

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ

«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

РАДІОТЕХНІЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ

кафедра РАДІОІНЖЕНЕРІЇ

«На правах рукопису»

УДК 62-791.2 62

До захисту допущено:

В.о. завідувача кафедри

_____ Сергій МАРТИНЮК

«__» _____ 2024 р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

за освітньо-професійною програмою

«Інформаційна та комунікаційна радіоінженерія»

зі спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

на тему: «Портативний радар неперервної дії S-діапазону частот з лінійною частотною модуляцією»

Виконав (-ла) студент (-ка) II курсу, групи PI-21мп

Шкута Кирило Ігорович

(прізвище, ім'я, по-батькові)

(підпис)

Науковий керівник:

Доцент, PhD, Сушко Олександр Юрійович

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

(підпис)

Рецензент:

ст.викл., PhD каф. РТС Мирончук Олександр Юрійович

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

(підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській
дисертації немає запозичень з праць
інших авторів без відповідних посилань.

Студент (-ка) _____

Київ – 2024

**Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря
Сікорського»**

**Радіотехнічний факультет
Кафедра радіоінженерії**

Рівень вищої освіти – другий (магістерський)
Спеціальність – 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
Освітньо-наукова програма «Радіосистемна інженерія»

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о.зав. кафедри РІ

Сергій МАРТИНЮК

«13» листопада 2023 року

ЗАВДАННЯ

на магістерську дисертацію студенту (тці)

ШКУТІ Кирилу Ігоровичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації Портативний радар неперервної дії S-діапазону
частот з лінійною частотною модуляцією

науковий керівник дисертації

Сушко Олександр Юрійович, доцент, PhD

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

затверджені наказом по університету від «09» листопада 2023 р. №5206-с

2. Термін подання студентом дисертації

3. Об'єкт дослідження: радар неперервної дії з лінійною частотною модуляцією.

4. Вихідні дані:

тип модуляції: лінійна частотна модуляція

частотний діапазон: S-діапазон,

вихідна потужність: 13 дБм

дальність дії: до 5 метрів

окремі блоки радару надані, такі як: генератор керований напругою, підсилювач потужності, малoshумний підсилювач, змішувач, подільник, смужкові антени.

5. Перелік завдань, які потрібно розробити:

1. Розробка математичної моделі на основі установки РЛС на основі ЛЧ-модуляції
2. Провести розрахунки цифрового блоку, які впливають на якість роботи пристрою
3. Провести моделювання обробки сигналу в цифровому блоці
4. Визначення характеристик окремих блоків радару

5. Розробити та експериментально перевірити алгоритм аналізу сигналів радару і визначення характеристик цілі
6. Провести експериментальні дослідження компонентів установки
7. Визначити головні напрямки подальшої модернізації установки та напрямки використання радару

6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу: слайди для презентації результатів роботи над магістерською дисертацією

7. Орієнтовний перелік публікацій:

8. Консультанти розділів дисертації:

9. Дата видачі завдання: 14 листопада 2023 р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Аналіз завдання на виконання кваліфікаційної роботи	14 листопада по 18 листопада 2023р.	Виконано
2	Робота над 1 розділом кваліфікаційної роботи	18 листопада 2023р. по 1 грудня 2023 р.	Виконано
3	Робота над 2 розділом кваліфікаційної роботи	1 грудня 2023 р по 7 грудня 2023 року	Виконано
4	Робота над 3 розділом кваліфікаційної роботи	7 грудня 2023 року по 14 грудня 2023 року	Виконано
5	Робота над 4 розділом кваліфікаційної роботи	14 грудня 2023 року по 25 грудня 2023	Виконано
6	Оформлення кваліфікаційної роботи у відповідності до вимог та методичних рекомендацій	25 грудня 2023 р. по 05 січня 2024 року	Виконано
7	Подання кваліфікаційної роботи керівнику на підготовку відгука	05 січня 2024 року	Виконано
8	Підготовка матеріалів та результатів роботи до попереднього захисту	06 по 07 січня 2023 року	Виконано
9	Попередній захист результатів дисертаційних досліджень	09 січня 2024р.	Виконано
10	Подання кваліфікаційної роботи на рецензію	12 січня 2024 р.	Виконано
11	Подання кваліфікаційної роботи для перевірки на дотримання академічної доброчесності	12 січня 2024 р.	Виконано

Студент

Кирило ШКУТА

(підпис)

(ім'я, ПРІЗВИЩЕ)

Науковий керівник

Олександр СУШКО

(підпис)

(ім'я, ПРІЗВИЩЕ)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка дипломної роботи має обсяг 85 сторінок, містить 25 рисунків та ілюстрацій, 12 таблиць, 2 додатки та 28 найменувань в списку посилань.

В даній роботі виконана розробка і теоретичне обґрунтування радіолокаційної установки S-діапазону частот на основі Допплерівського радару. Запропонований метод можливість визначення дальності до цілі.

Метою даної роботи є дослідження характеристик FMCW радару діапазону 2.4ГГц та методів масштабування установки для визначення більших відстаней чи відмінних цілей.

Об'єкт дослідження – радар неперервної дії з лінійною частотною модуляцією.

Предмет дослідження - характеристики компонентів радару та радару як системи в цілому.

Методи дослідження. В роботі використані окремі способи досліджень для цифрової та аналогової частини. Цифрова частина і коректність її функціонування досліджується за допомогою зовнішніх джерел з відомими сигналами, а також за допомогою програм MatLAB та STMCube IDE. Аналогова частина досліджується за допомогою мультиметра, осцилографа та спектроаналізатора для випробування фактичних характеристик окремих компонентів та радарної системи.

Наукова новизна полягає у дослідженні точних характеристик роботи РЛС даної конструкції, обрахунок необхідних частотних діапазонів, аналіз вихідних сигналів РЛС, фільтрація сигналів від відомих завад, спричинених деформацією сигналу при проходженні компонентів установки та при відбитті від цілей різного виду. Окрім цього, у роботі наведені способи покращення

установки та подальшого вдосконалення конструкції для забезпечення визначення цілей на більших відстанях.

Практичне значення: визначені характеристики для роботи радарів схожої конструкції, що дозволяє спиратись на них для подальшого проектування установок РЛС. Наведений алгоритм обробки сигналів, що є універсальним, а також представлено спосіб його масштабування для аналізу сигналів радарів даного типу.

Ключові слова: FMCW радар, Допплерівський радар, аналіз Фур'є, Допплерівська завада, ефективна площа розсіювання, мікроконтролер.

ABSTRACT

The text part of the thesis contains: 85 pages, 25 figures, 12 tables and 28 sources.

This work focuses on the development and theoretical justification of an S-band frequency radar based on the Doppler radar principle. The proposed method allows for accurate target range determination.

The objective of this work is to explore the characteristics of a 2.4 GHz FMCW radar and scaling methods for determining greater distances or different targets.

The research object is a continuously operating radar with linear frequency modulation, while the subject of the study includes the characteristics of radar components and the radar system as a whole.

Research Methods: The thesis employs separate investigation methods for the digital and analog parts. The digital part's correctness is examined using external sources with known signals, as well as MATLAB and STMCube IDE programs. The analog part is investigated using a multimeter, oscilloscope, and spectrum analyzer to test the actual characteristics of individual components and the radar system.

Scientific novelty lies in studying the precise characteristics of this radar system, calculating necessary frequency ranges, analyzing radar output signals, filtering signals from known interferences caused by signal deformation through the installation components and reflections from various types of targets. This work also presents methods to improve the installation and further enhance the design for target detection at greater distances.

Practical significance: The determined characteristics of similar radar systems contribute to their reliable use in future radar system designs. The provided signal processing algorithm is universal, and a scaling method for analyzing signals from radar systems of this type is also presented.

Keywords: FMCW radar, Doppler radar, Fourier analysis, Doppler effect, effective scattering area, microcontroller.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ:	9
ВСТУП	10
1.ОСНОВИ РЕАДІОЛОКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ	13
1.1. Загальні положення та класифікація радарів	13
1.1.1. Принципи радіолокації.....	13
1.1.2. Характеристики цілі радару.....	14
1.1.3. Характеристики сигналу радару	16
1.2. Доплерівські радары та їх характеристики	18
1.3. Застосування радарів FMCW.....	20
2.РАДАР НЕПЕРЕРВНОЇ ДІЇ З ЛЧ-МОДУЛЯЦІЄЮ	22
2.1. Загальні основи роботи радару	22
2.2.Складові функціональні елементи радару	27
2.2.1. Генератор сигналів.....	27
2.2.2. Змішувач	30
2.2.3. Підсилювачі	32
2.2.4. Подільник	33
2.2.5. Антени	34
2.3. Математичне моделювання роботи радару.....	36
2.3.1. Формування зондуючого сигналу	37
2.3.2. Ослаблення сигналу в радіоканалі	38
2.3.3.Прийом та підсилення сигналу радаром.....	40
2.4. Висновки	42
3.ОБРОБКА РЕЗУЛЬТАТІВ ВИМІРУ РАДАРУ	43
3.1. Матеріальна база для обробки отриманих сигналів	43
3.3.Задачі мікроконтролера	44
3.4.Методика моделювання роботи радару	46
3.5.Обрахунок Доплерівської завади	54
3.6.Висновки	59
4. РЕЗУЛЬТАТИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ	62
4.1. Обробка тестових сигналів з генератора	62
4.2. Аналіз фактичних значень послаблення змішувача	64
5. РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЕКТУ	66
5.1.Вступ	66
5.2. Кошторис	68
5.3.Опис ідеї проекту	70
5.4.Технологічний аудит ідеї проекту	75

5.5.Аналіз ринкових можливостей запуску проекту.....	78
5.6. Розроблення маркетингової програми стартап-проекту.....	85
ВИСНОВКИ	87
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ І ПОСИЛАНЬ.....	88
ДОДАТОК А.....	92
ДОДАТОК Б	113

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ:

РЛС – Радіо локаційна станція;

CW Radar – Continuous Wave Radar (радар неперервної дії);

FMCW Radar – Frequency-Modulated Continuous Wave Radar (частотно модульований радар неперервної дії);

FSPL – Free-space path loss (втрати сигналу у вільному просторі);

LSB – least significant bit (найменш значущий біт);

ШПФ – швидке перетворення Фур'є;

ДПФ – дискретне перетворення Фур'є;

ДС – Діаграма спрямованості;

ЕМВ – Електро-магнітне випромінювання;

ЕМХ – Електромагнітна хвиля;

КСД – коефіцієнт спрямованої дії;

ЕПР – ефективна поверхня розсіювання;

РЛО – радіолокаційний об'єкт;

ЛЧМ – Лінійна частотна модуляція;

МК – мікроконтролер;

ГКН – генератор, керований напругою;

VCO – voltage-controlled oscillator;

АР – антенна решітка;

НВЧ – надвисокі частоти;

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика.

ВСТУП

Радар або радіолокаційна станція (РЛС) – загальна назва для системи, яка використовує спрямовану та відбиту радіочастотну енергію для виявлення та визначення місцезнаходження об'єктів, вимірювання відстані або висоти, навігації, самонаведення, бомбардування та інших цілей [1].

Загалом існує два основних групи локаторів: пасивної та активної дії. Відмінність між ними полягає в тому, що активний самостійно утворює сигнал випромінювання і приймає відбиття або відповідь, а пасивний лише сприймає існуючі ЕМХ, джерелом яких є сам об'єкт дослідження. Тут і надалі у дисертації розглядається лише активні РЛС.

Загалом радар складається з трьох головних складових частин: передавального пристрою, антени і приймального пристрою. Передавач формує зондуючий сигнал певного виду, форма і властивості якого відрізняються залежно від типу РЛС та особливостей його роботи. Цей сигнал випромінюється у відкритий простір за допомогою напрямленої антени у визначену сторону. Частина випроміненої електромагнітної хвилі (ЕМХ), яка не розсіялась у просторі, відбивається від об'єкту, яку перехоплює РЛС. Важливо зазначити, що розсіювання відбувається як через властивості самого радіоканалу, у якому поширюється сигнал, так і від форми і властивостей поверхні об'єкта-цілі, котра відбиває сигнал в різні напрямки, включно зі зворотним. Антена радару приймає відбиту електромагнітну хвилю, після чого вона перетворюється в певний електричний сигнал, який підсилюється і відомим чином оброблюється. Результатом обробки є ті чи інші дані, які дозволяють визначити розташування об'єкта, а в деяких системах його форму, швидкість і напрямок.

Особливістю цього сигналу є те, що він повинен бути достатньо потужним, для якісного відбиття від цілі, а також зберігати цілісність для якісного розшифрування з приймальної сторони. Зазвичай проблему цілісності

обходять за допомогою роботи з простим і передбачуваним сигналом, з чийх відмінностей і видобувають корисну інформацію.

Важливо зазначити і спосіб обробки прийнятого сигналу. В першу чергу він залежить від концепції роботи радару і тому має певні обмеження вже на рівні швидкості поширення сигналу у просторі. Наприклад для імпульсного радіолокатора, тобто такого, котрий періодично випромінює короткі потужні імпульси, між якими триває час спокою, коли РЛС очікує на відлуння, обмеження з'являються вже у швидкості роботи через необхідність очікувати найбільший можливий час повернення сигналу. Скорочення часу очікування для таких систем однозначно призводить до зменшення максимальної відстані дії. Окрім того, такі системи мають обмеження і по мінімальній відстані роботи через те, що для цих радарів часто використовують одну антену для прийому і передачі сигналу і занадто швидке переключення режимів призводить до утворення завад і погіршує якість вимірювань.

Другим суттєвим обмеженням обробки інформації є її спосіб. Фундаментально їх є два: аналоговий і цифровий. Головною перевагою аналогового способу аналізу сигналу є підвищена точність. Однак такий метод є негнучким і вимагає повної заміни аналізуючого блоку навіть за мінімальної зміни випромінюваного сигналу. Таку систему важко налаштовувати, модернізувати і тестувати. Цих проблем позбавлена цифрова обробка сигналів. Однак остання теж має суттєві обмеження, такі як: деформація прийнятого сигналу під час дискретизації, оптимізація є не менш складним процесом з причини використання обчислювальних потужностей, котрі повинні бути завжди більшими, а виконання пристрою самостійно під потреби обробки не є завжди доступним. Зазвичай блоки обробки у цифрових РЛС застосовують рішення на основі існуючих мікроконтролерів чи інтегральних схем.

Для вирішення обох зазначених вище проблем (довгого часу очікування для імпульсних РЛС та непрактичності використання аналогових систем) у цій роботі розглядається радар неперервної дії з цифровою обробкою результатів

вимірювання. Відмінністю радару неперервної дії або випромінювання (Continuous wave radar, CW-radar) є постійне випромінювання зондуючого сигналу. У зв'язку з тим, що радар неперервно випромінює і приймає сигнал оператор може розраховувати на постійне оновлення інформації про відстань до досліджуваної цілі. Таким чином всі обмеження по аналізу перекладаються на цифровий блок.

Сама установка РЛС у якості робочого сигналу використовує сигнал постійної амплітуди, що модульовані за частотою. Це дозволяє отримувати результати, з яких при обробці можна видобути не лише відстань, але і швидкість та напрямок руху «підсвіченого» ЕМХ тіла. В такій системі дальність визначається за різницею частоти відправленого і прийнятого сигналу, а швидкість – з Допплерівського зсуву отриманого сигналу.

1. ОСНОВИ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ

1.1. Загальні положення та класифікація радарів

1.1.1. Принципи радіолокації

Першочерговим принципом виявлення об'єкта у просторі є відмінність у тих чи інших фізичних властивостей об'єкта від оточуючого середовища. Така основа працює для будь-яких типів спостережень від зору, нюху і слуху до радіолокації. У випадку спостереження за допомогою тих чи інших засобів РЛС двома ключовими способами пошуку об'єкта є або відмінність від середовища у поширенні радіохвилі або якщо ціль вже є джерелом випромінювання. Цей поділ визначає розподіл двох великих різновидів радіолокації: активну і пасивну. Активна (іншою назвою є активна радіолокація з пасивною відповіддю) вирізняється тим, що установка спостереження випромінює сигнал, котрий відбивається від цілі і частина якого повертається до РЛС. На основі відомих характеристик (часу проходження, форми сигналу, тощо) станція радіолокації визначає дальність до цілі, її напрямок, форму, тощо. Такий спосіб збору інформації також називають «підсвічуванням».

Іншим різновидом радіолокації є пасивне спостереження. Зазвичай такий спосіб використовує кілька установок РЛС або антен, котрі приймають власне випромінювання цілей і аналізують отримані сигнали за допомогою інших відомих характеристик (наприклад в різниці фаз, часу отримання сигналів різними антенами). В роботі цей тип не використовується.

Існує і специфічний третій тип (активна з активною відповіддю), котра передбачає існування на цілі приймально-передавального пристрою, котрий реагує на сигнал запитувача і відправляє певну відповідь. Цей різновид представляє собою не стільки дослідження середовища, скільки комунікацію між пристроями. Такий різновид також не використовується в даній роботі.

Як було зазначено в перших двох типах радіолокації існують постійні характеристики, на основі яких і відбувається аналіз сигналів. Основним

об'єктом, що відповідає за передачу сигналу є середовище. Воно характеризується наступними значущими для радіолокації параметрами [11]:

- Однорідність або передбачуваність зміни швидкості поширення радіохвиль
- Прямолінійність або передбачуваність зміни напрямку поширення радіохвиль
- Здатність радіохвиль відбиватися від предметів, що зустрічаються на шляху поширення, або неоднорідностей повітряного простору
- Здатність радіохвиль фокусуватися у вузький спрямований радіопромінь за допомогою різних систем (антен)

Структура РЛС зазвичай має наступні ключові компоненти [11]:

- Передавальний пристрій. Ця частина формує зонduючий сигнал і надсилає його у напрямку цілі. Зазвичай ця частина споживає найбільшу потужність в усій установці. Пристрій зазвичай складається з модулятора (створює керуючий сигнал), генератора (керується цим сигналом), антени і підсилювачів
- Приймальний пристрій. Ця частина відповідає за прийом сигналу, очистку його від шумів, підсилення та видуботок корисної інформації з отриманого сигналу. Ця частина часто відрізняється залежно від типу установки

1.1.2. Характеристики цілі радару

Як було зазначено в попередньому розділі, ціль повинна бути відмінною від середовища для забезпечення її видимості. Першою і ключовою характеристикою цілі радару як об'єкта, що повинен бути відмінним і видимим в оточуючому середовищі, є ефективна площа розсіювання (ЕПР). Ця характеристика визначає кількісну оцінку здатності «підсвіченої» цілі розсіювати електромагнітну хвилю. Фактично ця поверхня, при знаходженні в точці розташування цілі для радару буде імітувати реальну ціль, тобто

викликати такий же рівень сигналу на виході приймача [10]. Слід зазначити, що зменшення цієї площі призводить до погіршення видимості РЛО.

ЕПР цілі залежить від ряду характеристик об'єкта, такі як: розмір, форма, ракурс до антени. Окрім цього на ЕПР цілі впливають і характеристики зондуючого сигналу РЛС, наприклад такі як частота сигналу [10].

Для об'єктів зі стандартними поверхнями існують готові формули обрахунку їхньої ЕПР [25]. В дисертації для перевірки дальності роботи радару використовувались пластини різного розміру. Таким чином достатньою для обрахунку формулою ЕПР є формула для пластини, яка має наступний вигляд:

$$\sigma = \frac{4\pi S^2}{\lambda^2} = \frac{4\pi S^2 f^2}{c^2} \quad (1.1)$$

де σ – ЕПР, S – геометрична проща поверхні прямокутника, λ – довжина зондуючої хвилі, f – частота зондуючої хвилі, c – швидкість світла.

Через те, що ЕПР є певною (не геометричною) площею, тому вимірюється в м². При переводі в децибели має розмірність децибели відносно квадратного метра (дБм²). Формула конвертації має наступний вигляд [10]:

$$\sigma[dBsm] = 10\log_{10}(\sigma[m^2]) \quad (1.2)$$

Для стандартних цілей значення ЕПР має наступні значення для S-діапазону[25]:

Таблиця 1.1 – значення ЕПР для стандартних цілей для S-діапазону

Тип цілі	ЕПР, м ²	ЕПР, дБм ²
Птах	0.0058	-32.396
Людина	0.0576	-12.396
Катер	0.576	-2.396
Автомобіль	5.76	7.604
Вантажний автомобіль	11.52	10.614

Другою важливою характеристикою цілі є відношення характерного геометричного розміру до довжини хвилі спостереження. Ця характеристика також має назву електричного розміру об'єкту. Залежно від частоти існують три області, у яких ЕПР відрізняються[10]:

- Релєєвська ($a/\lambda \ll 1$). Для цієї області характерно, що зміна падаючої хвилі відносно з протяжністю об'єкту невелика. ЕПР вважається гладким і змінюється як $1/\lambda^4$
- Резонансна (Мі) ($a/\lambda \approx 1$). Для цієї області характерно, що зондуєча хвиля має значну відмінність фази відносно протяжності об'єкта. ЕПР має коливальний характер.
- Квазіоптична ($a/\lambda \gg 1$). Для цієї області характерне багаторазова зміна фази по всій протяжності тіла. ЕПР має гладкий характер.

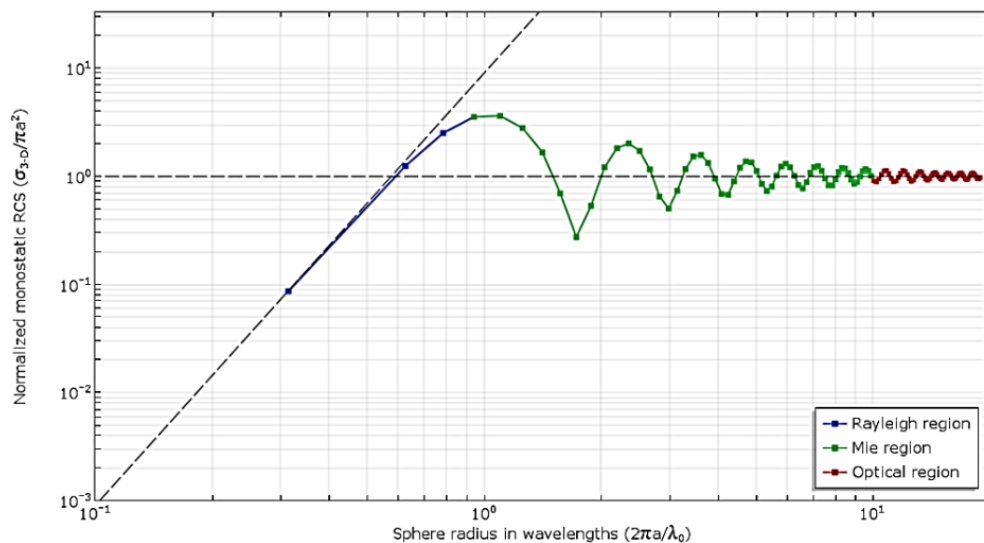


Рис.1.1 – графік залежності ЕПР від довжини хвилі [10]

1.1.3. Характеристики сигналу радару

При передачі сигналу в середовищі за допомогою ЕМХ відбувається його ослаблення і деформація. Через те, що в даній роботі в якості зондуєчого сигналу використовується проста синусоїда, що передається лінійно, без

перешкод та без багатопроменевості для відносно невеликих відстаней для обрахунку першочергово важливим є саме ослаблення сигналу. На потужність прийнятого сигналу впливають наступні чинники:

- Відстань до цілі
- Частота зонduючого сигналу
- Характеристики середовища
- ЕПР (див розділ 1.1.2)

Затухання хвилі у вільному просторі визначається наступною формулою:

$$L_{med}(d) = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \quad (1.3)$$

де λ – довжина хвилі, d – відстань до передавача.

Для подальшого використання формули 1.3.1 можна виразити в дБ:

$$L_{med}(d) = 10\log_{10}\left(\left(\frac{4\pi df}{c}\right)^2\right) \quad (1.4)$$

де f – частота хвилі, d – відстань до передавача, c – швидкість світла.

Для оцінки зміни сигналу в радіоканалі з вищезазначеними умовами достатньо використовувати тільки Доплерівський зсув. Доплерівський зсув, або ефект Доплера – явище збільшення чи зменшення частоти випромінюваного або відбитого сигналу залежно від напрямку і швидкості джерела відносно приймача[2]. Формула зміни частоти сигналу відносно напрямку руху цілі (тільки наближення чи віддалення[2]) має наступний вигляд:

$$f = \left(\frac{c \mp v_r}{c \mp v_s}\right) f_0 \quad (1.5)$$

де c – швидкість поширення ЕМХ у просторі (значення близьке до швидкості світла), v_r – швидкість наближення чи віддалення приймача відносно джерела, v_s – швидкість наближення чи віддалення джерела відносно приймача, f_0 – частота ЕМХ.

Така зміна сигналу не впливає на потужність сигналу, але здатна вплинути на розрізнення сигналу.

Для подальших потреб на основі формули 1.6 варто зазначити й ті, що є похідними від неї, а саме скорочену формула для стаціонарного спостерігача і цілі, що рухається зі швидкістю Δv :

$$f = \left(1 + \frac{\Delta v}{c}\right) f_0 \quad (1.6)$$

де f – частоту, що спостерігаємо, f_0 – частота ЕМХ опромінення, Δv – швидкість наближення цілі до РЛС, c – швидкість світла.

Абсолютна частота Допплерівського зсуву:

$$f_{dopp} = \frac{\Delta v}{c} f_0 \quad (1.7)$$

де f_{dopp} – частота Допплерівського зсуву, f_0 – частота ЕМХ опромінення, Δv – швидкість наближення цілі до РЛС, c – швидкість світла.

1.2. Доплерівські радары та їх характеристики

Важливо зазначити, що в радіолокації зондуючий сигнал може мати різні характеристики, форми, частотні діапазони, тощо. Зазвичай для установок РЛС використовується метод імпульсної передачі сигналів. Такий метод зумовлений відправленням сигналу у напрямку цілі, очікування його повернення, прийняття відбитого сигналу та обрахування положення цілі згідно з часом поширення у просторі надісланого (а потім відбитого від цілі), напрямком головної пелюстки радару, тощо. Такий спосіб радіолокації має ряд суттєвих недоліків, навіть попри можливість використання різних зондуючих сигналів. Ними є:

- Неспроможність отримання одночасної високої точності для вимірювання відстані та швидкості
- Наявність мінімальної доступної відстані, менше якої вимірювання неможливе
- Висока споживана потужність

- Суттєва вразливість до електромагнітних перешкод

Такі недоліки можуть бути нівельованими застосуванням установки. Наприклад для військової РЛС не є принциповим мінімальна доступна відстань, котра зазвичай є порядку метрів-десяток метрів.

На відміну від цього використання квазінеперервного випромінювання гармонічного сигналу зі змінними характеристиками (ЛЧМ) може мати певні переваги по відношенню до використання імпульсного сигналу. Ними є наступні характеристики[28]:

- Висока роздільна здатність по швидкості та відстані. Це дозволяє точно визначати одночасно і швидкість, і розміщення цілі
- Менші обмеження по мінімальній дальності (в ідеалі обмежена лише довжиною хвилі)
- Є менш вразливими до певних видів перешкод
- Обробка сигналів відбувається на низьких частотах, що спрощує аналіз сигналу цифровими методами

Радіолокатор неперервного випромінювання з частотною модуляцією (FMCW radar), підвидом якого є ЛЧМ-радар – це особливий тип радарного вимірюваного пристрою, котрий неперервно випромінює сигнал і використовує зміну робочої частоти під час роботи.

Головним принципом роботи будь-якого радару подібного типу є порівняння частоти випромінюваного сигналу з отриманим. Знаючи характеристики модулюючого сигналу можливо з різниці частот вирахувати дальність до цілі. Цей принцип діє на більшість керуючих сигналів, окрім прямокутних. В останньому випадку вимірюється різниця фаз [28].

На відміну від радарів неперервного випромінювання без частотної модуляції ЛЧМ-радары мають можливість робити виміри по дальності через існування тих чи інших опорних точок в самому сигналі. Тобто зміна сигналу і

є такою опорною точкою, котра дозволяє кількісно оцінити затримку прийнятого сигналу відносно випромінюваного в момент вимірювання [28].

Радари на основі ЛЧМ-сигналу використовують певний керуючий періодичний сигнал, що задає зміну поточної частоти зондуючого сигналу. Зазвичай для радарів такого способу використовують один з наступних [28]:

- Трикутний сигнал (перевагою цього сигналу є простота відділення від доплерівської частоти фактичну різницю частот між надісланим і прийнятим сигналами)
- Пілкоподібний сигнал (найбільш популярний сигнал, використовується для визначення відносно великих відстаней з малими значеннями Доплерівського зсуву)
- Синусоїдний сигнал (наразі неактуальний спосіб. Раніше використовувався через простоту створення такого сигналу, фактично використовувалась тільки лінійна частина синусоїди)
- Ступінчастий сигнал (для покращення точності при вимірюванні дальності)
- Прямокутний сигнал (використовується для точних вимірів для близьких відстаней. Для порівняння використовується різниця фаз)

Ці особливості варто враховувати при подальшій розробці подальших систем. В роботі у якості модулюючого сигналу використовуються трикутні та пілкоподібні сигнали. Вибір пов'язаний з цілями використання установки, а саме збільшення дальності спостереження.

1.3. Застосування радарів FMCW

Практичне застосування радарів подібного типу зустрічається принаймні з 1960-х років [11]. Зазвичай РЛС подібної будови застосовується у висотомірах у цивільній та військовій авіації, морських навігаційних радарів, радіологічне дослідження порід, тощо.

Головними актуальними напрямками використання ЛЧМ-радарів є наступні:

- Радар вимірювання рівня. Зазвичай такий спосіб використання необхідний для моніторингу повеней, вимірювання наповненості ємкості (наприклад рідини в резервуарі). РЛС в такому випадку кріпиться до верхньої частини резервуару і вимірює дальність поверхні рідини від верхньої частини ємкості
- Військові навігаційні радари. Використання у військовій галузі ЛЧМ радарів є поширеним [11]. Використання починається від морських радарів, що використовуються на малих дистанціях (десятки-сотні метрів) і використовуються в умовах поганої видимості, закінчуючи зондуванням поля бою на наявність техніки. Перевагою використання саме ЛЧМ-радарів в цих випадках пов'язане з можливістю швидкого обрахунку відносної швидкості руху. Окремо варто зазначити використання таких радарів для радіоальтиметрів (висотомірів) у літаках та у безконтактних запобіжниках у бомбах (які реагують на наближення до землі)
- Вимірювання малих рухів. Радари такого виду часто використовуються для безконтактного вимірювання коливань, сили ударів, тощо.
- Виявлення сторонніх предметів. Часто використовуються на злітно-посадкових смугах аеропорту для виявлення небезпечного сміття.

2. РАДАР НЕПЕРЕРВНОЇ ДІЇ З ЛЧ-МОДУЛЯЦІЄЮ

2.1. Загальні основи роботи радару

Як було зазначено вище – ця установка РЛС є підвидом неперервного радіолокатора, однак важливою особливістю його роботи є те, що сигнал, який передається є частото модульованим. Ця відмінність дозволяє, на відміну від неперервних Доплерівських радарів, знаходити не тільки швидкість цілі, але і відстань до нього.

Головна ідея роботи пристрою полягає в тому, що вихідний згенерований сигнал надсилається по радіоканалу до цілі, відбивається від нього і повертається на приймальну антену пристрою. За час, поки ЕМХ проходила по каналу поточна вихідна частота зросла. Порівнюючи ехо-сигнал із поточним згенерованим і знаючи швидкість зміни частоти ми можемо обрахувати який час хвиля знаходилась у радіоканалі. Знаючи швидкість поширення сигналу у відкритому просторі ми визначаємо і відстань до цілі.

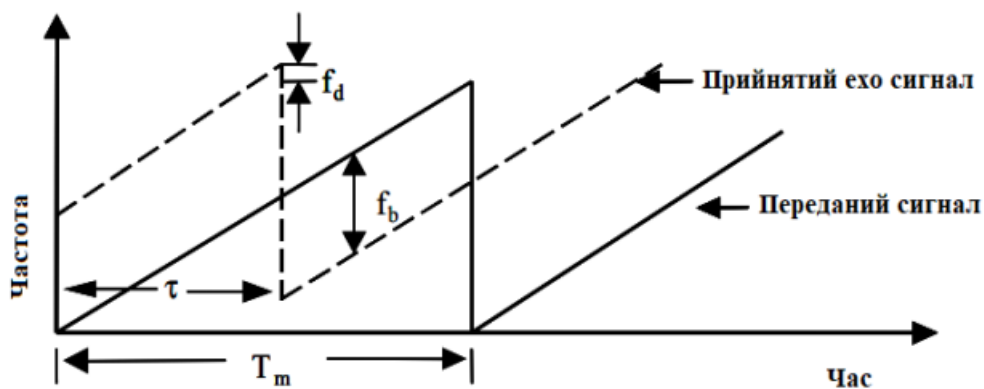


Рис.2.1 – Відмінність переданого і прийнятого сигналу

При виборі частотного діапазону сигналу важливо зазначити, що вищі частоти мають ряд наступних переваг відносно більш низьких:

1. Більша точність вимірювань (частота надає ширшу смугу спектру сигналу, чия ширина і визначає і роздільну здатність по дальності)
2. Відносна простота створення вузькоспрямованої антени (кутова точність визначається відношенням довжини хвилі до розміру антени)

3. Менший розмір антени передавача чи приймача при тому ж коефіцієнті підсилення

Однак вищі частоти мають важливий недолік, пов'язаний з вищим затуханням при поширенні сигналу в радіоканалі. Ця особливість описана у розділі 1.1, формула 1.3.

Окрім безпосереднього падіння рівня сигналу від відстані на якість сигналу впливають і інші фактори, пов'язані з вологістю, атмосферними опадами та загальною прозорістю повітря. Загалом зі зростанням частоти передачі збільшується і атмосферний вплив на ЕМХ.

У зв'язку з цим, виникає і другий побічний недолік – необхідна вища потужність сигналу, котра б компенсувала втрати.

Для роботи пристрою вибраний S-діапазон частот згідно стандартизованого позначення діапазонів хвиль згідно стандарту IEEE (Інституту інженерів електротехніки і радіоелектроніки). Цей діапазон означає частоти від 2 до 4 ГГц, і на відміну від вищих частот підходить для роботи в складних погодних умовах, через те, що потужність відбитого сигналу від дощу змінюється пропорційно четвертій степені частоти, тому відбиття на нижчій частоті було б слабшим. Враховуючи таку особливість, варто зазначити, що його використовують в РЛС при аеропортах для виявлення положення літаків та погодних умов на відстанях, вимірюваних в десятки кілометрів. Відповідно для радару, що розглядається в даній роботі, використана лінійна рівномірна зміна частоти у діапазоні 2.425 – 2.44 ГГц протягом $T = 0.5 \text{ мкс}$.

Існують також наступні причини використання саме такого частотного діапазону і саме такої форми сигналу:

- Критерій достатньої частоти залежно від розміру цілі і характеристик його поверхні (див розділ 1.1.2)

- Критерій достатньої різниці частот між надісланим та отриманим сигналом, котрий повинен враховувати швидкості зчитування сигналу радару для робочих відстаней.
- Доступність антен і генераторів, що працюють в зазначеному частотному діапазоні.

Перший зазначений критерій вказує на те, що розмір цілі повинен бути більшим за довжину хвилі РЛС в кілька разів. Загальна формула такого співвідношення можна виразити критерієм Релея (див розділ 1.1.2)

Другий критерій полягає в тому, що існують обмеження в частоті обробки сигналу на цифровому блоці. Відповідно до розділу 3.4 бачимо, що частота зчитування рівна 1.429МГц, відповідно фактичною найбільшою різницею частот буде саме 714.5кГц. Цей частотний діапазон визначає максимальну відстань, яку може обрахувати цифровий блок. Таким чином використаний частотний діапазон зондуючого сигналу значно перевищувати використаний для того, щоб не допустити випадку «переповнення», під час якого частота почала зменшуватись, що призведе до того, що різниця між частотами сигналу виходу і прийнятого відрізнятиметься менше необхідного, що призведе до похибки у вимірюваннях. Така похибка можлива і при ширшому діапазоні, але не призведе до повторюваної похибки вимірів. Тому при проектуванні використовувався діапазон частот, ширина якого рівна

$$\Delta f = 2.440\text{ГГц} - 2.425\text{ГГц} = 15\text{МГц} \quad (2.1)$$

Для обрахунку відповідності частоти до відстані використовується значення швидкості зміни частоти, що має наступну формулу:

$$S = \frac{\Delta f}{\Delta T} = \frac{15\text{МГц}}{0.5\text{мкс}} = 30\text{ТГц/с} \quad (2.2)$$

де S – швидкість зміни частоти, Δf – максимальна різниця частот, ΔT – час, за який відбувається максимальна зміна частоти.

Попри те, що така швидкість перебудови частоти є високою, наявний ГКН (див розділ 2.2.1, розділ 4.3) здатний підтримувати таке перелаштування частоти.

Для швидкості руху ЕМХ по каналу використовуємо швидкість поширення хвиль у вакуумі, а саме $c = 300,000,000\text{м/с}$. Причиною такого спрощення є низька відмінність між швидкостями у вакуумі і у відкритому просторі, якою можна знехтувати. Час руху сигналу у просторі визначається наступною формулою:

$$t = \frac{2d}{c} \quad (2.3)$$

Де t – час руху сигналу у просторі, d – відстань до цілі, c – швидкість світла (поширення ЕМХ).

Зміна частоти за цей час має наступну формулу:

$$\delta f(d) = S \cdot t = \frac{2d \cdot S}{c} = d \frac{2S}{c} = d \frac{2 \cdot 3 \cdot 10^{13}}{3 \cdot 10^8} = d \cdot 2 \cdot 10^5 = d \cdot 200\text{кГц/м} \quad (2.4)$$

де δf – різниця частоти від відстані, S – швидкість зміни частоти зонduючого сигналу, t – час руху ЕМХ у просторі від випромінювання вихідною антеною до прийняттям вхідною, c – швидкість світла.

Таким чином, з формули 2.4 видно, що для відстані в 1м відповідна частота, що подаватиметься на цифровий пристрій буде рівна 200кГц. Це означає, що для менших відстаней частота буде нижче, але все ще знаходитиметься в межах десятків кілогерц. Наприклад, для 1см відповідна частота сягатиме 2кГц. Згідно експериментальним значенням, наведеним у таблиці 4.2 частота у 2кГц є мінімальною частотою розрізнення сигналу на цифровому компоненті. Зменшення смуги сигналу призводить до погіршення роздільної здатності радару. Це детально описано у розділі 3.4, у якому наводяться обрахунки по методу обрахунку відстані на цифровому пристрої та способам масштабування вимірювань.

З формули 2.4 виведена обернена залежність, а саме відстані від частоти:

$$d(\delta f) = \delta f \frac{c}{2S} = \frac{\delta f}{2 \cdot 10^5} \quad (2.5)$$

Порівняння ехо-сигналу з поточним відбувається аналоговим способом за допомогою змішувача, чії характеристики наведені у розділі 2.2.2. Результатом його роботи є гармоніка з різниці частот ехо-сигналу та поточного. Гармоніка фільтрується підсилювачем проміжної частоти (дивитись розділ 2.2.3) і подається на блок цифрової обробки(дивитись розділ 2.3 та 3.1).

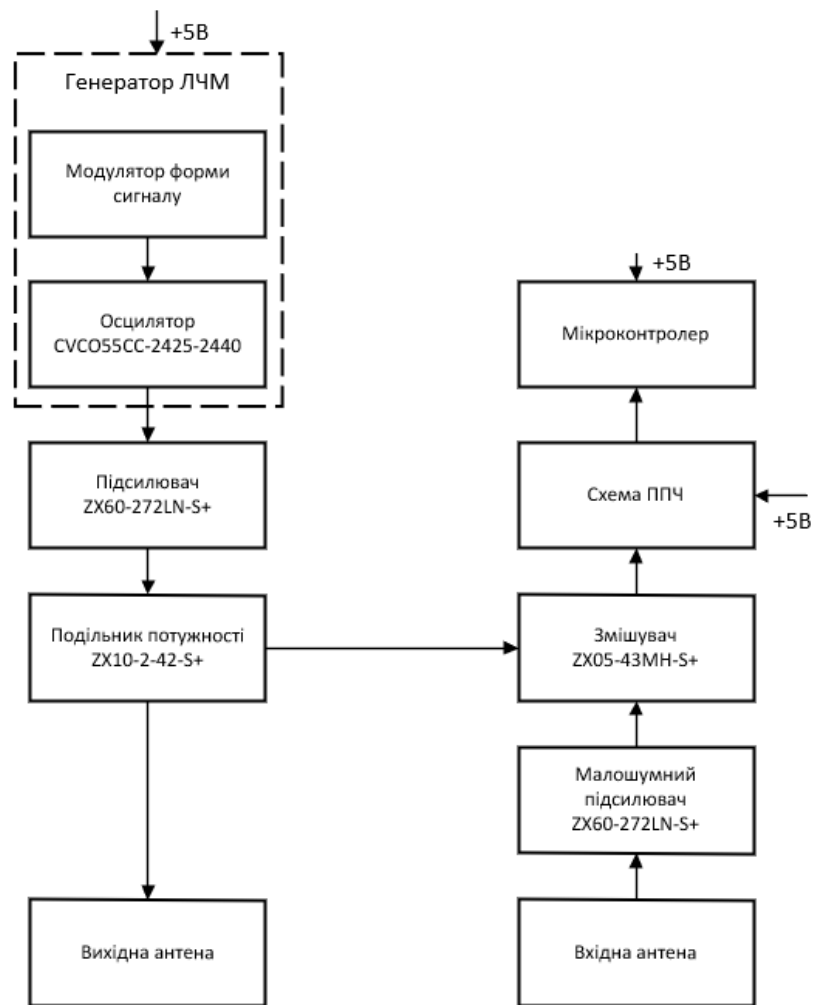


Рис. 2.2 – Структурна схема радару

2.2.Складові функціональні елементи радару

2.2.1. Генератор сигналів

Генератор сигналів складається з двох компонент: модулятор і генератор, керований напругою (ГКН). Модулятор утворює керуючий пилкоподібний сигнал в діапазоні напруг 1.5-3.75В з частотою 1МГц, котрий подається на ГКН. Генератор утворює частотно-модульований сигнал, котрий в частотному діапазоні має вигляд пилкоподібного. Частота вихідних коливань ГКН лінійно залежить від поточної напруги сигналу керування і знаходиться у вищезазначеному діапазоні 2.425 – 2.44ГГц. Тобто, лінійно модулюючи напругу керування осцилятора, отримуємо лінійну частотну модуляцію.

В роботі для ГКН використаний пристрій CVCO55CC-2425-2440 (див. рис.). Цей ГКН має наступні характеристики[15]:

- Напруга живлення становить +5В
- Діапазон напруги керування 0.3-4.7В
- Частотний діапазон становить 2.425-2.44ГГц
- Потужність вихідного сигналу становить 6дБм
- Побічні гармоніки значно менш потужні (-20дБ)
- Ціна за 1 штуку \$31.48

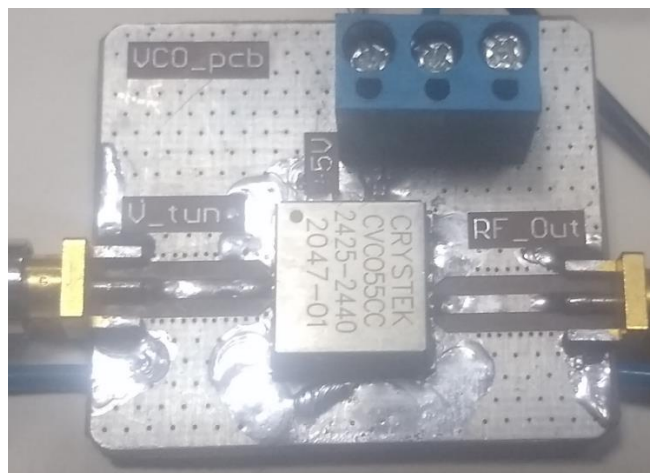


Рис. 2.3 – зовнішній вигляд ГКН CVCO55CC-2425-2440 на схемі підключення

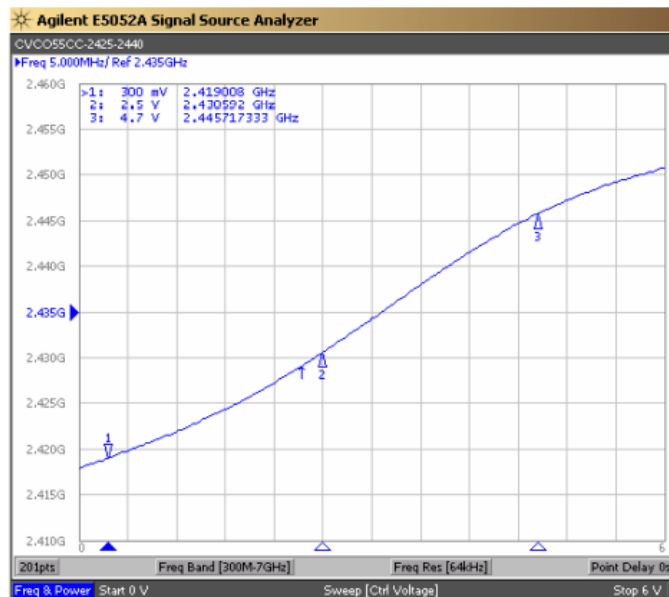


Рис. 2.4 – графік впливу напруги сигналу керування на частоту вихідного сигналу ГКН [15]

Для з'єднання осцилятора (ГКН) з рештою частини схеми використовується схема підключення (див на рис. 2.3). Схема має два SMA виходи (вхід керуючої напруги і вихід результуючого сигналу) і два клемових входи (живлення і земля). Варто зазначити, що існують готові схеми підключення, наприклад CEVAL-033. Головною її відмінністю є стандартизованість всіх входів під стандарт SMA.



Рис.2.5 – фабрична схема підключення ГКН CEVAL-033 [26]

У якості модулятора (джерела керуючого сигналу для ГКН) можливо використовувати будь-яке джерело, що має наступні ключові характеристики:

- Сигнал повинен мати пилоподібну форму (пилоподібний сигнал з низькими шумами)

- Повинен генерувати сигнал частотою до 1МГц
- Напруга вихідного сигналу повинна бути в діапазоні 0.5-3.75В
- Повинна існувати можливість модифікувати частоту відтворення зазначеного періодичного сигналу

У роботі у якості джерела пилоподібного сигналу використовувався 2-х канальний генератор (рис. 2.6). Попри його громіздкість він задовольняє ключові потреби проекту.



Рис. 2.6 – генератор модулюючого сигналу

У якості компактної альтернативи можна використати схему, на основі генератора XR-2206.

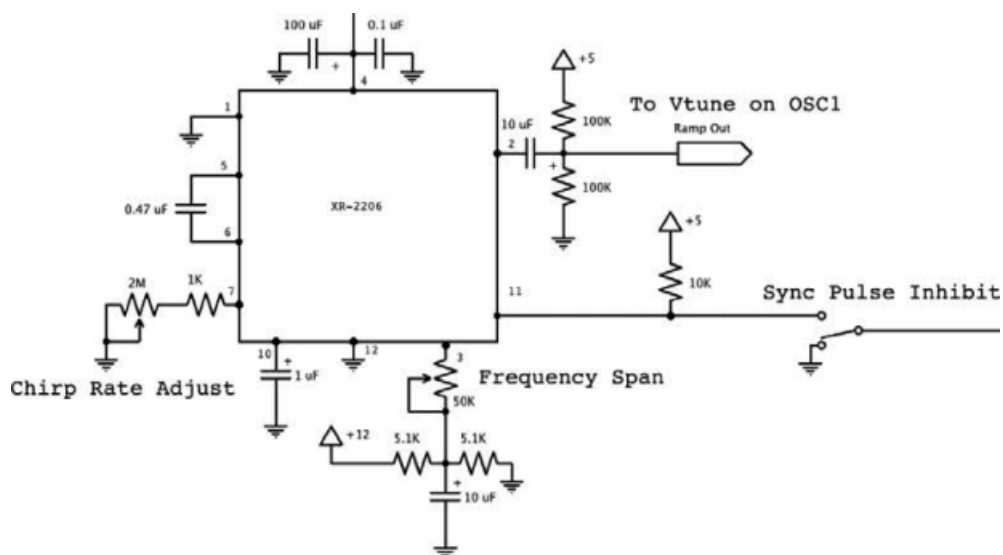


Рис 2.7 – схема модулятора на основі XR-2206

2.2.2. Змішувач

Змішувач, також називається міксером, є пристроєм, в якому за рахунок нелінійності утворюються різні комбінації гармонік вхідних сигналів. Для проекту важливо зазначити, що змішувач функціонує наступним чином: при подачі на входи кількох синусоїдних сигналів, вихідний сигнал буде містити не тільки частоти вхідних сигналів, а й гармоніки на основі суми та різниці вхідних частот.

Загальна формула частот вихідного сигналу є наступною:

$$\sum n \cdot f_1 \mp m \cdot f_2, \quad n \in N, m \in N \quad (2.6)$$

Для потреб роботи радару достатньо лише гармоніки з простою різницею частот і коефіцієнтами 1. Ця частота, як зазначено вище, є різницею між поточною випромінюваною частотою і прийнятою та опосередковано визначає дальність до цілі. Частотний діапазон пілкоподібного сигналу підібраний так, щоб для найбільшої відстані роботи радару максимальна різниця частот задовольняла швидкості зчитування цифрового пристрою. Решта гармонік вихідного сигналу не використовуються.

Важливо зазначити, що прийняті сигнали є малопотужними (див. формула 2.12), і гармоніки навіть першого порядку є малопотужними. Тому для їхньої фільтрації використовується не ФНЧ, а ППЧ, тобто схема компонентів, які підсилюють певний частотний діапазон. Частоти вищих порядків є менш потужними на 20дБ, тому навіть при їхньому підсиленні потрібна частота буде значно потужнішою за вищі гармоніки.

Для розглянутої РЛС використаний змішувач ZX05-43MH-S+. Цей компонент має наступні характеристики [17]:

- Має частотний діапазон, що підходить для використання (0.824-4.2ГГц)
- Обмеження по потужності задовольняють потребам РЛС (до 0.5Вт)
- Обмеження по струму задовольняють потребам (до 800мА)

- Має низькі побічні втрати (див. графік 2.9)
- Має стандартні виходи (SMA), які просто з'єднуються з іншими компонентами пристрою
- Має високу міжканальну розв'язку



Рис. 2.8– зображення змішувача ZX05-43MH-S+

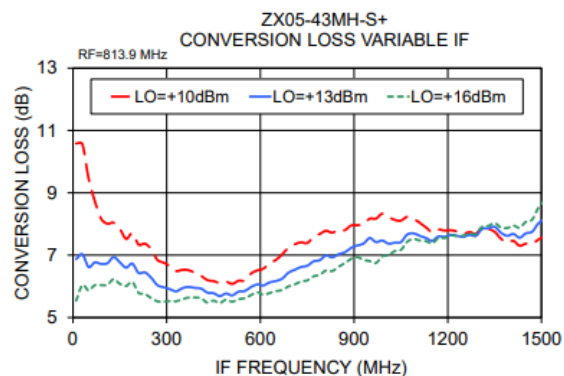


Рис. 2.9 – втрати вихідного сигналу змішувача, залежно від відмінностей між потужностями вхідних сигналів[17]

Для перевірки фактичних характеристик міксерів проведені випробування з наступними вхідними значеннями:

- В якості сигналу на вхід LO (local oscillator) подавались коливання різної потужності, котрі б імітували опорний зондуєчий сигнал і котрий за визначенням потужніший за вхідний сигнал
- В якості сигналу на вхід RF (radio frequency) подавались сигнали, котрі імітували вхідний підсилений сигнал

2.2.3. Підсилювачі

В проєкті використовується три підсилювальні схеми:

- Підсилювач, котрий підсилює потужність передавального сигналу з генератору сигналів ZX60-272LN-S+
- Малошумний підсилювач для прийнятого сигналу ZX60-272LN-S+
- Підсилювач проміжної частоти для фільтрації і підсилення спектру на виході змішувача

Підсилювачі ZX60-272LN-S+ мають наступні характеристики[13]:

- Напруга живлення становить +5В
- Частотний діапазон 2.3-2.7ГГц
- Є малошумлячим (коефіцієнт шуму 0.8дБ)
- Коефіцієнт підсилення становить до 18дБ



Рис.2.10 – вигляд підсилювача ZX60-272LN-S+

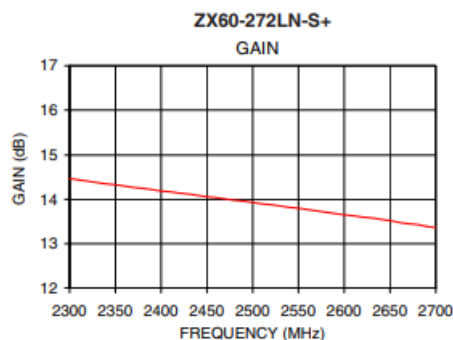


Рис. 2.11– характеристики підсилювача ZX60-272LN-S+[13]

Підсилювальний каскад розрахований на фільтрацію і підсилення сигналів зі змішувача. Причина полягає в тому, що змішувач генерує діапазон

гармонік, з якого нам необхідна лише одна частота різниці поточного сигналу і прийнятого. Ця частота має низьку потужність (детальніше див. розділ 2.2.2.), що є причиною використання спеціалізованої схеми підсилення.

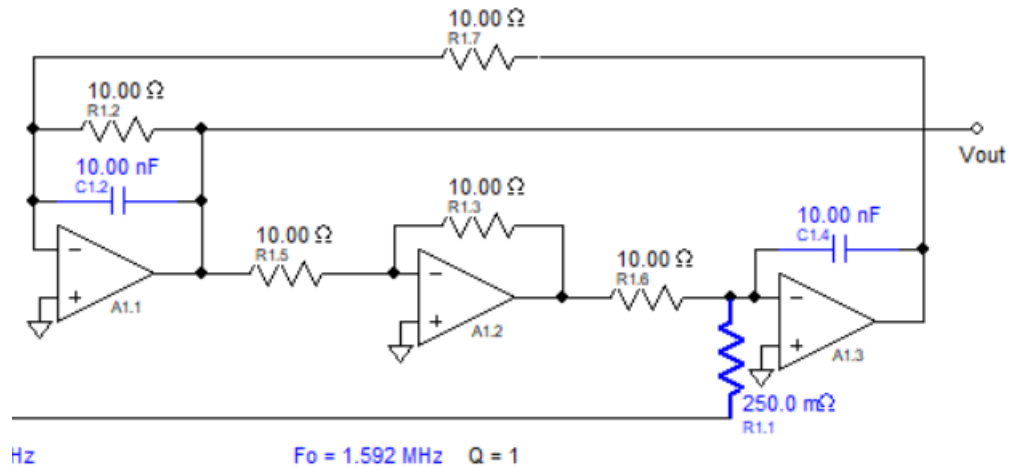


Рис. 2.12 – схема ППЧ

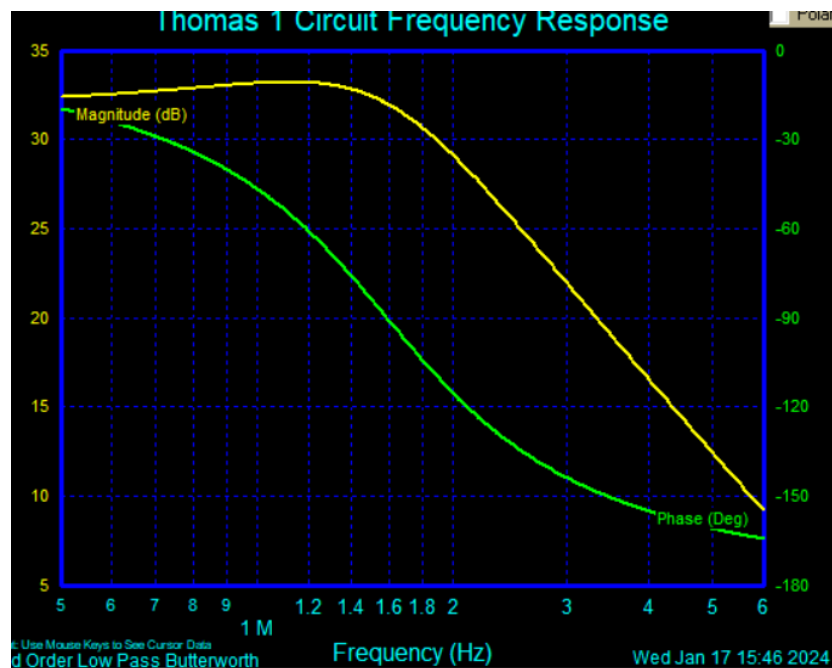


Рис. 2.13 – частотні характеристики ППЧ

2.2.4. Подільник

Подільник (splitter) – пристрій, що необхідний для розгалуження каналу на два різних зі збереженням форми сигналу у кожному. В радарі необхідний для паралельної подачі сигналу на змішувач (у якості сигналу порівняння) і на

вихідну антену. Важливою особливістю подільників є те, що сигнал на обох виходах є ослабленим на 3дБ без врахування втрат в подільнику.

Для РЛС використаний подільник ZX10-2-42-S+. Цей компонент задовольняє наступні вимоги[19]:

- Має частотний діапазон, що підходить для використання (1.9-4.2ГГц)
- Обмеження по потужності задовольняють потребам РЛС (до 1Вт)
- Має низькі побічні втрати (0.2дБ)
- Має стандартні виходи (SMA), які просто з'єднуються з іншими компонентами пристрою

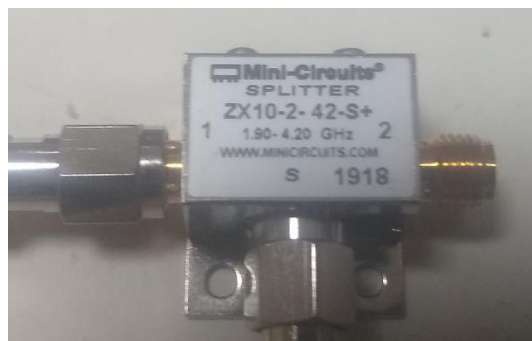


Рис. 2.14 – зовнішній вигляд розгалужувача ZX10-2-42-S+

2.2.5. Антени

Проект передбачає наявність двох спрямованих антен – приймальної і передавальної.

Передавальна є АП-9 і має наступні характеристики[20]:

- Частотний діапазон 2.4-2.5ГГц
- Коефіцієнт підсилення 9дБ
- Вертикальна поляризація
- Ширина головної пелюстки – 65° (вертикально) і 70° (горизонтально)
- Роз'єм SMA
- Ціна 850 грн



Рис. 2.15 – передавальна антена АП-9

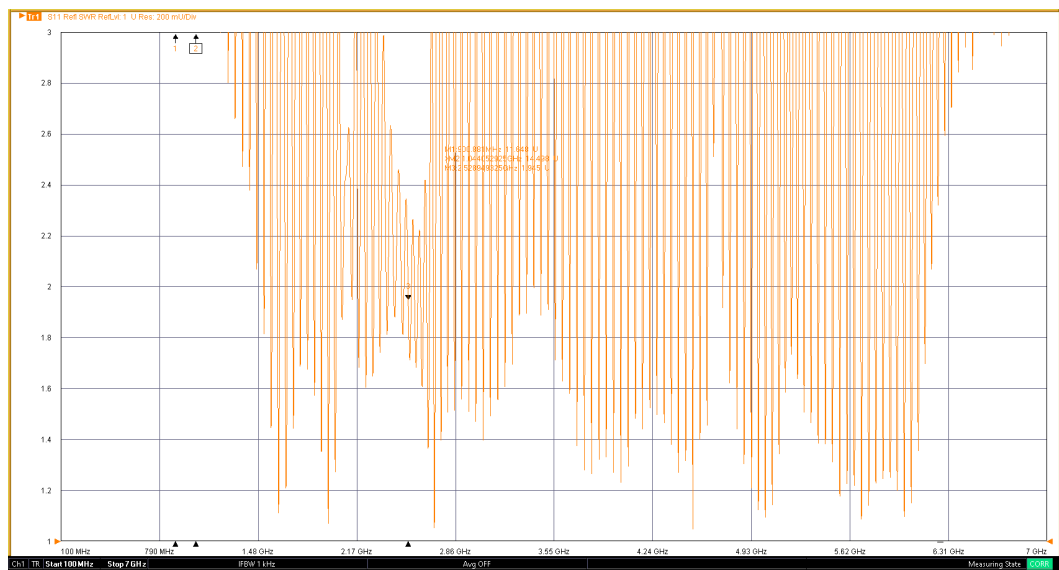


Рис. 2.16 – фактична характеристика S11 для АП-9

Приймальною антеною є така, що називається «Грибок» і має наступні характеристики[21]:

- Частотний діапазон 2.4-2.485ГГц
- Підсилення 11.5дБ
- Ширина головної пелюстки 60°
- Роз'єм N-Туре (необхідний перехідник на SMA)
- Ціна 800 грн



Рис. 2.17 – приймальна антена «Грибок»

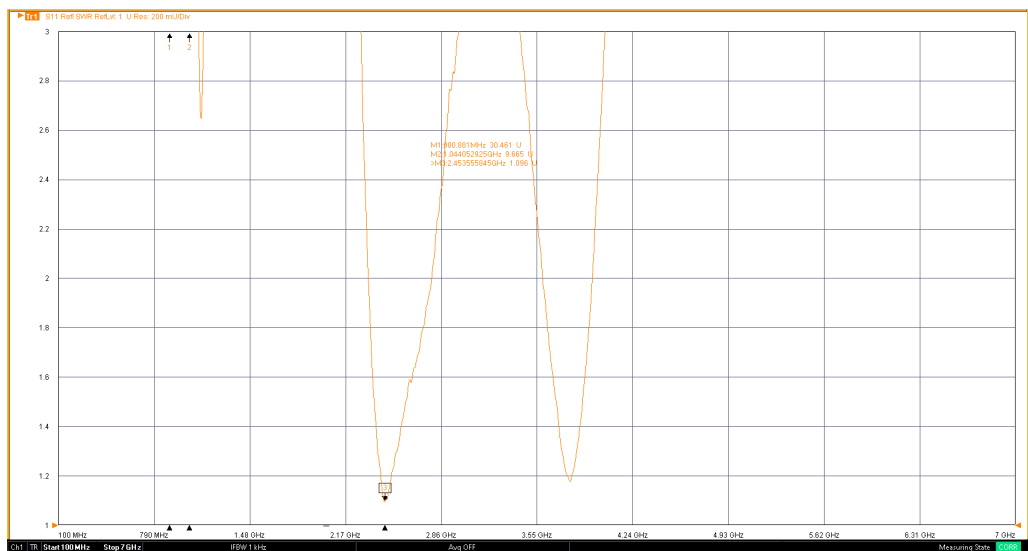


Рис. 2.18 – фактична характеристика S11 для «Грибок»

2.3. Математичне моделювання роботи радару

Для моделювання основних компонентів роботи радару їх варто розбити на наступні частини:

1. Згенерований сигнал
2. Втрати потужності в радіоканалі
3. Результати роботи змішувача
4. Вплив підсилювача проміжної частоти на сигнал
5. Розрахунок відстані залежно від результатів роботи змішувача

Розрахунки роботи цифрової частини дивись у розділі 3.4. Для цифрової складової необхідно, щоб сигнал, що подається з виходу радару мав достатню потужність для подальшої обробки. Під час випробування плати тестовими сигналами (див розділ 4.1) було визначено, що мінімальна амплітуда сигналу повинна становити не менше 50мВ.

Про вхідний струм в даташиті мікроконтролера зазначено те, що бажано уникати негативний вхідний струм і використовувати діоди Шоткі для заземлення таких струмів на аналогових входах (примітки табл. 53) [24]. Максимальний вхідний опір АЦП (згідно таблиці 66 даташиту використаного мікроконтролера) [24] становить 6кОм. Таким чином орієнтовна потужність достатнього вхідного сигналу становить:

$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{(50\text{мВ})^2}{6\text{кОм}} = \frac{25 \cdot 10^{-2}}{6 \cdot 10^3} = 42\text{мкВт} \quad (2.7)$$

де Р – потужність, U – мінімальна напруга, R – вхідний опір піна.

Для переведу потужності в дБм використовується наступна формула:

$$P[\text{dBm}] = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P[\text{mW}]}{1\text{mW}} \right) \quad (2.8)$$

Відповідно 42мкВт рівне -23.768дБм. Таким чином для цього необхідно, щоб згенерований сигнал після проходження радіоканалу і підсилення на вхідній частині РЛС відповідав цій характеристиці.

2.3.1. Формування зондуючого сигналу

Згідно рисунку (2.1, функціональна схема радару) при генерації сигналу використовується модулятор, ГКН, підсилювач ZX60-272LN-S+ і подільник. Таким чином для визначення потужності вихідного сигналу необхідно визначити наступні параметри:

- Потужність сигналу на виході ГКН (див. 2.2.1)
- Підсилення РА для цього частотного діапазону (див. 2.2.3)

– Втрати в подільнику (-3.2дБ, див. 2.2.4)

Як зазначалось раніше, модулятор формує керуючий сигнал для ГКН. Потужність цього сигналу нас не цікавить і на пряму не впливає на сигнал передачі. ГКН формує сигнал потужністю 6 дБм (дивитись розділ 2.2.1). Підсилювач згідно використаному частотному діапазону збільшує сигнал на 14 дБ (рис. 2.11). Подільник відправляє дві копії сигналу на міксер і на вихідну антену, зменшуючи потужність кожної копії на 3 дБ. Вихідна антена підсилює сигнал на 11 дБ.

Потужність сигналу, що поступає на вхід Гетеродину (LO) з лінії генерації вихідного сигналу:

$$P_{LO} = P_{VCO} + P_{PA} - 3dB - P_{split\ loss} = 6 + 14 - 3 - 0.2 = 16.8dBm(2.9)$$

де P_{LO} – Потужність, що поступає на вхід Гетеродину (LO) з лінії генерації вихідного сигналу, P_{VCO} – потужність, що генерується ГКН, P_{PA} – підсилення підсилювача, 3dB – ослаблення на подільнику, $P_{split\ loss}$ – втрати подільника.

Таким чином потужність вихідного сигналу обраховується за наступною формулою:

$$P_{OUT} = P_{LO} + P_{antenna} = 16.8 + 9 = 25.8dBm(2.10)$$

Де P_{OUT} – потужність вихідного сигналу, P_{LO} – потужність, що ідентична потужність, що поступає на вхід Гетеродину (LO) з лінії генерації вихідного сигналу, бо пропущена через подільник, $P_{antenna}$ – підсилення антени.

2.3.2. Ослаблення сигналу в радіоканалі

Як було зазначено в розділі 2.1, для ослаблення сигналу в радіоканалі для простоти використовуємо два значення: ослаблення сигналу при передачі у просторі та зміну сигналу при відбитті від цілі (залежить від ЕПР). Для визначення ослаблення сигналу у радіоканалі необхідно визначити наступні параметри:

- відстань до цілі
- Частоти, що використовуються для «підсвічування» цілі
- ЕПР цілі

Згідно формулі 2.2 обраховуємо ослаблення сигналу у тракті залежно від відстані (FSPL). Діапазон відстаней обрахований згідно можливостям обрахунку цифрового компонента, котрі наведені у розділі 3.4. Поточна конструкція радару передбачає детектування відстані до 10 метрів, тому обрахунки повинні враховувати згасання і на зворотному шляху, тобто 20 метрів.

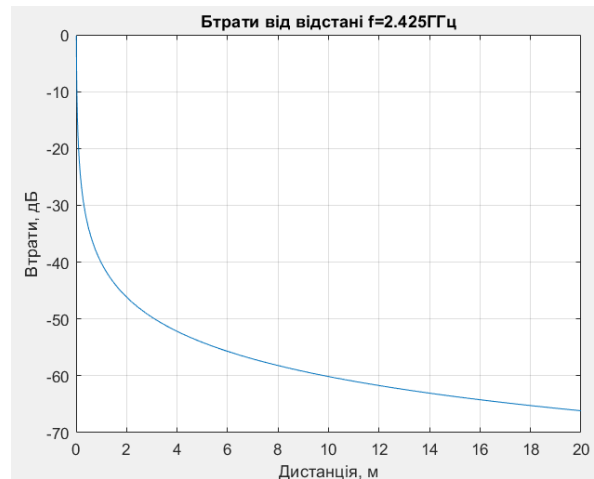


Рис. 2.19 – графік ослаблення потужності сигналу від відстані для частоти 2.425 ГГц (графіки для використаного частотного діапазону близькі до цього)

З рисунку 2.10, який позначає верхню та нижню межу частотного діапазону бачимо, що втрати збільшуються до 67 на відстані 20 метрів.

Важливо зазначити, що відстань поширення сигналу необхідно брати вдвічі більшою з урахуванням повернення сигналу по приймальної антени.

Окрім того, як було зазначено у розділі 1.1.2, тіло частково розсіює та/чи поглинає частину потужності. Тому у якості моделі використовуємо тіло з наступними характеристиками:

- Ціль є значно більшою за довжину хвилі (квазіоптичний тип, дивитись розділ 1.1.2)
- Є прямокутною за формою пластиною зі сторонами по 30см (0.3м)
- Є металевою пластиною

Використання тіла з такими характеристиками зумовлено тим, що аналогічне використовувалось при експериментальних дослідженнях радару. Згідно формули 1.1 визначено, що його ЕПР рівне:

$$\sigma = \frac{4\pi((0.3)^2)^2(2.4 \cdot 10^9)^2}{(3 \cdot 10^8)^2} = \frac{12 \cdot 0.0081 \cdot 5.76 \cdot 10^{18}}{9 \cdot 10^{16}} = 6.65 \text{ м}^2 = 8.23 \text{ дБм}^2 \quad (2.11)$$

Для інших цілей стандартизовані значення ЕПР наведені у розділі 1.1.2.

Загалом для радіоканалу втрати визначаються як сума втрат в середовищі в децибелах і вплив ЕПР на потужність сигналу. Таким чином залежно від дальності потужність сигналу на антені приймача обраховується наступним чином:

$$P_{input} = P_{OUT} - P_{FSPL} - P_{\sigma} = 25.8 - 60 + 8.23 = -25.97 \text{ дБм} \quad (2.12)$$

де P_{input} – потужність сигналу на антені приймача, P_{OUT} – вихідна потужність сигналу, P_{FSPL} – втрати ЕМХ у вільному просторі, P_{σ} – вплив ЕПР на потужність.

2.3.3. Прийом та підсилення сигналу радаром

Згідно рисунку (2.1.1, функціональна схема радару) приймальна частина радару складається з малошумлячого підсилювача, змішувача і схеми ППЧ. Таким чином для визначення потужності на приймальній частині АЦП необхідні наступні значення:

- Потужність вхідного сигналу
- Підсилення сигналу на вхідній антені
- Послаблення сигналу на змішувачі відносно відомого частотного діапазону і різниці потужностей між вихідним і вхідним сигналами

– Підсилення різницевої гармоніки з міксеру на каскаді ППЧ

Малошумлячий підсилювач є ідентичним компонентом зі звичайним підсилювачем роботи, тобто підсилення для використаного частотного діапазону є однаковим. Характеристики міксеру при змішуванні сигналів різних частот і потужностей наведено у розділі 2.2.2. З розділу та рисунку 2.9 бачимо, що втрати потужності сигналу для використаного частотного діапазону становить близько 5дБ.

Характеристики підсилення ППЧ залежно від частоти наведено на рисунку 2.13.

Таким чином рівень сигналу на вході цифрової компоненти рівне:

$$P = P_{input} + P_{antenna} + P_{LNA} - P_{mixer\ loss} + P_{ППЧ} = -25.97 + 11 + 14 - 6.1 + 31 = 23.93\text{дБм} \approx 247\text{мВт} \quad (2.13)$$

Де P – потужність сигналу на цифровій компоненті, P_{input} – потужність сигналу на антені приймача, $P_{antenna}$ – підсилення антени P_{LNA} – підсилення низькошумлячого підсилювача, $P_{mixer\ loss}$ – втрати потужності на змішувачі, $P_{ППЧ}$ – підсилення ППЧ.

Враховуючи обрахунки 2.7 потужністю сигналу на вході цифрового компонента 42мВт. Згідно експериментальним дослідженням у розділі 4.1 такої потужності достатньо для реєстрації сигналів в цьому діапазоні частот.

2.4. Висновки

Зазначені характеристики потужності сигналу є достатніми для правильної роботи установки РЛС. На їхній основі важливо зазначити, що збільшення дальності роботи радару цієї конструкції пов'язане з наступними модифікаціями:

- Збільшення потужності зондуючого сигналу. Може бути пов'язане із заміною поточних підсилювачів або зі збільшенням кількості каскадів підсилення. Важливо зазначити, що антени повинні підтримувати потужності передачі
- Збільшення підсилення вхідного сигналу за допомогою малошумлячого підсилювача чи схеми ППЧ
- Зміна частотного діапазону, котрий задовольняє потреби нижчого згасання. Варто зазначити, що зменшення частот передачі зменшує роздільну здатність сигналу і збільшує апертуру антени. Окрім цього, зміна частотного діапазону пов'язана із заміною компонентів згідно потреб частотного діапазону.

3.ОБРОБКА РЕЗУЛЬТАТІВ ВИМІРУ РАДАРУ

3.1. Матеріальна база для обробки отриманих сигналів

Для обробки радарних ехо-сигналів в даній роботі необхідний такий цифровий пристрій, який повинен задовольняти наступні вимоги:

1. Мати вбудований АЦП або можливість його зовнішньої інтеграції для прийому підсиленого сигналу зі змішувача.
2. Мати достатню частоту роботи АЦП, котра задовольняє використаний частотний діапазон (частота Найквіста пристрою повинна бути щонайменше в двічі вищою за частоту, що відповідає найбільшій дальності виявлення цілі)
3. Мати можливість інтеграції стандартних бібліотек для аналізу сигналу за допомогою швидкого перетворення Фур'є
4. Мати достатній об'єм Flash-пам'яті, котра б задовольняла обробку прийнятої інформації
5. Мати прийнятну ціну для реалізації проекту
6. Здатність до обробки потоку інформації в реальному часі

З урахуванням зазначених вимог у роботі використовується налагоджувальна плата на основі мікроконтролера STM32F401CCU6, котрий має наступні характеристики:

1. Частота роботи мікроконтролера – до 84МГц
2. Частота живлення АЦП – до 36 МГц
3. Об'єм Flash-пам'яті – 256Кб (достатньо для обробки сигналів за допомогою ДПФ)
4. Можлива інтеграція із зовнішніми пристроями для відображення чи пересилання результатів (UART, SPI, I2C)
5. Компактний розмір
6. Ринкова ціна – 170-250грн

Головною проблемою використання мікроконтролерів при аналізі таких сигналів є те, що вони не є найкращим варіантом для обробки поточкових даних. Кращим і більш потужним варіантом є використання ПЛІСів. Однак, використання інтегральних схем означає вищу ціну кінцевого пристрою і надлишковість для обробки сигналів, розрахованих на малі відстані.

3.3.Задачі мікроконтролера

Головним завданням, що стоїть перед мікроконтролером, як елементом цифрової обробки, є аналіз сигналу, отриманого зі змішувача і обрахунок значення дальності до цілі. Таким чином, необхідно виконати ряд ключових задач:

- Збір даних з однаковим і відомим періодом
- Обрахунок частотних діапазонів прийнятого сигналу
- Визначення з отриманого сигналу частоти, що відповідає різницевій частоті переданого та прийнятого сигналу для визначення відстані
- Мінімізація впливу фазового зсуву ППЧ на якість обробки сигналу
- Визначення відстані до цілі
- Відображення прийнятним для оператора способом

Причиною того, що період збору даних стоїть на першому місці є те, що фундаментальним для обробки будь-якого сигналу цифровим способом є частота Найквіста. Вона визначає найбільшу частоту, яку здатний обробити цифровий пристрій без втрати корисної інформації. Прийом сигналу неперіодично чи з неправильною максимальною частотою призведе до некоректної подальшої обробки сигналу.

Отримавши правильну матрицю значень прийнятого сигналу, функція ДПФ обраховує комплексну матрицю частото-фазового діапазону. Функція дискретного перетворення Фур'є є модифікацією ПФ наступного вигляду[7]:

$$S(j\omega) = F\{s(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega t} dt \quad (3.1)$$

де $S(t)$ – функція сигналу у часі, ω – циклічна частота

Відмінністю між перетворенням Фур'є і ДПФ є те, що час використовується як дискретні поділки dt і довжиною періоду $T=N dt$. Циклічну частоту подається у

вигляді, $\omega_k = 2\pi/N \Delta t$, а значення $e^{-j\omega t}$ замінюється на $e^{-j(\frac{2\pi}{N})kn}$ з

урахуванням нормування по часу і по частоті. Враховуючи наведені зміни ДПФ має наступний вигляд[7]:

$$S_{\omega}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s_t(n)e^{-j(2\pi/N)kn} \quad (3.2)$$

де n – значення в часовому діапазоні (положення у матриці), N – розмір сигналу в часовому діапазоні (розмір матриці), k – частота (номер вихідної матриці зі значеннями спектру)

Часто для розміру значень вибирають таке число, яке можна отримати під час зведення 2 в цілий степінь. Це пов'язано зі зручністю зберігання таких матричних розмірів на цифрових пристроях.

Після ДПФ потужність гармонік отриманого сигналу визначається наступним способом:

$$P(f) = 10\log_{10}(\sqrt{Re^2 + Im^2}) \quad (3.3)$$

де P – потужність, Re – дійсна частина комплексного значення, Im – уявна частина комплексного значення.

Окрім цього набір відповідних фаз визначається за наступною схемою:

$$\arg(S(j\omega)) = \begin{cases} \arctg(Im/Re), & Re > 0, Im \geq 0 \\ \pi - \arctg|Im/Re|, & Re < 0, Im \geq 0 \\ \pi + \arctg|Im/Re|, & Re < 0, Im < 0 \\ 2\pi - \arctg|Im/Re|, & Re > 0, Im < 0 \\ \pi/2, & Re = 0, Im > 0 \\ 3\pi/2, & Re = 0, Im < 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

В обрахованій матриці спектру сигналу знаходимо індекс найбільшого значення, так як саме ця складова підсилена підсилювачем проміжної частоти з виходу змішувача і знаходиться в діапазоні підсилення вихідних каскадів.

Номер цієї частоти використовується для обрахунку дальності цілі і може бути надісланим або тим чи іншим чином показаним користувачу (наприклад за допомогою дисплею, сап-шини, SPI, тощо).

Однак така схема має наступні обмеження:

- Хоча важливою характеристикою доплерівських радарів є відсутність жорстких обмежень по мінімальним відстаням, однак на низькі частоти мають вплив низькочастотні шуми, що можуть завадити чіткому розпізнаванню гармоніки на низьких частотах
- Існують обмеження по швидкості прийому сигналу. За час наповнення матриці з поточними значеннями сигналу проходить певний час, за який частота, при зміні відстані до цілі, поміняє своє значення. При подальших обрахунках може викликати не тільки другу потужну гармоніку, але ряд паразитних значень, пов'язаних зі зміною у часі частоти
- Існують обмеження по швидкості обробки сигналу. Це пов'язано як з безпосередньою швидкістю роботи мікроконтролера, так і з швидкістю виконання програми. Після сканування вхідного сигналу АЦП і ДМА вимикаються для забезпечення цілісності значень матриці-буфера

3.4.Методика моделювання роботи радару

Для розв'язку першої зазначеної проблеми з попереднього розділу, а саме проблема періодичного зчитування значень АЦП у роботі використовується поєднання вбудованого аналого-цифрового перетворювача з DMA (direct memory access) з циклічним регістром.

АЦП - це вбудовані пристрої, що перетворюють зчитану аналогову напругу (зазвичай між 0В і заданою еталонною напругою) на відповідне двійкове значення. Точна реалізація АЦП може змінюватися між мікросхемами STM32, оскільки деякі використовують техніку регістра послідовного наближення (SAR), тоді як інші покладаються на сигма-дельта модуляцію для більшої роздільної здатності (але меншої швидкості).

DMA – прямий доступ до пам'яті, периферія центрального процесору, що забезпечує можливість пересилання даних між різними периферіями мікроконтролера в обхід ЦП. Зазвичай ЦП повинен зчитувати дані з регістра даних одного периферійного пристрою (або пам'яті) і відправляти їх до іншого периферійного пристрою (або пам'яті). Такий спосіб при роботі зі значними об'ємами даних перевантажує процесор. DMA обходить це обмеження автоматично надсилаючи дані з одного периферійного пристрою на інший в обхід ЦП. Таким чином процесор продовжує виконання програми під час процесу зчитування [4] [6].

Через накладні витрати, пов'язані з налаштуванням DMA, його використання, як правило, варте лише тоді, коли потрібно перемістити довгі безперервні потоки даних.

Таким чином зчитування даних відбувається наступним чином:

- Активація циклічного буферу пам'яті для DMA при АЦП з увімкнутим оновленням буферу і перериванням[22]
- Ініціалізація DMA для АЦП в самому коді[22]
- При заповненні вхідного буферу відбувається подія, яка вимикає DMA і АЦП для того, щоб зупинити оновлення даних у буфері
- Зчитування значень вхідного буферу в окремий регістр[22] [4]
- Реактивація DMA і АЦП

Для подальшої обробки вхідних даних використовуємо бібліотеку `arm_math.h` зі стандартизованими функціями ДПФ[4] [6] [22]. Функція

arm_cfft_radix4_f32 реалізує перетворення Фур'є і заповнює значеннями окремий регістр для результатів [4] [6] [22]. Цей регістр містить набір дійсних і уявних складових, розташованими у певному порядку. Він оброблюється, після чого отримуємо АЧХ і ФЧХ сигналу.

Отримані АЧХ і ФЧХ фільтруються згідно обрахованих завад на ППЧ за допомогою функцій `parasite_freqs` (для АЧХ) та `PPCH_phase_correction` (для ФЧХ) (див. рис 2.13).

Після фільтрації з отриманого АЧХ за допомогою функції `arm_max_f32` відбувається пошук гармоніки з найбільшою амплітудою і видобувається її номер.

З номера найпотужнішої складової спектру АЧХ маємо можливість знайти дійсну частоту за допомогою наступних компонент:

- Частота тактування мікроконтролера
- Подільник частоти, використаний для тактування АЦП
- Точність виміру (resolution)
- Час вибірки (sampling time)

Тактування мікроконтролера відбувається за допомогою частоти 60МГц, а самого АЦП – 30МГц. Такий вибір полягає в наступних причинах:

- Подільник частоти, що використаний для створення тактуючого сигналу для АЦП здатен лише націло ділити тактуючу частоту мікроконтролера. Тому для максимізації частоти АЦП вибраний такий сигнал тактування, котрий при діленні націло видавав би якнайбільшу частоту. Хоча для пристрою максимальною частою є 84МГц, однак максимальне значення АЦП за таких умов можливе лише 21МГц. Вибравши 60МГц пристрій програє в швидкості обробки інформації, однак виграє в збільшенні швидкодії АЦП, а значить і у збільшенні частотного діапазону.

Абсолютне максимальне значення частоти тактування АЦП є 36МГц, що можливо при збільшенні частоти роботи пристрою до 72МГц. З метою запобігання похибок, що виникають при роботі у межевому режимі була обрана нижча частота для прикладу.

- Максимальна відстань, що доступна для виміряти при цій конфігурації є достатньою для зазначених цілей
- Даташит мікроконтролера в основному подає значення роботи АЦП за цієї частоти. Таким чином перевірку правильності роботи ліпше виконувати при 30МГц[24].

Таким чином схема виконання програми має наступний вигляд:

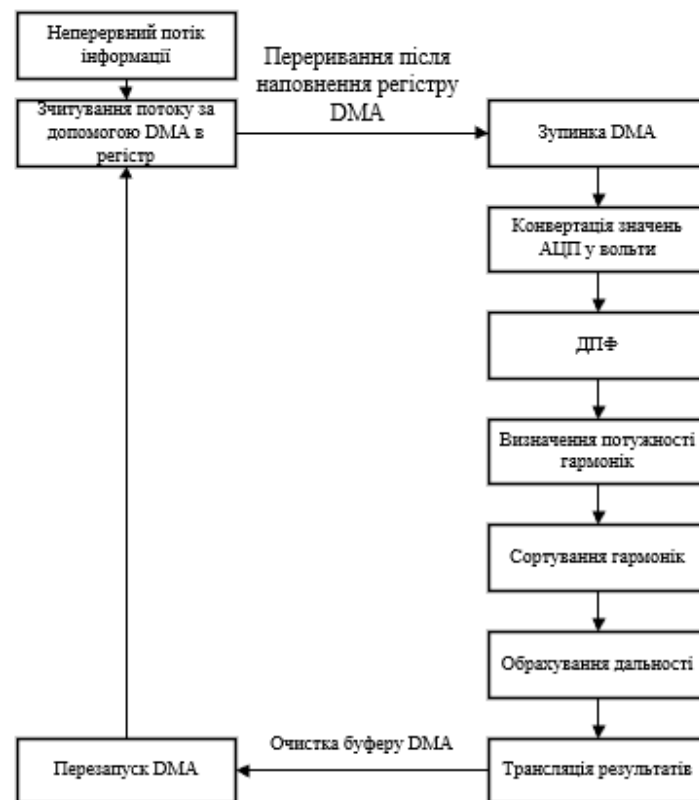


Рис.3.1 – загальна схема роботи програми з додатку А. Вона є основою для програм аналізу сигналів РЛС цього типу при будь-яких додаткових обробках сигналу

Підтвердження цього зазначено на сторінці 106 даташиту [24], на якій вказується порівняння точності роботи АЦП МК залежно від його тактової частоти.

Таблиця 68 (точність АЦП при частоті дискретизації 30МГц) [24]:

$$E_T = 2 - 5 \text{ LSB}$$

$$E_O = 1.5 - 2.5 \text{ LSB}$$

$$E_G = 1.5 - 3 \text{ LSB}$$

$$E_D = 1 - 2 \text{ LSB}$$

$$E_L = 1.5 - 3 \text{ LSB}$$

Таблиця 69 (точність АЦП при частоті дискретизації 36МГц) [24]:

$$E_T = 4 - 7 \text{ LSB}$$

$$E_O = 2 - 3 \text{ LSB}$$

$$E_G = 3 - 6 \text{ LSB}$$

$$E_D = 2 - 3 \text{ LSB}$$

$$E_L = 3 - 6 \text{ LSB}$$

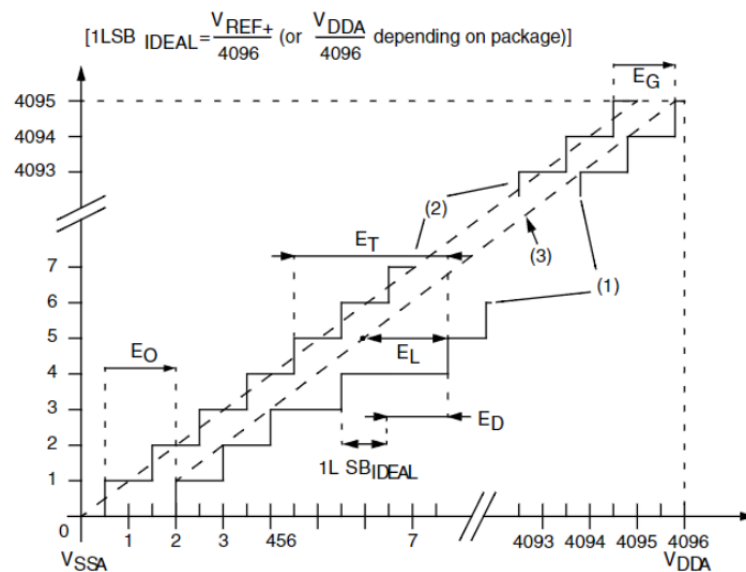


Рис.3.2 – графік точності характеристик АЦП мікроконтролера із зазначеними раніше параметрами [24]

З рисунка 3.4.2 видно, що зчитування значень АЦП відбувається приблизно лінійно, але має дискретизацію по рівню. Ця дискретизація та її похибки впливають на якість зчитування. Для зазначеного рисунка по кількості біт точності видно, що зчитується 12 біт даних (4096). Крива 1 показує ідеальне значення АЦП після зчитування, а крива 2 – фактичне значення інформації, що надійшла. Між ними, через неточності роботи АЦП є відмінності. Лінія 3 (пунктирна) – ідеальне отримане значення. З рисунка 3.4.2 видно, що ЕТ – максимальне відхилення між фактичною та ідеальною кривою (сходінки) передачі. Вимірюється в кількості біт похибки (LSB). ЕО – відхилення між першим вхідним значенням і відповідним ідеальним. ЕГ – відхилення між останнім вхідним значенням і останнім справжнім. ЕД – максимальна похибка між зчитаним значенням АЦП та справжнім (ідеальним) значенням. ЕЛ – максимальне відхилення між вхідним значенням і відповідним значенням на лінії 3.

Як ми бачимо з вибірок з таблиці 68 та 69 ці похибки збільшуються зі збільшенням тактової частоти, а особливо при використанні найбільшої доступної тактової частоти. В даташиті також зазначено, що рівень струму не впливає на точність зчитування[24].

Для розшифрування сигналу, як було зазначено, використовується неперервне зчитування значень АЦП з відомою частотою. Частота зчитування необхідна для обрахунку частоти Найквіста, що є важливою при розшифруванні результатів ДПФ (формула 3.2). Окрім цього, як було зазначено у розділі 2.2.2, зміна цього значення впливає на масштабування дії радару. Для обрахування частоти зчитування для неперервного потоку отримання інформації на АЦП мікроконтролера необхідно два значення, які необхідні для обрахунку часу зчитування: точність виміру та час вибірки[4] [6].

Точність виміру (T_{res}) – кількість біт, які використовуються для зчитування значень. Для проекту достатньо 6-бітної точності, для яких використовується 6 цикли внутрішніх процесів.

Для визначення часу вибірки (T_{sampl}) важливо зазначити, що всі канали АЦП мікроконтролера підключені до вбудованого аналогового мультиплексора, вихід якого приєднаний до конденсатора. Для обробки результатів роботи радару достатньо одного перетворювача, тому інші канали АЦП не використовуються. При вимірі напруги на каналі зазначений мультиплексор перемикається у необхідний стан і починає заряджати конденсатор. При вимірюванні значень АЦП вимірюється напруга на конденсаторі. Тому час вибірки – час в циклах, який виділяється для заряду конденсатора. За високої потужності сигналу на ППЧ можна вибрати менші значення часу вибірки, що розширить частотний діапазон і збільшить максимальну дальність роботи радару. Однак за умови сигналу низької потужності варто збільшити цей час для покращення розрізнення прийнятої інформації. У розділі 4 продемонстровано вплив зміни цього значення на обрахунки і кінцевий результат.

Час зчитування (T_{con}) – час, за який зчитується значення у внутрішній регістр DMA і відповідає часу зчитування (sampling time) для подальших перетворень сигналу.

Час зчитування визначається наступним чином:

$$T_{con} = T_{sampl} + T_{res} \quad (3.5)$$

Період виконання одного зчитування

$$T_{conv} = \frac{T_{con}}{f_{ADC}} \quad (3.6)$$

Як було зазначено для часу тактування АЦП (f_{ADC}) використовуємо 30МГц.

Для часу вибірки, що рівні 15 циклів зазначені вище значення мають наступні значення:

$$T_{con} = 6 + 15 = 21 \text{ cycles} \quad (3.7)$$

$$T_{conv} = 21 / 30 \text{MHz} = 0.7 \text{мкс} \quad (3.8)$$

$$F_{conv} = 1 / T_{conv} = 1429 \text{кГц} \quad (3.9)$$

Тобто для цих значень частота дискретизації рівна 1.429 МГц, що означає, що максимальна частота, яку може відтворити мікроконтролер без втрати корисної інформації рівна 714 кГц. Для зазначених у розділі 2.1 формули 2.5, 714 кГц означає, що максимальна відстань для цієї конфігурації рівна:

$$714 \text{кГц} / 200 \text{кГц/м} = 3,57 \text{ м} \quad (3.10)$$

Підсилювач проміжної частоти, використаний у роботі, розрахований на максимальну допустиму частоту для цього мікроконтролера.

На поточній матеріальній базі існує можливість збільшення дальності виміру. Для цього проекту збільшення дальності роботи радару можливе, наприклад, як зазначалось раніше – за допомогою збільшення частоти роботи АЦП до граничних значень 36 МГц. За незмінних параметрів роботи радару, з тактовою частотою у 30 МГц, точністю у 6 біт та часу вибірки АЦП у 3 цикли збільшити максимальну відстань можна наступним чином:

$$T_{con} = 6 + 3 = 9 \text{ cycles} \quad (3.11)$$

$$T_{conv} = 9 / 30 \text{MHz} = 0.3 \text{мкс} \quad (3.12)$$

$$F_{conv} = 1 / T_{conv} = 3.33 \text{МГц} \quad (3.13)$$

$$F_{niq} = 3.33 \text{МГц} / 2 = 1666 \text{кГц} \quad (3.14)$$

$$(1666 \text{кГц}) / 200 \text{кГц/м} = 8.33 \text{ м} \quad (3.15)$$

Абсолютним лімітом обрахунку відстані при поточних налаштуваннях радару є налаштування мікроконтролера з наступними умовами: тактова

частота АЦП 36МГц, точність виміру – 6 біт, час вибірки – 3 цикли. За таких умов обрахунки відстані змінюються наступним чином:

$$T_{con} = 6+3 = 9 \text{ cycles (3.16)}$$

$$T_{conv} = 9/36\text{MHz} = 0.25\text{мкс (3.17)}$$

$$F_{conv} = 1/T_{conv} = 4\text{МГц (3.18)}$$

$$F_{niq} = 4\text{МГц} / 2 = 2000\text{кГц (3.19)}$$

$$(2000\text{кГц}) / 200\text{кГц/м} = 10 \text{ м (3.20)}$$

Іншим способом масштабування є зміна швидкості зміни частоти. З її зменшенням для цього ж мікроконтролера з цими ж характеристиками можна досягти більшої відстані. Недоліком цього способу є обмеження по масштабуванню. Зменшення швидкості зміни частоти можливе за двох умов (згідно формули 2.2): збільшення частотного діапазону зондуючого сигналу або зменшення періоду сигналу керування. Недоліком цього методу є те, що збільшення дальності пов'язане зі зменшенням частотної різниці для однакових відстаней. За умови використання реєстр АЧХ такого ж розміру, що і в додатку А, це призведе до зменшення точності вимірів (див. 3.5).

Враховуючи значення зазначеного абсолютного ліміту, збільшення відстані можливе до 20м. Ці значення пораховані з орієнтованого розміру реєстру, який є максимально можливий для обробки на цьому мікроконтролері. Для радару низької дальності така абсолютна стеля є достатньою для виконання поставлених задач.

3.5.Обрахунок Доплерівської завади

В умовах практичного використання радару користувач може зіткнутись з проблемою того, що підсвічувана ціль рухається відносно радару. Явище Доплерівського зсуву, що проявляється у збільшенні чи у зменшенні частот при наближенні чи віддаленні РЛЮ від установки є однією з доступних способів визначення напрямку руху. Для більш точного визначення напрямку руху цілі

поточна конфігурація радару не призначена, бо визначає лише один напрямок поширення зондуючої ЕМХ. Тим не менш, антенна решітка на основі РЛС цієї будови може бути здатна більш чітко визначати напрямок і швидкість руху цілі. Для цього необхідні наступні умови:

- Система повинна мати можливість цифрового формування променя для сканування простору та визначення зміни положення цілі.
- Цифровий блок повинен мати достатньо Flash-пам'яті для обробки сигналів, що поступають з окремих модулів антенної решітки.

Важливо зазначити, що в такому випадку програма з додатку А не тільки збільшиться, але й стане складнішою з причини врахування відносного розташування окремих антен відносно один одного та обрахування відповідних швидкостей руху тіла, сприйнятим кожним з радарів АР для визначення напрямку руху і швидкості цілі.

Згідно формули 1.6 можливо розглянути Допплерівський зсув як адитивну складову, котра тим не менш залежить від частоти сигналу і швидкості зближення/віддалення. Таким чином отримана частота фактично має наступний вигляд:

$$f = f_0 + f_{doppler}(f, v) \quad (3.21)$$

Використаний частотний діапазон становить 2.425-2.44ГГц (30МГц різниці) , тому для крайніх значень частотного діапазону за умов великої швидкості наближення/віддалення (100м/с) значення Допплерівського зсуву становить:

$$v \cdot 2.425\text{ГГц}/c = 808\text{ГГц} \quad (3.22)$$

$$v \cdot 2.44\text{ГГц}/c = 813\text{ГГц} \quad (3.23)$$

Ці значення є значно меншими як за частоту зондуючого сигналу, так і за частоту на виході змішувача. Загалом, при нехтуванні зсувом, точність

вимірювань дальності не зміниться через те, що за формулою 2.1.4 для визначення різниці у відстані в 1 см необхідно 2кГц, що значно більше за критичні значення для Доплерівського зсуву.

На виході змішувача за умови існування описаного зсуву частоти будуть збігатись з формулою:

$$f_{mix} = f_{input} - f_{out} = (f_{input\ 0} + f_{doppler}(f, v)) - f_{out} \quad (3.24)$$

Тоді визначення відстані відбуватиметься в два етапи: визначення частоти з виходу міксеру в перший момент часу і в другий. За цей час, за умови існування постійної швидкості v , відбувається зміна відстані, яку можна описати наступним чином:

$$d = d_2 - d_1 = \frac{f_2}{200} - \frac{f_1}{200} = \frac{f_{02} - f_{d2}}{200} - \frac{f_{01} - f_{d1}}{200} \approx \frac{f_{02} - f_{01}}{200} \quad (3.25)$$

Де d – різниця відстаней між виміряними моментами часу, d_2 – виміряна відстань в другий момент часу, d_1 – виміряна відстань в перший момент часу, f_2 – виміряна частота сигналу в другий момент часу, f_1 – виміряна частота сигналу в перший момент часу, f_{02} – теоретична істинна частота без доплерівського зсуву в другий момент часу, f_{01} – теоретична істинна частота без доплерівського зсуву в перший момент часу, f_{d2} – значення доплерівського зсуву в другий момент часу, f_{d1} – значення доплерівського зсуву в перший момент часу.

Спрощення формули відбулось через те, що частотні зсуви занадто малі самі по собі та дуже близькі за значеннями. Знаючи фактичну відстань та час (t), між першим (d_1) і другим (d_2) обрахунком відстані на цифровому пристрої можливо обрахувати швидкість:

$$v = d/t \quad (3.26)$$

На практиці час між вимірюваннями можна знайти за допомогою використання внутрішніх таймерів пристрою. Наприклад у даному мікроконтролері використаний таймер, що визначає час, який пройшов після

завершення зчитування значень з АЦП в перший раз і до завершення другого зчитування. Після цього, знаючи частоту роботи таймера, отримане число переводиться в секунди. Для зручності скажімо, що ця швидкість є додатною за умови віддалення і від’ємною зі умови наближення.

Визначивши швидкість наближення, використовуючи формулу 1.6 маємо можливість визначити дійсну частоту та дійсну відстань, котрі позбавлені завади у вигляді Допплерівського зсуву:

$$f_{real} = f_2 / \left(1 + \frac{v}{c}\right) \quad (3.27)$$

$$d_{real} = f_{real} / 200 \quad (3.28)$$

Згідно цій обробці з урахуванням Допплерівського зсуву розроблено програму для визначення відстані та швидкості об’єкту, основний фрагмент якої подано у додатку Б. Згідно з цим додатком схема обробки сигналу виглядає наступним чином:

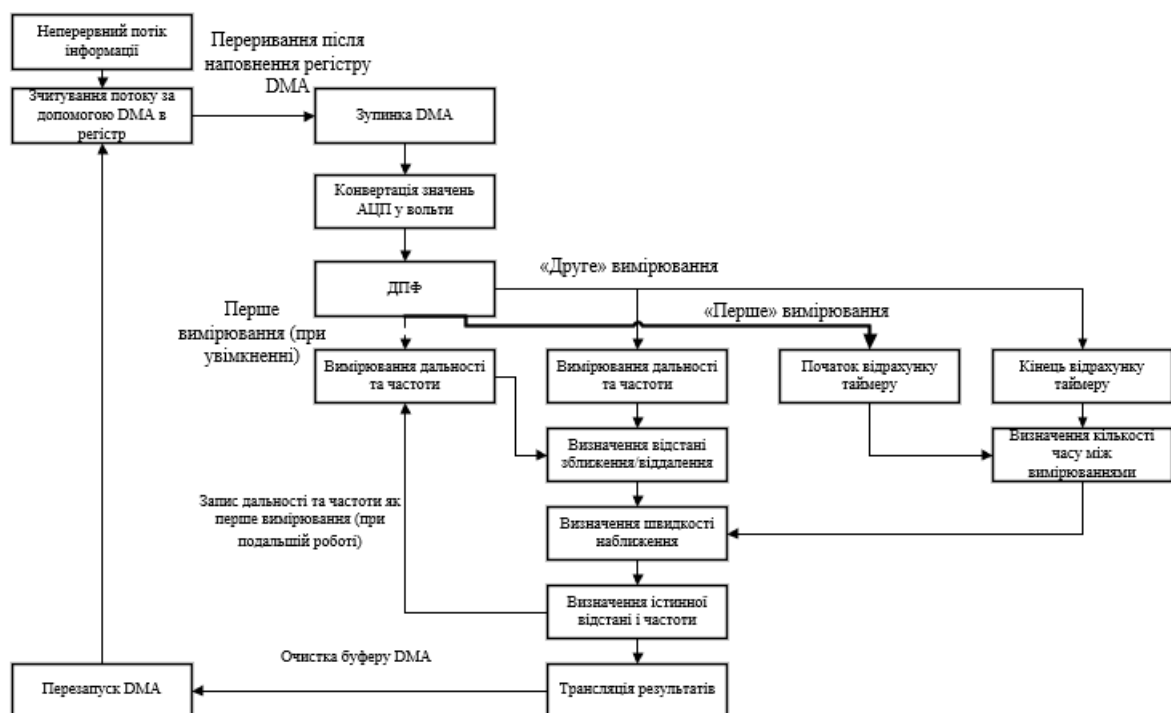


Рис 3.3 – схема обробки сигналу з урахуванням Допплерівського зсуву та визначенням швидкості та напрямку руху цілі

З формули 3.22 та 3.23 видно, що для забезпечення роботи методу для поточного мікроконтролера необхідно, щоб точність пристрою була нижчою за 808Гц. Для поточної конфігурації використовується точність в 512 значень (розмір буфера з АЧХ сигналу). Точність поточної конфігурації є наступною:

$$\frac{714\text{кГц}}{512} = 1.394\text{кГц} \quad (3.29)$$

Це означає, що за поточною конфігурацією навіть настільки значні швидкості, як 100м/с не зможуть бути розпізнані за допомогою ефекту Доплера. Збільшення тактової частоти, як наприклад у формулі 3.5 призводить до того, що точність зі збереженням розміру регістру АЧХ зменшується.

$$\frac{2000\text{кГц}}{512} = 3.06\text{кГц} \quad (3.30)$$

Тим не менш, за необхідності реалізації способу пошуку швидкості зближення/віддалення на можливо обійтись методом обрахунку зміни дальності у часі. Такий метод схожий на попередній тим, що вимагає двоетапного вимірювання частоти з метою визначення відстані в перший і другий момент часу. Визначення часу між вимірами ідентичне попередньому способу. Однак цей спосіб є вибагливим до відстані переміщення. Через обмеженість розміру регістру АЧХ існують і обмеження для вимірів відстаней. Для поточної конфігурації точністю виміру відстані згідно формул 2.5 та 3.29 є

$$\frac{1.394\text{кГц}}{200\text{кГц/м}} = 0.007\text{м} = 7\text{мм} \quad (3.31)$$

Для граничної конфігурації згідно формул 2.1.5 та 3.5.10 точність рівна:

$$\frac{3.06\text{кГц}}{200\text{кГц/м}} = 0.0153\text{м} = 1.53\text{см} \quad (3.32)$$

Однак такий спосіб здатен реєструвати швидкість тільки за умови, якщо зміна відстані більша, за точність.

Для цифрового блоку з малою кількістю пам'яті схему, подану на рисунку 3.21 можливо модифікувати з урахуванням низької роздільної

здатності, що унеможливорює повноцінну обробку за допомогою Доплерівського зсуву:

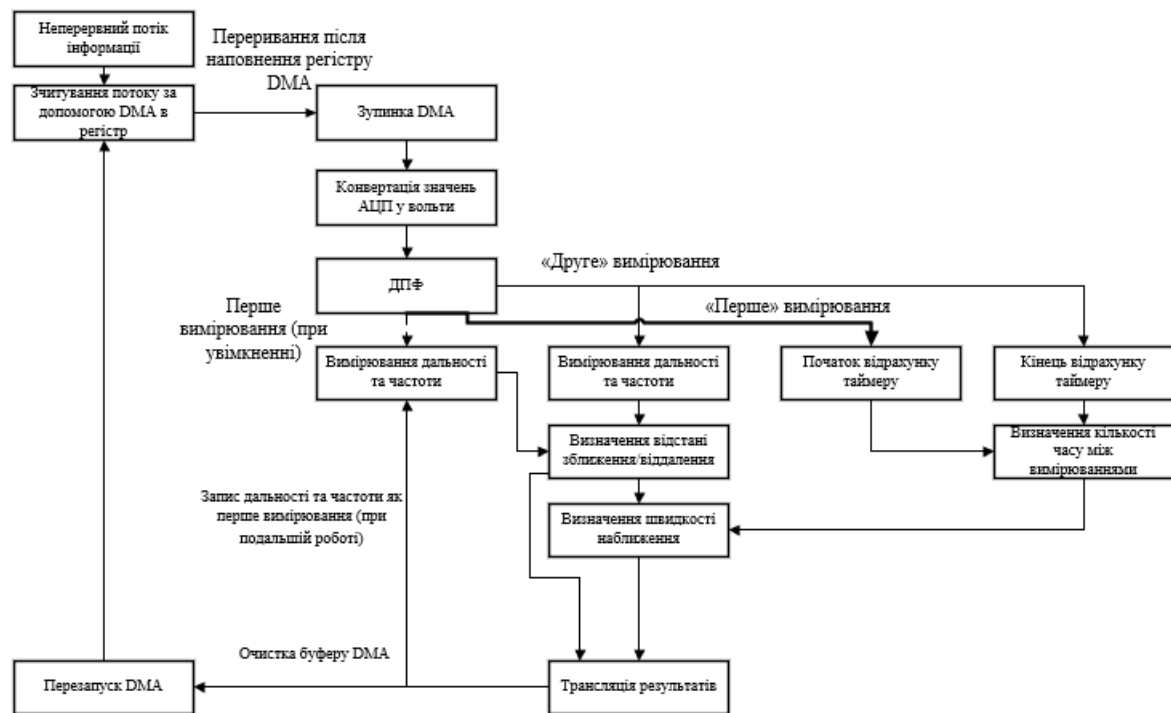


Рис.3.4 - схема обробки сигналу без використання аналізу Доплерівського зсуву для визначення швидкості та напрямку руху цілі

3.6.Висновки

Мікроконтролер, котрий є блоком цифрової обробки радару виконує наступні поставлені вимоги:

- Забезпечує програмоване періодичне зчитування значень АЦП
- Підтримує виконання ДПФ для регістру отриманого сигналу
- Забезпечує визначення дальності до опромінюваної цілі
- Має достатній частотний діапазон для якісного функціонування радару
- Має достатню пам'ять і швидкість обрахунку для підтримки достатньої розрізняювальної здатності результатів
- Забезпечує простоту масштабування

- Є матеріально доступним і простим у використанні

Збільшення дальності радару можливе за наступних умов:

- Зменшення швидкості зміни частоти S (див. формули 2.2, 2.5).
Недолік способу – зменшення виразності зміни частоти при зміні відстані.
- Використання іншого мікроконтролера покоління F4 (з причини швидкості адаптації коду) з більшими частотами тактування АЦП.
Зауваженням до цього методу є те, що збільшення частоти тактування без збільшення об'єму пам'яті призведе до зменшення точності вимірів
- Зміни ППЧ згідно необхідного діапазону частот. На відміну від двох попередніх пунктів, цей є обов'язковим при збільшенні частотних діапазонів.

Збільшення точності можливе за наступних умов:

- Збільшення регістру прийнятих сигналів. Пункт має обмеження по об'єму пам'яті мікроконтролера. В межах поточної мікросхеми збільшення точності можливе щонайбільше вдвічі при збереженні форми сигналу на модуляторі. Подальше збільшення точності потребує пристрій з більшою внутрішньою пам'яттю
- Збільшення частотного діапазону. Згідно формул 2.5 та 2.2 видно, що зменшення частотного діапазону призведе до збільшення швидкості зміни частоти S , що призведе до збільшення коефіцієнту у формулі 2.5, таким чином менші відстані матимуть вищі частоти, що зробить зміну відстані більш виразливою у зміні частоти. Недоліком цього способу є зменшення відстані, яку може сприймати цифровий блок.

Перевагою цього способу є економія пам'яті на цифровому блоці.

Проста фільтрація Доплерівського зсуву можлива навіть в системі з однією антеною приймача. Більш складна вимагає вищих потужностей обрахунку та антенної решітки, котра б дозволила тим чи іншим способом сприймати рух тіла у трьох вимірах. Спосіб, вказаний в розділі 3.5 є достатнім для обрахунку швидкості і напрямку руху цілі відносно установки РЛС.

За умови, якщо пристрій має жорсткі обмеження по об'єму пам'яті обрахунок швидкості варто вимірювати саме другим зазначеним методом, а саме за допомогою різниці відстані у часі без використання обрахунку Доплерівського зсуву. Окрім того, цей (Доплерівський) спосіб обрахунку вимагає значно більшої пам'яті, особливо для реєстрації малих швидкостей, тому його використання у загальній конфігурації є недоцільним. Тим не менш, використання цього методу можливе за умови, коли точно відомо, що вимірювані швидкості є достатньо високими для того, щоб реєструвались цифровим блоком. При тому такий радар розрахований для малих відстаней, а збільшення відстані способами, вказаними раніше призведе тільки до того, що Доплерівський зсув буде ще меншим. Потенційний спосіб використання – швидкі тіла, що рухаються близько від радару.

Просте масштабування радарної установки за рахунок покращення характеристик цифрового блоку чи зміни зондуючого сигналу принципово не змінить установку. Для вдосконалення конструкції, як вже було зазначено, необхідне існування особливої антенної решітки і суттєве ускладнення коду, котрий би враховував взаємоположення елементів АР відносно один одного та додаткові обрахунки координат.

4. РЕЗУЛЬТАТИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ

4.1. Обробка тестових сигналів з генератора

Першим ключовим дослідженням перевірки роботи цифрової частини радару є перевірка достатнього рівня сигналу для коректної роботи АЦП. Для цього на вхід АЦП мікроконтролера подається гармонічний сигнал з відомою амплітудою і частотою.

Під час цього випробування перевіряється вплив різних характеристик АЦП і отриманого сигналу на якість отриманого результату обробки:

Характеристики сигналу, які повинні вплинути на якість обробки сигналу:

- Амплітуда (визначається в першу чергу нижній ліміт через характеристики описані у підрозділі 2.3.1)
- Частотний діапазон
- Характеристики АЦП (детальніше дивитись розділ 3.4):
- Частота роботи АЦП
- Точність вимірювань (кількість біт для одного вимірювання)
- Час вибірки АЦП (виражається в циклах)

Для частоти роботи АЦП вибрано одне компромісне значення, що є достатнім для роботи пристрою, а саме – 30 МГц (уточнення дивитись у розділі 3.4).

Для перевірки виміряних результатів зазначені розрахунки для відповідних налаштувань у таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – теоретичні обрахунки роботи АЦП при різних налаштуваннях.

	6 біт	8 біт
3 цикли	$T_{con} = 6+3 = 9 \text{ cycles}$ $T_{conv} = 9/30\text{MHz} = 0.3\text{мкс}$ $F_{conv} = 1/T_{conv} = 3.33\text{МГц}$ $F_{niq} = 3.33\text{MHz} / 2 = 1666\text{кГц}$	$T_{con} = 8+3 = 11 \text{ cycles}$ $T_{conv} = 11/30\text{MHz} = 0.37\text{мкс}$ $F_{conv} = 1/T_{conv} = 2.73\text{МГц}$ $F_{niq} = 2.73\text{MHz} / 2 = 1363\text{кГц}$
15 циклів	$T_{con} = 6+15 = 21 \text{ cycles}$ $T_{conv} = 21/30\text{MHz} = 0.7\text{мкс}$ $F_{conv} = 1/T_{conv} = 1.43\text{МГц}$ $F_{niq} = 1.43\text{MHz} / 2 = 714\text{кГц}$	$T_{con} = 8+15 = 23 \text{ cycles}$ $T_{conv} = 23/30\text{MHz} = 0.77\text{мкс}$ $F_{conv} = 1/T_{conv} = 1.3\text{МГц}$ $F_{niq} = 1.3\text{MHz} / 2 = 652\text{кГц}$
56 циклів	$T_{con} = 6+56 = 62 \text{ cycles}$ $T_{conv} = 62/30\text{MHz} = 2.1\text{мкс}$ $F_{conv} = 1/T_{conv} = 0.48\text{МГц}$ $F_{niq} = 0.48\text{MHz} / 2 = 242\text{кГц}$	$T_{con} = 8+56 = 64 \text{ cycles}$ $T_{conv} = 64/30\text{MHz} = 2.13\text{мкс}$ $F_{conv} = 1/T_{conv} = 0.47\text{МГц}$ $F_{niq} = 0.47\text{MHz} / 2 = 234\text{кГц}$

При тестуванні програми були визначені частотні діапазони і мінімальні значення амплітуд сигналу для відповідних значень точності виміру (в бітах) і часу вибірки (в циклах) і подані у таблиці 4.2.

Таблиця 4.2. – результати тестування роботи АЦП при різних налаштуваннях.

	6 біт	8 біт
3 цикли	10кГц-1.6МГц	2кГц-1.3МГц
	50мВ	50мВ
15 циклів	3кГц-700кГц	2кГц-650кГц
	50мВ	50мВ
56 циклів	2кГц-220кГц	2кГц-230кГц
	50мВ	50мВ

Результати, подані у таблицях 4.1 (теоретичні обрахунки значень) і 4.2 (фактичні експериментальні вимірювання) свідчать про правильність налаштування АЦП згідно теоретичним обрахункам.

Перевірка правильності зчитаного сигналу відбувалась за допомогою відтворення графіків сигналу зі значень вхідного буферу за допомогою Matlab.

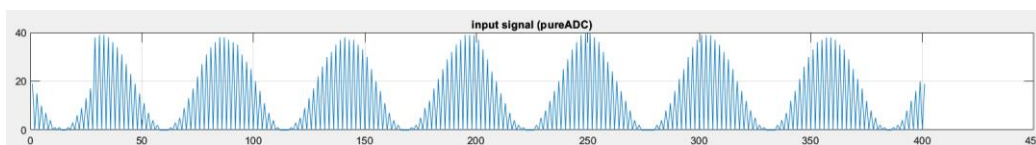


Рис.4.1 – значення, зняті з АЦП при перевірці роботи радару. Ці значення є величинами, що знаходяться у регістрі adcData68 на час аналізу сигналу за допомогою ДПФ

4.2. Аналіз фактичних значень послаблення змішувача

Попри зазначення впливу потужностей та їхньої різниці на ослаблення результуючого сигналу з міксеру (див. розділ 2.2.2), варто зазначити, що графік не описує що відбувається з сигналом при більших відмінностях у потужності вхідних сигналів. Як зазначалось у розділі 2.3.3 значення потужності, що поступає на гетеродинний вхід становить 16.8дБм, а вхідний підсилений сигнал -0.97дБм. Таким чином різниця потужності є більш значимою, ніж описано у відповідному даташиті. Перед визначенням потужностей вхідного і вихідного сигналів були проведені дослідження з метою визначити вплив більшої різниці потужності на послаблення вихідного сигналу.

Частотний діапазон для цих досліджень обраний таким чином, щоб різницею частот між входами МК становила 290-340кГц. Потужність сигналу вихідної лінії встановлено як 16.8дБм.

Таблиця 4.3. – результати тестування роботи змішувача за різних потужностей вхідних значень

Вхідні значення	Вихідні значення
$P_2 = -20$	$P_{out} = -32$
$P_2 = -10$	$P_{out} = -20$
$P_2 = 0$	$P_{out} = -10$

5. РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЕКТУ

5.1. Вступ

Для аналізу цільової аудиторії, що може зацікавитись цим проектом необхідно визначити ключові особливості переваги та недоліки поточної конструкції проекту.

Особливості проекту:

- Радар розрахований на малі відстані (метри – десятки метрів)
- Конструкція радару є відносно простою
- На кожному етапі до обробки результатів радар використовує перетворення аналогового сигналу
- Збільшення відстані огляду призводить до збільшення мінімальних розмірів детектованого об'єкту. Тобто для малих відстаней радар матиме вищу точність, а для великих – нижчу. Це дає можливість перелаштовувати готову систему згідно потреб.

Переваги:

- Проект є здатним до масштабування шляхом простого покращення тих чи інших характеристик чи заміною компонентів, зберігаючи загальну структуру
- Проект здатний до доступного перелаштування
- Не потребує складних способів обробки сигналів
- Має можливість виводити дані зручним для користувача способом (can, SPI, тощо)
- Як й інші FMCW-радары цей має високу ефективність спектрального використання. Завдяки тому, що FMCW радары використовують стабільні сигнали з малим спектральним об'ємом, вони можуть забезпечити ефективне використання радіочастотного спектра.

- Можливість вимірювати відстані і швидкість одночасно за допомогою одного і того ж сигналу.
- Конструкція є достатньо компактною для створення портативного приладу
- На основі проекту існує можливість створення повноцінної установки РЛС, що буде обраховувати координати. Така модифікація вимагає лише збільшення кількості компонентів та ускладнення коду відомим чином з існуючими готовими рішеннями.
- Компоненти підбирались таким чином, щоб забезпечити можливість живлення від одного джерела напругою 5В

Недоліки:

- Вимагає обладнання високої вартості. З кошторису, наведеному у розділі 5.2 видно, що деякі компоненти є дорогими, при тому без можливості суттєвого здешевлення конструкції за допомогою використання готових аналогів
- Загальною проблемою для FMCW-радарів є обмеженість у величині передачі енергії. Порівняно з імпульсними радарми, FMCW радары мають обмежену величину передачі енергії на цілу пульсову довжину.
- Перетворення системи на повноцінний радар, що вимірює не тільки дальність, а і координати, вимагає в першу чергу ускладнення конструкції, що призведе тільки до кратного здорожчання виробу.

Отже при пошуках цільової аудиторії необхідно ці особливості враховувати і орієнтуватись на наступні показники:

- Малопотужність сигналу
- Малі відстані для високої точності і великі відстані для меншої
- Доступність джерел живлення

- Перевага у точності над відстанню
- Інтерактивність з користувачем
- Здатність до кастомізації пристрою залежно від потреб

Таким чином для існують наступні варіанти просування РЛС цієї конструкції:

- Система моніторингу рівня рідини
- Портативний пристрій для орієнтації у просторі для людей з вадами зору або для використання у задимлених/темних приміщеннях
- Портативний пристрій для орієнтації у просторі транспорту.
Наприклад як компонент системи попередження про наближення
- Пристрій для орієнтації у просторі об'єктів. Наприклад при використанні на виробництві як частина виробничої лінії для відслідковування у реальному часі простих рухів деталей/виробів

5.2. Кошторис

Таблиця 5.1 – орієнтовний кошторис компонентів, використаних у проекті

Компонент	Назва	К-ть	Ціна/штука	Загальна ціна
ГКН	CVCO55CC-2425-2440	1	\$31.48 = 1204.37грн (DigiKey)	1204.37грн
Підкладка ГКН	CEVAL-033	1	\$42.87 = 1640.13грн (DigiKey)	1640.13грн
Міксер	ZX05-43MH-S+	1	\$86.46 = 3307.81грн (DigiKey) \$66.77 = 2543.44 грн (Mouser electronics)	3307.81грн 2543.44 грн

Продовження таблиці 5.1

Розгалужувач	ZX10-2-42-S+	1	\$44.21=1691.4грн (DigiKey)	1691.4грн
Підсилювач	ZX60-272LN-S+	2	\$118.82 = 4545.85грн (DigiKey)	9091.7грн
ОП	LM224	1	11 грн (Радіомаг)	11 грн
Передавальна антена	Антенa АП-9	1	850 грн	850 грн
Приймальна антена	Антенa «Грибок»	1	800 грн	800 грн
Мікроконтролер	STM32F401CCU6	1	170грн (Mini-tech)	170грн

Орієнтовна собівартість становить близько 20000 гривень (враховуючи дроти, корпус, кріплення, тощо). При розробці стартап-проекту необхідно враховувати цей ціновий діапазон. Важливо зазначити, що деякі компоненти, використані при розробці та тестуванні, можуть бути замінені на більш дешеві аналоги. До них відносяться в першу чергу самі антени. Мікроконтролер був обраний на основі мінімальних необхідних характеристик.

Найбільш проблемним компонентом є малошумний підсилювач, який був використаний через фактичну наявність. Однак при розробці проекту для здешевшення варто обрати аналоги.

У якості доступнішої альтернативи LNA вибраний китайський аналог WYDZ-LNA-10M-6GHz [27]. Головною його перевагою є ціна в 1080 грн (\$28.35). Цей малошумний підсилювач має наступні характеристики [27]:

- Діапазон частот 10МГц-6ГГц
- Підсилення 20дБ
- Живлення від USB

– SMA виходи для подачі і зняття сигналу

Ця заміна дозволяє скоротити витрати майже на сім тисяч гривень, що зменшує орієнтовну ціну до 13000грн (\$340).

5.3.Опис ідеї проекту

Таблиця 5.2 – Опис ідеї проекту, напрямки реалізації та потенційні вигоди від користування

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для користувача
Система моніторингу рівня заповненості ємкостей	Відстеження цілісності баку при транспортуванні	Користувач має можливість дистанційно в режимі реального часу відслідковувати рівень рідини у баку без необхідності безпосереднього вимірювання чи спостереження. Особливо це критично важливо при транспортуванні отруйних, легкозаймистих чи загалом небезпечних речовин без необхідності безпосередньої з ними взаємодії.

	Відстеження зміни рівня в контейнерах, для яких є критичним недопускання перевищення певного рівня чи запобігання нестачі речовини в баці. Прикладом використання такої системи є баки охолодження пари при атомних реакторах	Аналогічно до попереднього пункту.
Пристрій орієнтації у просторі	Пристрій моніторингу ведення бою	На основі радару схожої конструкції можлива реалізація системи керування боєм. Система дозволить вибудовувати картину руху частин і військової техніки, дозволить слідкувати за маневрами супротивника, дозволить мати можливість корегувати власні плани чи відтворювати плани супротивника під час ведення бойових дій.

Продовження таблиці 5.2

	Радар для дослідження приміщень з задимленням чи з іншими обмеженнями для зору	Дозволить орієнтуватись у приміщеннях з обмеженою видимістю. Підходить для рятувальних бригад, пожежників, людей з обмеженнями зору.
	Система для орієнтації у просторі транспорту	Радар такої конструкції може бути інтегрований в систему парктроніка для забезпечення відслідковування найближчих перешкод і руху відносно них. Система може бути модифікована під різні види транспорту: від автомобілів до човнів.
Пристрій для орієнтації виробів на виробничій лінії	Використання у виробничих лініях для забезпечення контролю потоку продукції	На відміну від імпульсних радарів може розташовуватись ближче до лінії виробництва без втрати точності. Підходить для обробки потокової інформації з коротким часом реагування.

Як було зазначено в роботі, радар здатен до модифікації своїх характеристик шляхом екстенсивного масштабування, тому можливе використання в різних галузях, які напряду не пов'язані. Особливо цікавим варіантом просування є використання радару як детектору продукції саме як універсальної частини.

В наступній таблиці порівняємо різні типи систем моніторингу рівня палива та визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту.

Таблиця 5.3 – порівняння з аналогами

N	Техніко-економічні характеристики ідеї	(потенційні) товари/концепції конкурентів				Слабка сторона	Нейтральна сторона	Сильна сторона
		Досліджений радар	Конкурент 1	Конкурент 2	Конкурент 3			
1	Економічні показники	\$340	\$150	\$7208	\$163		+	
2	Призначення	Вимірювання відстаней	Вимірювання відстаней	Вимірювання відстаней	Контроль кількості палива в баках		+	
	Транспортуальність	Простий до транспортування	Простий до транспортування	Простий до транспортування	Простий до транспортування		+	

Продовження таблиці 5.3

3	Технологічність	Система потребує спеціальної установки	Не потребує особливих налаштувань	Не потребує особливих налаштувань	Не потребує особливих налаштувань	+		
4	Ергономічність	Система компактна, зручна в керуванні	Система компактна, зручна в керуванні	Система компактна, зручна в керуванні	Система компактна, зручна в керуванні		+	
5	Безпечність	Безпечна	Безпечна	Безпечна	Безпечна		+	

Конкурент 1: Радар-детектор

Конкурент 2: Морський радар

Конкурент 3: Лічильник палива цифровий імпульсний

5.4. Технологічний аудит ідеї проекту

Таблиця 5.4 - Технологічний аудит ідеї проекту

№	Ідея проекту	Технології її реалізації	Наявність технологій	Доступність технологій
1	Система моніторингу рівня наповненості цистерн чи інших ємностей	В якості основної технології використовується радар, описаний у роботі	Усі компоненти радару наразі існують	Компоненти для радару обирались відповідно до можливості їх вільно придбати.
		Програма для керування і моніторингу роботи системи	В основі цифрової обробки радару лежить мікроконтролер, переробити програму для якого не є технологічно важким завданням	Мікроконтролер, використаний в проекті є доступним для придбання, основи для програми, що повинна забезпечити виконання задачі. Окрім вже створеної програми, існують готові рішення у відкритому доступі, які можуть бути адаптовані

2	Радар для дослідження приміщень з задимленням чи з іншими обмеженнями для зору	В якості основної технології використовується радар, описаний у роботі	Усі компоненти радару наразі існують	Компоненти для радару обирались відповідно до можливості їх вільно придбати.
		Програма для визначення відстані по перешкод	В основі цифрової обробки радару лежить мікроконтролер, переробити програму для якого не є технологічно важким завданням	Мікроконтролер, використаний в проєкті є доступним для придбання, основи для програми, що повинна забезпечити виконання задачі. Окрім вже створеної програми, існують готові рішення у відкритому доступі, які можуть бути адаптовані під спеціально використаний цифровий пристрій.

3	Пристрій відслідковування продукції на виробничій лінії	В якості основної технології використовується радар, описаний у роботі	Усі компоненти радару наразі існують	Компоненти для радару обирались відповідно до можливості їх вільно придбати.
		Програма для керування і моніторингу руху продукції по виробничій лінії	В основі цифрової обробки радару лежить мікроконтролер, переробити програму для якого не є технологічно важким завданням	Мікроконтролер, використаний в проєкті є доступним для придбання, основи для програми, що повинна забезпечити виконання задачі. Окрім вже створеної програми, існують готові рішення у відкритому доступі, які можуть бути адаптовані під спеціально використаний цифровий пристрій.
Обрана технологія: реалізація за допомогою модифікації програмного забезпечення на основі готової матеріально-технічної бази.				

5.5. Аналіз ринкових можливостей запуску проекту

Таблиця 5.5 – таблиця потреб і попиту

№	Потреба, що формує ринок	Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)	Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів	Вимоги споживачів до товару
1	Покращення ефективності та автоматизації виробничих процесів, забезпечення точного вимірювання часу протікання та розташування деталей.	Промислові виробники: Компанії, які виготовляють продукцію на конвеєрах і потребують ефективного відслідковування та оптимізації виробничих процесів.	Промислові виробники: Найбільше цікавить точність та ефективність відслідковування на конвеєрі, а також можливість інтеграції з існуючими системами автоматизації виробництва.	Висока точність, швидкість вимірювання, легка інтеграція з існуючими системами виробництва.

2	Забезпечення автомобілістів і компаній, що використовують автотранспорт, інтелектуальною системою паркування, що допомагає паркувати автомобілі та уникати зіткнень.	Власники автотранспорту: Флотові компанії, логістичні підприємства та автовласники, які шукають інтелектуальні паркувальні рішення для свого автотранспорту.	Власники автотранспорту: Важливо, щоб система паркування була легкою у використанні, надійною та мала інтеграцію з сучасними технологіями автомобільної індустрії.	Інтуїтивне управління, точність визначення місця паркування, низька споживана потужність.
3	Управління ресурсами і запасами, забезпечення точного вимірювання рівня рідини або інших речовин в ємностях для ефективного планування обслуговування та запасів.	Підприємства з управління ресурсами: Компанії, що працюють з рідинами або іншими матеріалами в ємностях, і потребують точного моніторингу та управління рівнем наповненості для оптимізації виробничих процесів.	Підприємства з управління ресурсами: Головна увага спрямована на точність моніторингу рівня наповненості та здатність прогнозувати потреби в ресурсах.	Точність вимірювань, масштабованість, здатність працювати з різними типами рідин та ємностей.

Таблиця 5.6. Фактори загроз

№	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція компанії
1	Конкуренція	Інші компанії можуть розробляти або вже пропонувати подібні FMCW-радарні рішення для відслідковування, паркування і моніторингу наповненості. Це може призвести до конкуренції за клієнтів і часткового зменшення ринкової частки.	Розробка та акцентування унікальних функціональних можливостей FMCW-радару, які відрізняють його від конкурентів (наприклад, додаткові аналітичні інструменти, найновіші технології відслідковування).
2	Технологічні ризики	Розвиток технологій та апаратних компонентів для FMCW-радару може стикнутися з труднощами, затримками у виробництві або проблемами якості, що може вплинути на готовність продукту.	Ретельне планування і контроль усіх етапів розробки та виробництва, проведення тестувань та аудитів, щоб уникнути можливих труднощів і забезпечити високу якість продукту.

Продовження таблиці 5.6

3	Нормативні обмеження і стандартизація	Зміни в законодавстві або стандартах, пов'язаних з використанням радіочастот або збором особистих даних, можуть вплинути на розгортання та використання FMCW-радару.	Відслідковування змін в законодавстві та стандартах, систематичне оновлення продукту для відповідності вимогам та взаємодія з органами регулювання для забезпечення дотримання стандартів.
4	Ризики просування	Високі витрати на дослідження та розробку, виробництво та маркетинг можуть викликати фінансові труднощі та обмежити доступні ресурси для розвитку проекту.	Ретельне фінансове планування, враховуючи всі етапи розробки та впровадження продукту, може допомогти уникнути фінансових труднощів. Пошук інвесторів, партнерство з технологічними або фінансовими компаніями, а також використання грантів та субсидій можуть забезпечити додаткові ресурси для проекту. Також, ефективне управління бюджетом та оптимізація витрат є ключовими факторами для забезпечення фінансової стійкості проекту.

Таблиця 5.7. Фактори можливостей

№	Фактор	Зміст можливості	Можлива реакція компанії
1	Зростання попиту на IoT-технології	Зросла потреба у зв'язаних пристроях та IoT-рішеннях, що відкриває можливості для інтеграції FMCW-радарів у велику кількість пристроїв та систем.	Використовувати FMCW-радар для створення інтегрованих рішень для IoT-пристроїв, що дозволяє взаємодіяти з іншими сенсорами та пристроями для забезпечення комплексного моніторингу.
2	Воєнні дії	Воєнні дії та пов'язані з ними перегони озброєнь є можливістю використати ці події для просування технології та пов'язаним з нею продуктом для використання військовими	Забезпечити велику кількість дешевих пристроїв радіолокації для закриття нагальних потреб
3	Післявоєнна відбудова	Зруйнована інфраструктура та змінений ландшафт місцевості змусить звернутись до дешевих, але достатньо точних вимірювальних пристроїв для відновлення забудови, ліній передач, тощо	Забезпечити високоточні вимірювальні засоби для дослідження місцевості

4	Підвищений інтерес до ефективного управління ресурсами	Збільшення уваги до оптимізації виробничих та логістичних процесів, а також моніторингу рівня наповненості ємностей, створює можливості для використання FMCW-радарів у вирішенні цих завдань	Впровадження FMCW-радарів для моніторингу рівня наповненості цистерн, контролю за рухом матеріалів на конвеєрах та ефективного управління ресурсами виробничих підприємств
---	--	---	--

Таблиця 5.8 Вибір цільових груп потенційних споживачів

N	Опис профілю цільової групи потенційних клієнтів	Готовність споживачів сприйняти продукт	Орієнтовний попит в межах цільової групи (сегменту)	Інтенсивність конкуренції в сегменті	Простота входу у сегмент
1	Державні військові	Готові	Високий	Висока	Важка
2	Державні невійськові підприємства	Готові	Середній	Середня	Важка
3	Приватні підприємства	Готові	Високий	Середня	Середня

Попри труднощі з входом у сегмент військових структур і високу конкуренцію в різних галузях використання для цієї цільової аудиторії, під час війни існує можливість просування технології зі зміною можливих способів використання залежно від нагальних потреб.

Таблиця 5.9 Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

Чи є проект «першопрохідцем» на ринку?	Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?	Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента, і які?	Стратегія конкурентної поведінки
Ні	Клієнтна база, що потребує радарів зазвичай вже встановлена, тому збиратиме існуючих споживачів у конкурентів	При реалізації радарна система буде спиратись на ціни конкурентів та відношення ціни/якість.	Залежно від потреб. Для одних цілей радар буде здешевлювати свої характеристики, у випадку необхідності точних вимірів, де здешевшення є малоімовірним – необхідно орієнтуватись на високу якість і надійність

5.6. Розроблення маркетингової програми стартап-проекту

Таблиця 5.10 – Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

N	Потреба	Вигода, яку пропонує товар	Ключові переваги перед конкурентами (існуючі або такі, що потрібно створити)
1	Портативний пристрій, що вимірює відстань	Автоматизація процесу вимірювання відстані	Простота конструкції для ремонту, можливість працювати зі значно меншими відстанями за аналоги
2	Радар, як основа для вимірювальної системи з простою модифікацією під специфічні потреби	Можливість простої зміни характеристик під конкретні потреби	Здатність до простої кастомізації

Таблиця 5.11 - Визначення меж встановлення ціни

N	Рівень цін на товари-замінники	Рівень цін на товари-аналоги	Рівень доходів цільової групи споживачів	Верхня та нижня межі встановлення ціни на товар/послугу
1	Залежно від цілі	\$120-700	Від \$1000	\$340-1000

Таблиця 5.12 - Формування системи збуту

N	Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів	Функції збуту, які має виконувати постачальник товару	Глибина каналу збуту	Оптимальна система збуту
	Замовлення товару у локального дистриб'ютора або на сайті	Встановлення контакту, інформування, зберігання, сортування, відправка товару.	Канал збутку першого рівня	Замовлення товару покупцем на сайті

5.7 Висновок за розділом

Розглянуто принцип побудови та розроблений стартап проекту для радарної системи для різних імовірних галузей застосування. Згідно розглянутих варіантів реалізації товару існує багато різних галузей, що потребують радарів такого типу. Це дозволяє мати додаткові варіанти реалізації у випадку необхідності зміни напрямку роботи. В умовах, коли основна конструкція залишатиметься незмінною, а зміна характеристик відбувається просто – з'являється гнучкість при виборі клієнтської бази і перелаштування виробництва за необхідності.

ВИСНОВКИ

Згідно з результатами виконаної роботи можливо зробити наступні

висновки:

1. Була розроблена математична модель установки РЛС на основі ЛЧ-модуляції та проведений розрахунок енергетики радару
2. Проведені розрахунки характеристик мікроконтролера, які впливають на якість роботи пристрою
3. Проведені моделювання обробки сигналу на цифровому блоці, включно з визначенням дальності та швидкості цілі
4. Визначені характеристики окремих блоків радарної установки та можливих аналогів-замінників. Визначені ключові критерії для підборки аналогів
5. Обрахований, реалізований і експериментально перевірений алгоритм обробки сигналу радару на цифровому блоці для визначення дальності та швидкості цілі
6. Проведені експериментальні дослідження компонентів установки, зроблені висновки про їхню справність
7. Визначені головні способи модернізації пристрою залежно від цілі подальшого застосування

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ І ПОСИЛАНЬ

- Визначення радару. URL:
https://web.archive.org/web/20140104204420/http://www.btb.termiumplus.gc.ca/tpv2alpha/alpha-fra.html?lang=fra&i=1&index=ent&__index=ent&srchtxt=radar&comencsrch.x=0&comencsrch.y=0 (дата звернення: 23.05.2023)
- Doppler Effect in Radar: URL: <https://electronicsdesk.com/doppler-effect-in-radar.html> (дата звернення: 23.05.2023)
- Фільтрація і позбавлення шумів в даних АЦП. URL:
<https://microtechnics.ru/filtracziya-i-usrednenie-dannyh-aczp/>
- STM32 ADC (АЦП) та DMA. Огляд, налаштування та приклад проекту
URL: <https://microtechnics.ru/stm32-adc-aczp-i-dma-obzor-nastrojka-i-primer-proekta/>
- Вимірювання напруги живлення мікроконтролера STM32. URL:
<https://microtechnics.ru/izmerenie-napryazheniya-pitaniya-mikrokontrollera-stm32/>
- Getting Started with STM32 – Working with ADC and DMA/ URL:
<https://www.digikey.com/en/maker/projects/getting-started-with-stm32-working-with-adc-and-dma/f5009db3a3ed4370acaf545a3370c30c>
- Конспект лекцій до кредитного модулю «Спеціальні розділи оброблення сигналів 2» для магістрів радіотехнічного факультету, спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка, спеціалізації «Радіозв'язок та оброблення сигналів» / Уклад.: І.О. Сушко, Н.О. Лащевська, А.В. Мовчанюк, Р.В. Антипенко — К. : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. — 172 с. с.4-15. URL:
<https://ela.kpi.ua/bitstream/123456789/21573/1/%D0%9A%D0%BE%D0%BD%D1%81%D0%BF%D0%B5%D0%BA%D1%82%20%D0%BB%D0%B5%D0%BA%D1%86%D1%96%D0%B9%20%D1%81%D0%BF%D0%B5%D1%86%D1%80%D0%BE%D0%B7%D0%B4%D1%96%D0%BB%D0%B8%20%D0%BE%D0%B1%D1%80%D0%BE%D0%B1%D0%BB%>

D0%B5%D0%BD%D0%BD%D1%8F%20%D1%81%D0%B8%D0%B3%
D0%BD%D0%B0%D0%BB%D1%96%D0%B2.pdf

8. Чмельов В.О. Радіолокаційні системи. Розрахунково-графічна робота: навч. посіб. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2023. С.4-30. URL: https://ela.kpi.ua/bitstream/123456789/57291/1/Radiolokaciyni_sistemi_RG_R_2023.pdf
9. Методичний ПОСІБНИК РАДІОЛОКАЦІЙНА СТАНЦІЯ АН/ТРQ-48. Львів: Національна Академія Сухопутних Військ ім. Гетьмана Петра Сагайдачного. URL: <https://sprotyvg7.com.ua/wp-content/uploads/2022/04/%D0%92%D0%9F-2-0701.01-%D0%9C%D0%B5%D1%82%D0%BE%D0%B4%D0%B8%D1%87%D0%BD%D0%B8%D0%B8%CC%86-%D0%BF%D0%BE%D1%81%D1%96%D0%B1%D0%BD%D0%B8%D0%BA-%D0%A0%D0%9B%D0%A1-ANTPQ-48.pdf>
10. Головін В.А., Романенко Т.В. Радіолокація. Програмний комплекс розрахунку діаграми зворотнього розсіювання. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2022. С. 5-6, 17-22. URL: https://ela.kpi.ua/bitstream/123456789/49070/1/Radiolokatsiia_prohramnyi_kompleks
11. Основи побудови радіолокаційних засобів розвідки повітряного простору: конспект лекцій / Васюта К.С. та ін. Харків: ХУПС, 2013. с 20-24, 32-37, 54-58. URL: http://repository.hneu.edu.ua/bitstream/123456789/10414/1/%D0%9A%D0%BE%D0%BD%D1%81%D0%BF%D0%B5%D0%BA%D1%82_%D0%9B%D0%B5%D0%BA%D1%86%D1%96%D0%B9_%D0%9E%D0%9F_%D0%A0%D0%9B%D0%97_%D0%A0%D0%9F%D0%9F.pdf
12. Івашко І.М. Структурно-параметрична оптимізація багатопозиційних радіолокаційних систем. УДК 621.396.967.2:048.3(043.5) Київ: НАУ, 2019. URL:

- https://nau.edu.ua/site/variables/news/2019/4/Thesis_Ivashko_24_04_2019_compressed.pdf
13. Low noise amplifier ZX60-272LN-S+ datasheet. URL:
<https://www.minicircuits.com/pdfs/ZX60-272LN-S+.pdf>
14. Operational amplifier LM224 datasheet. URL:
<https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/17872/PHILIPS/LM224.html>
15. Coaxial Resonator Oscillator CVCO55CC-2425-2440 datasheet. URL:
<https://www.crystek.com/microwave/admin/webapps/welcome/files/vco/CVCO55CC-2425-2440.pdf>
16. Бондарчук С.О. Проектування субгармонійного перетворювача частоти для приймально-передавального тракту телекомунікаційної системи радіозв'язку, Київ: КІП ім. Ігоря Сікорського, 2018. С. 12-34.
URL: https://tk-its.kpi.ua/sites/default/files/2019-03/Bondarchuk_magistr.pdf
17. Coaxial frequency mixer wide band ZX05-43MH-S+ datasheet. URL:
<https://www.minicircuits.com/pdfs/ZX05-43MH-S+.pdf>
18. The Fundamentals of RF Power Dividers and Combiners.
URL: <https://www.digikey.com/en/articles/the-fundamentals-of-rf-power-dividers-and-combiners>
19. DC Pass Power Splitter/Combiner ZX10-2-42-S+ datasheet. URL:
<https://www.minicircuits.com/pdfs/ZX10-2-42-S+.pdf>
20. Світ антен, спрямована антена АП-9. URL:
<https://mirantenn.prom.ua/ua/p226442334-napravlennaya.html>
21. Світ антен, спрямована «Грибок» АП-9. URL:
<https://mirantenn.prom.ua/ua/p227076300-napravlennaya-gribok.html>
22. Приклад проекту аналізу спектру для мікроконтролера. URL:
https://github.com/YetAnotherElectronicsChannel/STM32_FFT_Spectrum_Analysis/blob/master/code%20STM32/Src/main.c

23. STM32-base. STM32 Mini F401 board. URL: <https://stm32-base.org/boards/STM32F401CCU6-STM32-Mini-F401>
24. STM32F401CCU6 datasheet: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/882025/STMICROELECTRONICS/STM32F401CCU6.html>
25. Теоретичні основи радіолокації, ЕПР:
<https://www.radartutorial.eu/01.basics/rb56.ru.html>
26. VCO Evaluation Boards datasheet. URL:
<https://www.crystek.com/documents/catalog/vcoselectorguide.pdf>
27. A-Radio, Малошумний підсилювач 20дБ 10М-6Г. URL: <https://a-radio.online/ua/p1842848575-maloshumnyj-usilitel-10m.html>
28. Теоретичні основи радіолокації, ЛЧМ:
<https://www.radartutorial.eu/02.basics/rp08.ru.html>

ДОДАТОК А

/* USER CODE BEGIN Header */

/**

* @file : main.c

* @brief : Main program body

* @attention

*

* Copyright (c) 2023 STMicroelectronics.

* All rights reserved.

*

* This software is licensed under terms that can be found in the LICENSE file

* in the root directory of this software component.

* If no LICENSE file comes with this software, it is provided AS-IS.

*

*/

/* USER CODE END Header */

/* Includes -----*/

```

#include "main.h"

/* Private includes -----*/

/* USER CODE BEGIN Includes */

#define ARM_MATH_CM4

#define ADC_CHANNELS_NUM    1

#define FFT_SIZE            1024

#define ADC_BUF_LEN        1024

#define FREQ_OFFSET         0 //variable noisefloor offset

#include "arm_math.h"

#include <math.h>

#include "string.h"

/* USER CODE END Includes */

/* Private typedef -----*/

/* USER CODE BEGIN PTD */

/* USER CODE END PTD */

/* Private define -----*/

/* USER CODE BEGIN PD */

/* USER CODE END PD */

/* Private macro -----*/

/* USER CODE BEGIN PM */

/* USER CODE END PM */

/* Private variables -----*/

```

```

ADC_HandleTypeDef hadc1;

DMA_HandleTypeDef hdma_adc1;


UART_HandleTypeDef huart1;

DMA_HandleTypeDef hdma_usart1_tx;

/* USER CODE BEGIN PV */

//ADC

uint8_t  adcData68[ADC_BUF_LEN]          = { 0,}; //data from adc

uint32_t adcData12[ADC_BUF_LEN]          = { 0,}; //data from adc 12 bit
resolution

float32_t adcVoltage[ADC_BUF_LEN]  = { 0,}; //convert data from adc into
voltage

//UART

uint8_t txmsg[2] = { 0,};

uint8_t uartfree = 1;

/* USER CODE END PV */

/* Private function prototypes -----*/

void SystemClock_Config(void);

static void MX_GPIO_Init(void);

static void MX_DMA_Init(void);

static void MX_ADC1_Init(void);

static void MX_USART1_UART_Init(void);

static void MX_NVIC_Init(void);

```

```

/* USER CODE BEGIN PFP */

/* USER CODE END PFP */

/* Private user code -----*/

/* USER CODE BEGIN 0 */

/* USER CODE END 0 */

/**
 * @brief The application entry point.
 *
 * @retval int
 */
int main(void)
{
    /* USER CODE BEGIN 1 */

    /* USER CODE END 1 */

    /* MCU Configuration-----*/

    /* Reset of all peripherals, Initializes the Flash interface and the Systick. */
    HAL_Init();

    /* USER CODE BEGIN Init */

    /* USER CODE END Init */

    /* Configure the system clock */
    SystemClock_Config();

    /* USER CODE BEGIN SysInit */

    /* USER CODE END SysInit */

```

```

/* Initialize all configured peripherals */

MX_GPIO_Init();

MX_DMA_Init();

MX_ADC1_Init();

MX_USART1_UART_Init();


/* Initialize interrupts */

MX_NVIC_Init();

/* USER CODE BEGIN 2 */

HAL_GPIO_WritePin(LED13_GPIO_Port, LED13_Pin, GPIO_PIN_SET);

HAL_ADC_Start_DMA(&hadc1, (uint32_t*)&adcData68, ADC_BUF_LEN);
//circular buffer for adc

//HAL_ADC_Start_DMA(&hadc1, (uint32_t*)&adcData12, ADC_BUF_LEN);
//circular buffer for adc 12 bit

/* USER CODE END 2 */

/* Infinite loop */

/* USER CODE BEGIN WHILE */
while (1)
{
    /* USER CODE END WHILE */

    /* USER CODE BEGIN 3 */

}

/* USER CODE END 3 */

```

```

}

/**
 * @brief System Clock Configuration
 *
 * @retval None
 */
void SystemClock_Config(void)
{
    RCC_OscInitTypeDef RCC_OscInitStruct = {0};
    RCC_ClkInitTypeDef RCC_ClkInitStruct = {0};

    /** Configure the main internal regulator output voltage
     */
    __HAL_RCC_PWR_CLK_ENABLE();

    __HAL_PWR_VOLTAGESCALING_CONFIG(PWR_REGULATOR_VOLTAGE_SCALE2);

    /** Initializes the RCC Oscillators according to the specified parameters
     * in the RCC_OscInitTypeDef structure.
     */
    RCC_OscInitStruct.OscillatorType = RCC_OSCILLATORTYPE_HSI;
    RCC_OscInitStruct.HSIState = RCC_HSI_ON;
    RCC_OscInitStruct.HSICalibrationValue = RCC_HSICALIBRATION_DEFAULT;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLState = RCC_PLL_ON;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLSource = RCC_PLLSOURCE_HSI;

```

```

RCC_OscInitStruct.PLL.PLLM = 8;

RCC_OscInitStruct.PLL.PLLN = 120;

RCC_OscInitStruct.PLL.PLLP = RCC_PLLP_DIV4;

RCC_OscInitStruct.PLL.PLLQ = 4;

if (HAL_RCC_OscConfig(&RCC_OscInitStruct) != HAL_OK)

{

    Error_Handler();

}

/** Initializes the CPU, AHB and APB buses clocks
*/

RCC_ClkInitStruct.ClockType =
RCC_CLOCKTYPE_HCLK|RCC_CLOCKTYPE_SYSCLK

                        |RCC_CLOCKTYPE_PCLK1|RCC_CLOCKTYPE_PCLK2;

RCC_ClkInitStruct.SYSCLKSource = RCC_SYSCLKSOURCE_PLLCLK;

RCC_ClkInitStruct.AHBCLKDivider = RCC_SYSCLK_DIV1;

RCC_ClkInitStruct.APB1CLKDivider = RCC_HCLK_DIV2;

RCC_ClkInitStruct.APB2CLKDivider = RCC_HCLK_DIV1;

if (HAL_RCC_ClockConfig(&RCC_ClkInitStruct, FLASH_LATENCY_1) !=
HAL_OK)

{

    Error_Handler();

}

}

```

```

/**
 * @brief NVIC Configuration.
 * @retval None
 */
static void MX_NVIC_Init(void)
{
    /* DMA2_Stream0_IRQn interrupt configuration */
    HAL_NVIC_SetPriority(DMA2_Stream0_IRQn, 5, 0);
    HAL_NVIC_EnableIRQ(DMA2_Stream0_IRQn);
}

```

```

/**
 * @brief ADC1 Initialization Function
 * @param None
 * @retval None
 */
static void MX_ADC1_Init(void)
{

    /* USER CODE BEGIN ADC1_Init 0 */

    /* USER CODE END ADC1_Init 0 */

    ADC_ChannelConfTypeDef sConfig = {0};

    /* USER CODE BEGIN ADC1_Init 1 */

```

```

/* USER CODE END ADC1_Init 1 */

/** Configure the global features of the ADC (Clock, Resolution, Data Alignment
and number of conversion)

*/

hadc1.Instance = ADC1;

hadc1.Init.ClockPrescaler = ADC_CLOCK_SYNC_PCLK_DIV2;

hadc1.Init.Resolution = ADC_RESOLUTION_8B;

hadc1.Init.ScanConvMode = DISABLE;

hadc1.Init.ContinuousConvMode = ENABLE;

hadc1.Init.DiscontinuousConvMode = DISABLE;

hadc1.Init.ExternalTrigConvEdge =
ADC_EXTERNALTRIGCONVEDGE_NONE;

hadc1.Init.ExternalTrigConv = ADC_SOFTWARE_START;

hadc1.Init.DataAlign = ADC_DATAALIGN_RIGHT;

hadc1.Init.NbrOfConversion = 1;

hadc1.Init.DMAContinuousRequests = ENABLE;

hadc1.Init.EOCSelection = ADC_EOC_SINGLE_CONV;

if (HAL_ADC_Init(&hadc1) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}

/** Configure for the selected ADC regular channel its corresponding rank in the
sequencer and its sample time.

```

```

*/

sConfig.Channel = ADC_CHANNEL_0;

sConfig.Rank = 1;

sConfig.SamplingTime = ADC_SAMPLETIME_3CYCLES;

if (HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc1, &sConfig) != HAL_OK)

{

    Error_Handler();

}

/* USER CODE BEGIN ADC1_Init 2 */

/* USER CODE END ADC1_Init 2 */

}

/**

 * @brief USART1 Initialization Function

 * @param None

 * @retval None

 */

static void MX_USART1_UART_Init(void)

{

    /* USER CODE BEGIN USART1_Init 0 */

    /* USER CODE END USART1_Init 0 */

    /* USER CODE BEGIN USART1_Init 1 */

    /* USER CODE END USART1_Init 1 */

```

```

huart1.Instance = USART1;

huart1.Init.BaudRate = 9600;

huart1.Init.WordLength = UART_WORDLENGTH_8B;

huart1.Init.StopBits = UART_STOPBITS_1;

huart1.Init.Parity = UART_PARITY_NONE;

huart1.Init.Mode = UART_MODE_TX;

huart1.Init.HwFlowCtl = UART_HWCONTROL_NONE;

huart1.Init.OverSampling = UART_OVERSAMPLING_16;

if (HAL_UART_Init(&huart1) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}

/* USER CODE BEGIN USART1_Init 2 */

/* USER CODE END USART1_Init 2 */
}

/**
 * Enable DMA controller clock
 */

static void MX_DMA_Init(void)
{
    /* DMA controller clock enable */

    __HAL_RCC_DMA2_CLK_ENABLE();

```

```

/* DMA interrupt init */

/* DMA2_Stream7_IRQn interrupt configuration */
HAL_NVIC_SetPriority(DMA2_Stream7_IRQn, 0, 0);
HAL_NVIC_EnableIRQ(DMA2_Stream7_IRQn);
}

/**
 * @brief GPIO Initialization Function
 *
 * @param None
 *
 * @retval None
 */

static void MX_GPIO_Init(void)
{
    GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStruct = {0};

    /* USER CODE BEGIN MX_GPIO_Init_1 */

    /* USER CODE END MX_GPIO_Init_1 */

    /* GPIO Ports Clock Enable */

    __HAL_RCC_GPIOC_CLK_ENABLE();
    __HAL_RCC_GPIOH_CLK_ENABLE();
    __HAL_RCC_GPIOA_CLK_ENABLE();

    /*Configure GPIO pin Output Level */

    HAL_GPIO_WritePin(LED13_GPIO_Port, LED13_Pin, GPIO_PIN_RESET);

    /*Configure GPIO pin : LED13_Pin */

```

```

GPIO_InitStruct.Pin = LED13_Pin;

GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_OUTPUT_PP;

GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;

GPIO_InitStruct.Speed = GPIO_SPEED_FREQ_LOW;

HAL_GPIO_Init(LED13_GPIO_Port, &GPIO_InitStruct);

/* USER CODE BEGIN MX_GPIO_Init_2 */

/* USER CODE END MX_GPIO_Init_2 */

}

/* USER CODE BEGIN 4 */

//FFT

float complexABS(float real, float compl) {

    return sqrtf(real*real+compl*compl);

}

float complexPHASE(float32_t real, float32_t compl) {

    float32_t pi = 3.1415;

    if(real > 0){

        return atan(compl/real);

    }

    else if(real < 0 && compl >= 0){

        return atan(compl/real) + pi;

    }

    else if(real < 0 && compl < 0){

```

```

        return atan(compl/real) - pi;
    }

    else if(real == 0 && compl > 0){

        return pi/2;

    }

    else{

        return -pi/2;

    }

}

void PPCH_phase_correction(int *phases, int size){

    for (int i = 0; i < size; i++) {

        phases[i] += 0.5;

    }

}

// Функція для обчислення швидкості за Допплерівським законом

float calculateDopplerVelocity(float phaseChange, float timeChange, float frequency,
float speedOfSound) {

    // Конвертуємо зміну фази в радіани

    float deltaPhi = phaseChange * M_PI / 180.0f;

    // Обчислюємо зміну частоти

    float deltaFrequency = deltaPhi / (2 * M_PI * timeChange);

    // Обчислюємо швидкість за формулою Допплера

    float velocity = (deltaFrequency * speedOfSound) / (2 * frequency);

```

```

    return velocity;

}

/*void SendData(uint8_t* data, uint16_t size) {

    HAL_UART_Transmit(&huart1, data, size, HAL_MAX_DELAY);

    //huart1.Instance->CR3 |= USART_CR3_DMAT;

    // HAL_DMA_Start_IT(&hdma_usart1_tx, (uint32_t)data,
(uint32_t)&huart1.Instance->DR, size);

    //HAL_DMA_PollForTransfer(&hdma_usart1_tx,
HAL_DMA_FULL_TRANSFER, HAL_MAX_DELAY);

    //HAL_StatusTypeDef HAL_DMA_Start(DMA_HandleTypeDef *hdma,
uint32_t SrcAddress, uint32_t DstAddress, uint32_t DataLength)

}*/

// Called when buffer is completely filled

void HAL_ADC_ConvCpltCallback(ADC_HandleTypeDef* hadc) {

    if(hadc->Instance == ADC1)

    {

        //stops DMA to stop updating of adcData buffer

        HAL_ADC_Stop_DMA(&hadc1);

        // Вимкнути переривання ADC під час копіювання

        __HAL_ADC_DISABLE_IT(&hadc1, ADC_IT_EOC);

        float32_t leveladc[ADC_BUF_LEN]    = { 0,}; //

        float32_t fft_out_buf[ADC_BUF_LEN]  = { 0,};

        float32_t freqs[FFT_SIZE/2]= { 0,};

```

```

int phases[FFT_SIZE/2]= { 0,};

float32_t maxValue= 0;

uint32_t maxIndex = 0;

//get info from ADC buffer and convert to voltage

for (int i=0; i<ADC_BUF_LEN; i=i+1) {

    //leveladc[i] = ((float32_t)adcData68[i] / 63)*3.3;//6 bit
resolution

    leveladc[i] = ((float32_t)adcData68[i] / 255)*3.3;//8 bit
resolution

    //leveladc[i] = ((float32_t)adcData12[i] / 4096)*3.3;//12 bit
resolution

    //HAL_UART_Transmit(&huart1, (uint8_t*)&adcData68[i], 1,
HAL_MAX_DELAY);//transmit buffer (optional)

}

//SendData(adcData68, sizeof(adcData68));

//fourier function for ADC buffer

arm_cfft_radix4_instance_f32 fftInstance;

arm_cfft_radix4_init_f32(&fftInstance, FFT_SIZE, 0, 1);

arm_cfft_radix4_f32(&fftInstance, leveladc);

arm_copy_f32(leveladc, fft_out_buf, FFT_SIZE);

//convert result of fourier spectrum to harmonics and their phases

for (int i=1; i<FFT_SIZE; i=i+2) {

    freqs[(i-1)/2] = (int)(10*log10f(complexABS(fft_out_buf[i-1],
fft_out_buf[i])))-100;

```

```

        phases[(i-1)/2] = (int)complexPHASE(fft_out_buf[i-1],
fft_out_buf[i]);

    }

    freqs[0]-=37;

    freqs[1]-=37;

    //phase correction to minimize OA influence
    PPCH_phase_correction(phases, FFT_SIZE);

    //find max harmonic and its number

    //arm_max_f32((int *)&freqs, FFT_SIZE/2, &maxValue, &maxIndex);
//work version

    arm_max_f32(freqs, FFT_SIZE/2, &maxValue, &maxIndex);

    //ADC=30MHZ

    //6 bits

    //float freq_per_index = 1666/((float)FFT_SIZE/2);//3 cycles
1.32129032

    //float freq_per_index = 714/((float)FFT_SIZE/2);//15 cycles

    //float freq_per_index = 242/((float)FFT_SIZE/2);//56 cycles

    //8 bits

    float freq_per_index = 1363/((float)FFT_SIZE/2);//3 cycles

    //float freq_per_index = 652/((float)FFT_SIZE/2);//15 cycles

    //float freq_per_index = 234/((float)FFT_SIZE/2);//56 cycles

    //12 bits

    //float freq_per_index = 833/((float)FFT_SIZE/2);//3 cycles

```

```

//float freq_per_index = 500/((float)FFT_SIZE/2);//15 cycles ???

//float freq_per_index = 211/((float)FFT_SIZE/2);//56 cycles

float distance_freq = (float)maxIndex * freq_per_index;//kHz

float distance =(float) distance_freq/200;//m

uint8_t dastUART = (uint8_t)(distance*100)-(uint8_t)112; //sm to send

//huart1.Instance->CR3 |= USART_CR3_DMAT;

//HAL_DMA_Start_IT(&hdma_usart1_tx, (uint32_t)dastUART,
(uint32_t)&huart1.Instance->DR, sizeof(dastUART));

HAL_UART_Transmit(&huart1, dastUART, 1,
HAL_MAX_DELAY);//transmit buffer (optional)

//finding velocity

//restart DMA to get new components

HAL_ADC_Start_DMA(&hadc1, (uint32_t *)&adcData68,
ADC_BUF_LEN);//restarts DMA after fft

//HAL_ADC_Start_DMA(&hadc1, (uint32_t *)&adcData12,
ADC_BUF_LEN);//restarts DMA after fft

// Включити переривання ADC

__HAL_ADC_ENABLE_IT(&hadc1, ADC_IT_EOC);

}

}

//UART

void HAL_UART_TxCpltCallback (UART_HandleTypeDef *huart) {

    uartfree = 1;

```

```

    huart1.gState=HAL_UART_STATE_READY;

}

//void DoFFT (void) {

    //arm_rfft_fast_instance_f32 fft_handler;

    //arm_rfft_fast_init_f32(&fft_handler, FFT_SIZE); //structure for fft

    //arm_rfft_fast_f32(&fft_handler, (float32_t*)adcVoltage,
(float32_t*)fft_out_buf, 0);

    //arm_cfft_radix4_instance_f32 fft_inst;

    //arm_cfft_radix4_init_f32(&fft_inst, FFT_SIZE, 0, 1); /* Initialize the
CFFT/CIFFT module, intFlag = 0, doBitReverse = 1 */

    //arm_cfft_radix4_f32(&fft_inst, &adcVoltage);

    //arm_cmplx_mag_f32(&adcVoltage, &fft_out_buf, FFT_SIZE);

    //calculate abs values and linear-to-dB

    //for (int i=0; i<FFT_SIZE; i++) {

    //    freqs[i] = (float32_t)(20*log10f(fft_out_buf[i]))-0;

    //}

    //for (int i=1; i<FFT_SIZE; i=i+2) {

        //freqs[(i-1)/2] = (int)(20*log10f(complexABS(fft_out_buf[i-1],
fft_out_buf[i])))-0;

        //phases[(i-1)/2] = (int)complexPHASE(fft_out_buf[i-1], fft_out_buf[i]);

    //}

    //arm_max_f32((float32_t *)&freqs, FFT_SIZE, &maxValue, &maxIndex);

    //float distance = (float)maxIndex * 0.01; //sm

```

```

        //float distance_freq = (float)maxIndex * 0.405;//kHz

        //    uartfree = 0;

//}

/* USER CODE END 4 */

/**

 * @brief This function is executed in case of error occurrence.

 * @retval None

 */

void Error_Handler(void)

{

    /* USER CODE BEGIN Error_Handler_Debug */

    /* User can add his own implementation to report the HAL error return state */

    __disable_irq();

    while (1)

    {

    }

    /* USER CODE END Error_Handler_Debug */

}

#ifdef USE_FULL_ASSERT

/**

 * @brief Reports the name of the source file and the source line number

 *        where the assert_param error has occurred.

 */

```

```

* @param file: pointer to the source file name

* @param line: assert_param error line source number

* @retval None

*/

void assert_failed(uint8_t *file, uint32_t line)

{

    /* USER CODE BEGIN 6 */

    /* User can add his own implementation to report the file name and line number,
       ex: printf("Wrong parameters value: file %s on line %d\r\n", file, line) */

    /* USER CODE END 6 */

}

#endif /* USE_FULL_ASSERT */

```

ДОДАТОК Б

// Функція для обчислення швидкості за Допплерівським законом

```
float calculateDopplerVelocity(float phaseChange, float timeChange, float frequency,  
float speedOfSound) {
```

```
    // Конвертуємо зміну фази в радіани
```

```
    float deltaPhi = phaseChange * M_PI / 180.0f;
```

```
    // Обчислюємо зміну частоти
```

```
    float deltaFrequency = deltaPhi / (2 * M_PI * timeChange);
```

```
    // Обчислюємо швидкість за формулою Допплера
```

```
    float velocity = (deltaFrequency * speedOfSound) / (2 * frequency);
```

```
    return velocity;
```

```
}
```

// Called when buffer is completely filled

```
void HAL_ADC_ConvCpltCallback(ADC_HandleTypeDef* hadc) {
```

```
    if(hadc->Instance == ADC1)
```

```
    {
```

```
        //stops DMA to stop updating of adcData buffer
```

```
        HAL_ADC_Stop_DMA(&hadc1);
```

```
        // Вимкнути переривання ADC під час копіювання
```

```
        __HAL_ADC_DISABLE_IT(&hadc1, ADC_IT_EOC);
```

```
        float32_t leveladc[ADC_BUF_LEN]      = { 0, }; //
```

```
        float32_t fft_out_buf[ADC_BUF_LEN]    = { 0, };
```

```
        float32_t freqs[FFT_SIZE/2]= { 0, };
```

```
        int phases[FFT_SIZE/2]= { 0, };
```

```
        float32_t maxValue= 0;
```

```
        uint32_t maxIndex = 0;
```

```
        //get info from ADC buffer and convert to voltage
```

```
        for (int i=0; i<ADC_BUF_LEN; i=i+1) {
```

```

        //leveladc[i] = ((float32_t)adcData68[i] / 63)*3.3;//6 bit resolution
        leveladc[i] = ((float32_t)adcData68[i] / 255)*3.3;//8 bit resolution
        //leveladc[i] = ((float32_t)adcData12[i] / 4096)*3.3;//12 bit
resolution
        //HAL_UART_Transmit(&huart1, (uint8_t*)&adcData68[i], 1,
HAL_MAX_DELAY);//transmit buffer (optional)
    }
    //SendData(adcData68, sizeof(adcData68));
    //fourier function for ADC buffer
    arm_cfft_radix4_instance_f32 fftInstance;
    arm_cfft_radix4_init_f32(&fftInstance, FFT_SIZE, 0, 1);
    arm_cfft_radix4_f32(&fftInstance, leveladc);
    arm_copy_f32(leveladc, fft_out_buf, FFT_SIZE);
    //convert result of fourier spectrum to harmonics and their phases
    for (int i=1; i<FFT_SIZE; i=i+2) {
        freqs[(i-1)/2] = (int)(20*log10f(complexABS(fft_out_buf[i-1],
fft_out_buf[i])))-100;
        phases[(i-1)/2] = (int)complexPHASE(fft_out_buf[i-1],
fft_out_buf[i]);
    }
    freqs[0]-=37;
    freqs[1]-=37;
    //phase correction to minimize OA influence
    PPCH_phase_correction(phases, FFT_SIZE);
    //find max harmonic and its number
    arm_max_f32(freqs, FFT_SIZE/2, &maxValue, &maxIndex);

    //ADC=30MHZ
    //6 bits

```

```

1.32129032 //float freq_per_index = 1666/((float)FFT_SIZE/2);//3 cycles

//float freq_per_index = 714/((float)FFT_SIZE/2);//15 cycles
//float freq_per_index = 242/((float)FFT_SIZE/2);//56 cycles

//8 bits
float freq_per_index = 1363/((float)FFT_SIZE/2);//3 cycles
//float freq_per_index = 652/((float)FFT_SIZE/2);//15 cycles
//float freq_per_index = 234/((float)FFT_SIZE/2);//56 cycles
    if(maxf1==0){
        maxf1 = (float)maxIndex * freq_per_index;//kHz
        dist1 = (float)maxIndex * freq_per_index/200;//m
    }
    else{
        a = get_timer;
        maxf2 = (float)maxIndex * freq_per_index;//kHz
        dist2 = (float)maxIndex * freq_per_index/200;//m
        float detf=maxf2-maxf1;
        float det_dist=dist2-dist1;
        float32_t velocity = det_dist/a;
        float32_t freal=maxf2/(1+(velocity/c));
        true_dist = freal/200;
        maxf1=maxf2;
        dist1=dist2;
        //max_ind1=max_ind2;
    }

//restart DMA to get new components
    HAL_ADC_Start_DMA(&hadc1, (uint32_t *)&adcData68,
ADC_BUF_LEN);//restarts DMA after fft

```

```
        //HAL_ADC_Start_DMA(&hadc1, (uint32_t *)&adcData12,  
ADC_BUF_LEN);//restarts DMA after fft  
        // Включити переривання ADC  
        __HAL_ADC_ENABLE_IT(&hadc1, ADC_IT_EOC);  
    }  
}
```