

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Радіотехнічний факультет
Кафедра радіотехнічних систем

До захисту допущено:

Завідувач кафедри

_____ Сергій ЖУК

«__» _____ 2024 р.

Дипломна робота

на здобуття ступеня бакалавра

за освітньо-професійною програмою

«Радіотехнічні комп'ютеризовані системи»

спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

на тему: «Алгоритм виявлення рухомої цілі FMCW радаром»

Виконав:

студент IV курсу, групи РС-01

Комаров Андрій Володимирович

_____ 

Керівник:

Завідувач кафедри, д. т. н., професор,

Жук Сергій Якович

_____ 

Рецензент:

Викладач, д. т. н., професор,

Шарпан Олег Борисович

Засвідчую, що у цій дипломній роботі
немає запозичень з праць інших авторів
без відповідних посилань.

Студент _____ 

Київ – 2024 року

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Радіотехнічний факультет
Кафедра радіотехнічних систем

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність – 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Освітньо-професійна програма «Радіотехнічні комп'ютеризовані системи»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

 Сергій ЖУК

«17» 04 2024 р.

ЗАВДАННЯ

на дипломну роботу студенту

Комарову Андрію Володимировичу

1. Тема роботи «Алгоритм виявлення рухомої цілі FMCW радаром»,
керівник роботи Жук Сергій Якович, д.т.н., професор., затверджені наказом по
університету від «29» травня 2024 р. №2178-с

2. Термін подання студентом роботи 17 червня 2024р.

3. Вихідні дані до роботи: об'єкт виявлення малорозмірних БПЛА, тактико-
технічні характеристики FMCW радару: довжина хвилі 3 см, дальність
виявлення 1000 м, роздільна здатність по дальності 5 м, максимальна швидкість
цілі 30 м/с, роздільна здатність по швидкості 2м/с, ймовірність хибної тривоги
в елементі розрізнення 10^{-4} , ймовірність виявлення цілі не нижче
0,97.

4. Зміст роботи: обґрунтування актуальності теми роботи, аналіз характеристик
FMCV радару, аналіз алгоритму виявлення з постійним рівнем хибної тривоги
SFAR, розробка алгоритмів виявлення рухомої цілі FMCW радаром при відомій
і невідомій потужності завади, аналіз ефективності розроблених алгоритмів
виявлення.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (із зазначенням плакатів, презентацій тощо): презентація у вигляді слайдів

6. Консультанти розділів роботи*

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

7. Дата видачі завдання 17 квітня 2024р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання дипломної роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1.	Аналіз існуючого матеріалу	17.04.2024	
2.	Аналіз актуальності заданої теми	23.04.2024	
3.	Аналіз характеристик FMCW радару	01.05.2024	
4.	Аналіз алгоритму виявлення з постійним рівнем хибної тривоги CFAR	06.05.2024	
5.	Розробка алгоритму виявлення рухомої цілі FMCW радаром при відомій потужності завади	17.05.2024	
6.	Розробка алгоритму оцінювання невідомої потужності завади	22.05.2024	
7.	Аналіз розробленого алгоритму виявлення рухомої цілі FMCW радаром при відомій потужності завади за допомогою статичного моделювання	02.06.2024	
8.	Аналіз розробленого алгоритму виявлення рухомої цілі FMCW радаром при невідомій потужності завади за допомогою статичного моделювання	06.06.2024	
9.	Оформлення дипломної роботи	15.06.2024	

Студент

Андрій КОМАРОВ

Керівник

Сергій ЖУК

АНОТАЦІЯ

Дипломна робота на тему «Алгоритм виявлення рухомої цілі FMCW радаром» складається з 5 розділів, 76 сторінок, 2 додатку, 28 ілюстрації по тексту роботи та 5 таблиць. Використано 12 посилань.

Актуальною проблемою сьогодення є розробка систем спостереження для протидії малорозмірним БПЛА. При цьому, однією із основних задач при побудові таких систем є розробка алгоритмів стеження за БПЛА.

Метою дослідження є розробка алгоритму виявлення рухомої цілі FMCW радаром та аналіз його ефективності.

Об'єкт дослідження – процес виявлення рухомої цілі FMCW радаром.

Предмет дослідження – методи виявлення рухомої цілі FMCW радаром.

Розглянуто класифікацію БПЛА та обґрунтовано актуальність задачі виявлення малорозмірних БПЛА FMCW радаром. Проведено аналіз принципів функціонування FMCW радару та розраховані його основні характеристики у відповідності до завдання. Проведено аналіз алгоритму виявлення з постійним рівнем хибної тривоги CFAR. З використанням адаптивного підходу розроблено алгоритм виявлення відбитого від цілі сигналу з невідомими параметрами FMCW радаром при відомій потужності завади. З використанням методу максимальної правдоподібності розроблено алгоритм оцінювання невідомої потужності завади на далекомірно-доплерівському портреті. Аналіз ефективності розроблених алгоритмів проведено шляхом статистичного моделювання на ЕОМ з використанням пакету прикладних програм для інженерних обчислень MATLAB.

Ключові слова: безпілотний літальний апарат, радар, дискретне перетворення Фур'є, далекомірно-доплерівський портрет, функція правдоподібності, хибна тривога, оцінка потужності.

ANNOTATION

The thesis on the topic "Algorithm for detection of a moving target by FMCW radar" consists of 5 chapters, 76 pages, 2 appendix, 28 illustrations in the text of the work and 5 tables. 12 links used.

An urgent problem today is the development of surveillance systems to counter small UAVs. At the same time, one of the main tasks in the construction of such systems is the development of UAV tracking algorithms.

The purpose of the study is to develop an algorithm for detecting a moving FMCW target by radar and analyze its effectiveness.

The object of research is the process of detecting a moving FMCW target by radar.

The subject of the study is methods of detecting a moving target by FMCW radar.

The classification of UAVs is considered and the relevance of the task of detecting small-sized UAVs by FMCW radar is substantiated. The principles of FMCW radar operation were analyzed and its main characteristics were calculated in accordance with the task. An analysis of the CFAR detection algorithm with a constant false alarm rate was carried out. Using an adaptive approach, an algorithm for detecting a signal reflected from a target with unknown FMCW parameters by a radar with known interference power has been developed. Using the maximum likelihood method, an algorithm was developed for estimating the unknown power of the interference on the rangefinder-Doppler portrait. The analysis of the effectiveness of the developed algorithms was carried out by means of statistical modeling on a computer using the MATLAB package of application programs for engineering calculations.

Keywords: unmanned aerial vehicle, radar, discrete Fourier transform, range-Doppler portrait, likelihood function, false alarm, power estimation.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ	7
ВСТУП.....	8
1.КЛАСИФІКАЦІЯ БПЛА ТА АКТУАЛЬНІСТЬ ЗАДАЧІ ВИЯВЛЕННЯ МАЛОРОЗМІРНИХ БПЛА FMCW РАДАРРОМ.....	10
2. АНАЛІЗ ХАРАКТЕРИСТИК ТА ОСОБЛИВОСТЕЙ ФУНКЦІОНУВАННЯ FMCW РАДАРУ	22
3. АНАЛІЗ АЛГОРИТМУ ВИЯВЛЕННЯ З ПОСТІЙНИМ РІВНЕМ ХИБНОЇ ТРИВОГИ CFAR.....	37
4. РОЗРОБКА АЛГОРИТМУ ВИЯВЛЕННЯ РУХОМОЇ ЦІЛІ FMCW РАДАРРОМ	44
4.1 Розробка алгоритму виявлення рухомої цілі FMCW радаром при відомій потужності шуму	44
4.2 Розробка алгоритму оцінювання невідомої потужності завади	55
5. АНАЛІЗ РОЗРОБЛЕНИХ АЛГОРИТМІВ ВИЯВЛЕННЯ ЦІЛІ FMCW РАДАРРОМ ПРИ ВІДОМІЙ ТА НЕВІДОМІЙ ПОТУЖНОСТІ ШУМУ	57
5.1 Аналіз алгоритму виявлення для випадку, коли потужність завади є відомою	57
5.2 Аналіз алгоритму виявлення для випадку, коли потужність завади є невідомою	65
ВИСНОВКИ.....	73
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ	75
ДОДАТОК А.....	77
ДОДАТОК Б	79

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

БПЛА	безпілотний літальний апарат
ВСШ	відношення сигнал/шум
ДДП	далекомірно-доплерівський портрет
ДПФ	дискретне перетворення Фур'є
ЕПР	ефективна площа розсіювання
ЛА	літальний апарат
ЛЧМ сигнал	лінійно-частотно-модульований сигнал
РЛС	радіолокаційна система
СКВ	середньоквадратичне відхилення
ШПФ	швидке перетворення Фур'є
CFAR	Constant False Alarm Rate
FMCW	Frequency-Modulated Continuous Wave

ВСТУП

Сьогодні можна спостерігати значне поширення застосування безпілотних літальних апаратів (БПЛА) у численних сферах – від господарської діяльності до військової справи. Це обумовлює інтерес до пошуку шляхів підвищення ефективності виявлення та визначення параметрів руху повітряних об'єктів з малою ефективною площею розсіювання [1-3].

У зв'язку з цим, підвищується увага до радіолокаційних систем (РЛС) з безперервним лінійно-частотно-модульованим (ЛЧМ) випромінюванням – FMCW радарів. Використання таких зондувальних сигналів як ЛЧМ дозволяє значно знизити пікову потужність FMCW радарів та зменшити їх масогабаритні та вартісні характеристики. Також FMCW радари забезпечують можливість з високою точністю вимірювати дальність і радіальну швидкість рухомих цілей [6]. При цьому обробка сигналів здійснюється в діапазоні низьких частот, що спрощує реалізацію схем обробки.

Тому актуальною задачею є розробка і аналіз алгоритму виявлення рухомої цілі FMCW радаром та аналіз його ефективності.

Об'єкт дослідження – процес виявлення рухомої цілі FMCW радаром.

Предмет дослідження – методи виявлення рухомої цілі FMCW радаром.

Метою дослідження є розробка алгоритму виявлення рухомої цілі FMCW радаром та аналіз його ефективності.

Для досягнення поставленої мети були розв'язані такі часткові завдання:

- Провести аналіз принципів функціонування FMCW радару та розрахувати його основні характеристики.
- Провести аналіз алгоритму виявлення з постійним рівнем хибної тривоги CFAR.
- Розробити алгоритм виявлення відбитого від цілі сигналу з невідомими параметрами FMCW радаром при відомій потужності завади.

- Розробити алгоритм оцінювання невідомої потужності завади на далекомірно-доплерівському портреті.
- Виконати аналіз ефективності розроблених алгоритмів.

Дослідження розроблених алгоритмів виявлення рухомої цілі FMCW радаром при відомій і невідомій потужності завади проведене з використанням пакету прикладних програм для інженерних обчислень MATLAB [9].

1. КЛАСИФІКАЦІЯ БПЛА ТА АКТУАЛЬНІСТЬ ЗАДАЧІ ВИЯВЛЕННЯ МАЛОРОЗМІРНИХ БПЛА FMCW РАДАРРОМ

Сьогодні як ніколи, кожному відомо про велике різноманіття безпілотних літальних апаратів (БПЛА), які без перебільшення, знаходять своє застосування у численних сферах нашого життя, від господарської діяльності до військової сфери [1-3]. Ще в період з кінця ХХ до середини ХХІ століття в різноманітних засобах масової інформації почали з'являтися численні статті та повідомлення про потенційні можливості застосування БПЛА, а також розглядалися найрізноманітніші сценарії подій, пов'язані з їх використанням. Значна увага приділялась занепокоєнню, що стосувалося несанкціонованого застосування таких літальних апаратів з метою спостереження за військовими об'єктами чи об'єктами певної критичної інфраструктури, або з метою нанесення фізичної шкоди із застосуванням спеціальних засобів, зокрема вибухівки або апаратури радіоелектронної боротьби, які встановлюються на БПЛА.



Рисунок 1.1 – БПЛА різноманітних видів

В наші дні ми наочно можемо спостерігати значний стрибок в розвитку технологій виробництва та використання БПЛА. Протягом останніх п'ятнадцяти-двадцяти років, спостерігається яскраво виражена тенденція, що стосується мініатюризації як елементної бази та складових частин безпілотних літальних апаратів, так і цілих комплексів, що слугують для розгортання платформ виробництва та обслуговування таких пристроїв. Варто також зазначити, що з розвитком технологій штучного інтелекту та появою великого різноманіття нейромереж, на технології, способи і сфери застосування БПЛА з'явилася можливість подивитись під кардинально іншим кутом. Завдяки використанню штучного інтелекту, БПЛА може стати повноцінною, незалежною системою, для виконання якого-небудь завдання, наприклад, для стеження за певним, заздалегідь визначеним об'єктом чи для обробки сільськогосподарських угідь, або ж для нанесення удару по військовій техніці противника.

Із настанням військового часу, використання БПЛА значно актуалізувалося, оскільки середня вартість дрону військового призначення, який наприклад застосовується як дрон-камікадзе, є значно нижчою за той обсяг зброї і ресурсів, що необхідно витратити, які знадобилися б для знешкодження техніки чи живої сили противника, у випадку невикористання БПЛА. Не можна також не згадати про те, що використання дронів з такою метою дозволяє зберегти сотні людських життів, що є одним із найважливіших факторів під час планування військових операцій. Ефективним також є застосування БПЛА із розвідувальною метою, оскільки сучасна оптика та технології аерофотозйомки й засобів радіоелектронної розвідки та боротьби дозволяють вирішити завдання малопомітності для дрона-розвідника й ефективно виконати поставлене завдання, і знову ж, зберегти життя особового складу військового підрозділу.

Зрозуміло, що застосування різного роду БПЛА дозволяє значно покращити ефективність виконання великого різноманіття військових задач, однак варто не забувати про те, що усі перераховані вище переваги використання дронів військового призначення так само становлять велику

небезпеку, оскільки противник також активно застосовує технології БПЛА для ведення військових дій. Саме тому, сьогодні, у військовий час, питання про своєчасне виявлення і супроводження, з метою подальшого знешкодження, різного роду малопомітних та малорозмірних БПЛА гостро актуалізувалося. В даній роботі, поняття БПЛА буде розглядатись в більшій мірі у контексті військового БПЛА, який застосовується ворогом.

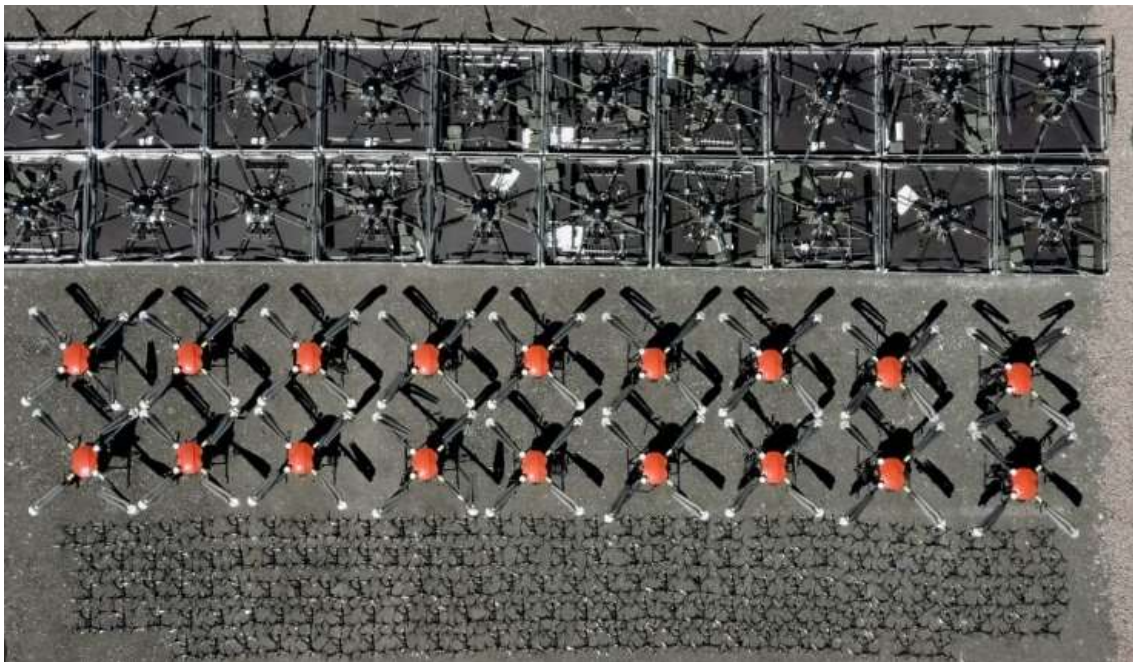


Рисунок 1.2 – БПЛА військового призначення

Особливо небезпечною є така категорія безпілотних літальних апаратів як дрони-камікадзе, що згадувались вище. Небезпека обумовлена тим, що такі БПЛА в основному застосовуються ворогом проти цивільної критичної інфраструктури. Саме тому, своєчасне виявлення таких дронів і їх якісне супроводження є основою для подальшого знешкодження з мінімізацією негативних наслідків, що можуть бути пов'язані з руйнуванням цивільних і військових об'єктів, що знаходяться безпосередньо під потенційною зоною знищення вказаних БПЛА. Одним з найбільш відомих представників групи дронів-камікадзе є іранський Shahed-136, який показаний на Рисунку 1.3.



Рисунок 1.3 – Дрон-камікадзе іранського виробництва Shahed-136

Прикладом розвідувального безпілотного літального апарату є російський Орлан-10, що зображений на Рисунку 1.4.



Рисунок 1.4 – Розвідувальний безпілотний літальний апарат російського виробництва Орлан-10

Загалом, при розгляді завдань виявлення, супроводження та знешкодження БПЛА їх доречно класифікувати за швидкісними, масо-габаритними характеристиками, а також за їх призначенням. Через те, що саме швидкісні характеристики відіграють одну з найбільш важливих ролей під час виявлення та супроводження повітряної цілі, оскільки дані характеристики безпосередньо пов'язані з параметрами радіолокаційної системи, якій ставиться завдання виявлення такого БПЛА, існує наступний поділ групи безпілотних літальних апаратів саме за їх швидкісними характеристиками:

1. БПЛА низької швидкості польоту (значення швидкості польоту таких літальних апаратів знаходиться в межах до 200 км/год, максимальне значення швидкості не перевищує 250 км/год).
2. БПЛА середньої швидкості польоту (швидкість такого роду безпілотних літальних апаратів може коливатися від 150 км/год до 400 км/год, при цьому максимальне значення швидкості не має перевищувати 450 км/год).
3. БПЛА високої швидкості польоту (значення швидкості таких літальних апаратів знаходиться в діапазоні від 350 км/год до 800 км/год, при цьому максимальне значення швидкості польоту ЛА такої швидкісної категорії може досягати величини з діапазону від 900 км/год до 980 км/год).

Не менш важливою характеристикою БПЛА є їх призначення, адже у випадку виявлення великої кількості літальних апаратів, що були несанкціоновано підняті в повітря, доведеться сортувати цілі для супроводження та знешкодження за пріоритетами, відповідно до призначення таких ЛА. Їх можна класифікувати за призначенням наступним чином:

1. БПЛА, що можуть застосовуватись багаторазово:
 - розвідувальні БПЛА;
 - ударно-розвідувальні БПЛА;

- транспортні БПЛА;
 - носії засобів озброєння;
 - БПЛА, що розширюють функціональні можливості свого носія;
 - БПЛА, що розділяються;
 - БПЛА перехоплювачі.
2. БПЛА, що є одноразовими:
- БПЛА, які імітують хибні повітряні цілі;
 - барражуючі БПЛА-камікадзе;
 - ударно-розвідувальні БПЛА-камікадзе;
 - БПЛА-перехоплювачі.

Безпілотні літальні апарати також класифікують згідно з рівнем військового управління, відносно якого БПЛА вирішує поставлені завдання. Виділяють наступні групи БПЛА відповідно до згаданої класифікації:

1. Стратегічні БПЛА.
2. Оперативно-тактичні БПЛА.
3. Тактичні БПЛА.

Ще однією класифікацією для поділу БПЛА на групи є групування за принципом польоту. Така класифікація визначає базовий принцип функціонування БПЛА. Виділяють БПЛА гелікоптерного типу та літакоподібного типу.

Такий поділ БПЛА на різноманітні категорії дозволяє систематизувати їх за багатьма характеристиками для можливості подальшої обробки радіолокаційних даних, щоб вирішувати задачі виявлення і супроводження повітряних цілей такого роду. Адже, зважаючи на значну кількість видів БПЛА та варіантів їх використання, навіть за умови наявності оптимальної технічної бази, що має задовільні обчислювальні можливості, не маючи впорядкованості характеристик БПЛА, що потенційно мають виявлятися радіолокаційною

системою, буде досить складно реалізувати повноцінний комплекс для виявлення таких БПЛА та спостереження за ними.

Для спрощення, систематизувати загальну класифікацію БПЛА різного призначення можна за допомогою наведеної нижче таблиці [1-3], де m – максимальне значення маси БПЛА, R – радіус дії БПЛА, h - максимальна висота польоту БПЛА, t – максимально можливий час польоту БПЛА:

Таблиця 1.1 – Загальна класифікація БПЛА різного призначення

Клас БПЛА	Кат.	Міжнар. позн.	Назва	m , кг	R , км	h , км	t , год
Малі	I	η	Нано	До 0,025	До 1	0,1	Менше 1
		μ	Мікро	До 5	До 10	3	1
		Mini	Міні	До 25	10-40	3	Менше 4
Легкі	II	CR	Ближньої дії класу 1	25-50	25-70	3	2-4
			Ближньої дії класу 2	50-150	50-100	3	Менше 6

Середні	III	SR	Малої дальності	До 200	До 150	4	6-8
		MR	Середньої дальності	До 500	200	5	10-12
	IV	MRE	Середньої дальності з більшої тривалістю польоту	500	500	8	10-18
		LADP	Маловисотні великої дальності	До 250	Більше 250	До 4	1,5-2
Важкі	V	LALE	Маловисотні великої тривалості польоту	До 250	Більше 500	4	18
	V – VI	MALE	Середньовисотні великої тривалості польоту	До 1000	Більше 1000	8	24

	VII	HALE	Висотний великої тривалості польоту	До 2500	Більше 4000	20	Вище 24
Бойові	VIII	UCAV	Безпілотний ударний	Більше 1000	Більше 500	12	1,5-2
		DEC	Хибна ціль	150- 500	0-500	0,05-5	До 4
		TGT	Повітряна мішень	10- 10000	5-200	0,05- 10	Вище 0,5
Змішані	IX	ORA	Пілотований (опційно)	До 200			
		CMA	Переконфігу рований пілотований				

Доцільно також представити класифікацію різного роду БПЛА у вигляді блок-схеми, оскільки кількість груп та підгруп, які складають загальну

Можна стверджувати, що на початку, так званої, ери БПЛА завдання протидії ним вирішувалась виключно шляхом застосування різноманітних засобів ураження по типу зенітно-ракетних комплексів, які, окрім досить недешевої експлуатації та обслуговування, вимагали також використання дуже вартісних снарядів та ракет. Те саме стосується і радіолокаційного обладнання, оскільки для виявлення таких повітряних цілей застосовувались великогабаритні та потужні радіолокаційні станції, призначення яких орієнтоване на виявлення великих та швидких цілей, які є абсолютною протилежністю до БПЛА. Наразі, застосування подібних засобів виявлення, супроводження та знешкодження є абсолютно економічно необґрунтованим, оскільки через відмінні від інших видів зброї, для нанесення ударів з повітря, характеристики БПЛА, є причиною неефективності застосування вказаних вище засобів виявлення, супроводження та знешкодження повітряних цілей [4].

В даній роботі буде розглянуто алгоритми виявлення малорозмірних та малопомітних БПЛА за допомогою застосування FMCW радару [6]. В такому радарі використовується спеціальний лінійно-частотно-модульований сигнал. Використання FMCW радару має ряд переваг, а саме:

- можливість вимірювання відстаней, що є співмірними з довжиною хвилі;
- можливість вимірювати дальність і радіальну швидкість;
- висока точність вимірювання дальності;
- краща безпека через відсутність імпульсного випромінювання з великою потужністю;
- низьке енергоспоживання;
- низька ймовірність перехоплення сигналу;
- можливість програмної реалізації алгоритмів обробки сигналів.
- обробка сигналів здійснюється в діапазоні низьких частот, що спрощує реалізацію схем обробки.

Щодо малорозмірних БПЛА, то варто зазначити, що вони характеризуються значенням ефективної площі розсіювання електромагнітного випромінювання близько 0,05-0,5 м². Відомі значення дальності виявлення малорозмірних безпілотних літальних апаратів, для різних значень діапазону довжин хвиль зондуючого сигналу радіолокаційних систем, наведено в таблиці 1.2.

Таблиця 1.2 – Значення дальності виявлення БПЛА при різних значеннях ЕПР та на різних діапазонах довжин хвиль зондуючого сигналу РЛС

	БПЛА з ЕПР близько 0,1 м ²	БПЛА з ЕПР близько 0,01 м ²
Метровий діапазон	8-14 км	0,1-1,5 км
Дециметровий діапазон	9-16 км	0,8-2 км
Сантиметровий діапазон	12-25 км	1,4-2,8 км

Актуальність використання та розробки радіолокаційних станцій по типу FMCW радару та алгоритмів ефективного виявлення повітряних цілей типу малорозмірних та малопомітних БПЛА обумовлена доволі низькими значеннями ефективної площі розсіювання таких БПЛА та малого значення максимальної відстані виявлення згаданих повітряних цілей. Враховуючи те, що протягом останніх років зберігається стрімка тенденція використання саме малорозмірних БПЛА, можна стверджувати, що необхідність задачі виявлення таких цілей є критичною.

2. АНАЛІЗ ХАРАКТЕРИСТИК ТА ОСОБЛИВОСТЕЙ ФУНКЦІОНУВАННЯ FMCW РАДАРУ

Функціонування радіолокаційної системи, яка використовує для своєї роботи неперервний лінійно-частотно-модульований сигнал, ґрунтується на аналізі результатів порівняння прийнятого, відбитого від однієї або декількох цілей сигналу, із тим, що був переданий. Потім здійснюється обробка результатів такого порівняння шляхом застосування аналого-цифрового перетворення та виконання деяких математичних операцій над числовими даними, отриманими внаслідок цього перетворення. Щодо структури FMCW радару, то такий пристрій включає в себе наступні блоки [6-8]:

1. Антенна система, що включає передавальну антену та приймальну антени;
2. Підсилювачі сигналу, які встановлюються на виході, тобто перед передавальною антеною, та на вході, відповідно після приймальної антени. Вони слугують для підвищення рівня сигналу, що приймається або випромінюється, для досягнення його оптимального рівня;
3. Дільник потужності, що необхідний для розділення частотно-модульованого неперервного сигналу між передавальною та приймальною частинами, забезпечуючи однакові значення рівня потужності і фази сигналу;
4. Змішувач, на виході якого отримується суміш прийнятого, відбитого від цілі, сигналу з тим, що був сформований генератором. Цей структурний блок радіолокаційної системи дозволяє підвищити значення ВСШ, що значно покращує технічні характеристики радару;
5. Генератор лінійно-частотно-модульованого неперервного сигналу, задача якого полягає у формуванні згаданого сигналу для його подальшого використання іншими блоками пристрою;

6. Фільтр нижніх частот, що здійснює фільтрацію складових відбитого від цілі сигналу, які несуть в собі інформацію про її локаційні характеристики, пов'язані із дальністю до неї, а також її швидкістю;
7. Аналого-цифровий перетворювач, який забезпечує цифрову дискретизацію аналогового локаційного сигналу для його подальшої обробки;
8. Блок цифрової обробки сигналу, що дозволяє реалізувати алгоритм обробки відбитого від цілі прийнятого сигналу для подальшого встановлення її характеристик дальності та швидкості.

Структурна схема FMCW радару зображена на Рисунку 2.1. Блоки на структурній схемі позначені цифрами, що відповідають пунктам, описаним вище.

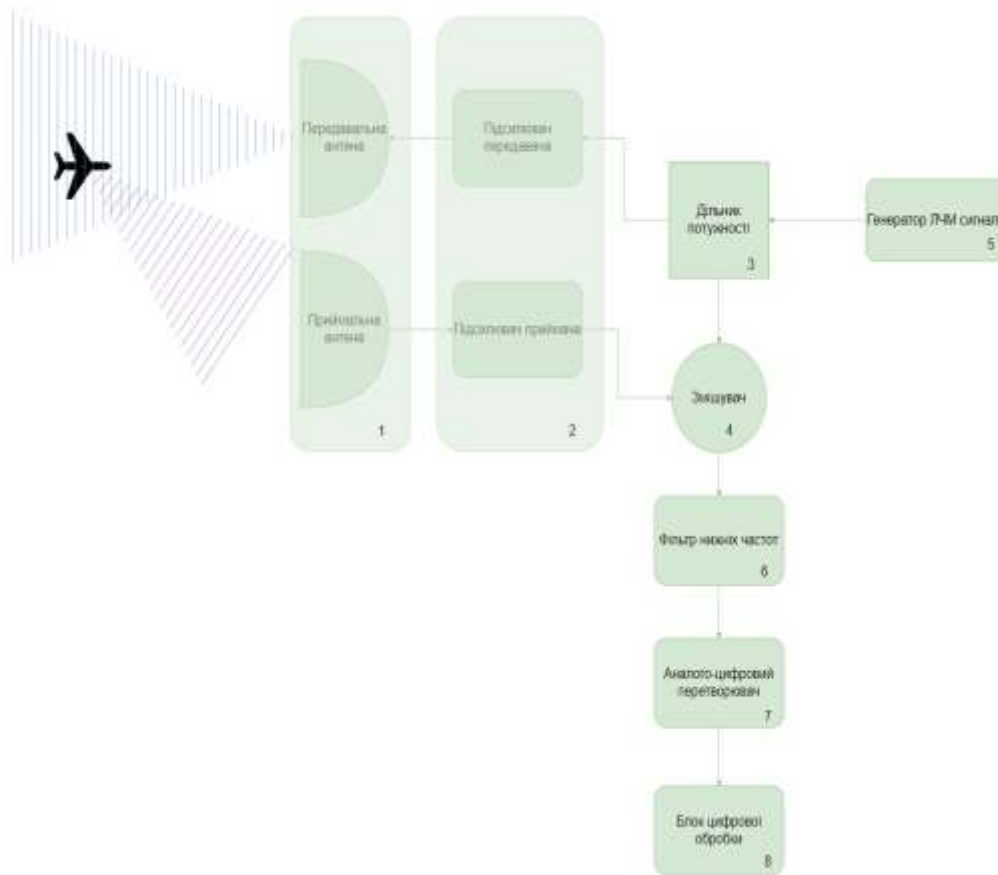


Рисунок 2.1 – Структурна схема FMCW радару

Ключовою характеристикою описуваної радіолокаційної системи є сигнал, що використовується в її роботі для реалізації локаційних задач, а саме лінійно-частотно модульований неперервний. Якщо розглядати такий сигнал як залежність значення частоти в часовій області, то його форма буде нагадувати «пилку». Наклавши переданий та відбитий від цілі сигнал один на одного, представлені у вигляді такої залежності, на один графік, ми зможемо побачити дві «пилки», які зміщені одна відносно одної на певне значення часу та частоти. Це явище проілюстроване на Рисунку 2.2.

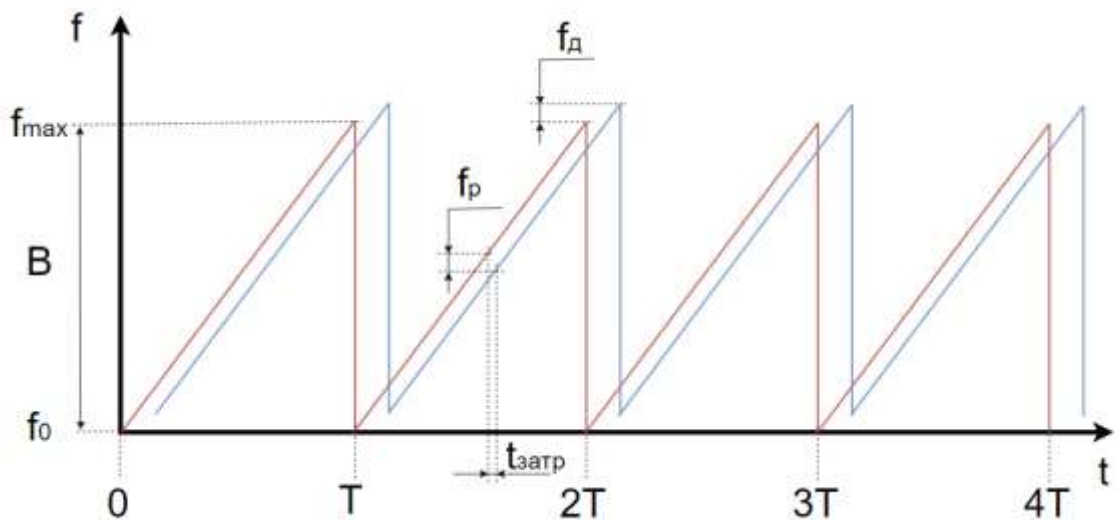


Рисунок 2.2 – Представлення лінійно-частотно-модульованого неперервного сигналу як залежність частоти в часі

На наведеному вище графіку видно, що частота сигналу лінійно збільшується протягом сталого значення часу, позначеного як T . Цей проміжок часу є періодом сигналу. Початкове значення частоти сигналу, тобто те значення, яке є мінімальним і з якого починається процес лінійного збільшення частоти на кожному періоді, позначене на графіку як f_0 . Максимальне значення частоти сигналу, а саме те значення, до якого здійснюється лінійне збільшення частоти протягом кожного імпульсу, позначене як f_{max} . Символом B позначена

частотна смуга сигналу, тобто ширина частотного спектру. Це область значень частоти від початкового значення частоти f_0 до кінцевого її значення f_{max} .

Значення швидкості наростання частоти описується наступним рівнянням:

$$\beta = \frac{B}{T} \quad (2.1)$$

Часова затримка між переданим сигналом і тим, що був відбитий від цілі, позначена як t_{zamp} . Саме на це значення часу дві «пилки» зсуваються одна відносно одної в часовій області. Різниця значень частоти, що спричинена зсувом переданого сигналу відносно того, що був відбитий від цілі і прийнятий, в часі позначена як f_p . Це різницева частота. Значення різниці частоти, між переданим і відбитим від цілі сигналом, яке спричинене рухом цілі, позначене як F . Це частота Доплера.

Якщо подати графік лінійно-частотно-модульованого неперервного сигналу у вигляді залежності його амплітуди від часу, то отримаємо залежність, що показана на Рисунку 2.3.

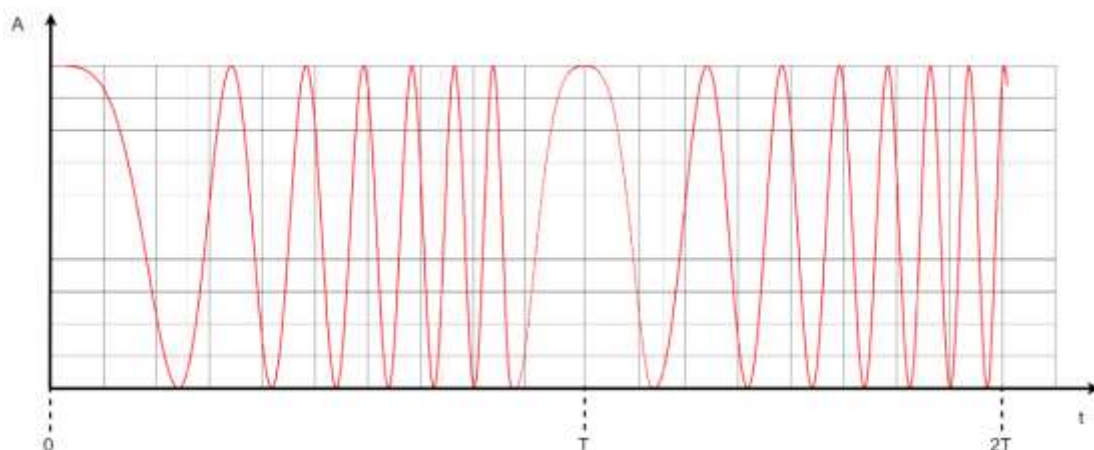


Рисунок 2.3 – Періодичний лінійно-частотно-модульований сигнал

На показаному графіку зображено два періоди («пилки») сигналу, подані як залежність миттєвого значення сигналу в певний момент часу. Візуально видно, що значення амплітуди сигналу протягом всього часу є однаковими, а значення частоти її зміни зростає від моменту часу початку періоду до моменту його кінця, після цього, частота сигналу повертається в початкове своє значення і знову починає зростати протягом наступного періоду.

Миттєве значення частоти сигналу в певний момент часу можна визначити, знаючи при цьому такі параметри сигналу як ширина частотної смуги, період сигналу, а також значення початкової або носійної частоти сигналу. Вигляд математичного виразу для розрахунку значення миттєвої частоти сигналу на першому періоді показаний нижче:

$$f(t) = f_c + \frac{B \cdot t}{T} \quad (2.2)$$

Значення фази лінійно-частотно-модульованого неперервного сигналу в певний момент часу, тобто миттєве значення фази такого сигналу на першому періоді описується наступним математичним виразом:

$$\mu(t) = 2 \cdot \pi \cdot \int_0^t f(t_s) dt + \varphi_0 = 2 \cdot \pi \cdot (f_c \cdot t + \frac{\beta \cdot t^2}{2}) + \varphi_0 \quad (2.3)$$

Для опису миттєвої фази зондуючого сигналу n -тої пилки, необхідно модифікувати значення часу t згідно з формулою:

$$t = mT + t_s, \text{ де } 0 < t_s < T, \quad (2.4)$$

де t_s час від початку m -тої пилки.

Тоді зондуючий сигнал n -тої пилки можна подати в такому вигляді:

$$x_s(mT, t_s) = A \cdot \cos(2\pi \cdot (f_c \cdot (mT + t_s) + \frac{\beta \cdot t_s^2}{2}) + \varphi_0) \quad (2.5)$$

В даному рівнянні A – амплітуда сигналу, f_c – початкова або носійна частота сигналу, m – номер періоду або «пилки», T – період сигналу, t_s –

момент часу на одному періоді, β – значення швидкості наростання частоти, φ_0 – початкова фаза сигналу.

Щодо відбитого від цілі прийнятого FMCW радаром сигналу, то з наведених вище графіків залежностей стає зрозуміло, що такий сигнал буде затриманий або ж зсунутий відносно переданого зондуючого сигналу на певне значення часу τ . Це значення часової затримки між зондуючим та прийнятим радаром сигналами можна математично описати наступним чином:

$$\tau = \frac{2 \cdot (R + V \cdot t)}{c} = \frac{2(R + V \cdot (mT + t_s))}{c} \quad (2.6)$$

В даному математичному виразі символом R позначено відстань між антенною системою радару та ціллю, відбитий сигнал від якої приймається радіолокаційною системою. V – швидкість виявленої радіолокаційною системою цілі, c – швидкість поширення електромагнітних хвиль.

Відбитий від виявленої радаром цілі прийнятий радіолокаційний сигнал описується математичним рівнянням, яке наведено нижче:

$$x_g(mT, t_s) = C \cdot \cos(2\pi \cdot (f_c \cdot (mT + t_s - \tau) + \frac{\beta \cdot (t_s - \tau)^2}{2} + \varphi_0)) \quad (2.7)$$

В наведеному математичному виразі символом C позначене значення амплітуди відбитого від цілі прийнятого сигналу, а символом τ позначене описане вище значення часової затримки між переданим зондуючим та прийнятим відбитим від цілі радіолокаційними сигналами.

Після того, як відбитий від цілі сигнал надходить в приймальну частину антенної системи радіолокаційної станції, після підсилювача він потрапляє у змішувач, де відбувається його перемноження із сформованим генератором лінійно-частотно-модульованим сигналом, частина потужності якого була випромінена як зондуючий сигнал. На виході змішувача з'являється сигнал, який називається різницеvim. Такий сигнал описується наступним математичним рівнянням:

$$x(mT, t_s) = \frac{A \cdot C}{2} \cdot \cos\left(2\pi \cdot \left(f_c \cdot (mT + t_s) + \frac{\beta \cdot t^2}{2} - f_c \cdot (mT + t_s - \tau) - \frac{\beta(t_s - \tau)^2}{2}\right)\right) \quad (2.8)$$

Спростивши наведений математичний вираз отримаємо наступне рівняння:

$$x(mT, t_s) = \frac{A \cdot C}{2} \cdot \cos\left(2\pi \cdot \left(f_c \cdot \tau + \beta \cdot \tau \cdot t_s - \frac{\beta \cdot \tau^2}{2}\right)\right) \quad (2.9)$$

Якщо підставити у наведене рівняння описаний вище вираз, що визначає часову затримку τ між зондуємим та відбитим від цілі прийнятим сигналами, то рівняння (2.9) буде мати наступний вигляд:

$$x(mT, t_s) = \frac{A \cdot C}{2} \cdot \cos\left(2\pi \cdot \left(f_c \cdot \frac{2(R + V \cdot (mT + t_s))}{c} + \beta \cdot t_s \cdot \frac{2 \cdot (R + V \cdot (mT + t_s))}{c} - \beta \cdot \frac{4 \cdot (R + V \cdot (mT + t_s))^2}{2 \cdot c^2}\right)\right) \quad (2.10)$$

Після розкриття дужок у цьому виразі, рівняння (2.10) набуде такого вигляду:

$$x(mT, t_s) = \frac{A \cdot C}{2} \cdot \cos\left(2\pi \cdot C \cdot \left(\frac{2 \cdot \beta \cdot R}{c} + \frac{2 \cdot f_c \cdot V}{c} + \frac{2 \cdot \beta \cdot V \cdot \pi \cdot T}{c} - \frac{4 \cdot \beta \cdot R \cdot V}{c^2} - \frac{4 \cdot \beta \cdot mT \cdot V^2}{c^2}\right) \cdot t_s + \left(\frac{2 \cdot f_c \cdot V}{c} - \frac{4 \cdot \beta \cdot R \cdot V}{c^2}\right) \cdot nT + \frac{2 \cdot f_c \cdot R}{c} + \frac{2 \cdot \beta \cdot V \cdot t_s^2}{c} - \frac{2 \cdot \beta \cdot R^2}{c^2} - \frac{2 \cdot \beta \cdot V^2 \cdot m^2 \cdot T^2}{c^2} - \frac{2 \cdot \beta \cdot V^2 \cdot t_s^2}{c^2}\right) \quad (2.11)$$

Проаналізувавши наведений вище математичний вираз, можна дійти висновку, що усі доданки, які в знаменнику містять c^2 є нехтовно малими за своїми числовими значеннями і не несуть значного впливу на кінцевий результат математичного виразу, оскільки значення швидкості поширення

електромагнітної хвилі піднесене до квадрату є значно більшим, ніж значення швидкості цілі або відстані між нею та антенною системою радіолокаційної станції. Спираючись на цей факт, можна також знехтувати доданками $\frac{2 \cdot f_c \cdot V}{c}$, $\frac{2 \cdot \beta \cdot V \cdot \pi \cdot T}{c}$ та $\frac{2 \cdot \beta \cdot V \cdot t_s^2}{c}$ і записати математичний вираз різницевого сигналу в наступному вигляді:

$$x(mT, t_s) = \frac{A \cdot C}{2} \cdot \cos\left(2\pi \cdot \left(\frac{2 \cdot \beta \cdot R}{c} \cdot t_s + \frac{2 \cdot f_c \cdot V \cdot mT}{c}\right) + \frac{4\pi \cdot f_c \cdot R}{c}\right) \quad (2.12)$$

В даному виразі доданок $\frac{4\pi \cdot f_c \cdot R}{c}$ є постійною фазовою складовою, а доданок $\frac{2 \cdot \beta \cdot R}{c}$ є основною частотною складовою сигналу, яка визначає різницеву частоту.

Демодульований різницевий сигнал відбитий від цілі являє собою сигнал із значенням різницевої частоти, що рівне $\frac{4\pi \cdot f_c \cdot R}{c}$ та початковою фазою, яка описується як:

$$\psi_m = 2\pi \cdot \left(\frac{2 \cdot f_c \cdot V \cdot mT}{c}\right) + \frac{4\pi \cdot f_c \cdot R}{c} \quad (2.13)$$

Із вказаних двох крайніх виразів стає зрозуміло, що різницева частота і початкова фаза відбитого від цілі прийнятого радіолокаційного сигналу визначаються відстанню між антенною системою радару та виявленою ціллю, відбитий сигнал від якої надходить на приймальну частину антенної системи радіолокаційної станції. Варто зазначити, що згаданий вище вираз, який визначає значення різницевої частоти, є наслідком проведення такої математичної операції як дискретне перетворення Фур'є, яка проводиться над функцією, що описує огинаючу частотного спектру демодульованого різницевого сигналу. Вказаний вираз різницевої частоти є складовою іншого

математичного виразу, який визначає такий параметр як відстань до цілі. Такий вираз записується наступним чином:

$$R = \frac{f_p \cdot c}{2 \cdot \beta} = \frac{f_p \cdot c \cdot T}{2 \cdot B} \quad (2.14)$$

Важливою характеристикою будь-якої радіолокаційної системи, зокрема і FMCW радару є такий параметр як *максимальна дальність виявлення цілі*. Даний параметр, як видно із рівняння 2.13, залежить від максимального значення різницевої частоти. Вираз, який демонструє взаємну залежність цих двох згаданих величин можна записати так, як показано у рівнянні 2.15 нижче.

$$f_{p\max} = \frac{2 \cdot \beta \cdot R_{\max}}{c} \quad (2.15)$$

Внаслідок здійснення аналого-цифрового перетворення прийнятого відбитого від цілі сигналу, змішаного з початковим зондуємим, згадуване максимальне значення різницевої частоти обмежується значенням частотної смуги фільтру нижніх частот $F_{\text{ФНЧ}}$, оскільки вона в свою чергу обмежується частотою дискретизації блоку аналого-цифрового перетворення наступним чином:

$$F_{\text{ФНЧ}} = \frac{F_s}{2} \quad (2.16)$$

Враховуючи два крайні математичні вирази, що вказані вище, рівняння, яке визначає величину значення максимальної дальності виявлення цілі радіолокаційною системою з лінійно-частотно-модульованим неперервним сигналом можна записати так, як вказано у рівнянні 2.17 нижче:

$$R_{\max} = \frac{F_{\text{ФНЧ}} \cdot c}{2 \cdot \beta} \quad (2.17)$$

В загальному випадку, значення параметра максимальної дальності виявлення цілі FMCW радаром, визначається рівнянням радіолокації, яке має наступний вигляд:

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P \cdot G_{\text{ант пр}} \cdot G_{\text{ант перед}} \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot k \cdot T \cdot K_{\text{ш}} \cdot h^2 \cdot F \cdot L}} \quad (2.18)$$

В наведеному виразі символом P позначена потужність передавача, який застосовується в радіолокаційній системі, $G_{\text{ант перед}}$ – коефіцієнт підсилення передавальної частини антенної системи радару, $G_{\text{ант пр}}$ – коефіцієнт підсилення приймальної частини антенної системи радару, λ – довжина електромагнітної хвилі на середній частоті діапазону модуляції використовуваного в радіолокаційній системі сигналу, σ – ефективна площа розсіювання цілі, k – стала Больцмана, T – температура навколишнього середовища (290 К за нормальних умов), $K_{\text{ш}}$ – коефіцієнт шуму обладнання описуваної радіолокаційної системи, h^2 – значення відношення сигнал/шум (ВСШ), F – ширина частотної смуги шуму (для випадку, коли здійснюється цифрова обробка сигналу, це значення стає рівним ширині діапазону, що визначається дискретним перетворенням Фур'є), L – коефіцієнт втрат рівня сигналу в блоках, що належать до частини приймального тракту радіолокаційної системи.

Розрахунок залежності значення максимальної дальності виявлення цілі радіолокаційною системою від значення ВСШ має такий вигляд: нехай величина носійної частоти становить 3 (см) або 0,03 (м); коефіцієнти підсилення приймальної та передавальної частин антенної системи радіолокаційної станції рівні 1000 або 30 (дБ); значення потужності передавача становить 100 (Вт); величина навколишньої температури рівна 400 К; коефіцієнт втрат рівня сигналу в блоках радіолокаційної системи рівний 6 (дБ); ширина частотної смуги сигналу становить 1,6 (МГц); коефіцієнт шуму обладнання описуваної радіолокаційної системи 2,2 (дБ). Розраховані за формулою (2.18) залежності R_{\max} для п'яти значень ефективної площі розсіювання цілі, а саме 0,01 (м²), 0,05 (м²), 0,1 (м²), 0,5 (м²), 1 (м²) наведено на рисунку 2.4.

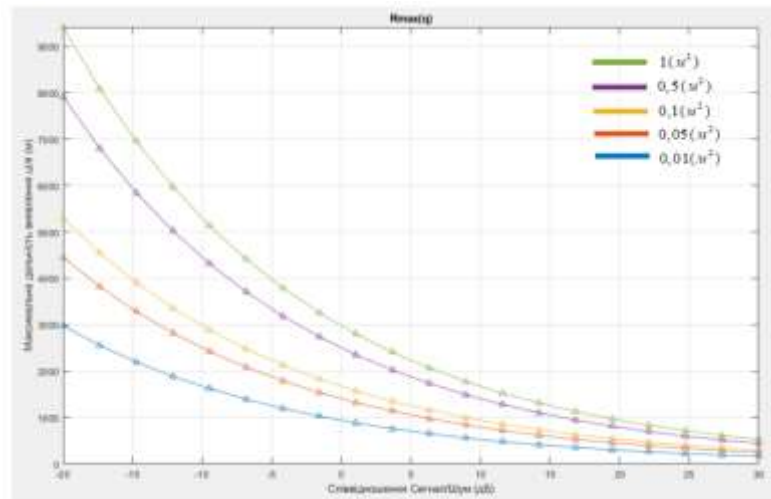


Рисунок 2.4 – Залежності значення максимальної дальності виявлення цілі радіолокаційною системою від значення ВСШ

Із вказаних графіків, що демонструють варіанти залежностей значень максимальної дальності виявлення цілі радіолокаційною системою від значення ВСШ, стає зрозуміло, що зі збільшенням значення вказаного співвідношення, величина максимальної дальності виявлення цілі експоненційно спадає. Також видно, що для цілі з більшим значенням ЕПР електромагнітних хвиль значення дальності її виявлення також є більшим.

Ще однією важливою характеристикою будь-якої радіолокаційної системи є такий параметр як *роздільна здатність за дальністю*. Зазначена характеристика пропорційно залежить від частотної смуги сигналу, що застосовується в радіолокаційній системі. У випадку FMCW радару, роздільна здатність по дальності пропорційна до ширини частотного спектру від носійної частоти, до максимальної, тобто того значення частоти, до якого доходить висота «пилки». Математичний вираз для визначення роздільної здатності по дальності має наступний вигляд:

$$R_{\text{розд}} = \frac{c}{2 \cdot B} \quad (2.19)$$

Наступною важливою характеристикою FMCW радару і загалом будь-якої радіолокаційної системи є такий технічний параметр як **максимальна радіальна швидкість**, тобто це таке максимальне значення швидкості цілі, на якій така ціль може бути виявлена і може бути виміряна її радіальна швидкість. В прийнятому відбитому від цілі радіолокаційному сигналі значення фаз спектральних складових, які обумовлені відбиттям сигналу від нерухомих цілей є незмінними від періоду до періоду, тобто від імпульсу до імпульсу, і як вже було вказано вище, вони становлять постійну фазову складову, що описується виразом $\frac{4\pi \cdot f_c \cdot R}{c}$. У тому випадку, коли сигнал відбивається від цілі, що рухається, значення початкової фази відбитого сигналу змінюється пропорційно до значення радіальної швидкості цілі. Усі частотні складові спектру відбитого від цілі, що рухається, сигналу отримують набіг фази. Зміна значення фази відображає те, як змінюється частота відбитого сигналу протягом певної послідовної кількості періодів імпульсів. Згадане явище ґрунтується на доплерівському зсуві частоти, який виникає як наслідок цілі відносно радіолокатора.

Відношення значення приросту фази до значення періоду модуляції характеризує середнє значення доплерівського частотного зсуву на деякому проміжку часу. Згадане значення доплерівського зсуву або ж значення частоти Доплера визначається наведеним нижче виразом:

$$F = \frac{\psi_m - \psi_{m-1}}{T} = \left(\frac{2 \cdot f_c \cdot V \cdot mT}{c} - \frac{2 \cdot f_c \cdot V \cdot (m-1) \cdot T}{c} \right) / T \quad (2.20)$$

В наведеному виразі ψ_m та ψ_{m-1} позначають фази поточного та попереднього періоду сигналу (імпульсу) відповідно.

Стає зрозуміло, що здійснення математичної операції двовимірного перетворення Фур'є від набору цифрових даних демодульованого прийнятого відбитого від цілі сигналу протягом декількох періодів зондування, а також виключення з подальшої обробки складових, що відповідають нульовим

значенням доплерівського зсуву, дозволяє реалізувати завдання селекції радіолокаційною системою рухомих цілей.

Значення радіальної швидкості виявленої радаром цілі за значенням доплерівського зсуву можна обчислити наступним чином:

$$V = \frac{F \cdot c}{2 \cdot f_c} \quad (2.21)$$

Щодо згадуваного вище максимального значення радіальної швидкості, з яким може працювати описувана радіолокаційна система, то воно визначається максимальним значенням доплерівського зсуву. Обмеження визначення радіальної швидкості цілі полягає в наступному: нехай радар випромінює нескінченну кількість радіоімпульсів, які розташовані в часовій області на відстані періоду T один відносно одного. В такому разі частотний спектр буде мати вигляд нескінченної серії піків, які в частотній області розташовуються один відносно одного на відстані $1/T$. Звідси, можна визначити значення максимальної однозначної швидкості цілі, ґрунтуючись на зміщенні згаданих піків не більше, ніж на половину відстані між ними, адже в протилежному випадку неможливо буде однозначно стверджувати, в якому напрямі відбувся зсув конкретного частотного піку. Отже існує чітке обмеження, яке полягає в тому, щоб абсолютне значення доплерівського зсуву $\frac{2 \cdot f_c \cdot V}{c}$ становило менше половини значення частотного інтервалу $1/T$ між сусідніми частотними піками. Таке обмеження можна описати нерівністю, що наведена нижче:

$$\frac{2 \cdot f_c \cdot V}{c} \leq \frac{1}{2 \cdot T} \quad (2.22)$$

В такому разі, *максимальне значення радіальної швидкості цілі*, що може бути виявлена радіолокаційною системою, буде визначатись наступним математичним виразом:

$$V_{\max} = \frac{F \cdot c}{2 \cdot f_c} = \frac{c}{2 \cdot f_c} \cdot \frac{1}{2 \cdot T} = \frac{c}{4 \cdot f_c \cdot T} \quad (2.23)$$

Ще однією важливою характеристикою FMCW радару і загалом будь-якої радіолокаційної системи є такий технічний параметр як значення *роздільної здатності по швидкості*. Цей параметр характеризує мінімальну різницю значень швидкостей між двома окремими рухомими цілями, які рухаються на одній відстані до антенної системи радіолокаційної станції, які можуть бути виявлені радаром. Зміна значення частоти Доплера F протягом часового проміжку, що складають m імпульсів («пилок») є обмеженою значенням роздільної здатності частоти, тобто $F \geq \frac{1}{mT}$. Звідси, враховуючи вказане вище рівняння, значення роздільної здатності по швидкості можна подати в наступному вигляді:

$$V_{\text{розд}} = \frac{c}{2 \cdot f_c} \cdot \frac{1}{mT} \quad (2.24)$$

У відповідності до завдання в роботі були прийняті наступні початкові дані:

- значення швидкості поширення електромагнітних хвиль у вакуумі c :
299792458 (м/с);
- несуча частота зондуючого сигналу FMCW радару f_c : 10 ГГц;
- максимальна дальність виявлення радіолокаційною системою ділі R_{max} :
1000 м;
- значення роздільної здатності радіолокаційної системи по дальності ΔR :
5 м;
- максимальна швидкість цілі, при якій вона може бути виявлена радаром
 V_{max} : 30 м/с;
- значення роздільної здатності радіолокаційної системи по швидкості Δv :
2 м/с;

На основі початкових даних були розраховані деякі основні параметри FMCW радару:

- ширина необхідної ширини частотної смуги зондуючого сигналу FMCW радару:

$$B = \frac{c}{2 \cdot \Delta R} = \frac{299792458 \text{ (м/с)}}{2 \cdot 5 \text{ (м)}} = 29,979 \text{ (МГц)} \quad (2.25)$$

- значення довжини хвилі несучої частоти сигналу:

$$\lambda = \frac{c}{f_c} = \frac{299792458 \text{ (м/с)}}{10^{10} \text{ (Гц)}} = 0,03 \text{ (м)} \quad (2.26)$$

- тривалість одного імпульсу ЛЧМ сигналу:

$$T = \frac{\lambda}{4 \cdot V_{\max}} = \frac{0,03 \text{ (м)}}{4 \cdot 30 \text{ (м/с)}} = 25 \cdot 10^{-5} \text{ (с)} = 0,25 \text{ (мс)} \quad (2.27)$$

- кількість рядків FMCW матриці:

$$N = \frac{4 \cdot R_{\max} \cdot B}{c} = \frac{4 \cdot 1000 \text{ (м)} \cdot 2,9979 \cdot 10^7 \text{ (Гц)}}{299792458 \text{ (м/с)}} = 400 \quad (2.28)$$

- значення частоти дискретизації:

$$F_s = \frac{N}{T} = \frac{400}{0,00025 \text{ (с)}} = 1,6011 \text{ (МГц)} \quad (2.29)$$

- кількість стовпців FMCW матриці:

$$M = \frac{\lambda}{2 \cdot \Delta V \cdot T} = \frac{0,03 \text{ (м)}}{2 \cdot 2 \text{ (м/с)} \cdot 0,00025 \text{ (с)}} = 30 \quad (2.30)$$

3. АНАЛІЗ АЛГОРИТМУ ВИЯВЛЕННЯ З ПОСТІЙНИМ РІВНЕМ ХИБНОЇ ТРИВОГИ CFAR

Для вирішення задачі виявлення, прийнятий радіолокаційною системою сигнал, після змішувача та фільтра низьких частот, дискретизується з певним значенням частоти дискретизації засобами аналого-цифрової обробки, при цьому процес дискретизації здійснюється таким чином, що час, протягом якого відбувається спостереження прийнятого сигналу, розглядається так, як показано нижче у виразі:

$$t = mT + t_s \quad (3.1)$$

В даному математичному виразі, номер періоду ЛЧМ сигналу або «пилки» позначено як m , період сигналу позначено як T , а t_s – це значення часу, що відповідає значенню n -го часового відліку:

$$t_s = \frac{n}{f_s} \quad (3.2)$$

Значення частоти дискретизації позначено як f_s . Часові відліки mT утворюють набір значень, так званого, повільного часу, тоді як часові відліки, що описуються наведеним вище математичним виразом (3.2), утворюють значення, так званого, швидкого часу.

Дискретизований різницевий сигнал представляється у вигляді FMCW матриці на основі значень, що відповідають різним значенням повільного і швидкого часу [12]. Вздовж стовпців описуваної матриці розподіляються часові відліки, які відповідають набору значень повільного часу, а вздовж рядків такої FMCW матриці здійснюється розподіл значень часових відліків, які в свою чергу відповідають значенням із набору швидкого часу. Розміри даної FMCW матриці визначаються наступним чином: кількість рядків матриці залежить від кількості періодів зондування, тоді як кількість стовпців FMCW матриці залежить від кількості утворених часових відліків внаслідок дискретизації

різницевого сигналу протягом часового періоду між значеннями часу, які відповідають моментам початку двох сусідніх імпульсів ЛЧМ сигналу. Спираючись на зазначені залежності кількості стовпців та рядків FMCW матриці від кількості окремих часових відліків дискретизованого різницевого сигналу, математичний вираз для обчислення необхідної кількості рядків M FMCW матриці має такий вигляд:

$$M = T_{\text{ког}} / T \quad (3.3)$$

де $T_{\text{ког}}$ – час когерентного накопичення сигналу.

Тоді як вираз для визначення необхідної кількості стовпців N матриці виглядає наступним чином:

$$N = f_s \cdot T \quad (3.4)$$

В даному рівнянні T позначає період часу між моментами початку двох сусідніх імпульсів ЛЧМ сигналу.

Отже, кількість елементів D FMCW матриці визначається наступним чином:

$$D = M \cdot N \quad (3.5)$$

Математично, описувану FMCW матрицю значень сигналів, що відповідають окремим відлікам часу, узагальнено можна записати таким чином:

$$X = \begin{pmatrix} x(0, 0) & x(0, 1) & \dots & x(0, N-1) \\ x(1, 0) & x(1, 1) & \dots & x(1, N-1) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ x(M-1, 0) & x(M-1, 1) & \dots & x(M-1, N-1) \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

У наведеній матриці, кожен елемент містить значення дискретизованого різницевого сигналу в певний момент часу, значення часу в такому випадку відповідає певному значенню з описаних вище наборів повільного та швидкого часу.

Схематично процес формування рядків і стовпців описаної вище FMCW матриці зображено на рисунку 3.1.

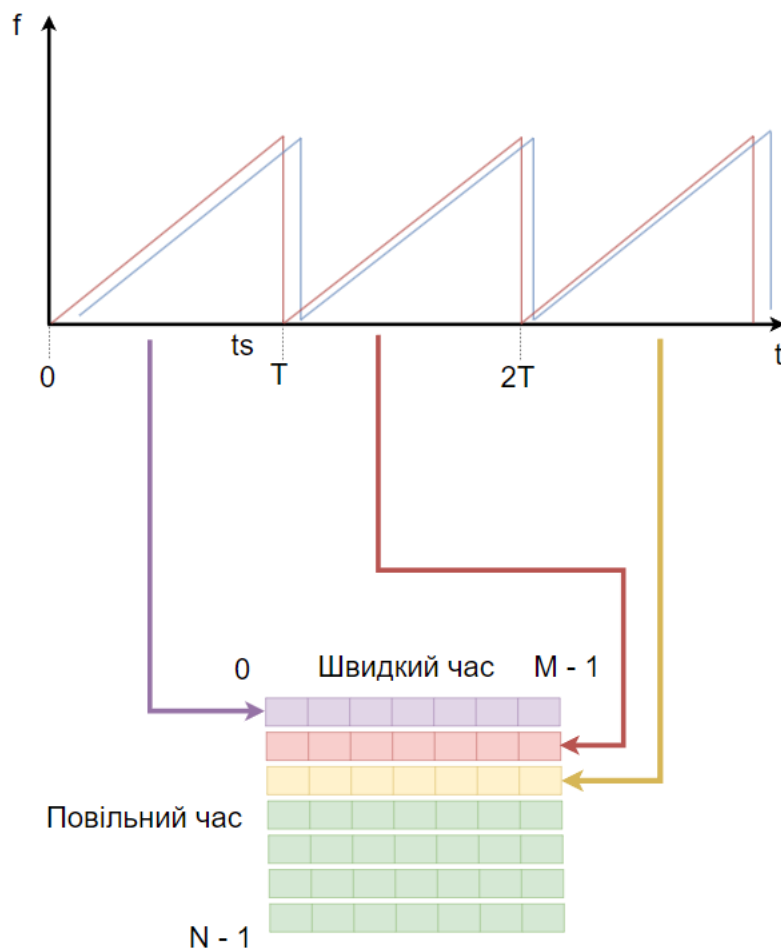


Рисунок 3.1 – Формування рядків та стовпців FMCW матриці на основі дискретизованого різницевого сигналу

Подальша обробка сигналу включає виконання процедури двовимірного ДПФ [7], тобто формування *далекомірно-доплерівського портрету*. Спочатку розраховується одномірне ДПФ над усіма рядками FMCW матриці і таким чином утворюється комплексний далекомірний портрет. В подальшому виконується одномірне ДПФ над усіма стовпцями отриманої на першому етапі матриці.

Для виявлення цілі на далекомірно-доплерівському портреті широко використовуються алгоритми сімейства CFAR [4, 10]. Алгоритм виявлення CFAR (Constant False Alarm Rate – постійна ймовірність хибної тривоги) – це адаптивний алгоритм, який забезпечує постійну ймовірність хибної тривоги, коли значення параметру дисперсії завади σ^2 є невідомим або змінним у часі.

Принцип функціонування алгоритму виявлення CFAR у загальному вигляді полягає в аналізі відліків сигналу після детектору, локалізованих у межах ковзного вікна. Для забезпечення постійного рівня хибної тривоги в таких алгоритмах відбувається ковзне оцінювання невідомої потужності шуму у зоні фонових відбиттів в межах вікна для корегування порогу CFAR детектору. Якщо значення достатньої статистики, що визначено за відліками тестованої зони, перевищує значення цього порога, ухвалюється рішення про виявлення цілі. Одномірні вікна формуються в частотній області (за швидкістю), у часовій області (за дальністю), або за циклами огляду («сканами»). Двомірні вікна формуються на площині дальність-швидкість або дальність- азимут.

Розглянемо роботу алгоритму CFAR на прикладі виявлення сигналу з невідомою амплітудою і початковою фазою після квадратичного детектору при релеївській заваді на далекомірному портреті. Структурна схема пристрою, що реалізує алгоритм виявлення CFAR представлена на рисунку 3.2.

Ковзне вікно блоку виявлення реалізується на лініях затримки з відводами, інформація на які потрапляє з елементів розрізнення по дальності. В кожному елементі розрізнення знаходиться достатня статистика, що отримана на виході квадратичного детектору оптимального приймача. Вважається, що корисний сигнал присутній лише в елементі розрізнення, що відповідає центральній комірці з достатньою статистикою D . Вона називається тестовою або сигнальною. В усіх інших комірках присутні лише достатні статистики, що відповідають заваді. Вони характеризують значення потужності завади в елементах розрізнення. Тоді оцінка невідомої потужності завади на ковзному

вікні розраховується як середнє значення потужностей завади в елементах розрізнення

$$Z = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K D_i \quad (3.7)$$

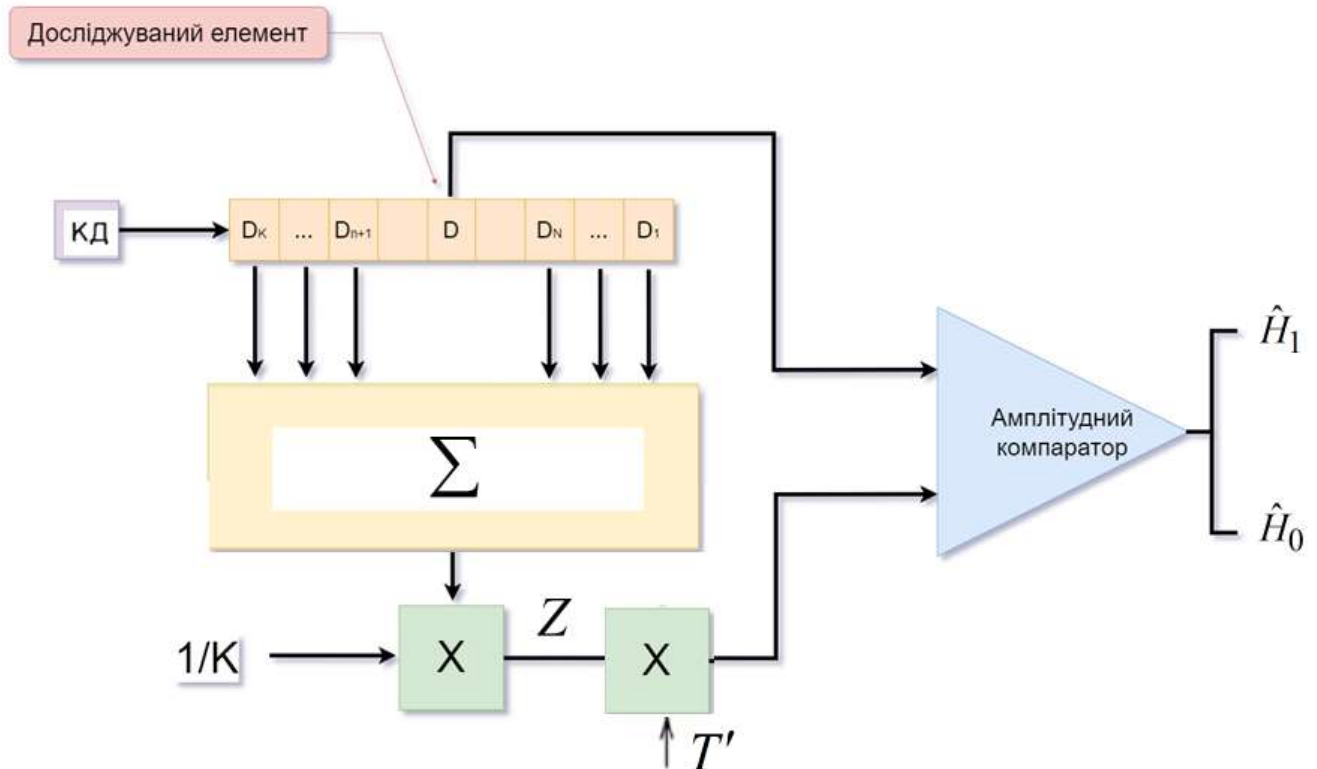


Рисунок 3.2 – Структурна схема пристрою, що реалізує алгоритм виявлення CFAR

Отримана оцінка невідомої потужності завади множиться на коефіцієнт T' , величина якого визначається заданим значенням ймовірності хибної тривоги в елементі розрізнення. Отриманий поріг $\hat{D}T'$ порівнюється із значенням достатньої статистики D , отриманому в тестовій комірці розрізнення за дальністю. Рішення про наявність сигналу в тестовій комірці приймається у випадку перевищення порогового значення $\hat{D}T'$. Тому вирішальне правило

перевірки статистичних гіпотез щодо наявності або відсутності сигналу цілі в тестовій комірці має вигляд

$$D \begin{matrix} \hat{H}_1 \\ \geq \\ < \\ \hat{H}_0 \end{matrix} ZT' \quad (3.8)$$

Після прийняття рішення відбувається зсув ковзного вікна на один елемент і всі операції повторюються. Таким чином ковзне вікно проводить обробку усієї дистанції виявлення.

При використанні алгоритму CFAR ковзне вікно має вигляд прямокутника. Елементи матриці із значеннями достатніх статистик оточують конкретний досліджуваний елемент роздільної здатності таким чином, щоб останній знаходився в центрі виділеної області далекомірно-доплерівського портрету. Визначення порогу виявлення відбувається шляхом оцінювання невідомої потужності завади з використання статистик в елементах розрізнення, що не відносяться до тестових. Іноді в ковзному вікні також вводять критичну зону, щоб виключити вплив відліків відмітки цілі на результат оцінки невідомої потужності завади.

Основне різноманіття в алгоритмах CFAR полягає в методах отримання невідомої потужності завади.

Варто зазначити, що алгоритми виявлення з постійним рівнем хибної тривоги CFAR найбільш ефективні коли завада є неоднорідною і має різні рівні потужності на далекомірно-доплерівському портреті. У випадку однорідних завад розглянута процедура призводить до надлишкових обчислювальних витрат. Також розміри ковзного вікна як правило обмежені, що не дозволяє отримати оцінку потужності завади з необхідною точністю. Недоліком CFAR детекторів є також можливе невиявлення близьких цілей, що знаходяться в межах ковзного вікна за рахунок впливу сигнальних відліків на оцінку потужності завади.

У багатьох практичних застосуваннях FMCW радару шумову складову на далекомірно-доплерівському портреті можна вважати стаціонарною з постійною, але невідомою потужністю. В якості математичної моделі корисного сигналу від цілі може бути використаний гармонійний сигнал з невідомими амплітудою, частотою і початковою фазою. За розглянутих умов задача виявлення цілі за даними FMCW радару може бути вирішена на основі адаптивного підходу.

4. РОЗРОБКА АЛГОРИТМУ ВИЯВЛЕННЯ РУХОМОЇ ЦІЛІ FMCW РАДАРРОМ

4.1 Розробка алгоритму виявлення рухомої цілі FMCW радаром при відомій потужності шуму

Як вже було зазначено в попередніх розділах, прийнятий корисний сигнал на вході пристрою виявлення радіолокаційної системи типу FMCW радар можна представити у вигляді гармонійного сигналу для його подальшої обробки. Даний розділ роботи описує етап розробки алгоритму адаптивного виявлення гармонійного сигналу, деякі параметри якого є невідомими, на етапі когерентного накопичення FMCW радару за умови, що значення потужності шуму є відомим.

Сформулювавши постановку задачі виявлення гармонійного сигналу на інтервалі когерентного накопичення FMCW радару, її можна описати наступною системою математичних рівнянь, для подальшого вирішення:

$$\begin{aligned} H_1: x(m,n) &= U \cos(2\pi f n \Delta t + 2\pi F m T + \phi) + \omega(m,n), \\ H_0: x(m,n) &= \omega(m,n), \quad m = \overline{0, M-1}, n = \overline{0, N-1}, \end{aligned} \quad (4.1)$$

У зазначеній системі рівнянь, H_1 та H_0 - гіпотези, що стосуються наявності та відсутності цілі відповідно; A - значення амплітуди сигналу; ϕ - значення початкової фази сигналу; Δt - значення кроку дискретизації демодульованого сигналу; T - період модуляції лінійно-частотно-модульованого сигналу; $\omega(m,n)$ - набір значень дискретного білого гаусівського шуму з відомим значенням дисперсії σ^2 ; f та F - значення різницевої частоти зондуючого та отриманого сигналів і значення доплерівського зсуву частоти відповідно. Згадані значення частот визначаються наступним чином:

$$f = \frac{2 \cdot \beta \cdot R}{c} \quad (4.2)$$

$$F = \frac{2 \cdot f_c \cdot V}{c} \quad (4.3)$$

У зазначених математичних виразах ρ - значення швидкості зміни частоти лінійно-частотно-модульованого сигналу; R - значення дальності до цілі; f_c - носійна частота сигналу; V - значення радіальної швидкості до виявленої радаром цілі; c - швидкість поширення електромагнітного випромінювання у вакуумі.

В описаному вище, прийнятому FMCW радаром, сигналі значення таких параметрів як амплітуди U , різницевої частоти зонduючого і прийнятого сигналів f , доплерівського зсуву F та початкової фази ϕ є невідомими. Для подальшої обробки, будемо вважати, що на інтервалі когерентного накопичення цілі знаходиться в межах якого-небудь одного елемента розрізнення за дальністю та радіальною швидкістю. В такому випадку, можна стверджувати, що значення різницевої частоти зонduючого і прийнятого радаром сигналу і значення доплерівського зсуву є незмінними. У якості критерія оптимальності буде використовуватись критерій Неймана-Пірсона [11]. Згідно з даним критерієм, існує необхідність максимізувати значення ймовірності правильного виявлення цілі D радаром, за умови заданого значення ймовірності хибної тривоги α . Оскільки в даній задачі виявлення є чотири невідомих параметра, що описані вище, така задача відноситься до задач виявлення з адаптивною параметричною апіорною невизначеністю. Для оцінки вказаних чотирьох невідомих параметрів корисного досліджуваного сигналу, буде застосований метод максимальної правдоподібності.

Функція правдоподібності для невідомих параметрів $L(\mathbf{X} | A, f, F, \phi)$ має наступне математичне формулювання:

$$L(\mathbf{X} | A, f, F, \phi) = (2\pi\sigma^2)^{-\frac{NM}{2}} \cdot \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} (x(m, n) - U \cos(2\pi f_0 n + 2\pi F m + \phi))^2 \right\} \quad (4.4)$$

де \mathbf{X} - матриця, яка описується виразом (3.6) і складається з відліків сигналу, отриманого на інтервалі когерентного накопичення $T_{\text{ког}}$.

Відповідно до рівняння (4.4), натуральний логарифм функції правдоподібності невідомих параметрів корисного сигналу має наступний вигляд:

$$\ln L(\mathbf{X} | A, f, F, \phi) = c - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} (x(n, m) - U \cos(2\pi f_0 n + 2\pi F m + \phi))^2 \quad (4.5)$$

У наведеному математичному рівнянні значення c має наступне представлення:

$$c = -\frac{N}{2} \cdot \frac{M}{2} \cdot \ln(2\pi \cdot \sigma^2) \quad (4.6)$$

Для подальшого опису алгоритму, доцільно буде використати квадратурне представлення корисного гармонійного сигналу:

$$\begin{aligned} U \cos(2\pi f n + 2\pi F m + \phi) &= U \cos \phi \cos(2\pi(f n + F m)) - \\ &- U \sin \phi \sin(2\pi(f n + F m)) = \\ &= \alpha_1 \cos(2\pi(f n + F m)) + \alpha_2 \sin(2\pi(f n + F m)) \end{aligned} \quad (4.7)$$

В такому представленні, значення амплітуд α_1 та α_2 визначаються наступним чином:

$$\alpha_1 = U \cos(\phi) \quad (4.8)$$

$$\alpha_2 = -U \sin(\phi) \quad (4.9)$$

Між такими параметрами корисного сигналу, як амплітуда U та початкова фаза ϕ та α_1 й α_2 існує зв'язок, що описується такими виразами:

$$U = \sqrt{\alpha_1^2 + \alpha_2^2} \quad (4.10)$$

$$\phi = \arctg\left(-\frac{\alpha_2}{\alpha_1}\right) \quad (4.11)$$

Здійснивши підстановку виразу (4.7) у вираз (4.5), логарифм функції правдоподібності невідомих параметрів корисного сигналу набуде такого вигляду:

$$\ln L(\mathbf{X} | \alpha_1, \alpha_2, f, F) = c - \frac{1}{2\sigma^2} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} (x(n, m) - \alpha_1 \cos(2\pi(fn + Fm)) - \alpha_2 \sin(2\pi(fn + Fm)))^2 \quad (4.12)$$

Шляхом максимізації значення логарифму функції правдоподібності невідомих параметрів корисного сигналу, можна отримати оцінки $\hat{\alpha}_1$, $\hat{\alpha}_2$, \hat{f} , \hat{F} для значень згаданих параметрів. Наступним етапом алгоритму є визначення умовних оцінок $\hat{\alpha}_1(f, F)$ та $\hat{\alpha}_2(f, F)$, при заданих значеннях різницевої частоти та доплерівського зсуву f та F , і їх підстановка у вираз (4.12). Після цього, здійснюватиметься обчислення значень оцінок \hat{f} та \hat{F} . З метою зменшення об'єму математичних розрахунків, будуть введені наступні позначення складових сигналу:

$$c(m, n) = \cos(2\pi fn + 2\pi Fm) \quad (4.13)$$

$$s(m, n) = \sin(2\pi fn + 2\pi Fm) \quad (4.14)$$

де $m = \overline{0, M-1}$, $n = \overline{0, N-1}$.

Отже, рівняння правдоподібності для значень оцінок $\hat{\alpha}_1(f, F)$ та $\hat{\alpha}_2(f, F)$

мають такий вигляд:

$$\frac{\partial}{\partial \alpha_1} \ln L(\mathbf{X} | \alpha_1, \alpha_2, F, \phi) = \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} 2(x(m, n) - \alpha_1 c(m, n)) - \alpha_2 s(m, n) c(m, n) = 0 \quad (4.15)$$

$$\frac{\partial}{\partial \alpha_2} \ln L(\mathbf{X} | \alpha_1, \alpha_2, f, F) = \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} 2(x(m, n) - \alpha_1 c(m, n) - \alpha_2 s(m, n)) s(m, n) = 0 \quad (4.16)$$

Дещо скоротивши запис двох попередніх рівнянь, шляхом використання виразів (4. 13) та (4. 14), рівняння правдоподібності для значень оцінок $\hat{\alpha}_1(f, F)$ та $\hat{\alpha}_2(f, F)$ набудуть наступного вигляду:

$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} (\alpha_1 c^2(m, n) + \alpha_2 s(m, n) c(m, n)) = \\ = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} x(m, n) c(m, n) \end{aligned} \quad (4.17)$$

$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} (\alpha_1 c(m, n) s(m, n) + \alpha_2 s^2(m, n)) = \\ = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} x(m, n) s(m, n) \end{aligned} \quad (4.18)$$

Будемо вважати, що $NM \gg 1$, в такому разі:

$$\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \cos^2(2\pi(fn + Fm)) \approx \frac{NM}{2} \quad (4.19)$$

$$\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sin^2(2\pi(fn + Fm)) \approx \frac{NM}{2} \quad (4.20)$$

$$\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \cos(2\pi(fn + Fm)) \sin(2\pi(fn + Fm)) \approx 0 \quad (4.21)$$

Грунтуючись на трьох останніх рівняннях, із рівнянь (4.17) та (4.18) отримаємо значення оцінок:

$$\hat{\alpha}_1(f, F) = \frac{2}{NM} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} x(m, n) \cos(2\pi(fn + Fm)) \quad (4.22)$$

$$\hat{\alpha}_2(f, F) = \frac{2}{NM} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} x(m, n) \sin(2\pi(fn + Fm)) \quad (4.23)$$

Підставивши розраховані вище оцінки $\hat{\alpha}_1(f, F)$ та $\hat{\alpha}_2(f, F)$ у вираз логарифму функції правдоподібності невідомих параметрів корисного сигналу, він набуде наступного вигляду:

$$\begin{aligned}
\ln L(\mathbf{X} | \hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2, f, F) &= c - \\
&- \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} (x(m, n) - \hat{\alpha}_1 \cos(2\pi(fn + Fm)) - \hat{\alpha}_2 \sin(2\pi(fn + Fm)))^2 = \\
&= \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} (x^2(m, n) - 2\hat{\alpha}_1 x(m, n)c(m, n) - 2\hat{\alpha}_2 x(m, n)s(m, n) + \\
&\quad + 2\hat{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2 s(m, n)c(m, n) + \hat{\alpha}_1^2 c^2(m, n) + \hat{\alpha}_2^2 s^2(m, n)). \tag{4.24}
\end{aligned}$$

Застосувавши співвідношення, що показані в рівняннях (4.19) – (4.21) та (4.22) – (4.23), , логарифм функції правдоподібності можна представити у вигляді рівняння (4.25). Розрахувавши суму квадратів описаних вище оцінок, буде отримано наступне математичне рівняння:

$$\begin{aligned}
&\hat{\alpha}_1^2(f, F) + \hat{\alpha}_2^2(f, F) = \\
&= \frac{4}{(NM)^2} \left[\left(\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} x(m, n) \cos(2\pi(fn + Fm)) \right)^2 + \right. \\
&\quad \left. + \left(\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} x(m, n) \sin(2\pi(fn + Fm)) \right)^2 \right] = \\
&= \frac{4}{NM} \frac{1}{NM} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} x(m, n) \exp(-i2\pi(fn + Fm)) \right|^2 = \\
&= \frac{4}{NM} \Gamma(f, F) \tag{4.25}
\end{aligned}$$

У наведеному рівнянні, складова $\Gamma(f, F)$ є функцією, що називається періодограмою для значень різницевої частоти прийнятого і зондуючого сигналів та доплерівського зсуву. Використавши результат виразу (4.25), логарифм функції правдоподібності невідомих параметрів можна записати наступним чином:

$$\ln L(\mathbf{X} | \hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2, f, F) = c - \frac{1}{2\sigma^2} \left(\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} x^2(m, n) - 2\Gamma(f, F) \right) \tag{4.26}$$

Рівняння (4.26) є оптимізованим відносно описаних вище параметрів $\hat{\alpha}_1(f, F)$ та $\hat{\alpha}_2(f, F)$. Далі, ґрунтуючись на даному рівнянні, будуть отримані

максимально правдоподібні оцінки різницевої частоти прийнятого та зондуючого сигналів \hat{f} і доплерівського зсуву \hat{F} . Оптимальні значення вказаних параметрів дозволяють отримати максимальне значення логарифма функції правдоподібності $\ln L(\mathbf{X} | \hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2, \hat{f}, \hat{F})$. Еквівалентною умовою є максимальне значення функції періодограми $\Gamma(f, F)$. Оскільки, аналітичний вираз для опису періодограми відсутній, для пошуку максимального значення періодограми використовуються чисельні методи. Одним із таких методів, який є найбільш поширеним, є дискретне перетворення Фур'є. Для пошуку максимуму періодограми таким методом, використовуються значення частот $F_l, l = \overline{0, M-1}, f_k, k = \overline{0, N/2-1}$. Результатом застосування вказаного методу є максимальне значення функції правдоподібності, якого вдається досягнути шляхом використання оцінок $\hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2, \hat{f}, \hat{F}$. Математичне формулювання результату має такий вигляд:

$$L(\mathbf{X} | \hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2, \hat{f}, \hat{F}) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{\frac{NM}{2}}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \left(\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} x^2(m, n) - 2\Gamma(\hat{f}, \hat{F}) \right) \right\} \quad (4.27)$$

Отримане значення функції правдоподібності невідомих параметрів, описане рівнянням (4.27), застосовується у якості функції правдоподібності гіпотези H_1 на наступному етапі вирішення описуваної задачі оптимального виявлення.

Наступним етапом є синтез алгоритму виявлення. Згідно з розглянутим вище підходом, гіпотеза H_1 приймається в тому випадку, коли наведена нижче нерівність є істинною:

$$\Lambda(\mathbf{X} | \hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2, \hat{f}, \hat{F}) = \frac{L(\mathbf{X} | \hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2, \hat{f}, \hat{F}, H_1)}{L(\mathbf{X} | H_0)} > \gamma \quad (4.28)$$

У вказаному виразі, γ є значенням порогу виявлення. Використавши математичне формулювання, що зазначене у виразі (4.27), відношення правдоподібності матиме такий вигляд:

$$\begin{aligned} \Lambda(\mathbf{X} | \hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2, \hat{f}, \hat{F}) &= \\ &= \frac{\frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{\frac{NM}{2}}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \left(\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} x^2(m,n) - 2\Gamma(\hat{f}, \hat{F})\right)\right\}}{\frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{\frac{NM}{2}}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} x^2(m,n)\right\}} \end{aligned} \quad (4.29)$$

Згідно з цим, логарифм відношення правдоподібності записується так:

$$\ln \Lambda(\mathbf{X} | \hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2, \hat{f}, \hat{F}) = \frac{\Gamma(\hat{f}, \hat{F})}{\sigma^2} \quad (4.30)$$

Отже, виходить, що гіпотеза H_1 приймається відповідно до загального правила двоальтернативного виявлення, у випадку, який описується так:

$$\Gamma(\hat{f}, \hat{F}) \underset{\hat{H}_0}{\overset{\hat{H}_1}{\geq}} \sigma^2 \ln \gamma = \gamma' \quad (4.31)$$

де σ^2 - дисперсія шуму.

Наступним етапом є пошук характеристики виявлення алгоритму відповідно до критерія оптимальності Неймана-Пірсона. Періодограму $\Gamma(f, F)$ можна подати у такому вигляді:

$$\Gamma(\hat{f}, \hat{F}) = \zeta = \xi_1^2 + \xi_2^2 \quad (4.32)$$

де

$$\xi_1 = \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} x(m,n) \cos\left(2\pi(\hat{f}n + \hat{F}m)\right) \quad (4.33)$$

$$\xi_2 = \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} x(m,n) \sin\left(2\pi(\hat{f}n + \hat{F}m)\right) \quad (4.34)$$

Кожна з випадкових величин ζ_1 та ζ_2 є результатом лінійного перетворення гаусівської випадкової величини. У випадку справедливості протилежної до H_1 гіпотези H_0 , математичні очікування випадкових величин ζ_1 та ζ_2 є рівними нулю. Тобто:

$$E\{\xi_1 | H_0\} = \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} E\{x(m,n)\} \cos\left(2\pi(\hat{f}n + \hat{F}m)\right) = 0 \quad (4.35)$$

$$E\{\xi_2 | H_0\} = \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} E\{x(m,n)\} \sin\left(2\pi(\hat{f}n + \hat{F}m)\right) = 0 \quad (4.36)$$

Значення дисперсій для обох гіпотез є однаковими:

$$D\{\xi_1 | H_0\} = \frac{1}{NM} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} D\{x(m,n)\} \cos^2\left(2\pi(\hat{f}n + \hat{F}m)\right) \approx \frac{\sigma^2}{2} \quad (4.37)$$

$$D\{\xi_2 | H_0\} = \frac{1}{NM} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} D\{x(m,n)\} \sin^2\left(2\pi(\hat{f}n + \hat{F}m)\right) \approx \frac{\sigma^2}{2}; \quad (4.38)$$

За умови справедливості гіпотези H_1 , вирази для математичних очікувань випадкових величин ζ_1 та ζ_2 набуватимуть наступного вигляду:

$$\begin{aligned} E\{\xi_1 | H_1\} &= \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} A \cos\left(2\pi(\hat{f}n + \hat{F}m + \phi)\right) \cos\left(2\pi(\hat{f}n + \hat{F}m)\right) \approx \\ &\approx \frac{\sqrt{NM}}{2} A \cos\phi = m_1 \end{aligned} \quad (4.39)$$

$$\begin{aligned} E\{\xi_2 | H_1\} &= \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \cos\left(2\pi(\hat{f}n + \hat{F}m + \phi)\right) \sin\left(2\pi(\hat{f}n + \hat{F}m)\right) \approx \\ &\approx -\frac{\sqrt{NM}}{2} A \sin\phi = m_2 \end{aligned} \quad (4.40)$$

Також за умови справедливості гіпотези H_1 , значення дисперсії ζ_1 та ζ_2 є однаковими і набувають значення $\frac{\sigma^2}{2}$.

Таким чином, періодограма $\Gamma(\hat{f}, \hat{F})$ являє собою суму квадратів двох незалежних одна від одної гаусівських величин. Згідно з цим, якщо здійснити нормування величин ζ_1 та ζ_2 на значення $\frac{\sigma}{\sqrt{2}}$, то буде отримано при H_0 щільність розподілу ймовірності $f(\Gamma(\hat{f}, \hat{F})) = \chi^2$. Воно є центральним розподіленням χ_2^2 з двома ступенями свободи. В тому випадку, коли приймається протилежна гіпотеза H_1 , щільність розподілу ймовірності $f(\Gamma(\hat{f}, \hat{F}))$ є нецентральним розподілом $\chi_2'^2(\lambda)$ із параметром нецентральності:

$$\begin{aligned} \lambda &= \left(\frac{m_1}{\sigma / \sqrt{2}} \right)^2 + \left(\frac{m_2}{\sigma / \sqrt{2}} \right)^2 = \\ &= \left(\frac{\sqrt{NM} \frac{A}{2} \cos \phi}{\sigma / \sqrt{2}} \right)^2 + \left(\frac{\sqrt{NM} \frac{A}{2} \sin \phi}{\sigma / \sqrt{2}} \right)^2 = \frac{NMA^2}{2\sigma^2} \end{aligned} \quad (4.41)$$

Варто зазначити, що описуваний алгоритм має особливість, яка полягає в тому, що існує необхідність перегляду $0.5NM$ відліків періодограми $\Gamma(f_k, F_l)$, отриманої шляхом застосування двомірного дискретного перетворення Фур'є, для пошуку її максимуму.

Значення ймовірності хибної тривоги α при виявленні сигналу на далекомірно-доплерівському портреті пов'язана зі значенням імовірності хибної тривоги в елементі розрізнення далекомірно-доплерівського портрету α_e наступним математичним співвідношенням:

$$\alpha = 1 - (1 - \alpha_e)^{\frac{NM}{2}} \quad (4.42)$$

Звідси

$$\alpha_e = 1 - \frac{NM}{2\sqrt{1-\alpha}} \approx \frac{2\alpha}{NM} \quad (4.43)$$

Значення ймовірності хибної тривоги в елементі розрізнення α_e розраховується наступним чином:

$$\begin{aligned} \alpha_e &= P\{\Gamma(f, F) > \gamma' | H_0\} = P\left\{\frac{\Gamma(f, F)}{\sigma^2/2} > \frac{\gamma'}{\sigma^2/2} | H_0\right\} = \\ &= \alpha_{\chi^2_2}\left(\frac{2\gamma'}{\sigma^2}\right) = \int_{2\gamma'/\sigma^2}^{\infty} \frac{1}{2} e^{-x/2} dx = \int_{\gamma'/\sigma^2}^{\infty} \frac{1}{2} e^{-z} dz = e^{-\gamma'/\sigma^2}, \end{aligned} \quad (4.44)$$

Оптимальний поріг визначається так:

$$\gamma' = \sigma^2 \ln\left(\frac{1}{\alpha_e}\right) \quad (4.45)$$

Величина ймовірності виявлення розраховується наступним чином і при цьому виражається через функцію Маркума [11]:

$$\begin{aligned} D &= P\{\Gamma(f, F) > \gamma' | H_1\} = P\left\{\frac{\Gamma(f, F)}{\sigma^2/2} > \frac{\gamma'}{\sigma^2/2} | H_1\right\} = \\ &= Q_M\left(\sqrt{\frac{NMA^2}{2\sigma^2}}; \sqrt{\frac{2\gamma'}{\sigma^2}}\right), \frac{2\gamma'}{\sigma^2} = 2 \ln \frac{1}{\alpha_e} \end{aligned} \quad (4.46)$$

Сама ж функція Маркума має такий вигляд:

$$Q_M = Q(\alpha, \gamma) = \int_{\gamma}^{\infty} z \exp\left[-\frac{1}{2}(z^2 + \alpha^2)\right] I_0(\alpha z) dz \quad (4.47)$$

В наведеному виразі, $I_0(\alpha z)$ є модифікованою функцією Бесселя нульового порядку.

Значення співвідношення сигнал шум визначається таким чином:

$$h^2 = 10 \log\left(\frac{MNA^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4.48)$$

Грунтуючись на описаному алгоритмі, структурну схему пристрою виявлення можна представити так:

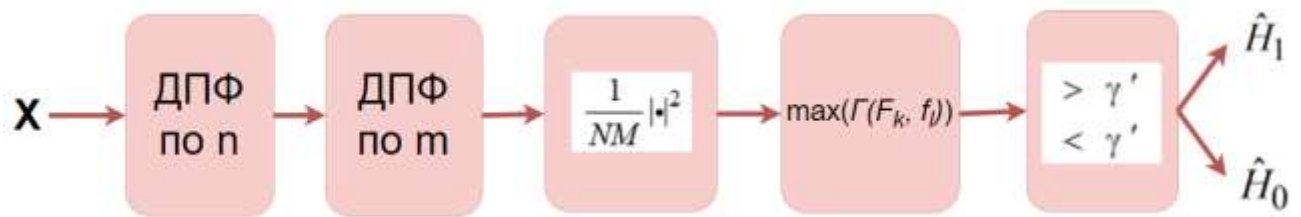


Рисунок 4.1 – Структурна схема пристрою виявлення

4.2 Розробка алгоритму оцінювання невідомої потужності завади

Аби була можливість встановити певне значення порогу в пристрої виявлення, величина потужності завади має бути відомою. В даному підрозділі роботи, у відповідності до адаптивного підходу, з використанням навчаючої вибірки, буде отримана оцінка потужності завади $\hat{\sigma}^2$ невідомої дисперсії завади. Така оцінка в подальшому використовуватиметься у запропонованому в попередньому підрозділі алгоритмі виявлення.

Процес формування тестової вибірки буде здійснюватись шляхом рівноймовірного взяття кількості K елементів на отриманому різницево-доплерівському портреті. Значення ймовірності того, що цільовий відлік потрапить у вибірку є доволі малою, через це нею можна знехтувати. Крім того, за умови наявності значного обсягу вибірки, поодинокі потрапляння цільового відліку у вибірку суттєво не вплинуть на точність оцінювання потужності завади.

В даному підрозділі, як і в попередньому, також буде застосований метод максимальної правдоподібності. Достатня статистика $\Gamma(\hat{f}, \hat{F}) = \zeta$, за умови наявності гіпотези H_0 описується експоненційним розподілом, який можна записати наступним чином:

$$f(\zeta) = \frac{1}{\sigma^2} e^{-\frac{\zeta}{\sigma^2}} \quad (4.49)$$

Застосувавши вказаний вираз, функція правдоподібності параметра σ^2 , за умови наявності вибірки $\xi(i), i = \overline{1, L}$ матиме такий вигляд:

$$L(\sigma^2) = \prod_{i=1}^L \frac{1}{\sigma^2} e^{-\frac{\xi(i)}{\sigma^2}} = \frac{1}{\sigma^{2L}} e^{-\frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^L \xi(i)} \quad (4.50)$$

Логарифм функції правдоподібності записується наступним чином:

$$\ln(L(\sigma^2)) = -L \ln(\sigma^2) - \frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^L \xi(i) \quad (4.51)$$

Рівняння правдоподібності для оцінки $\hat{\sigma}^2$ формулюється так:

$$\frac{d \ln(L(\sigma^2))}{d \sigma^2} = 0 \quad (4.52)$$

Підставивши вираз логарифму для функції правдоподібності у вказане вище рівняння правдоподібності, буде отриманий наступний вираз:

$$-K \frac{1}{\sigma^2} + \frac{1}{(\sigma^2)^2} \sum_{i=1}^K \xi(i) = 0 \quad (4.53)$$

Звідси, оцінка невідомої потужності заводи за критерієм максимальної правдоподібності визначається так:

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \xi(i) \quad (4.54)$$

З виразу видно, що таке значення оцінки є вибірковою середнім значенням.

5. АНАЛІЗ РОЗРОБЛЕНИХ АЛГОРИТМІВ ВИЯВЛЕННЯ ЦІЛІ FMCW РАДАРІМ ПРИ ВІДОМІЙ ТА НЕВІДОМІЙ ПОТУЖНОСТІ ШУМУ

У даному розділі проведений аналіз застосування розроблених алгоритмів виявлення цілі FMCW радаром, за умови, коли потужність шуму є відомою та за умови, коли її значення невідоме.

5.1 Аналіз алгоритму виявлення для випадку, коли потужність завади є ВІДОМОЮ

Першим етапом аналізу алгоритму був розрахунок значення ймовірності виявлення цілі та перевірка алгоритму методом Монте-Карло. Був побудований графік залежності ймовірності виявлення від значення ВСШ h^2 для варіанту алгоритму виявлення за одним періодом і за кількістю періодів, що рівна 32. Результат показано на рисунку 5.1.

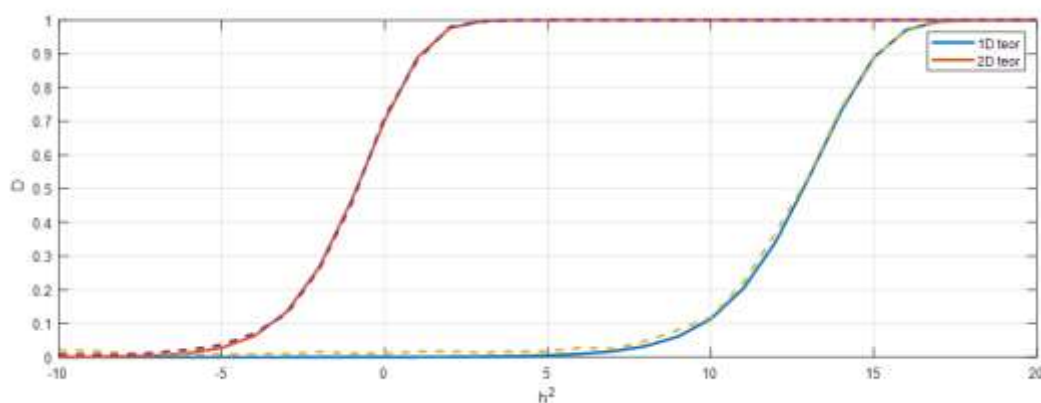


Рисунок 5.1 – Залежність значення ймовірності виявлення цілі від ВСШ

На показаному вище рисунку, суцільними кривими відображені теоретичні залежності значення ймовірності виявлення цілі від ВСШ h^2 , а штриховими кривими показані експериментальні дані, отримані шляхом статистичного

моделювання в програмному середовищі математичного моделювання Matlab. Імовірності хибної тривоги на інтервалі спостереження для обох алгоритмів однакові і дорівнюють $\alpha = 10^{-2}$. На графіках видно, що теоретичні і експериментальні криві фактично співпадають, що свідчить про правильну роботу алгоритму. В даному випадку, кількість зондуючих імпульсів, відповідно кількість рядків FMCW матриці становила 32, а кількість дискрет одного такого імпульсу становила 512. Можна також сказати, що алгоритм з когерентним накопиченням за кількістю періодів, що становить 32, забезпечує ті самі значення ймовірностей виявлення цілі, що і алгоритм виявлення за одним періодом, при значенні ВСШ, яке є меншим на 13 дБ. Але він вимагає дуже низького значення ймовірності хибної тривоги в елементі розрізнення, а саме $1,2317 \cdot 10^{-6}$. У випадку одного періоду зондування, значення цієї величини становить $3,9412 \cdot 10^{-5}$.

На наступному етапі моделювання алгоритму був отриманий далекомірно-доплерівський портрет при значенні ВСШ, яке рівне 4 дБ. Двовимірне та тривимірне зображення представлені на рисунках 5.2 та 5.3 відповідно.

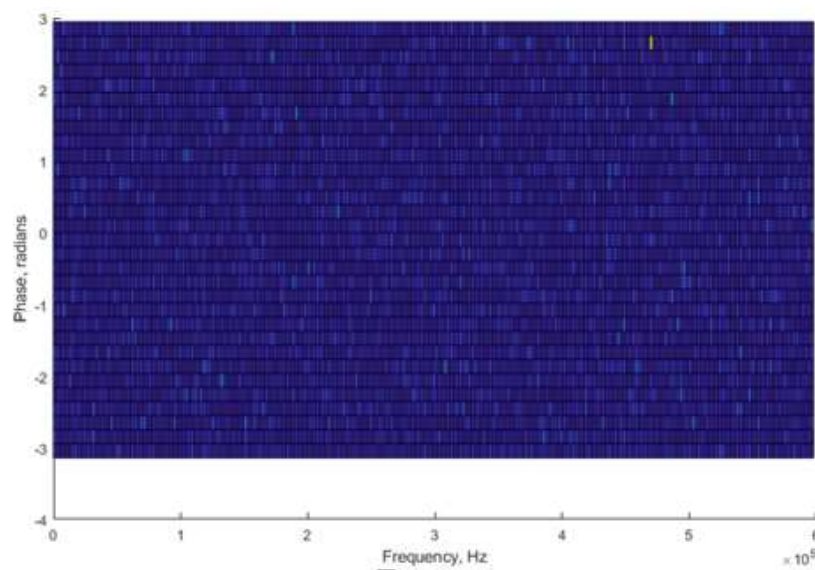


Рисунок 5.2 – Двовимірне зображення далекомірно-доплерівського портрету,

$$h^2 = 4 \text{ дБ}$$

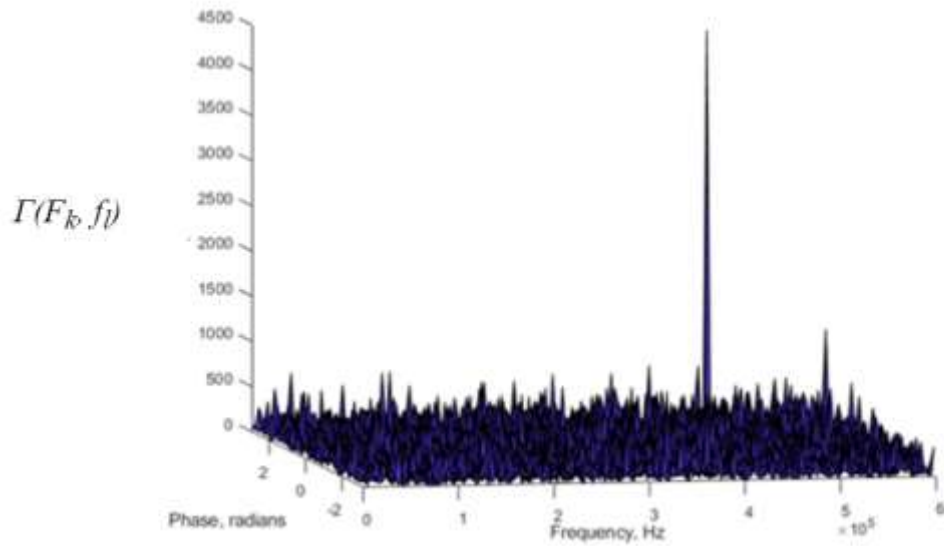


Рисунок 5.3 – Тривимірне зображення далекомірно-доплерівського портрету,

$$h^2 = 4 \text{ дБ}$$

Значення порогу виявлення в цьому випадку становило $1,3868 \cdot 10^3$.

На рисунках 5.4 та 5.5. наведено аналогічні представлення далекомірно-доплерівського портрету зі значенням ВСШ, що становить 0 дБ.

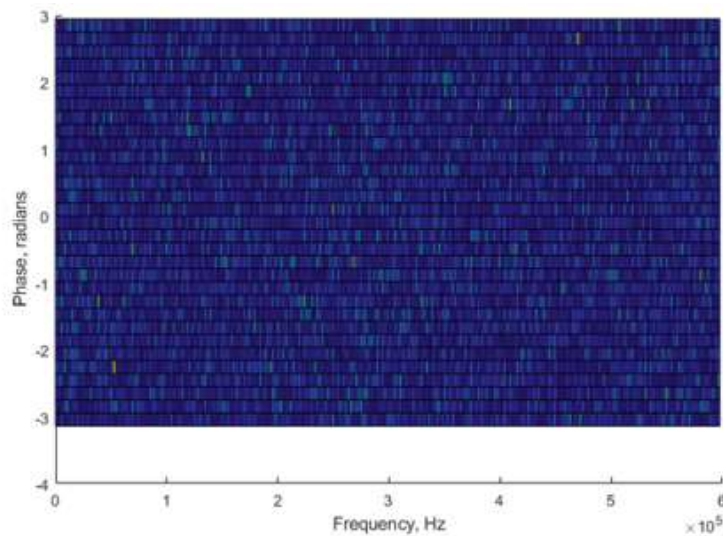


Рисунок 5.4 – Двовимірне зображення далекомірно-доплерівського портрету,

$$h^2 = 0 \text{ дБ}$$

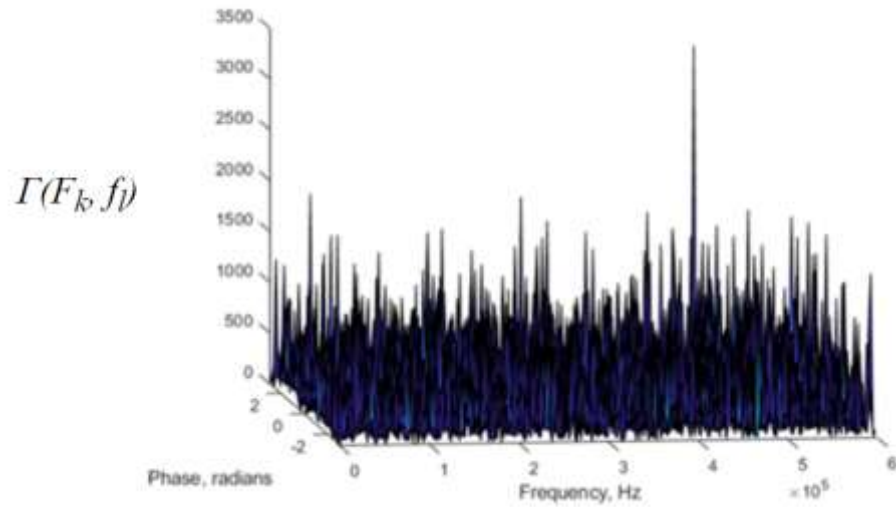


Рисунок 5.5 – Тривимірне зображення далекомірно-доплерівського портрету,

$$h^2 = 0 \text{ дБ}$$

Значення порогу виявлення в цьому випадку становило $3,4834 \cdot 10^3$.

Наступним кроком був аналіз характеристик виявлення алгоритму, за умови різних значень ймовірності хибної тривоги на інтервалі когерентного накопичення. Значення ймовірностей хибної тривоги становили $\alpha = 10^{-3}, 10^{-2}, 10^{-1}, 5 \times 10^{-1}, 9 \times 10^{-1}$. Ці результати наведено на рисунку 5.6.

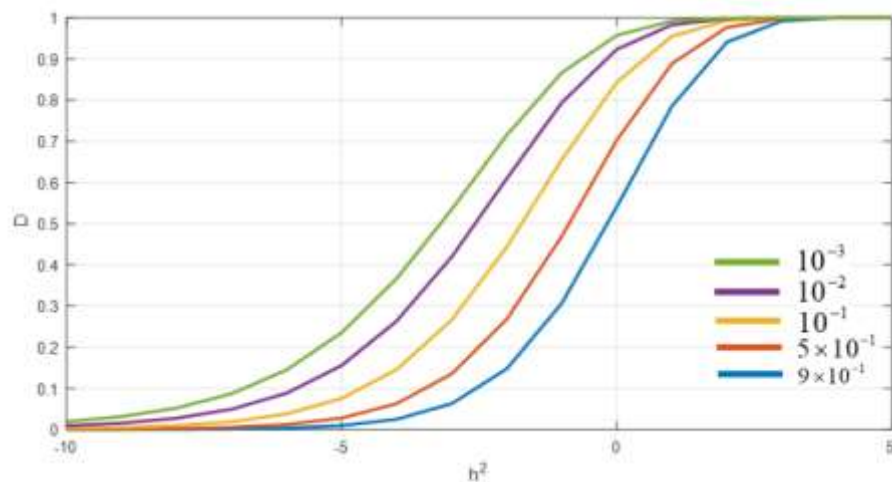


Рисунок 5.6 – Залежності ймовірності виявлення для різних величин хибної тривоги на інтервалі когерентного накопичення

Відповідно, ймовірності хибної тривоги в елементі розрізнення становили:

$$\alpha_e = 0,0001 \cdot 10^{-3}, 0,0012 \cdot 10^{-3}, 0,0129 \cdot 10^{-3}, 0,0849 \cdot 10^{-3}, 0,2821 \cdot 10^{-3}.$$

Можна сказати, що при збільшенні ймовірності хибної тривоги, одні і ті ж значення ймовірності правильного виявлення цілі досягаються при меншому значенні ВСШ.

На наступному етапі моделювання, був здійснений аналіз залежності ймовірності правильного виявлення цілі від значення ВСШ для різної кількості періодів когерентного накопичення сигналів. Кількість таких періодів когерентного накопичення становила $M=1, 2, 4, 8, 16, 32$. Значення ймовірності хибної тривоги на інтервалі когерентного накопичення при цьому становило 10^{-2} . Отримані результати наведені на рисунку 5.7.

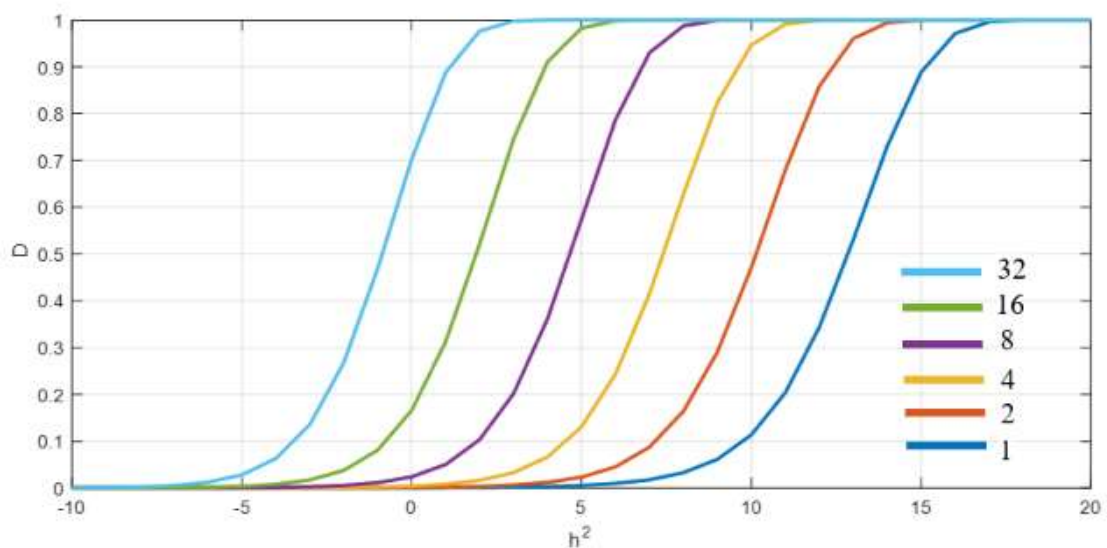


Рисунок 5.7 – Залежності ймовірності правильного виявлення цілі для різної кількості періодів когерентного накопичення сигналів

Грунтуючись на отриманих результатах моделювання, можна стверджувати, що при збільшенні кількості періодів зондування в два рази, необхідне для досягнення тієї ж ймовірності правильного виявлення цілі,

значення ВСШ зменшується на значення, рівне 3 дБ. Також варто зазначити, що для забезпечення певного заданого рівня хибної тривоги α на інтервалі когерентного накопичення, при збільшенні кількості періодів зондування в два рази, значення ймовірності хибної тривоги в елементі розрізнення має зменшуватись в два рази. Значення ймовірностей хибної тривоги в елементі розрізнення в цьому варіанті аналізу алгоритму становили:

$$\alpha_e = 0,3941 \cdot 10^{-4}, 0,1971 \cdot 10^{-4}, 0,0985 \cdot 10^{-4}, 0,0493 \cdot 10^{-4}, 0,0246 \cdot 10^{-4}, 0,0123 \cdot 10^{-4}.$$

Далі був здійснений аналіз характеристик виявлення при різних значеннях ймовірності хибної тривоги в елементі розрізнення, за умови виявлення декількох цілей. Значення ймовірностей хибної тривоги в елементі розрізнення становили: $10^{-6}, 10^{-5}, 10^{-4}, 10^{-3}, 10^{-2}$. Рішення про те, що в елементі розрізнення є ціль приймається тоді, коли достатня статистика перевищує порогове значення. Тому доцільно розраховувати значення ймовірностей виявлення цілі при заданих ймовірностях хибної тривоги в елементі виявлення α_e . На рисунку 5.8 представлені залежності значень ймовірностей вірного виявлення цілі від значення ВСШ для різних заданих величин ймовірностей хибної тривоги α_e .

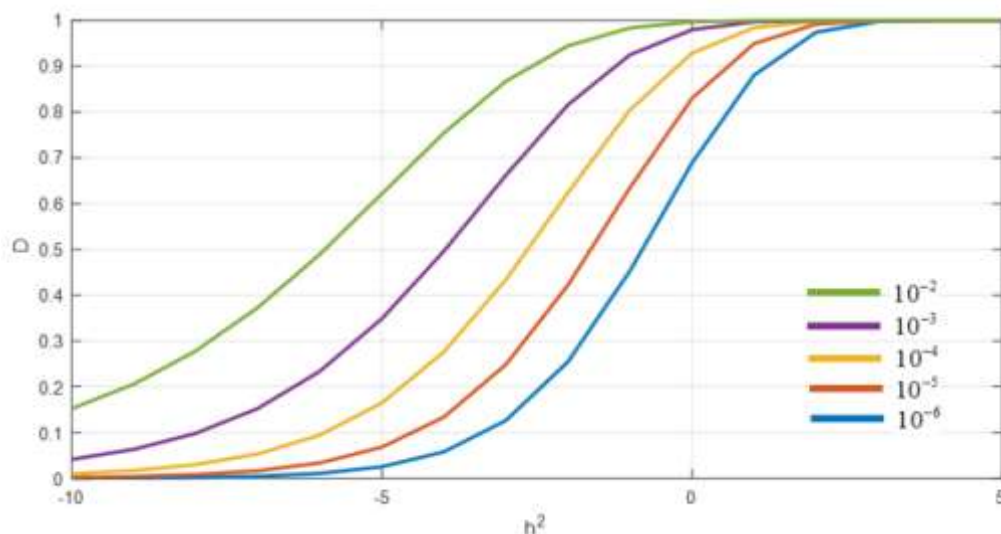


Рисунок 5.8 – Залежності ймовірності виявлення цілі від значення ВСШ для різних величин хибної тривоги в елементі розрізнення

Для розглянутого прикладу, значення ймовірностей хибної тривоги на далекомірно-доплерівському портреті становили:

$$\alpha = 0,0081, 0,0784, 0,5578, 0,9997, 1.$$

Наступним етапом був розрахунок імовірності появи m хибних відміток на далекомірно-доплерівському портреті. Відповідно до закону Пуассона, значення такої імовірності можна представити у наступному вигляді:

$$p(m) = e^{-\alpha_e U} \frac{(\alpha_e U)^m}{m!} \quad (5.1.1)$$

В показаному математичному виразі $U = M \left(\frac{N}{2} - 1 \right)$ - кількість елементів

розрізнення, α_e - значення ймовірності хибної тривоги в елементі розрізнення.

Ґрунтуючись на цьому виразі, середня кількість відміток на далекомірно-доплерівському портреті, які є хибними, визначається за допомогою наступного математичного виразу:

$$\bar{m}_\alpha = \alpha_e \cdot U = \alpha_e \cdot M \cdot \left(\frac{N}{2} - 1 \right) \quad (5.1.2)$$

Розраховані значення кількості хибних елементів мають наступний вигляд:

$\bar{m}_\alpha = 0,0082, 0,0816, 0,8160, 8,160, 81,6$. Виходить, що при зменшенні на порядок значення ймовірності хибної тривоги α_e , на це ж значення і зменшується середня кількість хибних відміток на далекомірно-доплерівському портреті. Так при значенні ймовірності хибної тривоги, що рівне $\alpha_e = 10^{-4}$ і $U = 32 \times 255$ середнє значення кількості хибних відміток наближається до 1. При значенні ймовірності хибної тривоги, що рівне 10^{-3} середнє значення кількості хибних елементів наближається до 8. Такі хибні відмітки на далекомірно-доплерівському портреті можуть бути досить ефективно відселектовані на етапі вторинної обробки радіолокаційної інформації з використанням алгоритмів зв'язки траєкторії.

Заключним етапом аналізу алгоритму виявлення з відомим значенням потужності завади була перевірка значення максимальної дальності виявлення цілі. Для проведення розрахунку були задані такі параметри радіолокаційної системи:

- довжина хвилі на носійній частоті: $0,03(m)$;
- коефіцієнти підсилення приймальної та передавальної частин антенної системи радіолокаційної станції: 1000 або $30(dB)$;
- значення потужності передавача: $100(W)$;
- величина навколишньої температури: $400 K$;
- коефіцієнт втрат рівня сигналу в складових блоках радіолокаційної системи: $6(dB)$;
- значення ширини частотної смуги сигналу: $1,6(MHz)$;
- коефіцієнт шуму обладнання радіолокаційної системи: $2,2$;
- набір значень ефективної площі розсіювання цілі: $0,01(m^2)$, $0,05(m^2)$, $0,1(m^2)$, $0,5(m^2)$, $1(m^2)$.

Вимогою до радіолокаційної системи є те, щоб значення ймовірності вірного виявлення становило не нижче ніж $0,97$, а значення ймовірності хибної тривоги в елементі розрізнення становило 10^{-4} . В такому випадку, пороговий рівень ВСШ становитиме 1 дБ. Результати розрахунку представлено на рисунку 5.9.

На представленому графіку зеленою лінією позначений рівень ВСШ рівний 1 (дБ). В такому випадку, значення максимальної дальності виявлення цілі радіолокаційною системою, при значенні ефективної площі розсіювання електромагнітного випромінювання цілі, рівне $0,01(m^2)$, становитиме $1571(m)$, а у випадку ЕПР цілі, що становить $1(m^2)$ значення максимальної дальності виявлення цілі буде рівне $4967(m)$.

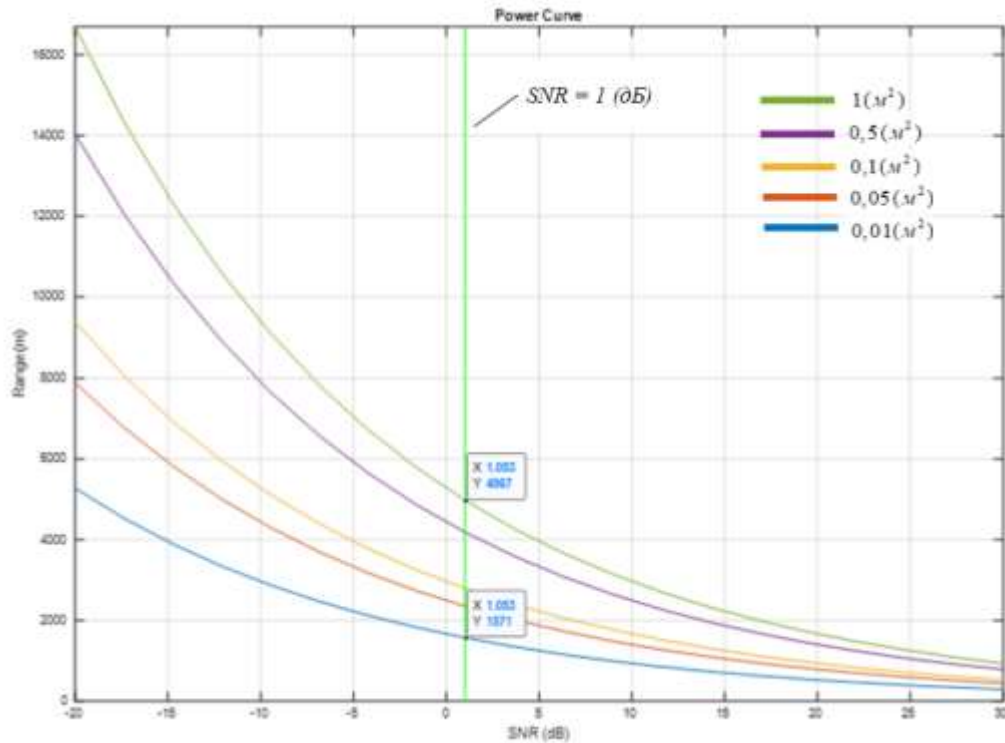


Рисунок 5.9 – Результати розрахунку значень максимальної дальності виявлення цілі радіолокаційною системою

5.2 Аналіз алгоритму виявлення для випадку, коли потужність завади є невідомою

Початковим етапом в цьому підрозділі роботи була оцінка точносних характеристик алгоритму оцінювання невідомої потужності завади σ^2 . Вона була проведена шляхом здійснення статистичного моделювання. На рисунках 5.10, 5.11 та 5.12 червоним кольором наведені криві, які описують залежності оцінок потужності завади $\hat{\sigma}^2$ від об'єму K вибірки, що були отримані в конкретних реалізаціях при істинних значеннях σ^2 , що дорівнюють 256 ($h^2=0$ дБ), 80.95 ($h^2=5$ дБ), 25.6 ($h^2=0$ дБ). Синім кольором на вказаних рисунках показані криві, які описують істинні значення потужностей завад σ^2 .

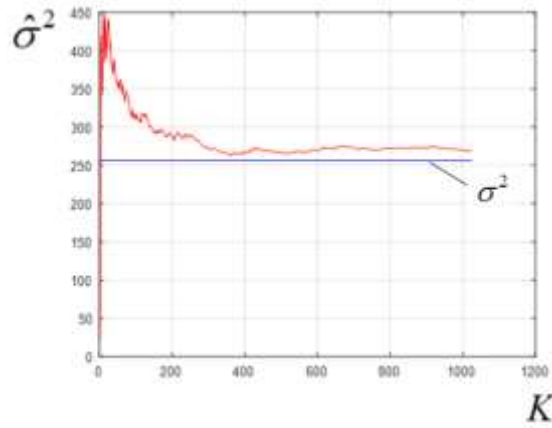


Рисунок 5.10 – Залежність оцінок потужності завади $\hat{\sigma}^2$ при $\sigma^2 = 256$ ($h^2 = 0$ дБ)

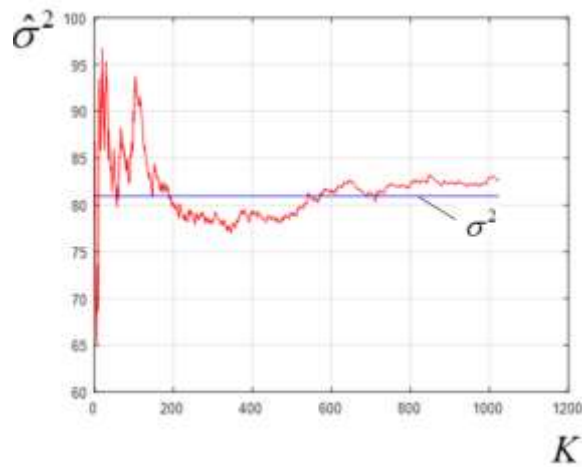


Рисунок 5.11 – Залежність оцінок потужності завади $\hat{\sigma}^2$ при $\sigma^2 = 80,95$ ($h^2 = 5$ дБ)

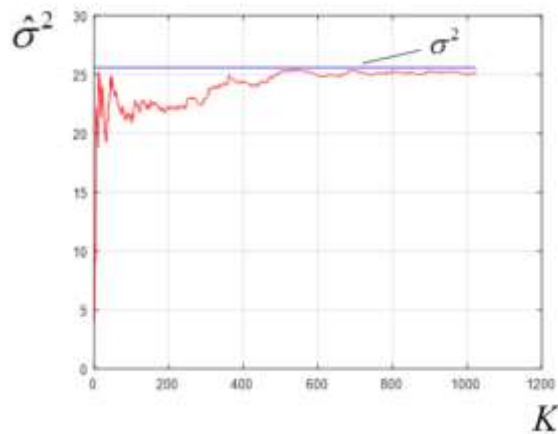


Рисунок 5.12 – Залежність оцінок потужності завади $\hat{\sigma}^2$ при $\sigma^2 = 25,6$ ($h^2 = 0$ дБ)

Реалізації оцінок потужності завади $\hat{\sigma}^2$ носять випадковий характер. При цьому, добре видно, що зі збільшенням об'єму вибірки, значення похибки має тенденцію до зменшення.

Застосовуючи метод Монте-Карло, був здійснений розрахунок математичного очікування $m_{\bar{\Delta}}(K)$ та середньо-квадратичне відхилення $\sigma_{\bar{\Delta}}(K)$ нормованої похибки оцінок потужності завади в залежності від значення об'єму вибірки:

$$\bar{\Delta}(K) = \frac{\hat{\sigma}^2(K) - \sigma^2}{\sigma^2} \quad (5.1)$$

Грунтуючись на результатах моделювання, можна сказати, що характеристики $m_{\bar{\Delta}}(K)$ та $\sigma_{\bar{\Delta}}(K)$ не залежать від значень істинних потужностей завади. На рисунку 5.13 та 5.14 представлено математичні очікування $m_{\bar{\Delta}}(K)$ (червоні криві) та середньо-квадратичні відхилення (СКВ) $\sigma_{\bar{\Delta}}(K)$ (сині криві) нормованої похибки оцінок потужностей завади при істинних значеннях $\sigma^2 = 256$ ($h^2 = 0$ дБ) та $\sigma^2 = 25,6$ ($h^2 = 10$ дБ). Кількість модельних реалізацій (іспитів) становила 1000.

Можна стверджувати, що математичне очікування $m_{\bar{\Delta}}(K)$ похибки спрямовується до нуля, що підтверджує властивість асимптотичної незміщеності оцінок, які отримуються методом максимальної правдоподібності. Значення об'єму вибірки доцільно обирати в інтервалі $200 \leq K \leq 400$. При $K = 200$ середньо-квадратичне відхилення помилки оцінки потужності завади складає 7% від істинного значення, а при $K = 400$ відповідно 5%. При більшому значенні об'єму вибірки середньо-квадратичне відхилення помилки оцінки потужності завади зменшується досить повільно.

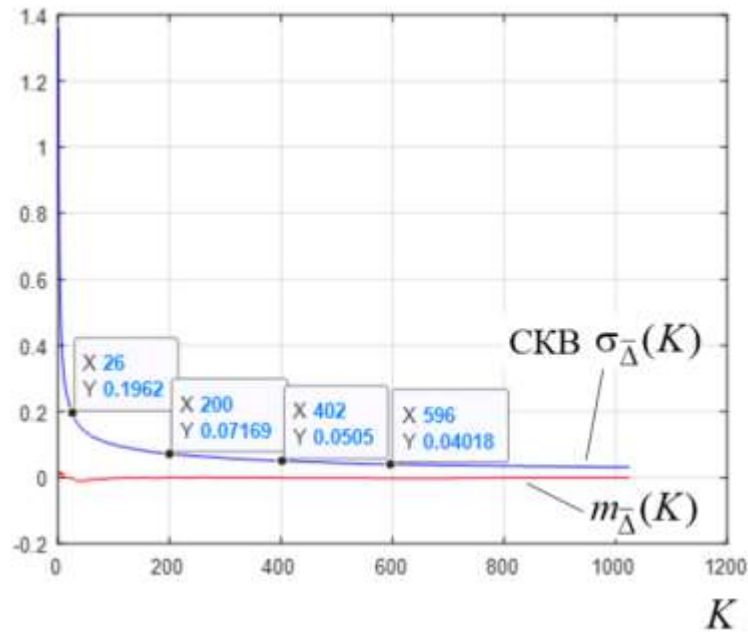


Рисунок 5.13 – Залежності математичного очікування $m_{\Delta}^{-}(K)$ та СКВ $\sigma_{\Delta}^{-}(K)$ нормованої похибки оцінок потужності завади при $\sigma^2 = 256$ ($h^2 = 0$ дБ)

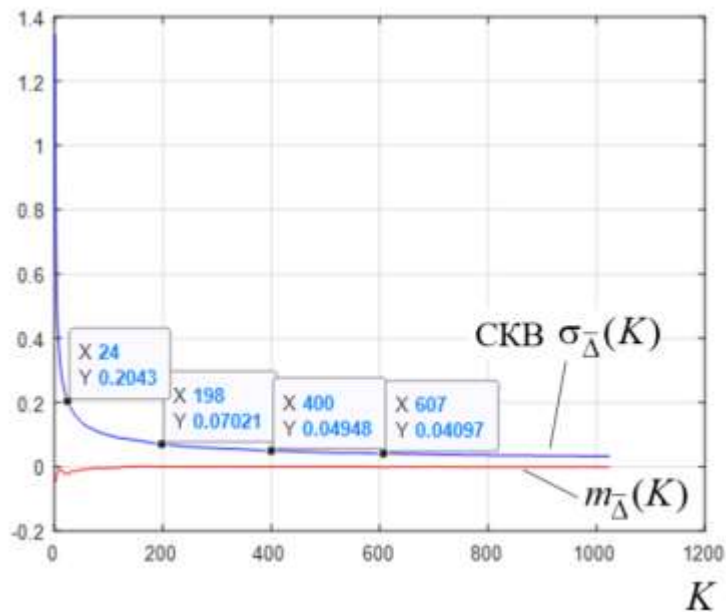


Рисунок 5.14 – Залежності математичного очікування $m_{\Delta}^{-}(K)$ СКВ $\sigma_{\Delta}^{-}(K)$ нормованої похибки оцінок потужності завади при $\sigma^2 = 25,6$ ($h^2 = 10$ дБ)

В таблиці 5.1 наведено розраховані методом Монте-Карло значення ймовірностей хибної тривоги в елементі розрізнення далекомірно-доплерівського портрету при різних значеннях об'єму вибірки і заданих ймовірностях хибної тривоги в елементі роздільної здатності. Кількість модельних реалізацій становить 10^6 .

Таблиця 5.1 – Експериментальні значення ймовірностей хибної тривоги $\hat{\alpha}_e$

K	20	50	100	200
$\hat{\alpha}_e$ (при $\alpha_e=10^{-3}$)	0.0027	0.0016	0.0013	0.0011
$\hat{\alpha}_e$ (при $\alpha_e=10^{-4}$)	6.6e-04	2.4e-04	1.5e-04	1.16e-04

Ґрунтуючись на отриманих даних, можна стверджувати, що значення ймовірності хибної тривоги є чутливими до неточностей, що виникають під час визначення потужності завади. Так при об'ємі вибірки $K=20$, при $\alpha_e=10^{-3}$, отримане її експериментальне значення збільшується в 2,7 рази, а при $\alpha_e=10^{-4}$ відповідно в 6.6 разів. Це призводить до збільшення значення середньої кількості відміток на ДДР, у вказане число разів. При $K \geq 100$ експериментальне значення $\hat{\alpha}_e$ наближається до заданого α_e .

В таблиці 5.2 наведено розраховані методом Монте-Карло залежності значення ймовірності правильного виявлення, при різних об'ємах вибірки – $K = 20$ та 100 , і заданій ймовірності хибної тривоги в елементі ДДР $\alpha_e=10^{-3}$, від ВСШ h^2 , а в таблиці 5.3 показані аналогічні характеристики, при $\alpha_e=10^{-4}$. Кількість іспитів модельних реалізацій становила 10^4 . Також у зазначених таблицях наведені теоретичні значення ймовірності виявлення при відомій потужності завади σ^2 .

Таблиця 5.2 – Експериментальні значення ймовірностей правильного виявлення при $\alpha_e=10^{-3}$

h^2 , дБ	-3	-2	-1	0	1	2	3
D , при відомій σ^2	0.662	0.816	0.925	0.979	0.997	0.999	1.000
\hat{D} , при $K=20$	0.656	0.804	0.913	0.972	0.994	0.999	1.000
\hat{D} , при $K=100$	0.663	0.819	0.922	0.979	0.996	0.999	1.000

Таблиця 5.3 – Експериментальні значення ймовірностей правильного виявлення при $\alpha_e=10^{-4}$

h^2 , дБ	-3	-2	-1	0	1	2	3
D , при відомій σ^2	0.434	0.624	0.804	0.928	0.984	0.998	0.999
\hat{D} , при $K=20$	0.451	0.618	0.792	0.912	0.974	0.995	0.999
\hat{D} , при $K=100$	0.439	0.626	0.801	0.926	0.982	0.998	1.000

Значення ймовірності виявлення цілі є значно менш чутливим до неточного визначення величини потужності завади. Так при $K=20$ відхилення від теоретичного значення не перевищує 0,14. На рисунках 5.15 та 5.16 показані розраховані методом Монте-Карло залежності ймовірностей правильного виявлення цілі від значення ВСШ при об'ємі вибірки, що рівний 20. На рисунку

5.15 червоною лінією позначена крива, що описує дану залежність при значенні ймовірності хибної тривоги в елементі роздільної здатності ДДР $\alpha_e = 10^{-3}$, а на рисунку 5.16 показана аналогічна залежність, але при значенні ймовірності хибної тривоги в елементі роздільної здатності ДДР $\alpha_e = 10^{-4}$. Синьою лінією на обох рисунках показані теоретичні значення ймовірності правильного виявлення.

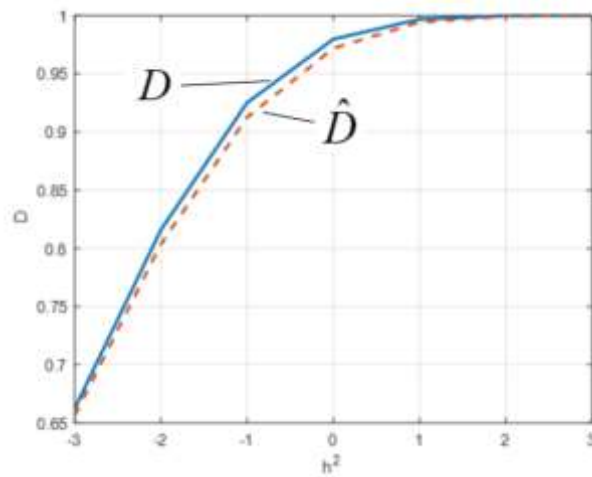


Рисунок 5.15 – Залежність ймовірності правильного виявлення цілі при значенні ймовірності хибної тривоги в елементі роздільної здатності $\alpha_e = 10^{-3}$

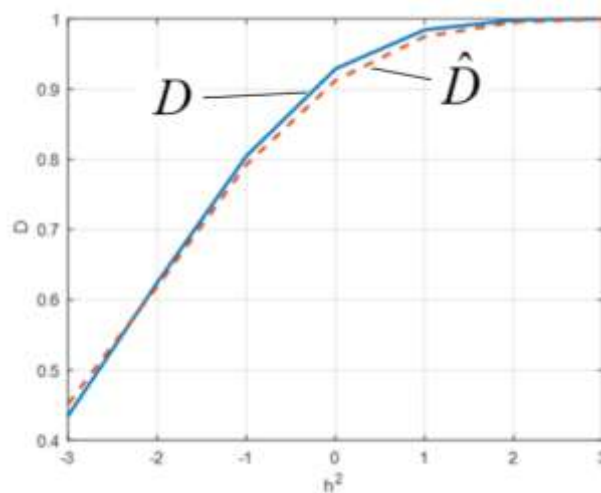


Рисунок 5.16 – Залежність ймовірності правильного виявлення цілі при значенні ймовірності хибної тривоги в елементі роздільної здатності $\alpha_e = 10^{-4}$

Ґрунтуючись на отриманих результатах, можна стверджувати, що теоретичні характеристики виявлення алгоритму для випадку, коли значення потужності завади є відомим, практично не відрізняються від алгоритму, що застосовується у випадку, коли значення потужності завади невідоме при $K > 100$.

ВИСНОВКИ

Ефективними засобами виявлення рухомих повітряних об'єктів з малою ефективною площею розсіювання є FMCW радары. Вони дозволяють значно знизити пікову потужність сигналу та зменшити масогабаритні та вартісні характеристики. Також FMCW радары забезпечують можливість з високою точністю вимірювати дальність і радіальну швидкість рухомих цілей. При цьому обробка сигналів здійснюється в діапазоні низьких частот, що спрощує реалізацію схем обробки.

У випадку однорідних завад алгоритми виявлення з постійним рівнем хибної тривоги CFAR призводить до надлишкових обчислювальних витрат. Також розміри ковзного вікна як правило обмежені, що не дозволяє отримати оцінку потужності завади з необхідною точністю.

Отриманий алгоритм виявлення відбитого від цілі сигналу з невідомими параметрами FMCW радаром при відомій потужності завади зводиться до розрахунку з використання двомірного ДПФ оцінки спектральної щільності потужності (періодограми) отриманого на інтервалі когерентного накопичення сигналу, пошуку її максимального значення і порівняння отриманого результату з порогом.

Оптимальна за критерієм максимальної правдоподібності оцінка потужності завади розраховується, як середнє значення навчаючої вибірки, що формується на основі отриманої періодограми.

Розраховані за формулою і отримані шляхом статистичного моделювання ймовірності виявлення цілі практично співпадають, що свідчить про правильну роботу розробленого алгоритму виявлення.

Алгоритм виявлення з когерентним накопиченням за кількістю періодів, що становить 32, забезпечує ті самі значення ймовірностей виявлення цілі, що і алгоритм виявлення за одним періодом, при значенні ВСШ, яке є меншим на 14 дБ.

Розроблений алгоритм забезпечує максимальну дальність виявлення цілі радіолокаційною системою 1571 (м) при ЕПР цілі 0,01 (м²), а також 4967(м) у випадку ЕПР цілі, що становить 1 (м²).

При збільшенні періодів когерентного накопичення в два рази для забезпечення однакового рівня хибної тривоги α на далекомірно-доплерівському портреті необхідно в два рази зменшувати ймовірність хибної тривоги в елементі розрізнення α_e .

При об'ємі навчаючої вибірки $K = 25$, СКВ помилки оцінки потужності завади складає 20% від істинного значення, а при $K = 200$ відповідно 7% .

Значення ймовірності хибної тривоги є чутливими до неточностей, що виникають під час визначення потужності завади. При об'ємі вибірки $K = 20$, при заданій ймовірності хибної тривоги $\alpha_e = 10^{-3}$, отримане її експериментальне значення збільшується в 2,7 рази, а при $\alpha_e = 10^{-4}$ відповідно в 6,6 разів. Це призводить до збільшення значення середньої кількості хибних відміток на далекомірно-доплерівському портреті, у вказане число разів. При $K \geq 200$ експериментальне значення хибної тривоги $\hat{\alpha}_e$ наближається до заданого α_e .

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Жук С.Я. Методи адаптивного оцінювання параметрів руху безпілотного літального апарату на основі вимірювань сенсорної мережі: монографія / С.Я. Жук, І.О. Товкач. – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського. Вид-во «Політехніка», 2019, 172 с.
2. Сучасний стан та проблеми протидії маловисотним, низькошвидкісним та малорозмірним БПЛА / А.С. Дудуш, В.О. Тютюнник, О.А. Резніченко, С.Ю. Гогоняц // Сучасні інформаційні технології у сфері безпеки та оборони № 1(31)/2018
3. Ярош С.П., Гур'єв Д.О. Аналіз розвитку безпілотних літальних апаратів, способів їх бойового застосування та розробка пропозицій щодо організації ефективної боротьби з безпіотною авіацією. Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. 2021. № 2(43). С. 54-60. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://doi.org/10.30748/nitps.2021.43.07>
4. Antoni Elias Fust'e, Garc'ia G de Mercado, El'ias de los Reyes, et al. Analysis of some modified ordered statistic CFAR: OSGO and OSSO CFAR. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 26(1):197–202, 1990.
5. Automatic Anti-Drone Security [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://www.dedrone.com>
6. Guochao Wang, Changzhan Gu, Takao Inoue, and Changzhi Li. Hybrid FMCW-interferometry radar system in the 5.8 GHz ISM band for indoor precise position and motion detection. In 2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT). IEEE, 2013.
7. Li Su, Hsien Shun Wu, and Ching-Kuang C Tzuang. 2-D FFT and time-frequency analysis techniques for multi-target recognition of FMCW radar signal. In Asia-Pacific Microwave Conference 2011, pages 1390–1393. IEEE, 2011.

8. Lijia Zhu, Yuanqing Chen, Wei Shi, Hongwei Wang, and Guangli Yang. A K-band low-cost phase shifter for short-range FMCW radar applications. In 2018 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium-China (ACES), pages 1–2. IEEE, 2018.
9. MATLAB and Simulink for Signal Processing [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <https://www.mathworks.com/solutions/signal-processing.html>
10. Matthias Kronauge and Hermann Rohling. Fast two-dimensional CFAR procedure. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 49(3):1817–1823, 2013.
11. Meikle H. Modern Radar Systems / H. Meikle. — [2nd ed.]. — Norwood, MA: Artech House, 2008. — 728 p. — ISBN: 1596932422.
12. W. Zong-bo, J. C. Moya, A. B. del Campo, J. G. Menoyo, and G. Mei-guo, “Range-Doppler Image Processing in Linear FMCW Radar and FPGA Based Implementation,” Journal of Communication and Computer, vol. 6, no. 53, pp. 55–62, 2009.

ДОДАТОК А

```
close all
clear

alpha_n = [1e-2];

N = [512];
M = [32];

N = repmat(N,1,length(alpha_n));
M = repmat(M,1,length(alpha_n));

Fs = 1.2e6;
f0 = 6e5*200/256;

Fd=13/32;

SNR_dB = [-10:20];

Monte_Carlo = 1000;

for j=1:length(N)

    n_fft      = N(j);
    n_fft_phase = M(j);

    false_alarm_1D(j) = 1 - nthroot(1 - alpha_n(j), (N(j)/2-1));
    false_alarm_2D(j) = 1 - nthroot(1 - alpha_n(j), M(j)*(N(j)/2-1));

    for i=1:length(SNR_dB)

        det_1D = 0;
        det_2D = 0;

        SNR(1,i) = 10^(SNR_dB(i)/10);

        sigma2(1,i) = N(j)/(SNR(1,i)*2);
        sigma(1,i) = sqrt(sigma2(1,i));

        T_1D(1,i) = sigma2(1,i)*log(1/false_alarm_1D(j));
        T_2D(1,i) = sigma2(1,i)*log(1/false_alarm_2D(j));

        for mc=1:Monte_Carlo

            phi = -pi + (2*pi)*rand();
            n = sigma(1,i)*randn(n_fft_phase, n_fft);

            for k=1:n_fft_phase
                for ll=1:n_fft
                    s(k,ll) = cos(2*pi*f0*(ll-1)/Fs+2*pi*Fd*(k-1)+phi );
                end
            end

            x = s+n;

            G = fft(x,n_fft,2);
            G_1D = abs(G).^2/n_fft;

            G1 = abs(G).^2/n_fft/sigma2(1,i)*2;

            G_phase = abs(fftshift(fft(G, n_fft_phase,1))).^2./(N(j) * M(j));
```

```

G_phase_limited = G_phase(:,size(G_phase,2)/2+1:end);

[phase_val, phase_index] = max(G_phase_limited,[],1);

[val, index] = max(phase_val);

phase_shift_real = [-n_fft_phase/2:n_fft_phase/2-1]*(2*pi/n_fft_phase);
Thresh_phase(1:n_fft_phase) = T_2D(1,i);

p_detection_theoretical_1D = marcumq(sqrt(N(j)/2/sigma2(1,i)),
sqrt(2*log(1/false_alarm_1D(j))));
p_detection_theoretical_2D = marcumq(sqrt(M(j)*N(j)/2/sigma2(1,i)),
sqrt(2*log(1/false_alarm_2D(j))));

G_1D = G_1D(M(j),:);
if(max(G_1D(1:size(G_1D,2)/2))>T_1D(1,i))
    det_1D = det_1D + 1;
end

if(phase_val(:,index)>T_2D(1,i))
    det_2D = det_2D + 1;
end

end

p_d_1D(i,j) = det_1D/Monte_Carlo;
p_d_2D(i,j) = det_2D/ Monte_Carlo;

p_d_teor_1D(i,j) = p_detection_theoretical_1D ;
p_d_teor_2D(i,j) = p_detection_theoretical_2D ;
end
end
false_alarm_1D,
false_alarm_2D

figure
plot(SNR_dB,p_d_teor_1D,'LineWidth',2)
hold on
plot(SNR_dB,p_d_teor_2D,'LineWidth',2)
hold on
plot(SNR_dB,p_d_1D,'--','LineWidth',2)
hold on
plot(SNR_dB,p_d_2D,'--','LineWidth',2)
hold off
grid on
legend ('1D teor','2D teor')
xlabel(' h^2 ')
ylabel(' D')

```

ДОДАТОК Б

```
close all
clear

alpha_n = 1e-2;

SNR_dB = [-10:20];

Monte_Carlo = 100;

N = [512];
M = [ 1 2 4 8 16 32];

Fs = 1.2e6;
f0 = 6e5*200/256;

N = repmat(N,1,length(M));

for j=1:length(N)
    Fd=1/M(j);
    n_fft      = N(j);
    n_fft_phase = M(j);

    false_alarm_1D(j) = 1 - nthroot(1 - alpha_n, (N(j)/2-1));
    false_alarm_2D(j) = 1 - nthroot(1 - alpha_n, M(j)*(N(j)/2-1));

    for i=1:length(SNR_dB)

        det_1D = 0;
        det_2D = 0;

        SNR(1,i) = 10^(SNR_dB(i)/10);
        sigma2(1,i) = N(j)/(SNR(1,i)*2);
        sigma(1,i) = sqrt(sigma2(1,i));

        T_1D(1,i) = sigma2(1,i)*log(1/false_alarm_1D(j));
        T_2D(1,i) = sigma2(1,i)*log(1/false_alarm_2D(j));

        p_detection_theoretical_1D = marcumq(sqrt(N(j)/2/sigma2(1,i)),
sqrt(2*log(1/false_alarm_1D(j))));
        p_detection_theoretical_2D = marcumq(sqrt(M(j)*N(j)/2/sigma2(1,i)),
sqrt(2*log(1/false_alarm_2D(j))));

        p_d_teor_1D(i,j) = p_detection_theoretical_1D ;
        p_d_teor_2D(i,j) = p_detection_theoretical_2D ;
    end
end

false_alarm_2D
figure

plot(SNR_dB,p_d_teor_2D,'LineWidth',2)

grid on
xlabel(' h^2 ')
ylabel(' D')
```