

Вінницький національний технічний університет
(повне найменування вищого навчального закладу)
Факультет інформаційних електронних систем
(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))
Кафедра інформаційних радіоелектронних технологій і систем
(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА
на тему:
**«РОЗРОБКА ЧАСТОТНО-МОДУЛЬОВАНОГО РАДАРУ
БЕЗПЕРЕРВНОЇ ХВИЛІ»**

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-24м
спеціальності 172 - Електронні комунікації
та радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

ТМ Тимчик М.С.
(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., професор, зав. каф. ІРТС

О Осадчук О.В.
(прізвище та ініціали)

« 12 » 12 2025 р.

Опонент: к.т.н., доц., доцент каф. ІКСТ

С Семенова О.О.
(прізвище та ініціали)

« 15 » 12 2025 р.

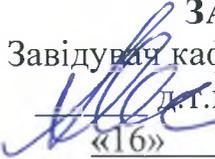
Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІРТС

О Осадчук О.В.
(прізвище та ініціали)

« 16 » 12 2025 р.

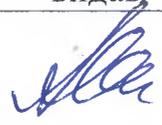
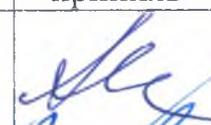
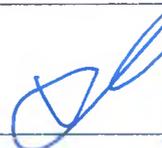
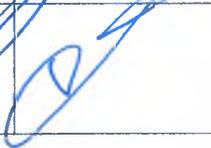
Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інформаційних радіоелектронних технологій і систем
Рівень вищої освіти II-й (магістерський)
Галузь знань – 17 Електроніка, автоматизація та електронні комунікації
Спеціальність – 172 Електронні комунікації та радіотехніка
Освітньо-професійна програма – Радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.
«16» вересня 2025 року

З А В Д А Н Н Я
НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ
Тимчику Миколі Сергійовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи. «Розробка частотно-модульованого радару безперервної хвилі»
керівник роботи д.т.н., проф., зав. кафедри ІРТС Осадчук О.В.
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
затверджені наказом вищого навчального закладу від 24.09.2025 р. №313.
2. Строк подання студентом роботи 12.12.2025р.
3. Вихідні дані до роботи: Несуча частота $f_0=77$ ГГц; смуга пропускання $B=2,4$ ГГц; кількість віртуальних антен $N_a=128$; тривалість імпульсу $T_p=50\mu s$ та частота чирпу $\mu=85,021$ МГц/ μs ; параметри ЛЧМ-сигналу радіолокатора перешкод є $f_{int0}=77$ ГГц, $T_{intp}=45\mu s$, $u_{int}=85 \cdot 10^6$ МГц/ μs .
4. Зміст текстової частини: Вступ. Теоретичні основи роботи FMCW-радарів. Розробка FMCW-радару з комплексною просторово-часовою кореляцією для відстеження БПЛА. Комп'ютерне моделювання FMCW радару в програмному середовищі MATLAB. Економічна частина. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.
5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Ілюстрація середовища повітряного транспорту та розширеної задачі відстеження об'єктів. Частота переданих, прийнятих та імпульсних сигналів у залежності від часу. Частота сигналу биття в залежності від часу. Структура запропонованого методу. Геометричний зв'язок та розширений спектр дальності-азимуту. Блок-схема запропонованого методу. Результати когерентного інтегрування 2D-КТ. Результати моделювання розширеного відстеження БПЛА. Результати відстеження за наявності взаємних перешкод. Результати відстеження розширеного БПЛА в сцені оклюзії.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	виконання прийняв
Основна частина	Осадчук О.В. зав. каф. ІРТС, професор, д.т.н.		
Економічна частина	Козловський В.О. професор каф. ЕПВМ, професор, к.е.н.		

7. Дата видачі завдання 16.09.2025 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	При-мітка
1.	Вибір, узгодження та затвердження тем МКР на випусковій кафедрі.	02.09.2025-07.09.2025	
2.	Огляд та аналіз літературних джерел.	08.09.2025-16.09.2025	
3.	Затвердження тем по ВНТУ. Розробка індивідуального завдання на МКР.	17.09.2025-24.09.2025	
4.	Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми та технічних рішень.	01.10.2025-20.10.2025	
5.	Математичне моделювання та електричні розрахунки. Експериментальне дослідження.	21.10.2025-04.11.2025	
6.	Розробка ілюстративної частини МКР.	05.11.2025-12.11.2025	
7.	Економічна частина.	13.11.2025-23.11.2025	
8.	Оформлення пояснювальної записки та ілюстративної частини.	24.11.2025-28.11.2025	
9.	Нормоконтроль.	29.11.2025-03.12.2025	
10.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР.	04.12.2025-15.12.2025	
11.	Захист МКР ЕК.	17.12.2025-18.12.2025	

Студент



(підпис)

Тимчик М.С.

Керівник роботи



(підпис)

Осадчук О.В.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.397

Тимчик М.С. Розробка частотно-модульованого радару безперервної хвилі. Магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2025. – 110с. На українській мові. Бібліогр.: 46 назв; Табл.: 18; Рис.34 .

У магістерській кваліфікаційній роботі в першому розділі розглянуті теоретичні основи роботи FMCW-радару. Випромінювана хвиля в FMCW-радарі має частотну модуляцію, де частота сигналу змінюється з часом. Це відхилення частоти генерує різницю частот між переданим і прийнятим сигналами, оскільки прийнятий сигнал є зміщеною в часі версією переданого. Різниця частот пропорційна часу проходження хвилі, що є мірою відстані до цілі.

У другому розділі, використовуючи каскадний FMCW MIMO-радар високої роздільної здатності, запропоновано систему відстеження БПЛА на основі ESCI за наявності сильних перешкод та взаємних перешкод радарів. В одному радіолокаційному кадрі ми представили алгоритм когерентного інтегрування на основі 2D-КТ для максимального накопичення потужності цілі в різних імпульсах і каналах, SINR когерентно інтегрується від 12,84 дБ до 31,3 дБ, що може значно покращити SINR у спектрі радіолокаційного діапазону–доплера–азимуту.

Проведені експериментальні дослідження які показують, що цей метод може досягти спільного позиціонування та оцінки просторового стану дальності, а також має високу здатність запобігати перешкодам при зіткненні з перешкодами. Він винятково добре працює при складній оклюзії, змішаних перешкодах та відстеженні за несприятливих погодних умов.

У третьому розділі продемонстровано звичайний ланцюжок обробки радіолокаційного сигналу, реалізований за допомогою інтерпретованого MATLAB та на графічному процесорі. Було показано, що обробка на графічному процесорі дає результати, подібні до результатів, отриманих в інтерпретованому MATLAB. У прикладі було створено карту доплерівського ефекту дальності та візуалізації PPI. Продуктивність порівнювалася між обробкою в інтерпретованому MATLAB та на графічному процесорі, і було показано, що обробка на графічному процесорі набагато швидша, ніж в інтерпретованому MATLAB.

Ключові слова: FMCW-радар, висока роздільна здатність, радіолокаційний сигнал, частотно-модульований радар безперервної хвилі.

ANNOTATION

Tymchyk M.S. Development of a frequency-modulated continuous-wave radar. Master's qualification work. – Vinnytsia: VNTU, 2025. – 110p. In Ukrainian. Bibliography: 46 titles; Table.:18; Fig.34 .

In the master's qualification work, the first section considers the theoretical foundations of the FMCW radar. The radiated wave in FMCW radars has frequency modulation, where the signal frequency changes with time. This frequency deviation generates a frequency difference between the transmitted and received signals, since the received signal is a time-shifted version of the transmitted one. The frequency difference is proportional to the wave travel time, which is a measure of the distance to the target.

In the second section, using a high-resolution cascade FMCW MIMO radar, a UAV tracking system based on ESCI is proposed in the presence of strong interference and mutual interference of radars. In one radar frame, we presented a coherent integration algorithm based on 2D-KT to maximize the accumulation of target power in different pulses and channels, the SINR is coherently integrated from 12.84 dB to 31.3 dB, which can significantly improve the SINR in the radar range–Doppler–azimuth spectrum.

Experimental studies have been conducted to show that this method can achieve joint positioning and spatial state estimation of the range, and also has a high ability to prevent interference when encountering obstacles. It performs exceptionally well under complex occlusion, mixed interference, and tracking under adverse weather conditions.

In the third section, a typical radar signal processing chain is demonstrated, implemented using interpreted MATLAB and on a GPU. It has been shown that the processing on a GPU produces results similar to those obtained in interpreted MATLAB. In the example, a Doppler range map and PPI visualization were created. The performance was compared between the processing in interpreted MATLAB and on the GPU, and it was shown that the processing on the GPU is much faster than in interpreted MATLAB.

Keywords: FMCW radar, high resolution, radar signal, frequency-modulated continuous wave radar.

ЗМІСТ

ВСТУП		8
1	ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ РОБОТИ FMCW-РАДАРІВ	12
1.1	Застосування радіолокаторів FMCW.....	12
1.2	Принципи радіолокації FMCW	19
1.3	Неоднозначність діапазону/Максимальний діапазон.....	23
1.4	Роздільна здатність діапазону.....	24
1.5	Рухомі цілі.....	25
1.6	Розрахунок зворотної потужності для погодних цілей.....	27
1.7	Висновки до розділу.....	31
2	РОЗРОБКА FMCW-РАДАРА З КОМПЛЕКСНОЮ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОЮ КОРЕЛЯЦІЄЮ ДЛЯ ВІДСТЕЖЕННЯ БПЛА	32
2.1	Проектування системи	32
2.2	Модель сигналу каскадного FMCW-MIMO-радару для розширеного БПЛА.....	33
2.3	Внутрішньоканальна та міжканальна когерентна інтеграція за наявності перешкод	37
2.4	Перевірка результатів когерентного інтегрування 2D-КТ за допомогою MATLAB	40
2.5	Структура відстеження на основі наскрізної просторово-часової кореляційної інтеграції з рекурсивною байєсівською оцінкою	41
2.6	Модель вимірювання для каскадного FMCW MIMO-радару	43
2.7	Оцінювання стану на основі наскрізного просторово-часового кореляційного інтегрування з рекурсивним байєсівським оцінюванням.....	45
2.8	Методи оцінювання та експериментальні результати.....	50
2.9	Сценарій сильних перешкод.....	54
2.10	Сценарій змішаних перешкод.....	55
2.11	Дощовий сценарій.....	57
2.12	Аналіз ефективності FMCW радару.....	58
2.13	Вплив SINR.....	59
2.14	Аналіз обчислювальної складності.....	60
2.15	Висновки до розділу.....	61
3	КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ FMCW РАДАРУ В ПРОГРАМНОМУ СЕРЕДОВИЩІ MATLAB	63
3.1	Прискорення обробки радіолокаційних сигналів за допомогою графічного процесора.....	63
3.2	Обробка радіолокаційного сигналу.....	64
3.3	Приклади моделювання FMCW радарів.....	67
3.4	Висновки до розділу.....	78
4	ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	79
4.1	Технологічний аудит розробленого частотно-модульованого	

	радару безперервної хвилі (далі – розробки).....	79
4.2	Розрахунок витрат на розробку частотно-модульованого радару	83
4.3	Розрахунок економічного ефекту від можливої комерціалізації нашої розробки	87
	ВИСНОВКИ	92
	СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	94
	Додаток А (обов'язковий) Ілюстративний матеріал.....	99
	Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки навчальної (магістерської) кваліфікаційної роботи.....	109

ВСТУП

Актуальність. Випромінювана хвиля в FMCW-радарх має частотну модуляцію, де частота сигналу змінюється з часом. Це відхилення частоти генерує різницю частот між переданим і прийнятим сигналами, оскільки прийнятий сигнал є зміщеною в часі версією переданого. Різниця частот пропорційна часу проходження хвилі, що є мірою відстані до цілі. Шляхом множення прийнятого сигналу на переданий за допомогою змішувача отримується різниця частот між переданим сигналом і луною. Після цього процесу, який називається «дерампінгом», інформацію про дальність до цілі можна отримати з частоти сигналу биття. У цифрових радарх сигнали биття проходять через аналого-цифровий перетворювач, а потім виконується цифрова обробка сигналу. У метеорологічних радарх цільовими об'єктами є краплі води або льоду в повітрі. Електромагнітні хвилі потрапляють на частинки на хмарі або в повітрі або невеликі об'єкти (типу БПЛА) та розсіюються назад до приймача. Потужність відбиття та часова затримка надають інформацію про тип та кількість невеликих об'єктів. Подвійні поляриметричні радари, здатні передавати радіохвилі як у горизонтальному, так і у вертикальному напрямку, можуть отримати додаткову інформацію про розмір та форму частинок води або невеликі об'єкти. Горизонтально передані хвилі надають інформацію про горизонтальний розмір частинок води або БПЛА, тоді як вертикальні хвилі надають важливу інформацію про вертикальний розмір.

Радіолокаційні системи FMCW – це недорогі методи, які зазвичай використовуються в застосуваннях на короткій відстані. Здатність виявляти та визначати дальність цілей, а також надійність і простота FMCW-радар системи є основними перевагами їх використання. Здебільшого вони використовуються в радіовисотомірах військових та цивільних літаків з часів Другої світової війни. Окрім радіовипромінювачів близькості та радіоальтиметрії, радіолокатори FMCW були розроблені для багатьох військових та цивільних застосувань, таких як лабораторні випробувальні прилади, виявлення лавин, початок виверження вулканів та моніторинг уламків на злітно-посадковій смузі.

Метою роботи є покращення характеристик частотно-модульованого радару безперервної хвилі (FMCW-радар).

Об'єктом дослідження є фізичні та математичні моделі частотно-модульованого радару безперервної хвилі та обробки радіолокаційного сигналу.

Предметом дослідження – характеристики та властивості частотно-модульованого радару безперервної хвилі та обробки радіолокаційного сигналу.

Для досягнення поставленої мети у магістерській кваліфікаційній роботі розв'язуються наступні задачі:

- Розглянуті теоретичні основи роботи FMCW-радару.
- Використовуючи каскадний FMCW-радар високої роздільної здатності, розробити систему відстеження БПЛА на основі ESCI за наявності сильних перешкод та взаємних перешкод радарів.
- За допомогою послідовності спектрів радіолокаційної дальності, доплерівського ефекту та азимуту розробити схему відстеження БПЛА на основі ESCI за наявності взаємних перешкод радіолокаційних систем та сильних перешкод шляхом максимізації апостеріорної ймовірності цілі.
- Розробити програмне забезпечення обробки радіолокаційного сигналу, який буде реалізований за допомогою інтерпретованого MATLAB та на графічному процесорі.

Методи дослідження ґрунтуються на використанні: основних положень теорії функції комплексної змінної; рівнянь математичної фізики під час розробки математичних моделей; диференціального та інтегрального числення для створення математичної моделі.

Наукова новизна одержаних результатів:

Розглянуті теоретичні основи роботи FMCW-радару. Випромінювана хвиля в FMCW-радарх має частотну модуляцію, де частота сигналу змінюється з часом. Це відхилення частоти генерує різницю частот між переданим і прийнятим сигналами, оскільки прийнятий сигнал є зміщеною в часі версією переданого. Різниця частот пропорційна часу проходження хвилі, що є мірою відстані до цілі. Шляхом множення прийнятого сигналу на переданий за допомогою змішувача отримується різниця частот між переданим сигналом і луною. Після цього процесу, який називається «дерампінгом», інформацію про дальність до цілі можна отримати з частоти сигналу биття.

Використовуючи каскадний FMCW MIMO-радар високої роздільної здатності, запропоновано систему відстеження БПЛА на основі ESCI за наявності сильних перешкод та взаємних перешкод радарів. Основні властивості запропонованого методу описуються наступним чином:

В одному радіолокаційному кадрі ми представили алгоритм когерентного

інтегрування на основі 2D-КТ для максимального накопичення потужності цілі в різних імпульсах і каналах, SINR когерентно інтегрується від 12,84 дБ до 31,3 дБ, що може значно покращити SINR у спектрі радіолокаційного діапазону–доплера–азимуту.

За допомогою послідовності спектрів радіолокаційної дальності, доплерівського ефекту та азимуту запропоновано схему відстеження БПЛА на основі ESCI за наявності взаємних перешкод радіолокаційних систем та сильних перешкод шляхом максимізації апостеріорної ймовірності цілі, що задовольняє ньютонівські динамічні рівняння та еліптичний розподіл енергії.

Практичне значення одержаних результатів:

Проведені експериментальні дослідження FMCW-радару показують, що запропонований метод може досягти спільного позиціонування та оцінки просторового стану дальності, а також має високу здатність запобігати перешкодам при зіткненні з перешкодами. Він винятково добре працює при складній оклюзії, змішаних перешкодах та відстеженні за несприятливих погодних умов. Однак, при дослідженнях не видалялися перешкоди безпосередньо зі спектру радіолокаційного сигналу перед відстеженням, що призводило до втрати продуктивності відстеження БПЛА, коли відлуння цілі та перешкоди знаходяться близько одне до одного в спектрі радіолокаційного діапазону – доплерівського сигналу – азимуту.

У третьому розділі продемонстровано звичайний ланцюжок обробки радіолокаційного сигналу, реалізований за допомогою інтерпретованого MATLAB та на графічному процесорі. Було показано, що обробка на графічному процесорі дає результати, подібні до результатів, отриманих в інтерпретованому MATLAB. У прикладі було створено карту доплерівського ефекту дальності та візуалізації PPI. Продуктивність порівнювалася між обробкою в інтерпретованому MATLAB та на графічному процесорі, і було показано, що обробка на графічному процесорі набагато швидша, ніж в інтерпретованому MATLAB.

Розроблено модель яка показує, як використовувати радар FMCW для оцінки дальності цільового транспортного засобу. Інформація, отримана з відлуння, така як відстань до цільового транспортного засобу, є необхідними вхідними даними для повноцінної радарної системи виявлення БПЛА. Модель дозволяє виконати комбіновану обробку дальності та доплерівського ефекту для отримання інформації як про дальність, так і про швидкість цілі. Однак варто зазначити, що коли час розгортки довгий, можливості системи для оцінки швидкості погіршуються, і можливо, що спільна обробка більше не може забезпечити точну компенсацію для зв'язку дальності та доплерівського ефекту.

Особистий внесок здобувача. Основні положення і результати магістерської кваліфікаційної роботи отримані автором практично самостійно.

Структура і обсяг роботи. Магістерська кваліфікаційна робота складається з 4 розділів, висновків, додатків та списку використаних джерел.

1 ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ РОБОТИ FMCW-РАДАРІВ

Випромінювана хвиля в FMCW-радарі має частотну модуляцію, де частота сигналу змінюється з часом. Це відхилення частоти генерує різницю частот між переданим і прийнятим сигналами, оскільки прийнятий сигнал є зміщеною в часі версією переданого. Різниця частот пропорційна часу проходження хвилі, що є мірою відстані до цілі. Шляхом множення прийнятого сигналу на переданий за допомогою змішувача отримується різниця частот між переданим сигналом і луною. Після цього процесу, який називається «дерампінгом», інформацію про дальність до цілі можна отримати з частоти сигналу биття. У цифрових радарі сигнали биття проходять через аналого-цифровий перетворювач, а потім виконується цифрова обробка сигналу. У метеорологічних радарі цільовими об'єктами є краплі води або льоду в повітрі. Електромагнітні хвилі потрапляють на частинки на хмарі або в повітрі або невеликі об'єкти (типу БПЛА) та розсіюються назад до приймача. Потужність відбиття та часова затримка надають інформацію про тип та кількість невеликих об'єктів. Подвійні поляриметричні радарі, здатні передавати радіохвилі як у горизонтальному, так і у вертикальному напрямку, можуть отримати додаткову інформацію про розмір та форму частинок води або невеликі об'єкти. Горизонтально передані хвилі надають інформацію про горизонтальний розмір частинок води або БПЛА, тоді як вертикальні хвилі надають важливу інформацію про вертикальний розмір [5].

1.1 Застосування радіолокаторів FMCW

Радіолокаційні системи FMCW – це недорогі методи, які зазвичай використовуються в застосуваннях на короткій відстані [6]. Більшість теоретичних та практичних робіт з FMCW-радарів були опубліковані в період з кінця 1940-х до початку 1960-х років [7]. Здатність виявляти та визначати дальність цілей, а також надійність і простота FMCW-радарі системи є основними перевагами їх використання. Здебільшого вони використовуються в радіовисотомірах військових та цивільних літаків з часів Другої світової війни [7]. Окрім радіовипромінювачів близькості та радіоальтиметрії, радіолокатори FMCW були розроблені для багатьох військових та цивільних застосувань, таких як лабораторні випробувальні прилади, виявлення лавин, початок виверження вулканів та моніторинг уламків на злітно-посадковій смузі [6]. Нижче описано кілька важливих

прикладів застосування.

Виявлення сторонніх предметів та сміття (ССТ): ПБК – це речовина, уламки або предмет, що не є частиною транспортного засобу чи системи. Оскільки вони є чужорідними, вони потенційно можуть завдати шкоди безпеці та продуктивності систем. Ці системи розташовані вздовж поверхонь руху аеропортів для високошвидкісного та високоякісного виявлення ПБК та БПЛА. Tarsier – це приклад радару FMCW, розробленого та побудованого QinetiQ Malvern для виявлення уламків на злітно-посадкових смугах аеропортів [6].

Військово-морський навігаційний радар: Радіолокаційні системи FMCW можуть використовуватися як навігаційні радіолокатори. Хоча вони використовуються на кілька кілометрів, вони найбільш корисні на коротких відстанях, від десятків до сотень метрів. Системи спостереження повідомляють, коли судна прибувають в умовах поганої видимості в море або велику річку. Радар FMCW не тільки виявляє транспортні засоби, але й вимірює їхню дальність та відносну швидкість [7].

Радар для вимірювання рівня: Рівнемірні радари найчастіше використовуються для вимірювання рівня рідини в резервуарі. Сигнал радару випромінюється від кришки резервуара та розсіюється від поверхні рідини. Відлуння вловлюється приймачем. Потім вимірюється відстань у порожньому резервуарі від поверхні рідини до верху резервуара. Рівень рідини розраховується шляхом віднімання відстані у порожньому резервуарі від загальної висоти резервуара [7].

Радіовисотомір: Радіовисотомір – одне з перших застосувань радіолокатора FMCW, що використовувався для вимірювання відстані літака до землі. Зокрема, в умовах обмеженої видимості він має вирішальне значення для посадки. Крім того, він використовується як система попередження та усвідомлення ситуації на місцевості, що запобігає нещасним випадкам на місцевості під час польотів на низьких висотах [7].

Безконтактний запобіжник: Безконтактний детонатор використовується для автоматичного позначення, коли відстань до цілі менша за певне, заздалегідь визначене значення [8].

Система запобігання зіткненням автомобілів: Радари, що охоплюють чотири сторони транспортного засобу (передню, задню, ліву та праву), попереджають водія про неминуче зіткнення або вживають заходів самостійно, таких як гальмування, керування або і те, й інше, без будь-якого втручання водія. Небезпека визначається шляхом

вимірювання відстані та відносної швидкості цілей. Ці системи мають високий потенціал для використання в майбутньому, наприклад, у системах автоматичного водіння [9].

Вимірювання дуже малих рухів: Вимірювання та виявлення малих рухів без будь-якого контакту також є однією з областей використання FMCW-радарів. Інформація про фазовий кут сигналу биття використовується для виконання цього завдання [7].

Метеорологічний радар: Метеорологічний радар, який також називають радіолокатором спостереження за погодою (WSR), є типом радару який спеціалізується на проведенні вимірювання та оцінювання опадів та їх типу (дощ, сніг, град тощо). Під час Другої світової війни військові оператори радарів помітили, що частинки води в повітрі також відбивають випромінювану електромагнітну хвилю. Це відбиття тісно пов'язане з кількістю частинок води на хмарі та дозволяє говорити про кількість дощу до його початку [10]. Набагато нещодавно була визнана перевага поляриметрії для кращої оцінки типу опадів. Передача та прийом радіолокаційних сигналів з різною комбінацією поляризації, а потім аналіз їхньої кореляції дає набагато більше інформації про кількість опадів та їх тип. Тому більшість сучасних метеорологічних радарів поступово переходять до поляриметричних можливостей.

Безперервне та надійне відстеження траєкторії безпілотних літальних апаратів (БПЛА) відіграє вирішальну роль у системах міського повітряного транспорту. Відповідно, у цій статті представлена система відстеження БПЛА на основі наскрізної просторово-часової кореляційної інтеграції (ESCI) з використанням високороздільного каскадного радара з кількома входами та кількома виходами (MIMO). З огляду на це, у цій статті представлена нова спільна система виявлення та відстеження перешкод для слабких протяжних цілей; запропонований метод обробляє їх спільно, інтегруючи процес безперервного виявлення у відстеження. Він не тільки усуває процес прийняття рішень щодо порогу, щоб уникнути втрати інформації про слабку ціль, але й значно зменшує перешкоди від інших радарів, що працюють на одному каналі, та сильних перешкод, досліджуючи просторово-часові кореляції в послідовності радіолокаційних кадрів, тим самим покращуючи виявлення слабких цілей. Крім того, щоб врахувати змінну в часі кількість та розширений розмір радіолокаційних відбиттів, за допомогою моделі просторового розподілу ймовірностей еліпса, розширений БПЛА з кількома джерелами розсіювання можна розглядати як об'єкт для відстеження, і можна уникнути складної процедури асоціації вимірювання з об'єктом. Зрештою, за допомогою Texas Instruments AWR2243 (TI AWR2243)

ми можемо використовувати каскадну частотно-модульовану радіолокаційну платформу з множинними входами та множинними виходами (FMCW-MIMO). Результати показують, що запропонований метод може забезпечити видатні показники захисту від перешкод для тривалого відстеження БПЛА порівняно з сучасними методами.

Завдяки величезному прогресу технології БПЛА, міська повітряна мобільність (МПМ) за прогнозами стане інноваційною транспортною системою, яка надаватиме різноманітні послуги, такі як безпечна та ефективна доставка вантажів і пасажирів, пошуково-рятувальні місії та медична допомога в низьковисотному повітряному просторі, що так само важливо, як і наземні транспортні системи [11, 12]. Як критичний компонент найнижчого рівня сприйняття в МПМ, відстеження БПЛА відіграє ключову роль у точних рішеннях щодо управління, інтелектуальній та безпечній навігації та запобіганні зловмисним транспортним засобам [13-17]. Крім того, в майбутній архітектурі управління з нульовою довірою [8] надійне відстеження траєкторії є необхідною умовою для оцінки довіри та безпечного польоту в МПМ. Однак це завжди є популярним та складним питанням для відстеження БПЛА через малу форму та складні перешкоди на низькій висоті.

Протягом останніх десятиліть частотно-модульований радіолокатор безперервної хвилі (FMCW), який може забезпечити як велику дальність виявлення, так і високу роздільну здатність, широко використовувався для відстеження рухомих цілей [9-11]. Останнім часом досягнення в каскадних методах багатоканального входу та багатоканального виходу (MIMO) [12] забезпечують підвищення роздільної здатності кута приходу (AOA). Висока роздільна здатність каскадного FMCW-MIMO-радару дозволяє не тільки досягти хорошої стійкості до перешкод від багатопроменевого випромінювання та перешкод, але й отримати багаті параметри розширення на додаток до традиційних розташувань та кінематичних станів, таких як форма, розмір та, можливо, напрямки руху, що може надати додаткову інформацію для відстеження цілей, а також для подальшого планування та керування [13]. З огляду на це, у цій статті ми досліджуємо можливість реалізації відстеження літальних апаратів з низькою спостережуваністю за допомогою каскадного FMCW-MIMO-радару з високою роздільною здатністю.

У каскадних радіолокаційних системах FMCW-MIMO з високою роздільною здатністю на безпілотному літальному апараті (БПЛА) може бути кілька просторово розподілених джерел вимірювань. На кожному кроці часу сигнали зворотного розсіювання від різних джерел вимірювань займатимуть

кілька комірок роздільної здатності простору вимірювань, як показано на рисунку 1.1. З цієї причини припущення про точкову ціль у класичних методах відстеження, таких як фільтр частинок (PF) [14], фільтр Калмана (KF) та його варіанти [15], стане недійсним. Хоча просторово розподілені вимірювання можна розглядати як кілька цілей для відстеження за допомогою алгоритмів на основі асоціації даних, таких як асоціація даних найближчого сусіда (NNDA) [16], спільна ймовірнісна асоціація даних (JPDA) [17] та відстеження кількох гіпотез (MHT) [18], важко виконати точну асоціацію вимірювань з джерелом, оскільки розширені вимірювання сильно залежать від властивостей цілі та геометрії радара з об'єктом, яка часто швидко змінюється залежно від рухомих цілей. Також алгоритм відстеження контурів [19] не підходить для відстеження розширених БПЛА, оскільки практично неможливо правильно витягти контур за допомогою розрідженої та змінної в часі хмари точок радіолокаційного сигналу. У [20], для досягнення розширеного відстеження цілі, центральну точку кількох просторово розподілених вимірювань спочатку витягували за допомогою просторової кластеризації додатків з шумом на основі щільності (DBSCAN), а потім для відстеження центру кластера використовували класичний метод відстеження точок. На жаль, розширені ознаки (наприклад, форми та розміри), приховані у вимірюваннях, будуть втрачені в процесі кластеризації. Вводячи параметри форми у стан цілі, метод випадкових матриць (RMM) [21] та підходи випадкових скінченних множин (RFS) [22] можуть одночасно відстежувати положення та розширення цілі без врахування проблеми асоціації вимірювання з джерелом. Крім того, розширений фільтр Калмана другого порядку (SOEKF) [23] та моделювання випадкових гіперповерхонь (RHM) [24] є двома іншими ефективними методами розширеного відстеження цілі. Тим не менш, ефективність відстеження цих підходів значною мірою залежить від точності виявлення, якій можуть легко перешкодити перешкоди в міському повітряному середовищі, такі як взаємне вторгнення від інших радарів, що працюють на одному каналі, та сильні перешкоди від інфраструктури.

З метою зменшення впливу перешкод у складних електромагнітних середовищах нещодавно було представлено кілька методів боротьби з перешкодами. Серед них алгоритм індикації рухомих цілей (MTI) [25] є простим способом придушення перешкод, що залежать від доплерівського частотного рознесення перешкод та рухомих цілей. У [25] для подальшого зменшення залишкових перешкод було запропоновано алгоритм відстеження підпростору з N -нескінченим фільтром для надійного відстеження цілей. Інші алгоритми, такі як модель перешкод [26] та багатодоменна спільна

адаптивна обробка [27], також використовувалися для усунення перешкод. Тим не менш, вони можуть усунути лише перешкоди від перешкод.

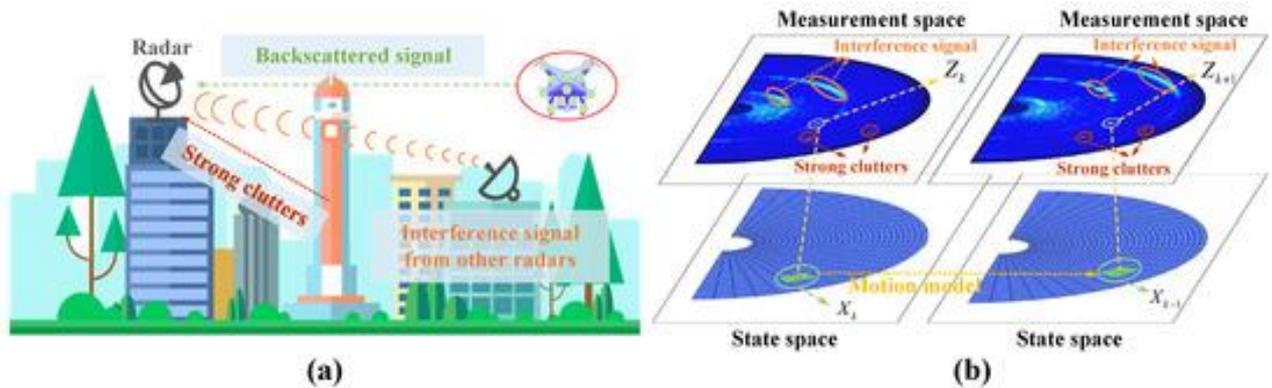


Рисунок 1.1 – Ілюстрація середовища повітряного транспорту та розширеної задачі відстеження об'єктів. (а) Середовище міського повітряного транспорту. (б) Розширена задача відстеження об'єктів

Для вирішення проблеми взаємних перешкод від інших радарів у [28] було представлено розподілені радіолокаційні мережі. Визначивши узгодженість реального положення та швидкості цілі, що спостерігаються різними радаром, було розроблено алгоритми тестування кореляції даних для придушення хибного заглушення. У [29] Айдогду та ін. вказують, що взаємно ортогональні радіолокаційні сигнали можуть бути використані для високого рівня придушення перешкод. Однак наразі вони недоступні для поширених недорогих апаратних архітектур. Окрім радіолокаційної мережі та ортогональних сигналів, вдосконалений алгоритм обробки сигналів є перспективною альтернативою для придушення взаємного висновку. У [30], використовуючи властивість низького рангу відлуння цілі по кількох каналах, Ван та ін. запропонували метод зменшення перешкод на основі тензорного розкладання. У [31] було представлено інтерполяцію частот биття в поєднанні з фазовим узгодженням та оцінкою реконфігурованих коефіцієнтів лінійного прогнозування для придушення взаємних перешкод в області короткочасного перетворення Фур'є (STFT). У [32] автори використовують характеристику одностороннього поширення взаємних перешкод для досягнення виявлення та придушення перешкод. У [33] було запропоновано мережу глибокого навчання згорткового автоенкодера для зменшення перешкод та виявлення активності кількох осіб. Однак, БПЛА з низькими радіолокаційними перерізами (RCS) має слабкі сигнали зворотного розсіювання, які не можуть відповідати припущенню про високе співвідношення сигнал/перешкода плюс шум (SINR) вищезазначених алгоритмів [34]. Хоча алгоритми когерентного інтегрування за тривалого

часу [35] можуть покращити SINR шляхом когерентного інтегрування кількох сигналів зворотного розсіювання, продуктивність інтеграції надмірно залежить від моделі руху, яку надзвичайно важко правильно побудувати протягом тривалого часу, оскільки рух БПЛА є складним та гнучким.

У сфері відстеження БПЛА з низькою спостережуваністю, характеристики БПЛА щодо розсіювання за кількома джерелами призводять до просторово розподілених сигналів зворотного розсіювання, що охоплюють кілька комірок роздільної здатності, що робить класичні методи відстеження "точкова ціль" неефективними. Алгоритми відстеження за кількома цілями на основі асоціації даних стикаються з труднощами у вирішенні неоднозначності асоціації вимірювання з джерелом, тоді як підходи до контурного відстеження та відстеження центрів кластерів страждають від втрати ознак або обмеженої застосовності, а також схильні до взаємних перешкод від радарів, що працюють у одному діапазоні, та сильних перешкод. Крім того, сучасні методи стикаються з проблемами стійкості в складних середовищах, можливості придушення перешкод та адаптації до моделей динамічного руху. Це вимагає подальшого дослідження адаптивних методів відстеження та інтегрованих технологій боротьби з перешкодами, адаптованих для сценаріїв з низьким SINR.

У цій статті ми прагнемо забезпечити безперервну та надійну систему відстеження для малоспостережуваних та протяжних БПЛА, використовуючи каскадний радар FMCW-MIMO високої роздільної здатності, що піддається впливу перешкод від сильних перешкод та інших радарів. У цій системі відстеження ми спочатку перетворюємо невизначеність джерел розсіювання на випадковість розмірів та інтенсивностей еліпса в комірках просторово розширеної роздільної здатності. Переваги полягають у тому, що складний процес асоціації вимірювання з джерелом усувається, і протяжний БПЛА можна розглядати як об'єкт для відстеження за допомогою просторової моделі розподілу ймовірностей на основі еліпса. На цій основі, для вирішення проблеми відстеження малоспостережуваних БПЛА за наявності цілей-привидів, що генеруються сильними перешкодами або радаром, що взаємно інтерферують, у міських умовах на низьких висотах, ми формуємо та отримуємо систему відстеження на основі наскрізної просторово-часової кореляційної інтеграції (ESCI), яка може одночасно враховувати як невизначеність щодо існування об'єкта, так і невизначеність стану цілі. Він використовує алгоритм когерентного інтегрування для достатнього покращення SINR в одному радіолокаційному кадрі, а потім представляє рекурсивну байєсівську стратегію відстеження до виявлення на основі оцінювання для завершення відстеження БПЛА та придушення

перешкод шляхом безпосереднього використання спектру радіолокатора без порогового значення, що може уникнути втрати слабкої інформації про ціль, спричиненої традиційним процесом визначення порогового значення перед відстеженням. Основні досягнення можна підсумувати наступним чином:

- Двовимірне трапецієподібне перетворення (2D-КТ) для корекції міграції комірок дальності (RCM) у повільній часовій області дальності та площині каналу дальності для когерентного інтегрування багатоімпульсної потужності БПЛА в одному радіолокаційному кадрі, що може значно покращити SINR у необробленому спектрі радара.
- Розгляд зайняті комірки роздільної здатності від джерел розсіювання, що змінюються в часі, просторово структурованих на БПЛА, як єдине ціле та далі розробляємо еліпсний просторовий розподіл ймовірностей для моделювання поширення БПЛА в спектрі радара, усуваючи складний процес асоціації вимірювання з джерелом у традиційних методах відстеження.
- Дослідження просторово-часові кореляційні характеристики зворотно розсіяних сигналів від БПЛА в послідовності радіолокаційних спектрів, ми пропонуємо структуру відстеження БПЛА на основі ESCI для рекурсивної оцінки параметрів форми та її кінематичних змінних (положення, швидкості) цілі за наявності змішаних перешкод. За допомогою моделі просторового розподілу ймовірностей еліпса та функції точкової дифузії генерується спектр псевдодальності-доплера-азимута для визначення коефіцієнта правдоподібності вимірювання, щоб уникнути втрати слабкої інформації про ціль, спричиненої процесом прийняття порогового рішення.
- Теоретичний аналіз та експериментальні результати показують, що запропонований метод може забезпечити видатні показники захисту від перешкод під час відстеження БПЛА порівняно з сучасними методами (SOTA), особливо в умовах низького SINR.

1.2 Принципи радіолокації FMCW

У радарях FMCW передаваний сигнал є безперервною хвилею, а його частота модулюється періодичною функцією, такою як синусоїда або пилкоподібна форма [11]. Зміна частоти переданого сигналу є лінійною для лінійних радарів FMCW (тобто пилкоподібна форма з висхідно-низхідними чипами або трикутна). Основний принцип роботи радарів FMCW полягає у відбитті сигналу від об'єкта та генерації частоти.

Різниця між частотами сигналу, що передається, та луною шляхом модуляції. Різниця частот між прийнятим та переданим сигналами відображає дальність до цілі. Ця різниця частот утворюється часом, поки переданий сигнал поширюється в просторі, досягає цілі, вражає її та розсіюється назад до приймальної антени. Цей період часу пов'язаний з дальністю до цілі. Швидкість поширення електромагнітних хвиль точно дорівнює швидкості світла у вакуумі та майже дорівнює цьому значенню в ефірі. Час поширення переданого сигналу вздовж шляхів від передавальної антени до цілі та від цілі назад до приймальної антени розраховується як

$$\tau = \frac{2R}{c}. \quad (1.1)$$

де τ означає час проходження, R – відстань до цілі, а c – швидкість світла.

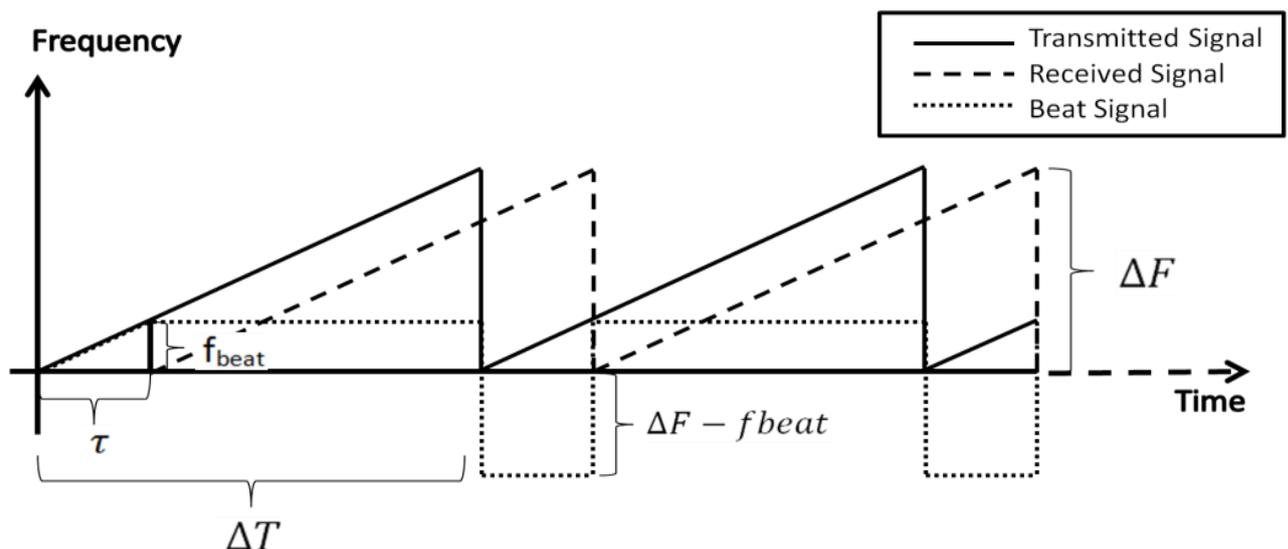


Рисунок 1.2 – Частота переданих, прийнятих та імпульсних сигналів у залежності від часу

Коли прийнятий сигнал порівнюється з переданим у момент прибуття, видно, що прийнятий сигнал є затриманою версією переданого сигналу. Також ця затримка точно дорівнює часу проходження. Для FMCW-радару ця затримка утворює різницю між частотами переданого та прийнятого сигналів і зберігає інформацію про дальність до цілі. Ця різниця частот називається частотою биття. Під час процесу дерампінгу прийнятий сигнал змішується з дублікатом переданого сигналу.

Низькочастотний член виходу, який є відгуком цілі, називається сигналом биття, і це сигнал з частотою, що дорівнює частоті биття. Таким чином, у FMCW-радарх інформація про дальність до цілі знаходиться в частотній області, на відміну від імпульсного радара, де вона зазвичай отримується в часовій області. На рисунку 1.2 показано графіки залежності відхилення частоти несучого сигналу від часу для переданого, прийнятого та бітового сигналів (частина ФНЧ змішаного сигналу).

Частота переданого сигналу змінюється за пилкоподібною кривою на несучій частоті. Зміна частоти позначається ΔF , а час зміни позначається ΔT . τ позначає часову затримку між прийнятим і переданим сигналами, а f_{beat} означає частоту биття. Просто взявши нахил функції відхилення частоти лише для одного інтервалу зміни, можна отримати співвідношення між частотою биття та інформацією про діапазон.

$$m = \frac{\Delta F}{\Delta T} = \frac{f_{\text{beat}}}{\tau} \quad (1.2)$$

Використовуючи (1.1)

$$\frac{\Delta F}{\Delta T} = \frac{f_{\text{beat}}}{\frac{2R}{c}} = \frac{f_{\text{beat}} c}{2R} \quad (1.3)$$

$$f_{\text{beat}} = \frac{2 \Delta F R}{\Delta T c} \quad (1.4)$$

$$R = \frac{f_{\text{beat}} \Delta T c}{2 \Delta F} \quad (1.5)$$

Сигнал биття, що генерується окремою ціллю в довільному діапазоні, складається з двох різних частотних компонентів. Як видно з рисунку 1.3, для кожного інтервалу розгортки ΔT частота сигналу дорівнює $\Delta F - f_{\text{beat}}$ протягом першої τ секунди, а його частота дорівнює f_{beat} протягом решти часу (тобто від τ до ΔT секунди). Через пропорцію між дальністю та затримкою часу τ , тривалість сигналу з частотою биття f_{beat} зменшується зі збільшенням діапазону. Наявність подвійної частотної складової для однієї цілі може призвести до плутанини з різними цілями. Щоб уникнути цього, можна перейти в частотну область

після обрізання першої частини сигналу часової області, яка містить складову з частотою $\Delta F - f_{\text{beat}}$.

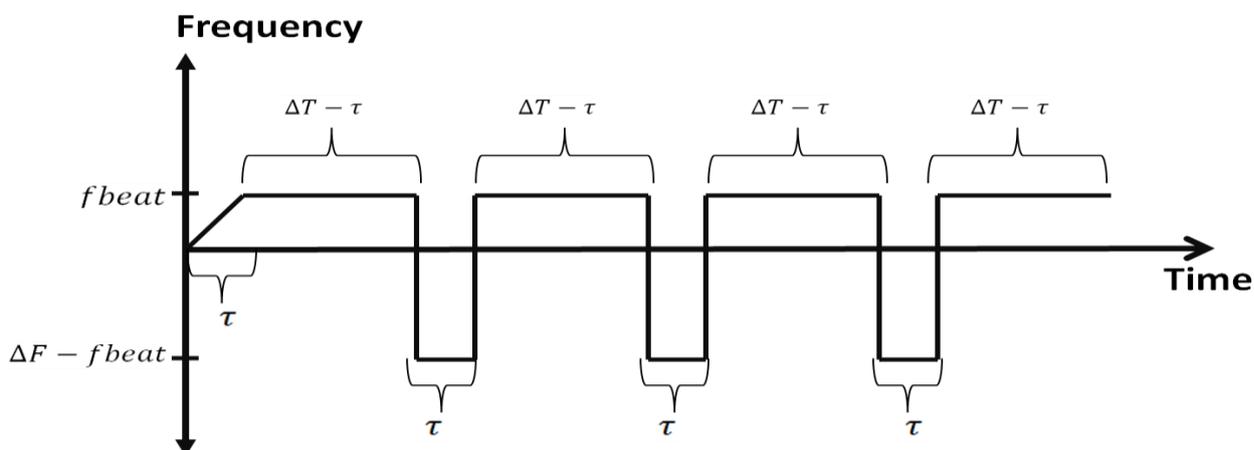


Рисунок 1.3 – Частота сигналу биття в залежності від часу

Як це також видно з рисунку 1.4, модель часової області сигналу биття, який представляє одну ціль, містить дві різні частотні складові, розділені в часі. Сигнал биття складається з двох різних сигналів, які мають прямокутну форму вікна.

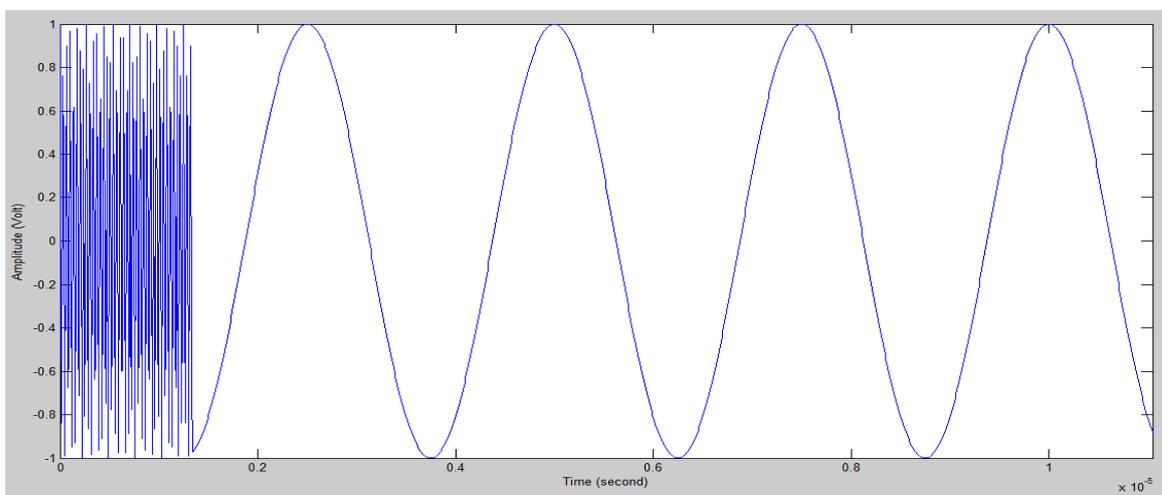


Рисунок 1.4 – Модель сигналу ритму в залежності від часу

Спектр сигналу биття зображено на рисунку 1.5. Сигнал биття складається з двох різних частот. Оскільки це може призвести до плутанини під час обробки кількох цілей, а спектр містить забагато періодичних компонентів (спектральний витік), може знадобитися обрізання першої області сигналу биття у часовій області. На відміну від імпульсних радарів, цей процес не заважає радару бачити близьку область.

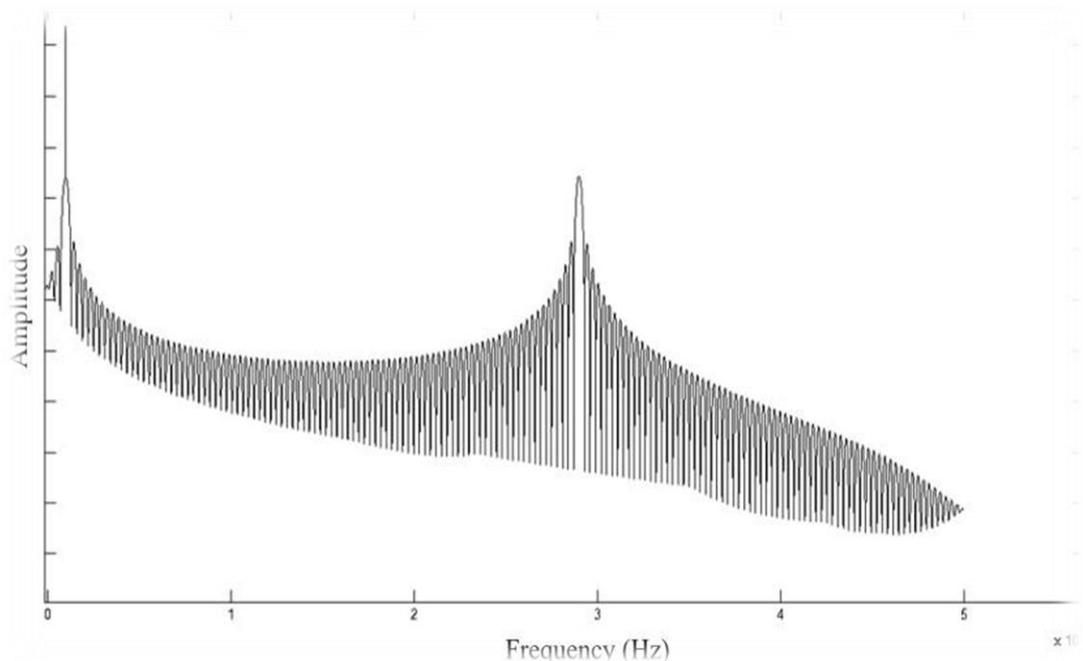


Рисунок 1.5 – Сигнал биття в частотній області

Через прямокутні вікна у часовій області, сигнал частотної області містить синхронізуючі обвідні. Щоб уникнути цих обвідних у частотній області, реалізовані спеціальні вікна, такі як вікна Ханнінга або 4-крокові вікна Блекмана-Гарріса.

1.3 Неоднозначність діапазону/Максимальний діапазон

Цілі, дальність яких знаходиться достатньо далеко від радара, для яких шлях переданого сигналу на зворотному шляху від цілі займає більше одного інтервалу сканування ΔT , утворюють неоднозначний діапазон радара [12]. Максимальна однозначна дальність – це максимальна відстань від радара, на якій розташована ціль, щоб сигнал зворотного розсіювання від цілі був отриманий до завершення одного періоду частотної модуляції. Хоча непрактично виявляти поблизу межі однозначного діапазону, оскільки тривалість сигналу з частотою биття зменшується зі зменшенням

Зі збільшенням дальності радара теоретична пікова частота, яку можна однозначно виміряти, – це саме відхилення частоти ΔF . Коли приймач цифровий, сигнал биття дискретизується та перетворюється в частотну область за допомогою алгоритмів швидкого перетворення Фур'є (FFT). Оскільки інформація про дальність представлена в частотній області, максимальна дальність виявлення цілі, яка обчислюється однозначно, також пов'язана з частотою дискретизації приймача. За

критерієм Найквіста найширша смуга пропускання, яку можна виявити, дорівнює половині частоти дискретизації f_s . Отже, максимальна однозначно виявлена частота є максимумом $f_s/2$ та ΔF .

Коли $f_s/2$ більше за ΔF , обмежувальним коефіцієнтом є ΔF , і, використовуючи формулу, наведену в (1.5) максимальний однозначний діапазон стає

$$R_{max} = \frac{\Delta F \Delta T c}{2 \Delta F} = \frac{\Delta T c}{2} \quad (1.6)$$

В експериментальних результатах цього дослідження ΔF буде обмежувальним фактором, а максимальна однозначна дальність визначатиметься часом модуляційної розгортки, ΔT . Зі збільшенням часу розгортки максимальна однозначна дальність також буде більшою.

Коли ΔF більше за $f_s/2$, обмежувальним коефіцієнтом є f_s , і, використовуючи формулу, наведену в (1.5) максимальний однозначний діапазон стає

$$R_{max} = \frac{(f_s/2) \Delta T c}{2 \Delta F} = \frac{f_s \Delta T c}{4 \Delta F} \quad (1.7)$$

1.4 Роздільна здатність діапазону

Частотний спектр, що представляє інформацію про дальність, поділяється на комірки зі скінченною частотою, так звані комірки роздільної здатності за дальністю. Для цифрових приймачів роздільна здатність за частотою цільової реакції, застосованої за допомогою FFT, залежить від частоти дискретизації f_s та розміру записаних даних (кількості точок збору даних) [13]. Кількість частотних інтервалів у спектрі становить ns , що також є кількістю точок сигналу, захоплених у часовій області. Частотний спектр сигналу з дійсним значенням, застосованого за допомогою FFT, є симетричним. Тільки однієї половини спектра достатньо для отримання інформації про дальність, оскільки інша половина є реплікацією. Отже, з цієї причини частотний інтервал $ns/2$ представляє частотну область від 0 до $f_s/1$. Частотні лінії розташовані на відстані інтервалу f_s/ns Гц, і це визначає роздільну здатність у частотній області. Їх зазвичай називають частотними інтервалами або FFT-бінами та представляють комірки роздільної здатності діапазону. Оскільки кількість вибірових даних (ns) збирається для одного інтервалу сканування ΔT з частотою дискретизації f_s , вона дорівнює $\Delta T \times f_s$.

Використовуючи формулу (1.5), маючи роздільну здатність по частоті f_s/n_s , роздільна здатність цифрового FMCW-радару розраховується як:

$$\delta R = \frac{\delta f_{\text{beat}} \Delta T c}{2 \Delta F} = \frac{f_s \Delta T c}{2 n_s \Delta F} = \frac{f_s \Delta T c}{2 f_s \Delta T \Delta F} = \frac{c}{2 \Delta F} . \quad (1.8)$$

В результаті формули (1.8) роздільна здатність по дальності радіолокатора FMCW залежить від параметра відхилення частоти ΔF . Зі збільшенням величини відхилення частоти роздільна здатність по дальності також збільшується.

1.5 Рухомі цілі

Використовуючи радары FMCW, можна— виявляти швидкість рухомих цілей. Частота переданого сигналу змінюється, якщо він розсіюється назад від рухомої цілі. Величина зміни частоти задається як $2v$, де v означає

$$\frac{2 v}{\lambda}$$

v – швидкість цілі, а λ – довжина хвилі випромінюваного сигналу. Зміна частоти є позитивною для цілей, що наближаються, і негативною для тих, що розходяться.

Як обговорювалося раніше, відомо, що радіолокатори FMCW виявляють відстані за частотою сигналу биття. А тепер згадується, що рухомі цілі змінюють частоту сигналу биття. Поєднуючи ці дві властивості, можна очікувати, що радіолокатори FMCW не зможуть правильно виявляти інформацію про дальність до рухомих цілей. Однак це не стосується встановленої конфігурації та сценарію цього дослідження. Максимальний рівень швидкості для потенційної цілі цього радара становить близько 120 км/год (≈ 34 м/с). Це відповідає частоті Доплера близько 227 Гц для несучої частоти в X-діапазоні. Ця різниця в частоті прийнятого сигналу безпосередньо передається на сигнал биття. Отже, ми маємо похибку 227 Гц у розрахунку частоти. Однак навіть ця максимальна похибка частоти, спричинена рухом цілі, дуже мала порівняно з роздільною здатністю за дальністю. Роздільна здатність системи визначається як f_s/n_s , і ця величина становить близько 10 кГц у рамках цієї дисертації.

Доплерівська частота рухомих цілей розраховується шляхом

обробки даних повільного часу. Сигнал у частотній області, який містить інформацію про дальність, є складним сигналом. Фаза цього сигналу змінюється, якщо ціль рухається. Отже, перетворення Фур'є застосовується до даних повільного часу для певного інтервалу дальності. Період дискретизації даних повільного часу дорівнює ΔT . За критерієм Найквіста, максимальна частота, яку можна виміряти за повільний час, що дорівнює

$$\frac{1}{2\Delta T}$$

Це максимальний однозначний доплерівський ефект. частота, яку можна виміряти.

$$f_{Doppler,max} = \frac{1}{2\Delta T} = \frac{2 V_{max}}{\lambda} \quad (1.9)$$

$$V_{max} = \frac{\lambda}{4 \Delta T} \quad (1.10)$$

Максимальна швидкість, яку можна однозначно виміряти, пропорційна довжині хвилі та обернено пропорційна тривалості розгортки.

Роздільна здатність виміряної швидкості пов'язана з частотною роздільною здатністю даних повільного часу, отриманих за допомогою перетворення Фур'є. Об'єм збережених даних швидкого часу в блоці даних повільного часу позначається як N . Швидкості рухомих цілей обчислюються шляхом перетворення Фур'є N комплексних вибірок діапазону. Кількість частотних інтервалів у спектрі повільного часу дорівнює кількості точок сигналу, захоплених за повільний час (N). Лише однієї половини спектру достатньо для отримання інформації про швидкість, оскільки інша половина є індикатором напрямку. З цієї причини $N/2$ частотний інтервал представляє повільну частотну область від 0 до $\frac{1}{2\Delta T}$. Частота лінії розташовані з інтервалами

$$\left(\frac{1}{\Delta T}\right)/N$$

це визначає роздільну здатність у повільній часовій частотній області.

Роздільна здатність цифрового FMCW-радару за швидкістю розраховується як:

$$\delta f_{\text{Doppler}} = \frac{2 \delta V}{\lambda} = \frac{1}{\Delta T N} \cdot \quad (1.11)$$

$$\delta V = \frac{\lambda}{2 \Delta T N} \quad (1.12)$$

На підставі формули (1.12) роздільна здатність швидкості радіолокатора FMCW залежить від тривалості інтервалу сканування, кількості даних у повільному часі та довжини хвилі. Зі збільшенням тривалості сканування та кількості даних у повільному часі роздільна здатність швидкості також збільшується.

1.6 Розрахунок зворотної потужності для погодних цілей

Рівняння дальності радіолокатора відображає залежність прийнятої потужності P_r від таких параметрів, як потужність переданої хвилі, коефіцієнт підсилення антен, довжина хвилі, дальність до цілі тощо. Характеристики радіолокаційної системи визначають рівнянням дальності радіолокатора.

Рівняння метеорологічного радара є спеціалізованою формою первинних рівнянь радара та має багато еквівалентних принципів. Тому базова форма рівняння дальності радара позначається як [1]

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma_b}{(4\pi)^3 R^4 L_{\text{atm}}^2(R)} \quad (1.13)$$

де P_r – Отримана потужність випромінюваного сигналу; λ – довжина хвилі; P_t – передана потужність радіолокатора; σ_b – поперечний переріз; G_t – коефіцієнт підсилення передавальної антени; R – дальність до цілі; G_r – коефіцієнт підсилення приймальної антени; L_{atm} – атмосферне згасання.

Основна відмінність у рівнянні дальності радіолокаційного випромінювання для метеорологічного радара полягає в цілі. Площа відбиття літака або будь-якого іншого літаючого об'єкта є жорсткою та малою, тоді як гідрометеори зазвичай розріджені, набагато більші та більш рідкі [14]. Маса частинок води в повітрі складається з дрібних крапель води або льоду. Коли радіус крапель води набагато менший порівняно з довжиною хвилі (яка навіть у випадку смуги X), зокрема, коли

$$\frac{2\pi a}{\lambda} \ll 1$$

площа відбиття «однієї» водної краплі визначається рівнянням зворотного розсіювання Релея [4]

$$\sigma_i = \frac{\pi^5 |K|^2 D_i^6}{\lambda^4}. \quad (1.14)$$

де σ_i – радіолокаційний поперечний переріз окремої частинки; $|K|^2 = 0,93$ для частинок води та $0,197$ для льоду від L до X діапазону радара [1]; D_i – діаметр краплі дощу. Тепер легко обчислити радіолокаційну відбивну здатність від однієї частинки до одиниці об'єму, яка містить M таких розсіювачів.

$$\eta = \frac{1}{\Delta V} \sum_{i=1}^M \sigma_i. \quad (1.15)$$

η означає поперечний переріз розсіювання на одиницю об'єму

$$\eta = \frac{1}{\Delta V} \sum_{i=1}^M \frac{\pi^5 |K|^2 D_i^6}{\lambda^4} = \frac{\pi^5 |K|^2}{\lambda^4} \times \frac{1}{\Delta V} \sum_{i=1}^M D_i^6. \quad (1.16)$$

Величина

$$\frac{1}{\Delta V} \sum_{i=1}^M D_i^6$$

у цьому рівнянні називається метеорологічною відбивною здатністю та позначається Z .

$$Z = \frac{1}{\Delta V} \sum_{i=1}^M D_i^6. \quad (1.17)$$

$$\eta = \frac{\pi^5 |K|^2}{\lambda^4} Z. \quad (1.18)$$

Внесок кожного окремого точкового розсіювача в об'єм роздільної здатності не однаковий. Гідрометеори, розташовані в напрямку

максимального коефіцієнта посилення антени, робитимуть більший внесок. Поперечний переріз радіолокації σ_b для метеорологічних розсіювачів апроксимовано Проберт-Джонсом наступним чином [4]

$$\sigma_b = \eta \Delta R R^2 \frac{\pi \theta^2}{8 \ln 2}. \quad (1.19)$$

де θ означає мінімальну ширину променя передавальної та приймальної антен. Це наближення вимагає наступних припущень

- Як передавальна, так і приймальна антени висвітлюють однаковий об'єм роздільної здатності;
- У межах об'єму роздільної здатності розсіювачі розташовані випадковим чином і мають однаковий радіолокаційний поперечний переріз;
- Роздільна здатність діапазону значно менша порівняно з фактичним діапазоном.

Поєднання виразів (1.13) і (1.19) рівняння дальності радіолокаційного випромінювання для метеорологічних радіолокаторів стає

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \theta^2 \Delta R \eta}{\pi^2 R^2 L_{atm}^2(R) 512 \ln 2}. \quad (1.20)$$

У цьому радіолокаційному рівнянні η та R – це параметри, що впливають на потужність відбиття, але не залежать від радіолокаційної системи. Тут R – це дальність до цілі, а переріз розсіювання на одиницю об'єму η – параметр, який залежить від кількості частинок води в повітрі або в хмарі та швидкості опадів. Для зв'язку кількості опадів та перерізу розсіювання використовується ряд моделей. Метеорологи воліють виражати силу відлуння від гідрометеорів через метеорологічну відбивну здатність Z в одиницях dBz. Значення відбивної здатності в одиницях dBz дорівнює 10-кратному логарифму відбивної здатності за основою 10 в одиницях мм⁶/м³. Найпоширеніша модель, яка пов'язує відбивну здатність з швидкістю опадів, спостерігається в таблиця 1.1. Ця модель використовується в Національній метеорологічній радіолокаційній системі США NEXTRAD [1]. Вона пов'язує інтенсивність опадів з коефіцієнтом відбиття в дБц на 6 рівнях.

Таблиця 1.1 – Залежність відбивної здатності від типу опадів, що використовується в NEXTRAD

Рівень	Інтенсивність опадів (мм/год)	Категорія	Z - Відбивна здатність	
			(дБц)	(ммб/м3)
1	від 0,49 до 2,7	Легкий туман	$18 < Z < 30$	$63 < Z < 1000$
2	від 2,7 до 13,3	Помірний	$30 < Z < 41$	$1000 < Z < 12600$
3	від 13,3 до 27,3	Важкий	$41 < Z < 46$	$12600 < Z < 39800$
4	від 27,3 до 48,6	Дуже важкий	$46 < Z < 50$	$39800 < Z < 105$
5	від 48,6 до 133,2	Інтенсивний	$50 < Z < 57$	$105 < Z < 5 \times 105$
6	133.2 і вище	Екстремальність	$Z > 57$	$Z > 5 \times 105$

В результаті використання цієї таблиці можна обчислити відбиту потужність, яку приймальна антена обробляє для певної швидкості падіння та дальності. Це також буде використано у зворотному порядку, вимірюючи прийняту потужність, можна оцінити інтенсивність дощу.

Атмосферне затухання, яке також є функцією дальності, впливає на зворотну потужність електромагнітної хвилі. Окрім дальності до цілі, воно також залежить від використовуваної частоти. Атмосферне затухання електромагнітних хвиль для заданої частоти та висоти спостерігається на рисунку 1.6 [1]. Згідно з цим рисунком, затухання зазвичай збільшується зі збільшенням частоти переданого сигналу. Коефіцієнт втрат α наведено в децибелах на кілометр і лише для одностороннього поширення. У виразі (1.20)

$$L_{atm}^2(R)$$

представляє затухання в лінійних одиницях на метр для двостороннього поширення. Щоб обчислити це значення за заданим коефіцієнтом втрат, необхідний наступний розрахунок.

$$L_{atm}(R) (dB) = 2\alpha \left(\frac{R}{1000} \right) = \frac{\alpha R}{500} \quad (1.21)$$

У лінійній одиниці

$$L_{atm}(R) = 10^{\frac{\alpha R}{500}} \quad (1.22)$$

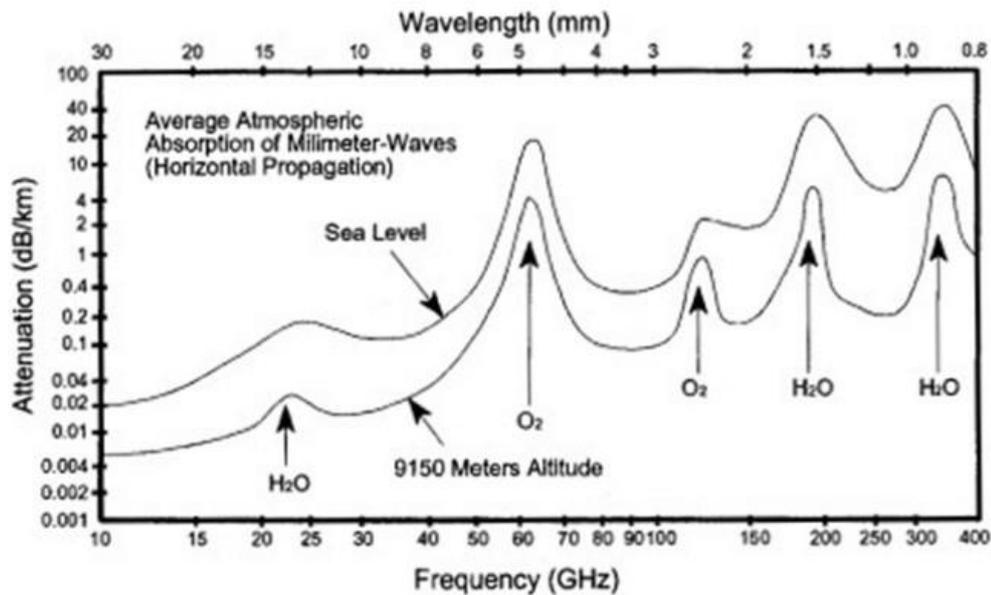


Рисунок 1.6 – Одностороннє атмосферне ослаблення електромагнітних хвиль [1]

1.7 Висновки до розділу

В даному розділі розглянуті теоретичні основи роботи FMCW-радару. Випромінювана хвиля в FMCW-радарх має частотну модуляцію, де частота сигналу змінюється з часом. Це відхилення частоти генерує різницю частот між переданим і прийнятим сигналами, оскільки прийнятий сигнал є зміщеною в часі версією переданого. Різниця частот пропорційна часу проходження хвилі, що є мірою відстані до цілі. Шляхом множення прийнятого сигналу на переданий за допомогою змішувача отримується різниця частот між переданим сигналом і луною. Після цього процесу, який називається «дерампінгом», інформацію про дальність до цілі можна отримати з частоти сигналу биття. У цифрових радарх сигнали биття проходять через аналого-цифровий перетворювач, а потім виконується цифрова обробка сигналу.

2 РОЗРОБКА FMCW-РАДАРА З КОМПЛЕКСНОЮ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОЮ КОРЕЛЯЦІЄЮ ДЛЯ ВІДСТЕЖЕННЯ БПЛА

2.1 Проектування системи

Як показано на рисунку 2.1, у цьому розділі представлено запропоновану систему відстеження траєкторії на основі просторово-часової кореляційної інтеграції для малоспостережуваного та протяжного БПЛА в системі міського повітряного транспорту. По-перше, у наступному підрозділі наведено каскадну радіолокаційну платформу високої роздільної здатності та відповідний алгоритм обробки сигналів, де потужність прийнятих сигналів від БПЛА максимально накопичується в спектрі дальність-доплер-азимут для покращення вхідного SINR. Потім, за допомогою послідовності спектрів дальність-доплер-азимут, у другому підрозділі пропонується наскрізна просторово-часова кореляційна інтеграція для рекурсивного відстеження малоспостережуваного та протяжного БПЛА.

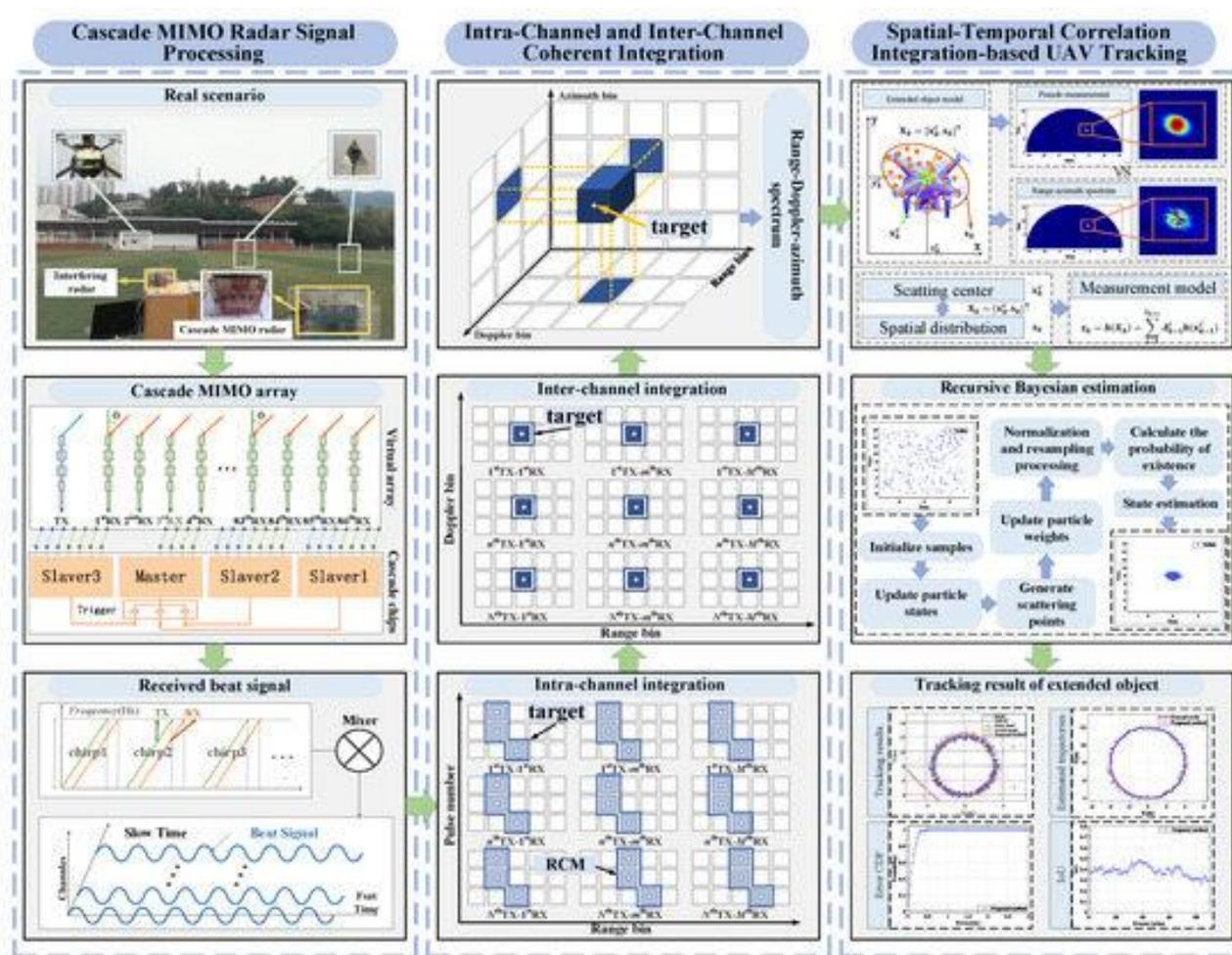


Рисунок 2.1 – Структура запропонованого методу

2.2 Модель сигналу каскадного FMCW-МІМО-радару для розширеного БПЛА

На передавачі спочатку генеруються сигнали FMCW та передаються до області інтересу, що можна виразити як

$$\mathbf{s}(\hat{t}, t_m) = \exp[j2\pi f_0(\hat{t} + t_m) + j\pi\mu\hat{t}^2] \quad (2.1)$$

де

$$\hat{t} \in [0, T_p)$$

– змінна швидкого часу; T_p – тривалість імпульсу, $t_m = mT_p, m = 1, 2, \dots, M$ – повільна змінна часу; M – кількість імпульсів в одному радіолокаційному кадрі; $\mu = B/T_p$ – швидкість чирпу; B – пропускна здатність; f_0 – несуча частота.

Тоді, виходячи зі співвідношення, показаного на рисунку 2.2, сигнали зворотного розсіювання протяжного БПЛА від n_T - передавальна антена на n_R - приймальний елемент можна описати як

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_u(\hat{t}, t_m, n_T, n_R) = & \sum_{i=1}^{I_k} \sigma_i \exp\{j2\pi f_0[\hat{t} + t_m - \tau_i^k(t_m) \\ & - \tau_i^k(n_T) - \tau_i^k(n_R)] + j\pi\mu[\hat{t} - \tau_i^k(t_m) - \tau_i^k(n_T) - \tau_i^k(n_R)]^2\} \end{aligned} \quad (2.2)$$

де I_k – кількість джерел відбиття на k -му радіолокаційному кадрі, σ_i – потужність зворотного розсіювання від i -го джерела відбиття протяжного БПЛА, $\tau_i^k(t_m) = 2(R_i + v_0 t_m)/c$ – час проходження сигналів зворотного розсіювання від першої передавальної антени до першого приймача, R_i – початкова похила відстань між радаром та i -м джерелом відбиття, v_0 – початкова швидкість БПЛА, яка вважається постійною протягом одного радіолокаційного кадру, $c = 3 \times 10^8$ м/с – швидкість світла,

$$\begin{aligned} \tau_i^k(n_T) &= (n_T - 1)d_T \sin \theta_i / c \\ \tau_i^k(n_R) &= (n_R - 1)d_R \sin \theta_i / c \end{aligned}$$

– це відповідно додаткові затримки поширення сигналу, викликані різницею в відстані між передавальною та приймальною антенами, θ_i – кут прибуття (АОА), який приблизно дорівнює куту відбиття (АОД), d_T, d_R – відповідно відстані між передавальною та приймальною решітками, $n_T = 1, 2, \dots, NT$

$T = 1, 2, \dots, NR$ – це, відповідно, кількість передавальної та приймальної антен, NT – кількість передавальних антен, а NR – кількість приймаючих елементів.

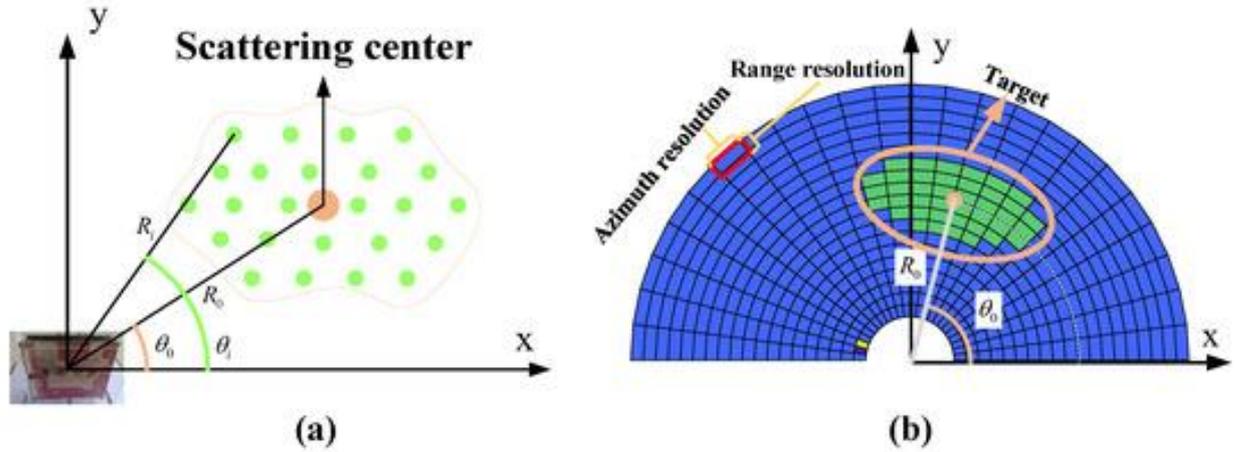


Рисунок 2.2 – Геометричний зв'язок та розширений спектр дальності-азимуту. (а) Геометричний зв'язок між радаром та розширеним БПЛА. (б) Спектр дальності-азимуту розширеного БПЛА

Після процесів демодуляції та дечирпування, сигнал биття, зібраний платою збору даних, можна описати як

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{beat}(\hat{t}, t_m, n_T, n_R) &= \mathbf{r}_u(\hat{t}, t_m, n_T, n_R) \times \mathbf{s}^*(\hat{t}, t'_m) \\ &\approx \sum_{i=1}^{I_k} A_i \exp\left(-j \frac{4\pi\mu\hat{t}R_i}{c}\right) \exp\left[-j \frac{4\pi(f_0 + \mu\hat{t})v_0 t'_m}{c}\right] \\ &\times \exp\left[-j \frac{2\pi(f_0 + \mu\hat{t})[(n_T - 1)d_T \sin \theta_i + (n_R - 1)d_R \sin \theta_i]}{c}\right] \end{aligned} \quad (2.3)$$

Як показано на рисунку 2.3, за допомогою стратегії множинного доступу з часовим поділом MIMO (TDMA-MIMO), сигнали, що передаються від різних передавальних елементів, можуть бути розділені, і представлені $NT \times NR$ масив MIMO можна синтезувати як $1 \times N$ віртуальний масив MIMO, де $Na = NT \times NR$ – загальна кількість віртуальних антен. Більш конкретно, в одному часовому блоці сигнали чирпу від різних передавальних антен послідовно передаються в область інтересу в різні часові інтервали. У приймачі сигнал зворотного розсіяння від nT -й передавальний елемент приймається на nT -й часовий інтервал. Для сигналу, що передається nT -ї антени та прийнятий nR -ї антени, додатковий шлях поширення, викликаний різницею відстані між елементами передавальної та приймальної решітки, дорівнює

$$(n_T - 1)d_T \sin \theta_i + (n_R - 1)d_R \sin \theta_i.$$

Крім того, шляхом розумного проектування відстаней між передавальними решітками (наприклад, $d_T = NRd_R$), додатковий шлях поширення можна переписати як

$$[(n_T - 1)N_R + (n_R - 1)]d_R \sin \theta_i,$$

що дорівнює різниці просторів між першим та

$$[(n_T - 1)N_R + n_R]$$

приймальні антени в $1 \times N_a$ масив. Отже, $NT \times NR$ вимірний масив MIMO можна реструктурувати як $1 \times N_a$ віртуальний масив. За цієї умови роздільну здатність азимутального кута можна збільшити до $1 / (NT \times NR)$, якому потрібно лише $NT + NR$ антени, набагато менше, ніж $NT \times NR$.

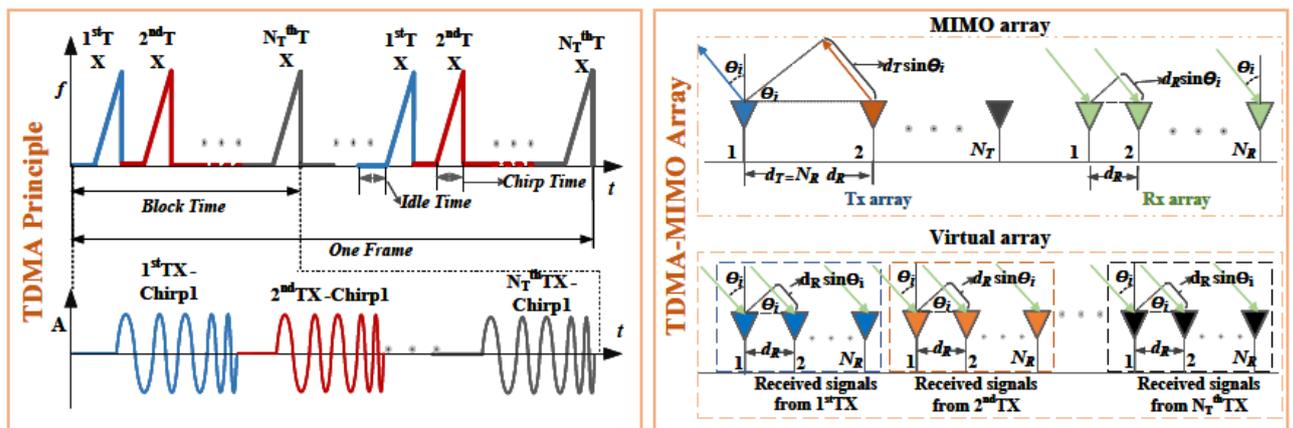


Рисунок 2.3 – Каскадна антенна решітка MIMO та відповідні елементи віртуальної антени

Потім, сигнал биття n_a -ту віртуальну антену можна записати як

$$\begin{aligned} r_{beat}(\hat{t}, t_m, n_a) &= \sum_{i=1}^{I_k} A_i \exp \left\{ -j \frac{4\pi \mu \hat{t} R_i}{c} \right\} \\ &\times \exp \left\{ -j \frac{4\pi (f_0 + \mu \hat{t}) v_0 t_m}{c} \right\} \exp \left\{ -j \frac{2\pi (f_0 + \mu \hat{t}) n_a d_R \sin \theta_i}{c} \right\} \end{aligned} \quad (2.4)$$

де $n_a = 0, 1, \dots, N_a$ – номер віртуальної антени.

Застосування 3D-перетворення Фур'є (FT) до (2.4) відносно t, tm і na

$$r_{beat}(f_r, f_d, f_a) = \sum_{i=1}^{I_k} A'_i \text{sinc}\left[f_r - \frac{2\mu}{c}(R_i + v_0 t_m + \frac{1}{2} n_a d_R \sin \theta_i)\right] \text{sinc}\left(f_d - \frac{2v_0}{\lambda}\right) \text{sinc}\left(f_a - \frac{d_R}{\lambda} \sin \theta_i\right) \quad (2.5)$$

де f_r, f_d, f_a – частотні змінні, що виражаються відповідно в термінах дальності, доплерівського ефекту та азимута,

$$A'_i = A_i N_a M T_c^2$$

є константою, і

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin x}{x}$$

є функцією sinc .

З виразу (2.5) можна спостерігати, що для різних джерел відбиття, просторово структурованих на БПЛА, різниці R_i і θ_i призведе до розширення сигналів цілі, де вони можуть займати кілька комірок роздільної здатності в спектрі дальності-азимуту, як показано на рисунку 2.2. Багата інформація, включаючи розширення сигналів цілі, таку як форма, розмір та орієнтація, може дозволити використовувати каскадний радар FMCW-MIMO для керування БПЛА та прийняття рішень з планування, таких як камера або лідар. Крім того, завдяки зв'язку... t, tm, na , ми також бачимо, що розташування піку функції sinc змінюватиметься залежно від руху цілі, коли $v_0 t_m$ або $1/2 n_a d_R \sin \theta_i$ більша за роздільну здатність за дальністю, яка добре відома як міграція комірок за дальністю (RCM). RCM в обох діапазонах — повільній часовій області та площині віртуального каналу антени — розподілятимуть потужність сигналу на різні комірки за дальністю, що може призвести до серйозних втрат інтеграції після 3D-FT. Відповідно, натхненний успішним застосуванням трапецеїдального перетворення (KT) у галузі радіолокаційної візуалізації, у наступній частині ми представляємо метод когерентної інтеграції на основі 2D-KT для достатнього накопичення потужності внутрішньоканального та міжканального сигналу з метою покращення SINR куба необроблених радіолокаційних даних.

2.3 Внутрішньоканальна та міжканальна когерентна інтеграція за наявності перешкод

У системах міського повітряного транспорту наша каскадна МІМО-радіолокаційна система неминуче буде піддаватися впливу шумових перешкод, взаємного втручання від інших радарів, що працюють на одному каналі, та сильних перешкод від інфраструктури та високих будівель. Отже, на приймачі прийняті сигнали у (2.3) можна переписати як

$$\mathbf{z}_{beat}(\hat{t}, t_m, n_a) = \mathbf{r}_{beat}(\hat{t}, t_m, n_a) + \mathbf{r}_{beat}^{int}(\hat{t}, t_m, n_a) + \mathbf{c}_{beat}(\hat{t}, t_m, n_a) + \mathbf{w}(\hat{t}, t_m, n_a) \quad (2.6)$$

де

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{beat}^{int}(\hat{t}, t_m, n_a) &= \mathbf{r}^{int}(\hat{t}, t_m) \times \mathbf{s}^*(\hat{t}) \\ &\approx \gamma^{int} A^{int} \exp \left\{ -j \frac{2\pi(f_0^{int} - f_0 + \mu^{int} R^{int})}{c} \hat{t} \right\} \\ &\times \exp \left[-j \frac{2\pi(f_0^{int} + \mu^{int} \hat{t}) v^{int} t_m}{c} \right] \\ &\times \exp \left[-j \frac{2\pi(f_0^{int} + \mu^{int} \hat{t}) n_a d_R \sin \theta^{int}}{c} \right] \end{aligned} \quad (2.7)$$

позначає отримані сигнали від радіолокатора, що створює перешкоди, $\gamma^{int} \in \{0, 1\}$ позначає індикатор спільного каналу, який дорівнює 1, коли сигнал перешкоди знаходиться в смузі частот, що цікавить наш радар, μ^{int} позначає нахил частотної частоти радіолокатора, що заважає, A^{int} позначає амплітуду сигналу перешкоди, R^{int} , θ^{int} і v^{int} – відповідно відносна дальність, азимутальний кут та швидкість між радаром-жертвою та радіолокатором, що створює перешкоди, $\mathbf{c}_{beat}(\hat{t}, t_m, n_a)$ це розсіяні перешкоди від інфраструктури та високих будівель, а також $\mathbf{w}(\hat{t}, t_m, n_a)$ це шуми.

Загалом, згідно з рівнянням поширення у вільному просторі Фріса та рівнянням радіолокатора, сигнал взаємної інтерференції сильніший за бажаний сигнал зворотного розсіяння. Як результат, після виконання 3D-FT на (2.6), ціль-привид може виникнути, якщо несуча частота радіолокатора, що створює інтерференцію, знаходиться в смузі пропускання, що цікавить наш радар. Крім того, існування перешкод не тільки збільшить рівень шуму, але й, можливо, генеруватиме псевдоцілі в спектрі радіолокаційного діапазону – Доплера – азимута.

Взаємні перешкоди та перешкоди різко зменшать SINR (коефіцієнт сигнального шуму) необробленого куба 3D-радарних даних. Відповідно, у

цій частині ми спочатку використовуємо 2D-КТ для корекції RCM, викликаного рухом цілі та різницею в інтервалі між ними віртуальної решітки, для достатньої інтеграції потужності внутрішньоканального та міжканального сигналу цілі в одному радіолокаційному кадрі, як показано на рисунку 2.4. З (2.3) ми бачимо, що поява RCM по суті зумовлена зв'язком $\dots \hat{t}$ і t'_m у другому експоненціальному члені для одного каналу. Крім того, дрейф дальності в різних каналах також індукується зв'язком \hat{t} і n'_a у третьому експоненціальному члені. На щастя, типи цих двох зв'язків однакові, і їх можна видалити за допомогою простої операції масштабування, що може бути досягнуто за допомогою процесу інтерполяції. Отже, для видалення зв'язків \hat{t} , t'_m і n'_a , ми, відповідно, застосовуємо $(f_0 + \mu \hat{t}) t'_m = f_0 t'_m$ і $(f_0 + \mu \hat{t}) n'_a = f_0 n'_a$ до виразу (2.5) відносно повільного часу t'_m і номер каналу n'_a за допомогою інтерполяційної функції sinc, і ми можемо отримати

$$\begin{aligned}
 & \mathbf{z}_{beat}(\hat{t}, t'_m, n'_a) \\
 &= \sum_0^{M-1} \sum_0^{N_a-1} \mathbf{z}_{beat}(\hat{t}, t_m, n_a) \\
 & \times \text{sinc}\left(\frac{f_0}{f_0 + \mu \hat{t}} t'_m - t_m\right) \text{sinc}\left(\frac{f_0}{f_0 + \mu \hat{t}} n'_a - n_a\right) \\
 &= \mathbf{r}_{beat}(\hat{t}, t'_m, n'_a) + \mathbf{r}_{beat}^{int}(\hat{t}, t'_m, n'_a) \\
 & + \mathbf{c}_{beat}(\hat{t}, t'_m, n'_a) + \mathbf{w}(\hat{t}, t'_m, n'_a)
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

де

$$\begin{aligned}
 & \mathbf{r}_{beat}(\hat{t}, t'_m, n'_a) = \sum_{i=1}^{I_k} A_i \exp\left\{-j \frac{4\pi \mu \hat{t} R_i}{c}\right\} \\
 & \times \exp\left\{-j \frac{4\pi f_0 v_0 t'_m}{c}\right\} \exp\left\{-j \frac{2\pi f_0 n'_a d_R \sin \theta_i}{c}\right\}
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

$t'_m = m T_p$, $m = 0, 1, \dots, M$ і $n'_a = 1, 2, \dots, N_a$ є, відповідно, масштабованою повільною змінною часу та масштабованим номером каналу.

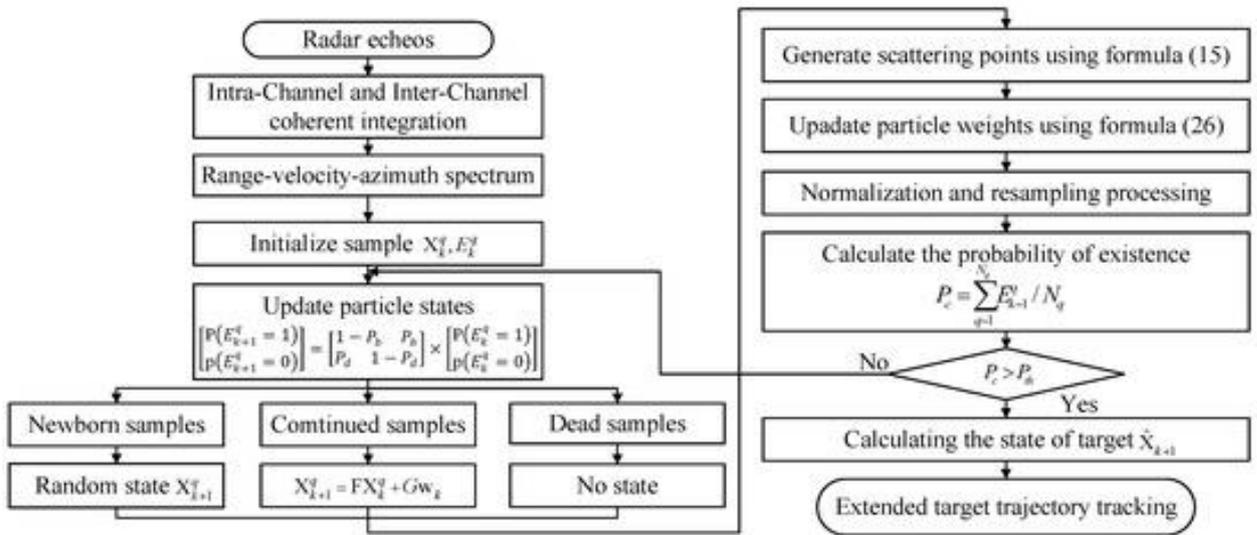


Рисунок 2.4 – Блок-схема запропонованого методу

З виразів (2.8) та (2.9) можна спостерігати, що зв'язки t , $t'm$ і $n'a$ усуваються у другому та третьому експоненціальних членах для сигналів биття цілі, але зв'язки все ще існують у сигналах взаємної інтерференції. З огляду на це, після виконання 3D-FT на (2.7) вздовж t , $t'm$ і $n'a$, у нас є

$$\begin{aligned} \mathbf{z}(f_r, f_d, f_a) = & \mathbf{r}_{beat}(f_r, f_d, f_a) + \mathbf{r}_{beat}^{int}(f_r, f_d, f_a) \\ & + \mathbf{c}_{beat}(f_r, f_d, f_a) + \mathbf{w}(f_r, f_d, f_a) \end{aligned} \quad (2.10)$$

де

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{beat}(f_r, f_d, f_a) = & \sum_{i=1}^{I_k} A'_i \text{sinc}(f_r - \frac{2\mu R_i}{c}) \\ & \times \text{sinc}(f_d - \frac{2v_0}{\lambda}) \text{sinc}(f_a - \frac{d_R}{\lambda} \sin \theta_i) \end{aligned} \quad (2.11)$$

– спектр цілі, що залежить від дальності, доплера та азимуту, $\mathbf{z}_{intbeat}(f_r, f_d, f_a)$, $\mathbf{c}_{beat}(f_r, f_d, f_a)$ і $\mathbf{w}(f_r, f_d, f_a)$ – спектри сигналів перешкод, перешкод та шумів відповідно.

У виразі (2.11) потужність сигналу i -го джерела відбиття БПЛА когерентно інтегрується з кількох комірок дифузної роздільної здатності в одну одиницю роздільної здатності в спектрі діапазону – доплерівського ефекту – азимуту, а теоретичний коефіцієнт обробки становить $10 \lg(MN_a)$. Однак, через залишкові зв'язки t , $t'm$ і $n'a$, потужність сигналу радіолокатора, що створює завади, все ще розподіляється між різними комірками дальності. Це накопичення посилення може повністю покращити SINR у кубі необроблених 3D-радарних даних і таким чином покращити ефективність відстеження траєкторії для малоспостережуваного БПЛА.

2.4 Перевірка результатів когерентного інтегрування 2D-КТ за допомогою MATLAB

На рисунку 2.5 показано результати когерентного інтегрування 2D-КТ, перевірені за допомогою MATLAB R2018a. На цьому рисунку до повернутих сигналів цілі було додано взаємні перешкоди радара, а також було представлено ще один статичний об'єкт для імітації сильних перешкод. Параметри радіолокаційної системи були встановлені наступним чином: несуча частота $f_0=77$ ГГц, смуга пропускання $B=2,4$ ГГц, кількість віртуальних антен $N_a=128$, тривалість імпульсу $T_p=50\mu\text{s}$ та частота чирпу $\mu=85,021$ МГц/ μs . Крім того, параметри ЛЧМ-сигналу радіолокатора перешкод є $f_{int0}=77$ ГГц, $T_{intp}=45\mu\text{s}$, $\mu_{int}=85,10^6$ МГц/ μs .

Діапазон повільної площини першого RX-TX каналу до та після КТ показано на рисунку 2.5 а, б. На рисунку 2.5 а ми можемо чітко бачити RCM, що потужність цільових імпульсів різних типів розподіляється по різних комірках дальності. Після КТ RCM коригується, і потужність сигналу різних імпульсів від одного джерела відбиття знаходиться в одній комірці дальності. Потім, після виконання перетворення Фур'є вздовж числа імпульсів, пік, який інтегрує потужність усіх імпульсів від одного джерела відбиття цілі, виникне в діапазоні доплерівського спектру.

На рисунку 2.5 с, d представлено діапазон площини каналу першого ЛЧМ до та після КТ. Через велику кількість віртуальних каналів, з рисунка 2.5 с видно, що різниця в відстані між віртуальними антенами також призводить до RCM, що погіршує продуктивність виявлення та відстеження цілі. Цей тип RCM також можна видалити після другого процесу КТ, як показано на рисунку 2.5 d. Крім того, через різницю в частоті чирпів між радаром, що створюють перешкоди, та радаром, що постраждали, з рисунка 2.5 а–с видно, що потужність сигналу взаємних перешкод радарів розподіляється по різних комірках дальності після КТ, що зменшує кінцеву потужність сигналу перешкод і, таким чином, корисно для виявлення та відстеження цілей. Кінцевий діапазон азимутального спектру до та після 2D-КТ зображено на рисунку 2.5 e, f. Ми можемо спостерігати, що після 2D-КТ SINR когерентно інтегрується від 12,84 дБ до 31,3 дБ, що може ефективно покращити ефективність виявлення та відстеження БПЛА в умовах низької спостережуваності.

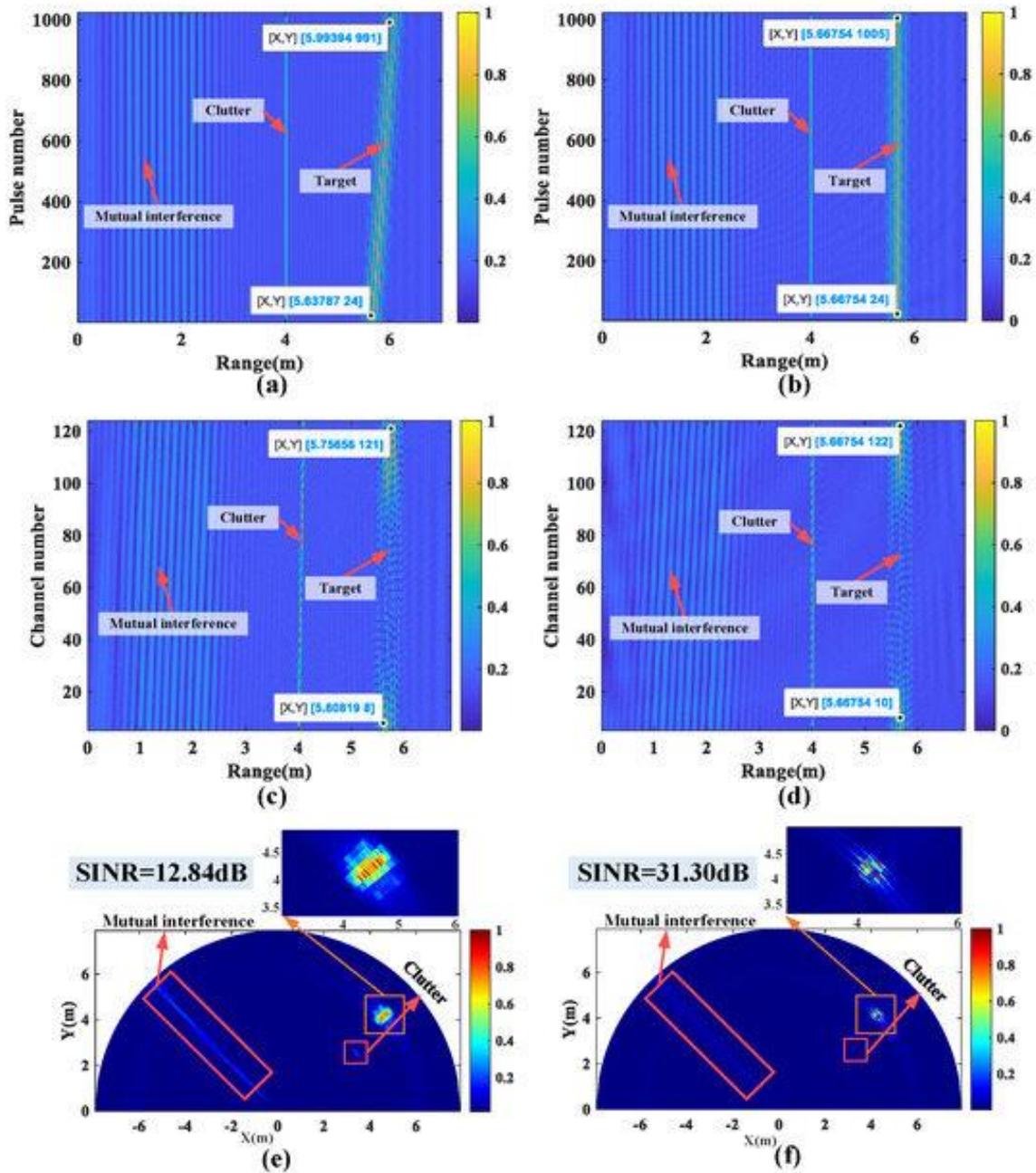


Рисунок 2.5 – Результати когерентного інтегрування 2D-КТ. (а) Площина дальності-повільного часу першого каналу RX-TX до КТ. (б) Площина дальності-повільного часу першого каналу RX-TX після КТ. (с) Площина дальності-каналу першого чирпу до КТ. (д) Площина дальності-каналу першого чирпу після КТ. (е) Спектр дальності-азимута до 2D-КТ. (ф) Спектр дальності-азимута після 2D-КТ

2.5 Структура відстеження на основі наскрізної просторово-часової кореляційної інтеграції з рекурсивною байєсівською оцінкою

У цьому підрозділі ми розглядаємо розширений БПЛА як об'єкт, який потрібно відстежувати, щоб уникнути складної процедури зв'язку

вимірювання з джерелом. Крім того, форму розширеного БПЛА можна приблизно описати прямокутником, який часто моделюється як еліпс у радіолокаційному спектрі. З огляду на це, ми спочатку моделюємо стан розширеного БПЛА як

$$\mathbf{X}_k = [\mathbf{x}_k^c, \mathbf{s}_k]^T,$$

де

$$\mathbf{x}_k^c = [x_k^c, y_k^c, v_k^x, v_k^y]$$

– кінематичний вектор стану центру розсіювання на k -му кроці часу,

$$\mathbf{s}_k = [\alpha_k, l_k^a, l_k^b]$$

– відповідний стан еліптичного розширення, α_k , l_k^a і l_k^b – це відповідно еліптичний кут курсу, велика вісь та мала вісь. Загалом, через короткий часовий інтервал між двома сусідніми радіолокаційними кадрами, швидкість БПЛА можна вважати майже постійною. Отже, модель переходу станів можна сформулювати як

$$\mathbf{X}_{k+1} = \mathbf{F}\mathbf{X}_k + \mathbf{G}\mathbf{w}_k \quad (2.12)$$

де

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_x & \mathbf{0}_{4 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 4} & \mathbf{F}_s \end{bmatrix}$$

– позначає матрицю переходів станів,

–

$$\mathbf{F}_x = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

– позначає матрицю кінематичних переходів станів,

$$\mathbf{F}_s = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

– позначає матрицю переходу станів розширення, $T = \Delta t$ – часовий інтервал

між двома сусідніми радіолокаційними кадрами,

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_x & \mathbf{0}_{4 \times 5} \\ \mathbf{0}_{3 \times 4} & \mathbf{G}_s \end{bmatrix}$$

– позначає матрицю переходу шуму,

$$\mathbf{G}_x = \begin{bmatrix} T^2/2 & 0 \\ 0 & T \\ T^2/2 & 0 \\ 0 & T \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{G}_s = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{la} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{lb} \end{bmatrix}$$

ε_α , ε_{la} і ε_{lb} – відповідні інтенсивності шуму, $\mathbf{w}k = [wx, wy, wv_x, wv_y, w\alpha, wl_a, wl_b]^T$ – позначає гауссівський вектор білого шуму.

Для покращення здатності до перешкод, введено індикатор існування $E_k = \{0, 1\}$ для опису наявності цілі в полі зору радару (FOV) на k -тій мітці часу замість процесу виявлення на основі порогового рішення. Якщо ціль існує, $E_k = 1$ інакше, $E_k = 0$ вводячи ймовірності народження та смерті цілі, еволюцію індикатора існування можна змоделювати як марковський процес, який можна описати як

$$\begin{bmatrix} P(E_{k+1} = 1) \\ P(E_{k+1} = 0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - P_b & P_b \\ P_d & 1 - P_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(E_k = 1) \\ P(E_k = 0) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

де $P_b = P(E_{k+1} = 1 | E_k = 0)$ представляє ймовірність початку, $P_d = P(E_{k+1} = 0 | E_k = 1)$ відображає ймовірність закінчення.

2.6 Модель вимірювання для каскадного FMCW MIMO-радару

Згідно з виразом (2.10), ми можемо отримати послідовність спектрів дальності–доплера–азимуту, тобто $\mathbf{z}1 : k+1 = \{\mathbf{z}1, \mathbf{z}2, \dots, \mathbf{z}k+1\}$, де $\mathbf{z}k+1 = |\mathbf{z}k+1(fr, fd, fa)|^2$ позначає спектр потужності дальності, доплерівського ефекту та азимуту, який містить $Nr \times Nv \times N\theta$ комірок роздільної здатності на $k+1$ -му радіолокаційному кадрі. У цій статті ми розглядаємо вимірювання, що надходять від розширеного БПЛА, як два

окремі процеси, включаючи процес просторового розсіювання та процес похибки вимірювання. Перші використовують еліптичну форму та модель просторового розподілу ймовірностей для опису того, як розширені джерела вимірювань розподілені по БПЛА. Джерела випадкового розсіювання, дотримуючись заданого просторового розподілу ймовірностей, розподілені по еліпсу, який повинен задовольняти

$$\left(\left[\begin{array}{cc} x_{k+1}^i & y_{k+1}^i \end{array} \right] - \left[\begin{array}{cc} x_{k+1}^c & y_{k+1}^c \end{array} \right] \right) \mathbf{D}_{k+1} \times \left(\left[\begin{array}{cc} x_{k+1}^i & y_{k+1}^i \end{array} \right] - \left[\begin{array}{cc} x_{k+1}^c & y_{k+1}^c \end{array} \right] \right)^T \leq 1 \quad (2.14)$$

де (x_{k+1}^c, y_{k+1}^c) і (x_{k+1}^i, y_{k+1}^i) – відповідно координати положення центруючого та i -го джерел розсіювання,

$$\mathbf{D}_{k+1} = \mathbf{R}(\alpha_{k+1}) \begin{bmatrix} (l_{k+1}^a)^2 & 0 \\ 0 & (l_{k+1}^b)^2 \end{bmatrix} \mathbf{R}(\alpha_{k+1})^T$$

представляє інформацію про контурні елементи еліпса,

$$\mathbf{R}(\alpha_{k+1}) = \begin{bmatrix} \cos \alpha_{k+1} & -\sin \alpha_{k+1} \\ \sin \alpha_{k+1} & \cos \alpha_{k+1} \end{bmatrix}$$

– представляє матрицю обертання.

Процес визначення похибки вимірювання описує процес шуму датчика, який зазвичай вважається гаусовим вектором білого шуму. Крім того, замість традиційних радіолокаційних детектування, щоб уникнути втрати інформації, спричиненої процесом визначення порогу, для отримання моделі вимірювання використовується спектр потужності псевдодальності-доплера-азимута на основі функції точкової дифузії. З огляду на це, модель вимірювання для каскадного МІМО-радару можна отримати як

$$\mathbf{z}_{k+1} = \begin{cases} h(\mathbf{X}_{k+1}) + \mathbf{v}_{k+1}, E_{k+1} \neq 0 \\ \mathbf{v}_{k+1}, E_{k+1} = 0 \end{cases} \quad (2.15)$$

де

$$h(\mathbf{X}_{k+1}) = \sum_{i=1}^{I_{k+1}} A_{k+1}^i h(\mathbf{x}_{k+1}^i) = \sum_{i=1}^{I_{k+1}} A_{k+1}^i \exp \left[\frac{(r-r_{k+1}^i)^2 L_r}{2N_r} + \frac{(v-v_{k+1}^i)^2 L_v}{2N_v} + \frac{(\theta-\theta_{k+1}^i)^2 L_\theta}{2N_\theta} \right] \quad (2.16)$$

– спектр потужності псевдодальності, доплерівського ефекту та азимуту, $h(\mathbf{x}_{k+1}^i)$ являє собою функцію точкової дифузії i -го джерела розсіювання,

$\mathbf{x}_{k+1} = [x_{k+1}, y_{k+1}, v_{k+1}^x, v_{k+1}^y]$ представляє відповідний кінематичний вектор стану, \mathbf{v}_{k+1} – матриця шуму, I_{k+1} – загальна кількість джерел розсіювання цілі на $k+1$ -му кадрі радіолокації, A_{ik+1} – амплітуда i -ї точки розсіювання, L_r, L_v, L_θ представляють константи втрат, r, v та θ – відповідно змінні дальності, швидкості та азимуту, $r_{ik+1}, v_{ik+1}, \theta_{ik+1}$ – це дальність, швидкість та азимут i -го джерела розсіювання, які можна обчислити за допомогою

$$r_{k+1}^i = \sqrt{(x_{k+1}^i)^2 + (y_{k+1}^i)^2} \quad (2.17)$$

$$v_{k+1}^i = \frac{x_{k+1}^i v_{k+1}^x + y_{k+1}^i v_{k+1}^y}{\sqrt{(x_{k+1}^i)^2 + (y_{k+1}^i)^2}} \quad (2.18)$$

$$\theta_{k+1}^i = \arctan \frac{y_{k+1}^i}{x_{k+1}^i} \quad (2.19)$$

2.7 Оцінювання стану на основі наскрізного просторово-часового кореляційного інтегрування з рекурсивним байєсівським оцінюванням

Оскільки інформація про ціль безумовно міститься в необробленому спектрі радара, у цій статті ми зосереджуємося на оцінці апостеріорної ймовірності $P(\mathbf{X}_{k+1}, E_{k+1} = 1 | \mathbf{Z}_{1:k+1})$ для досягнення відстеження БПЛА шляхом безпосереднього використання спостережуваних спектрів дальності, доплера та азимуту, тобто $\mathbf{Z}_{1:k+1} = \{\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2, \dots, \mathbf{z}_{k+1}\}$, а не залежати від виявлень на основі порогових рішень. На цій основі, використовуючи просторово-часову кореляцію траєкторії цілі в послідовності радіолокаційних кадрів, розширений малоспостережуваний БПЛА може бути виявлений та відстежений одночасно, якщо апостеріорна ймовірність $P(\mathbf{X}_{k+1}, E_{k+1} = 1 | \mathbf{Z}_{1:k+1})$ більше за задане значення.

По-перше, на етапі прогнозування, залежно від моделей переходу індикаторів стану та існування, апіорну ймовірність можна описати як

$$\begin{aligned} P(\mathbf{X}_{k+1}, E_{k+1} = 1 | \mathbf{Z}_{1:k}) &= \\ &= \int P(\mathbf{X}_{k+1}, E_{k+1} = 1, \mathbf{X}_k, E_k = 1 | \mathbf{Z}_{1:k}) d\mathbf{X}_k + \int P(\mathbf{X}_{k+1}, E_{k+1} = 1, \mathbf{X}_k, E_k = 0 | \mathbf{Z}_{1:k}) d\mathbf{X}_k \quad (2.20) \\ &= (1 - P_d) \int P(\mathbf{X}_{k+1} | \mathbf{X}_k, E_{k+1} = 1, E_k = 1) \times P(\mathbf{X}_k, E_k = 1 | \mathbf{Z}_{1:k}) d\mathbf{X}_k + P_b P(\mathbf{X}_k) \end{aligned}$$

де $P(\mathbf{X}_{k+1} | \mathbf{X}_k, E_{k+1} = 1, E_k = 1)$ – ймовірність переходу станів, яку можна

обчислити за формулою (2.12), $P(\mathbf{X}k, E_{k=1} | \mathbf{Z}1 : k)$ – апостеріорна ймовірність на k -й позначці часу, а $P(\mathbf{X}k)$ – ймовірність початкового стану.

Згодом, після отримання останнього спектру дальності–доплера–азимуту \mathbf{z}_{k+1} , апостеріорна ймовірність у момент часу $k+1$ -ту позначку часу можна отримати як

$$P(\mathbf{X}_{k+1}, E_{k+1} = 1 | \mathbf{Z}_{1:k+1}) \propto P(\mathbf{X}_{k+1}, E_{k+1} = 1 | \mathbf{Z}_{1:k}) P(\mathbf{z}_{k+1} | \mathbf{X}_{k+1}, E_{k+1} = 1) \quad (2.21)$$

де $P(\mathbf{z}_{k+1} | \mathbf{X}_{k+1}, E_{k+1} = 1)$ – ймовірність ймовірності.

Оскільки вимірювання, що надходять від розширеного БПЛА, можна розділити на процес просторового розсіювання та процес похибки вимірювання, функція розподілу ймовірностей (PDF) $P(\mathbf{z}_{k+1} | \mathbf{X}_{k+1}, E_{k+1} = 1)$ можна виразити як

$$\begin{aligned} p(\mathbf{z}_{k+1} | \mathbf{X}_{k+1}, E_{k+1} = 1) &= \int p(\mathbf{z}_{k+1}, \mathbf{x}_{k+1}^i | \mathbf{X}_{k+1}, E_{k+1} = 1) d\mathbf{x}_{k+1}^i \\ &= \int p(\mathbf{z}_{k+1} | \mathbf{x}_{k+1}^i, E_{k+1} = 1) \times p(\mathbf{x}_{k+1}^i | \mathbf{X}_{k+1}, E_{k+1} = 1) d\mathbf{x}_{k+1}^i \end{aligned} \quad (2.22)$$

де $P(\mathbf{x}_{k+1}^i | \mathbf{X}_{k+1}, E_{k+1} = 1)$ – це специфічна модель просторового розподілу ймовірностей, яка в цій статті вважається двовимірним рівномірним розподілом, $P(\mathbf{z}_{k+1} | \mathbf{x}_{k+1}^i, E_{k+1} = 1)$ – це процес похибки вимірювання.

Припускаючи, що кожна одиниця роздільної здатності є статистично незалежною в спектрі радару, $p(\mathbf{z}_{k+1} | \mathbf{x}_{k+1}^i, E_{k+1} = 1)$ можна виразити як добуток ймовірності ребра PDF кожної одиниці роздільної здатності, тобто

$$p(\mathbf{z}_{k+1} | \mathbf{x}_{k+1}^i, E_{k+1} = 1) = \prod_{n_r}^{N_r} \prod_{n_v}^{N_v} \prod_{n_\theta}^{N_\theta} p(z_{k+1}^{n_r, n_v, n_\theta} | \mathbf{x}_{k+1}^i, E_{k+1} = 1) \quad (2.23)$$

де

$$p(z_{k+1}^{n_r, n_v, n_\theta} | \mathbf{x}_{k+1}^i, E_{k+1} = 1) \sim N(z_{k+1}^{n_r, n_v, n_\theta} - A_{k+1}^i h^{n_r, n_v, n_\theta}(\mathbf{x}_{k+1}^i), \sigma^2)$$

ймовірність ребра в комірці роздільної здатності (n_r, n_v, n_θ) і $z_{k+1}^{n_r, n_v, n_\theta}$ і σ^2 – відповідно, відповідні потужність сигналу та дисперсія шуму.

Тоді, підставляючи вираз (2.23) у (2.22), отримаємо

$$\begin{aligned}
p(\mathbf{z}_{k+1} | \mathbf{X}_{k+1}, E_{k+1} = 1) &= \sum_{i=1}^{I_{k+1}} \prod_{n_r} \prod_{n_v} \prod_{n_\theta} p(z_{k+1}^{n_r, n_v, n_\theta} | \mathbf{x}_{k+1}^i, E_{k+1} = 1) \\
&= \sum_{i=1}^{I_{k+1}} \prod_{n_r} \prod_{n_v} \prod_{n_\theta} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp \left\{ \frac{-[A_{k+1}^i h^{n_r, n_v, n_\theta} (\mathbf{x}_{k+1}^i) - z_{k+1}^{n_r, n_v, n_\theta}]^2}{2\sigma^2} \right\} \quad (2.24)
\end{aligned}$$

У виразі (2.21), за допомогою послідовності радіолокаційних кадрів, БПЛА може бути виявлений та відстежений одночасно, якщо апостеріорна ймовірність $P(\mathbf{X}_{k+1}, E_{k+1} = 1 | \mathbf{Z}_1 : k+1)$ більше за задане значення, де процес виявлення цілі інтегрований у процедуру відстеження. Для вирішення складної інтегральної задачі у (2.21) у цій статті ми використовуємо послідовну вибірку методом Монте-Карло для приблизного наближення до апостеріорної функції щільності ймовірності. Більш конкретно, ми спочатку рівномірно генеруємо набір незалежних «вибірок» з випадковим вектором стану \mathbf{X}_{q0} та часом, кожен зразок має свою власну вагу важливості w_{q0} потім, після отримання радіолокаційних спостережень $\mathbf{Z}_1 : k+1$ на $k+1$ -та позначка часу, вектор стану \mathbf{X}_{q0} та відповідну вагу важливості w_{q0} рекурсивно оновлюються як \mathbf{X}_{qk+1} і w_{qk+1} , відповідно, які можна в основному розділити на процеси прогнозування та оновлення.

У процедурі прогнозування, з P_b і P_d , зразки випадковим чином класифікуються на три категорії, включаючи новонароджених, мертвих та продовжуваних зразки. Для мертвих зразків індикатор існування встановлюється на 0. Для продовжуваних зразків прогнозований стан \mathbf{X}_{q-k+1} розраховується за формулою (2.12). Для новонароджених зразків прогнозований стан \mathbf{X}_{q-k+1} генерується випадковим чином.

У процесі оновлення, для подальшого збільшення різниці у вазі між наявністю та відсутністю БПЛА, ми використовуємо коефіцієнт правдоподібності

$$L_{k+1}^q(\mathbf{z}_{k+1} | \mathbf{X}_{k+1}^{q-})$$

оновити вагу важливості замість ймовірності правдоподібності. За допомогою (2.15) та (2.24) коефіцієнт правдоподібності можна отримати як

$$L_{k+1}^q(\mathbf{z}_{k+1} | \mathbf{X}_{k+1}^{q-}) = \begin{cases} \sum_{i=1}^{I_{k+1}} \prod_{n_r} \prod_{n_v} \prod_{n_\theta} \exp \left\{ -\frac{H(\mathbf{x}_{k+1}^i)[H(\mathbf{x}_{k+1}^i) - 2z_{k+1}^{n_r, n_v, n_\theta}]}{2\sigma^2} \right\}, E_{k+1}^q = 1 \\ 1, E_{k+1}^q = 0 \end{cases} \quad (2.25)$$

де

$$H(\mathbf{x}_{k+1}^i) = A_{k+1}^i h^{n_r, n_v, n_\theta}(\mathbf{x}_{k+1}^i), E_{k+1}^q$$

позначає індикатор існування q -ї вибірки.

З урахуванням (2.25), вага важливості w_{k+1}^q можна оновити як

$$w_{k+1}^q \propto L_{k+1}^q(\mathbf{z}_{k+1} | \mathbf{X}_{k+1}^{q-}) w_k^q$$

після отримання спектру потужності в дальності, Доплері та азимуті \mathbf{z}_{k+1} . У (2.25) стан \mathbf{X}_{k+1}^{q-} - і вибірки ближче до істинного значення, а значення коефіцієнта правдоподібності

$$L_{k+1}^q(\mathbf{z}_{k+1} | \mathbf{X}_{k+1}^{q-})$$

більший. Як наслідок, вага важливості w_{k+1}^q також буде більшим. Після нормалізації та обробки повторної вибірки оновлені стани \mathbf{X}_{k+1}^{q+} більшість зразків будуть замінені прогнозованим станом зразків з великими вагами важливості. Отже, оптимальний стан розширеного БПЛА можна оцінити як

$$\hat{\mathbf{X}}_{k+1} = \frac{\sum_{q=1}^{N_q} E_{k+1}^q \mathbf{X}_{k+1}^{q+}}{\sum_{q=1}^{N_q} E_{k+1}^q} \quad (2.26)$$

де N_q - загальна кількість вибірок. Зрештою, після послідовності послідовних радіолокаційних кадрів, отримані оптимальні стани у (26) можна підтвердити як траєкторію стеження цілі, коли кумулятивна ймовірність існування

$$P_c = \sum_{q=1}^{N_q} E_{k+1}^q / N_q$$

перевищує попередньо встановлений поріг.

На основі результатів когерентної інтеграції 2D-КТ на рисунку 2.5, результати відстеження фреймворку на основі ESCI, реалізованого в MATLAB R2018a, представлені на рисунку 2.6. На цьому рисунку траєкторію польоту БПЛА було встановлено як замкнутий круговий контур, як показано

на рисунку 2.6а. Видно, що більшість вимірювань цілі можна отримати після процесу визначення порогу.

Однак на рисунку 2.6а також чітко видно фантомні вимірювання, викликані перешкодами радіолокаційного випромінювання на одному каналі та статичними перешкодами, що призводить до неправильного зв'язку цілі з вимірюванням. Через це результати відстеження RMM, SOEKF та DBSCAN значно погіршуються. Як показано на рисунку 2.6b, хоча відстеження перед виявленням фільтра частинок (PFTBD) також використовує спектри без порогу, невідповідність моделі точкового джерела знижує точність відстеження розширеного БПЛА. Максимізуючи апостеріорну ймовірність $P(\mathbf{X}_{k+1}, E_{k+1} = 1 | \mathbf{Z}_1 : k+1)$ у послідовності послідовних спектрів радіолокаційної дальності, доплерівського діапазону та азимуту запропонований метод може відстежувати об'єкт, який задовольняє ньютонівські динамічні рівняння та еліптичний розподіл енергії за наявності взаємних перешкод радіолокатора та сильних перешкод. Як результат, запропонований метод може точно відстежувати малопостережуваний протяжний БПЛА.

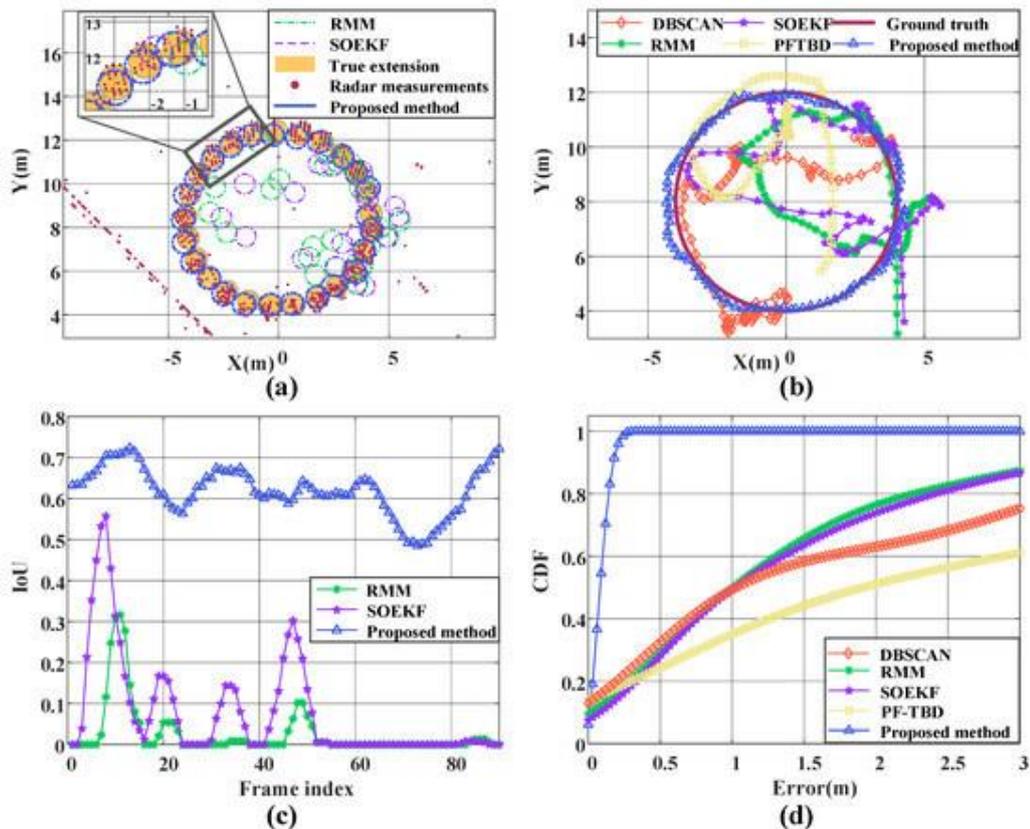


Рисунок 2.6 – Результати моделювання розширеного відстеження БПЛА. (а) Результати відстеження. (б) Розраховані траєкторії. (в) Взаємодія між відстежуваною формою та істинним протяжністю. (д) Похибка CDF розрахованої траєкторії

На рисунку 2.6 с,d показано перетин по об'єднанню (IoU) між відстежуваною формою та істинним розширенням, а також функції розподілу кумулятивних похибок (CDF) оціненої траєкторії. Ми можемо спостерігати, що всі оцінені IoU більше 0,5, а похибки оціненої траєкторії знаходяться в межах 0,5 м, що означає, що запропонований метод може одночасно відстежувати параметри форми та кінематичні змінні БПЛА точно за наявності взаємних перешкод радіолокатора та сильних перешкод.

2.8 Методи оцінювання та експериментальні результати

Використаємо коефіцієнт розподілу помилок (CDF) та коефіцієнт взаємодії (IoU) для спільної оцінки ефективності відстеження розширеного БПЛА. Перший може показати кумулятивний розподіл помилок відстежуваної траєкторії. Другий показник відображає збіг форми відстежуваної траєкторії та її істинного протяжності.

Метод порівняння: По-перше, було запропоновано чотири методи відстеження цілей як інструменти порівняння для оцінки ефективності виявлення та відстеження мікробезпілотних літальних апаратів за допомогою радара FMCW-MIMO.

DBSCAN: Цей метод використовує кластеризацію щільності на основі DBSCAN для динамічного налаштування параметрів сусідства, виділення дійсних цільових кластерів та обчислення центроїдів кластера. Після цього він ініціалізує фільтр Калмана для прогнозування кінематики цілі за допомогою рівнянь стану та уточнює стан цілі за допомогою спостережних оновлень, що дозволяє надійно відстежувати траєкторію.

RMM: Моделюючи протяжні цілі як гібридний вектор руху та просторова матриця розширення, цей підхід використовує теорію випадкових матриць для вилучення домінантних власних значень для точного розділення сигналу та шуму. Інтеграція фільтрації Калмана забезпечує стабільне відстеження просторово розподілених цілей.

SOEKF: Використовуючи розширений фільтр Калмана другого порядку (SOEKF), ця структура одночасно оцінює динаміку цілі та параметри форми. Вона вбудовує коваріацію вимірювань в оптимізацію функції правдоподібності, динамічно перекалібрує ваги моделі за допомогою принципів максимальної правдоподібності та забезпечує розширене відстеження цілі.

PFTBD: Цей метод покращує співвідношення сигнал/шум (SNR) шляхом накопичення багатоканальних радіолокаційних даних. Він моделює рух цілі за допомогою фільтрації частинок, ітеративно оновлює ваги

частинок для наближення апостеріорних розподілів та використовує тест на відношення ймовірностей для перевірки безперервних траєкторій, забезпечуючи надійне відстеження протяжних цілей.

Похибка CDF відстежуваної траєкторії.

Ця методика показує кумулятивний розподіл помилок відстежуваної траєкторії, який можна оцінити як

$$F(\chi) = \text{Prob}(d_{error}^k \leq \chi),$$

де $F(\chi)$ – ймовірність того, коли

$$d_{error}^k \leq \chi, \quad d_{error}^k = \|\mathbf{x}_k^c - \hat{\mathbf{x}}_k^c\|$$

– похибка відстеження на k -му кадрі.

Перетин над Юніоном.

Цей коефіцієнт оцінює подібність між відстежуваною формою та істинним розширенням, яке визначається як

$$\text{IoU} = \frac{S_{\cap}}{S_{\cup}},$$

де S_{\cap} і S_{\cup} є, відповідно, площами перетину та об'єднання відстежуваної форми та справжнього розширення.

У цьому підрозділі ми перевіряємо ефективність запропонованого методу відстеження для малоспостережуваних та протяжних БПЛА у чотирьох різних сценаріях, включаючи сценарій взаємних перешкод, сценарій сильних перешкод, сценарій змішаних перешкод та дощовий сценарій. У цих експериментах, як показано на рисунку 2.7а, для відстеження польоту БПЛА було представлено недорогий каскадний FMCW MIMO-радар високої роздільної здатності з чотирма мікросхемами AWR2243. У цій каскадній радіолокаційній системі, як показано на рисунку 2.7а, з сигналом локального генератора (LO), розподіленим між усіма чотирма пристроями одним головним пристроєм, передавальні та приймальні мікросмужкові антенні решітки від різних пристроїв можна розглядати як інтегрований приймач-передавач, що підтримує до 9 передавальних та 16 приймальних антенних елементів по азимуту. Тим часом, радіолокатор, що створює перешкоди, представлений у наших експериментах, - це TI AWR1642, як показано на рисунку 2.7b.

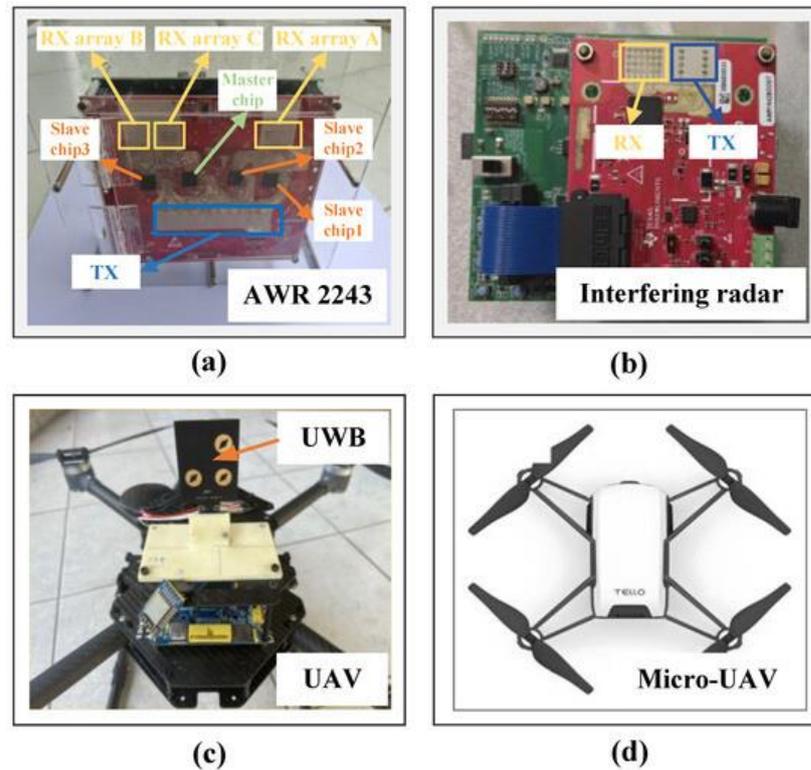


Рисунок 2.7 – Експериментальна платформа. (а) Каскадний МІМО-радар з чотирма мікросхемами AWR2243. (б) Радар, що створює перешкоди. (с) Розроблений БПЛА. (д) Мікро-БПЛА DJI Tello

Загалом, оскільки некогерентні радіолокаційні перешкоди, що виникають у більшості випадків між радіолокаторами, що перешкоджають, та радіолокаторами-жертвами, мають різні параметри частотної сигналізації, що завжди призводить до серйозної втрати продуктивності при тривалому відстеженні БПЛА, ми зосереджуємося переважно на некогерентних радіолокаційних перешкодах, а налаштовані параметри радіолокаторів, що перешкоджають, та радіолокаторів-жертв представлені в таблиці 2.1. Слід зазначити, що в нашому радарі використовується метод чирпу, і таким чином частота дискретизації значно менша за смугу пропускання. На рисунку 2.7с показано розроблений БПЛА, який був вбудований у високоточний надширокопasmуговий (UWB) модуль позиціонування для отримання траєкторій польоту як еталонних даних для порівняння. Крім того, як показано на рисунку 2.7d, мікро БПЛА DJI Tello також використовувався як ціль у дощовому сценарії. Для порівняння також наведено три класичні розширені методи відстеження цілей, а саме DBSCAN [22], RMM [23], SOEKF [26] та метод відстеження точкової цілі, а саме PFTBD [9].

Таблиця 2.1 – Конфігурація параметрів радіолокаційних систем-цілей та перешкод

Parameters	Victim Radar	Interfering Radar
Carrier frequency	77 GHz	77 GHz
Bandwidth	2.4 GHz	0.87 GHz
Pulse duration	50 μ s	18.98 μ s
No. of transmitters	12	2
No. of receivers	16	4
Sweep slope	85.021 MHz/ μ s	85.021 MHz/ μ s
Sample rate	9000 KHz	6250 KHz
Range resolution	0.062 m	0.17 m
Azimuth resolution	1.4062°	14.3°

На рисунку 2.8 представлено результати відстеження розширеного БПЛА за наявності взаємних радіолокаційних перешкод (в одній і тій самій області кілька радарів мають перекриваючі робочі частотні діапазони, що призводить до явища, коли приймальна сторона отримує сигнали від інших радарів). У цьому експерименті каскадний МІМО-радар був розташований у початку координат, а БПЛА керувався для польоту по U-подібній траєкторії перед каскадним МІМО-радаром, як показано на рисунку 2.8а. Початкова та кінцева координати положення БПЛА становлять (-4, 6) та (4, 6) відповідно. Необроблені спектри дальності-азимуту радіолокаційних кадрів 31, 44 та 52 представлені на рисунку 2.8b–d. Ми можемо чітко бачити випадкові інтерферуючі цятки в спектрі дальності-азимуту. Крім того, також можна бачити, що повернуті сигнали від БПЛА також регулярно з'являються в спектрі радара. На цій основі запропонований метод використовує цю просторово-часову інформацію для досягнення слабого відстеження БПЛА та придушення взаємних перешкод. Результати відстеження розширення та траєкторії польоту БПЛА відповідно представлені на рисунку 2.8 e,f. Ми бачимо, що як вимірювання-привиди, так і промахи, викликані інтерферуючими цятками, призводять до поганої продуктивності відстеження RMM, SOEFK та DBSCAN. Розрахункові траєкторії RMM, SOEFK та DBSCAN поступово віддаляються від істинних значень, особливо в точках повороту. Тим часом, залежність між відстежуваною формою та істинним розширенням також показана на рисунку 2.8 g. Значення залежності між відстежуваною формою та істинним розширенням запропонованого методу перевищує 0,3, а максимальне значення наближається до 0,6, що означає, що запропонований метод може добре відстежувати форму та розмір розширеного БПЛА. На рисунку 2.8 h також представлено похибку CDF траєкторії відстеження, де ми можемо

спостерігати, що запропонований метод може отримати кращу продуктивність відстеження БПЛА, ніж RMM, SOEKF, DBSCAN та PFTBD, оскільки він може добре пом'якшувати взаємні перешкоди шляхом спільної обробки послідовності радіолокаційних спектрів.

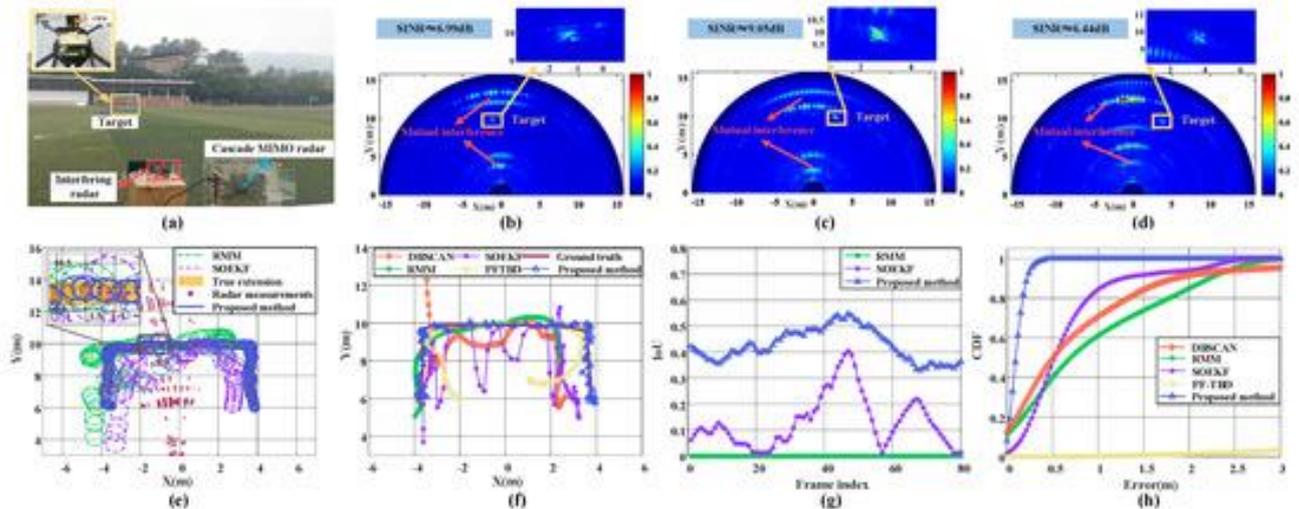


Рисунок 2.8 – Результати відстеження за наявності взаємних перешкод. (а) Експериментальна сцена. (b) Спектр радіолокатора на 31-му кадрі. (c) Спектр радіолокатора на 44-му кадрі. (d) Спектр радіолокатора на 52-му кадрі. (e) Результати відстеження розширення БПЛА. (f) Результати відстеження траєкторії польоту. (g) Взаємозв'язок між відстежуваною формою та істинним розширенням. (h) Похибка CDF оціненої траєкторії.

2.9 Сценарій сильних перешкод

У цьому розділі ми оцінюємо ефективність відстеження БПЛА запропонованим методом за наявності сильних перешкод (об'єкти в середовищі з високим радіолокаційним перерізом (RCS), такі як будівлі та великі транспортні засоби, створюють перешкоди для радіолокаційних систем). Як показано на рисунку 2.9а, два кутові відбивачі були розміщені в полі зору радару перед початком сильних перешкод. Потім БПЛА пролетів прямокутною траєкторією перед нашим радаром. Радар також був розташований у початку координат, а координати початку/кінцевого положення БПЛА були (4, 4). Спектри радіолокаційної дальності-азимуту 54-го, 69-го та 79-го радіолокаційних кадрів також показано на рисунку 2.9b–d. Ми можемо чітко бачити наземні перешкоди та сильні віддуння двох кутових відбивачів. Рисунок 2.9e показує відповідні результати відстеження. Ми можемо спостерігати, що серйозні вимірювання привидів, викликані двома кутовими відбивачами та наземними перешкодами, призводять до гірших

результатів відстеження RMM та SOEKF на цьому рисунку. Розрахункові траєкторії також представлені на рисунку 2.9f.

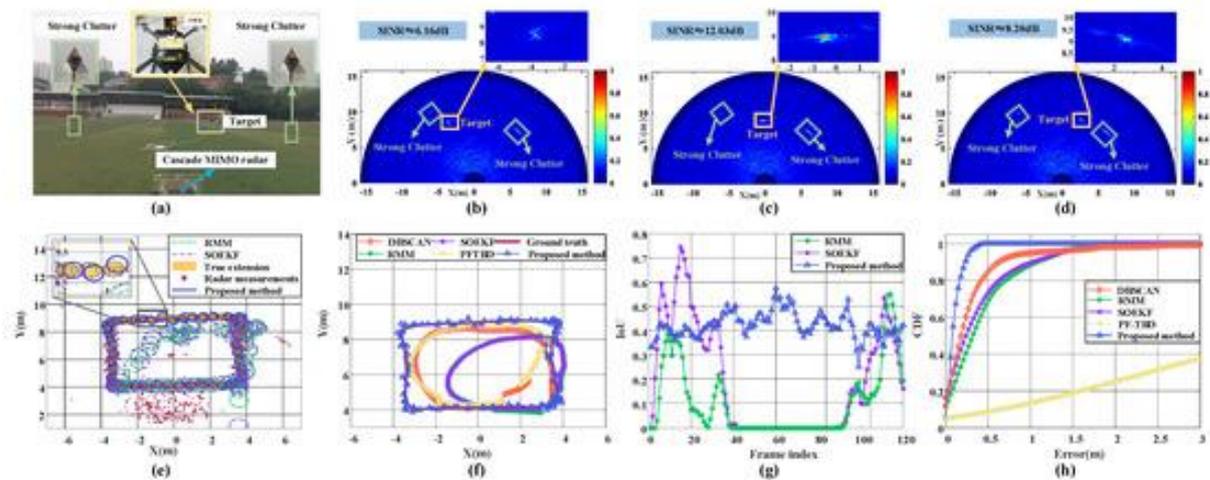


Рисунок 2.9 – Результати відстеження за наявності сильних перешкод. (а) Експериментальна сцена. (б) Спектр радіолокатора на 54-му кадрі. (с) Спектр радіолокатора на 69-му кадрі. (d) Спектр радіолокатора на 79-му кадрі. (е) Результати відстеження розширення БПЛА. (f) Результати відстеження траєкторії польоту. (g) Розбіжність між відстежуваною формою та істинним розширенням. (h) Похибка CDF оціненої траєкторії.

Через відсутність заходів для придушення вимірювань-привидів, SOEKF та DBSCAN не можуть завершити відстеження слабких БПЛА за наявності сильних перешкод в одному радіолокаційному кадрі. Хоча PFTBD використовував спектри радіолокаційних станцій без порогового значення для відстеження БПЛА, припущення про точкову ціль не підходить для відстеження протяжного об'єкта. Замість явної та фіксованої моделі джерела "точкова ціль" у методі відстеження до виявлення з використанням фільтра частинок (PFTBD), запропонований метод вводить форму еліпса на додаток до просторового розподілу ймовірності як модель спектру протяжності для отримання коефіцієнта правдоподібності вимірювання, досягаючи надійного відстеження протяжного БПЛА, як показано на рисунку 2.9 g,h. Крім того, з цих зображень можна спостерігати, що 100% помилки відстеження запропонованого методу знаходяться в межах 0,5 м, а більшість IoU перевищують 0,4. Відповідно, запропонований метод може відстежувати протяжний та малоспостережуваний БПЛА за наявності сильних перешкод.

2.10 Сценарій змішаних перешкод

Для подальшої перевірки ефективності запропонованого методу ми також провели експеримент за наявності взаємних перешкод та сильних

перешкод одночасно. У цьому сценарії, як показано на рисунку 2.10а, БПЛА також керувався для польоту з прямокутною траєкторією, координата початкового/кінцевого положення якої становила (-4, 4). Експериментальна сцена та спектри радіолокаційних даних представлені на рисунку 2.10b–d. Випадкові цятки від радіолокаційних перешкод та фіксовані сильні перешкоди чітко видно на спектрах радіолокаційних даних цих зображень. Результати відстеження різними методами представлені на рисунку 2.10e–h.

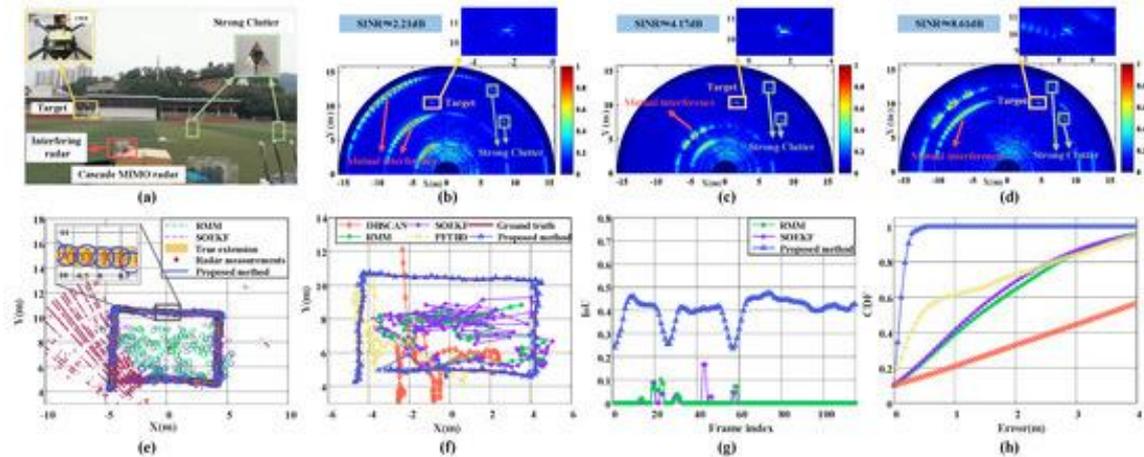


Рисунок 2.10 – Результати відстеження за наявності взаємних перешкод та сильних перешкод. (а) Експериментальна сцена. (b) Спектр радіолокатора на 52-му кадрі. (c) Спектр радіолокатора на 63-му кадрі. (d) Спектр радіолокатора на 73-му кадрі. (e) Результати відстеження розширення БПЛА. (f) Результати відстеження траєкторії польоту. (g) Розбіжність між відстежуваною формою та істинним розширенням. (h) Похибка CDF оціненої траєкторії

З рисунка 2.10e, f видно, що RMM, SOEKF, DBSCAN та PFTBD отримують повністю неправильні траєкторії за сценарію змішаних перешкод. На рисунку 11g зображено оцінені значення інтервалів (IoU) RMM, SOEKF та запропонованого методу, а на рисунку 2.10h представлені показники CDF похибки оцінених траєкторій різними методами. Видно, що міжосередкові похибки (IoU) RMM та SOEKF близькі до нуля в усьому процесі відстеження, що означає, що відстежувана форма цих двох методів мало перекривається з істинним розширенням. Також можна помітити, що на рисунку 2.10g, оскільки сигнали цілей були майже занурені перешкодами навколо 28-го та 56-го кадрів, продуктивність відстеження запропонованого методу швидко знижується навколо цих кадрів. На щастя, завдяки отриманню структури відстеження на основі ESCI, яка використовує рекурсивну баєсівську стратегію відстеження до виявлення на основі оцінювання для завершення відстеження БПЛА та придушення перешкод

шляхом безпосереднього використання спектрів радарів без порогу, похибки позиціонування запропонованого методу знаходяться в межах 0,5 м, а більшість міжосередкових похибок перевищують 0,4. Отже, запропонований метод може отримати кращу продуктивність відстеження, ніж RMM, SOEKF, DBSCAN та PFTBD, за наявності цілей-привидів, що генеруються сильними перешкодами або взаємними перешкодами від радарів у міських умовах на низьких висотах.

2.11 Дощовий сценарій

Надійне відстеження БПЛА є фундаментальною можливістю сучасних радіолокаційних систем за несприятливих погодних умов. В результаті ми провели дощовий експеримент, де мікро-БПЛА DJI Tello, що має надзвичайно низьку ЕПР, керувався польотом по прямокутній траєкторії перед нашим каскадним МІМО-радаром за дощових умов (у радіолокаційних відлуннях щільні частинки опадів генеруватимуть динамічні розподілені перешкоди, що призведе до ослаблення сигналу цілі), як показано на рисунку 2.11 а. Початкове/кінцеве положення мікро-БПЛА DJI Tello становило $(-2, 6)$. Спектри дальності-азимуту радіолокаційних відлунь на різних радіолокаційних кадрах також представлені на рисунку 2.11 b–d. Ми можемо спостерігати, що потужність сигналу мікро-БПЛА DJI Tello досить слабка, при цьому БПЛА майже повністю занурений у шуми та дощові перешкоди. Крім того, ми також можемо помітити, що потужність сигналу крапель дощу навколо радара набагато сильніша, ніж у мікро-БПЛА DJI Tello, а SINR у цих трьох кадрах нижчі за 0 дБ, що призведе до серйозних помилок виявлення та хибних тривог після процесу визначення порогу, як показано на рисунку 2.11 е. Оскільки RMM та SOEKF сильно залежать від радіолокаційних вимірювань, вони помилково відстежували дощові перешкоди, як показано на цьому рисунку. На щастя, спільно використовуючи просторово-часову кореляційну інформацію цілі, що існує в послідовності радіолокаційних необроблених спектрів, запропонований метод може точно відстежувати мікро-БПЛА DJI Tello. Як показано на рисунку 2.11 g, IoU RMM та SOEKF наближаються до нуля, але наш метод дорівнює 0,4. Результати відстеження траєкторії та відповідний коефіцієнт помилки CDF наведено на рисунку 2.11 f,h. Ми бачимо, що понад 80% помилок відстеження запропонованого методу знаходяться в межах 0,6 м, що набагато краще, ніж в інших алгоритмах SOTA. Відповідно, порівняно з алгоритмами SOTA, запропонований метод може надійно досягти низькостережуваного та розширеного відстеження БПЛА за наявності дощових перешкод.

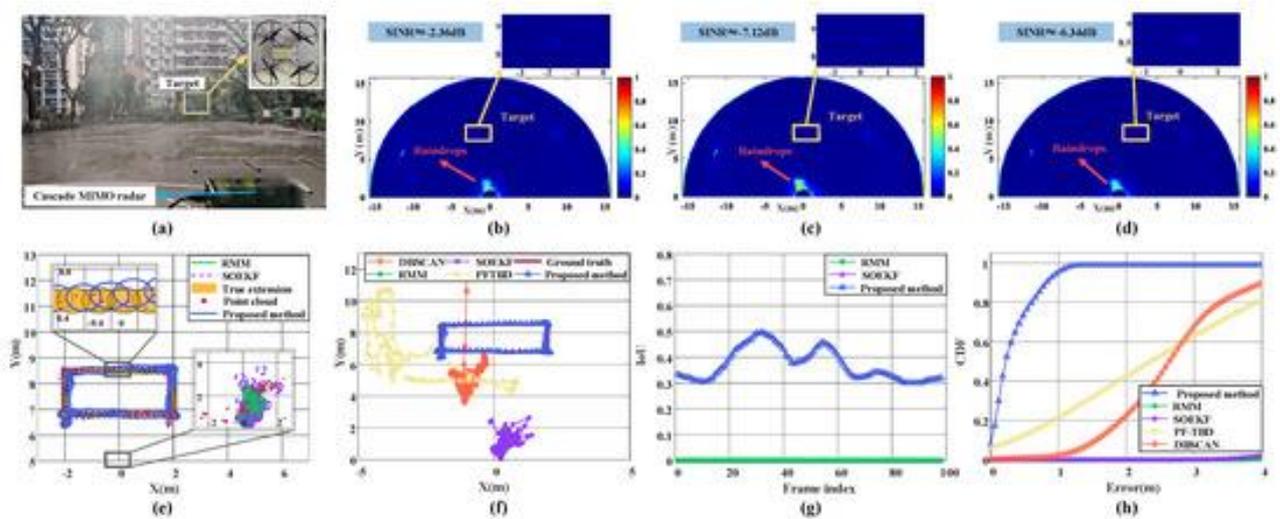


Рисунок 2.11 – Результати відстеження в дощовому сценарії. (а) Експериментальна сцена. (b) Спектр радіолокатора на 40-му кадрі. (c) Спектр радіолокатора на 50-му кадрі. (d) Спектр радіолокатора на 60-му кадрі. (e) Результати відстеження розширення БПЛА. (f) Результати відстеження траєкторії польоту. (g) Розбіжність між відстежуваною формою та істинним розширенням. (h) Похибка CDF оціненої траєкторії.

2.12 Аналіз ефективності FMCW радару

У реальних випадках БПЛА, що летить, може бути частково або повністю перекриватися іншими об'єктами, що може призвести до збою відстеження цілі. Для оцінки ефективності відстеження запропонованого методу в сцені перекриття (під час процесу виявлення радаром, через втручання перешкод, сигнали луни цільових об'єктів частково або повністю блокуються), ми продовжили проводити експеримент з перекриттям, де БПЛА летів за певною траєкторією, а перед радаром розміщувала дошку як перекриваний об'єкт, як показано на рисунку 2.12а. Тим часом, під час відстеження БПЛА, що летить, волонтер також стояв праворуч перед радаром, що спричиняло друге перекриття.

На рисунку 2.12b представлено відповідний спектр радара, де ми можемо чітко спостерігати об'єкти перекриття та наземні перешкоди. На рисунку 2.12c,d показано результати відстеження БПЛА за допомогою PFTBD, DBSCAN, SOEKF, RMM та запропонованого методу. Ми можемо спостерігати, що хоча запропонований метод не зміг безперервно відстежувати БПЛА у двох випадках оклюзії, він може швидко повернутися до БПЛА після того, як ціль знову з'явилася в полі зору радара.

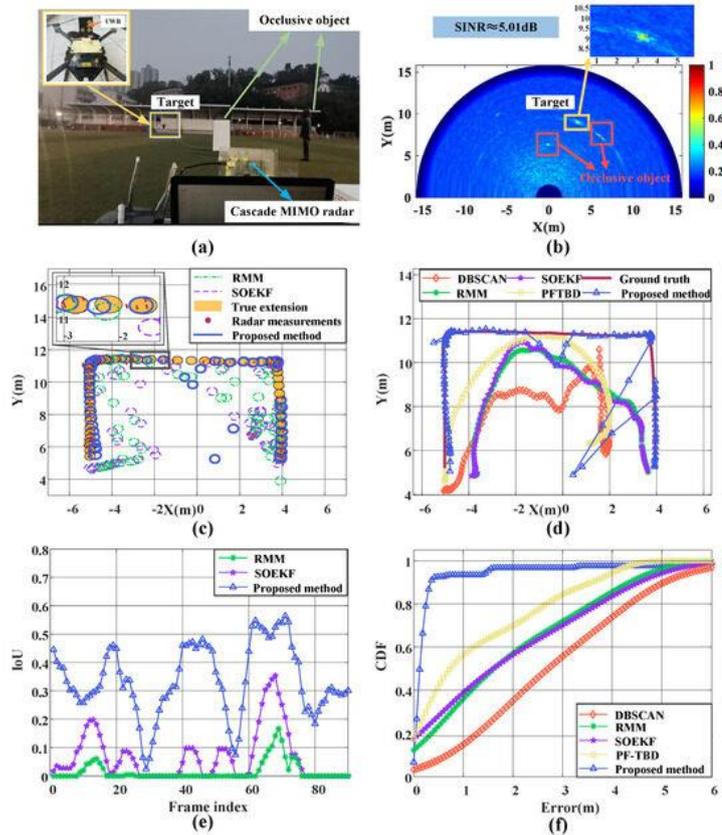


Рисунок 2.12 – Результати відстеження розширеного БПЛА в сцені оклюзії. (а) Експериментальна сцена. (б) Необроблений спектр радару. (с) Результати відстеження. (д) Розраховані траєкторії. (е) ІО між відстежуваною формою та істинним розширенням. (ф) Похибка CDF розрахованої траєкторії.

Однак через перешкоди, що створюються перешкодами, PFTBD, DBSCAN, SOEKF та RMM не можуть завершити відстеження БПЛА. Розраховані значення IoU (вхідних інтервалів) у різних кадрах радару представлені на рисунку 2.12 е. Ми бачимо, що розраховані значення IoU запропонованого методу зменшуються у двох випадках оклюзії та швидко зростають до понад 0,4 після виходу з зони оклюзії, що означає, що запропонований метод може надійно відстежувати БПЛА, поки він знаходиться в полі зору радару. Нарешті, похибка CDF розрахункової траєкторії представлена на рисунку 2.12 ф. Ми бачимо, що 80% помилок відстеження запропонованого методу знаходяться в межах 0,5 м, що перевершує інші алгоритми SOTA.

2.13 Вплив SINR

Оскільки слабкі відлуння від протяжних БПЛА легко заглушуються шумом та перешкодами за допомогою моделювання Монте-Карло, на рисунку 2.13 представлено ефективність відстеження різними методами за

різних значень SINR (сигналів відліку цілі). На цьому рисунку гауссівський шум було додано до відлуння цілі, а вхідний SINR змінювався від -9 дБ до 7 дБ з кроком 2 дБ. Середньоквадратичні помилки відстеження зі збільшенням SINR вперше показані на рисунку 2.13а. Ми бачимо, що запропонований метод має близьку ефективність відстеження з RMM, SOEKF, DBSCAN та PFTBD, коли SINR перевищує 3 дБ. Тим не менш, середньоквадратичні помилки відстеження RMM, SOEKF та DBSCAN швидко зростають, коли SINR менше 3 дБ. Завдяки безпосередньому використанню спектру безпорогового радара, середньоквадратичне відстеження PFTBD зростає, доки SINR не стане менше -3 дБ. На рисунку 2.13b представлено оцінені значення IoU (вхідні значення міжвимірною підключення) зі збільшенням SINR. Також видно, що RMM, SOEKF та запропонований метод точно оцінюють IoU, коли SINR перевищує 3 дБ, тоді як IoU RMM та SOEKF різко зменшуються, коли SINR менше 5 дБ. На щастя, з 2D-КТ та псевдоспектральною моделлю радіолокаційних вимірювань, RMSE запропонованого методу знаходиться в межах 1 м, а відповідне IoU становить близько 0,4, коли SINR зменшується до -9 дБ, що може забезпечити покращення здатності до перешкод більш ніж на 10 дБ для тривалого відстеження БПЛА.

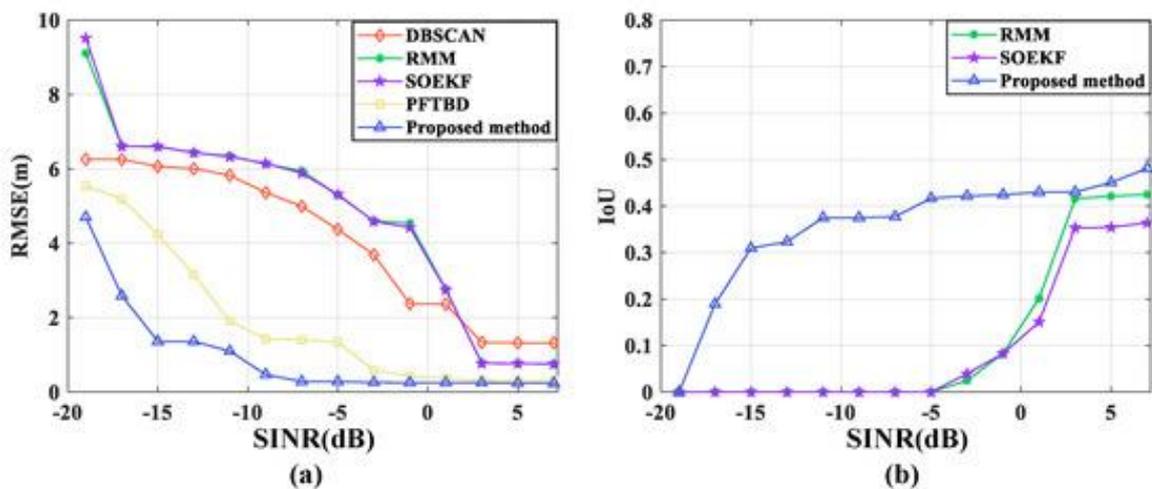


Рисунок 2.13 – Характеристики відстеження розширеного БПЛА за різних коефіцієнтів SINR. (а) Середньоквадратичні помилки відстеження зі збільшенням SINR. (б) Очікувані значення IU зі збільшенням SINR

2.14 Аналіз обчислювальної складності

Основна процедура запропонованого методу включає швидке перетворення Фур'є (FFT) для діапазону, 2D-KD та алгоритм відстеження на основі ESCI. Припустимо, що N_r, N_v, N_θ – це, відповідно, кількість вибірок дальності, кількість інтегрованих імпульсів в одному радіолокаційному кадрі

та кількість каналів. Тоді обчислювальна вартість швидкого перетворення Фур'є для дальності становить

$$o(N_\theta N_v N_r \log_2 N_r).$$

для КТ це можна реалізувати за допомогою chirp-z-перетворення (CZT) замість інтерполяції з близькою обчислювальною складністю до FFT. Отже, обчислювальна складність 2D-КТ становить приблизно

$$o(N_r N_\theta N_v \log_2 N_v + N_v N_r N_\theta \log_2 N_\theta).$$

Припустимо, що Nq – кількість вибірок Монте-Карло, обчислювальна складність алгоритму відстеження на основі ESCI становить приблизно $o(N_r N_\theta N_v N_p \log_2 N_p)$, враховуючи, що амплітуди відлуння від цілі швидко згасають зі збільшенням роздільної здатності комірки від цілі, ми використовуємо площу удару розміром $M_r \times M_\theta \times M_v$, щоб оцінити коефіцієнт правдоподібності у (2.25) для уникнення доступу до всіх комірок роздільної здатності радіолокаційного спектру. На цій основі обчислювальна складність алгоритму відстеження на основі ESCI зменшується до $o(M_r M_\theta M_v N_p \log_2 N_p)$. Припустимо $N_r = N_\theta = N_v = N_p = N$, $M_r = M_\theta = M_v = M$. Тоді загальне обчислювальне навантаження запропонованого методу можна приблизно оцінити як $(3N^3 \log_2 N + M^3 N \log_2 N)$. Для PFTBD операція 3D-FFT та послідовний алгоритм відстеження Монте-Карло є двома основними частинами обробки з обчислювальною складністю $o(3N^3 \log_2 N + M^3 N \log_2 N)$. Для RMM, SOEKF та DBSCAN обчислювальні витрати в основному витрачаються на операцію 3D-FFT та процес визначення порогового значення. Отже, обчислювальні витрати RMM, SOEKF та DBSCAN становлять $(3N^3 \log_2 N + LwN^3)$, де Lw – довжина ковзного вікна алгоритму визначення порogu. Оскільки M , як правило, значно менший за N , запропонований метод має близьку обчислювальну складність до PFTBD, RMM, SOEKF та DBSCAN. Крім того, можна також спостерігати, що основні обчислювальні витрати запропонованого методу також зосереджені на обробці радіолокаційних сигналів, яку можна реалізувати на FPGA для задоволення вимог реального часу в застосуванні.

2.15 Висновки до розділу

У цьому розділі, використовуючи каскадний FMCW MIMO-радар високої роздільної здатності, ми запропонували систему відстеження БПЛА

на основі ESCI за наявності сильних перешкод та взаємних перешкод радарів. Основні властивості запропонованого методу можна описати наступним чином.

В одному радіолокаційному кадрі ми представили алгоритм когерентного інтегрування на основі 2D-КТ для максимального накопичення потужності цілі в різних імпульсах і каналах, SINR когерентно інтегрується від 12,84 дБ до 31,3 дБ, що може значно покращити SINR у спектрі радіолокаційного діапазону–доплера–азимуту.

За допомогою послідовності спектрів радіолокаційної дальності, доплерівського ефекту та азимуту запропоновано схему відстеження БПЛА на основі ESCI за наявності взаємних перешкод радіолокаційних систем та сильних перешкод шляхом максимізації апостеріорної ймовірності цілі, що задовольняє ньютонівські динамічні рівняння та еліптичний розподіл енергії.

Широкі експериментальні результати показують, що цей метод може досягти спільного позиціонування та оцінки просторового стану дальності, а також має високу здатність запобігати перешкодам при зіткненні з перешкодами. Він винятково добре працює при складній оклюзії, змішаних перешкодах та відстеженні за несприятливих погодних умов.

Однак, у цій роботі не видалялися перешкоди безпосередньо зі спектру радіолокаційного сигналу перед відстеженням, що призводило до втрати продуктивності відстеження БПЛА, коли відлуння цілі та перешкоди знаходяться близько одне до одного в спектрі радіолокаційного діапазону – доплерівського сигналу – азимуту.

3 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ FMCW РАДАРУ В ПРОГРАМНОМУ СЕРЕДОВИЩІ MATLAB

3.1 Прискорення обробки радіолокаційних сигналів за допомогою графічного процесора

Для пришвидшення виконання коду можемо запускати функції MATLAB на графічному процесорі (GPU). Нижче представлено звичайний ланцюг обробки радіолокаційного сигналу, реалізований в інтерпретованому MATLAB та на GPU. Ланцюг обробки радіолокаційного сигналу виконує:

- Формування променя
- Стиснення імпульсів
- Доплерівська обробка
- Виявлення постійного коефіцієнта хибних тривог (CFAR)

Продуктивність буде порівняна між інтерпретованим MATLAB та графічним процесором. Для повної функціональності цього прикладу потрібні Parallel Computing Toolbox, MATLAB Coder та GPU Coder.

Моделювання радарного інтелекту

Цей приклад імітує систему оглядового радіолокатора S-діапазону, побудовану в прикладі «Симуляція кубів радіолокаційних даних паралельно». Оглядовий радар сканує механічно зі швидкістю обертання 6 градусів за секунду. При цій швидкості 200 когерентних інтервалів обробки (CPI) сканують приблизно 29 градусів. Змініть кількість CPI, щоб збільшити або зменшити площу спостереження. Цілі розподіляються випадковим чином по області пошуку.

```

numCPIs = 200 ; % Number of CPIs
numTargets = 3 ; % Number of targets

% Create radar scenario
[scene,rdr,numDegreesScanned] = helperCreateScenario(numCPIs,numTargets);

% Number of degrees scanned by mechanical radar (deg)
numDegreesScanned

```

кількість градусів сканування = 28,6560.

Тепер advance сценарій та збір IQ за допомогою receive методу.

```

disp('Beginning simulation of radar datacubes...');

```

```

tic; % Start the clock

% Receive IQ
datacubes = cell(1,numCPIS);
for ii = 1:numCPIS
    advance(scene);
    tmp = receive(scene);
    datacubes{ii} = tmp{1};
end

% Get elapsed time
elapsedTime = toc;
fprintf('DONE. Simulation of %d datacubes took %.2f seconds.\n',numCPIS,elapsedTime)

```

Моделювання 200 кубів даних зайняло 78,74 секунди.
Куби даних тепер змодельовано для 200 CPI.

3.2 Обробка радіолокаційного сигналу

На високому рівні ланцюжок обробки сигналів у MATLAB та на графічному процесорі відбувається, як показано на рис.3.1.

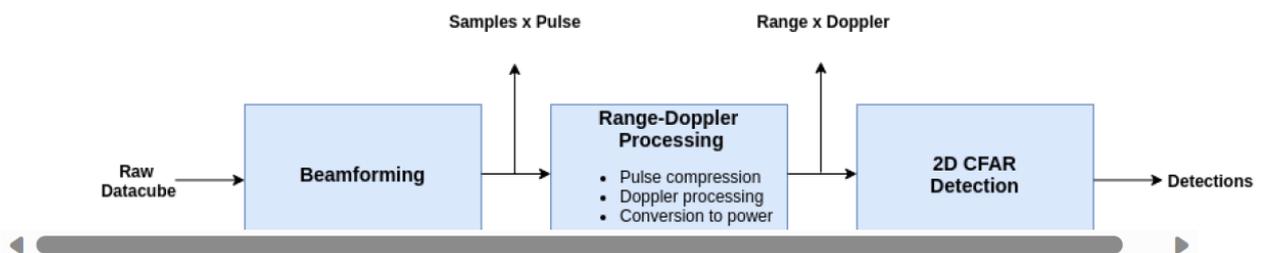


Рисунок 3.1 – Ланцюжок обробки сигналів у MATLAB

Спочатку необроблений куб даних формується променем у бік, щоб створити куб даних розміром вибірки імпульсу. Далі куб даних обробляється за дальністю та ефектом Доплера. Вихідний куб даних стискається імпульсами за дальністю та ефектом Доплера. Нарешті, куб даних обробляється двовимірним детектором з постійною частотою хибних тривог (CFAR) для генерації виявлень.

Спочатку обробимо дані за допомогою інтерпретованого MATLAB. Отримайте параметри радара з налаштованого радарного приймача-передавача.

```

% Radar parameters
freq      = rdr.TransmitAntenna.OperatingFrequency; % Frequency (Hz)
pri       = 1/rdr.Waveform.PRF;                    % PRI (sec)
fs        = rdr.Waveform.SampleRate;               % Sample rate (Hz)
rotRate   = rdr.MechanicalScanRate;                % Rotation rate (deg/sec)
numRange  = pri*fs;                                % Number of range samples in CPI
numElements = rdr.TransmitAntenna.Sensor.NumElements; % Number of elements in array
numPulses = rdr.NumRepetitions;                    % Number of pulses in a CPI

```

Обчислюється механічний азимут радара на кожному CPI.

```

% Mechanical azimuth
cpiTime   = numPulses*pri;                          % CPI time (s)
az        = rotRate*(cpiTime*(0:(numCPIS - 1)));    % Radar mechanical azimuth (deg)

```

Налаштовуємо об'єкт `phased.SteeringVector` і спрямовуємо промінь убік.

```

% Beamforming
ang       = [0; 0]; % Beamform towards broadside
steervec  = phased.SteeringVector('SensorArray',rdr.TransmitAntenna.Sensor);
sv        = steervec(freq,ang);

```

Налаштовуємо `phased.RangeDopplerResponse` для виконання обробки дальності та доплерівського ефекту. Оновлюємо частоту дискретизації відповідно до радара.

```

% Range-Doppler processing
rngdopresp = phased.RangeDopplerResponse('SampleRate',fs);
matchedFilt = getMatchedFilter(rdr.Waveform);

```

Використовуємо `phased.CFARDetector2D` для виконання усереднення комірок CFAR у двох вимірах. Встановлюємо кількість захисних вентилів для кожної сторони за діапазоном рівною 4 та 1 за доплерівським ефектом. Встановлюємо кількість навчальних комірок для кожної сторони рівною 10 за діапазоном та 2 за доплерівським ефектом.

```

% CFAR Detection
numGuardCells = [4 1]; % Number of guard cells for each side
numTrainingCells = [10 2]; % Number of training cells for each side
Pfa           = 1e-10; % Probability of false alarm
cfar = phased.CFARDetector2D('GuardBandSize',numGuardCells, ...
    'TrainingBandSize',numTrainingCells, ...
    'ProbabilityFalseAlarm',Pfa, ...
    'NoisePowerOutputPort',true, ...
    'OutputFormat','Detection index');

```

У цьому прикладі не припускаємо, що ланцюг обробки сигналів має попередню інформацію про цільове розташування. Використовуємо функцію `helperCFARCUT` для створення індексів для тестованих комірок. Перевіряємо

всі можливі комірки, враховуючи шаблон CFAR `windowSize.phased`. Модуль `CFARDetector2D` вимагає, щоб навчальні області тестованих комірок (CUT) повністю лежали в межах карти Доплера діапазону (RDM).

```
% CFAR CUT indices
idxCUT = helperCFARCUT(numGuardCells,numTrainingCells,numRange,numPulses);
```

Тепер виконаємо обробку, використовуючи інтерпретований MATLAB. Зафіксуємо час, що минув для обробки кожного CPI, у змінній `elapsedTimeMATLAB`. Цей розділ обробляє дані для відображення індикатора запланованого положення (PPI) та ідентифікує виявлення в кубах даних. Відображення PPI складається з набору профілів діапазону, розташованих радіальними лініями для формування кругового зображення сцени в декартовому просторі.

```
% Initialize outputs
detsAzIdx = cell(1,numCPIS);
dets      = cell(1,numCPIS);
ppi       = zeros(numRange,numCPIS);
elapsedTimeMATLAB = zeros(1,numCPIS);

% Perform processing using MATLAB
for ii = 1:numCPIS
    % Start clock
    tic;

    % Get datacube for this CPI
    thisDatacube = datacubes{ii}; % range x element x pulse

    % Beamform
    thisDatacube = permute(thisDatacube,[2 1 3]); % element x range x pulse
    thisDatacube = reshape(thisDatacube,numElements,[]); % element x range*pulse
    thisDatacube = sv'*thisDatacube; % beam x range*pulse
    thisDatacube = reshape(thisDatacube,numRange,numPulses); % range x pulse

    % Range-Doppler process
    [thisDatacube,rngGrid,dopGrid] = rngdopresp(thisDatacube,matchedFilt); % range x
    thisDatacube = abs(thisDatacube).^2; % Convert to power
    ppi(:,ii) = sum(thisDatacube,2); % Retain value for PPI display

    % CFAR
    [dets{ii},noisePwr] = cfar(thisDatacube,idxCUT);
    detsAzIdx{ii} = ii*ones(1,size(dets{ii},2));

    % Stop clock
    elapsedTimeMATLAB(ii) = toc;
end
```

Використаємо `helperPlotRDM` для побудови карти доплерівського ефекту дальності останнього обробленого куба даних, включаючи виявлення (рис.3.2). Виявлення позначені пурпуровими ромбами. У виводі видно 3 цілі. Звертаємо увагу, що для кожної цілі є кілька результатів. Ці результати

можна об'єднати в одне виявлення шляхом кластеризації.

```
% Range-Doppler map
helperPlotRDM(rngGrid,dopGrid,thisDatacube,dets{end},'MATLAB Processed Datacube')
```

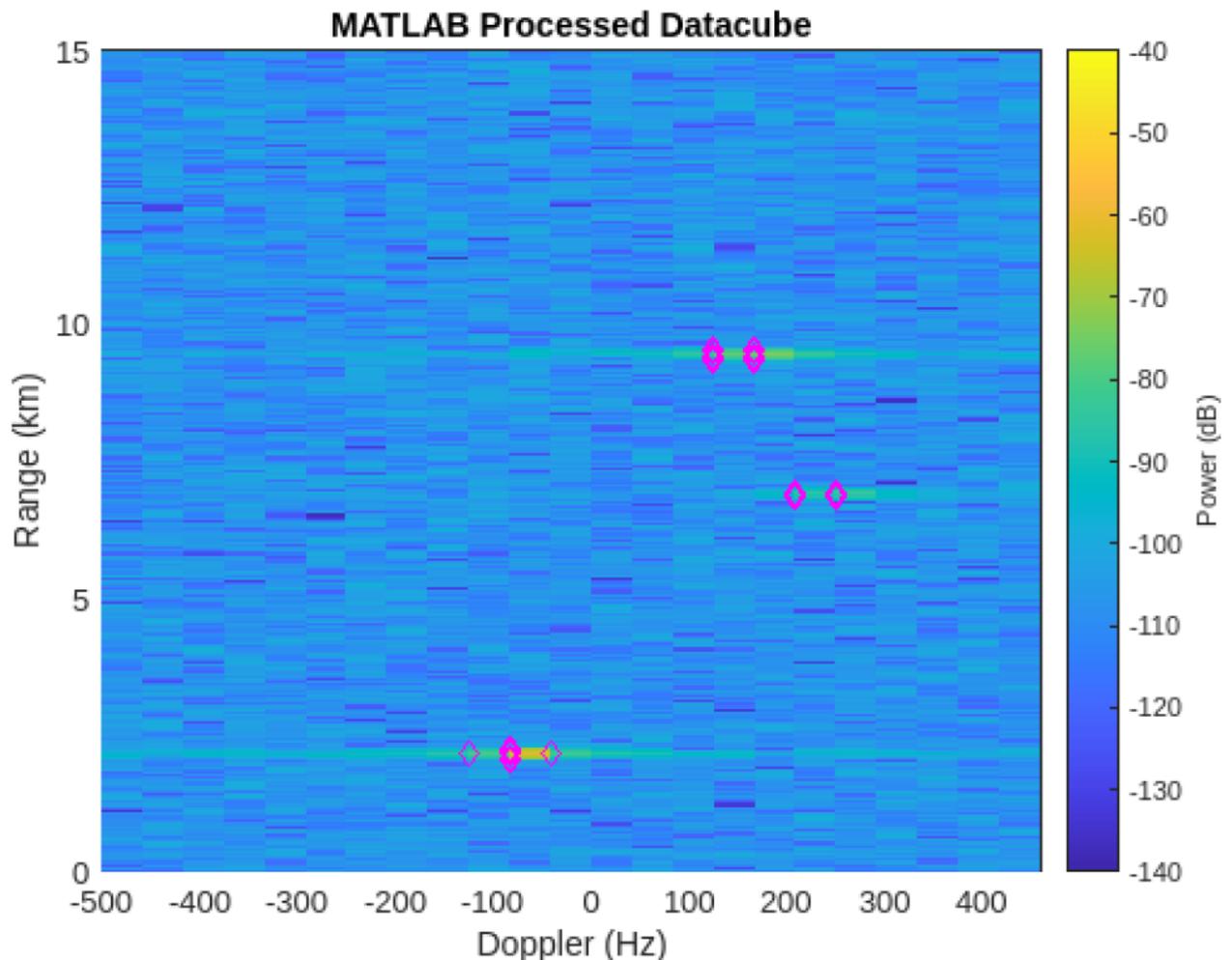


Рисунок 3.2 – Карта доплерівського ефекту дальності

3.3 Приклади моделювання FMCW радарів

У цьому прикладі показано, як моделювати FMCW радар у Simulink, що включає адаптивний контроль (ACC), що є важливою функцією вдосконаленої системи допомоги (ADAS). У прикладі досліджуються сценарії з однією та кількома цілями. Він показує, як можна обробляти форми хвиль безперервної хвилі з частотною модуляцією (FMCW) та багаточастотної маніпуляції (MFSK) для оцінки дальності та швидкості навколишніх транспортних засобів.

Цей приклад включає чотири моделі Simulink:

- Оцінка дальності радара FMCW: `slexFMCWExample.slx`

- Оцінка дальності та швидкості кількох цілей за допомогою радару FMCW: `slexFMCWMultiTargetsExample.slx`
- Оцінка дальності та швидкості кількох цілей за допомогою радару MFSK: `slexMFSKMultiTargetsExample.slx`
- Оцінка дальності, швидкості та кута кількох цілей за допомогою радару FMCW: `slexFMCWMultiTargetsDOAExample.slx`

Оцінка дальності радару FMCW

Наведена нижче модель демонструє наскрізну радіолокаційну систему FMCW. Налаштування системи подібне до прикладу MATLAB Automotive Adaptive Cruise Control Using FMCW Technology. Єдина відмінність між цією моделлю та вищезгаданим прикладом полягає в тому, що ця модель має розгортку форми сигналу FMCW, симетричну відносно несучої частоти (рис.3.3).

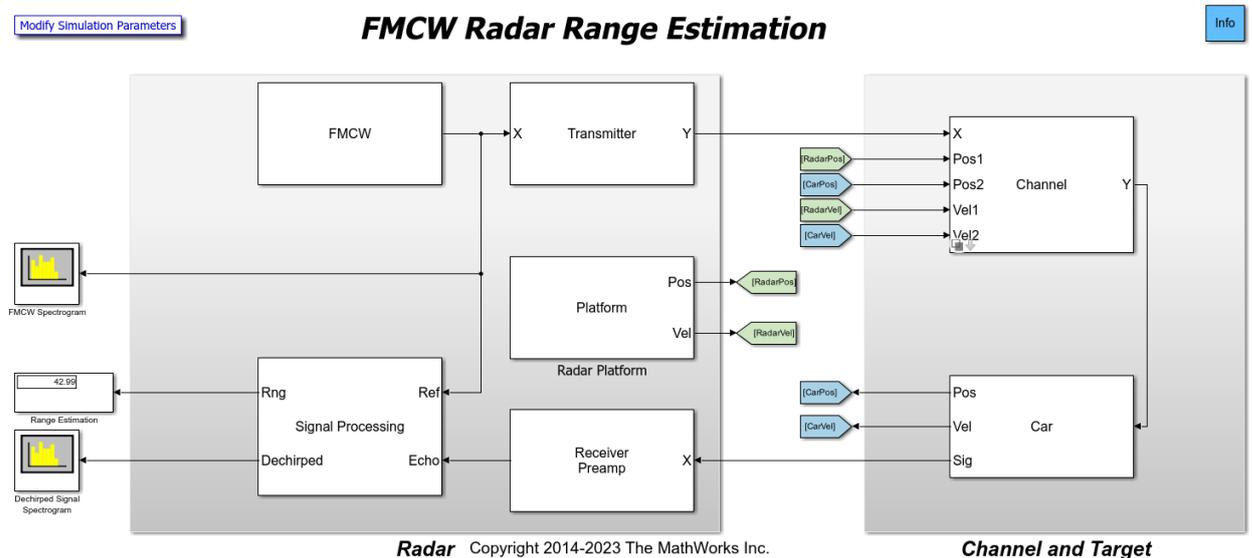


Рисунок 3.3 – Модель FMCW радару який має розгортку форми сигналу FMCW, симетричну відносно несучої частоти

На рисунку 3.3 показано потік сигналу в моделі. Блоки Simulink, що складають модель, поділені на два основні розділи: розділ «**Радар**» та розділ «**Канал і ціль**». Затінений блок ліворуч представляє радарну систему. У цьому розділі генерується та передається сигнал FMCW. Цей розділ також містить приймач, який фіксує радіолокаційне відлуння та виконує серію операцій, таких як дечирпування та інтегрування імпульсів, для оцінки дальності до цілі. Затінений блок праворуч моделює поширення сигналу в просторі та його відбиття від автомобіля. Вихідні дані системи, оцінена дальність у метрах, відображаються в блоці відображення ліворуч.

Радарна система складається з передавача та приймача, розташованих разом на транспортному засобі, що рухається по прямій дорозі. Вона містить компоненти обробки сигналів, необхідні для вилучення інформації з повернутого відлуння цілі.

- FMCW- Створює сигнал FMCW. Форма хвилі FMCW є поширеним вибором в автомобільних радарах, оскільки вона забезпечує спосіб оцінки дальності за допомогою радара безперервної хвилі (CW). Відстань пропорційна зсуву частоти між переданим сигналом і прийнятим відлунням. Сигнал проходить у смугі пропускання 150 МГц.
- Transmitter- Передає форму хвилі. Робоча частота передавача становить 77 ГГц.
- Receiver Preamplifier- Приймає відлуння цілі та додає шум приймача.
- Radar Platform- Моделює траєкторію руху радіолокаційного транспортного засобу.
- Signal Processing- Обробляє отриманий сигнал та оцінює дальність руху цільового транспортного засобу.

У **радарі** відлуння від цілі проходить кілька етапів обробки сигналу, перш ніж можна буде оцінити дальність до цілі. Підсистема обробки сигналу складається з двох етапів обробки високого рівня (рис.3.4).

- Етап 1: Перший етап видаляє частоту биття з прийнятого сигналу шляхом множення його на переданий сигнал. Ця операція створює частоту биття між цільовим відлунням та переданим сигналом. Цільовий діапазон пропорційний частоті биття. Ця операція також зменшує пропускну здатність, необхідну для обробки сигналу. Далі, 64 сканування буферизуються для формування куба даних. Розміри куба даних є швидкими та повільними. Цей куб даних потім передається до Matrix Sum блоку, де повільні вибірки інтегруються для покращення співвідношення сигнал/шум. Потім дані передаються до Range Response блоку, який виконує операцію швидкого перетворення Фур'є (FFT) для перетворення частоти биття на діапазон. Обробка радіолокаційного сигналу добре підходить для паралелізації, тому радіолокаційні дані потім розділяються за діапазоном на 5 частин перед подальшою обробкою.
- Етап 2: Другий етап складається з 5 паралельних ланцюгів обробки для виявлення та оцінки цілі.

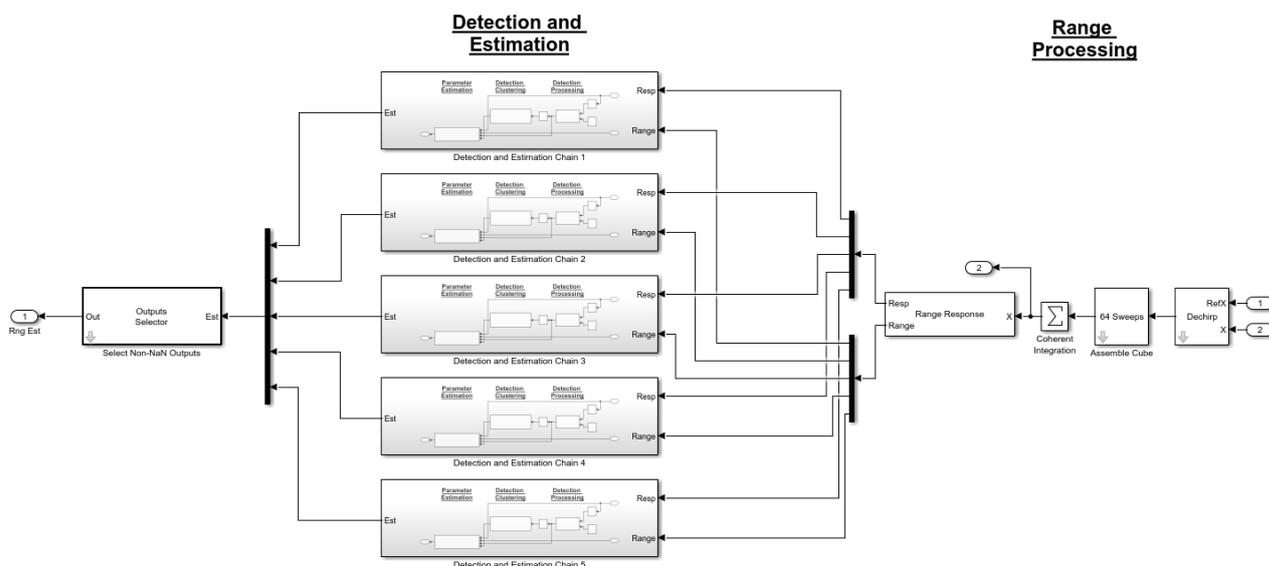


Рисунок 3.4 – Етапи обробки сигналу

У межах другого етапу кожен Detection and Estimation Chain блок складається з 3 кроків обробки (рис.3.5).

- Обробка виявлення: Дані радару спочатку передаються до одновимірної детектора постійної частоти хибних тривог (CFAR) з усередненням комірок (CA), який працює у вимірі дальності. Цей блок ідентифікує виявлення або влучання.
- Кластеризація виявлень: Виявлення потім передаються на наступний крок, де вони об'єднуються в кластери за допомогою алгоритму просторової кластеризації програм із шумом на основі щільності в DBSCAN Clusterer блоці. Блок кластеризації кластеризує виявлення в діапазоні, використовуючи виявлення, ідентифіковані блоком CA CFAR.
- Оцінка параметрів: Після ідентифікації виявлених цілей та кластерів останнім кроком є Range Estimator блокування. На цьому етапі оцінюється дальність виявлених цілей у радіолокаційних даних.

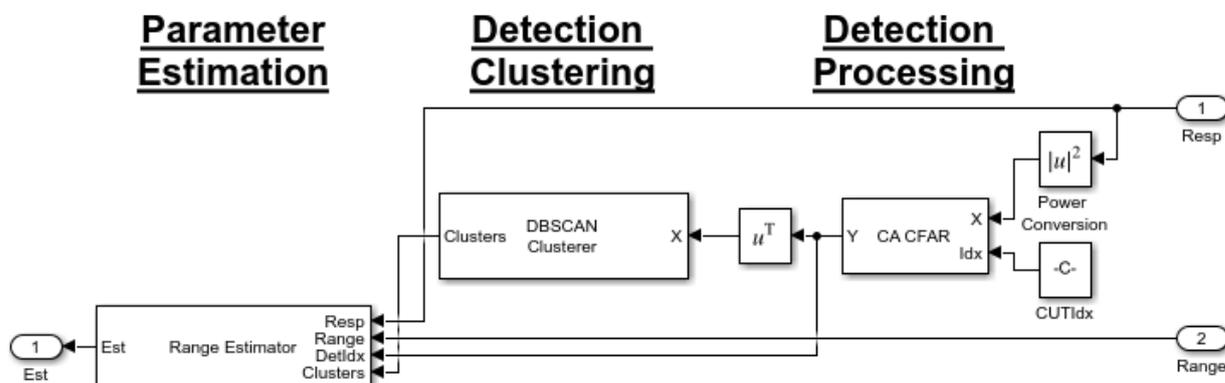


Рисунок 3.5 – Блок Detection and Estimation Chain

Модель каналу і цілі

Частина моделі «Канал і ціль» імітує поширення сигналу та його відбиття від цільового транспортного засобу (рис.3.6).

- Channel - Моделює поширення сигналу між радіолокаційним транспортним засобом та цільовим транспортним засобом. Канал можна встановити як канал вільного простору на лінії видимості або як двопроменевий канал, де сигнал надходить до приймача як прямим шляхом, так і відбитим від землі шляхом. Вибором за замовчуванням є канал вільного простору.

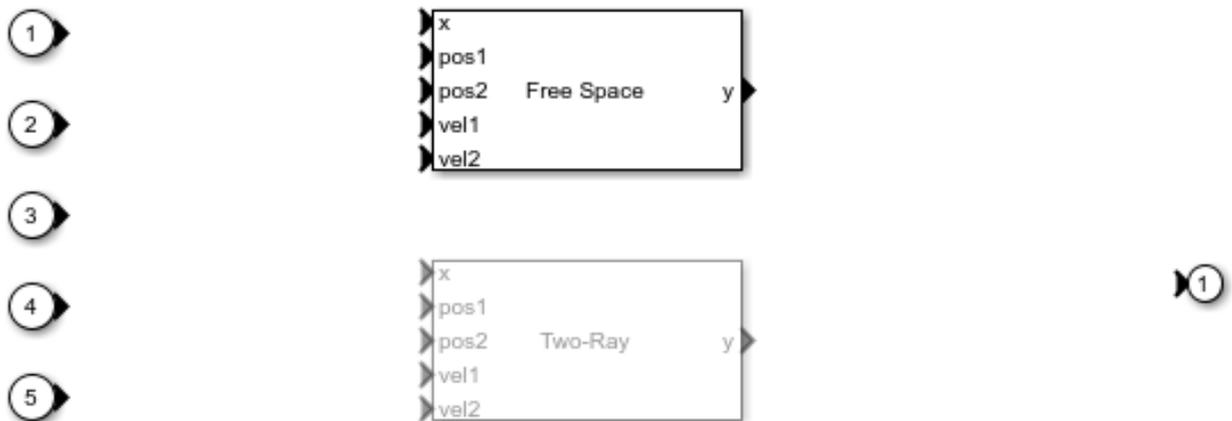


Рисунок 3.6 – Модель «Канал і ціль»

- Car- Відбиває падаючий сигнал та імітує траєкторію руху цільового транспортного засобу. Підсистема, показана нижче, складається з двох частин: цільової моделі для імітації відлуння та моделі платформи для імітації динаміки цільового транспортного засобу.

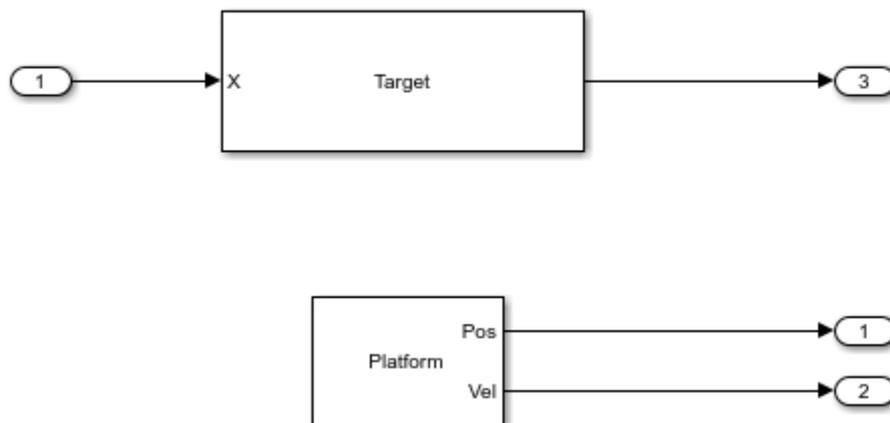


Рисунок 3.7 – Моделювання точкової цілі із заданим радіолокаційним перерізом

У підсистемі «Автомобіль» цільовий транспортний засіб моделюється як точкова ціль із заданим радіолокаційним перерізом. Радіолокаційний

переріз використовується для вимірювання того, скільки енергії може бути відбито від цілі.

У сценарії цієї моделі радіолокаційний транспортний засіб починає рух з початку координат зі швидкістю 100 км/год (27,8 м/с), тоді як цільовий транспортний засіб починає рух за 43 метри перед радіолокаційним транспортним засобом зі швидкістю 96 км/год (26,7 м/с). Положення та швидкості як радара, так і цільових транспортних засобів використовуються в каналі поширення для розрахунку затримки, доплерівського ефекту та втрати сигналу.

Дослідження моделі

Кілька параметрів діалогового вікна моделі обчислюються допоміжною функцією `helperslexFMCWParam`. Щоб відкрити функцію з моделі, натисніть на `Modify Simulation Parameters` блок. Ця функція виконується один раз під час завантаження моделі. Вона експортує в робочу область структуру, на поля якої посилаються діалогові вікна. Щоб змінити будь-які параметри, змініть значення в структурі в командному рядку або відредагуйте допоміжну функцію та запустіть її повторно, щоб оновити структуру параметрів.

Результати та дисплеї

Спектрограма сигналу FMCW (рис.3.8) нижче показує, що сигнал лінійно змінює діапазон 150 МГц приблизно кожні 7 мікросекунд. Ця форма хвилі забезпечує роздільну здатність приблизно 1 метр.

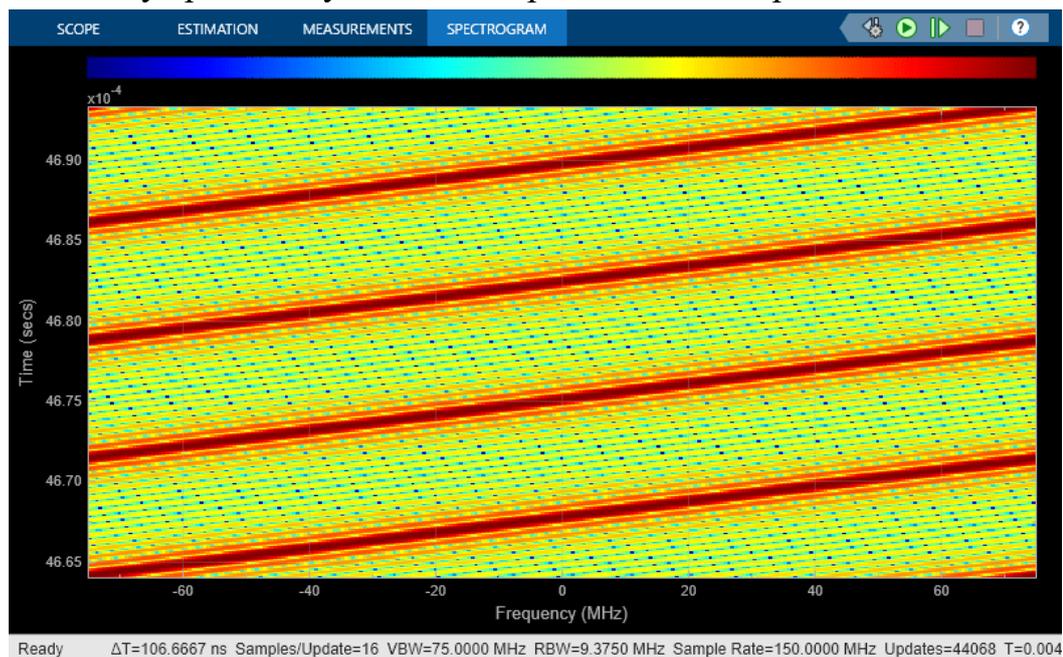


Рисунок 3.8 – Спектрограма сигналу FMCW

Спектр сигналу з дечипуванням показано на рис.3.9. На рисунку показано, що частота биття, що вноситься ціллю, становить приблизно 100 кГц. Зауважте, що після дечипування сигнал має лише одну частотну складову. Отримана оцінка дальності, розрахована на основі цієї частоти биття, як показано в загальній моделі вище, знаходиться в межах роздільної здатності діапазону 1 метр.

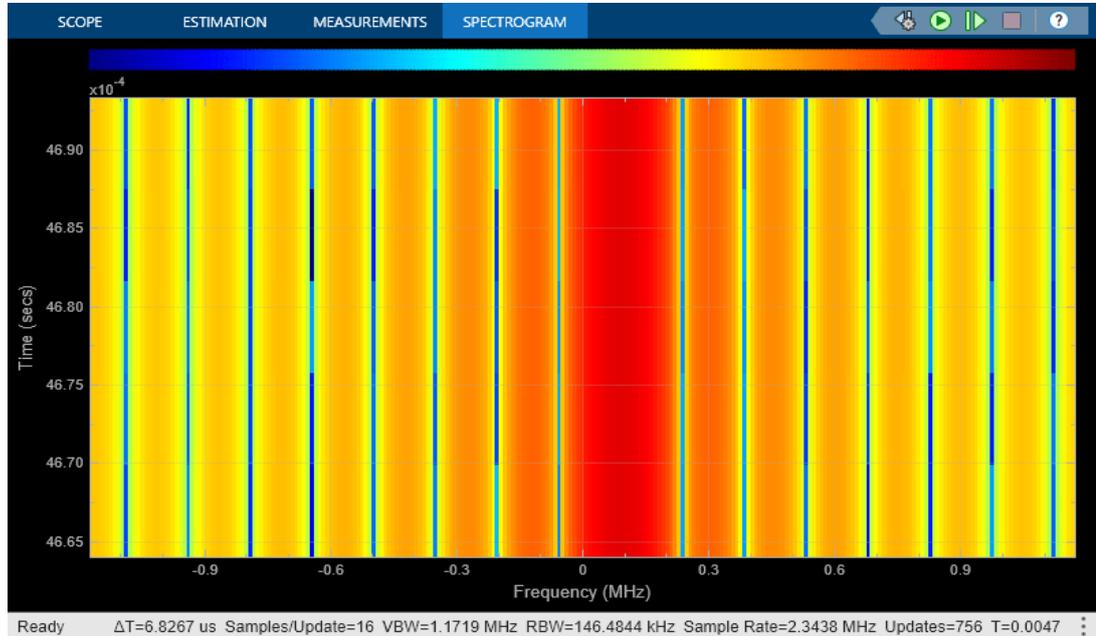


Рисунок 3.9 – Спектр сигналу з дочитуванням

Однак, цей результат досягається за допомогою каналу поширення у вільному просторі. Насправді, поширення між транспортними засобами часто включає кілька шляхів між передавачем і приймачем. Тому сигнали з різних шляхів можуть додаватися як конструктивно, так і деструктивно на приймачі. У наступному розділі поширення встановлюється для двопроменевого каналу (рис.3.10), який є найпростішим багатопроменим каналом.

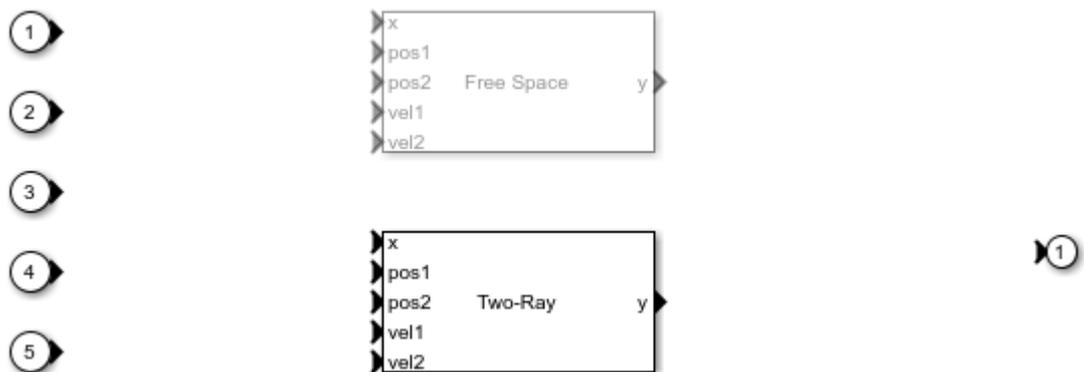


Рисунок 3.10 – Модель поширення для двопроменевого каналу

Запускаємо моделювання та спостерігаємо за спектром дечильованого сигналу.

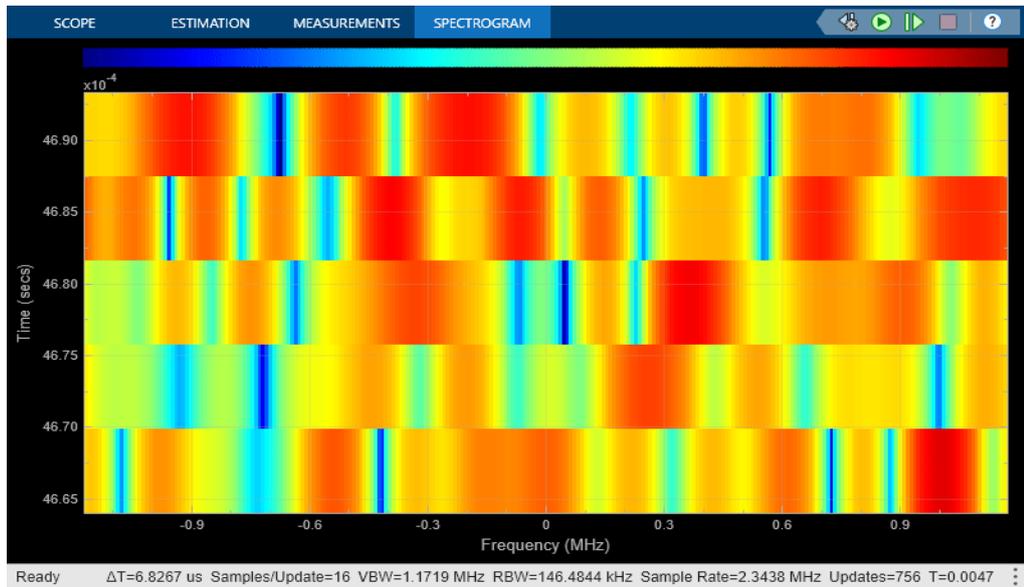


Рисунок 3.11 – Спектр дечильованого сигналу для двопробеневого каналу

Звертаємо увагу, що домінуючої частоти биття більше немає, оскільки в цьому діапазоні сигнал від прямого шляху та відбитого шляху деструктивно поєднуються, тим самим компенсуючи один одного. Це також можна побачити з оціненого діапазону, який більше не відповідає фактичному стану.

Оцінка дальності та швидкості радіолокатора FMCW для кількох цілей

Наведений нижче приклад моделі показує аналогічну наскрізну радіолокаційну систему FMCW, яка імітує 2 цілі. У цьому прикладі оцінюється як дальність, так і швидкість виявлених цілей.

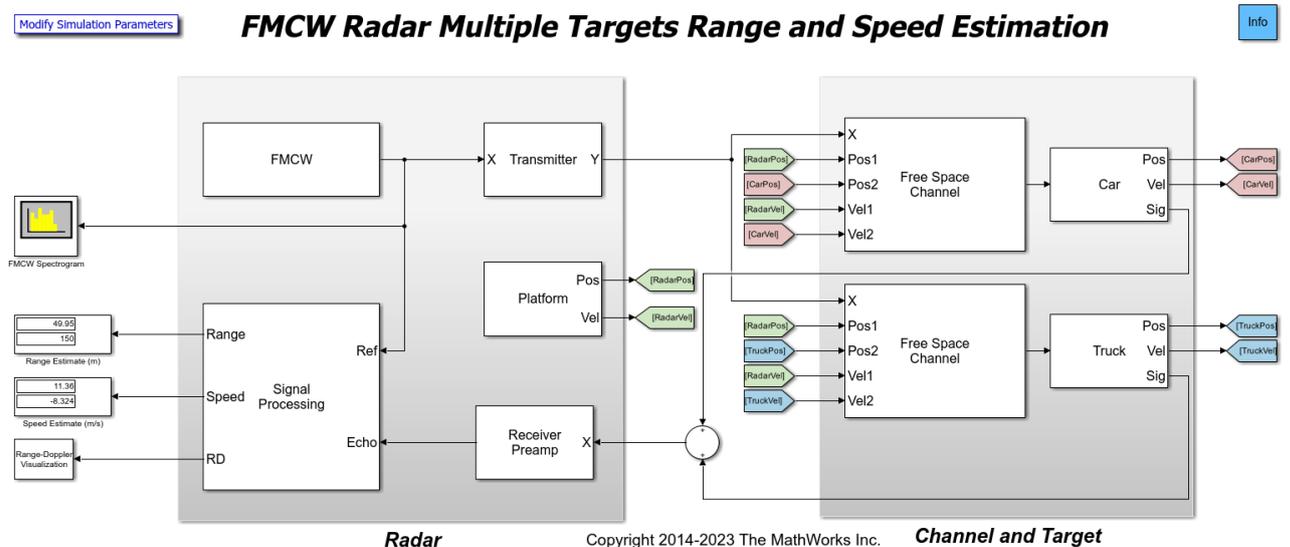


Рисунок 3.12 – Радіолокаційна система FMCW, яка імітує 2 цілі

Модель по суті така ж, як і попередній приклад, з 4 основними відмінностями. Ця модель:

- містить дві цілі,
- використовує суміжну обробку за дальністю та ефектом Доплера, яка відбувається в Range-Doppler Response блоці,
- обробляє лише підмножину даних у діапазоні, а не весь куб даних у кількох ланцюжках, та
- виконує виявлення за допомогою двовимірного CA CFAR.

Радар

Ця модель використовує спільну обробку дальності та доплерівського ефекту в підсистемі обробки сигналів (рис.3.13). Спільна обробка в області дальності та доплерівського ефекту дозволяє оцінити доплерівський ефект протягом кількох сканувань, а потім використовувати цю інформацію для вирішення зв'язку дальності та доплерівського ефекту, що призводить до кращих оцінок дальності.

Підсистема обробки сигналів детально показана нижче.

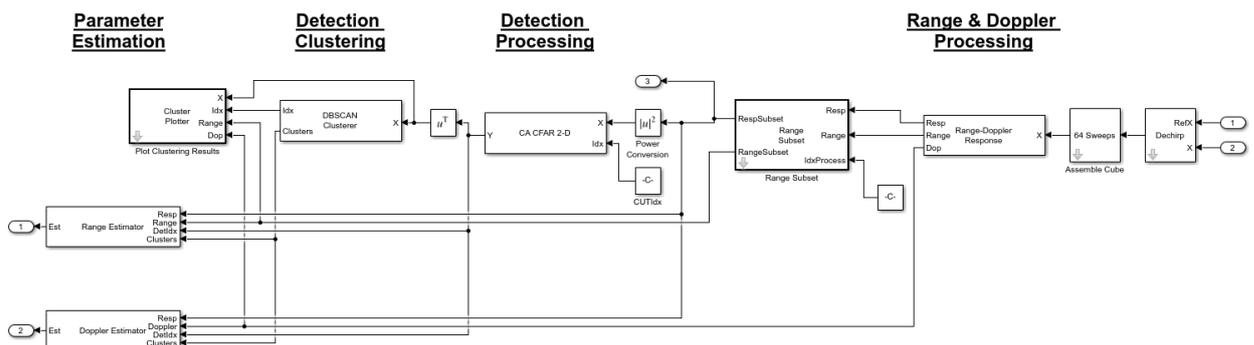


Рисунок 3.13 – Модель яка використовує спільну обробку дальності та доплерівського ефекту в підсистемі обробки сигналів

Етапи, що складають підсистему обробки сигналів, подібні до попереднього прикладу. Кожен етап виконує такі дії.

- Етап 1: Перший етап знову виконує дечирпування та складання куба даних з 64 скануваннями. Потім куб даних передається блоку Range-Doppler Response для обчислення карти Доплера за дальністю вхідного сигналу. Потім куб даних передається блоку Range Subset, який отримує підмножину куба даних, що підлягає подальшій обробці.
- Етап 2: На другому етапі відбувається обробка виявлення. Детектор у цьому прикладі є CA CFAR 2-D блоком, який працює як у діапазоні, так і в доплерівському вимірі.

- Етап 3: Кластеризація відбувається в DBSCAN Clusterer блоці з використанням як діапазону, так і доплерівських вимірів. Результати кластеризації потім відображаються блоком Plot Clusters.
- Етап 4: Четвертий і останній етап оцінює дальність і швидкість цілей за допомогою карти доплерівського розподілу дальності, використовуючи блоки Range Estimator та Doppler Estimator відповідно.

Як згадувалося на початку прикладу, радар FMCW використовує зсув частоти для визначення дальності до цілі. Однак рух цілі також може вносити зсув частоти через ефект Доплера. Таким чином, частота биття пов'язана як з дальністю, так і зі швидкістю. Одночасна обробка дальності та Доплера дозволяє нам усунути цю неоднозначність. Якщо розгортка достатньо швидка, щоб ціль залишалася в одній і тій самій стробі дальності протягом кількох розгорток, Доплерівський ефект можна розрахувати для кількох розгорток, а потім використовувати для корекції початкових оцінок дальності.

Канал і ціль

Тепер у сцені є два цільові транспортні засоби, позначені як Легковий автомобіль та Вантажівка, і кожен транспортний засіб має пов'язаний канал поширення. Легковий автомобіль починає рух за 50 метрів перед радіолокаційним транспортним засобом і рухається зі швидкістю 60 км/год (16,7 м/с). БПЛА починає рух за 150 метрів перед радіолокаційним транспортним засобом і рухається зі швидкістю 130 км/год (36,1 м/с).

Дослідження моделі

Кілька параметрів діалогу моделі обчислюються допоміжною функцією `helperslexFMCWMultiTargetsParam`. Щоб відкрити функцію з моделі, натисніть на Modify Simulation Parameters блок. Ця функція виконується один раз під час завантаження моделі. Вона експортує в робочу область структуру, на поля якої посилаються діалоги. Щоб змінити будь-які параметри, змініть значення в структурі в командному рядку або відредагуйте допоміжну функцію та запустіть її повторно, щоб оновити структуру параметрів.

Результати та дисплеї

Сигнал FMCW, показаний нижче, такий самий, як і в попередній моделі.

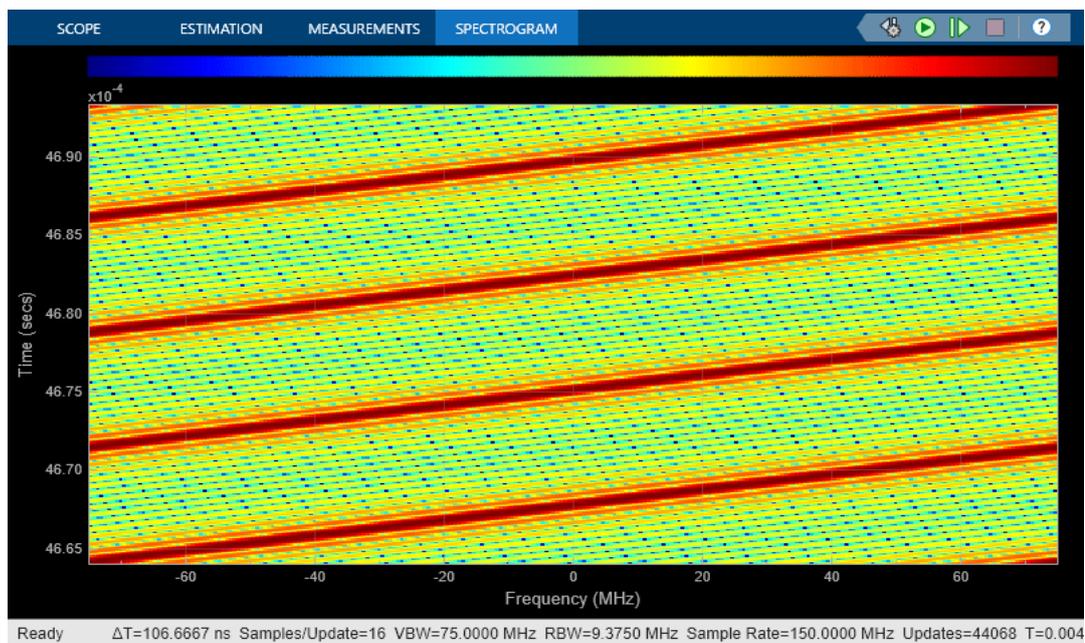


Рисунок 3.14 – Спектрограма сигналу FMCW з двома цілями

Дві цілі можна візуалізувати на карті доплерівського діапазону нижче (рис.3.15).

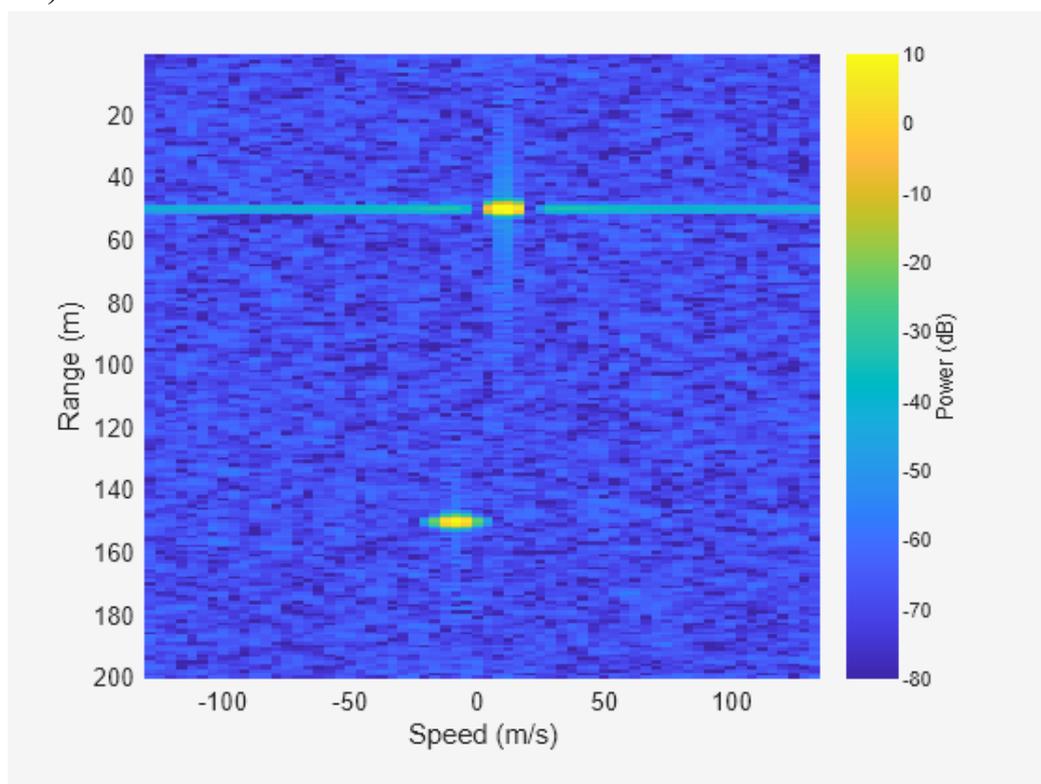


Рисунок 3.15 – Дві цілі на карті доплерівського діапазону

На карті правильно показано дві цілі: одну на відстані 50 метрів та одну на відстані 150 метрів. Оскільки радар може вимірювати лише відносну швидкість, очікувані значення швидкості для цих двох транспортних засобів становлять 11,1 м/с та -8,3 м/с відповідно, де знак «мінус» вказує на те, що

вантажівка віддаляється від радіолокаційного транспортного засобу. Точні оцінки швидкості може бути важко вивести з карти дальності та доплерівського ефекту, але розрахункові дальності та швидкості відображаються чисельно в блоках відображення в моделі ліворуч. Як видно, оцінки швидкості добре відповідають очікуваним значенням.

3.4 Висновки до розділу

У цьому розділі продемонстровано звичайний ланцюжок обробки радіолокаційного сигналу, реалізований за допомогою інтерпретованого MATLAB та на графічному процесорі. Було показано, що обробка на графічному процесорі дає результати, подібні до результатів, отриманих в інтерпретованому MATLAB. У прикладі було створено карту доплерівського ефекту дальності та візуалізації PPI. Продуктивність порівнювалася між обробкою в інтерпретованому MATLAB та на графічному процесорі, і було показано, що обробка на графічному процесорі набагато швидша, ніж в інтерпретованому MATLAB.

Розроблено модель яка показує, як використовувати радар FMCW для оцінки дальності цільового транспортного засобу. Інформація, отримана з відлуння, така як відстань до цільового транспортного засобу, є необхідними вхідними даними для повноцінної радарної системи виявлення БПЛА. Модель дозволяє виконати комбіновану обробку дальності та доплерівського ефекту для отримання інформації як про дальність, так і про швидкість цілі. Однак варто зазначити, що коли час розгортки довгий, можливості системи для оцінки швидкості погіршуються, і можливо, що спільна обробка більше не може забезпечити точну компенсацію для зв'язку дальності та доплерівського ефекту.

4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

4.1 Технологічний аудит розробленого частотно-модульованого радару безперервної хвилі (далі – розробки)

Як було зазначено раніше, радіолокаційні системи FMCW – це недорогі методи, які зазвичай використовуються в застосуваннях на короткій відстані. Здатність виявляти та визначати дальність цілей, а також надійність і простота FMCW-радару системи є основними перевагами їх використання, що не виключає потреби в їх подальшому удосконаленні [46].

Тому метою магістерської кваліфікаційної роботи було визначено покращення характеристик частотно-модульованого радару безперервної хвилі (FMCW-радар). Для досягнення поставленої мети були розв’язані такі задачі: а) розглянуто теоретичні основи роботи FMCW-радару; б) розроблено систему відстеження БПЛА на основі ESCI за наявності сильних перешкод та взаємних перешкод радарів; в) розроблено схему відстеження БПЛА на основі ESCI за наявності взаємних перешкод радіолокаційних систем та сильних перешкод шляхом максимізації апостеріорної ймовірності цілі; г) розроблено програмне забезпечення обробки радіолокаційного сигналу, який буде реалізований за допомогою інтерпретованого MATLAB та на графічному процесорі.

В результаті було розроблено модель, яка показує, як саме потрібно використовувати радар FMCW для оцінювання дальності цільового транспортного засобу. А проведені експериментальні дослідження FMCW-радару показали, що запропонована нами модель може досягти спільного позиціонування та оцінки просторового стану дальності, а також має високу здатність запобігати перешкодам при зіткненні з перешкодами.

Для проведення технологічного аудиту нашої розробки та можливості її комерційного використання було запрошено 3-х: експертів: д.т.н., професора Семенова А.О., д.т.н. професора Воловика А.Ю. та к.т.н., доцента Мартинюка В.В. Проведення технологічного аудиту було зроблено за критеріями, які наведено в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Рекомендовані критерії технологічного аудиту і оцінювання комерційного потенціалу будь-якої розробки та їх бальна оцінка

Критерії оцінювання та бали (за 5-ти бальною шкалою: 0-1-2-3-4)					
	0	1	2	3	4
Технічна здійсненність концепції:					
1	Достовірність концепції не підтверджена	Концепція підтверджена експертними висновками	Концепція підтверджена розрахунками	Концепція перевірена на практиці	Перевірено роботоздатність продукту в реальних умовах
Ринкові переваги (недоліки):					
2	Багато аналогів на малому ринку	Мало аналогів на малому ринку	Кілька аналогів на великому ринку	Один аналог на великому ринку	Продукт не має аналогів на великому ринку
3	Ціна продукту значно вища за ціни аналогів	Ціна продукту дещо вища за ціни аналогів	Ціна продукту приблизно дорівнює цінам аналогів	Ціна продукту дещо нижче за ціни аналогів	Ціна продукту значно нижче за ціни аналогів
4	Технічні та споживчі властивості продукту значно гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту на рівні аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи кращі, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту значно кращі, ніж в аналогів
Ринкові перспективи					
5	Експлуатаційні витрати значно вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати дещо вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати на рівні експлуатаційних витрат аналогів	Експлуатаційні витрати трохи нижчі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати значно нижчі, ніж в аналогів
6	Ринок малий і не має позитивної динаміки	Ринок малий, але має позитивну динаміку	Середній ринок з позитивною динамікою	Великий стабільний ринок	Великий ринок з позитивною динамікою
7	Активна конкуренція великих компаній на ринку	Активна конкуренція	Помірна конкуренція	Незначна конкуренція	Конкурентів немає

Продовження таблиці 4.1 – Рекомендовані критерії технологічного аудиту і оцінювання комерційного потенціалу будь-якої розробки та їх бальна оцінка

	0	1	2	3	4
Практична здійсненність					
8	Відсутні фахівці як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї	Необхідно наймати фахівців або витратити значні кошти та час на навчання наявних фахівців	Необхідне незначне навчання фахівців та збільшення їх штату	Необхідне незначне навчання фахівців	Є фахівці з питань як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї
9	Потрібні значні фінансові ресурси, які відсутні. Джерела фінансування ідеї відсутні	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування відсутні	Потрібні значні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Не потребує додаткового фінансування
10	Необхідна розробка нових матеріалів	Потрібні матеріали, що використовуються у військово-промисловому комплексі	Потрібні дорогі матеріали	Потрібні досяжні та дешеві матеріали	Всі матеріали для реалізації ідеї відомі та давно використовуються у виробництві
11	Термін реалізації ідеї більший за 10 років	Термін реалізації ідеї більший за 5 років. Термін окупності інвестицій більше 10-ти років	Термін реалізації ідеї від 3-х до 5-ти років. Термін окупності інвестицій більше 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій від 3-х до 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій менше 3-х років

Продовження таблиці 4.1 – Рекомендовані критерії технологічного аудиту і оцінювання комерційного потенціалу будь-якої розробки та їх бальна оцінка

	0	1	2	3	4
12	Необхідна розробка регламентних документів та отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту	Необхідно отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту, що вимагає значних коштів та часу	Процедура отримання дозвільних документів для виробництва та реалізації продукту вимагає незначних коштів та часу	Необхідно тільки повідомлення відповідним органам про виробництво та реалізацію продукту	Відсутні будь-які регламентні обмеження на виробництво та реалізацію продукту

При проведенні технологічного аудиту запрошені експерти виставили бальні оцінки за 12-ю критеріями, які зведені в таблицю 4.2.

Таблиця 4.2 – Результати технологічного аудиту нашої розробки

Критерії	Прізвище, ініціали експерта		
	Семенов А.О.	Воловик А.Ю.	Мартинюк В.В.
	Бали, виставлені експертами:		
1	4	4	4
2	4	3	4
3	3	4	3
4	4	4	4
5	4	4	3
6	4	3	3
7	3	4	3
8	3	4	4
9	4	3	3
10	3	4	4
11	4	4	4
12	4	4	4
Сума балів	СБ ₁ = 44	СБ ₂ = 45	СБ ₃ = 43

Середньоарифметична сума балів, що їх виставили експерти, становить:

Середньоарифметична сума балів $\overline{СБ}$	$\overline{СБ} = \frac{\sum_{i=1}^3 СБ_i}{3} = \frac{44 + 45 + 43}{3} = \frac{132}{3} = 44,00$
---	--

Керуючись інформацією, наведеною в таблиці 4.3, визначимо технічний рівень та комерційний потенціал нашої розробки.

Таблиця 4.3 – Потенційні технічні рівні та комерційний потенціал розробки

Середньоарифметична сума балів $\overline{СБ}$, розрахована на основі висновків експертів	Технічний рівень та комерційний потенціал розробки
0 – 10	Низький
11 – 20	Нижче середнього
21 – 30	Середній
31 – 40	Вище середнього
41 – 48	Високий

Оскільки середньоарифметична сума балів, що їх виставили запрошені експерти, дорівнює 44,00 балів, то можна зробити висновок, що наша розробка, яка базується на отриманих науково-практичних результатах, має високий технічний рівень і високу ймовірність її комерційного використання.

4.2 Розрахунок витрат на розробку частотно-модульованого радару

Основними витратами є: [46]:

4.2.1 Основна заробітна плата Z_o розробників (дослідників), яку можна розрахувати за формулою (4.1):

$$Z_o = \frac{M}{T_p} \cdot t \text{ (грн.)}, \quad (4.1)$$

де M – місячний посадовий оклад конкретного розробника, (грн.). У 2025 році величини окладів розробників коливалися в межах (8000...38000) грн/місяць;

T_p – число робочих днів в місяці; прийmemo $T_p = 20$ днів;

t – число робочих днів роботи фахівців.

Зроблені розрахунки основної заробітної плати розробників, дослідників, фахівців тощо зведено в таблицю 4.4.

Таблиця 4.4 – Основна заробітна плата розробників (округлено)

Найменування посади виконавця	Місячний посадовий оклад, (грн.)	Оплата за робочий день, (грн.)	Число днів роботи	Витрати на оплату праці, (грн.)	Примітка
1. Науковий керівник магістерської кваліфікаційної роботи	32000	= 1600	20 годин	$1600/6 \times 20 = 5333,33 \approx 5334$	При 6-ти годинном у робочому дні
2. Фахівець-здобувач-магістрант	8000	= 400	70	= 28000	
3. Військовий спеціаліст по радарх	36000	= 1800	4	= 7200	
3. Консультант з економічної частини	19080	= 954	1,5 години	$954/6 \times 1,5 = 238,5 \approx 239$	
Всього				$3_0 = 40773$ (грн.)	

Примітка. За заробітну плату магістранта приймемо мінімальну заробітну плату в країні

4.2.2 Додаткова заробітна плата Z_d розробників розраховується за формулою:

$$Z_d = (0,1 \dots 0,12) \cdot Z_0. \quad (4.2)$$

Для нашого випадку отримаємо:

$$Z_d = 0,112 \times 40773 = 4566,57 \approx 4567 \text{ (грн.)}.$$

4.2.3 Нарахування на заробітну плату $НАР_{зп}$ розробників розраховуються за формулою:

$$НАР_{зп} = (Z_0 + Z_d) \cdot \frac{\beta}{100}, \quad (4.3)$$

де $\beta = 22\%$ – У 2025 році ставка єдиного внеску на загальнообов'язкове державне соціальне страхування.

Для нашого випадку отримаємо:

$$НАР_{зп} = (40773 + 4567) \times 0,22 = 9974,80 \approx 9975 \text{ (грн.)}.$$

4.2.4 Амортизація А основних засобів, обладнання, комп'ютерів тощо, які були використані під час виконання роботи, розраховується за формулою:

$$A = \frac{Ц \cdot N_a}{100} \cdot \frac{T}{12} \text{ (грн.)}, \quad (4.4)$$

де Ц – загальна балансова вартість основних засобів, обладнання, комп'ютерів тощо, які використовувалися під час виконання роботи, (грн.);

N_a – річна норма амортизаційних відрахувань, %.

Спрощено можна прийняти, що $N_a = (5...25)\%$;

T – термін, використання кожного виду основних засобів, місяці.

Зроблені нами розрахунки зведемо у таблицю 4.5.

Таблиця 4.5 – Розрахунок амортизаційних відрахувань (округлено)

Найменування основних засобів	Балансова вартість, (грн.)	Норма амортизації, %	Термін використання, місяці	Величина амортизаційних відрахувань, (грн.)
1. Основні засоби, обладнання, комп'ютери тощо	120000	24,5	3,1 (50%)	3797,5 \approx 3798
2. Приміщення кафедри та факультету	100000	2,50	3,1 (90%)	581,25 \approx 582
Всього				A = 4380

4.2.5 Витрати на матеріали М розраховуються за формулою:

$$M = \sum_1^n N_i \cdot Ц_i \cdot K_i - \sum_1^n B_i \cdot Ц_b \text{ (грн.)}, \quad (5.5)$$

де N_i – витрати матеріалу i -го найменування, кг; $Ц_i$ – вартість матеріалу i -го найменування, (грн/кг.); K_i – коефіцієнт транспортних витрат, $K_i = (1,1...1,15)$; B_i – маса відходів матеріалу i -го найменування, кг; $Ц_b$ – ціна відходів матеріалу i -го найменування, (грн/кг.); n – кількість видів матеріалів.

4.2.6 Витрати на комплектуючі K розраховуються за формулою:

$$K = \sum_1^n H_i \cdot C_i \cdot K_i \text{ (грн.)}, \quad (4.6)$$

де H_i – кількість комплектуючих i -го виду, шт.; C_i – ціна комплектуючих i -го виду, (грн.); K_i – коефіцієнт транспортних витрат, $K_i = (1,1 \dots 1,15)$; n – кількість видів комплектуючих.

Загальна вартість основних матеріалів та комплектуючих, які були використані під час виконання цієї роботи, становить приблизно 4000 (грн.).

4.2.7 Витрати на силову електроенергію V_e , що була використана при виконанні цієї роботи, розраховуються за формулою:

$$V_e = \frac{V \cdot \Pi \cdot \Phi \cdot K_{\Pi}}{K_d}, \quad (4.7)$$

де V – вартість 1 кВт-год. електроенергії, в 2025 р. $V \approx 6,0$ (грн/кВт.);

Π – установлена потужність обладнання, кВт; $\Pi = 2,1$ кВт;

Φ – фактична кількість годин роботи обладнання, годин.

Прийmemo, що $\Phi = 200$ годин;

K_{Π} – коефіцієнт використання потужності; $K_{\Pi} < 1 = 0,80$.

K_d – коефіцієнт корисної дії, $K_d = 0,70$.

Тоді витрати на силову електроенергію складуть:

$$V_e = \frac{V \cdot \Pi \cdot \Phi \cdot K_{\Pi}}{K_d} = \frac{6,0 \cdot 2,1 \cdot 200 \cdot 0,80}{0,70} \approx 2880,00 \approx 2880 \text{ (грн.)}.$$

4.2.8 Інші витрати $V_{ін}$ (опалення, освітлення, утримання приміщень тощо) розраховуються як $(100 \dots 300)\%$ від основної заробітної плати розробників, тобто:

$$V_{ін} = (1..3) \times Z_o. \quad (4.8)$$

Для нашого випадку отримаємо:

$$V_{ін} = 1,4 \times 40773 = 57082,20 \approx 57083 \text{ (грн.)}.$$

4.2.9 Сума всіх попередніх статей витрат дає витрати, що їх зробив безпосередньо магістрант – В.

$$B = 40773 + 4567 + 9975 + 4380 + 4000 + 2880 + 57083 = 123658 \text{ (грн.)}$$

4.2.10 Загальні витрати на остаточне завершення нашої розробки та оформлення її результатів розраховуються за формулою:

$$ЗВ = \frac{B}{\beta}, \quad (4.9)$$

де β – коефіцієнт, який характеризує етап виконання цієї роботи на шляху до її можливого впровадження.

Оскільки наша робота практично готова, то для нашого випадку доцільно прийняти, що $\beta \approx 0,94$ [46].

$$\text{Тоді: } ЗВ = \frac{123658}{0,94} = 131551,06 \text{ грн або приблизно } 132 \text{ тисячі (грн.)}$$

Тобто загальні витрати на остаточне завершення нашої розробки та оформлення її результатів становлять приблизно 132 тисячі (грн.).

4.3 Розрахунок економічного ефекту від можливої комерціалізації нашої розробки

Аналіз місткості ринку, в якому можуть бути використані результати нашої розробки, в 2025 році становить приблизно реальних 120 замовників. Оскільки науково-практичні результати нашої розробки є перспективними, то вони мають користуватися підвищеним попитом на ринку принаймні протягом 3-х років після впровадження. Тобто наша розробка може бути впроваджена з 1 січня 2026 року, а її результати будуть виявлятися протягом 2026-го, 2027-го та 2028-го років.

Прогноз зростання попиту на нашу розробку складає по роках:

1-й рік після впровадження (2026 р.) – приблизно на $+\Delta 10$ шт.;

2-й рік після впровадження (2027 р.) – приблизно на $+\Delta 20$ шт.;

3-й рік після впровадження (2028 р.) – приблизно на $+\Delta 30$ шт.

Окрім того, якщо існуючі на ринку подібні розробки коштують 280 тисяч (грн.), то ми можемо реалізовувати нашу розробку, яка має значно

кращі технічні і експлуатаційні характеристики, за 290 тисяч грн, тобто на 10 тисяч грн дорожче.

Тоді можливе збільшення чистого прибутку $\Delta\Pi_i$, що його може отримати потенційний інвестор від комерціалізації нашої розробки становитиме [1]:

$$\Delta\Pi_i = \sum_1^n (\Delta\Pi_o \cdot N + \Pi_o \cdot \Delta N)_i \cdot \lambda \cdot \rho \cdot \left(1 - \frac{v}{100}\right), \quad (4.10)$$

де $\Delta\Pi_o$ – збільшення ціни нової розробки, тобто $\Delta\Pi_o = 290 - 280 = 10$ тисяч (грн.);

N – обсяг діяльності (кількість замовників) у році до впровадження результатів розробки; $N = 120$ шт.;

ΔN – покращення основного кількісного показника від впровадження результатів розробки. Таке покращення по роках (2026, 2027 та 2028 роки) становитиме, відповідно: +10, +20 та +30 шт.;

Π_o – нова ціна розробки після впровадження отриманих результатів; для нашого випадку $\Pi_o = 290$ тисяч (грн.);

n – кількість років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки; $n = 3$ роки;

λ – коефіцієнт, який враховує сплату податку на додану вартість; $\lambda = 0,8333$;

ρ – коефіцієнт, який враховує рентабельність продукту. Рекомендується приймати $\rho = (0,2 \dots 0,5)$; візьмемо $\rho = 0,5$;

v – ставка податку на прибуток. У 2025 році $v = 18\%$.

Величина зростання чистого прибутку $\Delta\Pi_1$ для потенційного інвестора протягом першого року від можливого впровадження нашої розробки (2026р.) складе:

$$\Delta\Pi_1 = [10 \cdot 120 + 290 \cdot 10] \cdot 0,8333 \cdot 0,5 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) \approx 1400,78 \approx 1401 \text{ тисяча (грн.)}$$

Величина зростання чистого прибутку $\Delta\Pi_2$ для потенційного інвестора від можливого впровадження нашої розробки протягом другого (2027 р.) року становитиме:

$$\Delta\Pi_2 = [10 \cdot 120 + 290 \cdot 20] \cdot 0,8333 \cdot 0,5 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) \approx 2391,57 \approx 2392 \text{ тисячі (грн.)}$$

Величина зростання чистого прибутку $\Delta\Pi_3$ для потенційного інвестора від можливого впровадження нашої розробки протягом третього (2028 р.) року становитиме:

$$\Delta\Pi_3 = [10 \cdot 120 + 290 \cdot 30] \cdot 0,8333 \cdot 0,5 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) \approx 3382,36 \approx 3383 \text{ тисячі (грн.)}$$

Приведена вартість зростання всіх чистих прибутків ПП, що їх може отримати потенційний інвестор від можливої комерціалізації нашої розробки, розраховується за формулою:

$$\text{ПП} = \sum_1^t \frac{\Delta\Pi_i}{(1 + \tau)^t}, \quad (4.11)$$

де $\Delta\Pi_i$ – збільшення чистого прибутку у кожному із років, протягом яких виявляються результати виконаної та впровадженої роботи, (грн.);

t – період часу, протягом якого виявляються результати впровадженої роботи, роки. Для нашого випадку $t = 3$ роки;

τ – ставка дисконтування (або рівень інфляції). Керуючись даними статистики за 2025 рік, прийємо ставку дисконтування $\tau = 0,145$ (14,5%);

t – період часу (в роках) від моменту початку розробки до моменту отримання можливих чистих прибутків (в кожному із років).

Тоді прогнозована приведена вартість зростання всіх чистих прибутків ПП, що їх може отримати потенційний інвестор від можливого впровадження нашої розробки, складе:

$$\begin{aligned} \text{ПП} &= \frac{1401}{(1+0,145)^2} + \frac{2392}{(1+0,145)^3} + \frac{3383}{(1+0,145)^4} \approx 1069 + 1594 + 1968 = \\ &= 4631 \text{ тис. (грн.)} \end{aligned}$$

Теперішня вартість інвестицій PV (або можлива вартість придбання нашої розробки інвестором для її комерціалізації): $PV = K \times B_{\text{заг}} = (1,0 \dots 5,0) \times B_{\text{заг}}$,

де $B_{\text{заг}} = 132$ тисячі грн (див. підрозділ 4.1).

Для нашого випадку прийємо, що:

$$PV = (1,0 \dots 5,0) \times 132 = 5,0 \times 132 = 660 \text{ тисяч (грн.)}$$

Абсолютний економічний ефект для потенційного інвестора від можливої комерціалізації нашої розробки за три роки (2026, 2027, 2028)

складе:

$$E_{abc} = \text{ПП} - \text{PV} = 4631 - 660 = 3971 \text{ тисяча (грн.)}.$$

Тоді внутрішня дохідність E_B вкладених інвестицій (коштів) становитиме:

$$E_B = T_{\text{ж}} \sqrt[4]{1 + \frac{E_{abc}}{\text{PV}}} - 1, \quad (4.12)$$

де E_{abc} – абсолютний ефект вкладених інвестицій; $E_{abc} = 3971$ тисяча (грн.);

PV – теперішня вартість початкових інвестицій $\text{PV} = 660$ тисяч (грн.);

$T_{\text{ж}}$ – життєвий цикл розробки, роки.

$T_{\text{ж}} = 4$ роки (2025-й, 2026-й, 2027-й, 2028-й роки).

Для нашого випадку отримаємо:

$$E_B = \sqrt[4]{1 + \frac{3971}{660}} - 1 = \sqrt[4]{1 + 6,0166} - 1 = \sqrt[4]{7,0166} - 1 = 1,627 - 1 = 0,627 \approx 62,7\%.$$

Мінімальна дохідність вкладених інвестицій $\tau_{\text{мін}}$, яка є допустимою, визначається за формулою:

$$\tau_{\text{мін}} = d + f, \quad (4.13)$$

де d – середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2025 році в Україні $d = (0,10 \dots 0,18)$. Прийmemo, що $\tau = 15\%$.

f – показник, що характеризує ризикованість вкладень; $f = (0,05 \dots 0,30)$.

Прийmemo, що $f = 30\%$, тобто $f = 0,3$.

Тоді для нашого випадку отримаємо:

$$\tau_{\text{мін}} = 0,15 + 0,30 = 0,45 \text{ або } \tau_{\text{мін}} = 45\%.$$

Оскільки величина $E_B = 62,7\% > \tau_{\text{мін}} = 45\%$, то потенційний інвестор у принципі може бути зацікавлений комерціалізації нашої розробки, що в умовах військових дій є дуже вигідною справою.

Термін окупності коштів, вкладених потенційним інвестором у можливу комерціалізацію нашої розробки, становитиме:

$$T_{\text{ок}} = \frac{1}{E_B} = \frac{1}{0,627} \approx 1,6 \text{ років} < 3 \text{ років}, \quad (4.14)$$

що також свідчить про потенційну економічну доцільність комерціалізації нашої розробки.

Результати виконаної економічної частини магістерської кваліфікаційної роботи зведено у таблицю:

Показники	Задані у ІЗ	Досягнуті у магістерській кваліфікаційній роботі	Висновок
1. Витрати на розробку	Не більше 135 тисяч (грн.)	≈ 132 тисяч (грн.)	Досягнуто
2. Абсолютний ефект від впровадження розробки, тисяч (грн.)	В межах 4000 тисяч (грн.) (за три роки)	3971 тисячі (грн.) (при 14,5% інфляції)	Виконано
3. Внутрішня дохідність вкладених інвестицій (коштів), %	не менше 50,0%	62,7%	Виконано
4. Термін окупності інвестицій (коштів), роки	до 3-ти років	1,6 роки	Виконано

Таким чином, основні економічні результати, отримані нами при розробленні частотно-модульованого радару безперервної хвилі, визначені у індивідуальному завданні, повністю виконані.

ВИСНОВКИ

У першому розділі розглянуті теоретичні основи роботи FMCW-радару. Випромінювана хвиля в FMCW-радарі має частотну модуляцію, де частота сигналу змінюється з часом. Це відхилення частоти генерує різницю частот між переданим і прийнятим сигналами, оскільки прийнятий сигнал є зміщеною в часі версією переданого. Різниця частот пропорційна часу проходження хвилі, що є мірою відстані до цілі. Шляхом множення прийнятого сигналу на переданий за допомогою змішувача отримується різниця частот між переданим сигналом і луною. Після цього процесу, який називається «дерампінгом», інформацію про дальність до цілі можна отримати з частоти сигналу биття. У цифрових радарі сигнали биття проходять через аналого-цифровий перетворювач, а потім виконується цифрова обробка сигналу.

У другому розділі, використовуючи каскадний FMCW MIMO-радар високої роздільної здатності, запропоновано систему відстеження БПЛА на основі ESCI за наявності сильних перешкод та взаємних перешкод радарів. Основні властивості запропонованого методу описуються наступним чином:

В одному радіолокаційному кадрі ми представили алгоритм когерентного інтегрування на основі 2D-KT для максимального накопичення потужності цілі в різних імпульсах і каналах, SINR когерентно інтегрується від 12,84 дБ до 31,3 дБ, що може значно покращити SINR у спектрі радіолокаційного діапазону–доплера–азимуту.

За допомогою послідовності спектрів радіолокаційної дальності, доплерівського ефекту та азимуту запропоновано схему відстеження БПЛА на основі ESCI за наявності взаємних перешкод радіолокаційних систем та сильних перешкод шляхом максимізації апостеріорної ймовірності цілі, що задовольняє ньютонівські динамічні рівняння та еліптичний розподіл енергії.

Проведені експериментальні дослідження які показують, що цей метод може досягти спільного позиціонування та оцінки просторового стану дальності, а також має високу здатність запобігати перешкодам при зіткненні з перешкодами. Він винятково добре працює при складній оклюзії, змішаних перешкодах та відстеженні за несприятливих погодних умов.

Однак, при дослідженнях не видалялися перешкоди безпосередньо зі спектру радіолокаційного сигналу перед відстеженням, що призводило до втрати продуктивності відстеження БПЛА, коли відлуння цілі та перешкоди знаходяться близько одне до одного в спектрі радіолокаційного діапазону – доплерівського сигналу – азимуту.

У третьому розділі продемонстровано звичайний ланцюжок обробки

радіолокаційного сигналу, реалізований за допомогою інтерпретованого MATLAB та на графічному процесорі. Було показано, що обробка на графічному процесорі дає результати, подібні до результатів, отриманих в інтерпретованому MATLAB. У прикладі було створено карту доплерівського ефекту дальності та візуалізації PPI. Продуктивність порівнювалася між обробкою в інтерпретованому MATLAB та на графічному процесорі, і було показано, що обробка на графічному процесорі набагато швидша, ніж в інтерпретованому MATLAB.

Розроблено модель яка показує, як використовувати радар FMCW для оцінки дальності цільового транспортного засобу. Інформація, отримана з відлуння, така як відстань до цільового транспортного засобу, є необхідними вхідними даними для повноцінної радарної системи виявлення БПЛА. Модель дозволяє виконати комбіновану обробку дальності та доплерівського ефекту для отримання інформації як про дальність, так і про швидкість цілі. Однак варто зазначити, що коли час розгортки довгий, можливості системи для оцінки швидкості погіршуються, і можливо, що спільна обробка більше не може забезпечити точну компенсацію для зв'язку дальності та доплерівського ефекту.

Також у магістерській кваліфікаційній роботі виконані розрахунки економічної частини результати яких свідчить про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. M. A. Richards, *Fundamentals of Radar Signal Processing*. New York: McGraw-Hill, 2005, p. 513.
2. C. Wolf, “Continuous Wave Radar.” [Online]. Available: [http://www.radartutorial.eu/02.basics/Continuous Wave Radar.en.html](http://www.radartutorial.eu/02.basics/Continuous%20Wave%20Radar.en.html). [Accessed: 30-Oct-2025].
3. T. Ince, “FMCW radar performance for atmospheric measurements,” *Radioengineering*, vol. 19, pp. 129–135, 2010.
4. J. Figueras I Ventura, “Design of a High Resolution X-band Doppler Polarimetric Weather Radar,” Universitat Politècnica de Catalunya, 2009.
5. T. Schur, “Polarimetric Radar Research,” *National Severe Storms Laboratory*, 2003. [Online]. Available: <http://cimms.ou.edu/~schuur/radar.html>. [Accessed: 09-Oct-2025].
6. C. J. Baker, “FMCW Radar,” Columbus, Ohio, 2014. V. Komarov and S. M. Smolskiy, *Fundamentals of Short-Range FM Radar*. Boston: Artech House, 2003, p. 303.
7. J. W. Brennan, “The Proximity Fuze Whose Brainchild?,” *United States Nav. Inst. Proc.*, vol. 94/9/787.
8. H. Rohling and M. M. Meinecke, “Waveform design principles for automotive radar systems,” *2001 CIE Int. Conf. Radar Proc. Cat No01TH8559*, vol. 1, pp. 1–4, 2001.
9. D. Atlas, *Radar in Meteorology*. Boston, Mass: American Meteorological Society, 1990, pp. 1–806.
10. K. Aydin and V. Giridhar, “C-Band Dual-Polarization Radar Observables in Rain,” *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, vol. 9, pp. 383–390, 1992.
11. C. Wolf, “Maximum Unambiguous Range.” [Online]. Available: [http://www.radartutorial.eu/01.basics/Maximum Unambiguous Range.en.html](http://www.radartutorial.eu/01.basics/Maximum%20Unambiguous%20Range.en.html). [Accessed: 20-Sept-2025].
12. Biswas, K.; Ghazzai, H.; Sboui, L.; Massoud, Y. Urban air mobility: An IoT perspective. *IEEE Internet Things Mag.* 2023, 6, 122–128.
13. Cummings, C.; Mahmassani, H. Emergence of 4-D system fundamental diagram in urban air mobility traffic flow. *Transp. Res. Rec.* 2021, 2675, 841–850.
14. Li, G.; Liu, X.; Loianno, G. Rotortm: A flexible simulator for aerial transportation and manipulation. *IEEE Trans. Robot.* 2023, 40, 831–850.

15. Guo, J.; Chen, L.; Li, L.; Na, X.; Vlacic, L.; Wang, F.-Y. Advanced air mobility: An innovation for future diversified transportation and society. *IEEE Trans. Intell. Veh.* 2024, 9, 3106–3110.
16. Zhang, Y.; Deng, J.; Liu, P.; Li, W.; Zhao, S. Domain adaptive detection of mavs: A benchmark and noise suppression network. *IEEE Trans. Autom. Sci. Eng.* 2024, 22, 1764–1779.
17. Wang, B.; Lai, T.; Wang, Q.; Huang, H. A nonlinear compensation method for enhancing the detection accuracy of weak targets in FMCW radar. *Remote Sens.* 2025, 17, 829.
18. Takamatsu, H.; Hinohara, N.; Suzuki, K.; Sakai, F. Experimental analysis of accuracy and precision in displacement measurement using millimeter-wave FMCW radar. *Appl. Sci.* 2025, 15, 3316.
19. Huang, Z.; Jiang, P.; Fu, M.; Deng, Z. Angle estimation for range-spread targets based on scatterer energy focusing. *Sensors* 2025, 25, 1723.
20. Jansen, F.; Laghezza, F.; Alhasson, S.; Lok, P.; van Meurs, L.; Geraets, R.; Paker, O.; Overdeest, J. Simultaneous multi-mode automotive imaging radar using cascaded transceivers. In *Proceedings of the 2021 18th European Radar Conference (EuRAD)*, London, UK, 5–7 April 2022 ; pp. 441–444.
21. Fan, L.; Wang, J.; Chang, Y.; Li, Y.; Wang, Y.; Cao, D. 4D mmwave radar for autonomous driving perception: A comprehensive survey. *IEEE Trans. Intell. Veh.* 2024, 9, 4606–4620.
22. Rakai, L.; Song, H.; Sun, S.; Zhang, W.; Yang, Y. Data association in multiple object tracking: A survey of recent techniques. *Expert. Syst. Appl.* 2022, 192, 116300.
23. Sheng, H.; Chen, J.; Zhang, Y.; Ke, W.; Xiong, Z.; Yu, J. Iterative multiple hypothesis tracking with tracklet-level association. *IEEE Trans. Circuits Syst. Video Technol.* 2018, 29, 3660–3672.
24. Larrat, M.; Sales, C. Classification of flying drones using millimeter-wave radar: Comparative analysis of algorithms under noisy conditions. *Sensors* 2025, 25, 721.
25. Liu, Y.; Manikas, A. MIMO radar: An h-infinity approach for robust multitarget tracking in unknown cluttered environment. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 2024, 60, 1740–1752.
26. Cui, N.; Duan, K.; Xing, K.; Yu, Z. Beam-space reduced-dimension 3d-STAP for non-side-looking airborne radar. *IEEE Geosci. Remote. Sens. Lett.* 2021, 19, 1–5.
27. Hu G, Fang X, Huang D, Zhang Z. ESCI: An End-to-End Spatiotemporal Correlation Integration Framework for Low-Observable Extended UAV Tracking with Cascade MIMO Radar Subject to Mixed

- Interferences. *Electronics*. 2025; 14(11):2181.
<https://doi.org/10.3390/electronics14112181>
28. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. –Вінниця: «Універсум-Вінниця», 2000. –303с. ISBN 966-7199-99-1.
 29. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. –Вінниця: «Універсум-Вінниця», 1999. – 275с. ISBN 966-7199-67-3.
 30. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О. Функціональні вузли радіовимірювальних приладів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним опором. –Вінниця: ВНТУ, 2011. – 336с. ISBN 978-966-641-405-5.
 31. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О. Генератори електричних коливань на основі транзисторних структур з від'ємним опором. Монографія. –Вінниця: «Універсум-Вінниця», 2009. – 182 с. ISBN 978-966-641-315-7
 32. Osadchuk A.V., Osadchuk V.S., Osadchuk I.O. The Pontial of Modern Sciense. Chapters. Microelectronic frequency transducers of the magnetic field based on semiconductor structures with negative differential resistance. Volume 3. Publishshed by Sciemcee Publishing.LP22772, 20-22 Wenlock Road, London, United Kingdom, 2019. –P.212-237. ISBN 978-1-9993071-3-4
 33. Osadchuk A.V., Osadchuk V.S. Functional Nanostructures and Sensors for CBRN Defence and Environmental Safety and Security. Chapter 12. Frequency Transducers of Gas Concentration Based on Transistor Structures with Negative Differential Resistance. Springer Netherlands, Dordrecht . Editor: Sidorenko, Anatolie and Hahn, Horst. 2020. –3210 p. –P.161-184. ISBN 978-94-024-1909-2
 34. Andriy Semenov, Olena Semenova, Oleksandr Osadchuk, Iaroslav Osadchuk, Kostyantyn Koval, Serhii Baraban, Mariia Baraban. Pulse and Multifrequency Van der Pol Generators Based on Transistor Structures with Negative Differential Resistance for Infocommunication System Facilities. Data-Centric Business and Applications. Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies. Ageyev D., Radivilova T., Kryvinska N. (eds) Data-Centric Business and Applications. Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies, vol 69. Springer, Cham. 2021. -P.127-158. https://doi.org/10.1007/978-3-030-71892-3_6
 35. Andriy Semenov, Olena Semenova, Oleksandr Osadchuk,

- Iaroslav Osadchuk, Serhii Baraban, Andrii Rudyk, Andrii Safonyk, Oleksandr Voznyak Van der Pol Oscillators Based on Transistor Structures with Negative Differential Resistance for Infocommunication System Facilities. Data-Centric Business and Applications. Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies. Ageyev D., Radivilova T., Kryvinska N. (eds) Data-Centric Business and Applications. Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies, vol 69. Springer, Cham. 2021. –P.43-78. https://doi.org/10.1007/978-3-030-71892-3_3
- 36.Osadchuk A.V., Osadchuk V.S., Osadchuk I.A., Pritula M.A. Devices for measuring the parameters of the magnetic field. Chapter 1. In Lvovich I.Y., Osadchuk A.V., Preobrazhenskiy A.P. et al. Erbe der europäischen wissenschaft: Ingenieurwissenschaften, Informatik, Physik und Mathematik, Medizin. Monografische Reihe «Europäische Wissenschaft». Buch 9. Teil 1. 2022. P.4-37. ISBN 978-3-949059-50-6
- 37.Osadchuk A.V., Osadchuk N.I., Osadchuk I.A. Technical research and development: collective monograph. CHAPTER 4. ELECTRONICS. Frequency transducers of gas concentration for the diagnosis of strains of bacteria *Helicobacter pylori*. Technical research and development: collective monograph / Kalafat K., Vakhitova L., Drizhd V., – etc. – International Science Group. – Boston : Primedia eLaunch, 2021. 616 p. Available at : DOI- 10.46299/ISG.2021.MONO.TECH.I URL: <https://isg-konf.com>. – P.178-194
- 38.Osadchuk O.V. , Osadchuk V.S., Prytula M.O., Osadchuk I.O. Mathematical modeling of frequency transducers of the radio measuring device of magnetic field induction. Chapter 1. Gogo V.B., Lukin V.V., Osadchuk O.V., Petrenko A., Vorobiov L.Y.et al. Intellectual capital is the foundation of innovative development: Engineering, Computer Science, Agriculture. Monographic series«European Science». –Karlsruhe, Germany. Book 18. Part 3. 2023. –P.8-38. ISBN 978-3-949059-81-0 DOI: 10.30890/2709-2313.2023-1 8-0
- 39.Osadchuk O.V., Osadchuk I.O., Pritula M.O. Highly sensitive radiomeasurement transducer of magnetic field induction. Chapter 2. Osadchuk O.V., Denysiuk S., Romanyuk O.N., Seliutina H.A., Shved O.V. et al. Wissenschaft und Bildung als Basis für die Modernisierung der Weltordnung: Innovative Technologien, Informatik, Sicherheitssysteme, Physik und Mathematik. Monografische Reihe «Europäische Wissenschaft». Buch 35. Teil 1. 2024. Karlsruhe, Germany. –195 p. PP.46-71. ISBN 978-3-98924-070-4 DOI: 10.30890/2709-2313.2024-35-01
- 40.Osadchuk O.V., Osadchuk I.O., Current state of devices for measuring

- physical quantities. Chapter 1. Kuklin V.M., Osadchuk O.V., Novoselchuk N., Simakhina G.O., Kosolapov A. et al. Entwicklung des wissenschaftlichen Denkens: Innovative Technologie, Informatik, Architektur und Bauwesen. Monografische Reihe «Europäische Wissenschaft». Buch 41. Teil 7. 2025. ScientificWorld-NetAkhatAV Karlsruhe, Germany 2025. –282 p. PP. 10-58. ISBN 978-3-98924-103-9
- 41.Осадчук О.В., Осадчук Я.О., Ліхашпорський С.В.Дослідження температурної нестабільності в активних НВЧ фільтрах та методи її зменшення // Вісник Вінницького політехнічного інституту. 2021. № 3, – С.127-133. DOI:<https://doi.org/10.31649/1997-9266-2021-156-3-127-133>
- 42.Осадчук О.В., Осадчук Я.О., Думенко Д.О. Аналіз доцільності використання негативного зворотнього зв'язку на змінному струмі для стабілізації параметрів транзисторних аналогів індуктивності// Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології, №2 (04) 2022. –С.83-91. DOI: 10 36994/2788-5518-2022-02-09
- 43.Осадчук О.В., Осадчук Я.О., Скощук В.К. Використання ядра NIOSIIУ багатоканальному частотомірі на FPGA для радіотехнічної системи з частотними сенсорами фізичних величин // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах.2023, №1. –С.137-148. <https://doi.org/10.31891/2219-9365-2023-73-1-19>
- 44.Осадчук О.В., Осадчук Я.О., Скощук В.К. Удосконалення багатоканальної радіотехнічної системи на FPGA для частотних перетворювачів фізичних величин підтримкою цифрових сенсорів // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах.2023, №2. –С.72-82. <https://vottp.khmnu.edu.ua/index.php/vottp/article/view/117>
- 45.<https://www.mathworks.com/products/simulink.html>
46. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт. / Укладачі В.О. Козловський, О.Й. Лесько, В.В. Кавецький. Вінниця : ВНТУ, 2021. 42 с.

Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

РОЗРОБКА ЧАСТОТНО-МОДУЛЬОВАНОГО РАДАРУ БЕЗПЕРЕРВНОЇ ХВИЛІ

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-24м
спеціальності 172 - Електронні комунікації та
радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

ТМ, МС Тимчик М.С.
(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., проф., зав. кафедри ІРТС

О.В. Осадчук О.В.
(прізвище та ініціали)

«12» 12 2025 р.

Вінниця ВНТУ - 2025 рік

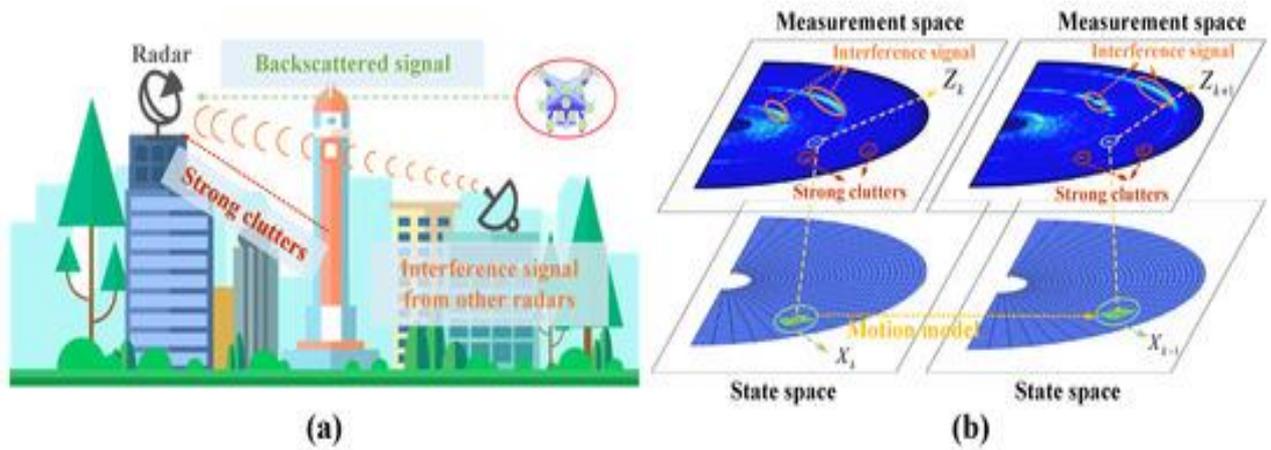


Рисунок 1 – Ілюстрація середовища повітряного транспорту та розширеної задачі відстеження об'єктів. (а) Середовище міського повітряного транспорту. (б) Розширена задача відстеження об'єктів

Час поширення переданого сигналу вздовж шляхів від передавальної антени до цілі та від цілі назад до приймальної антени розраховується як

$$\tau = \frac{2R}{c}.$$

де τ означає час проходження, R – відстань до цілі, а c – швидкість світла.

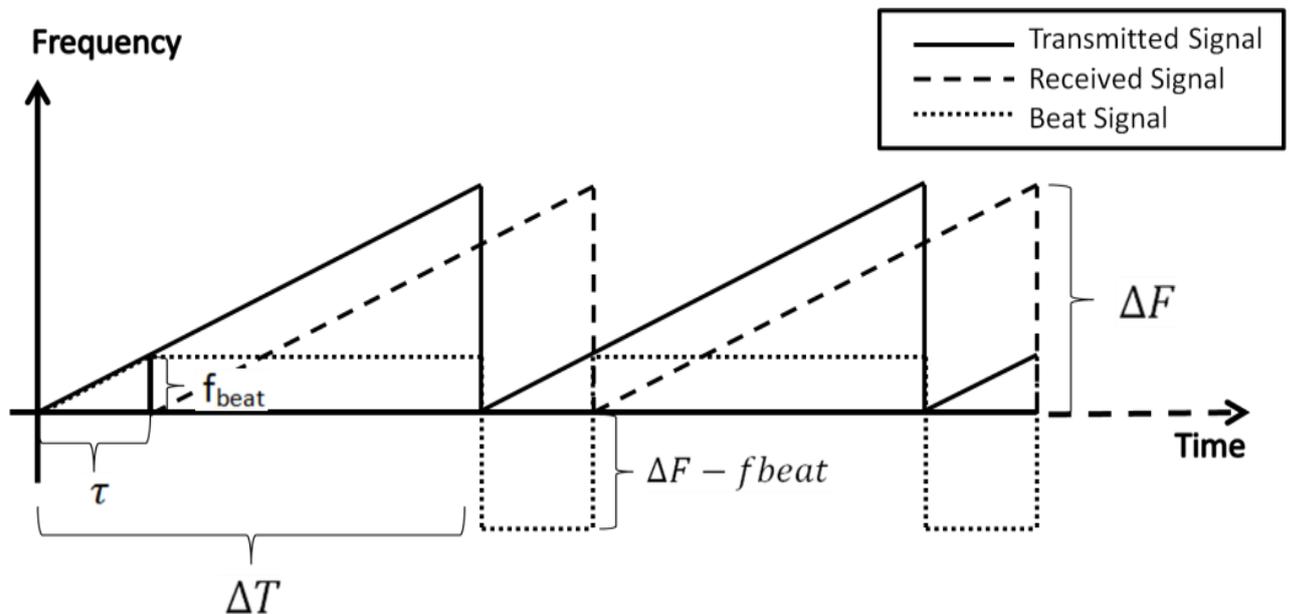


Рисунок 2 – Частота переданих, прийнятих та імпульсних сигналів у залежності від часу

Частота переданого сигналу змінюється за пилкоподібною кривою на несучій частоті. Зміна частоти позначається ΔF , а час зміни позначається ΔT . τ позначає часову затримку між прийнятим і переданим сигналами, а f_{beat} означає частоту биття. Просто взявши нахил функції відхилення частоти лише для одного інтервалу зміни, можна отримати співвідношення між частотою биття та інформацією про діапазон.

$$m = \frac{\Delta F}{\Delta T} = \frac{f_{\text{beat}}}{\tau}$$

Використовуючи

$$\frac{\Delta F}{\Delta T} = \frac{f_{\text{beat}}}{\frac{2R}{c}} = \frac{f_{\text{beat}} c}{2R}$$

$$f_{\text{beat}} = \frac{2 \Delta F R}{\Delta T c}$$

$$R = \frac{f_{\text{beat}} \Delta T c}{2 \Delta F}$$

складову з частотою $\Delta F - f_{\text{beat}}$.

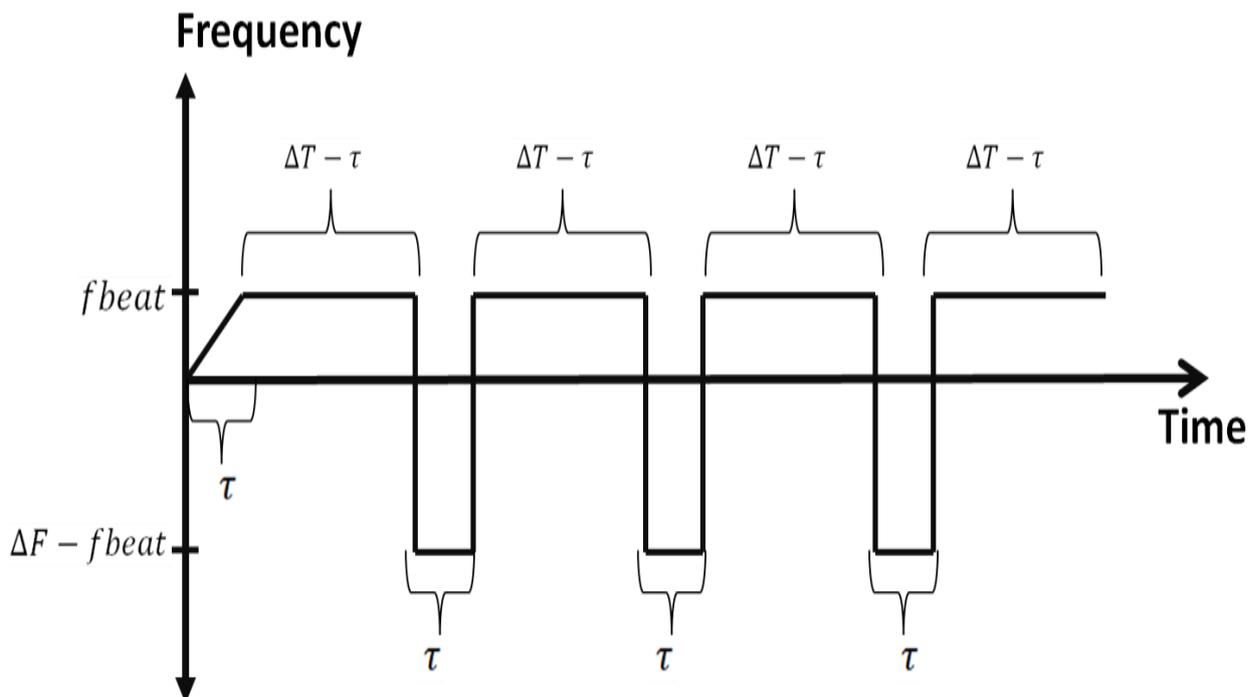


Рисунок 3 – Частота сигналу биття в залежності від часу

За критерієм Найквіста, максимальна частота, яку можна виміряти за повільний час, що дорівнює

$$\frac{1}{2\Delta T}$$

Це максимальний однозначний доплерівський ефект. частота, яку можна виміряти.

$$f_{Doppler,max} = \frac{1}{2\Delta T} = \frac{2 V_{max}}{\lambda}$$

$$V_{max} = \frac{\lambda}{4 \Delta T} .$$

Таблиця 1 – Залежність відбивної здатності від типу опадів, що використовується в NEXTRAD

Рівень	Інтенсивність опадів (мм/год)	Категорія	Z - Відбивна здатність	
			(дБц)	(ммб/м3)
1	від 0,49 до 2,7	Легкий туман	18<Z<30	63<Z<1000
2	від 2,7 до 13,3	Помірний	30<Z<41	1000<Z<12600
3	від 13,3 до 27,3	Важкий	41<Z<46	12600<Z<39800
4	від 27,3 до 48,6	Дуже важкий	46<Z<50	39800<Z<105
5	від 48,6 до 133,2	Інтенсивний	50<Z<57	105<Z<5x105
6	133.2 і вище	Екстремальність	Z > 57	Z>5x105

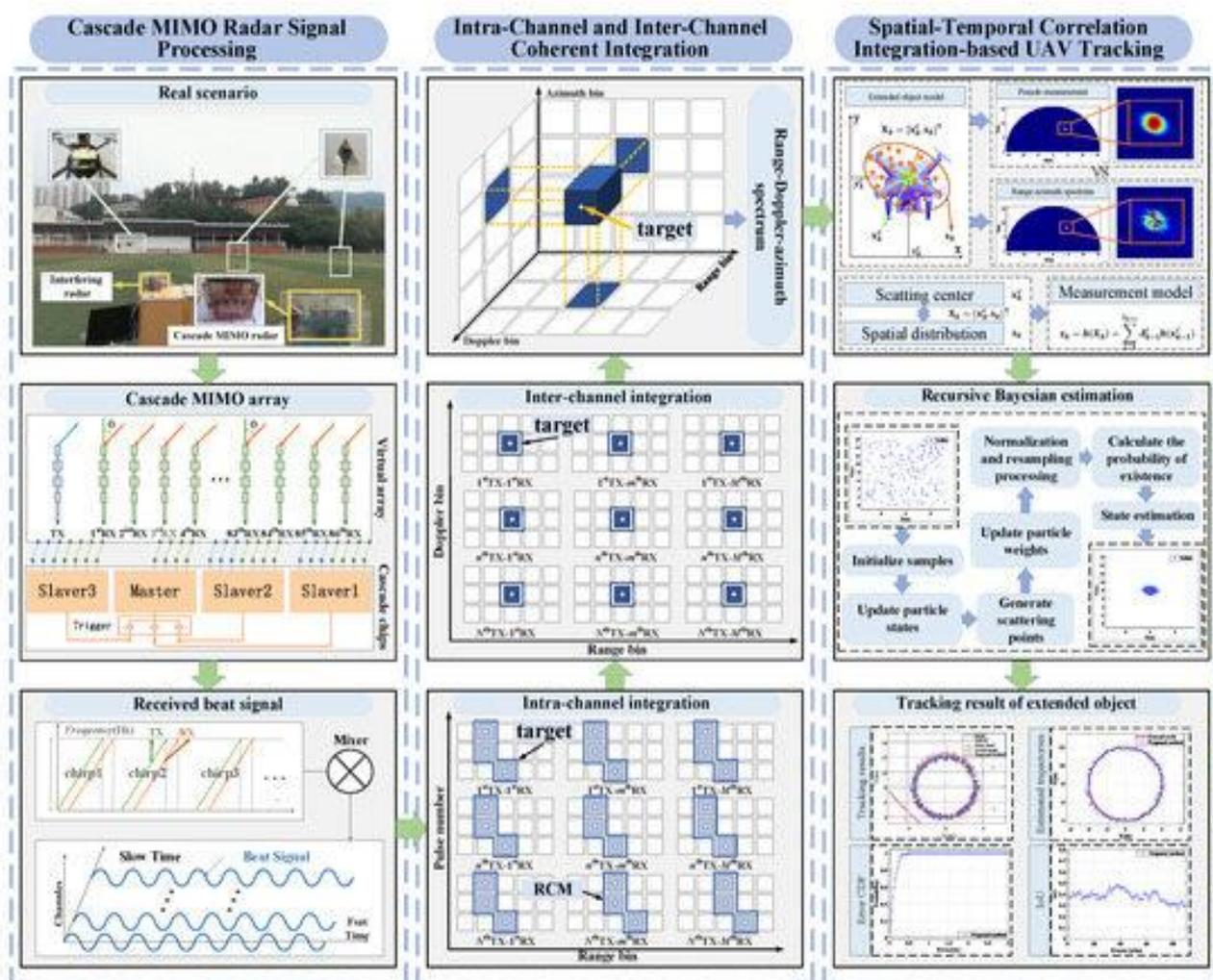


Рисунок 4 – Структура запропонованого методу

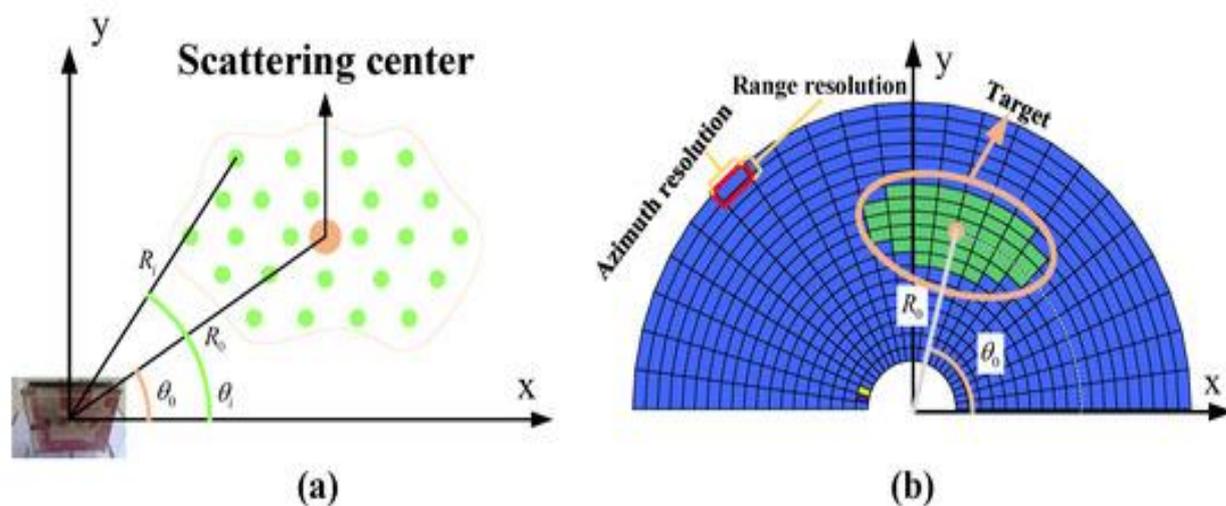


Рисунок 5 – Геометричний зв'язок та розширений спектр дальності-азимуту. (а) Геометричний зв'язок між радаром та розширеним БПЛА. (б) Спектр дальності-азимуту розширеного БПЛА

Після процесів демодуляції та дечирпування, сигнал биття, зібраний платою збору даних, можна описати як

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{beat}(\hat{t}, t_m, n_T, n_R) &= \mathbf{r}_u(\hat{t}, t_m, n_T, n_R) \times \mathbf{s}^*(\hat{t}, t'_m) \\ &\approx \sum_{i=1}^{I_k} A_i \exp\left(-j\frac{4\pi\mu\hat{t}R_i}{c}\right) \exp\left[-j\frac{4\pi(f_0+\mu\hat{t})v_0t'_m}{c}\right] \\ &\times \exp\left[-j\frac{2\pi(f_0+\mu\hat{t})[(n_T-1)d_T \sin\theta_i + (n_R-1)d_R \sin\theta_i]}{c}\right] \end{aligned}$$

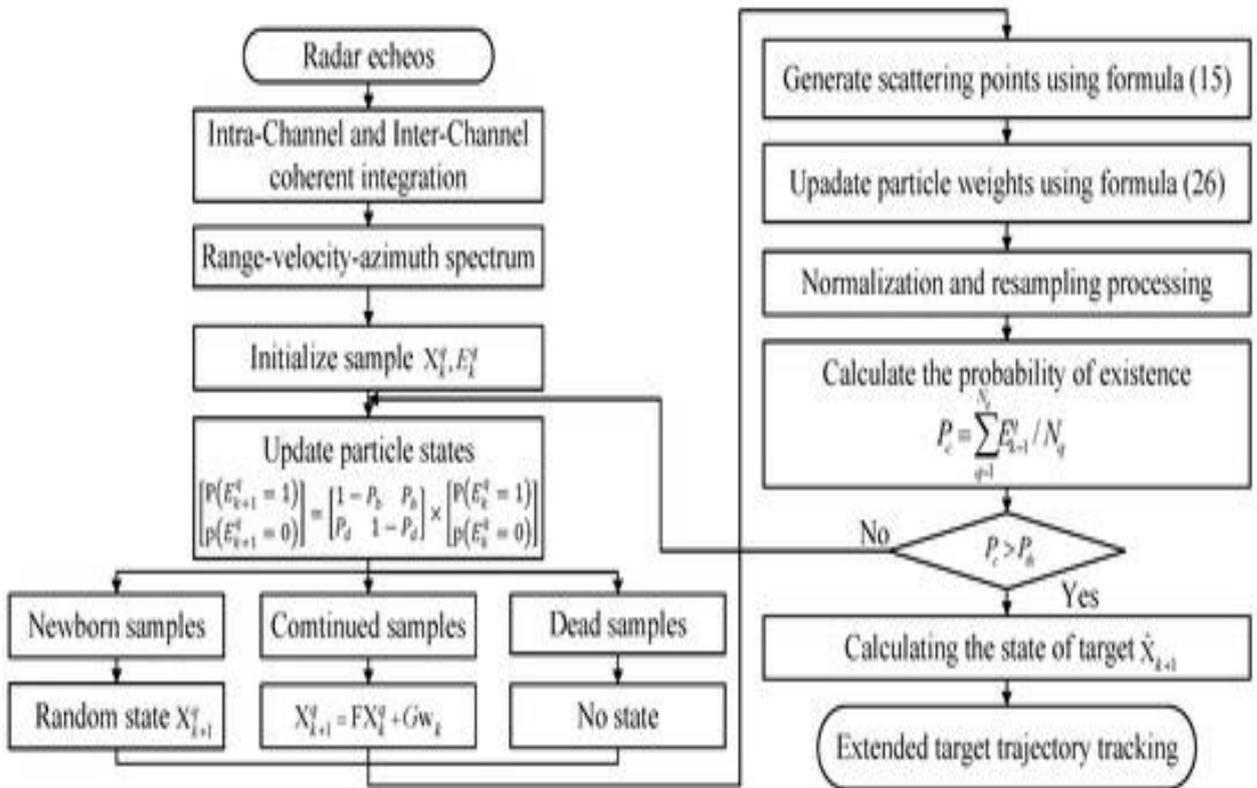


Рисунок 6 – Блок-схема запропонованого методу

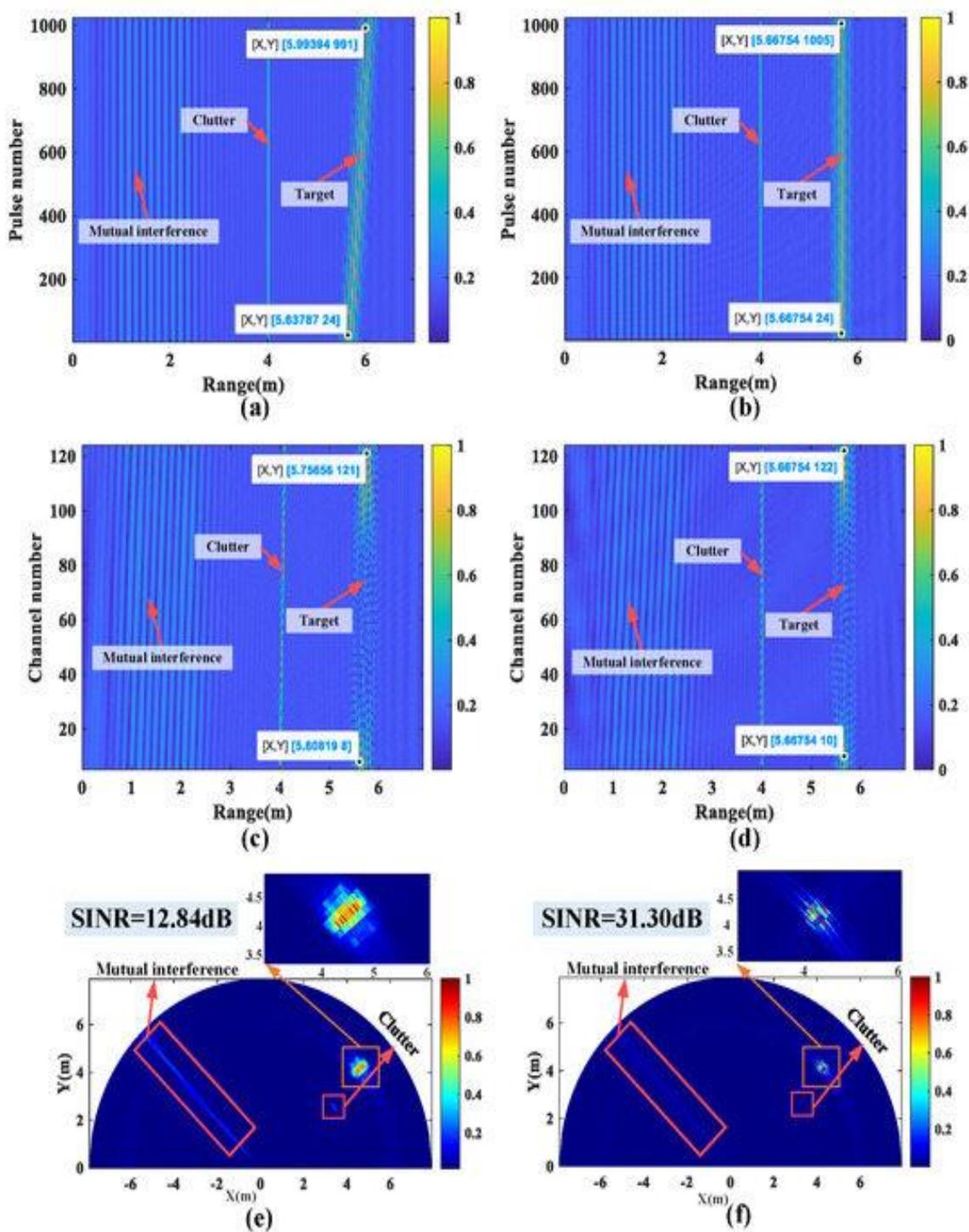


Рисунок 7 – Результати когерентного інтегрування 2D-КТ. (а) Площина дальності-повільного часу першого каналу RX-TX до КТ. (б) Площина дальності-повільного часу першого каналу RX-TX після КТ. (с) Площина дальності-каналу першого чирпу до КТ. (д) Площина дальності-каналу першого чирпу після КТ. (е) Спектр дальності-азимута до 2D-КТ. (ф) Спектр дальності-азимута після 2D-КТ

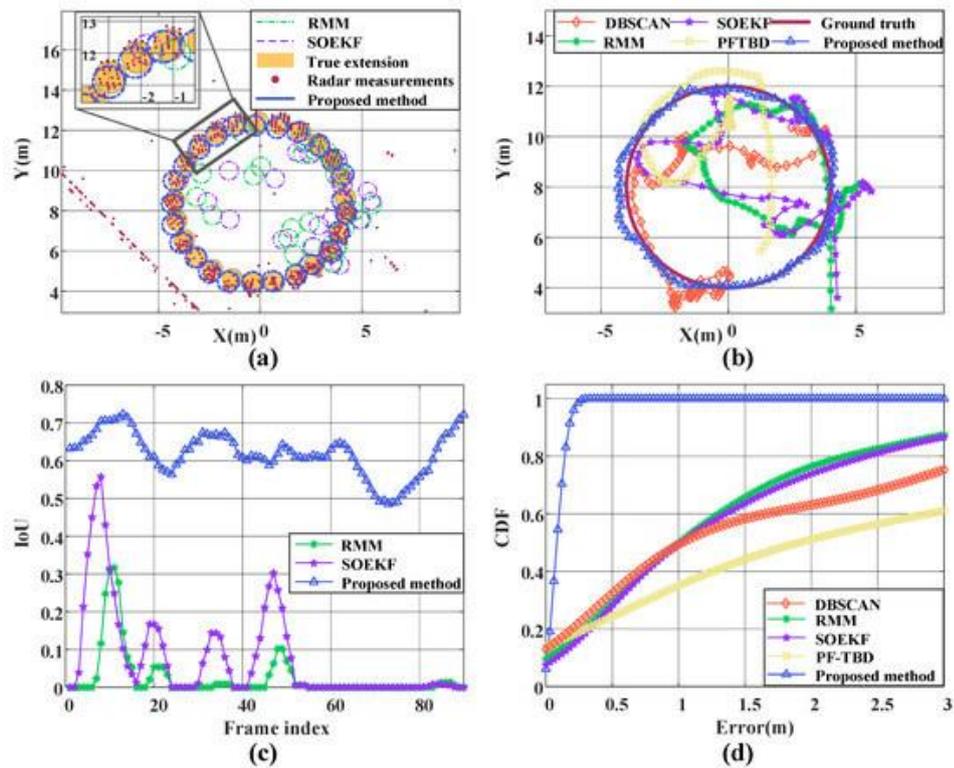


Рисунок 8 – Результати моделювання розширеного відстеження БПЛА. (а) Результати відстеження. (б) Розраховані траєкторії. (с) Взаємодія між відстежуваною формою та істинним протяжністю. (д) Похибка CDF розрахованої траєкторії

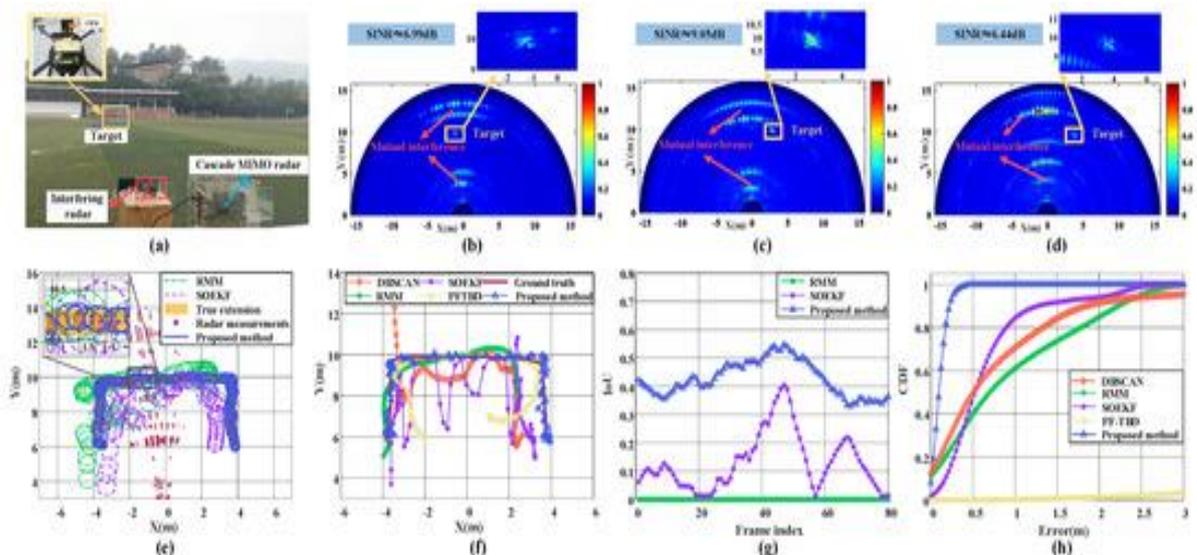


Рисунок 9 – Результати відстеження за наявності взаємних перешкод. (а) Експериментальна сцена. (б) Спектр радіолокатора на 31-му кадрі. (с) Спектр радіолокатора на 44-му кадрі. (д) Спектр радіолокатора на 52-му кадрі. (е) Результати відстеження розширення БПЛА. (ф) Результати відстеження траєкторії польоту. (г) Взаємозв'язок між відстежуваною формою та істинним розширенням. (г) Похибка CDF оціненої траєкторії

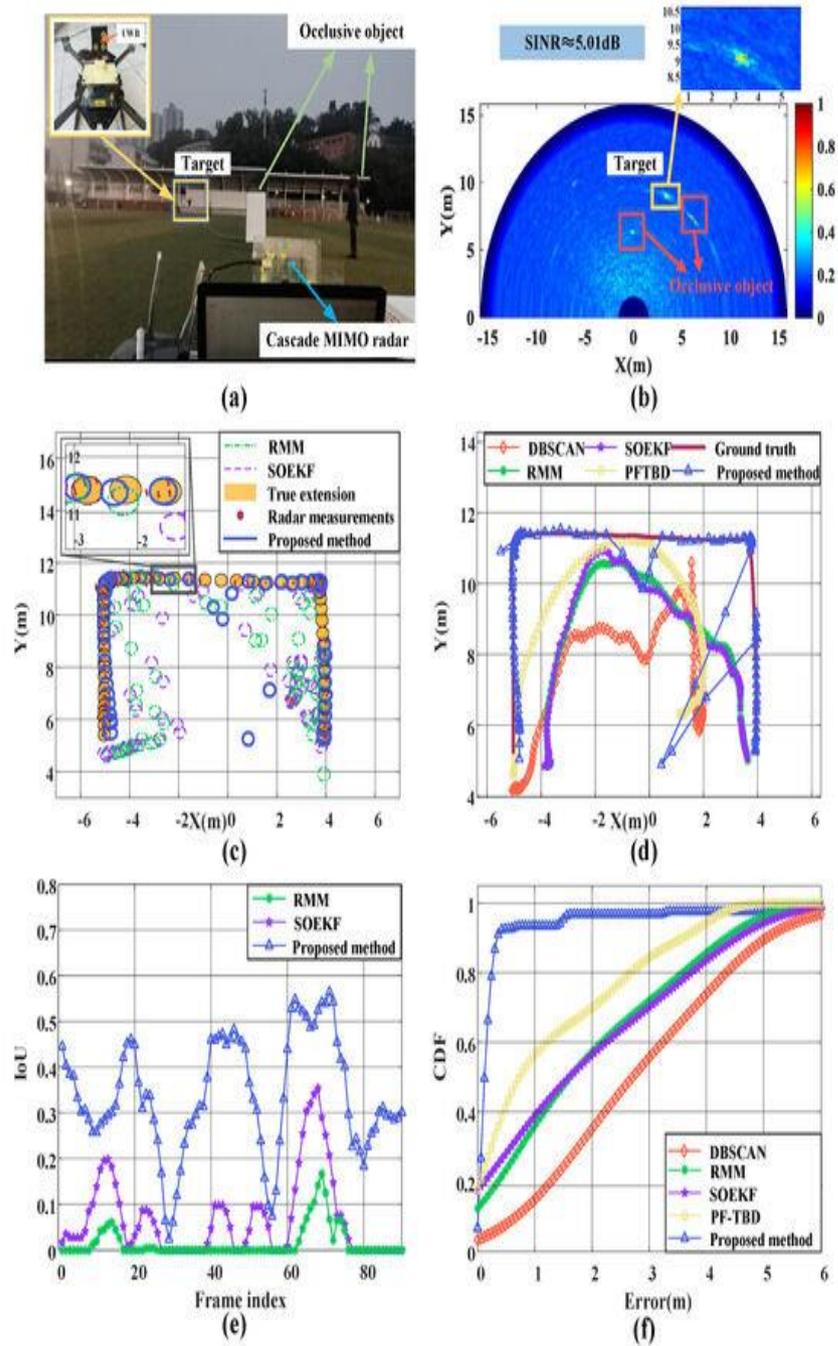


Рисунок 10 – Результати відстеження розширеного БПЛА в сцені оклюзії.
 (а) Експериментальна сцена. (б) Необроблений спектр радару. (с)
 Результати відстеження. (д) Розраховані траєкторії. (е) ІОУ між
 відстежуваною формою та істинним розширенням. (ф) Похибка CDF
 розрахованої траєкторії

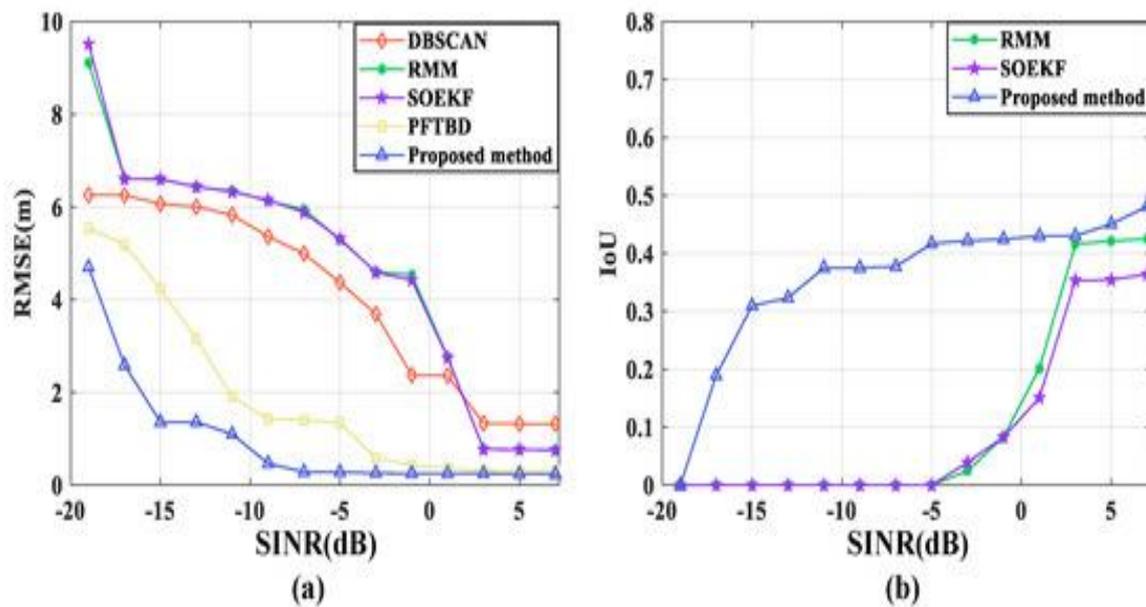


Рисунок 11 – Характеристики відстеження розширеного БПЛА за різних коефіцієнтів SINR. (а) Середньоквадратичні помилки відстеження зі збільшенням SINR. (б) Очікувані значення IU зі збільшенням SINR

Додаток Б
(обов'язковий)

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ РОБОТИ

**РОЗРОБКА ЧАСТОТНО-МОДУЛЬОВАНОГО РАДАРУ
БЕЗПЕРЕРВНОЇ ХВИЛІ**

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Назва роботи: «Розробка частотно-модульованого радару безперервної хвилі»

Тип роботи: Магістерська кваліфікаційна робота
 (бакалаврська кваліфікаційна робота / магістерська кваліфікаційна робота)
 Підрозділ Кафедра ІРТС
 (кафедра, факультет, навчальна група)

Коефіцієнт подібності текстових запозичень, виявлених у роботі системою StrikePlagiarism 5,06%

Висновок щодо перевірки кваліфікаційної роботи (відмітити потрібне)

- Запозичення, виявлені у роботі, є законними і не містять ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації. Роботу прийняти до захисту
- У роботі не виявлено ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації, але надмірна кількість текстових запозичень та/або наявність типових розрахунків не дозволяють прийняти рішення про оригінальність та самостійність її виконання. Роботу направити на доопрацювання.
- У роботі виявлено ознаки плагіату та/або текстових маніпуляцій як спроб укриття плагіату, фабрикації, фальсифікації, що суперечить вимогам законодавства та нормам академічної доброчесності. Робота до захисту не приймається.

Експертна комісія:

Семенов А.О. – д.т.н., професор каф. ІРТС
 (прізвище, ініціали, посада)

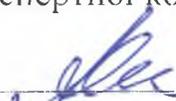
Осадчук О.В. – д.т.н., професор, зав. каф. ІРТС
 (прізвище, ініціали, посада)


 (підпис)

 (підпис)

Особа, відповідальна за перевірку  Семенов А.О.
 (підпис) (прізвище, ініціали)

З висновком експертної комісії ознайомлений(-на)

Керівник  Осадчук О.В. – д.т.н., професор, зав. каф. ІРТС
 (підпис) (прізвище, ініціали, посада)

Здобувач  Тимчик М.С.
 (підпис) (прізвище, ініціали)