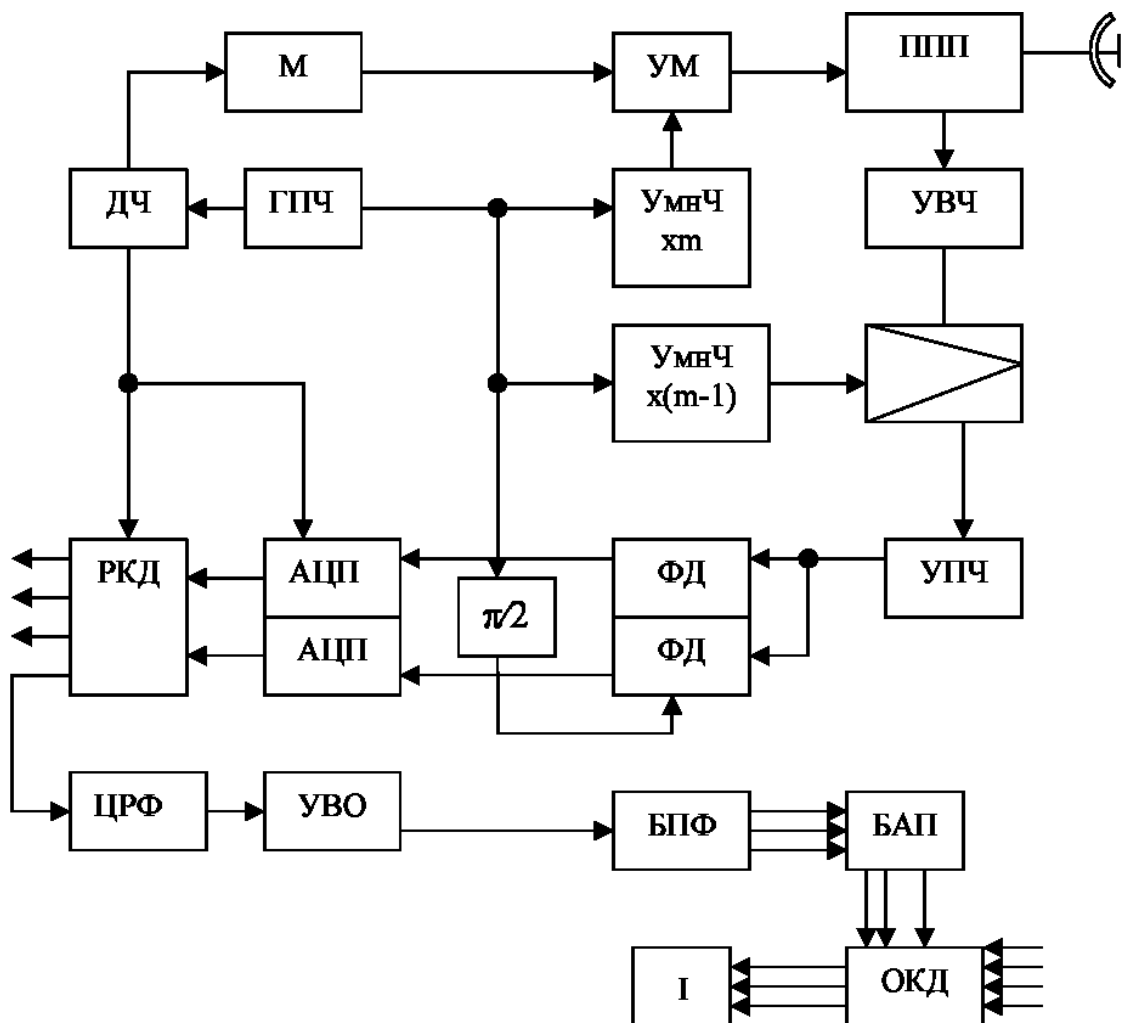


Рисунок 2.10 – Імпульсно-доплерівська істинно-когерентна РЛС

2.6 Методи боротьби з пасивними завадами

Компенсація сигналів пасивних завад можлива або за рахунок пригнічування сигналів, незмінних за амплітудою від періоду до періоду повторення, або за рахунок режекції складових частоти повторення в спектрі сигналів. У першому випадку використовуються методи черезперіодного віднімання (ЧПВ) чи черезперіодної компенсації (ЧПК), у другому – режекторні гребінчасті фільтри.

Метод виділення відбитих від цілі радіосигналів на тлі пасивних завад з використанням схем ЧПВ–ЧПК засновано на використанні розбіжності швидкостей руху цілі і джерела завад. Зазначені розбіжності швидкостей дозволяє за впливу на систему корисного сигналу і завади компенсувати чи значно зменшити заваду, зберігши за цього на виході корисний сигнал.

Найпростіший пристрій, що втілює метод черезперіодного віднімання (ЧПВ) чи черезперіодної компенсації (ЧПК), володіє режекторною гребінчастою частотною характеристикою і є компенсатором з однією лінією затримки, У ньому здійснюється віднімання сигналів, що надходять з виходу фазового детектора і затриманих відносно одним одним на величину, рівну періодові повторення послідовності зондувальних імпульсів T_n .

Системи на основі ЧПК будуються з використанням запам'ятовуючих пристроїв, у якості яких можуть виступати ультразвукові лінії затримки чи цифрові елементи пам'яті.

Амплітудно-частотна характеристика однократної системи ЧПВ–ЧПК має періодичний характер, і описуються наступним виразом:

$$|K(f)| = 2 |\sin \pi f T_n|, \quad (2.2)$$

де f – частота носійного коливання;

T_{π} – період повторення послідовності зондувальних імпульсів.

З (2.2) випливає, що сигнали, відбиті від нерухомих предметів ($f = f_d = 0$), потрапляють до смуги режекції й істотно пригнічуються. Однак навіть за невеликих відмінних від нуля значеннях f_d якість пригнічування завад погіршується. Тому необхідною умовою ефективного пригнічування (режекції) пасивної завади є налаштування нуля ЧПВ на доплерівську частоту завади. Якщо рухається джерело завад, компенсація сигналів, що заважають, може бути досягнута введенням до системи ЧПК необхідних додаткових фазових зсувів.

Ефективність ЧПК, що оцінюється збільшенням відношення сигнал/завада, залежить від швидкості цілі і від ширини спектра завади. Вона може бути збільшена (за вузьких спектрів завади) за допомоги використання декількох ступенів компенсації. Ще більш високу ефективність забезпечують системи, що сполучають багаторазове віднімання і вагову обробку сигналів.

До факторів, що знижують ефективність ЧПК на відеочастоті, крім явища "сліпих" швидкостей, відноситься небажана амплітудна модуляція імпульсів на виході системи (частота модуляції дорівнює частоті Доплера, якщо остання менше половини частоти повторення зондувальних імпульсів). Цю модуляцію усувають за допомоги 2 "квадратурних" каналів з опорними коливаннями, що розрізняються за фазою на $\pi/2$. З явищем "сліпих швидкостей" борються, застосовуючи змінний період повторення зондувальних імпульсів (вобуляцію) або частоти повторення.

Основним недоліком схем ЧПВ-ЧПК є мала ширина смуги режекції (навіть за використання багаторазових схем ЧПВ-ЧПК), що не дозволяє ефективно пригнічувати пасивні завади із широким спектром. Іншим недоліком даного методу є обмежена можливість регулювання смуги режекції, що безпосередньо впливає з АЧХ схеми. Більш того, навіть у випадку наявності такої можливості, за розширення смуги режекції істотно

зросли б втрати через одночасне пригнічування корисних сигналів.

На даний час найбільшого поширення отримали цифрові системи пригнічування завад – цифрові системи селекції рухомих цілей (ЦСРЦ) і цифрові режекторні гребінчасті фільтри (ЦРГФ).

Основною особливістю ЦСРЦ є необхідність попереднього перетворення сигналів на цифрову форму за допомоги АЦП (за часом і амплітудою). Оскільки швидкодія дешевих АЦП недостатня для перетворення сигналів проміжної частоти, звичайно переходять до побудови ЦСРЦ і ЦРГФ у виді комплексних фільтрів із двома квадратурними каналами, у яких використовуються два АЦП.

За цифрової обробки суміші сигналів і пасивних завад через великий динамічний діапазон вхідних сигналів і малої тривалості зондувального імпульсу потрібно використовувати багаторозрядні швидкодіючі АЦП, що ускладнює і здорожчує систему пригнічування пасивних завад. Тривалий час велись інтенсивні роботи з використання режекційних гребінчастих фільтрів, виконаних на приладах із зарядовим зв'язком. У цих пристроях пригнічування здійснюється дискретизація сигналів тільки за часом, і тому їхній динамічний діапазон легше погодити з діапазоном прийнятих сигналу і завади на вході системи пригнічування.

Особливим різновидом режекційних гребінчастих фільтрів є фільтрові системи у вигляді набору вузькосмугових доплерівських фільтрів, увімкнених паралельно й утворюючих гребінчасті фільтри в кожному елементі дальності за допомоги ключових каскадів, що відмикаються селекторним імпульсом.

Вибір кількості доплерівських фільтрів для обробки сигналів у ПОІ визначається основними параметрами РЛС, залежить від її призначення і вимагає оптимізації за проектування.

Фільтрові системи пригнічування завад можуть реалізовуватися як на аналогових (електромеханічних, п'єзоелектричних, магнітострикційних і інших фільтрах), так і на цифрових елементах (цифрових фільтрах ШПФ) чи

мікропроцесорах.

Традиційні пристрої СРЦ, засновані на методах черезперіодного віднімання (компенсації) і режекційних гребінчастих фільтрах, мають ряд істотних недоліків: пригнічуються сигнали від деяких цілей і, навпаки, через пристрій СРЦ проходять сигнали від небажаних рухомих об'єктів, наприклад, автомашин.

Усунення перерахованих недоліків звичайних пристроїв СРЦ досягається за допомоги виявлювачів рухомих цілей, що мають наступні особливості:

- режекційний фільтр замінюється (чи доповнюється) гребінкою вузькосмугових доплерівських фільтрів, реалізованих за допомоги алгоритму ШПФ;

- граничний сигнал регулюється таким чином, щоб забезпечити сталий рівень хибних тривог у кожному елементі "дальність-швидкість";

- вихідні сигнали режекційного фільтра дозволяють зформувати карту завад, що запам'ятовує середнє значення відбитого сигналу в кожному елементі "азимут-дальність";

- вихідний сигнал, отриманий за кожного огляду, порівнюється з зав'язаними трасами і надалі використовується для виділення тих цілей, що становлять інтерес за своїми швидкісних характеристикам [6].

Ефективність виділення корисного сигналу на тлі пасивних завад різних видів може бути істотно поліпшена за здійснення обробки сигналу з застосуванням дискретного перетворення Фур'є (ДПФ), за якого використовується міжперіодне когерентне накопичення сигналів і їхній спектральний аналіз.

Дискретне перетворення Фур'є виконується із сигналами в цифровій формі. Алгоритм такого перетворення має вид:

$$\dot{G}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} K_k \dot{S}(k) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}, \quad (2.3)$$

де $\dot{G}(n)$ – спектр сигналу на виході пристрою ДПФ;

N – кількість часових відліків у пачці імпульсів;

n – номер спектральної складової (номер фазового фільтра),
 $n = 0, \dots, N - 1$;

k – номер відліку часової вибірки пачки імпульсів, отриманих у різних періодах зондування того самого дискрета дальності;

K_k – коефіцієнт вагового вікна, що забезпечує необхідний рівень бічних пелюсток фільтра;

$\dot{S}(k)$ – комплексна амплітуда часових відліків різних періодів зондування.

Третій співмножник у формулі (2.3) реалізує "свій" фазовий зсув для кожної спектральної складової (фазового фільтра).

За наведеним алгоритмом виконується біжуча дискретами дальності міжперіодна обробка сигналів. Частотна пачка сигналів різних періодів для такої обробки формується в буферному запам'ятовуючому пристрої ДПФ. Період повторення імпульсів у рамках пачки залишається незмінним, що забезпечує можливість їхньої когерентної обробки. Така міжперіодна обробка прийнятих сигналів реалізується, наприклад, в аеродромної РЛС ASR-9 американського виробництва, чи в РЛС 35Д6 вітчизняного виробництва.

За дискретного перетворення Фур'є, у залежності від доплерівської частоти (міжперіодного фазового зсуву), сигнали, відбиті від об'єктів, що рухаються з різними радіальними складовими швидкості, накопичуються в різних фазових фільтрах. Це дає можливість проводити поділ сигналів,

відбитих від радіолокаційних цілей і від місцевих предметів (пасивних завад).

У реальних умовах роботи РЛС виявлення корисних сигналів може відбуватися як в умовах дії пасивних завад, так і в умовах їхньої відсутності. У першому випадку інтенсивність завад априорі невідома, а тому застосовуються різні алгоритми для її оцінки і визначення порога виявлення сигналу. В даний час існує досить велика кількість алгоритмів стабілізації рівня хибних тривог (СРХТ).

Сигнали на виході багатоканального доплерівського фільтра є спектральними складовими корисних сигналів і завад, розгорнутих у часі. Тому подальшу обробку інформації у виявлювачеві корисних сигналів виконують:

– шляхом аналізу змін у часі амплітуд сигналів кожного фільтрового каналу пристрою ДПФ реалізується стабілізація рівня хибних тривог за амплітудою – СРХТ-А;

– шляхом аналізу спектральних характеристик відбитих сигналів і завад з використанням різних методів формування зони режекції системи СРЦ реалізується стабілізація рівня хибних тривог за радіальною складовою швидкості V_r – СРХТ-В.

Очевидно, що обробка сигналів у пристроях СРХТ-В є міжпачечною. За цього, для ефективного поділу сигналів на корисні і завадові здійснюється міжпачечна зміна частоти повторення імпульсів у невеликих межах, що називається вобуляцією.

Як правило, щільність розподілу амплітуд пасивної завади апроксимується нормальним законом розподілу. За цього поточна оцінка потужності (дисперсії) вимагає великих апаратних витрат. Тому після фазової фільтрації в багатоканальному доплерівському фільтрі, коли інформація про доплерівські зсуви частоти (фази) сигналів і завад використані, у кожному фільтровому каналі від квадратурних складових переходять до модуля. За цього щільність розподілу амплітуд завади стає

релеївською, що дає можливість оцінити дисперсію (середньоквадратичне відхилення) завади через оцінку математичного сподівання.

Структурну схему виявлювача СРХТ-А, реалізованого в РЛС керування повітряним рухом "Дніпро", наведено на рисунку 2.11.

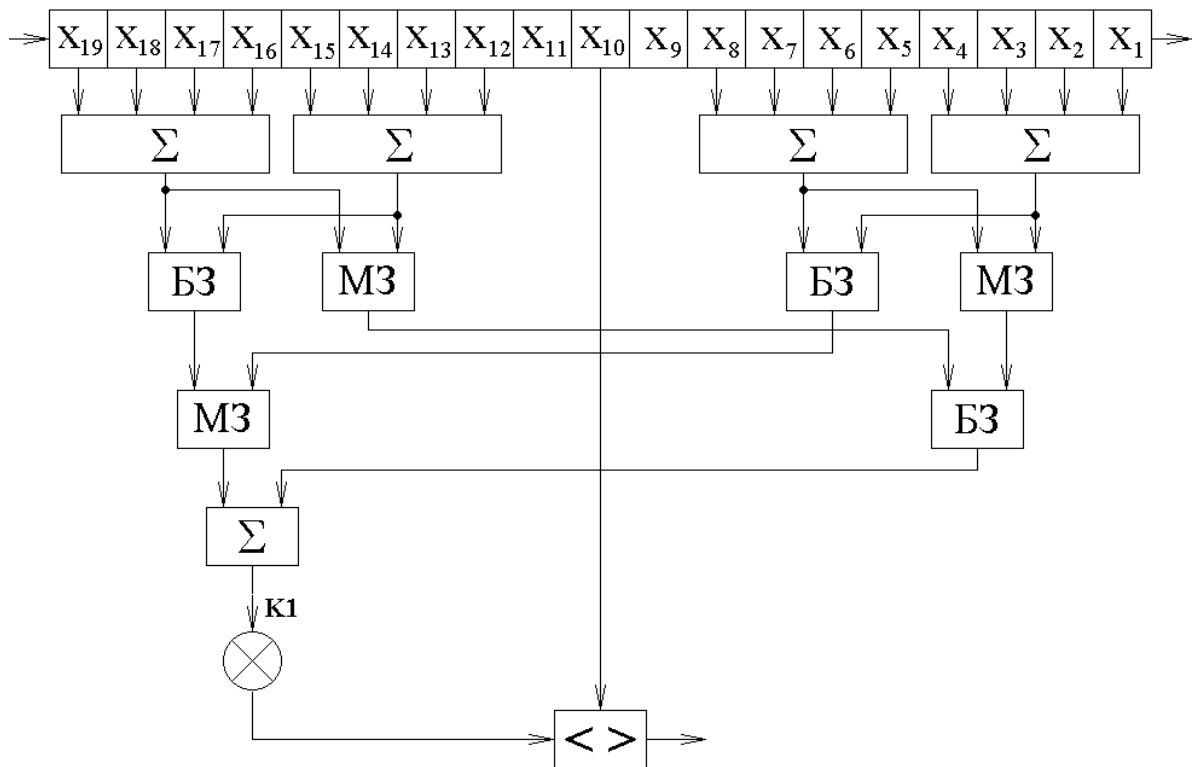


Рисунок. 2.11 – Структурна схема виявлювача СРХТ-А

У даній схемі використовується багатовідвідна цифрова лінія затримки (ЦЛЗ); символом Σ позначено пристрої додавання, символами БЗ й МЗ – пристрої вибору більшого й меншого значення, відповідно; символом \otimes й $\langle \rangle$ – пристрої перемножування й порівняння, відповідно. Затримка між відгалуженнями ЦЛЗ дорівнює одному дискретові розділення за дальністю.

Для формування оцінки рівня завади в кожному каналі пристрою ДПФ використовується метод "ковзного вікна". Суть обробки полягає в тому, що розв'язання про виявлення корисного сигналу приймаються тільки в тому випадку, якщо амплітуда сигналу, що знаходиться в центральному дискреті

"вікна" X_{10} , помітно перевищує амплітуди дискретів "напіввікон", що знаходяться праворуч $(X_1 \dots X_9)$ і ліворуч $(X_{12} \dots X_{19})$ від аналізованого дискрета. За інформацією в "напіввікнах" оцінюється рівень завади в околиці дискрета, у якому здійснюється перевірка гіпотези щодо наявності чи відсутності сигналу.

З метою виключення впливу корисного сигналу на оцінку завади "напіввікна" формують віддаленими від дискрета на одну вибірку. Це робиться для того, що за узгодженої фільтрації сигналів у приймальному пристрої відбитий імпульс розтягується в часі і займає суміжні дискрети. Оцінка рівня завади збільшується на граничний коефіцієнт K_1 і надходить на вхід схеми порівняння $\langle \rangle$, на інший вхід якої надходить вибірка з центрального дискрета. Якщо амплітуда аналізованого дискрета перевищує зважений рівень завади, то відбувається виявлення сигналу і на виході схеми порівняння формується бінарний сигнал рівня логічної одиниці, тобто приймається розв'язання про наявність корисного сигналу.

Очевидно, що за виконання процедури виявлення існує принципова можливість поділу корисних сигналів, відбитих від малорозмірних і великорозмірних об'єктів, що є важливим за розв'язання задач керування повітряним рухом. Це може бути здійснене шляхом використання різних за величиною граничних коефіцієнтів K_1 .

3 ВИБІР І ОБҐРУНТУВАННЯ СПОСОБУ ТЕХНІЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ ПРИБРОЮ

Відомо, що умова однозначного вимірювання дальності D_m і максимальної радіальної швидкості руху u_{rmax} об'єктів, що виявляються, має вид:

$$D_m \cdot u_{rmax} \leq c \cdot \lambda / 4, \quad (3.1)$$

де c – швидкість світла у вакуумі;

λ – робоча довжина хвилі.

З огляду на малу дальності дії ПРЛ (30-60 км) і беручи до уваги той факт, що на таких дальностях до літного поля пілоти зменшують швидкість літака з курсової 500..700 км/год до 200..300 км/год для заходу на посадку (за сприятливих метеоумов), зазначена умова завжди виконуватиметься. У зв'язку з цим, зникає необхідність у застосуванні вобуляції періоду повторення імпульсів зондування. З одного боку, це дозволяє спростити ПРЛ, з іншого боку – змушує відмовитися від звичайної системи селекції рухомих цілей (СРЦ), заснованої на спектральному аналізі методом дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) і пристроях стабілізації рівня хибних тривог за енергією й радіальною швидкістю, тобто перейти до побудови СРЦ на інших алгоритмах обробки сигналів.

Підвищення точності оцінки спектрів може бути досягнуто застосуванням "надроздільних" (порівняно до методу ДПФ) алгоритмів спектрального аналізу. Такі алгоритми ґрунтуються на обробці матриці, зворотної до оцінки заздалегідь невідомої $M \times M$ кореляційної матриці M -елементної пачки відбитих сигналів. Сформовані оцінки міститимуть

інформацію про характеристики пасивної завади і можуть бути отримані з параметрів слабозаповнених співмножників матриці, зворотній оцінці кореляційної матриці.

Придатна структура співмножників відповідає узагальненій факторизації Левінсона зворотної матриці, що породжує адаптивний багатоступінчастий гратчастий фільтр [7]. Вихідні дані вже з першої його ступіні визначають три перших моменти спектра (відбиваність, середня доплерівська частота і ширина спектра), що є підставою для визначення параметрів пасивних завад. За відомих параметрів пасивних завад легко провести компенсацію цих сигналів.

4 РОЗРОБКА АЛГОРИТМУ РОБОТИ ПРИСТРОЮ

4.1 Фізичні передумови селекції рухомих цілей на тлі пасивних завад в імпульсних РЛС

Захист від завад, у тому числі пасивних, як добре відомо, базується на використанні розбіжностей параметрів корисних і завадових сигналів. Ці відмінності породжуються розбіжностями просторових (кутових) координат, форми, швидкостей переміщення тощо рухомих повітряних цілей і джерел завад.

Використання цих розбіжностей полягає у формуванні мінімумів (провалів) у кутових, поляризаційних, швидкісних тощо характеристиках приймача у відповідних "напрямах" на джерела завад і максимумів у "напрямку" на корисний сигнал. Відповідні системи обробки називаються системами кутової, поляризаційної, швидкісної тощо селекції цілей на тлі пасивних завад. Теоретично, оптимально їхнє спільне використання, хоча внесок цих систем до підсумкового ефекту – різний і може не виправдати витрат на їхню практичну реалізацію. Відповідні ускладнення можуть бути виправдані в нових перспективних РЛС, однак за модернізації наявних основне значення мають системи швидкісної селекції цілей на тлі пасивних завад, що мають в більшості РЛС.

На рисунку 4.1 наведено спрощену структурну схему імпульсної РЛС.

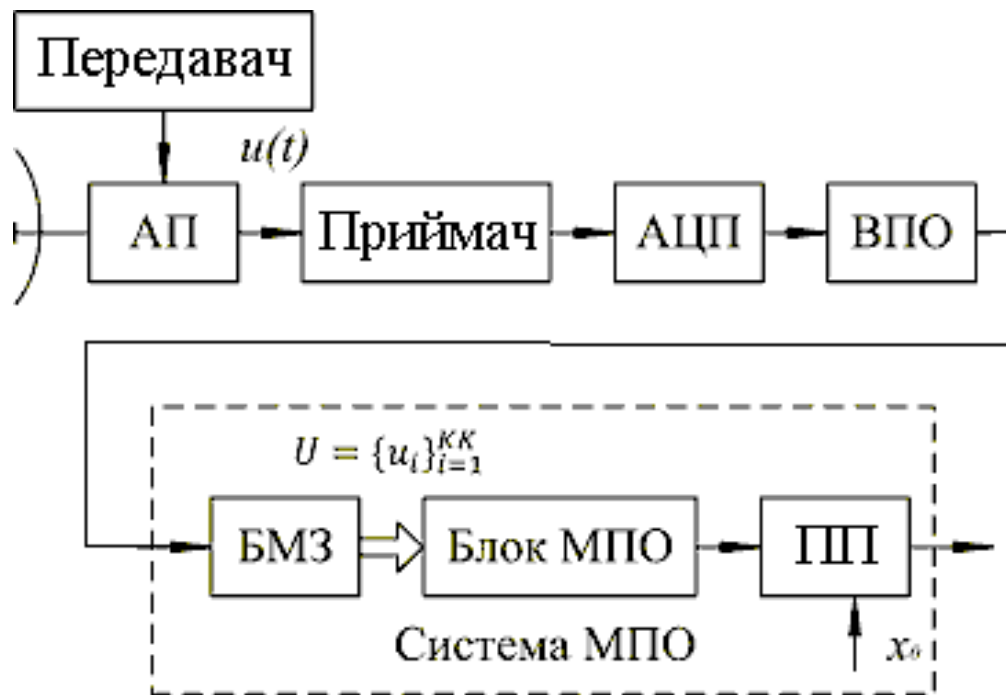


Рисунок 4.1 – Спрощена структурна схема імпульсної РЛС

До складу імпульсної РЛС входять: імпульсний передавач; обертова антенна система; антенний перемикач (АП); аналоговий приймач; блок аналого-цифрового перетворення і фазового детектування (АЦП); блок внутрішньоперіодної обробки (ВПО); система міжперіодної обробки (МПО) сигналів на тлі пасивних завад. Система МПО складається з блоку міжперіодної затримки (БМЗ) (пристрою пам'яті), блоку міжперіодної обробки (МПО) і порогового пристрою (ПП).

Передбачається, що передавач випромінює когерентну послідовність зондувальних радіоімпульсів із заданим законом внутріімпульсної модуляції, що випромінюються із заданими часовими інтервалами, у загальному випадку – різними (вобульованими). Прийняте в кожному з часових інтервалів (періодів) аналогове високочастотне коливання $u(t)$, породжене відбиттями зони спостереження, після перенесення на проміжну частоту і підсилення в приймачі перетворюється на цифрову форму. У результаті наступного фазового детектування формуються відліки квадратурних компонентів комплексної амплітуди прийнятого коливання у відповідний

момент часу, що обробляється в блоці внутрішньоперіодної обробки. Останній є лінійним фільтром, узгодженим із зондувальними радіоімпульсами, що максимізує енергетичне відношення сигнал/(власний шум) приймача (ВСШ). Замість точного часто використовується наближене узгодження, що поліпшує форму імпульсів на виході блоку ВПО за припустимих втрат у ВСШ. Вихідні відліки блоку ВПО є вхідними для систем МПО.

На системи МПО, які звичайно називають системами селекції рухомих цілей (СРЦ), покладається задача виділення корисних сигналів на тлі пасивних завад. Принципова можливість її розв'язання базується на використанні розбіжностей форми і доплерівських зсувів частоти спектрів міжперіодних флуктуацій корисних сигналів і пасивних завад, обумовлених розбіжностями природи і радіальних швидкостей переміщення повітряних цілей і джерел завад.

Відліки комплексних амплітуд відбиттів від Землі й інших джерел, включаючи цілі, після блоку внутрішньоперіодної обробки надходять до системи міжперіодної обробки. У пристрої пам'яті відбиття декількох (M) суміжних періодів зондування сполучаються в часі так, що відліки того самого елемента дистанції в M періодах зондування розташовуються в одній і тій же крапці часової осі. Набір з M комплексних відліків цих відбиттів у кожній крапці часової вісі утворить комплексний M -вимірний вектор (пачку) аддитивної суміші завади i , можливо, корисного сигналу:

$$u = \{u_i\}_{i=1}^M = y + \gamma \cdot s, \quad (4.1)$$

$$y = \{y_i\}_{i=1}^M, \quad s = \{s_i\}_{i=1}^M, \quad \gamma = 0, 1,$$

де i – номер елемента дальності;

M – кількість імпульсів у пачці;

y – випадкова комплексна амплітуда завади (пасивної завади і власного шуму);

s – комплексна амплітуда корисного сигналу;

γ – ознака наявності корисного сигналу.

Через міжперіодні флуктуації шуму приймача і відбитих сигналів, елементи u_i , $i \in 1, M$ кожної пачки є випадковими величинами (у загальному випадку – комплексними). Складені з них випадкові M -вимірні вектори (4.1) у багатьох практичних ситуаціях можна вважати гаусовими (нормальними) векторами з нульовими середніми значеннями. Їхні статистичні властивості цілком визначаються $M \times M$ кореляційною матрицею (КМ) чи спектральною щільністю потужності міжперіодних флуктуацій імпульсів пачки, у загальному випадку різними в різних елементах дистанції.

Форма спектрів визначається параметрами РЛС і природою відбивачів, а їхнє положення на частотній осі f – радіальною швидкістю переміщення джерел відбиттів. Так, спектр пасивних завад від нерухомих джерел (наприклад, земної поверхні) концентрується в околиці нульової (доплерівської) $f = 0$ частоти. Спектр пасивних завад, утворених відбиттями від рухомих місцевих предметів і дощових хмар може мати два максимуми (дві моди) – на нульовій і відмінній від нуля частоті, що залежить від радіальної швидкості переміщення хмари. Унімодальний спектр на ненульовій частоті може відповідати, наприклад, хмарі дипольних відбивачів, що рухається під дією вітру.

У кожному з цих випадків спектральні складові пачки корисних сигналів можуть знаходитися поза зони спектра пасивної завади. Швидкості цілі, за яких спектри корисного сигналу і пасивної завади перекриваються, називаються "сліпими".

Саме ця обставина використовується для розв'язання задачі СРЦ.

Сутність розв'язання полягає в "пропусканні" пачки кожного елемента дистанції фільтром із частотною характеристикою (ЧХ), що має провалля на частотах спектра пасивної завади і підйом на частотах спектра корисного сигналу. Такий фільтр послабляє пасивну заваду, тоді як корисний сигнал послабляється в ньому в меншому ступені чи, навіть, підсилюється, якщо спектр сигналу виявляється поза провалля у частотній характеристиці. Тією чи іншою мірою цей механізм лежить в основі роботи всіх систем СРЦ когерентно-імпульсних РЛС.

4.2 Вхідні впливи системи МПО, її задача й оптимальне розв'язання

Вхідними впливами систем міжперіодної обробки імпульсної РЛС є M -вимірні вектори-стовпці (пачки) (4.1) випадкових комплексних амплітуд завади (пасивної завади і внутрішнього шуму) і, можливо (за $\gamma = 1$), корисного сигналу, відбиті від кожного елемента розділення за дальністю в заданому кутовому напрямку в M суміжних періодах зондування (рис. 4.2).

Пачку (4.1) утворюють відліки комплексних амплітуд відводів лінії затримки з того самого елемента дальності (моменту часу). Число M імпульсів пачки залежить від використаного способу огляду простору. У РЛС програмованого огляду воно задається оператором, у РЛС колового огляду визначається швидкістю азимутального обертання антени, азимутальною шириною її головного променя і середнім інтервалом зондування. Розміри пачок за колового огляду лежать звичайно в межах від 8 до 80 (за кількістю імпульсів зондування).

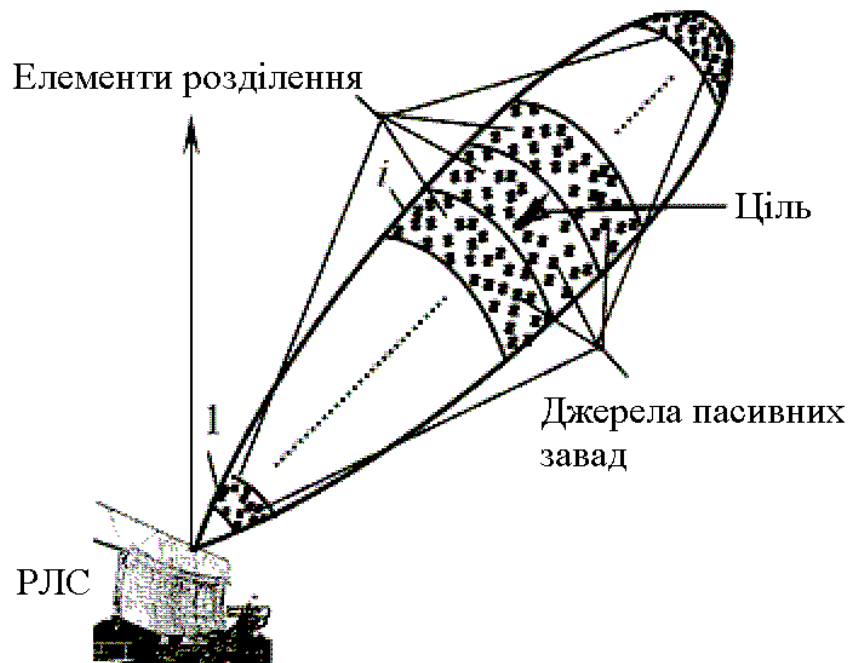


Рисунок 4.2 – Джерела відбиттів в імпульсних РЛС

Задачею системи міжперіодної обробки є перевірка статистичної гіпотези $H = H_0$ про приналежність вхідної вибірки (4.1) тільки ($\gamma = 0$) заваді чи альтернативної гіпотези $H = H_1$ про її приналежність суміші корисного сигналу і завади ($\gamma = 0$). Основними показниками якості розв'язання виступають імовірності хибної тривоги F і правильного виявлення D .

Загальну схему розв'язання цієї задачі наведено на рисунку 4.3.

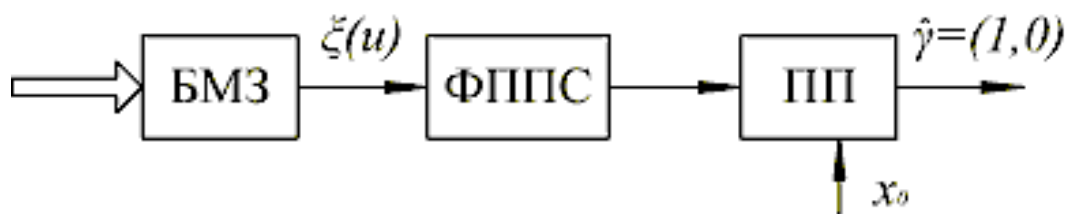


Рисунок 4.3 – Загальна структура системи МПО

У наведеній структурі МПО вхідний M -вимірний вектор (4.1) у формувачі передпорогової статистики (ФППС) перетворюється на випадковий скаляр $\xi(u)$, що у пороговому пристрої (ПП) порівнюється з порогом x_0 . За $\xi(u) < x_0$ приймається гіпотеза $H = H_0$ про відсутність, а за $\xi(u) > x_0$ – гіпотеза $H = H_1$ про наявність сигналу в адитивній суміші (4.1).

4.3 Класифікаційні ознаки метеосигналів

Специфіка метеоявища в кожному імпульсному обсязі зони дії метеорологічного радіолокатора виявляється в специфіці статистичних властивостей M -елементної пачки комплексних амплітуд імпульсів, відбитих від цього імпульсного обсягу в процесі обертання антени й у суміші із шумом приймача, доступних для аналізу. Розмір M цієї пачки прямо пропорційний ширині діаграми спрямованості (ДС) антени і зворотньопрпорційний періодові зондування T і швидкості азимутального обертання антени, звичайно заданої числом n обертів на хвилину.

Комплексна амплітуда u_l l -го ($l \in 1, M$) імпульсу пачки є сумішшю гаусового шуму приймача і результату інтерференції (накладання) комплексних амплітуд відбиттів від безлічі окремих відбивачів (гідрометеорів), розташованих у випадкових крапках відповідного імпульсного обсягу. У силу центральної граничної теореми теорії імовірностей вона може вважатися гаусовою (нормальною) комплексною випадковою величиною з нульовим середнім значенням. Ці комплексні амплітуди утворять M -елементний вектор-стовпець виду (4.2):

$$u = \{u_l\}_{l=1}^M \sim CN(0, \Phi), \quad \bar{u} = 0, \quad \Phi = \overline{u \cdot u^*}, \quad (4.2)$$

де i – номер елемента дальності;

M – кількість імпульсів у пачці;

Φ – оцінювана кореляційна матриця.

Зазначений вектор-стовпець є випадковим гаусовим (нормальним) комплексним вектором з нульовим середнім значенням і багатовимірної (M -вимірної) щільністю розподілу, обумовленою, у загальному випадку, виразом (4.3):

$$p(u) = \pi^{-M} |\Psi| \cdot \exp\{-u^* \cdot \Psi^{-1} \cdot u\},$$

$$\Psi = \{\Psi_{ij}\}_{i,j=1}^M = \Phi^{-1}, \quad (4.3)$$

де $|\Psi|$ – детермінант (визначник) $M \times M$ матриці Ψ , зворотної ермітовій додатньо визначеній кореляційній $M \times M$ матриці Φ міжперіодних флуктуацій елементів вектора (4.2);

риса зверху і зірочка – символи статистичного усереднення і ермітового спряження (комплексного спряження і транспонування), відповідно.

Щільність розподілу (4.3) вичерпно характеризує всі статистичні властивості випадкового вектора (4.2). Вона є функцію M комплексних перемінних u_i , $i \in 1, M$, що цілком визначається $M \times M$ матрицею параметрів – кореляційною матрицею Φ цього вектора чи однозначно пов'язаної з нею матрицею $\Psi = \Phi^{-1}$, зворотної кореляційній.

Ці матриці (чисельні значення їхніх елементів) визначаються природою (специфікою) і параметрами метеоявища, що породили вектор, що спостерігається, (4.2), так що відмінні за видами й параметрами метеоявища породжують і кореляційні матриці, що розрізняються, (чи зворотні до них),

що виконують роль радіолокаційних "паспортів" відповідних метеоявищ. Саме це створює принципові можливості класифікації метеоявищ на основі обробки векторів комплексних амплітуд.

Ці можливості можуть реалізовуватися різними методами, що умовно можна розділити на прямі і непрямі.

Прямі методи передбачають попереднє створення банку кореляційних матриць (еталонів) метеоявищ, що представляють інтерес, і наступне використання цього банку за перевірки статичних гіпотез про приналежність прийнятого вектора метеоявищу з відповідною кореляційною матрицею. Обидві задачі створення еталонів на основі обробки експериментальних даних і перевірки гіпотез, у принципі розв'язуються потужними і добре розвинутими методами математичної статистики, але можуть виявитися занадто складними для практичного здійснення в імпульсних доплерівських метеорологічних радіолокаторах.

Непрямі методи передбачають попереднє створення не банку кореляційних матриць безпосередньо, а банків тих чи інших величин параметрів, що ці матриці однозначно визначають. У ролі таких величин можуть виступати, наприклад, власні значення і вектори цих кореляційних матриць, співмножники їхніх факторизованих подань різного виду, параметри апроксимуючих моделей кореляційних матриць тощо.

Переваги непрямих методів обумовлені тим, що розмірність підлеглих попередній оцінці еталонів (векторів ознак) може бути невеликою, що суттєво спрощує задачу класифікації.

Найбільш природними й очевидними "паспортами" представляючих інтерес метеоявищ є кореляційні матриці породжуваних ними пачок відбитих сигналів чи матриці, зворотні кореляційним. У ролі цих матриць у реальних умовах можуть виступати тільки ті чи інші їхні оцінки, попередньо отримані на етапі "набору статистики" за відповідними метеоявищами.

Практично важливим і добре відомим прикладом є максимально правдоподібні (МП) оцінки виду (4.4) ермітової $M \times M$ кореляційної матриці

загального виду, сформовані за K -вимірною навчальною вибіркою $U = \{u_i\}_{i=1}^K$ взаємно незалежних M -мірних векторів u_i відбиттів від досліджуваних метеоявищ, а також їхні відомі різновиди, що враховують апріорну інформацію про можливу специфіку кореляційних матриць:

$$\begin{aligned}\widehat{\Phi} &= (K)^{-1} \cdot U \cdot U^*, & U &= \{u_i\}_{i=1}^K, \\ u_i &= \{u_1^{(i)}\}_{1=1}^M, & \overline{u_1 \cdot u_j^*} &= 0, & i \neq j \\ \overline{u_1 \cdot u_1^*} &= \Phi, & i, j &\in 1, K,\end{aligned}\tag{4.4}$$

де Φ – кореляційна матриця;

$U = \{u_i\}_{i=1}^K$, – навчальна вибірка;

i – номер елемента дальності;

M – кількість імпульсів у пачці;

K – розмірність навчальної вибірки;

риса зверху і зірочка – символи статистичного усереднення і ермітового спряження (комплексного спряження і транспонування), відповідно.

Однак, безпосередня орієнтація на ці оцінки може бути невиправданою, оскільки вміщена в їхніх M^2 дійсних елементах інформація може виявитися свідомо надлишковою порівняно до інформації щодо невеликого числа параметрів, які звичайно видобуваються зі спектрів за розпізнавання метеоявищ. В однаковій мірі це відноситься і до максимально правдоподібних оцінок $\widehat{\Psi} = \widehat{\Phi}^{-1}$ матриці $\Psi = \Phi^{-1}$, зворотної кореляційній, функції якої вимагаються, зокрема, для пригнічування завад від місцевих предметів, що істотно ускладнюють розпізнавання метеоявищ.

Практично більш доцільно використовувати такі подання зворотної

матриці, що не вимагають явного формування оцінки (4.4) і її наступного обертання. Основну роль серед них грають так звані мультиплікативні (факторизовані) подання у вигляді добутку слабкозаповнених (з великим числом нульових елементів) матриць різної структури. Побудовані на їхній основі фільтри, що дозволяють формувати задані функції матриці $\hat{\Psi}$ без її явного обчислення, є багатоступінчастими зі структурою і параметрами ступіней, що визначаються видом і значеннями ненульових елементів матриць-співмножників, а їхнє число – числом співмножників цієї матриці. Сукупність максимально правдоподібних оцінок параметрів співмножників (ступіней) містить ту ж інформацію, що і матриця $\hat{\Psi}$ в цілому. У фільтрі з меншого числа ступіней може бути менше, але досить інформації для класифікації метеоявищ.

4.4 Узагальнена факторизація Левінсона й універсальні адаптивні гратчасті фільтри

Відомий цілий ряд факторизованих подань ермітових матриць і побудованих на їхній основі багатоступінчастих фільтрів. Практично найбільш цікаві так звані гратчасті фільтри (ГФ), що базуються на узагальненій факторизації Левінсона.

Різні задачі обробки гаусових процесів ефективно розв'язуються на основі ГФ, у яких ці трикутні матриці задовольняють рівностям:

$$\hat{H}^* \cdot \hat{H} = \hat{N}^* \cdot \hat{N} = \hat{\Psi} = \hat{\Phi}^{-1}, \quad (4.5)$$

де \hat{H} , \hat{N} – нижня і верхня трикутні $M \times M$ матриці, відповідно;

* – символ ермітового спряження;

$\hat{\Psi} = \hat{\Phi}^{-1}$ – матриця, зворотна до кореляційної.

Базова структура "універсального гратчастого фільтра" з M входами і $2M$ виходами будується за факторизованим поданням $2M \times M$ матриці виду (4.6) із $M \times M$ блоками $H = \{h_{il}\}_{i,l=1}^M$ і $N^* = \{n_{il}^*\}_{i,l=1}^M$, що є нижньою й верхньою $M \times M$ трикутними ($h_{il} = n_{il} = 0$ при $l > i$) матрицями.

$$W_1 = D_M B_M D_{M-1} B_{M-1} \dots D_3 B_3 D_2 B_2 v s_1 = [H^*, N]^* \quad (4.6)$$

$$D_m = \begin{bmatrix} I_{m-1} & 0 & 0 \\ 0 & D_m & 0 \\ 0 & 0 & I_{m-1} \end{bmatrix}, B_m = \begin{bmatrix} I_{m-1} & 0 & 0 \\ 0 & \Xi_m & 0 \\ 0 & 0 & I_{m-1} \end{bmatrix}, \quad \begin{aligned} D_m &= \text{diag}\{D_m(l)\}_{l=1}^G \\ \Xi_m &= \text{diag}\{\Xi_m(l)\}_{l=1}^G \end{aligned} \quad (4.7)$$

$G = M + 1 - m; m \in 2, M,$

$$D_m(l) = \begin{bmatrix} s_m(l) & 0 \\ 0 & c_m(l) \end{bmatrix}, \quad \Xi_m(l) = \begin{bmatrix} \alpha_m(l) & 1 \\ 1 & \beta_m(l) \end{bmatrix}, \quad \begin{aligned} l &\in 1, G; \\ m &\in 2, M' \end{aligned} \quad (4.8)$$

де $s_1 = \text{diag}\{s_1(l)\}_{l=1}^M$ – діагональна матриця з елементами $s_1(l)$, $l \in 1, M$ на діагоналі;

$v = I_M \otimes [1, 1]^T$ – $2M \times M$ матриця "роздвоєння";

\otimes – символ кронекерівського перемножування;

D_m, B_m ($m \in 2, M$) – $2M \times 2M$ блочно-діагональні матриці виду (4.7) з 2×2 матрицями-блоками виду (4.8), відповідно.

Відповідний виразам (4.6)-(4.8) 4-входовий ($M=4$) "просторовий" ГФ наведено на рисунку 4.4.

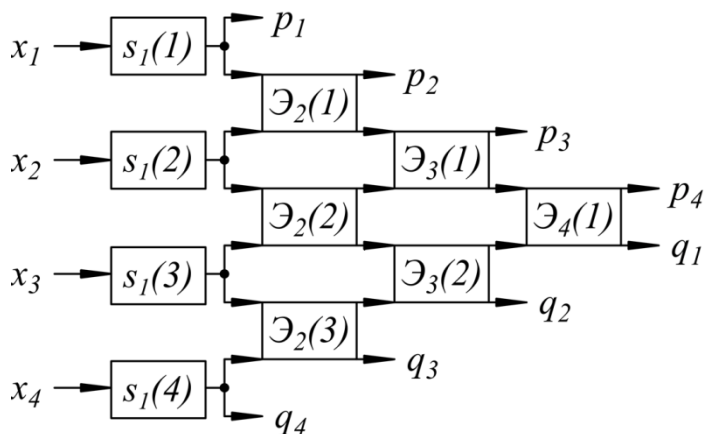


Рисунок 4.4 – Схема 4-входового рівнобіжного гратчастого фільтра

Наведений ГФ складається з M ступіней, у першій з яких увімкнені множники, що нормують $s_1(l)$, $l \in 1, M$, , а в m -й ($m \in 2, M$) міститься $G = M + 1 - m$ однотипних двохвходових фільтрів з перехресними зв'язками – елементарних гратчастих фільтрів (ЕГФ), позначених через $\mathcal{E}_m(l)$ і розкритих на рисунку 4.5, з 2×2 матричними імпульсними характеристиками $D_m(l)\mathcal{E}_m(l)$, ($l \in 1, G$). Параметрами елементарних гратчастих фільтрів є коефіцієнти $\alpha_m(l)$ й $\beta_m(l) = \alpha_m^*(l)$ і множники, що $s_m(l) = c_m(l)$, $m \in 2, M$ визначаються ними, $l \in 1, M + 1 - m$.

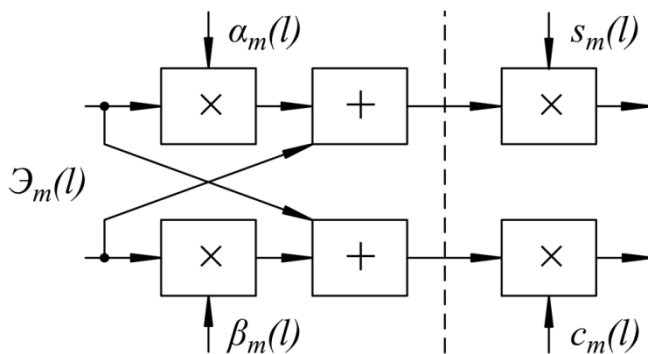


Рисунок 4.5 – Схема елементарного гратчастого фільтра

Довільний M -вимірний вектор $\mathbf{x} = \{x_i\}_{i=1}^M$ перетворюється цим ГФ на $2M$ -вимірний вектор $\mathbf{w}_1 \mathbf{x} = [P^*, Q^*]^*$ з M -вимірними підвекторами виду (4.9), показаними на умовній позначці ГФ із матричною імпульсною характеристикою $\mathbf{w}_1 (P\Phi_{\mathbf{w}_1})$ на рисунку 4.6.

$$P = \{p_i\}_{i=1}^M = HX, \quad Q = \{q_i\}_{i=1}^M = N^*X, \quad (4.9)$$

де H, N^* – нижня і верхня трикутні $M \times M$ матриці, відповідно.

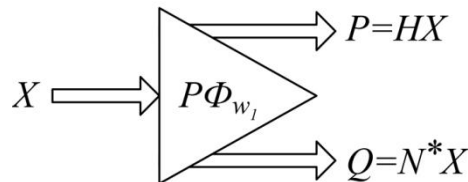


Рисунок 4.6 – Перетворення, які виконуються ґратчастим фільтром

Еквівалентний "часовий" ГФ наведено на рисунку 4.7. У ньому в будь-який момент часу t вектор вихідних сигналів $P(t) = \{p_m(t)\}_{m=1}^M$, що породжується вхідним сигналом $\mathbf{x}(t)$, збігається з вектором вихідних сигналів ГФ $P = \{p_m\}_{m=1}^M$, що породжується вхідним вектором $\mathbf{x} = \{x_i\}_{i=1}^M$, $x_i = x(t - (i - 1) \cdot T)$:

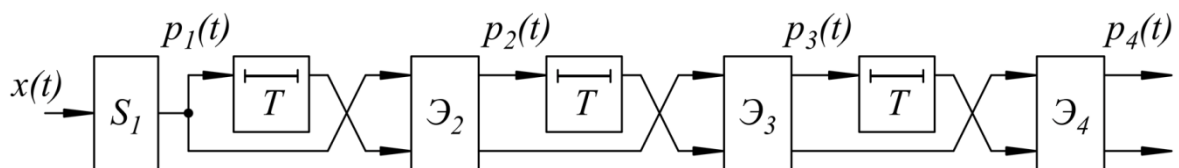


Рисунок 4.7 – Еквівалентний "часовий" ґратчастий фільтр

Для реальних умов апіорі невідомих кореляційних матриць розроблено алгоритми розрахунку параметрів елементарних гратчастих фільтрів (алгоритми адаптивного налаштування гратчастих фільтрів) за навчальною вибіркою, що не вимагає явного формування максимальної правдоподібної оцінки кореляційної матриці і її обернення, але у той же час забезпечує виконання рівностей (4.5) для (не сформованих явно) максимально правдоподібних оцінок \hat{N} і \hat{N}^* відповідних трикутних матриць.

Налаштувати ГФ – це значить сформувати такі параметри $s_1(l)$, $l \in 1, M$ і $\alpha_m(l) = \beta_m^*(l)$, $s_m(l) = c_m(l)$, $2 \leq m \leq M$, $l \in 1, M + 1 - m$, за яких виконуються рівності (4.5) для обраної оцінки $\hat{\Phi}$ КМ Ф.

На основі налаштованого в такий спосіб адаптивного гратчастого фільтра (АРФ) можна сформувати різні функції матриці $\hat{\Psi}$, що розв'язують різні задачі адаптивної обробки без її явного формування.

Можливі різні варіанти налаштування ГФ, що залежать від характеру вихідних даних і апіорних припущень про специфіку структури оцінюваної кореляційної матриці.

4.5 Методи адаптивного налаштування гратчастих фільтрів

4.5.1 Налаштування за заданою оціночною кореляційною матрицею.

Схема налаштування за заданою оціночною кореляційною матрицею $\tilde{\Phi} = \{\varphi_{ij}\}_{i,j=1}^M$ наведено на рисунку 4.8.

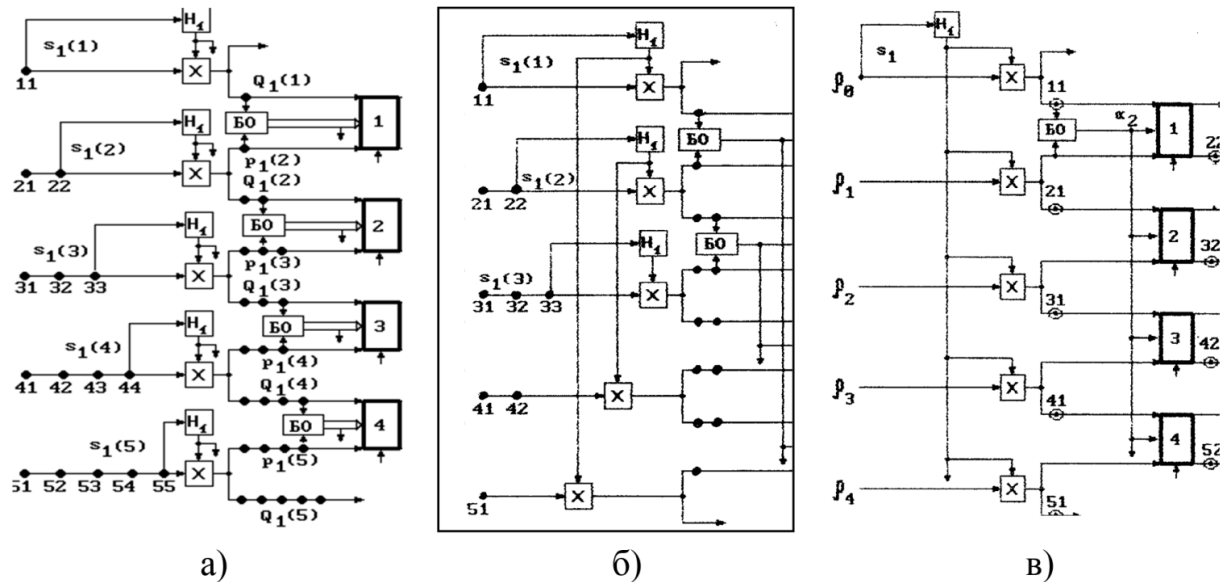


Рисунок 4.8 – Налаштовування ГФ за заданою оціночною кореляційною матрицею

Рисунок 4.8 а) відповідає налаштуванню ГФ за заданою ермітовою КМ загального виду, що цілком визначається діагональними і піддіагональними елементами, що і беруть участь у налаштуванні. У першій ступіні за діагональними елементами обчислюються вхідні множники $s_1(l) = 1/\sqrt{\varphi_{ll}}$, що використовуються для нормування піддіагональних елементів l -рядка, $l \in 1, M$. Ці рядки після нормування "роздвоюються", утворити вектори $q_1(l) = \{q_i(l)\}_{i=1}^l$ і $p_1(l+1) = \{p_i(l+1)\}_{i=1}^l$, $l \in 1, M-1$, що надходять на входи ЕГФ другої ступіні, позначені їхніми номерами в цій ступіні. У блоках оцінки (БО) обчислюються параметри (4.10) цих ЕГФ, після чого ці вектори перетворюються в них у відповідності зі схемою рисунку 4.5.

$$\alpha_2(l) = \beta_2^*(l) = -\frac{p_1(l+1)}{q_1(l)}, \quad (4.10)$$

$$s_2(l) = c_2(l) = \frac{1}{\sqrt{1 - |\alpha_2(l)|^2}}, \quad l \in 1, M - 1,$$

де $\alpha_2(l)$, $\beta_2^*(l)$, $s_2(l)$, $c_2(l)$ – параметри відповідних елементарних гратчастих фільтрів;

$q_1(l)$, $p_1(l+1)$ – вектори, що надходять на входи ЕГФ другої ступіні.

Перетворені вектори подібним же чином використовуються для налаштування третьої і наступної ступіней ГФ.

Рисунок 4.8 б) відповідає налаштуванню ГФ по заданій ермітовій персимметричній кореляційній матриці. І в цьому випадку в налаштуванні "беруть участь" тільки ті елементи кореляційної матриці, що її цілком визначають. По описаній вище схемі в кожній ступіні обчислюються параметри тільки приблизно половини ЕГФ, що привласнюються і ЕГФ, симетрично розташованим щодо центрального. За рахунок цього приблизно вдвічі знижується обсяг обчислень.

Рисунок 4.8 в) ілюструє налаштування ГФ по заданій теплицевої кореляційними матриці, що цілком визначається елементами першого стовпця. Тут у кожній ступіні досить обчислити параметри єдиного ("верхнього") ЕГФ, після чого привласнити їхній всім іншим ЕГФ відповідної ступіні. Обсяг операцій за цього приблизно в $M/2$ раз менше, ніж при налаштуванні по кореляційній матриці загального виду. Рівність параметрів ЕГФ у ступінях "просторового" ГФ (рис. 4.4 (4.6) означає їхня сталість у ЕГФ "часового" ГФ (рис. 4.7).

Простота обліку розглянутої специфіки структури КМ – важливе достоїнство ГФ.

4.5.2 Налаштовування по "корені" оцінної кореляційної матриці

Для МП оцінки КМ загального виду M -мірних гаусових векторів вихідних сигналів M просторових (часових, просторово-часових) каналів прийому таким "коренем" є, зокрема, що навчає вибірка, складена з M -мірних взаємно незалежних векторів вихідних сигналів цих каналів у K моментів часу. Вихідними для налаштування ґратчастих фільтрів мал. 4.4-4.6 є До-вимірні рядки t_l^* матриці T , що надходять на його l -й, $l \in 1, M$ вхід.

Схема налаштування по $M \times K$ "корені" T оцінної кореляційної матриці $\tilde{\Phi} = \{\varphi_{ij}\}_{i,j=1}^M = T \cdot T^*$ наведено на рисунку 4.9 а).

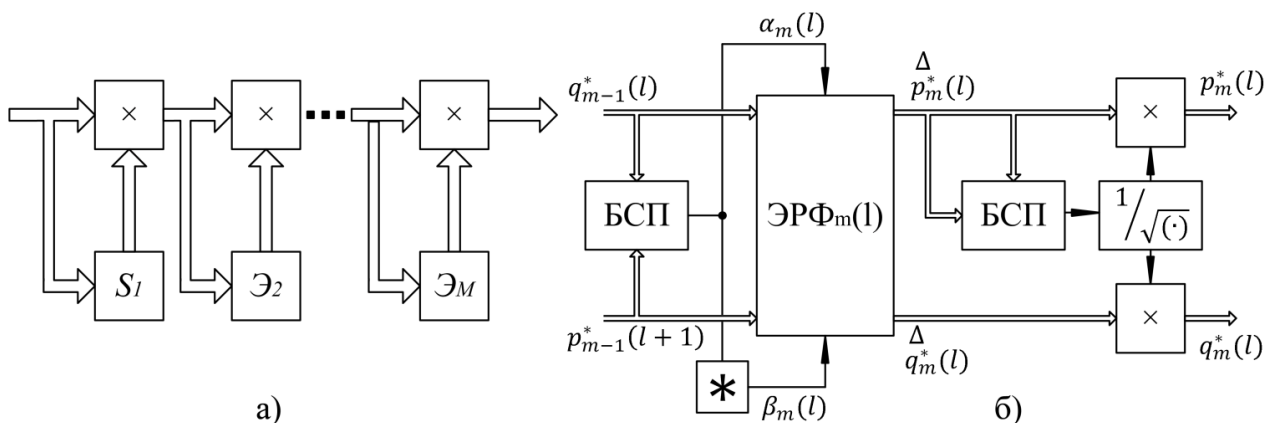


Рисунок 4.9 – Схема налаштування ГФ за коренем оцінної КМ

Вхідні множники, що нормують, у цьому випадку обчислюються по формулі (11) і використовуються для нормування відповідних рядків. Останні після нормування "роздвоюються", утворюючи K -вимірні вектори-рядки:

$$q_1^*(l) = \{q_i(l)\}_{i=1}^K = s_1(l) \cdot t_1^*,$$

$$p_1^*(l+1) = \{p_i(l+1)\}_{i=1}^K = s_1(l+1) \cdot t_{l+1}^*, l \in 1, M-1,$$

що надходять на входи ЕГФ другої ступіні:

$$s_1(l) = \frac{1}{\sqrt{t_1^* \cdot t_1}}, \quad s_1 = \text{diag}\{s_1(l)\}_{l=1}^M, \quad (4.11)$$

де $s_1(l)$ – вхідні нормувальні множники;

$s_1 = \text{diag}\{s_1(l)\}_{l=1}^M$ – діагональна матриця з елементами $s_1(l)$, $l \in 1, M$

на діагоналі;

t_1^* – рядки матриці T , що надходять на l -вхід, $l \in 1, M$.

$$\alpha_2(l) = \beta_2^*(l) = -p_1^*(l+1) \cdot q_1(l), l \in 1, M-1, \quad (4.12)$$

де $\alpha_2(l)$, $\beta_2(l)$ – параметри елементарних ґратчастих фільтрів;

$q_1(l)$, $p_1(l+1)$ – вектори, що надходять на входи ЕГФ другої ступіні;

* – символ ермітового спряження.

У блоці скалярного перемножування (БСП) обчислюються значення параметрів (4.12), після чого ці вектори перетворюються в них на вектори (4.13):

$$\overset{\Delta}{p}_2^*(l) = p_1^*(l+1) + \alpha_2(l) \cdot q_1^*(l), \quad \overset{\Delta}{q}_2^*(l) = q_1^*(l) + \beta_2(l) \cdot p_1^*(l+1), \quad (4.13)$$

де $\alpha_2(l)$, $\beta_2(l)$ – параметри елементарних ґратчастих фільтрів;

$q_1(l)$, $p_1(l+1)$ – вектори, що надходять на входи ЕГФ другої ступіні;

* – символ ермітового спряження.

Нормувальні множники $s_2(l) = c_2(l)$ у принципі також можуть

обчислюватися за (4.10), однак їхнє обчислення буде стійкішим за більш складною формулі (4.14) (рис. 4.9 б):

$$s_2(l) = c_2(l) = \frac{1}{\sqrt{p_2^*(l) \cdot p_2(l)}}, \quad (4.14)$$

де $s_2(l)$, $c_2(l)$ – нормувальні множники.

Ці множники перетворюють вихідні вектори на вектори (4.15), що подібним же чином використовуються для налаштування третьої і наступної ступіней ГФ.

$$p_2^*(l) = s_2(l) \cdot \frac{\Delta}{p_2^*(l)}, \quad q_2^*(l) = c_2(l) \cdot \frac{\Delta}{q_2^*(l)}, \quad l \in 1, M-1 \quad (4.15)$$

Облік інформації про специфіку структури КМ у цьому випадку зводиться до простого усереднення оцінок апіорі рівних параметрів кожної ступіні, отриманої у процесі описаного налаштування ГФ. Джерелом економії обчислювальних витрат у цьому випадку є можливість забезпечити необхідну ефективність адаптивної обробки за меншому обсязі K навчальної вибірки.

4.5.3 Рекурентне коректування параметрів адаптивних ГФ

У багатьох задачах адаптивної обробки оцінка КМ не залишається сталою, а змінюється з часом. Зокрема, у її ролі часто використовується залежна від t вибіркова кореляційна матриця (4.16), сформована за $(K=2L)$ -вимірним навчальним вектором \mathbf{v}_j з L -елементних часових "вікон", що

передують моменту t і слідують за ним:

$$\hat{\Phi} = \hat{\Phi}_t = \sum_{i=1}^L G_{t-i} + \sum_{i=1}^L G_{t+i}, \quad G_j = v_j \cdot v_j^*, \quad t \in 1, T, \quad (4.16)$$

де v_j – навчальний вектор;

L – кількість елементів часових "вікон";

$\hat{\Phi}$ – оціночна кореляційна матриця;

t – момент часу;

* – символ ермітового спряження.

У цих умовах розглянуті вище алгоритми налаштування, що передбачають повний перерахунок параметрів АРФ за кожного значення $t \in 1, T$ можуть не забезпечити обробку в масштабі реального часу через великий обсяг обчислень на кожному кроці. Цю задачу можуть розв'язати рекурентні алгоритми налаштування, що використовують зв'язок (4.17) між оціночними кореляційними матрицями для двох суміжних моментів часу:

$$\hat{\Phi}_{t+1} = \hat{\Phi}_t + \sum_{i=1}^4 (-1)^i \cdot z_i \cdot z_i^*, \quad (4.17)$$

$$z_1 = v_{t+1}, \quad z_2 = v_{t+K+1}, \quad z_3 = v_{t-K}, \quad z_4 = v_t$$

де z_1, z_2, z_3, z_4 – параметри налаштування ГФ;

$\hat{\Phi}_{t+1}, \hat{\Phi}_t$ – оціночні кореляційні матриці для двох суміжних періодів

часу;

t – момент часу;

* – символ ермітового спряження.

У таких алгоритмах обсяг операцій для моменту $t + 1$ визначається тільки способом коректування параметрів АРФ для моменту t за "додатковою" матрицею і не залежить від обсягу навчальної вибірки K .

Оцінка (4.17) для моменту $t + 1$ є результатом чотирирангової модифікації оцінки для моменту t , що в принципі дозволяє налаштувати АРФ для моменту $t + 1$, чотири рази коректуючи його параметри за відомими рекурентними алгоритмами однорангової модифікації. Більш раціональним, однак, є однократне коректування за рекурентними алгоритмами чотирирангової модифікації. За рахунок цього зменшуються обсяг обчислень і рівень накопичених похибок, що виникають на кожному кроці рекурсії.

4.6 Системи селекції рухомих цілей на основі АРФ

На рисунку 4.10 наведено варіант схеми адаптивної системи селекції рухомих цілей на тлі пасивних завад на основі послідовних АРФ. Її призначено для статистичної перевірки гіпотез про ($\gamma = 0$) відсутність чи наявність ($\gamma = 1$) у вхідній адитивній суміші (4.18) корисного сигналу $s = \{s_i\}_{i=1}^M$, що маскується пасивною завадою $y = \{y_i\}_{i=1}^M$.

$$u_\gamma = y + \gamma \cdot s, \quad \gamma = 0, 1, \quad (4.18)$$

де y – випадкова комплексна амплітуда завади (пасивної завади і власного шуму);

s – комплексна амплітуда корисного сигналу;

γ – ознака наявності корисного сигналу.

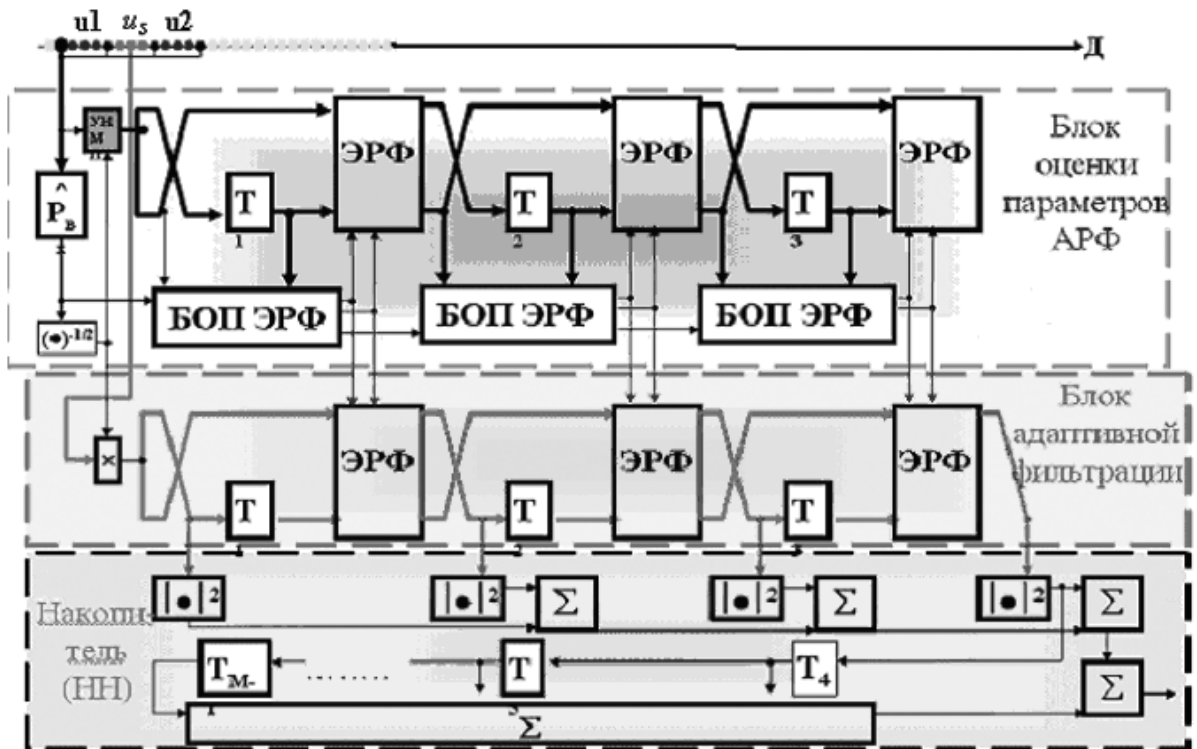


Рисунок 4.10 – Структурна схема адаптивної системи селекції рухомих цілей на тлі пасивних завад на основі "последовних" АРФ

Відлік u_s вхідного процесу, що перевіряється на наявність корисного сигналу, розташовано у центрі ковзного за дальністю (Д) вікна, що навчає вибірку пасивної завади $u_{LS} = \{u_1, u_2\}$, утворюючи $K/2$ його відліків, що передують "сигнальному", і $K/2$ відліків, що слідують за ним. За цією навчальною вибіркою в блоках оцінки параметрів ЕРФ (БОП ЕРФ) першого (верхнього) АРФ оцінюються параметри $m \leq M$ його ступіней. "Сигнальний" відлік перетворюється в другому (нижньому) ГФ із параметрами, "переданими" з першого АРФ. У некогерентному накопичувачеві (НН) додаються квадрати модулів вихідних сигналів цього ГФ.

У результаті обробки, в кожному елементі дистанції формується скаляр виду (4.19), що використовується в якості передпорогової статистики (ППС):

$$\begin{aligned}\xi &= p_Y^* \cdot p_Y = u_Y^* \cdot \hat{\Psi}_b(m) \cdot u_Y, \\ p_Y &= \hat{H}_b(m) \cdot u_Y, \quad \hat{\Psi}_b(m) = \hat{H}_b^*(m) \cdot \hat{H}_b(m),\end{aligned}\tag{4.19}$$

де $\hat{H}_b(m)$ – $M \times M$ нижня трикутна стрічкова матриця із шириною стрічки $m \leq M$, рівною числу ступіней АРФ, параметри яких оцінено на етапі адаптації.

За $m < M$ для цієї матриці рівність (4.5) у загальному випадку не виконується, тому відповідний АРФ є "квазівібільювальним".

Адаптивна система СРЦ на основі АРФ забезпечує ефективну компенсацію пасивних завад з апіорі невідомими і різними статистичними характеристиками (зокрема, кореляційними матрицями). Це означає, що зформовані в БОП ЕГФ (рис. 4.10) оцінки параметрів АРФ добре адаптуються до цих характеристик, що за когерентності випромінювання (справжньої чи еквівалентної) визначаються специфікою відповідних пасивних завад. Це дає підставу думати, що в якості класифіційної ознаки різних метеоявищ в імпульсних доплерівських метеорологічних радіолокаторах замість оціночних спектрів різного виду можна і доцільно використовувати оцінку вектора α параметрів АРФ (рис. 4.10), що формуються "на проході" з істотно меншими обчислювальними витратами.

Перевага такого розв'язку полягає також у простоті керування розмірністю вектора цих параметрів чи оцінки $\hat{\Phi}_\alpha$ його кореляційної матриці $\Phi_\alpha = \overline{\alpha \cdot \alpha^*}$ шляхом зміни числа m налаштовувальних ступіней АРФ. Цей же АРФ спрощує задачу зменшення впливу потужних сигналів крапкових цілей, що знижують точність оцінки параметрів метеоявищ. У цьому випадку вона може розв'язуватися вилученням з навчальних вибірок відліків u_s вхідного процесу, у яких на виході АРФ виявлено короткий сигнал рухомих цілей.

ВИСНОВКИ

У даному дипломному проекті розроблено алгоритм роботи пристрою захисту від пасивних завад для посадкової РЛС, побудований на основі адаптивних ґратчастих фільтрів.

Розглянутий алгоритм забезпечує ефективну компенсацію пасивних завад в умовах апріорної невизначеності спектрально-кореляційних властивостей корисних сигналів і пасивних завад.

В основі алгоритму роботи адаптивної системи лежить застосування сучасних принципів і методів цифрової обробки сигналів.

Застосування алгоритму дозволить підвищити ефективність виділення корисної радіолокаційної інформації, забезпечуючи підвищення вірогідності й оперативності отримуваної інформації в умовах пасивних завад. Підвищення показників якості роботи РЛС сприятиме поліпшенню безпеки повітряного руху в секторі відповідальності посадкової РЛС.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Бакулев П.А. Методы и устройства селекции движущихся целей / П.А. Бакулев, В.М. Степин. – М.: Радио и связь. – 1986. – С. 13-14.
2. Радиолокационная система посадки самолётов РСП-7. Книга 1. Краткое описание. – М.: Военное издательство МО СССР, 1962.
3. Казанцев Р. Радиолокационные средства управления воздушным движением и мобильные командно-диспетчерские пункты / Р. Казанцев // Зарубежное военное обозрение. – 1989. – №6. – С. 39.
4. Бруханский А.В. Системы селекции движущихся целей. Учебное пособие. – 1990. – С. 2-3.
5. Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей / П.А. Бакулев, В.М. Степин. – М.: Радио и связь. – 1986. – С. 117-142.
6. Ширман Я.Д. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Я.Д. Ширман. – М.: Радиотехника, 2007. – С. 301.
7. Перевозов Е.С. Состояние и тенденции совершенствования радиолокационных систем посадки / Перевозов Е.С., Турченко В.А. // Зарубежная радиоэлектроника. – 2001. – № 9. – С. 64-69.
8. Леховицкий Д.И. Обобщённый алгоритм Левинсона и универсальные решётчатые фильтры / Д.И. Леховицкий // Радиофизика. – 1992. – Т. 35. – № 9- 10. – С. 790-808.