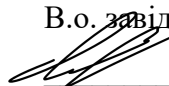


**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»
РАДІОТЕХНІЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ
кафедра РАДІОІНЖЕНЕРІЇ**

«На правах рукопису»
УДК 621.396.677

До захисту допущено:

В.о. завідувача кафедри

 Сергій ЛІТВІНЦЕВ

«13» 12 2024 р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

за освітньо-професійною програмою

«Інформаційна та комунікаційна радіоінженерія»

зі спеціальності 172 « Електронні комунікації та радіотехніка»

**на тему: «Підвищення точності пеленгаторних систем на основі
двоканальних програмно-конфігурованих приймачів»**

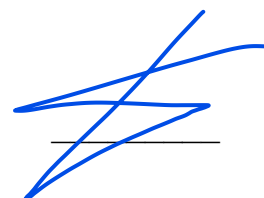
Виконав студент 5 курсу, групи PI-31 мп

Вадим ЖДАН Сергійович



Науковий керівник:

К.т.н., доцент, Мартинюк Сергій Євстафійович

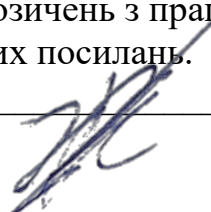


Рецензент:

Ст. викладач каф РТС Омеляненко Михайло Юрійович

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

Студент _____



**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
“КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО”**

РАДІОТЕХНІЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ

Кафедра радіоінженерії

Рівень вищої освіти – другий (магістерський)
спеціальність 172 “Електронні комунікації та радіотехніка”
Освітньо-професійна програма “**Інформаційна та комунікаційна
радіоінженерія**”

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. зав. кафедри РІ

 **Сергій ЛІТВІНЦЕВ**

« 23 » 09 2024 року

**ЗАВДАННЯ
на магістерську дисертацію студенту**

Вадим ЖДАН Сергійович

1. Тема дисертації Підвищення точності пеленгаторних систем на
діапазону основі двоканальних програмно-конфігурованих приймачів

науковий керівник дисертації

К.т.н., доцент, Мартинюк Сергій Євстафійович

затверджені наказом по університету від «8» листопада 2024 р. № 5023-с

2. Термін подання студентом дисертації 13 грудня 2024 року.

3. Об'єкт дослідження: процеси поширення електромагнітних хвиль, прийому
сигналів в двоканальних SDR, комп'ютерної постобробки комплексних
послідовностей прийнятих сигналів двоканальними SDR радіопеленгаторної
системи з використанням підпросторового методу MUSIC.

4. Вихідні дані: діапазон робочих частот 1.5 ... 1.8 ГГц; кількість каналів SDR
2; азимутальний кутовий сектор пеленгаційної системи $\pm 60^\circ$; кількість виявлених
сигналів 1; точність визначення кутового положення джерела сигналу менше 3° ;
типи модуляції сигналів: без модуляції (синусоїдальний), імпульсна АМ.

5. Перелік завдань, які потрібно розробити: огляд методів визначення кута
джерела випромінювання, огляд SDR, реалізація двоканального алгоритму

пеленгації на основі методу MUSIC; розробка експериментального стенду двоканальної радіопеленгаторної системи на основі методу MUSIC; отримання і аналіз експериментальних результатів виявлення джерела електромагнітної хвилі.

6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу: презентація доповіді, містить слайди із основними результатами роботи; блок схеми програми в пакеті GNU Radio; результати пеленгації джерела в різних режимах і для різних кутів.

7. Орієнтовний перелік публікацій:

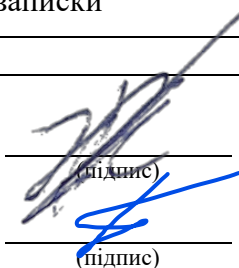
8. Консультанти розділів дисертації: науково-педагогічні працівники радіотехнічного факультету.

9. Дата видачі завдання: 23 вересня 2024 року.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Аналіз існуючих методів радіопеленгації.	23.09.2024	Виконано
2	Огляд існуючих пристроїв для реалізації обраного методу радіопеленгації.	14.10.2024	Виконано
3	Реалізація алгоритму MUSIC у вигляді програми.	15.11.2024	Виконано
4	Проведення практичних досліджень	25.11.2024	Виконано
5	Написання пояснювальної записки	10.12.2024	Виконано
6	Створення презентації	13.12.2024	Виконано

Студент


(підпис)

Ждан Вадим

Науковий керівник


(підпис)

Сергій МАРТИНЮК

Реферат

Актуальність теми: зростаючий попит на мобільні системи радіопеленгації та нові методи з більшою роздільною здатністю.

Метою дипломної роботи: є створення апаратно-програмного комплексу радіопеленгаторної системи на основі двоканальних SDR пристроїв та методу із високою роздільною здатністю MUSIC.

Завдання: практична реалізація та аналіз можливостей роботи з різними параметрами сигналу самого підпросторового алгоритму MUSIC.

Об'єктом дослідження: є процеси поширення електромагнітних хвиль від джерела сигналу, прийому сигналів в двоканальних SDR, комп'ютерної постобробки комплексних послідовностей прийнятих сигналів двоканальними SDR радіопеленгаторної системи з використанням підпросторового методу MUSIC.

Предметом дослідження: є конфігурація, налаштування і тактико-технічні характеристики сучасних широкосмугових пристроїв SDR, реалізація алгоритмів цифрової обробки сигналів, зберігання та отримання необхідних даних для визначення кута приходу електромагнітних хвиль.

Практичне значення: реалізована система на базі SDR пристрою та з програмно реалізованим підпросторовим алгоритмом MUSIC дозволяє визначати кут приходу хвилі при різних рівнях сигналу, при модуляції прийнятого сигналу та при різних значеннях кутів орієнтації джерела відносно пеленгаційної системи.

Ключові слова: MUSIC, DOA, ПЛІС, MathWorks MATLAB, USRP, підпросторові алгоритми, фазова корекція, радіопеленгація, радіолокація.

ABSTRACT

Relevance of the topic: The growing demand for mobile radio direction finding systems and the need for new methods with higher resolution.

The purpose of the thesis is to create a hardware and software complex of a radio direction finding system based on two-channel SDR devices and the high-resolution MUSIC method.

Aim: practical implementation and analysis of the possibilities of working with different signal parameters of the MUSIC subspace algorithm.

The research focuses on the processes of electromagnetic wave propagation from the signal source, signal reception in two-channel SDRs, computer post-processing of complex sequences of received signals by two-channel SDRs of the radio direction finding system using the MUSIC subspace method.

Subject of research: configuration, settings and tactical and technical characteristics of modern wideband SDR devices, implementation of digital signal processing algorithms, storage and retrieval of data necessary for determining the angle of arrival of electromagnetic waves.

The practical significance of the implemented system is that it is based on an SDR device and has software that implements the subspace algorithm MUSIC. This allows the angle of arrival of the wave to be determined at different signal levels, with modulation of the received signal and at different values of the source orientation angles relative to the direction-finding system.

Keywords: MUSIC, DOA, FPGA, MathWorks MATLAB, USRP, subspace algorithms, phase correction, direction finding, radar.

Зміст

Вступ	8
РОЗДІЛ 1. Огляд існуючих методів та алгоритмів визначення кута приходу електромагнітної хвилі.	9
1.1. Загальні відомості про методи та алгоритми визначення кута приходу хвилі.	9
1.2. Фізичні принципи радіолокації.	10
1.3. Огляд основних методів радіопеленгації	12
РОЗДІЛ 2. Огляд існуючих системних рішень для реалізації алгоритмів визначення кута приходу хвилі.	20
2.1. Основні поняття про програмно конфігурованні приймально - передавальні пристрої.	20
2.2. Огляд існуючих SDR	22
РОЗДІЛ 3. Математична модель радіопеленгатора на основі підпросторового алгоритму MUSIC	30
Розділ 4. Експериментальні дослідження пеленгаційної системи.	35
4.1. Опис та випробування експериментального стенду.	35
4.2. Метод самокорекції для виправлення амплітудних та фазових нерівномірностей в приймальних каналах.	38
4.3. Результати дослідів по впливу зміни рівня сигналу на визначення кута приходу хвилі.	49
4.4. Результати експериментальних досліджень при різних значеннях кутів орієнтації джерела відносно пеленгаційної системи.	54
4.5. Результати дослідів по визначення кута приходу хвилі в двох площинах.	58
4.6. Знаходження кута приходу хвилі при прийомі модульованого сигналу	60
Висновки	71
Додаток А	73

Перелік скорочень

SDR – (Software-defined radio) програмно конфігуроване радіо.

MUSIC – (Multiply Signal Clasification) Класифікація множинних сигналів.

USRP – (Universal Software Radio Peripheral) Універсальний програмно конфігурований радіо пристрій.

SNR – (Signal to noise ratio) Відношення рівня сигналу до рівня шуму.

DOA – (Direction Of Arrival) Оцінка напрямку кута приходу хвилі.

Вступ

На сьогоднішній день оцінка напрямку кута приходу електромагнітних сигналів відіграє значну роль в багатьох галузях радіотехніки таких як : мобільний зв'язок, радіолокація, навігація тощо. Життєво важливим є виявлення і визначення місцеположення дронів, які використовують системи радіозв'язку на борту, отже випромінюють електромагнітні хвилі в певних діапазонах частот. Цю задачу потенційно можуть виконувати радіопеленгатори і радіолокатори. Застосування класичних систем радіолокації має деякі суттєві обмеження, а саме: відносно великі розміри антен, значне енергоспоживання та необхідність роботи в активному режимі. Перші два фактори є доволі важливими, оскільки вони негативно впливають на мобільність та максимальний час роботи системи визначення місцеположення дронів. Необхідність роботи в активному режимі в свою чергу принципово демаскує систему на полі бою. Радіопеленгатори працюють виключно в приймальному (пасивному) режимі і можуть бути малопомітними. Привабливим є використання радіопеленгаторів на базі сучасних технологій програмно-кофігурованого радіо або ж SDR (Software Defined Radio), що дає змогу значно зменшити вартість виробу, пришвидшити розробку, ідеологічно закласти в неї перспективу розвитку і принципи модульності, а також гнучко будувати систему виявлення і визначення напрямку на дрони із різними типами телекомунікаційного обладнання, стандартів і діапазонів частот.

РОЗДІЛ 1. Огляд існуючих методів та алгоритмів визначення кута приходу електромагнітної хвилі.

1.1. Загальні відомості про методи та алгоритми визначення кута приходу хвилі.

Радіопеленгатор - це радіотехнічна система, яка має можливість визначення кута напрямку приходу електромагнітної хвилі (пеленгу), наприклад азимутального кута необхідної цілі. Азимут цілі називають кутом, який знаходиться між напрямком на північ та горизонтальною проекцією напрямку на джерело сигналу (лінії радіопеленгатор – ціль). Цей кут відраховують в горизонтальній площині від напрямку на північ за годинниковою стрілкою, як показано на Рис. 1.1. Також часто азимут джерела (цілі) можуть визначати відносно центру самої антенної решітки, тоді це вимірювання називається знаходженням відносного азимуту.

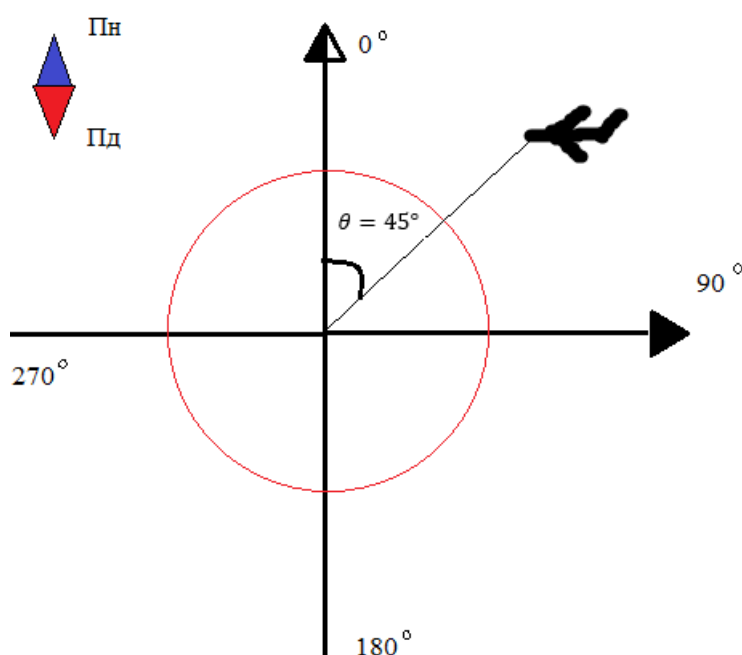


Рис. 1.1. Визначення азимуту літака.

Розвиток технологій безпілотних систем та дронів привів до актуалізації задачі виявлення дронів, їх хоча б попередньої класифікації, визначення їх поточних координат та параметрів руху з метою цілодобового контролю повітряного простору. Фізично існує два способи визначення місцеположення рухомих повітряних об'єктів радіотехнічними методами: радіопеленгація та радіолокація.

Слід відзначити ключові відмінності та нюанси при застосуванні обох способів на практиці.

1.2. Фізичні принципи радіолокації.

Принцип роботи імпульсного радіолокатора побудований на фізичному явищі відбиття електромагнітних хвиль від об'єктів. Відстань до рухомого безпілотного об'єкту R можна визначити за формулою (1.2.1), знаючи швидкість світла c і час затримки t між переданим і прийнятим радіоімпульсом:

$$R = \frac{c * t}{2} \quad (1.2.1)$$

При цьому наземна антена радіолокатора з коефіцієнтом підсилення G (1.2.2) випромінює на ціль надвисокочастотні імпульсні сигнали деякої потужності P_s , які генерується передавачем високої потужності. Сигнал розповсюджується в просторі від випромінювача до самого об'єкта, розташованого на деякій відстані R . При падінні плоскої електромагнітної хвилі на об'єкт складної форми, яким є дрон, відбитий сигнал розсіюється у багатьох напрямках. Для радару корисним є зворотне розсіювання хвилі тобто відбиття сигналу, який поширюється у напрямку, протилежному напрямку приходу випроміненого сигналу. Лише незначна кількість відбитих хвиль наведе на вході приймача досить слабкий сигнал з потужністю P_r (1.2.3), який далі слід пропустити через багаторівневу радарну аналогову і цифрову обробку.

Формули (1.2.2) описують взаємозв'язок ефективної площі антени, як нижню теоретичну межу її габаритів, і коефіцієнта підсилення. Вираз (1.2.3) є відомим рівнянням радіолокації, яке зв'язує потужності передавача і приймача радіолокатора.

$$G = \frac{4\pi * S_{\text{геом}} * S_{\text{ефк}}}{\lambda^2} \quad (1.2.2)$$

де $S_{\text{геом}}$ це геометрична площа антени (м^2),

$S_{\text{ефк}}$ це ефективна площа випромінювання; λ це довжина хвилі .

$$P_r = \frac{P_s * G^2 * \sigma * \lambda^2}{(4\pi)^3 * R^4} \quad (1.2.3)$$

З формули (1.2.4) ясно, що проблемним в контексті виявлення дронів з малою величиною ефективної площі розсіювання $\sigma < 0.05 \text{м}^2$ є необхідність збільшувати енергетику радарної системи, тобто застосовувати більш потужні передавачі. При цьому для збільшення дальності виявлення дрону в 2 рази необхідно при рівних інших умовах збільшувати потужність передавача в 16 разів.

$$R = \sqrt[4]{\frac{P_s * G^2 * \sigma * \lambda^2}{(4\pi)^3 * P_r}} \quad (1.2.4)$$

Визначення положення дрона в просторі імпульсним радаром диктує необхідність вимірювати азимутальні і вертикальні кути. Для вирішення цієї задачі використовують амплітудний метод і вузьку діаграму направленості антени радіолокатора. Іншим поширеним варіантом є моноімпульсна або фазова обробка прийнятих сигналів четвиртин радару. На практиці отримання високої точності визначення кутів рухомих цілей на фоні пасивних завад з точністю, краще ніж $1...2^\circ$, потребує антен із мінімальними розмірами апертури $20...50\lambda$ і досить складної багатоканальної обробки радарних сигналів. Розглянемо переваги та недоліки радіолокатора.

До переваг радіолокаційного визначення положення об'єкту віднесемо наступне:

- Можливість знаходити дальність до цілі, азимутальний і вертикальний кути, радіальну швидкість цілі;
- Можливість роботи вночі і в поганих погодних умовах (незалежність від умов освітлення, туману тощо);
- Можливість класифікувати цілі за розмірами ефективної площі розсіювання, характером руху швидкості, маневреності.
- Можливість роботи з багатьма цілями, груповими цілями тощо.

- Можливість робити селекцію від активних і пасивних завад.
- Можливість виявляти цілі, які не випромінюють.

Недоліками радіолокаційного способу визначення координат

- Похибки вимірювання, викликані шумовими характеристиками прийнятого сигналу. У імпульсних радіолокаторах похибки виникають, коли передній фронт відбитого сигналу змінюється під впливом шуму.
- Обмеження на практиці мінімально і максимально можливої дальності виявлення цілі.
- Зазвичай, навіть мобільні версії радіолокаторів є доволі громіздкими і потребують значних затрат на живлення всієї системи.
- Відносно велика вартість радарних систем виявлення дронів.
- Необхідність роботи в режимі випромінювання, що в деяких випадках є доволі небажаним демаскуючим процесом.
- Складність розрізнення дронів малих розмірів від птахів.

1.3. Огляд основних методів радіопеленгації

Принцип роботи радіопеленгатора базується на прийомі сигналів, які були випромінені ціллю, на відміну від радіолокатора, який сам випромінює сигнал. Радіопеленгатор є пасивним пристроєм який лише приймає та проводить обробку прийнятих (чужих) сигналів за допомогою відповідних методів для отримання даних про напрямок приходу відбитої хвилі.

Більшість методів, що застосовуються при радіопеленгації, мають зв'язок з оцінкою амплітуди сигналу та фазових змін сигналу. Розглянемо найбільш відомі і поширені на практиці методи радіопеленгації.

1.3.1. Метод найменшої варіації Кейпона

Метод найменшої варіації Кейпона - це метод формування пучка з метою підвищення ефективності класичного методу сканування променем.

В методі застосовується наступна математична модель (1.3.1). Антенна решітка, яка складається з M елементів, які приймають T знімків в часі. Антенна решітка приймає неспотворений сигнал, який представимо у вигляді матриці X розмірністю $1 \times T$.

$$\dot{y} = \omega^H * X \quad (1.3.1)$$

де $\dot{y}$ є відгуком багатоканальної системи антенної решітки на прийнятий сигнал X .

$$\omega = [\omega_1 \quad \cdots \quad \omega_M]^T \quad (1.3.2)$$

де ω є матрицею вектора антенної решітки (1.3.2).

Припускаємо, що матриця відгуку системи $\dot{y}$ є рівною матриці вихідного сигналу, оскільки відновлений сигнал є рівним вихідному (тобто спотворення відсутні). Тепер, w є рівним істинному направляючому вектору $v(\theta_s)$, тому їхній скалярний добуток буде дорівнювати 1 (1.3.3).

$$v^H(\theta_s) * \omega = 1 \quad (1.3.3)$$

Розпишемо відгук системи (1.3.5) на спотворений сигнал X (1.3.4), де N - усереднене значеннями адитивного гауссівського білого шуму.

$$X = X_s + N \quad (1.3.4)$$

$$\dot{y} = \omega^H * X = \omega^H * (X_s + N) \quad (1.3.5)$$

$$\dot{y} = \omega^H X_s + N X_s = f + Y_n \quad (1.3.5)$$

Вихідний сигнал f і отримана шумова компонента Y_n , яка в свою чергу спричиняє помилки при оцінці кута напрямку приходу хвилі.

Головною задачею є мінімізація цієї шумової компоненти, а точніше дисперсії шуму, оскільки потужність шуму характеризується його дисперсією.

Проблемою є те, що ми отримуємо сигнал разом із шумовою компонентою в одній матриці. Тому необхідно мінімізувати дисперсію загального відгуку $\dot{y}$, щоб оцінка напрямку приходу хвилі була більш точною.

Спростимо дисперсію відгуку $\dot{y}$ (1.3.6).

$$Var(\dot{y}) = E[|\omega^H * X|^2] = \omega^H * E[XX^H] * \omega \quad (1.3.6)$$

$$Var(\dot{y}) = \omega^H * \left(\frac{1}{T} \sum_{t=0}^{T-1} x(t)x(t)^H \right) * \omega = \omega^H R_{xx} \omega \quad (1.3.7)$$

R_{xx} - це кореляційна матриця вибірки розмірністю $N \times N$. Цей вираз (1.3.6) і є нашою функцією, яка буде проходити мінімізацію з урахуванням умови на відсутність спотворень. В методі використовуються множники Лагранжа для мінімізації з урахуванням умови на відсутність спотворень (1.3.8) враховуючи, що самі множники є комплексними. Необхідно використовувати властивість (1.3.7).

$$Re(2z) = z + z^* \quad (1.3.7)$$

$$\begin{aligned} \tau &= \omega^H R_{xx} \omega + Re(\lambda(\omega^H v_s - 1)) \\ &= \omega^H R_{xx} \omega + \frac{\lambda(\omega^H v_s - 1)}{2} + \left(\frac{\lambda(\omega^H v_s - 1)}{2} \right)^* \end{aligned} \quad (1.3.8a)$$

$$\tau = \omega^H R_{xx} \omega + \frac{\lambda(\omega^H v_s - 1)}{2} + \frac{\lambda^*}{2} (\omega^H v_s - 1) \quad (1.3.8b)$$

Наступним кроком є взяття похідної за ω^H і прирівнення виразу до нуля (1.3.9).

$$\frac{\partial \tau}{\partial \omega^H} = R_{xx} \omega + \frac{\lambda}{2} v_s = 0 \quad (1.3.9)$$

$$\omega = -\frac{\lambda}{2} R_{xx}^{-1} v_s \quad (1.3.9)$$

Значення $-\lambda/2$ є комплексною скалярною величиною, враховуючи необхідність урахування умови на відсутність спотворень розв'язок буде наступним (1.3.10).

$$v_s^H \omega = -\frac{\lambda}{2} v_s^H R_{xx}^{-1} v_s = 1 \quad (1.3.10)$$

$$-\frac{\lambda}{2} = (v_s^H R_{xx}^{-1} v_s)^{-1} \quad (1.3.10)$$

Додаємо множник Лагранжа і отримаємо остаточний вираз для формування матриці направляючих векторів антенної решітки (1.3.11).

$$\omega_{cap} = (v_s^H R_{xx}^{-1} v_s)^{-1} R_{xx}^{-1} v_s \quad (1.3.11)$$

Матриця з розмірністю $N \times 1$ яка включає в себе вагові коефіцієнти векторів ω , дає можливість оцінки сигналу у заданому напрямку. А саме можемо оцінити потужність, підставивши вираз (1.3.11) у вираз який описує потужність сигналу (1.3.12).

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \sum_{t=0}^{T-1} |\omega^H x(t)|^2 = \frac{1}{T} \sum_{t=0}^{T-1} \left| (v_s^H R_{xx}^{-1} v_s)^{-1} v_s^H R_{xx}^{-1} x(t) \right|^2 = \\ &= \left| (v_s^H R_{xx}^{-1} v_s)^{-1} \right|^2 (v_s^H R_{xx}^{-1}) \frac{1}{T} \sum_{t=0}^{T-1} |x(t)|^2 (R_{xx}^{-1} v_s) = \\ &= \left| (v_s^H R_{xx}^{-1} v_s)^{-1} \right|^2 (v_s^H R_{xx}^{-1}) R_{xx} (R_{xx}^{-1} v_s) = \\ &= \left| (v_s^H R_{xx}^{-1} v_s)^{-1} \right| v_s^H R_{xx}^{-1} v_s = \\ &= (v_s^H R_{xx}^{-1} v_s)^{-1} \end{aligned} \quad (1.3.12)$$

Це і є значенням пеленгаційної функції для методу Кейпона.

Враховуючи, що традиційні методи формування променю мають один значний недолік: при наявності декількох джерел сигналу оцінка просторового спектра включає в себе потужність джерела сигналу не тільки в напрямку оцінки, але і в інших напрямках. А метод Кейпона зменшує вплив завад, мінімізуючи сумарну вихідну потужність, і таким чином оцінює напрямок хвилі. Порівняно зі звичайним алгоритмом формування променю, метод Кейпона має значно кращу роздільну здатність. Однак метод Кейпона має очевидні недоліки: якщо напрямок падіння іншого сигналу близький до напрямку падіння сигналу, який нас цікавить, метод

Кейпона зробить багато помилок. Він потребує обчислення інверсії матриці. Коли кількість елементів решітки велика, він потребує обчислення кореляції. Можливості методу визначаються геометрією решітки та SNR.

1.3.2. Алгоритми розкладання сигналів на підпростори

Хоча імпульсний радіолокатор зазвичай є дуже ефективним і по суті є одним з основних засобів виявлення рухомих повітряних цілей, їх характеристика кутової роздільної здатності обмежується розміром апертури антени в довжинах хвиль. Шмідт вивів повністю математичний розв'язок оцінки DOA без врахування шуму, зрештою отримавши наближений розв'язок, і за наявності шуму, створивши основу для алгоритму розкладання сигналів шуму на підпростори. Пізніше цей алгоритм був розвинутий в алгоритм MUSIC. За винятком алгоритму MUSIC, формування власного підпростору в основному пов'язане із оцінками параметрів сигналу, яка була запропонована Роєм. Цей метод отримав назву ESPRIT. Підпросторові алгоритми MUSIC та ESPRIT, належать до оцінки просторового спектру. Суть методу MUSIC полягає в розкладанні власних векторів коваріаційної матриці прийнятого сигналу антенної решітки, і отримання відповідних векторів підпростору сигналу та векторів підпростору шуму, які є ортогональними відносно один одного. На основі цієї ортогональної характеристики можна побудувати спектральну функцію. Завдяки цій функції можливо знайти DOA сигналу шляхом пошуку пікових значень на відповідному графіку пеленгаційної функції.

Найбільш відомим підпросторовим алгоритмом серед них є класифікація множинних сигналів (MUSIC). Методи підпросторів широко використовуються для оцінки DoA і ґрунтуються на використанні двох властивостей:

1. Простір розкладання векторів прийнятої суміші сигналу плюс шум можна розкласти на два ортогональні підпростори: підпростір сигналу (розкладання на більший власний вектор, що відповідає більшому власному значенню) та підпростір шуму (розкладання на менший власний вектор, що відповідає меншому власному значенню)

2. Підпростір сигналів від джерела є ортогональним до підпростору шуму

Важливо буде відзначити, що MUSIC також вимагає виконання наступних припущень:

- прийнятий сигнал є вузькосмуговим,
- прийнятий сигнал складається з D плоских хвиль плюс не корельований шум,
- кількість плоских хвиль сигналів джерел D відома,
- кількість елементів N антенної решітки має принаймні дорівнює $D + 1$.

Алгоритм MUSIC має значну кількість переваг, з якими не можуть зрівнятися традиційні методи, але він також має багато обмежень при застосуванні в деяких реальних системах. Основною перевагою алгоритму MUSIC є підвищена точність і роздільна здатність. Важливим є те, що при застосуванні високошвидкісної технології обробки сигналів можлива обробка сигналу в режимі реального часу.

До недоліків можна віднести різні помилки при неправильній оцінці кількості джерел. Коли кількість передбачуваних джерел збігається з кількістю реальних, алгоритм MUSIC для оцінки напрямку є точним. Однак, якщо кількість оцінених джерел більша за кількість реальних (переоцінка), то при розділенні підпростору сигналу і підпростору шуму спектр простору (пеленгаційна функція) MUSIC може мати більше піків, ніж реальна кількість джерел (хибних піків).

Аналогічно, якщо кількість оцінених завад менша за кількість реальних джерел (недооцінка), то при розділенні підпростору сигналу і підпростору шуму розмірність підпростору сигналу зменшиться, а деякі піки в просторі MUSIC зникнуть. Одним з головних недоліків є те, що система стає більш чутливою до помилок в системі. З впливом багатьох факторів, які спричиняють невідповідність каналів, це призведе до серйозних проблем у роботі алгоритму MUSIC.

На результати оцінки DOA може впливати багато факторів, пов'язаних не тільки з антенною решіткою, яка приймає вхідний сигнал, але й з середовищем, в якому знаходиться система. Далі наведено декілька важливих факторів, що

впливають на результати. В Розділі 3 будуть проведені деякі експерименти, щоб дослідити, як реальні умови впливають на систему.

Фактори, що впливають на результати роботи алгоритму MUSIC:

1. Кількість елементів антенної решітки

Кількість елементів антенної решітки впливає на продуктивність оцінювання для алгоритму надвисокої роздільної здатності. Взагалі кажучи, якщо параметри решітки однакові, то чим більша кількість елементів решітки, тим кращі результати оцінювання для алгоритму надвисокої роздільної здатності.

2. Кількість знімків

У часовій області кількість знімків визначається як кількість відліків.

У частотній області кількість знімків визначається як кількість часових під сегментів дискретного перетворення Фур'є (ДПФ). У випадку алгоритму надвисокої роздільної здатності чим більша кількість знімків, тим кращі результати оцінювання. Слід відзначити, що при кількості більше 1000 маємо значний приріст часу на проведення обчислень.

3. Когерентність джерела сигналу

Проблема з когерентними джерелами є фатальною проблемою для алгоритмів підпростору. Коли в джерелі сигналу є когерентний сигнал, коваріаційна матриця сигналу більше не є коваріаційною матрицею для несингулярної матриці. У цьому випадку оригінальний алгоритм надвисокої роздільної здатності зазнає невдачі.

Отже, це сильно вплине на продуктивність оцінки DOA.

4. Робота методу при низьких значеннях SNR.

Якщо припустити, що сигнал і шум мають плоску спектральну щільність потужності в смузі пропускання, а потужність джерела сигналу становить σ_p^2 , потужність шуму є рівною σ_n^2 , то в цьому випадку SNR можна визначити за формулою (1.3.13).

$$SNR = 20 \log \left(\frac{\sigma_p}{\sigma_n} \right) \quad (1.3.13)$$

З (1.3.13) випливає, що SNR має безпосередній вплив на ефективність алгоритму. При низькому SNR ефективність алгоритму надвисокої роздільної здатності різко падає.

На додаток до вищеописаних факторів, є багато інших факторів які можуть впливати на ефективність оцінки DOA в практичних застосуваннях, таких як: амплітудні та фазові нерівномірності характеристик елементів решітки, взаємний зв'язок між елементами решітки та неправильне положення елементів у антенній решітці. Методи виправлення нерівномірностей в каналах можна розділити на два типи: само корекцію та активну корекцію. Активна корекція є більш складним методом корекції, оскільки вона передбачає визначений напрямок джерела сигналу, і він може виконувати корекцію амплітуди каналу або безпосередньо компенсувати алгоритм через загальну матрицю корекції.

Самокорекція полягає у використанні апріорних знань про структуру антенної решітки для проведення попередньої обробки отриманих даних. У цій роботі для виправлення неузгодженостей в каналах було використано метод само корекції, який зводиться до фазової корекції неідентичності каналів.

Висновок : В цьому розділі були проаналізовані алгоритми та методи радіолокації і радіопеленгації. Всі вони мають свої недоліки та переваги, що дає змогу оцінити їх можливості та сфери застосування.

РОЗДІЛ 2. Огляд існуючих системних рішень для реалізації алгоритмів визначення кута приходу хвилі.

2.1. Основні поняття про програмно конфігурованні приймально - передавальні пристрої.

Програмно-конфігуроване радіо або SDR (Software Defined Radio) - це універсальна система, в якій ключові параметри апаратної частини (робоча частота, ширина смуги частот, підсилення трактів, швидкість АЦП та ЦАП) можуть бути конфігурованні програмним шляхом. Узагальнена структурна схема сучасних приймально-передавальних SDR показана на Рис. 2.1.

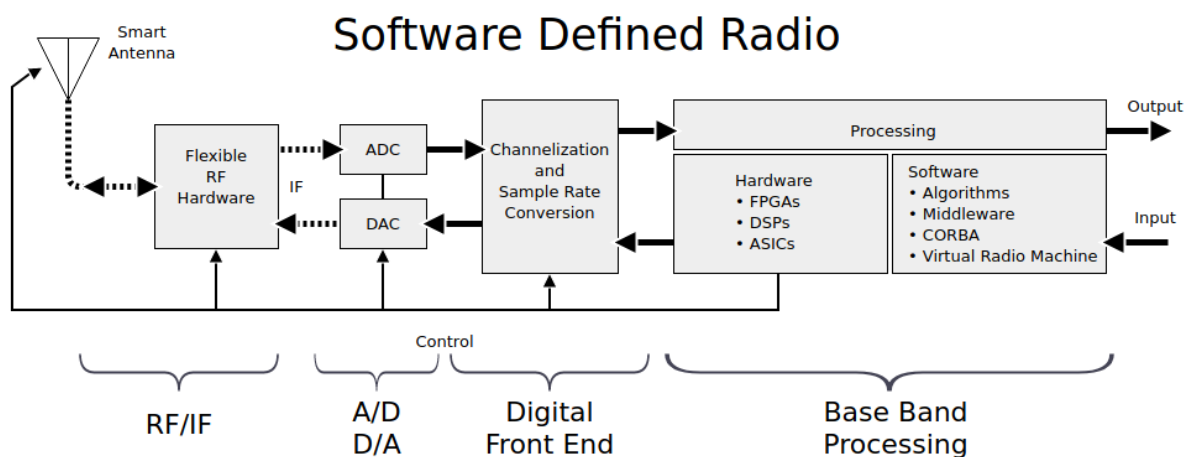


Рис. 2.1. Загальна типова структурна схема приймально-передавального SDR.

Налаштування конфігурації відбувається на програмному рівні, що робить SDR доволі універсальним рішенням для багатьох існуючих на даний час задач. При необхідності роботи в якості приймача прийом сигналу відбувається наступним чином. Сигнал приймається антеною після чого поступає на модуль Flexible RF Hardware, який включає в себе наступні елементи: малошумлячий підсилювач, змішувач, гетеродин, фільтр. Далі сигнал поступає на ADC (Analog-to-digital converter) тобто на АЦП (Аналого-цифровий перетворювач) який перетворює аналоговий сигнал в дискретний код або ж цифровий сигнал. Цифрова послідовність поступає на блок Channelization and Sample Rate Conversion, який відповідає за адаптацію частоти дискретизації та синхронізацію роботи каналів.

Як приклад, візьмемо цифрове понижувальне перетворення, у випадку, коли несуча частота є непарним числом, кратним чверті частоти дискретизації. У цьому випадку низькочастотне перетворення може бути виконано шляхом множення сигналу на послідовності $[0 \ 1 \ 0 \ -1]$ і $[1 \ 0 \ -1 \ 0]$, які є цифровими представленнями синусоїдального і косинусоїдального сигналів з частотою, що дорівнює чверті частоти дискретизації. Однією з головних переваг цифрового перетворення сигналу в основну смугу частот є ідеальне I-Q узгодження сигналу, оскільки фазовий зсув між синусоїдою і косинусоїдою, створеними в цифровому вигляді, є точним. Після цього сигнал може бути записаний у пам'ять пристрою чи з ним можна працювати в умовах реального часу. Для випадку, коли пристрій має передавати сигнал, все починається з налаштування програм в програмному пакеті, який може бути встановлений як на сам пристрій, так і на комп'ютер. У випадку, коли програмний пакет встановлений на комп'ютері, дані з програми поступають до блока Hardware або ж до ПЛІС (програмована логічна інтегральна схема), де обробляється цифровий сигнал. Блок Software необхідний при встановленні програмних пакетів безпосередньо на сам пристрій. Після цього поступає на вже відомий модуль Channelization and Sample Rate Conversion. В блоці DAC (Digital-to-Analog Converter) тобто ЦАП (Цифро-аналоговий перетворювач) відбувається перетворення цифрового сигналу в аналоговий сигнал. Передостаннім модулем передавального каналу є Flexible RF Hardware, який включає в себе наступні елементи: підсилювач, змішувач, гетеродин, фільтр. Після чого сигнал поступає на саму антену і випромінюється у вільний простір.

Пристрої SDR є також доволі різноманітними як по структурі, так і по електронним компонентам і конструкції. На ринку присутні доволі доступні рішення від простих одноканальних або двох канальних SDR до дуже дорогих і складних восьмиканальних високошвидкісних систем. Ці пристрої мають, окремі високошвидкісні АЦП/ЦАП модулі, а також радіочастотні канали для передачі та прийому радіосигналів. Більш складні SDR також містять ПЛІС для реалізації власних алгоритмів обробки сигналів на пристрої без використання стороннього обладнання. SDR можна конфігурувати і контролювати через підключений

персональний комп'ютера або ж при наявності підключеного модуля стороннього ПЛІС. Часто плата сама може виступати в якості простого комп'ютера. Обробка даних може виконуватися в SDR, або дані можуть бути вивантажені на комп'ютер для подальшої обробки в автономному режимі.

2.2 Огляд існуючих SDR

2.2.1 **SDR пристрій BladeRF Micro xA4** є доволі новим SDR пристроєм з невеликими габаритами порівняно з іншими аналогами та доволі непоганим ПЛІС “ALTERA Cyclone 5”. Він має незначні рівні енергоспоживання, когерентну роботу двох каналів і доволі широкий діапазон робочих частот та не менш широку смугу пропускання. Сам пристрій та його блок схема зображені на рис. 2.2.1 та рис. 2.2.2.



Рис. 2.2.1. Зовнішній вигляд пристрою.

Технічні характеристики:

- ПЛІС - Altera Cyclone V FPGA с 49 kLE, який є в принципі доволі розповсюдженим ПЛІС для SDR. Він буде зустрічатися також в наступних прикладах-аналогах SDR.
- Діапазон робочих частот від 47 МГц до 6 ГГц. В порівнянні з аналогами Blade RF має доволі широкий діапазон частот, наприклад KrakenSDR має діапазон робочих частот 2,4 МГц – 1,7 ГГц.

- 2 приймальних та 2 передавальних канали.
- 2×2 MIMO, частота дискретизації 61.44 МГц.
- Смуга пропускання одного каналу (IBW) є рівною 56 МГц. Однак фактична частота є близькою до 46 МГц.
- Автоматичне регулювання підсилення каналів (AGC).
- Тактування каналів на платі відбувається на частоті в межах 10 Гц - 38,4 МГц.
- Перетворення відбувається через ЦАП розрядності 12-біт або вбудовану схему ADF4002 PLL з розрядністю 14-біт.

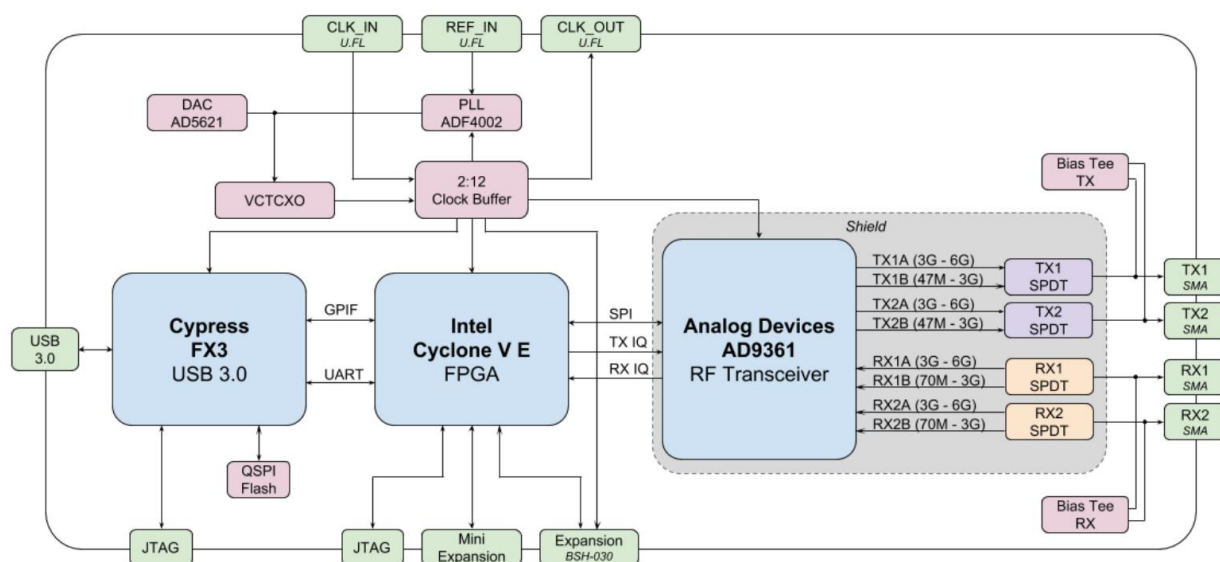


Рис 2.2.2. Структурна блок схема пристрою.

Налаштування конфігурації та зв'язок з BladeRF Micro xA4 відбувається в програмних пакетах:

1. GNU Radio
2. SoapySDR
3. gr-osmosdr
4. bladeRF-cli
5. MathWorks MATLAB Simulink
6. MathWorks MATLAB

Всі вищезгадані програми працюють на таких операційних системах як Windows та широкому спектру дистрибутивів Linux (включаючи Ubuntu, CentOS, Debian, Arch). Важливо буде відзначити простоту налаштувань самої плати для роботи з більшістю програм. Також слід відзначити стабільну роботу та синхронізацію всіх каналів на платі. Що ж до синхронізації декількох пристроїв між собою ситуація є не настільки ж позитивною. Для синхронізації двох пристроїв між собою з метою отримання стабільних когерентних чотирьох каналів, які б не запізнювалися б по фазі існує два способи а саме через внутрішній тактовий генератор та через зовнішній тактовий генератор.

При спробах синхронізації двох окремих SDR Blade RF за допомогою внутрішнього тактового генератора було виявлено що той не справляється з поставленою задачею і канали першої плати хаотично “пливуть” по фазі більш ніж на 15 градусів відносно 2 плати. Інший варіант синхронізації двох плат такого типу це підключення зовнішнього тактового генератора. У цьому випадку використовується тактування з частотою 38,4 МГц. Однак при спробах реалізації цього типу тактування на практиці було виявлено, що дана функція є закритою на програмному рівні. Інша проблема цього виробу полягає у відсутності як значних системних оновлень, так і будь якої цілісної інформації для розробників, починаючи з 2020 року.

2.2.2. Пристрій USRP X310 є найдорожчим SDR пристроєм з наведених в цій роботі і значно більшим за габаритами порівняно з іншими аналогами. Він має більш значні рівні енергоспоживання, стабільну роботу чотирьох каналів, доволі широкий діапазон робочих частот та широку смугу пропускання (160МГц). Сам пристрій та його блок схема зображені на рис. 2.2.3 та рис. 2.2.4 відповідно. На рис. 2.2.3 можна побачити нижче зліва від радіатора системи охолодження розташована одна з двох дочірніх плат. Саме вони відповідають за кількість каналів та режими роботи. На фото зображено дочірню плату на один приймальний та один передавальний канал.

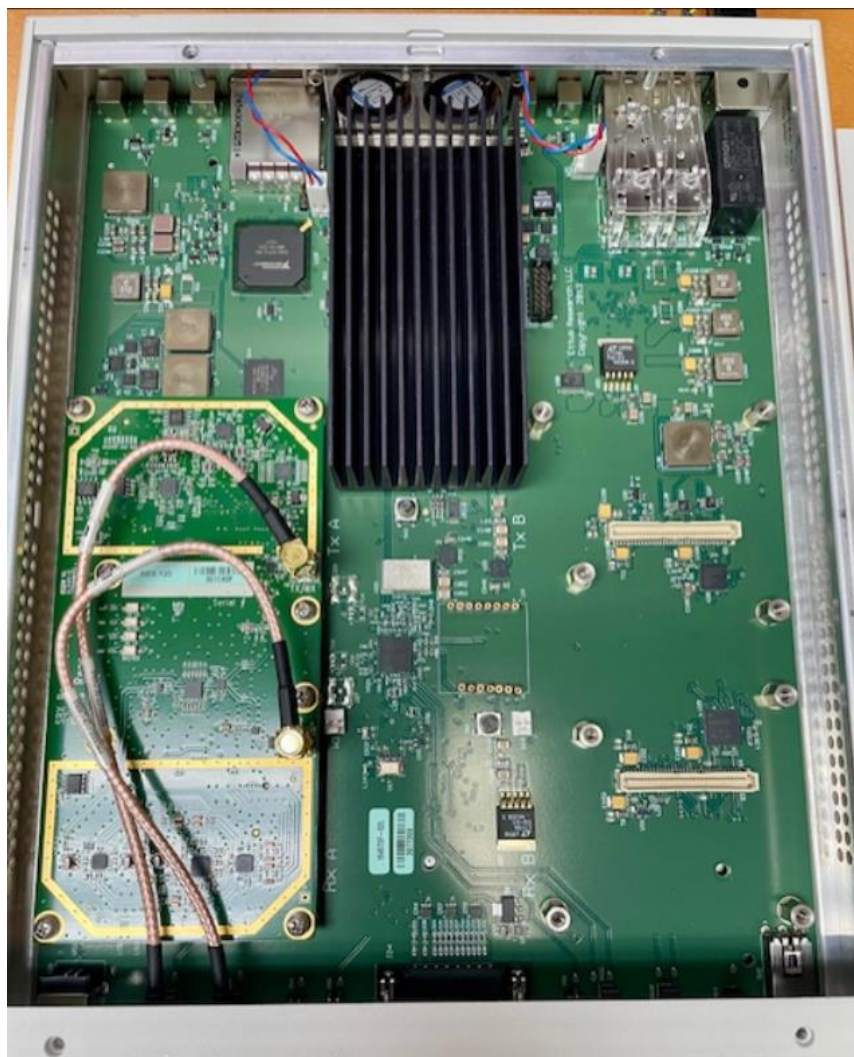


Рис 2.2.3. Зовнішній вигляд пристрою.

Технічні характеристики USRP X310:

1. Діапазон робочих частот 10 МГц - 6 ГГц.
2. Смуга пропускання каналів до 160 МГц.
3. Два слоти для дочірніх ВЧ плат.
4. Два канали АЦП 200 МВиб/с, 14 біт.
5. Два канали ЦАП 800 МВиб/с, 16 біт.
6. Цифрові перетворювачі DDC/DUC з роздільною здатністю 25 мГц.
7. Кілька варіантів підключення для безперервного обміну даними з ПК: 2 порти SFP+ для 1/10 Gigabit Ethernet і підключення PCIe x4.

8. Когерентні системи MIMO.
9. ПЛІС Xilinx XC7K410T (X310).
10. Джерело опорного сигналу TCXO 2.5 ppm.
11. Стабільність частоти 0.02 ppm з опцією GPSDO.
12. Автоматичне регулювання підсилення каналів (AGC).

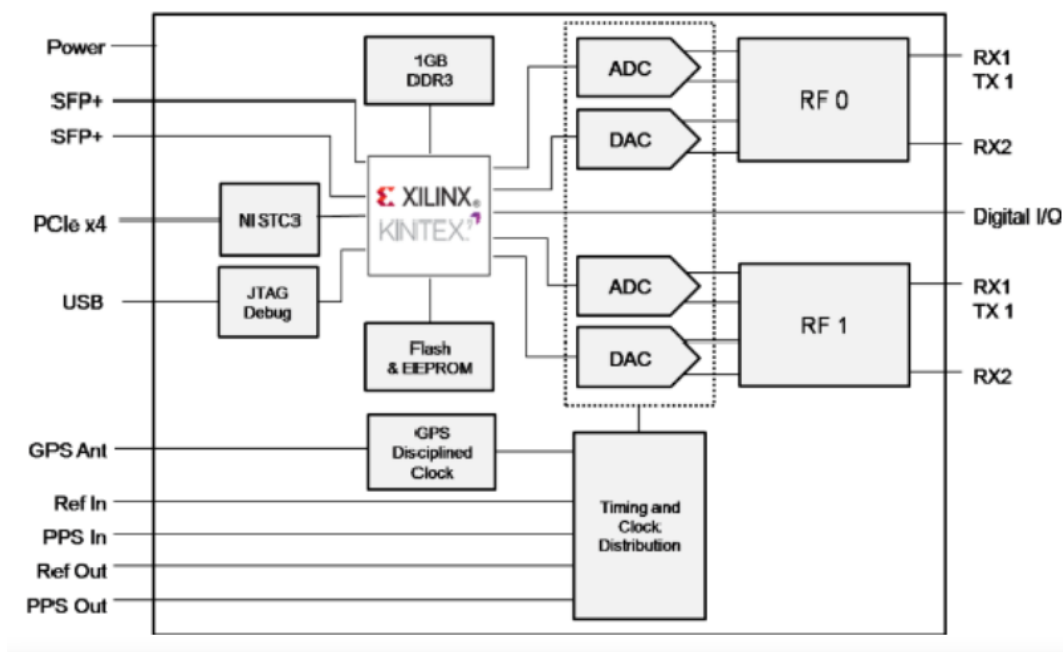


Рис. 2.2.4. Структурна блок схема пристрою USRP X310 .

Конфігурація та зв'язок з USRP X310 відбувається через такі програми як:

1. GNU Radio.
2. SoapySDR.
3. gr-osmosdr.
4. MathWorks MATLAB Simulink.
5. MathWorks MATLAB.

Вищезгадані програми працюють на операційних системах Windows та широкому спектрі дистрибутивів Linux (включаючи Ubuntu, CentOS, Debian, Arch). В порівнянні з BladeRF a4 використання пристрою дає можливість приймати та обробляти одночасно сигнали на чотири канали або передавати одночасно на всі

чотири канали. Прийом чотирьох каналів можливо реалізувати за допомогою дочірніх плат TwinRX для пристроїв USRP серії X, які є двоканальним супергетеродинним приймачем, що має широкий динамічний діапазон і точну фазову синхронізацію з урахуванням постійних повторюваних відносних фазових зсувів. Це досягається завдяки можливості розгалуження сигналів задаючого генератора LO між каналами між двома дочірніми платами TwinRX, що забезпечує роботу з фазовою синхронізацією необхідну для реалізації чотириканального синхронного приймача радіопеленгаторної системи. В класичній версії розглянутий пристрій має конфігурацію 2 приймальних та 2 передавальних каналів. Значно більше енергоспоживання та більші габаритні розміри у порівнянні з BladeRF a4 та значно більша ціна обмежують використання таких пристроїв. До переваг USRP X310 слід віднести можливість встановлення операційної системи на сам пристрій, що дозволяє зробити її більш незалежною на відміну від інших аналогів.

2.2.3. Пристрій KrakenSDR є доволі відомим пристроєм через те, що на ньому було спроектовано та виконано перший цивільний та комерційний радіопеленгатор. Він має середні габарити порівняно з іншими аналогами в цій роботі. Його можна характеризувати незначними рівнями енергоспоживання та 5 приймальних або передавальних каналів. KrakenSDR це SDR яка побудована на базі п'яти менших схем RTL-SDR, які в свою чергу виконані на основі мікросхем R820T2 і RTL2832U, одними з перших простих одноканальних SDR.

Технічні характеристики **KrakenSDR**:

1. - Діапазон робочих частот 2.4 МГц – 1.7 ГГц.
2. - Смуга пропускання каналів до 20 МГц.
3. - Автоматичне регулювання підсилення каналів (AGC).
4. - Максимальна частота дискретизації ЦАП 2.4 млн відліків/сек.

Зовнішній вигляд пристрою показаний на Рис. 2.2.5. Нажаль не вдалося знайти структурну блок схему пристрою у відкритому доступі.

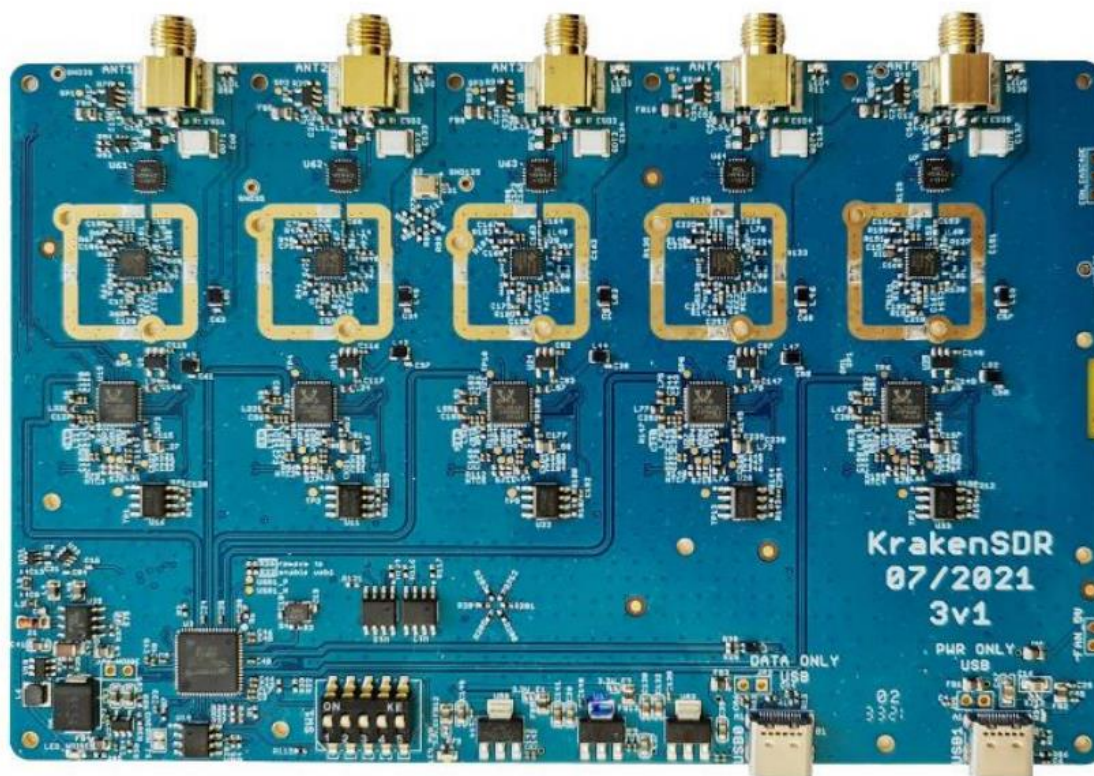


Рис 2.2.5. Зовнішній вигляд KrakenSDR.

Конфігурація та зв'язок з KrakenSDR відбувається через такі програми як:

1. GNU Radio
2. SoapySDR
3. gr-osmosdr

Вищезгадані програми працюють на операційних системах: Windows та широкий спектр дистрибутивів Linux (включаючи Ubuntu, CentOS, Debian, Arch). Цей пристрій є найдешевшим варіантом багатоканального SDR з одним тактовим генератором для всіх каналів. Його конструкція містить єдине джерело тактової частоти і джерело шуму з перемикачами, що активується програмно, які дозволяють досягти фазової когерентності в програмному забезпеченні шляхом реалізації кореляційних алгоритмів, які синхронізують вибірки і фазу між приймачами. Після завантаження програмного забезпечення джерело шуму активується, і кожен канал автоматично корелюється з головним каналом а саме CH0. Таким чином,

визначають будь-які відмінності в синхронізації та фазі між каналами, і синхронізація та фаза кожного зразка буде автоматично відрегульована в програмному забезпеченні. Це призводить до узгодженої роботи всіх п'яти каналів. Відмітимо, що відсутність вбудованої ПЛІС є недоліком **KrakenSDR**.

Висновок : В цьому розділі був проведений порівняльний аналіз існуючих SDR пристроїв з точки зору їх можливого практичного застосування для прийому сигналів пеленгаторної системи.

РОЗДІЛ 3. Математична модель радіопеленгатора на основі підпросторового алгоритму MUSIC.

Опис математичної моделі почнемо з опису приймальної антенної решітки. Як вже було згадано у розділі 1, кількість елементів N антенної решітки має перевищувати або хоча б принаймні дорівнювати $L+1$, де L – кількість джерел сигналів. У цій роботі для побудови математичної моделі для визначеності використано чотирьох-елементну антенну решітку (Рис 3.1.1). При збільшенні кількості елементів антенної решітки, тобто розміру решітки, збільшується потенційна точність результатів вимірювань. Між випромінюючими елементами в антенній решітці має бути відстань d , яка не перевищує значення $\frac{\lambda}{2}$. Для випадку, при якому між елементами антенної решітки відстань буде більшою за значення $\frac{\lambda}{2}$, буде отримано неоднозначність, коли на пеленгаційній характеристиці одному джерелу сигналу буде відповідати більш ніж один гострий максимум.

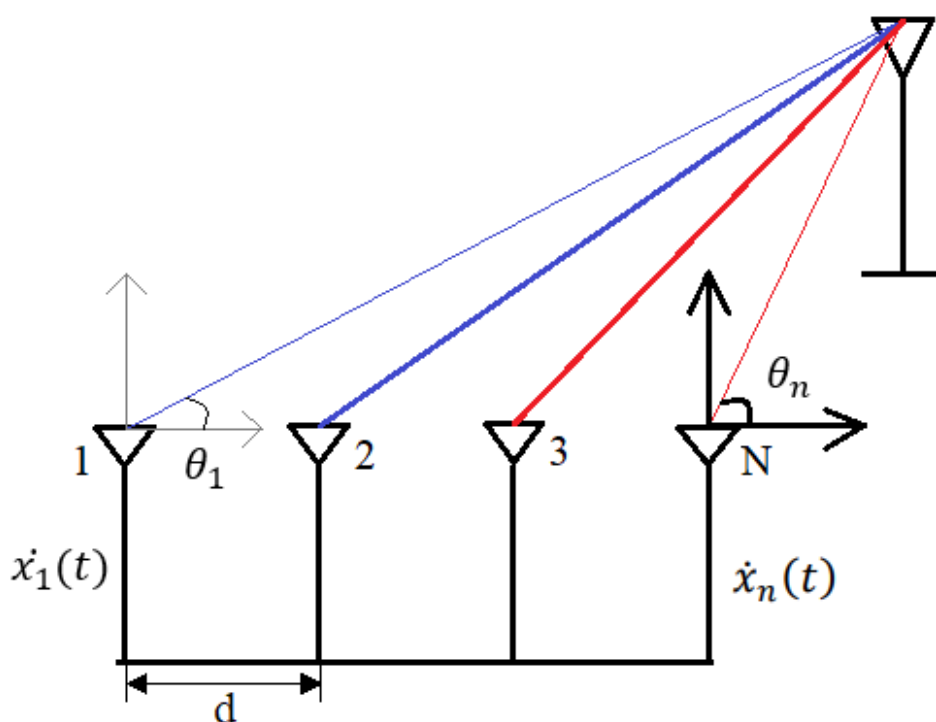


Рис. 3.1.1 N елементна антенна решітка з одним випромінювачем.

Дані в приймальних каналах при моделюванні методом MUSIC можна описати функцією (3.1.1):

$$\dot{x}_n(t) = \sum_{M=1}^M A_N(\theta) * \dot{S}_N(t) + \dot{n}_N(t) \quad (3.1.1)$$

Розпишемо складові функції більш детально. Функція $A_N(\theta)$ це матриця-вектор антенної решітки (3.1.2), яка залежить від конфігурації антенної решітки, типу випромінювачів та їх кількості у складі антенної решітки.

$$A_N(\theta) = [a(\theta_1) \quad \cdots \quad a(\theta_n)] \quad (3.1.2)$$

Розпишемо цю функцію більш детально з врахуванням того, що відбувається прийом двох сигналів на чотирьох елементу антенну решітку, іншою важливою умовою є те, що матриця $A_N(\theta)$ має бути розмірності $N \times L$. (3.1.3)

$$A_N(\theta) = [a(\theta_1) \quad \cdots \quad a(\theta_n)] = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{-ikd \sin \theta_1} & e^{-ikd \sin \theta_2} \\ \vdots & \vdots \\ e^{-3ikd \sin \theta_1} & e^{-3ikd \sin \theta_2} \end{bmatrix} \quad (3.1.3)$$

де $e^{-nikd \sin \theta_n}$ є значенням вектора антенної решітки. Хвильове число $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Функція $\dot{S}_k(t)$ описує сигнал (3.1.4) який був прийнятий безпосередньо на антенну решітку під деяким кутом θ_n .

$$\dot{S}_k(t) = \begin{bmatrix} \dot{S}_1(t_1) \\ \vdots \\ \dot{S}_n(t_n) \end{bmatrix} \quad (3.1.4)$$

Функція $\dot{n}_N(t)$ описує вектори власних шумів системи шуми та серидовища (3.1.5).

$$\dot{n}_N(t) = \begin{bmatrix} \dot{n}_1(t) \\ \vdots \\ \dot{n}_N(t) \end{bmatrix} \quad (3.1.5)$$

Підставивши вище описані дані отримаємо наступну матрицю (3.1.6)

$$x(t) = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{-ikd \sin \theta_1} & e^{-ikd \sin \theta_2} \\ \vdots & \vdots \\ e^{-3ikd \sin \theta_1} & e^{-3ikd \sin \theta_2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \dot{S}_1(t_1) \\ \vdots \\ \dot{S}_n(t_n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{n}_1(t) \\ \vdots \\ \dot{n}_N(t) \end{bmatrix} \quad (3.1.6)$$

Далі запишемо зі спрощенням (3.1.7)

$$x(t) = \begin{bmatrix} \dot{S}_1(t) + \dot{S}_2(t) + \dot{n}_1(t) \\ \dot{S}_1(t)e^{-ikd \sin \theta_1} + \dot{S}_2(t)e^{-ikd \sin \theta_2} + \dot{n}_2(t) \\ \dot{S}_1(t)e^{-2ikd \sin \theta_1} + \dot{S}_2(t)e^{-2ikd \sin \theta_2} + \dot{n}_3(t) \\ \dot{S}_1(t)e^{-3ikd \sin \theta_1} + \dot{S}_2(t)e^{-3ikd \sin \theta_2} + \dot{n}_4(t) \end{bmatrix} \quad (3.1.7)$$

Запишемо матрицю в загальному вигляді для зручності обрахунків. Важливо відзначити, що матриця має розмірність $N \times P$ (3.1.8), де P дорівнює кількості знімків.

$$x(t) = \begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \\ \dot{x}_4(t) \end{bmatrix} \quad (3.1.8)$$

Коваріаційна матриця прийнятих сигналів описується (3.1.9).

$$R_{xx} = \frac{1}{P} \sum_{p=0}^P x(t) * x^H(t) \quad (3.1.9)$$

де $x^H(t)$ є матрицею отриманих даних з ермітовим транспонуванням та з розмірністю $N \times L$ (3.1.10).

$$x^H(t) = [x_1^*(t) \quad x_2^*(t) \quad x_3^*(t) \quad x_4^*(t)] \quad (3.1.10)$$

Підставивши отримані матриці отримуємо матрицю коваріацій сигналу (3.1.11) з розмірністю $N \times M$ та з рангом N .

$$R_{xx} = \frac{1}{P} \sum_{p=0}^P \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \end{bmatrix} * [x_1^*(t) \quad x_2^*(t) \quad x_3^*(t) \quad x_4^*(t)] \quad (3.1.11)$$

$$R_{xx} = \begin{bmatrix} x_1(t) * x_1^*(t) & x_1(t) * x_2^*(t) & x_1(t) * x_3^*(t) & x_1(t) * x_4^*(t) \\ x_2(t) * x_1^*(t) & x_2(t) * x_2^*(t) & x_2(t) * x_3^*(t) & x_2(t) * x_4^*(t) \\ x_3(t) * x_1^*(t) & x_3(t) * x_2^*(t) & x_3(t) * x_3^*(t) & x_3(t) * x_4^*(t) \\ x_4(t) * x_1^*(t) & x_4(t) * x_2^*(t) & x_4(t) * x_3^*(t) & x_4(t) * x_4^*(t) \end{bmatrix} \quad (3.1.11)$$

Наступний етап методу MUSIC - це знаходження власних значень коваріаційної матриці прийнятого сигналу (3.1.12). Власні значення матриці це скалярне значення, на яке власний вектор домножується під час лінійного перетворення. В свою чергу вони будуть необхідні для знаходження власних векторів матриці.

$$R_{xx} l = \lambda * l \quad (3.1.12)$$

$$R_{xx} l = \begin{bmatrix} x_1(t) * x_1^*(t) - \lambda & x_1(t) * x_2^*(t) & x_1(t) * x_3^*(t) & x_1(t) * x_4^*(t) \\ x_2(t) * x_1^*(t) & x_2(t) * x_2^*(t) - \lambda & x_2(t) * x_3^*(t) & x_2(t) * x_4^*(t) \\ x_3(t) * x_1^*(t) & x_3(t) * x_2^*(t) & x_3(t) * x_3^*(t) - \lambda & x_3(t) * x_4^*(t) \\ x_4(t) * x_1^*(t) & x_4(t) * x_2^*(t) & x_4(t) * x_3^*(t) & x_4(t) * x_4^*(t) - \lambda \end{bmatrix} \quad (3.1.12)$$

Власні вектори це вектори, які зберігають свій напрямок після проходження лінійного перетворення. Вони ж необхідні для виконання спектрального розкладу матриці. Після знаходження власних векторів , виникає залежність що L власних векторів мають відношення до сигналів, а $N-L$ власні вектори мають відношення до шуму. В результаті отримаємо матрицю підпростору, яка складається з власних векторів шуму (3.1.13).

$$e = [e_3 \quad e_4] \quad (3.1.13)$$

Відомо, що власні вектори підпростору шуму є ортогональними відносно векторів самої антенної решітки. Після підстановки отриманих даних (3.1.13) у знаменник рівняння псевдоспектру MUSIC (3.1.14, 3.1.15), отримаємо пеленгаційну функцію, яка при відображенні на графіку дає піки, які будуть відповідати кутам падіння.

$$P(\theta) = \frac{a(\theta) \times a^*(\theta)}{a^H(\theta) \times [l_3 \quad l_4] \times \begin{bmatrix} l_3^* \\ l_4^* \end{bmatrix} \times a(\theta)} \quad (3.1.14)$$

$$a(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-ikd \sin \theta_1} \\ e^{-2ikd \sin \theta_1} \\ e^{-3ikd \sin \theta_1} \end{bmatrix} \quad (3.1.15)$$

Даний алгоритм пеленгації було в замкненому вигляді реалізовано в середовищі MathLab для випадку чотирьохканальних і двоканальних пеленгаторних систем. Лістінг розробленої програми наведений в додатку А до дипломної роботи.

Розділ 4. Експериментальні дослідження пеленгаційної системи.

4.1. Опис та випробування експериментального стенду.

З метою дослідження можливостей підпросторового методу MUSIC на різних частотах і в різних режимах було створено експериментальний стенд, який складається з двоелементної антенної решітки, двоканального приймального SDR типу Blade RF і комп'ютера, на якому зберігаються прийняті дані каналів і далі обробляються розробленою програмою алгоритму MUSIC в середовищі MatLab. Антенна решітка на основі двох друкованих вібраторних випромінювачів досліджуваної пеленгаторної системи показана на Рис. 3.1. Антенна решітка була розроблена таким чином щоб мати можливість змінювати між елементну відстань і проводити вимірювання на частотах в діапазоні від 1000 МГц до 2500 МГц



Рис. 4.1. Фото двоелементної антенної решітки пеленгаційної системи

В якості випромінюючого джерела електромагнітної хвилі було використано малопотужний векторний генератор сигналів із коаксіальним виходом, до якого в ході досліджень під'єднувались антени різних типів: широкосмуговий

слабонаправлений друкований випромінювач (як на Рис. 4.1.), логоперіодична вібраторна антена з діапазоном робочих частот 500...2000МГц і коефіцієнтом підсилення 9дБ, спіральна антена колової поляризації з робочим діапазоном частот 1500...1900МГц. Для генерації сигналу було використано генератор VSG60A від компанії Signal Hound, показаний Рис. 4.2, який має доволі широкий діапазон налаштування частоти від 50 МГц до 6000 МГц і можливістю генерувати сигнали із різними типами модуляції із миттєвою смугою до 40 МГц.



Рис. 4.2.

Для роботи з двоканальним Blade RF було написана конфігураційна програма, в якій виставлялись параметри приймальних каналів SDR програмному пакеті GNU Radio (Рис. 4.3). GNU Radio – це програмний пакет, який дозволяє проводити розробку програмного забезпечення з відкритим вихідним кодом. В більшості випадків створення програми відбувається завдяки блокам, які вже є написаними програмами, які дозволяють проводити прийом, передачу та обробку сигналів. За необхідності в програмному пакеті GNU Radio є можливість створення власних блоків на мові Python, C++. Використовується цей програмний пакет з майже усім доступним та недорогим зовнішнім радіочастотним обладнанням для створення радіостанцій.

GNU Radio можливо використовувати без обладнання у середовищі, яке є подібним до симулятора. Цей пакет в наш час широке застосування знайшов в аматорських, академічних і комерційних колах для підтримки досліджень бездротового зв'язку, та створення реальних радіосистем.

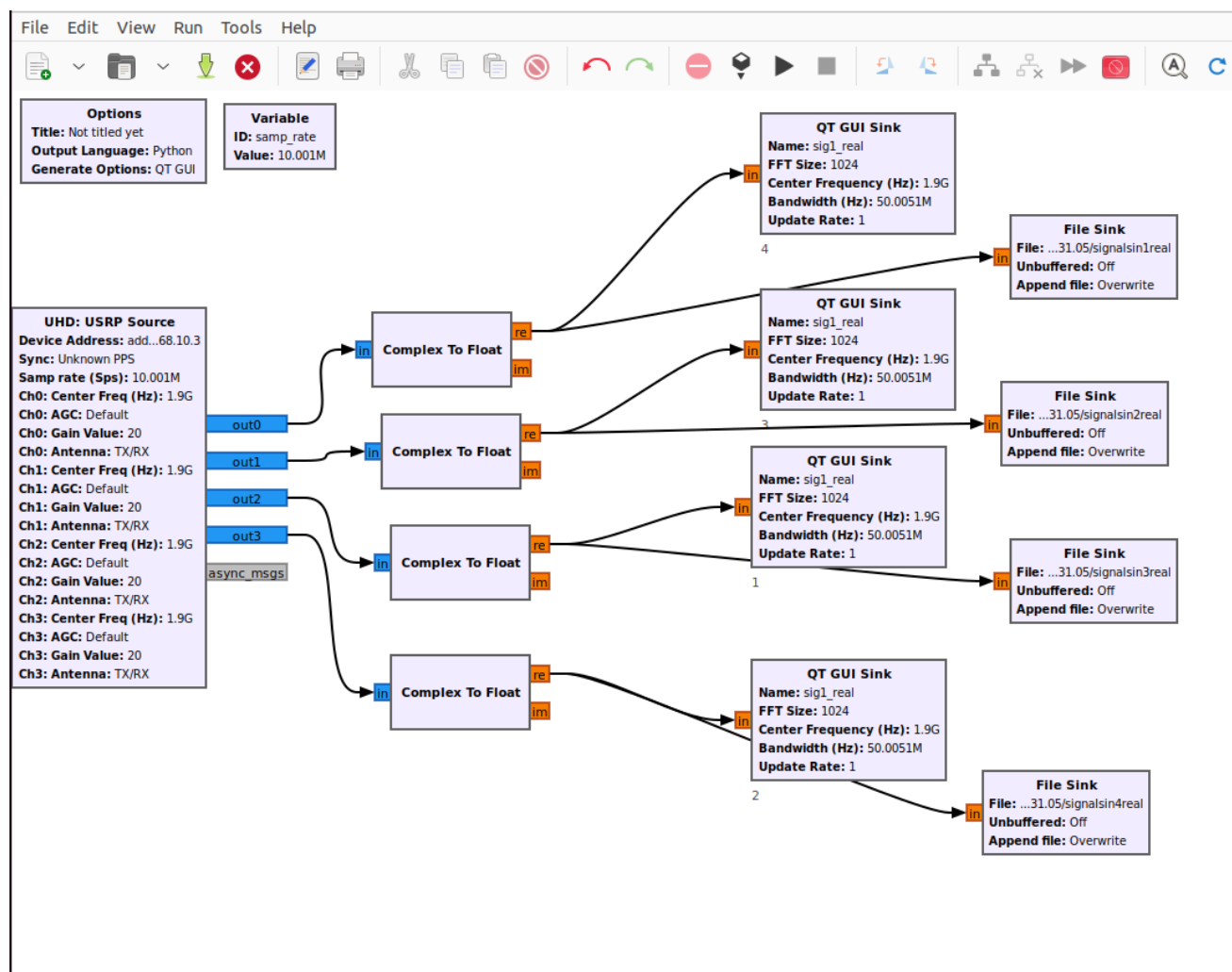


Рис. 4.3. Розроблена конфігураційна програма в GNU Radio.

Програма в GNU Radio дозволяє зберегти прийняті комплексні послідовності сигналів від двох антен на комп'ютері у вигляді файлу. Далі цей файл зчитувався програмою в MatLab, яка реалізує алгоритм MUSIC для двоканальної пеленгаторної системи (Рис. 4.4). Також для дослідів та перевірки результатів було написано програми, які показували графіки записаних сигналів від SDR в часовій та частотній областях.

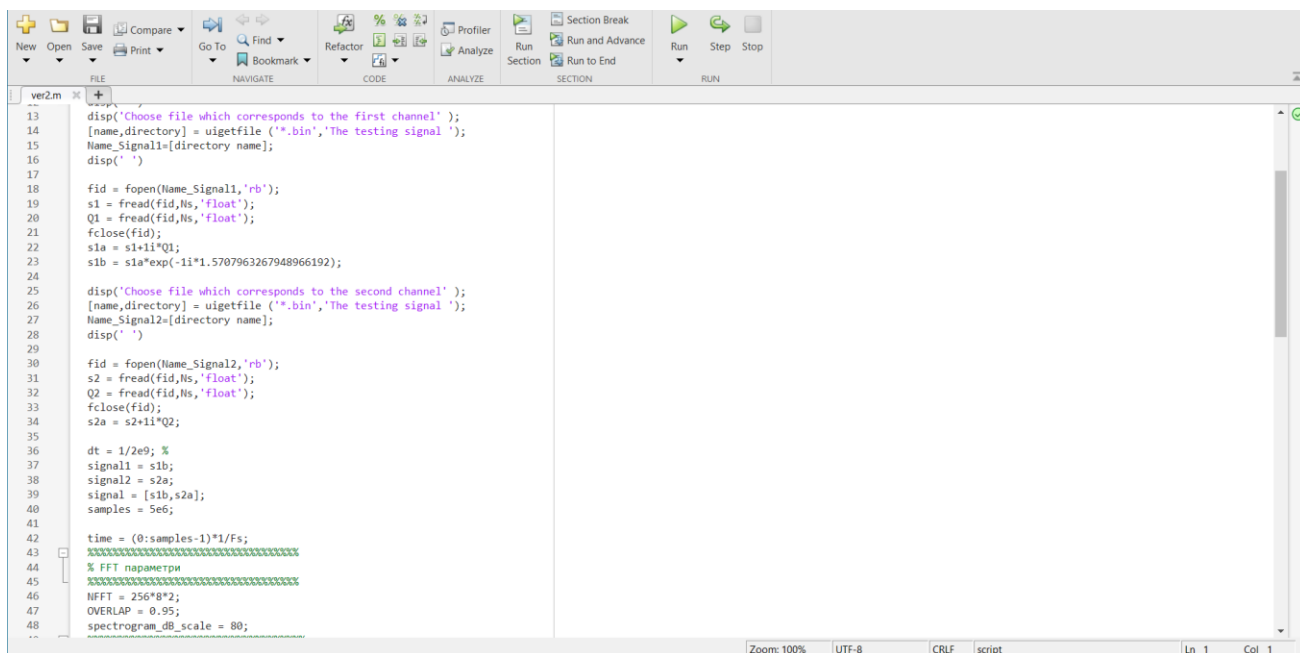


Рис. 4.4. Фрагмент коду MatLab зчитування даних із файлів.

4.2. Метод самокорекції для виправлення амплітудних та фазових нерівномірностей в приймальних каналах.

Як було відмічено в першому розділі роботи, амплітудні та фазові неідентичності приймальних каналів в значній мірі впливають на ефективність методу MUSIC та точність визначення кута приходу хвилі на пеленгатор в реальних умовах. У цій роботі для виправлення неідентичності в каналах було використано методику самокорекції. Для налаштування пеленгаторної системи було проведено ряд дослідів на відкритій місцевості (Рис. 4.5-4.7). Для цього дослідження було використано на прийомі чотириканальна антенна решітка (4.6), виходи якої попарно було підключено до двох двоканальних SDR Blade RF. Для формування електромагнітної хвилі джерела було використано логоперіодичну антену (рис. 4.7). Відстань при прямому наведенні (тобто пеленгаційний кут є рівним нулю) передавальної антени на приймальну антенну решітку складала 11 м. Знято було біля десяти різних дослідів зі зміною кута приходу хвилі на частоті 1800 МГц. Потужність сигналу з генератора VSG60A складала біля 0 дБм. Досліди показали, що головним джерелом помилок визначення кута була неідентичність фаз трактів приймальної системи, тобто другий приймальний канал був зміщений по фазі відносно першого приймального каналу. Це можна побачити на Рис. 4.9.

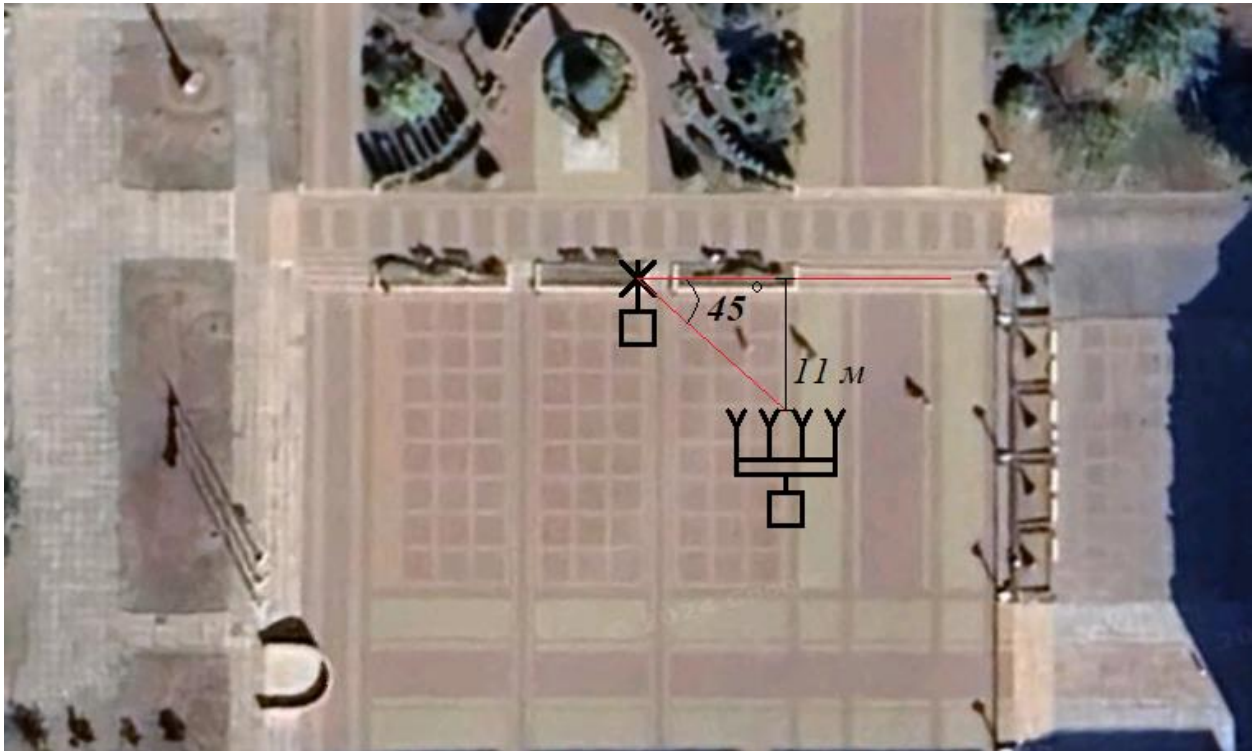


Рис. 4.5 Схема проведеного експерименту на площі Знань КПІ ім. Ігоря Сікорського



Рис. 4.6. Антенна решітка, яка розташована під кутом рівним 0° відносно передавальної антени в ході експерименту.



Рис. 4.7. Логоперіодична антена на штативі з градусною шкалою.

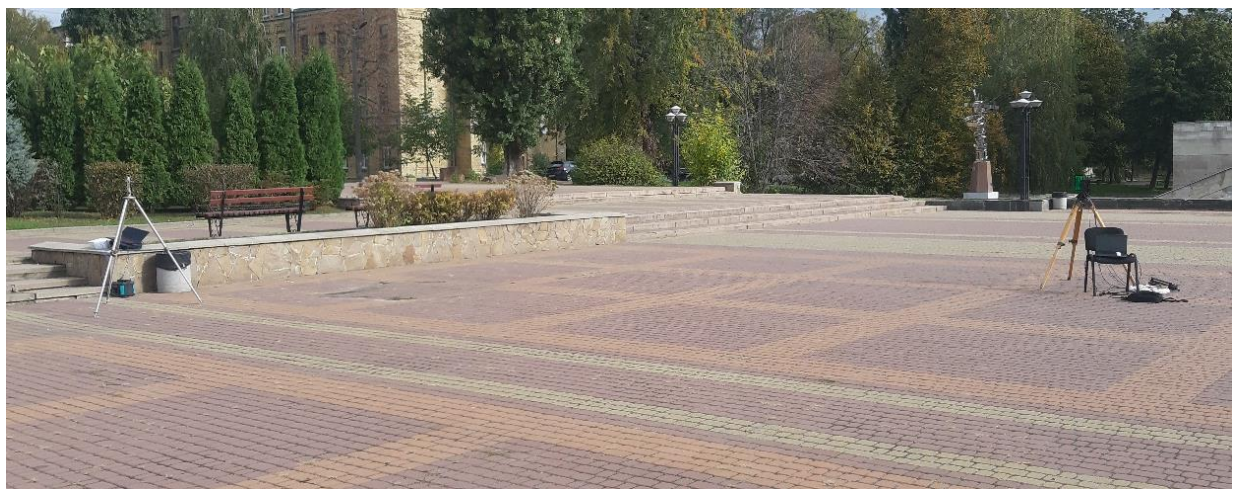


Рис. 4.8. Дослідження двоканальної пеленгаторної системи на площі Знань
КПІ ім. Ігоря Сікорського.

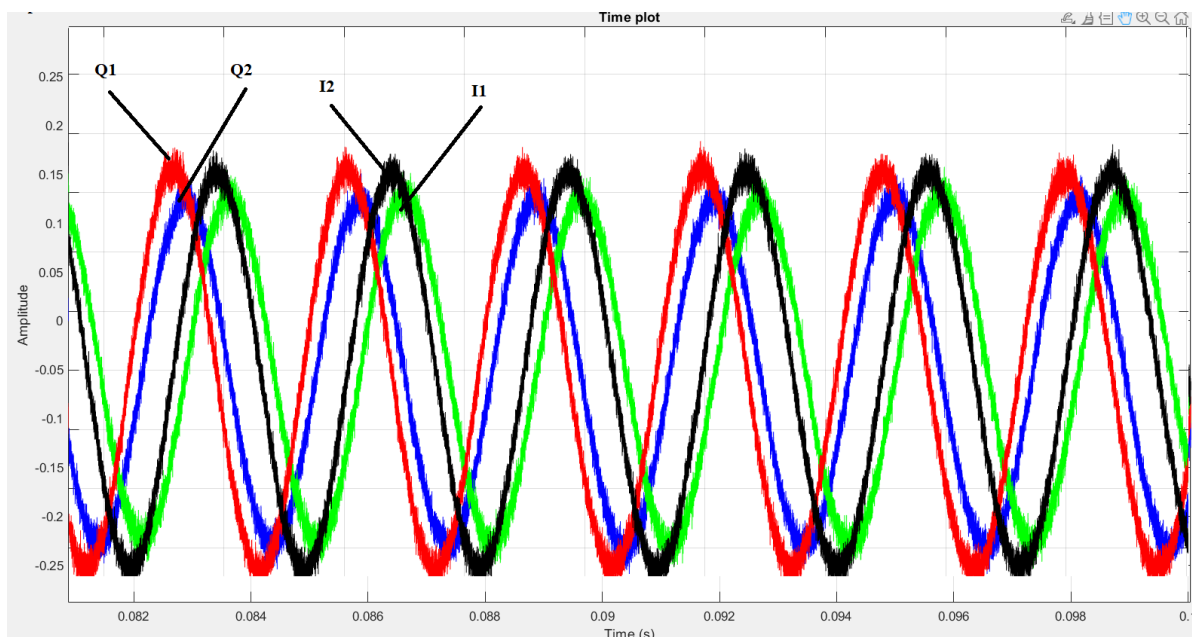


Рис. 4.9. Прийняті квадратурні компоненти IQ сигналів, записані з двох каналів SDR та відображені в часовій області для експерименту Рис. 4.6.

На рис. 4.9 зображено графіки квадратурних компонент I та Q записаних сигналів двох каналів, коли джерело сигналу було розташовано по нормалі до площини пеленгаторної антенної решітки (Рис. 4.6). Джерело випромінювало гармонічний сигнал з частотою 1,8 ГГц. Частота гетеродина SDR було сконфігурована на значення 1,8 ГГц також. Отже на Рис 4.9 можна бачити синусоїдальний сигнал із частотою близько 300 Гц, який є різницею частоти сигналу джерела і частоти гетеродину SDR. Кожний сигнал має в собі уявну та реальну частину. Для першого сигналу це зелений та синій графіки, чорна та червона криві відповідають за другий сигнал. Зсув фаз між сигналами є доволі критичним для визначення кута приходу хвилі. Далі наведені результати отримані при вимірюванні з цим зсувом, а також після виконання методики фазової корекції каналів. Результати були отримані для азимутальних кутів розташування одного синусоїдального джерела сигналу рівного 0° , 5° , 10° , 15° , 20° , 25° , 30° , 35° , 40° , 45° і 55° відповідно. На Рис. 4.10...4.28 приведені пораховані по реальним записаним експериментальним даним пеленгаційні криві методу MUSIC.

1. Джерело випромінювання знаходиться під кутом рівним 0° .

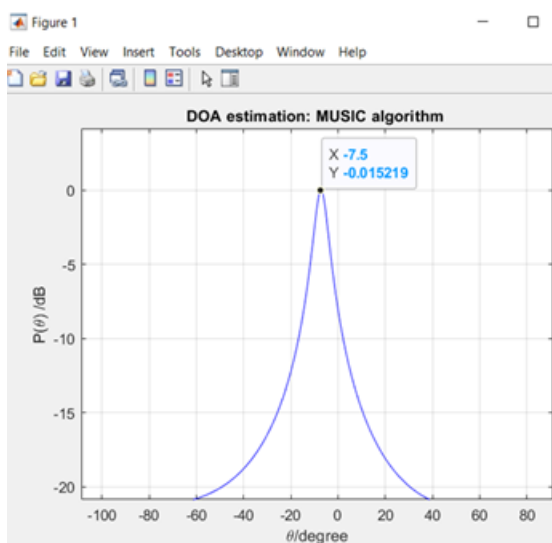


Рис. 4.10. До фазової корекції.

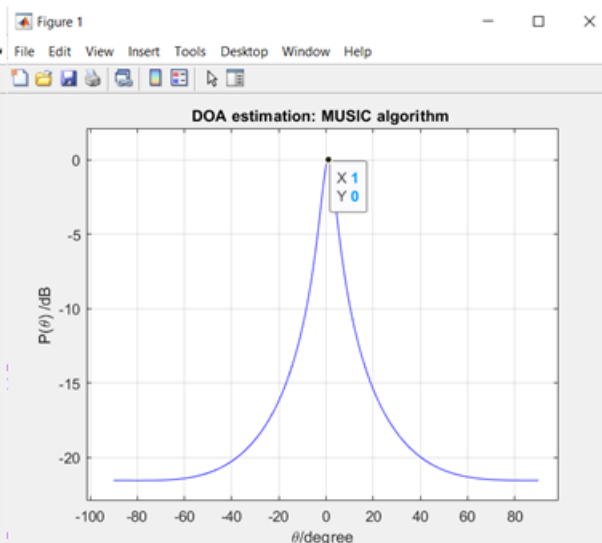


Рис. 4.11. Після фазової корекції.

Як, видно, з рис. 4.10 результат не відповідає дійсності і є рівним -7.5 градусів. Але після внесення відповідної фазової корекції отримуємо значення азимутального кута, який є рівним 1 градус рис. 4.11, тобто похибка визначення кута зменшена. Похибку в 1 градус можна списати під людський фактор та можливу незначну неточність при проведенні експерименту.

2. Джерело випромінювання знаходиться під кутом рівним 5° .

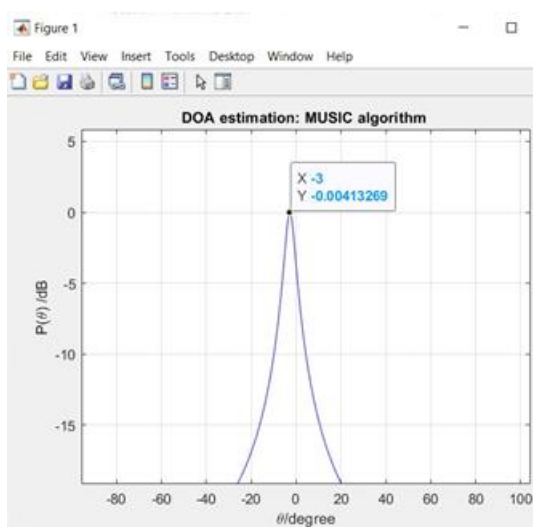


Рис. 4.11. До фазової корекції.

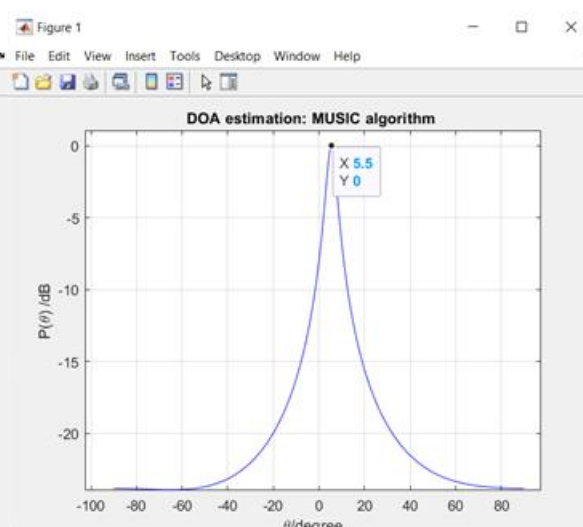


Рис. 4.12. Після фазової корекції.

З рис. 4.11 видно, що результат не відповідає дійсності і є рівним -3 градуси.

Але після внесення відповідної фазової корекції отримуємо кут, який є рівним 5.5 градусів рис. 4.12.

3. Джерело випромінювання знаходиться під кутом який є рівним 10° .

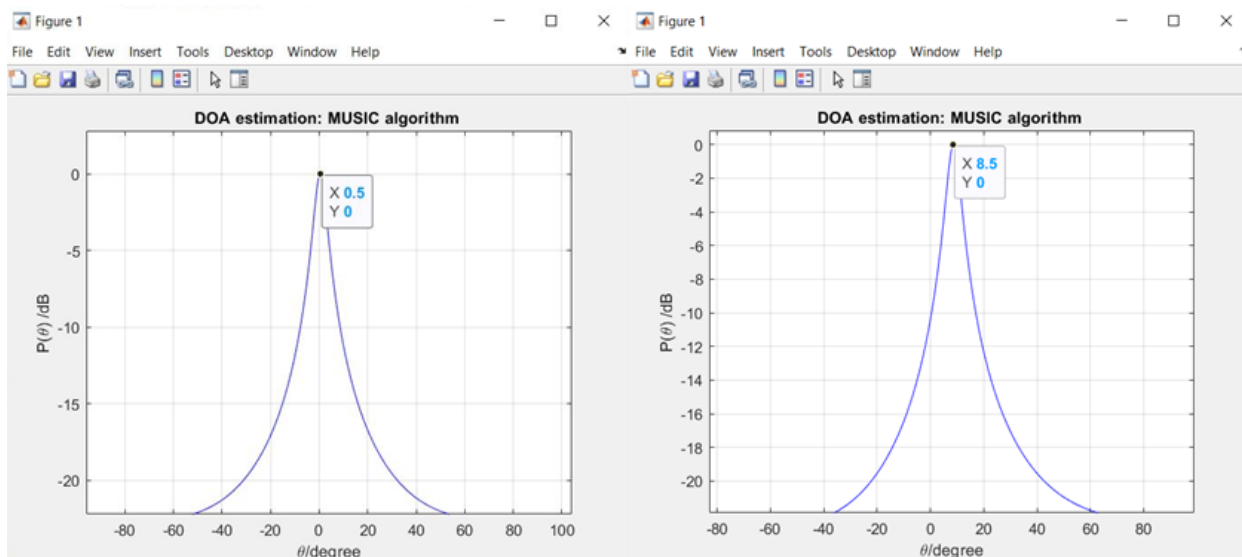


Рис. 4.13. До фазової корекції.

Рис. 4.14. Після фазової корекції.

З рис. 4.13 видно, що результат не відповідає дійсності і є рівним 0.5 градусів. Але після внесення відповідної фазової корекції отримуємо кут, який є рівним 8.5 градусів рис. 4.14.

4. Джерело випромінювання знаходиться під кутом який є рівним 20° .

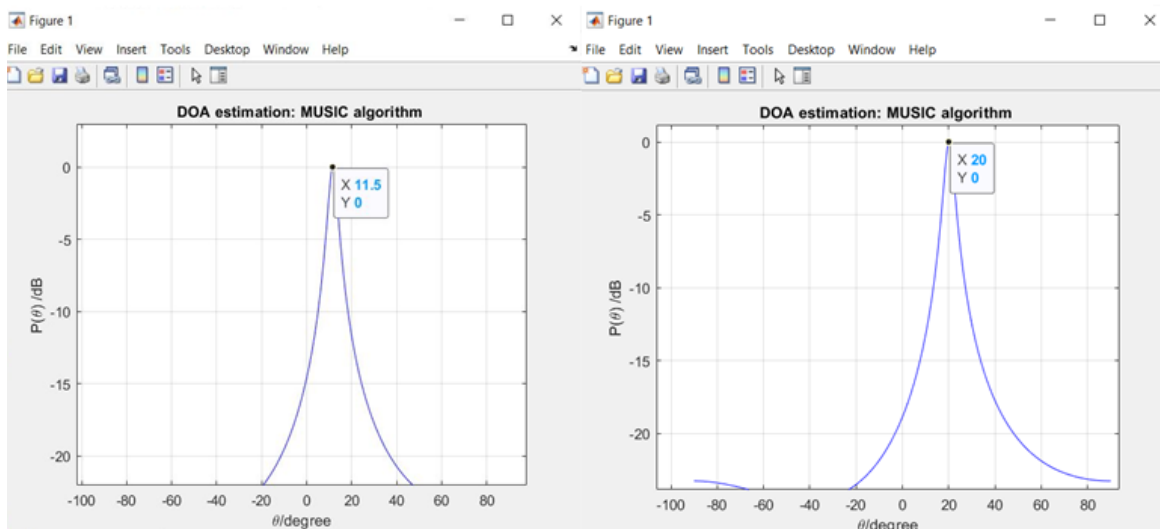


Рис. 4.15 До фазової корекції.

Рис. 4.16. Після фазової корекції.

З рис. 4.15 видно, що результат не відповідає дійсності і є рівним 11,5 градусів. При

цьому після внесення відповідної фазової корекції отримуємо кут, який є рівним 20 градусам рис. 4.16.

5. Джерело випромінювання знаходиться під кутом який є рівним 30° .

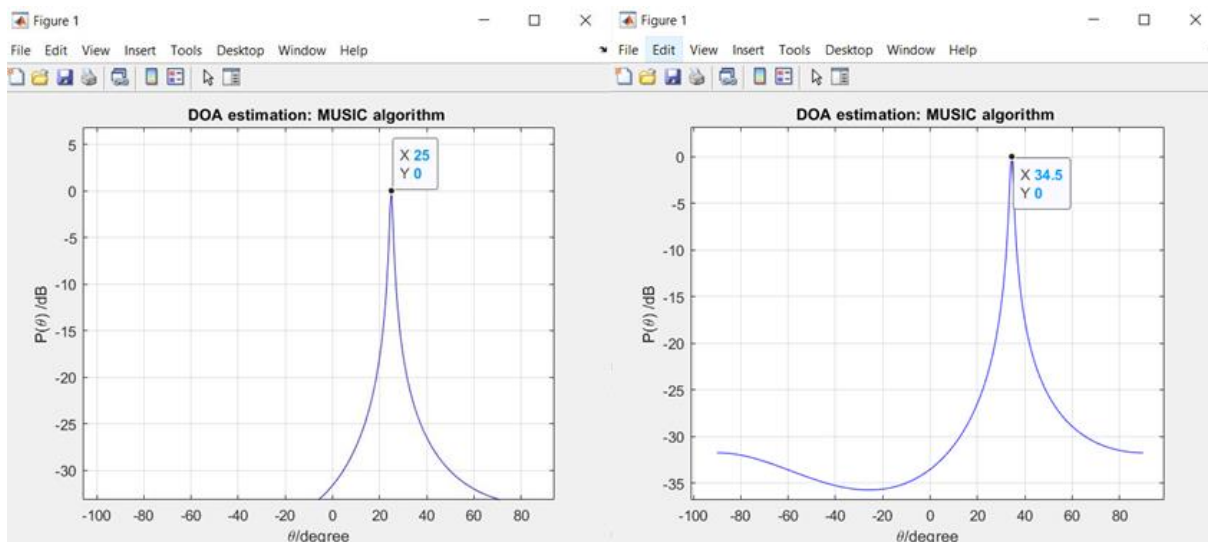


Рис. 4.17. До фазової корекції.

Рис. 4.18. Після фазової корекції.

З рис. 4.17 видно, що результат не відповідає дійсності і є рівним 25 градусів. Але після внесення відповідної фазової корекції отримуємо кут який є рівним 34.5 градусів рис. 4.18.

6. Джерело випромінювання знаходиться під кутом, який є рівним 40° .

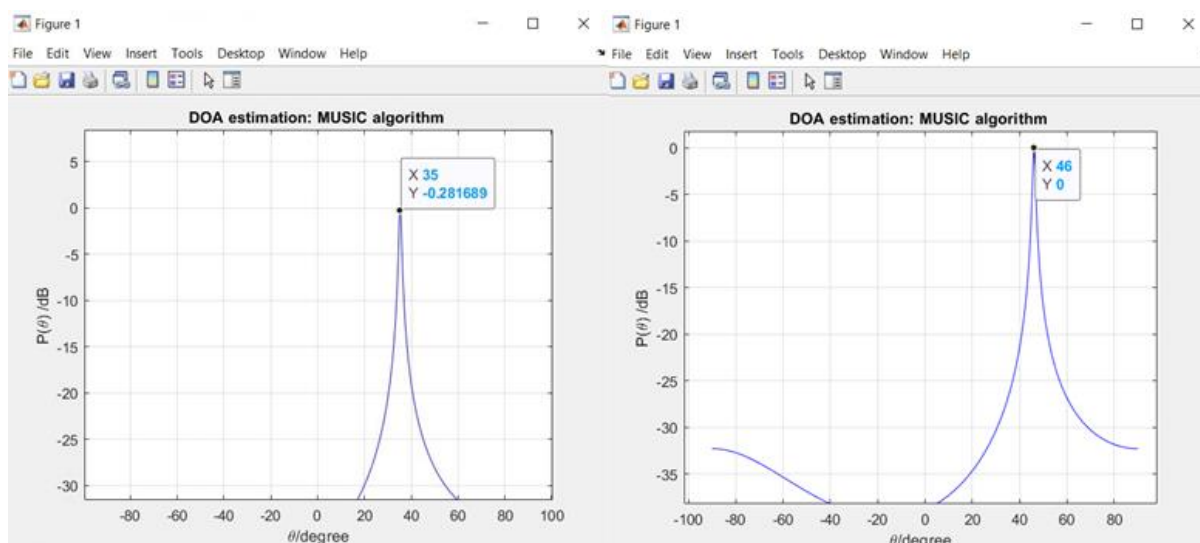


Рис. 4.19. До фазової корекції.

Рис. 4.20. Після фазової корекції.

З рис. 4.19 видно, що результат не відповідає дійсності і є рівним 35 градусів. Але

після внесення відповідної фазової корекції отримуємо кут який є рівним 46 градусів рис. 4.20.

7. Джерело випромінювання знаходиться під кутом рівним 45° .

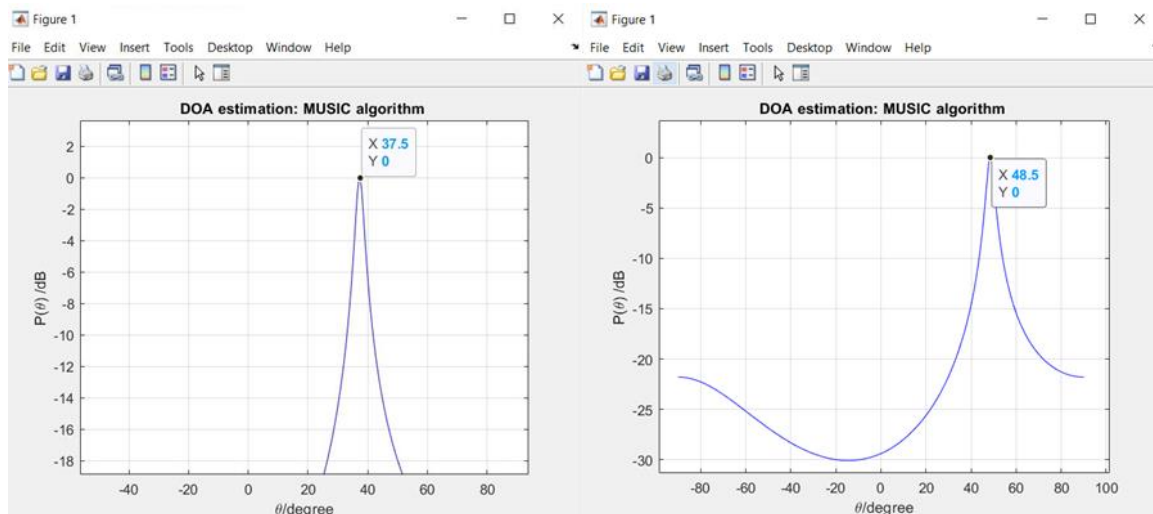


Рис. 4.21. До фазової корекції.

Рис. 4.22. Після фазової корекції.

З рис. 4.21 видно, що результат не відповідає дійсності і є рівним 37.5 градусів. Але після внесення відповідної фазової корекції отримуємо кут який є рівним 48.5 градусів рис. 4.22.

8. Джерело випромінювання знаходиться під кутом рівним 55° .

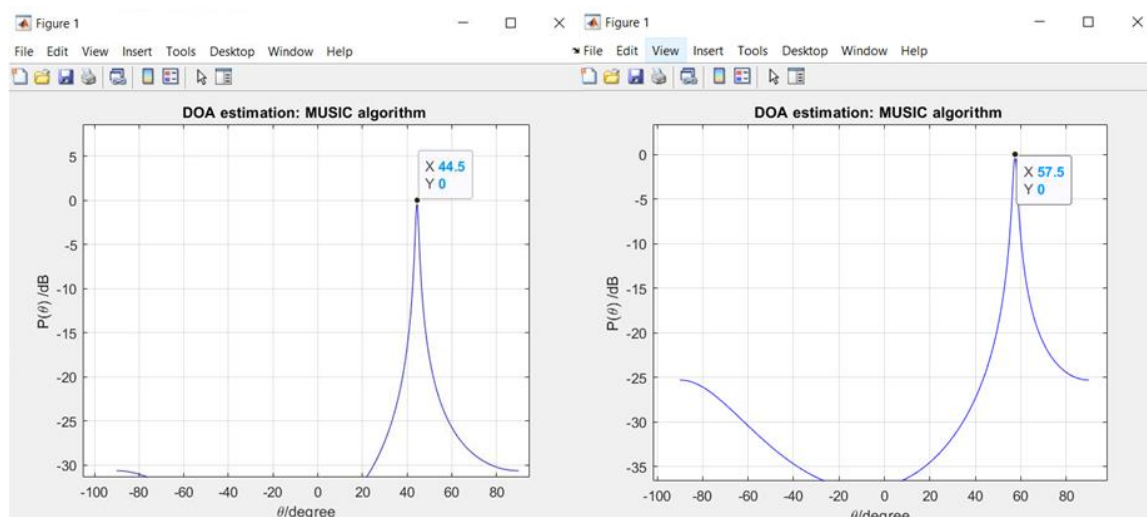


Рис. 4.23. До фазової корекції.

Рис. 4.24. Після фазової корекції.

З рис. 4.23 видно, що результат не відповідає дійсності і є рівним 44.5 градусів. Але після внесення відповідної фазової корекції отримуємо кут, який є рівним 57.5

градусів (рис. 4.24).

Отримані результати внесені в таблицю 1.

Таблиця 1.

Кут розташування джерела випромінювання	Отриманий кут без фазової корекції	Отриманий кут після фазової корекції
0°	-7°	1°
5°	-3°	5.5°
10°	0.5°	8.5°
20°	11.5°	20°
30°	25°	34.5°
40°	35°	46°
45°	37.5°	48.5°
55°	44.5°	57.5°

З таблиці бачимо, що фазова неузгодженість в каналах прийому викликала значну похибку яка присутня на всіх вимірюваннях і виглядає, як систематична.

Тепер розглянемо більш детально саму математику та механізм внесення відповідної фазової корекції. Розрахунок показаний на рис. 4.25. Дані для визначення затримок в часі були взяті з рис. 4.9.

$$\begin{aligned}\Delta_1 & \approx 0.0001 \\ \Delta_2 & \approx 0.0007 \\ \Delta\varphi & \approx \frac{\Delta_1}{\Delta_2} \cdot \pi \rightarrow 0.44879895051282760549\end{aligned}$$

Рис. 4.25 Розрахунок коригуючого значення додаткового зсуву фаз

Значення $\Delta 1 = 0.0001$ рис. 4.26 та рис. 4.27.

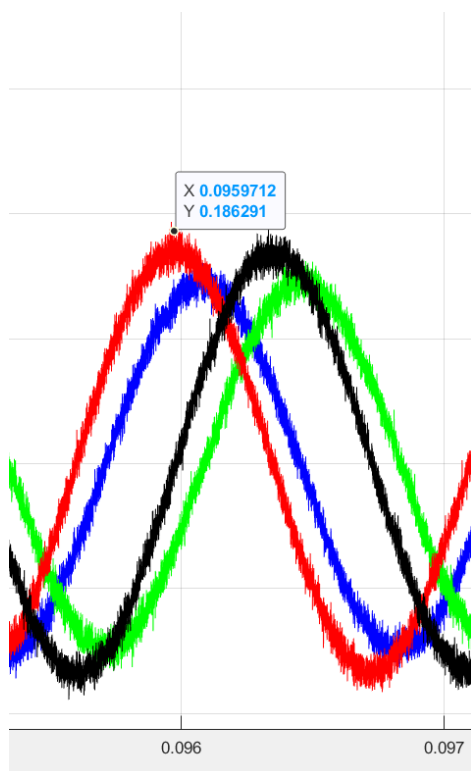


Рис. 4.26.

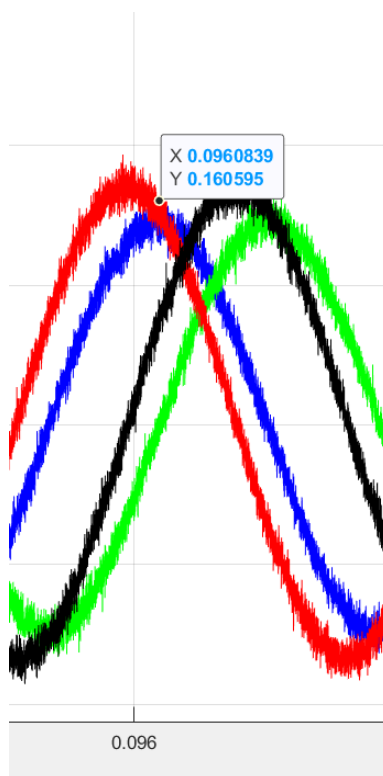


Рис.4.27.

Значення $\Delta 2 = 0.0007$ рис. 4.28 та рис. 4.29.

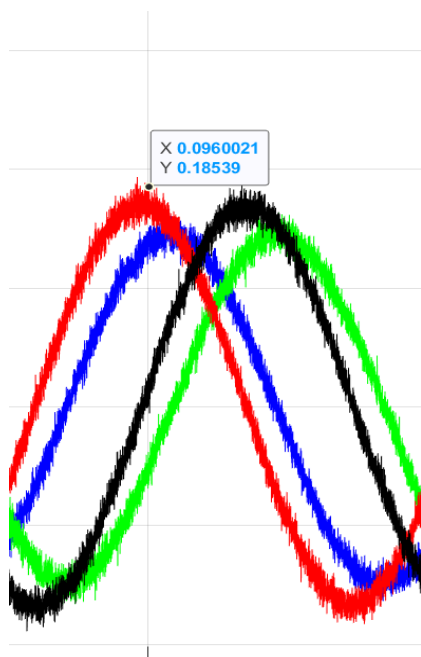


Рис. 4.28.

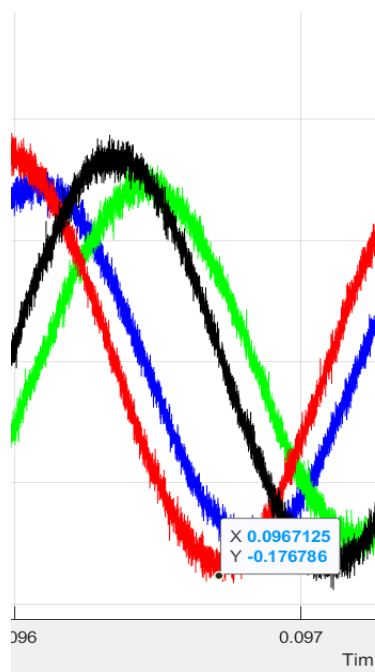


Рис. 4.29.

Внесення відповідних змін в програму методу MUSIC наведено на Рис. 4.30.

```
fid = fopen(Name_Signal2,'rb');
Q2 = fread(fid,Ns,'float'); %format of file
fclose(fid);

s2a = s2+1i*Q2;
s2b = s2a*exp(-1i*0.4488);|
% формування аналітичного сигналу 2-го каналу
xx=[s1a s2b];
x=xx';
R=x*x';
[N,V]=eig(R);
NN=N(:,1:M-P);
theta=-90:0.5:90;
for ii=1:length(theta)
SS=zeros(1,length(M));
```

Рис. 4.30. Код методики корекції фази в програмному середовищі MATLAB.

На практиці знаходження фазового зсуву між компонентами двох сигналів може бути автоматизовано шляхом застосування операції прямого перетворення Фур'є над записаними послідовностями сигналів.

Висновок : В цьому розділі було розглянуто вимірювальний стенд та його основні компоненти. Також був проведений детальний аналіз впливу фазових неідентичностей в каналах на роботу методу MUSIC, наведена методика корекції фази.

4.3. Результати дослідів по впливу зміни рівня сигналу на визначення кута приходу хвилі.

Досліди, які стосуються залежності точності визначення кута приходу хвилі при різних співвідношеннях сигнал/шум були проведені на натурних випробуваннях з наступними заданими параметрами: робоча частота джерела сигналу дорівнює 1801,5 МГц. Частота гетеродину SDR дорівнює 1800 МГц. Рівень сигналу з генератора змінювався від -10 дБм до 10 дБм із кроком 10 дБ. Між передавальною антеною та приймальною пеленгаторною антеною решіткою відстань дорівнювала 6 м.

Спектр прийнятого сигналу генератору синусоїдального джерела з потужністю рівною -10 дБм, знаходиться під кутом рівним 0° .

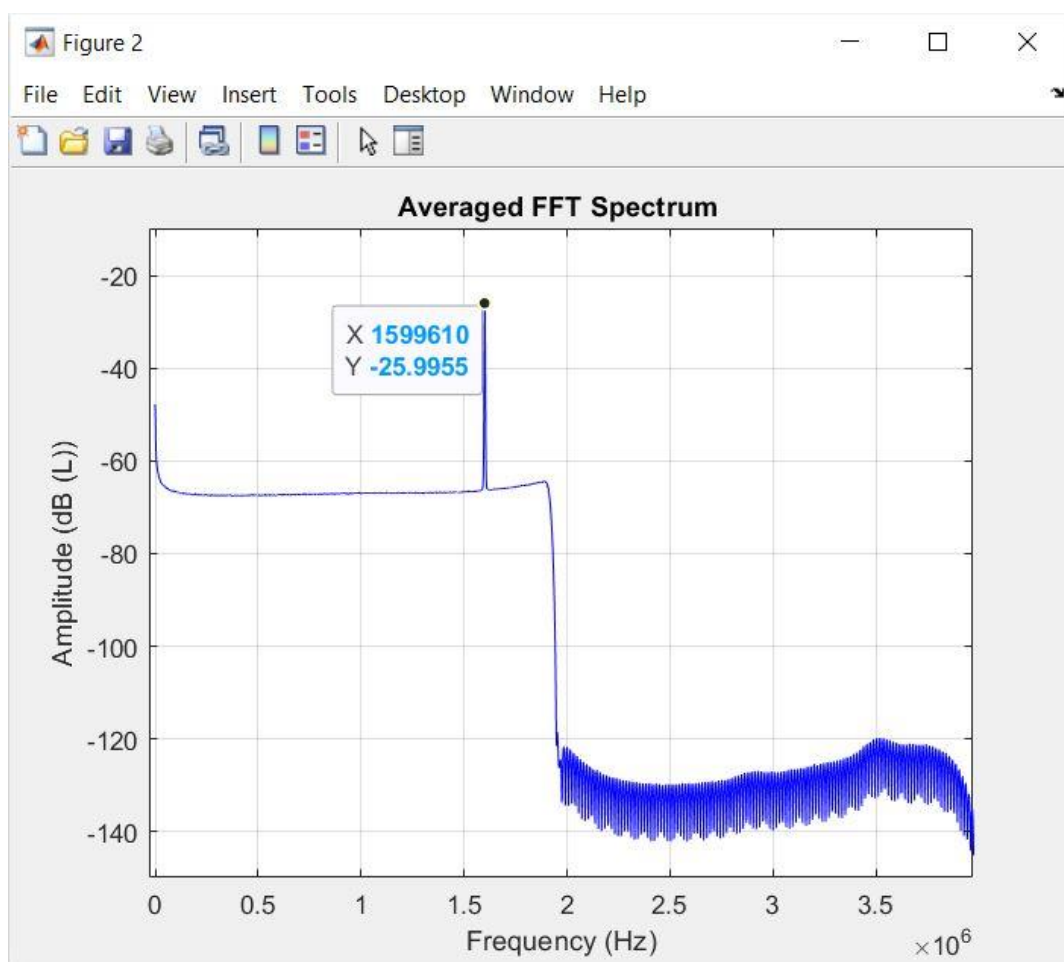


Рис. 4.31. Графік сигналу в частотній області

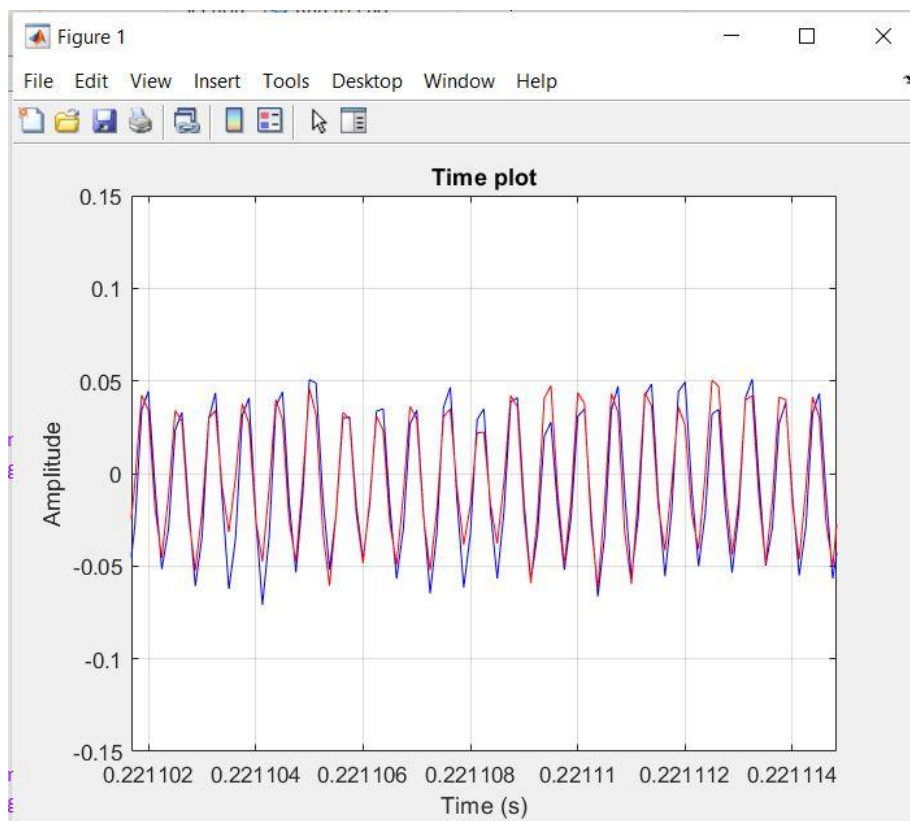


Рис. 4.32. Графік сигналу в часовій області при потужності джерела -10дБм

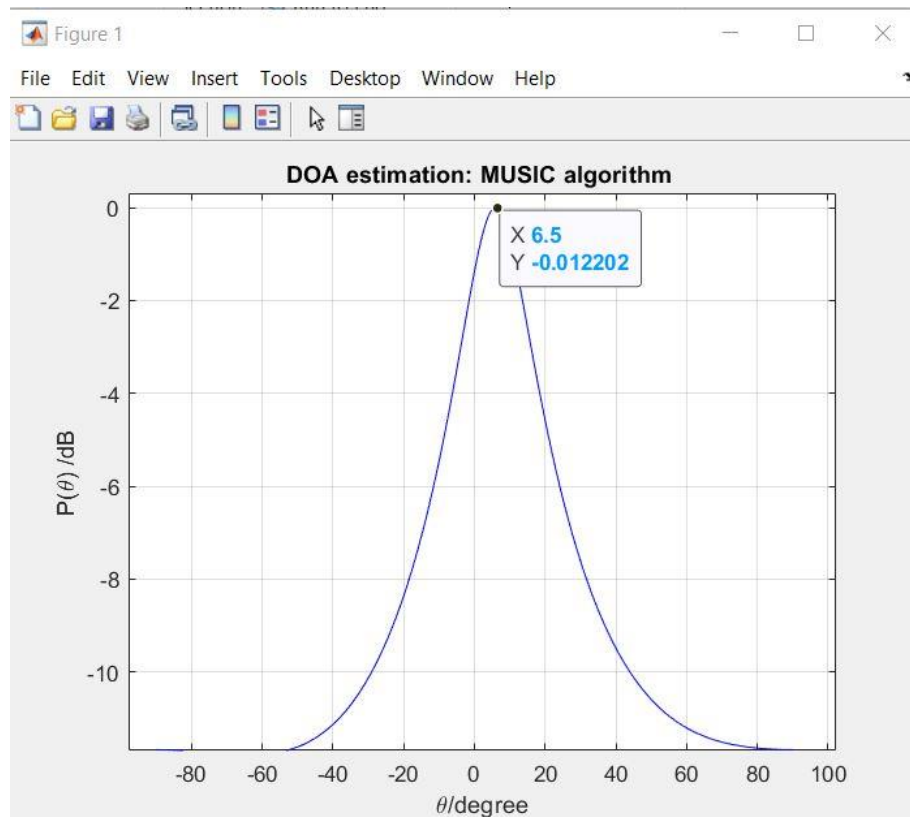


Рис. 4.33. Результат вимірювання алгоритмом MUSIC при потужності джерела -10 дБм

Криві для прийнятого сигналу в частотній області, в часі та результуюча пеленгаційна характеристика для збільшеного рівня потужності синусоїдального джерела до 0дБм показана на Рис. 4.34, 4.35, 436 відповідно

рис. 4.1.4.

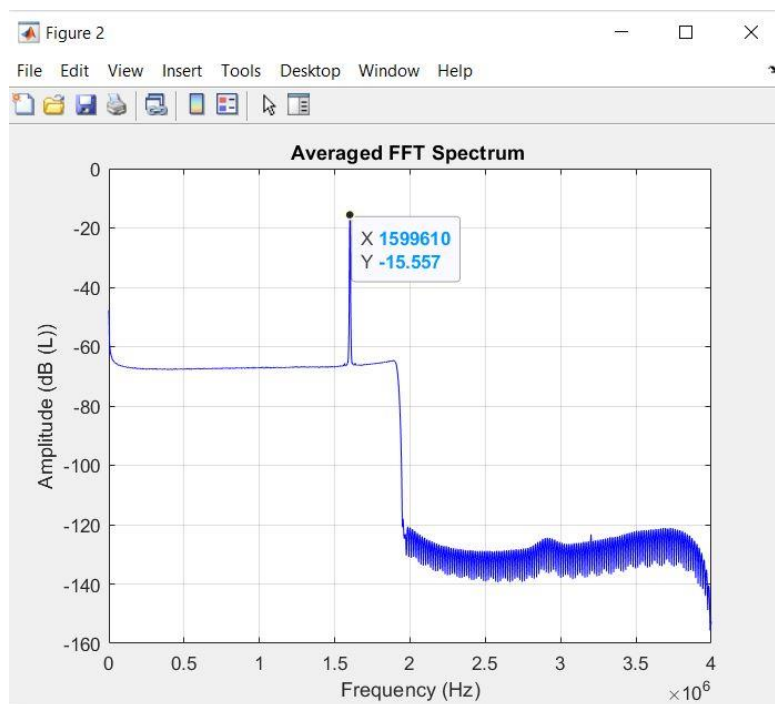


Рис. 4.34. Вигляд сигналу в частотній області при потужності джерела 0дБм.

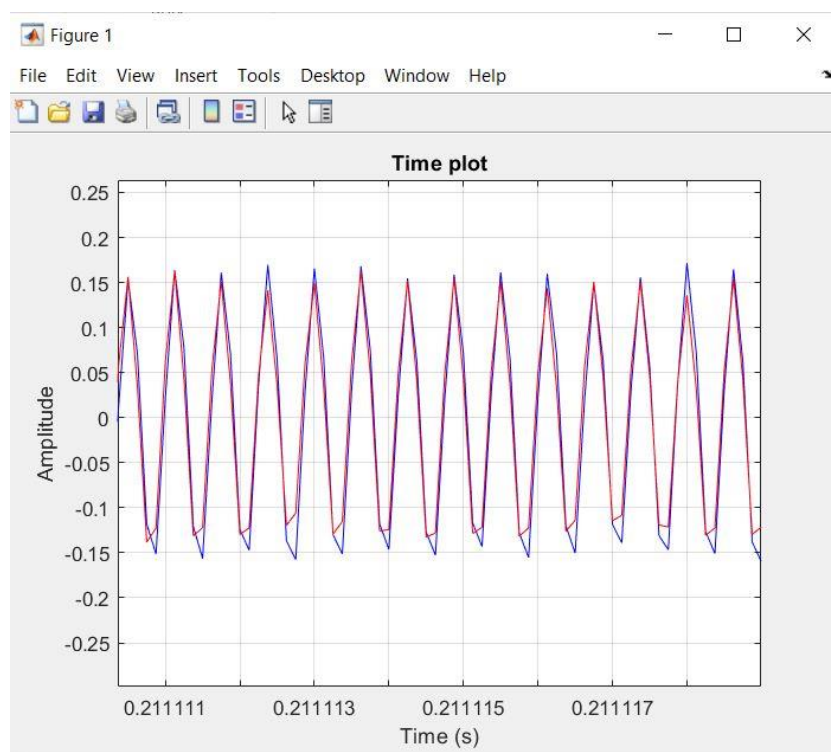


Рис. 4.35. Вигляд сигналу в часовій області при потужності джерела 0дБм.

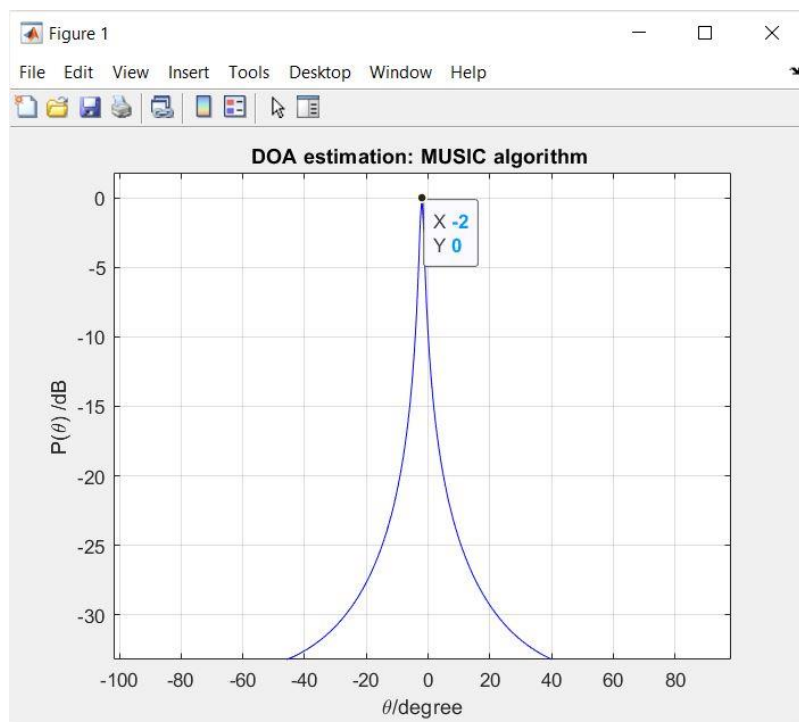


Рис. 4.36. Пеленгаційна характеристика при потужності джерела 0дБм.

Криві для прийнятого сигналу в частотній області, в часі та результуюча пеленгаційна характеристика для збільшеного рівня потужності синусоїдального джерела до 10 дБм показана на Рис. 4.37, 4.38, 4.39 відповідно.

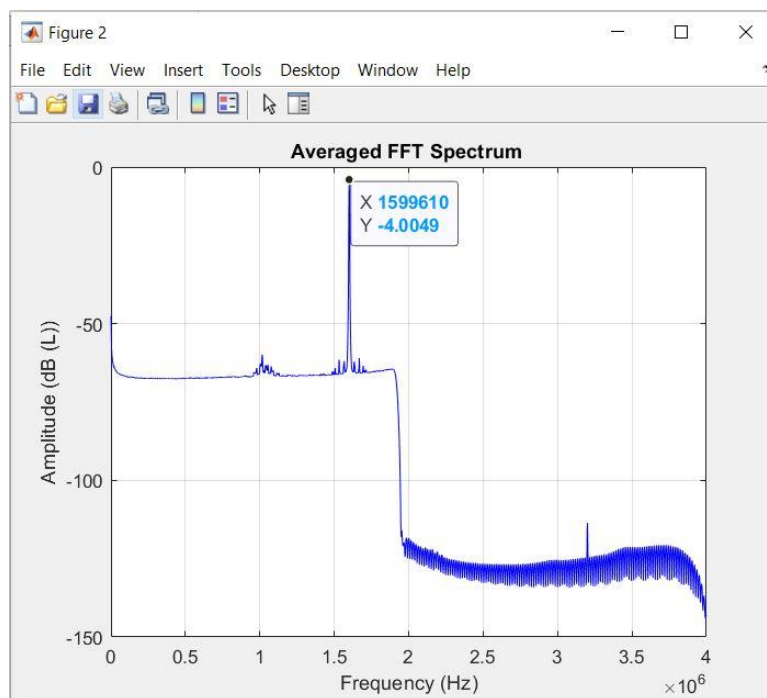


Рис. 4.37. Вигляд сигналу в частотній області при потужності джерела 10дБм.

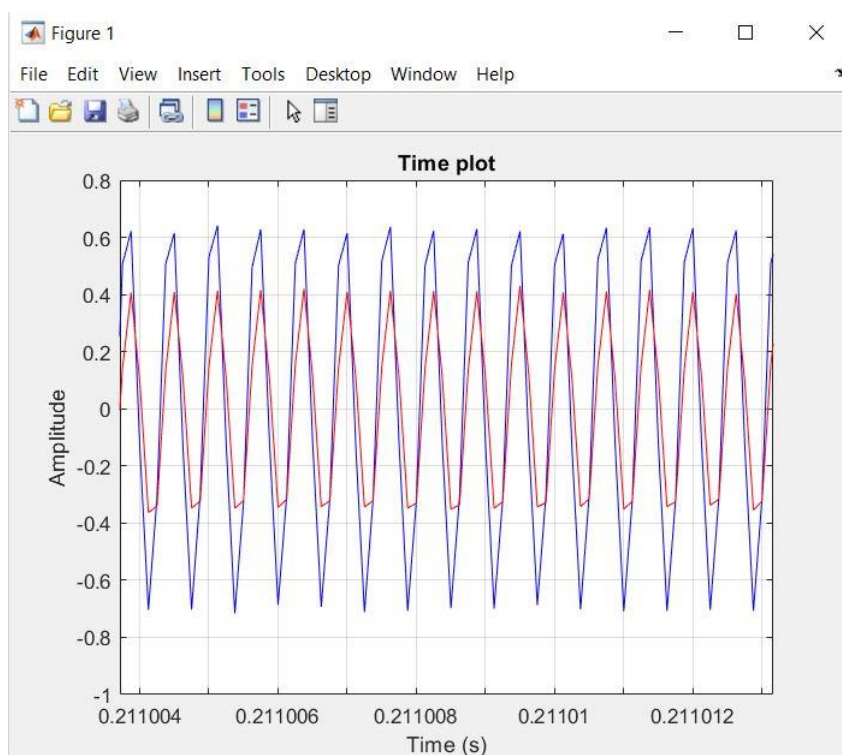


Рис. 4.38. . Вигляд сигналу в часовій області при потужності джерела 10дБм.

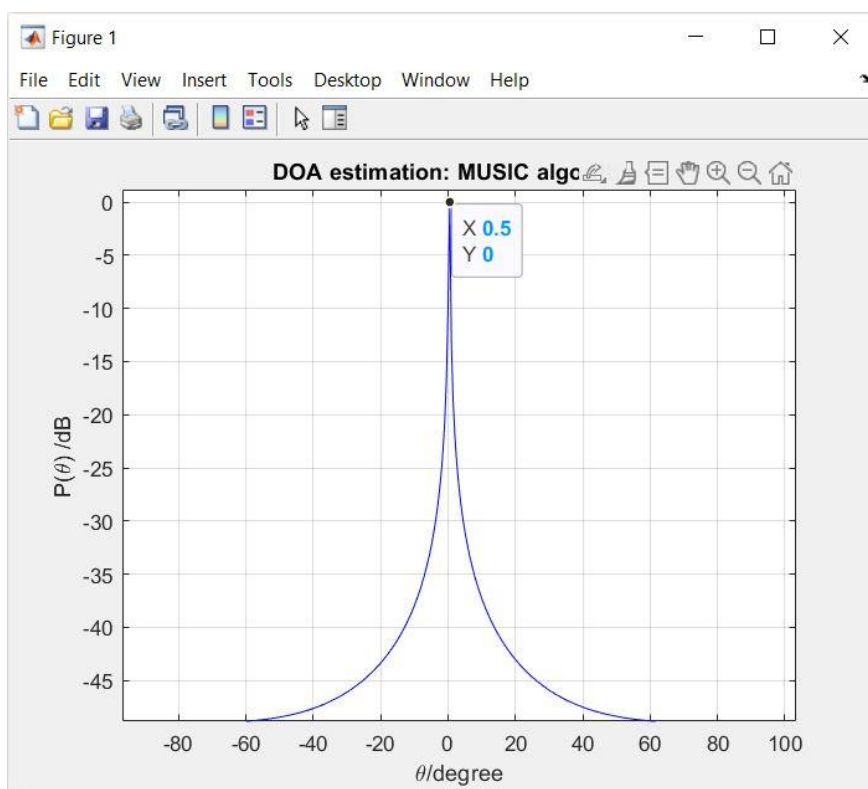


Рис. 4.39. Пеленгаційна характеристика при потужності джерела 0дБм.

При аналізі отриманих графіків можна зробити висновок, що при збільшенні рівня сигналу відбувається зменшення похибки вимірювань. Всі вимірювання відбувалися з корекцією фази.

При цьому на графіках фазові зсуви відсутні. Дані вимірювань занесені в табл. 2.

Таблиця 2

Підсилення налаштоване на генераторі	-10 дБм	0 дБм	10 дБм
Кут розташування джерела випромінювання	0°	0°	0°
Розрахований кут розташування джерела випромінювання	6,5°	- 2°	0.5°

4.4. Результати експериментальних досліджень при різних значеннях кутів орієнтації джерела відносно пеленгаційної системи.

Тут наведені результати дослідів по визначення кута приходу хвилі в реальних умовах з наступними заданими параметрами: робоча частота джерела сигналу є рівною 1800-1801 МГц; рівень потужності сигналу з генератора 10 дБм. Між передавальною антеною та приймальною антеною решіткою відстань складала 6 м. В якості антени джерела було використано спіральну антену колової поляризації. Всі вимірювання відбувалися із застосуванням фазової корекції приймальних каналів SDR, яка компенсує їх фазову неідентичність. На Рис. 4.40- 4.50 показано отримані пеленгаційні характеристики обробці отриманих результатів методом MUSIC.

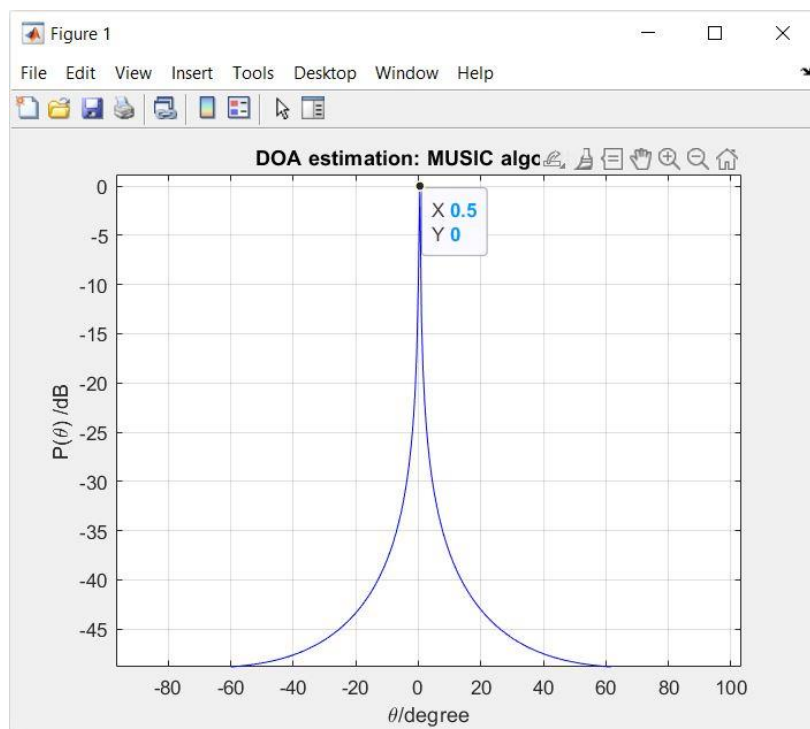


Рис. 4.40. Джерело випромінювання випромінює сигнал з потужністю рівною 10 дБм та знаходиться під кутом 0° .

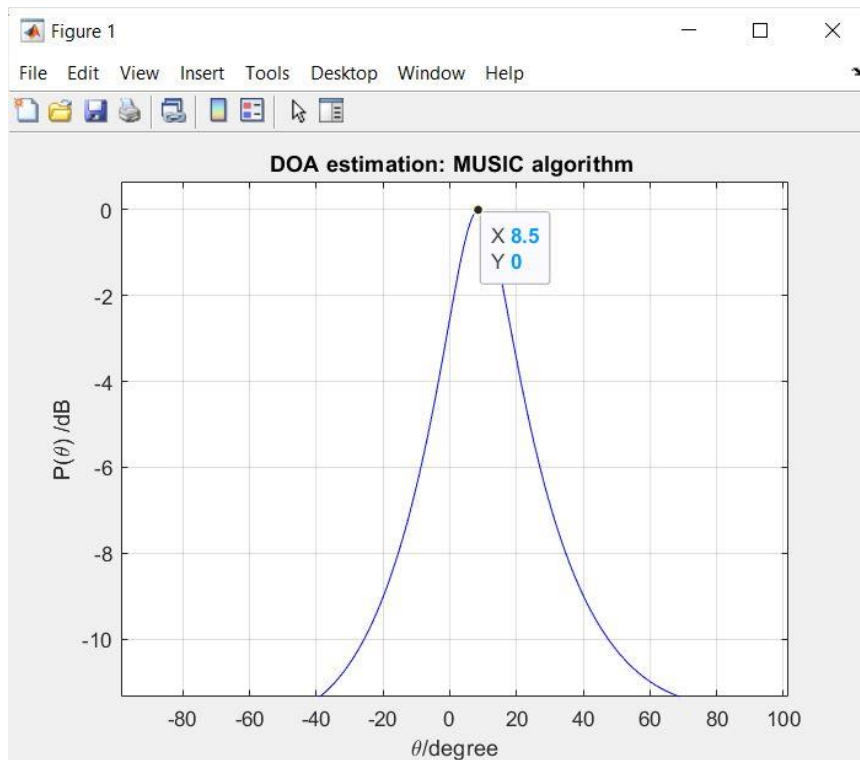


Рис. 4.41. Джерело випромінювання випромінює сигнал з потужністю рівною 10 дБм та знаходиться під кутом 8° .

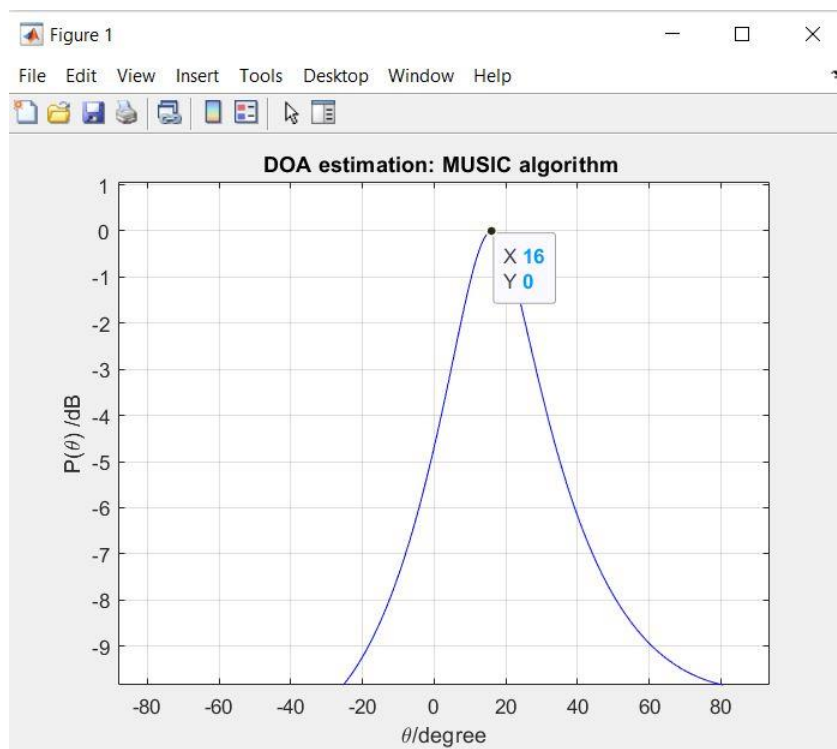


Рис. 4.42. Джерело випромінювання випромінює сигнал з потужністю рівною 10 дБм та знаходиться під кутом 15°.

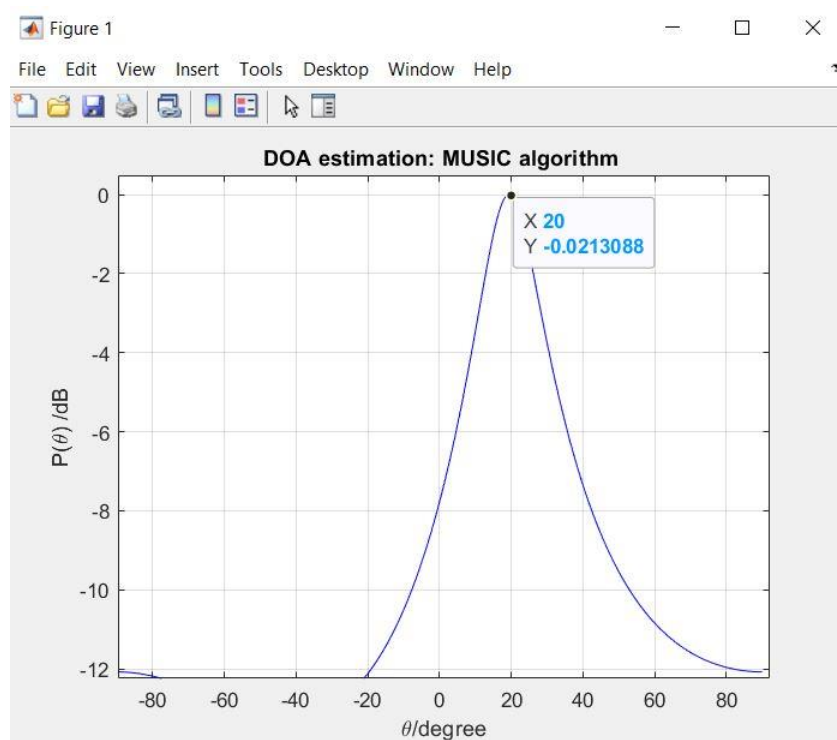


Рис. 4.43. Джерело випромінювання випромінює сигнал з потужністю рівною 10 дБм та знаходиться під кутом 22°.

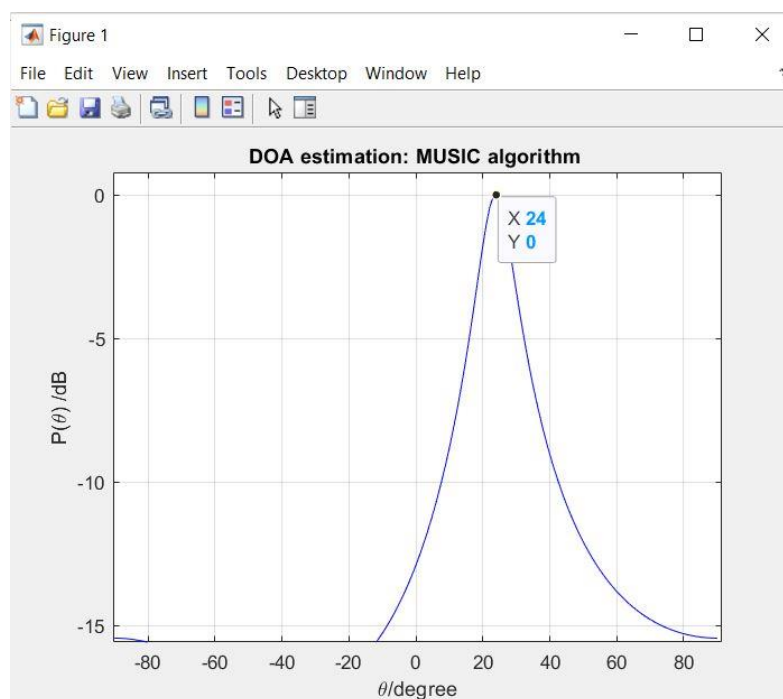


Рис. 4.44. Джерело випромінювання випромінює сигнал з потужністю рівною 10 дБм та знаходиться під кутом 27° .

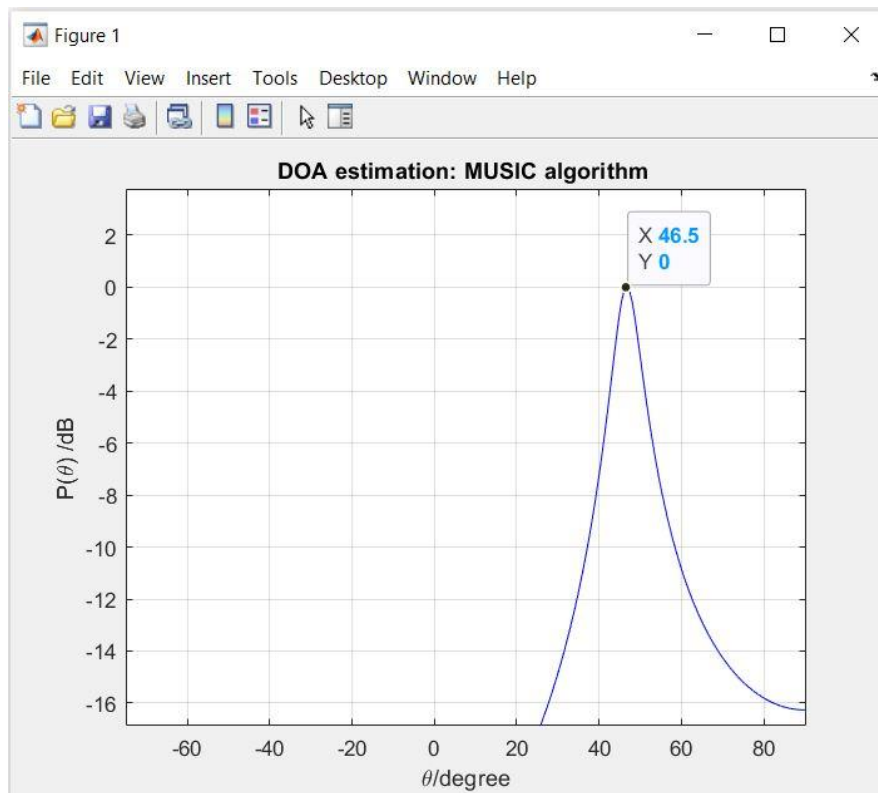


Рис. 4.45. Джерело випромінювання випромінює сигнал з потужністю рівною 10 дБм та знаходиться під кутом 45° .

При аналізі отриманих результатів маємо незначну похибку виміряних кутів. Її можна обумовити як і людським фактором, так і недосконалістю самого стенду. Дані вимірювань занесені в таблицю 3.

Таблиця 3

Кут розташування джерела випромінювання	Розрахований кут розташування джерела випромінювання
0°	0.5°
8°	8.5°
15°	16°
22°	20°
27°	24°
45°	46.5°

4.5. Результати дослідів по визначення кута приходу хвилі в двох площинах.

Досліди по визначення кута приходу хвилі в двох площинах горизонтальній та вертикальній були проведені наступним чином. Антенна решітка складалася з двох пар випромінювачів: одна пара випромінювачів була розташована у вертикальній відносно землі, інша - горизонтальній. Було задіяно два пристрої SDR, які одночасно записували сигнал з двох пар. Все проводилося в реальних умовах рис. 4.3.1 з наступними заданими параметрами: Робоча частота джерела знаходилась в межах 1500 - 1501 МГц. Рівень сигналу з генератора дорівнював -1 дБм.



Рис. 4.46.

Висота джерела сигналу відносно пеленгаційної системи при проведенні дослідів була рівна 10.75 м (4 поверх 17 корпусу КПП ім. Ігоря Сікорського). Горизонтальна відстань від передавальної антени до приймальної антенної решітки пеленгатору дорівнює 16 м. Проведено було лише один дослід через погіршення погодних умов. (на вулиці було приблизно -3°C). Джерело випромінювання знаходилося під кутом який є рівним -5° по горизонту по горизонталі та 40° по вертикалі рис. 4.46. Пеленгаційні криві в горизонтальній і вертикальній площині наведені на Рис. 4.47, 4.48 відповідно.

Видно, що кути було визначено методом MUSIC досить точно в обох площинах. У вертикальній площині похибка трохи більша і дорівнювала 1,5 градуси. Можливим джерелом похибки є вплив вікна будівлі.

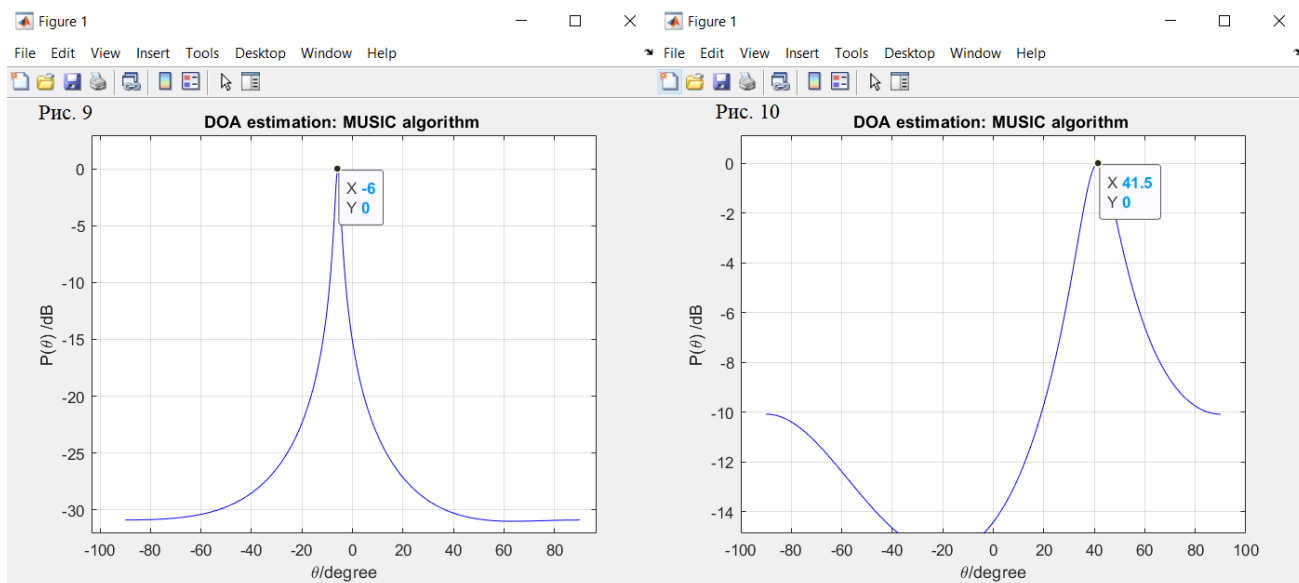


Рис. 4.47. Горизонт.

Рис. 4.48. Вертикаль.

4.6. Знаходження кута приходу хвилі при прийомі модульованого сигналу

Досліди можливостей роботи з модульованими сигналами алгоритму по визначенню кута приходу хвилі були проведені в умовах лабораторії з наступними заданими параметрами: Робоча частота є рівною 1800-1801 МГц. Рівень потужності сигналу з генератора був рівний -1 дБм. Між передавальною антеною та приймальною антеною решіткою відстань є рівною 4.5 м. Всі вимірювання проводилися з фазовою корекцією. Було експериментально досліджено декілька випадків.

1. Генератор працює в режимі неперервної генерації (синусоїда). Кут розташування джерела випромінювання є рівним 21° .

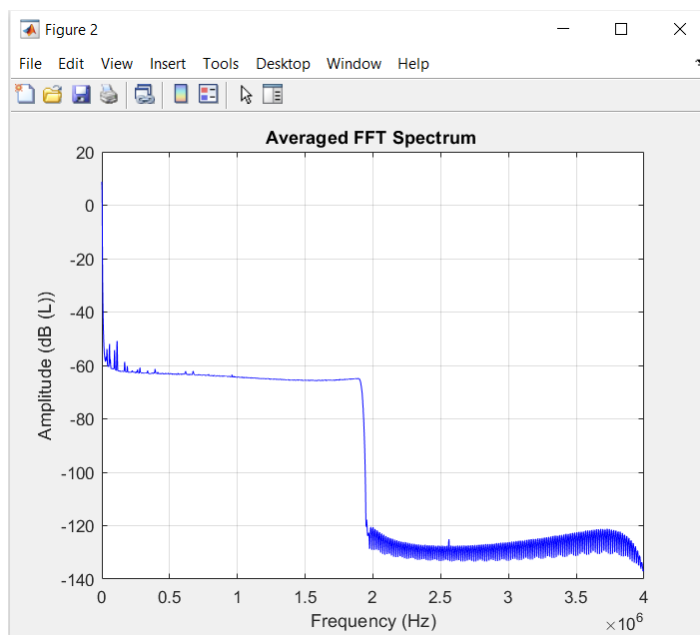


Рис. 4.49. Вигляд прийнятого сигналу в частотній області.

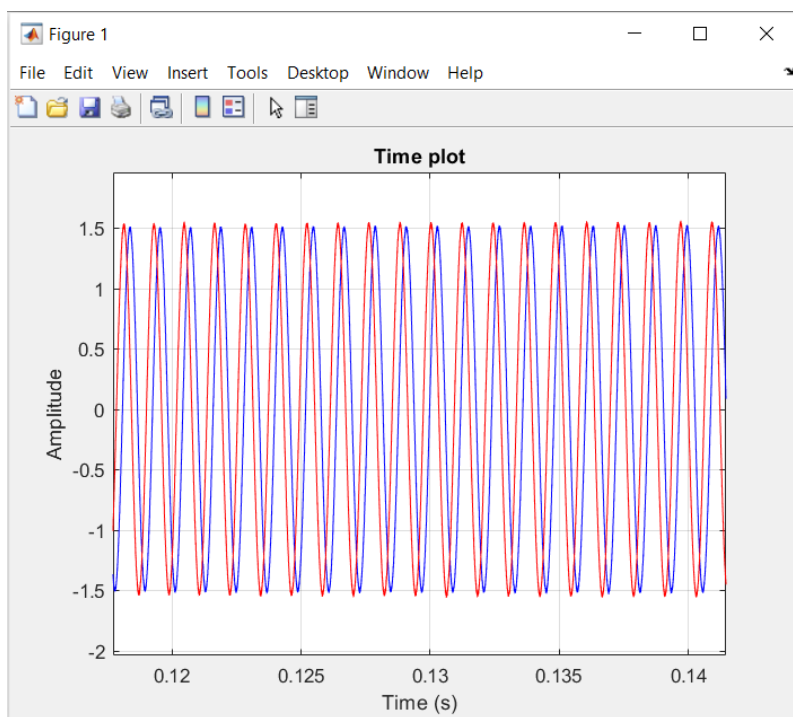


Рис. 4.50. Вигляд прийнятого сигналу в часовій області.

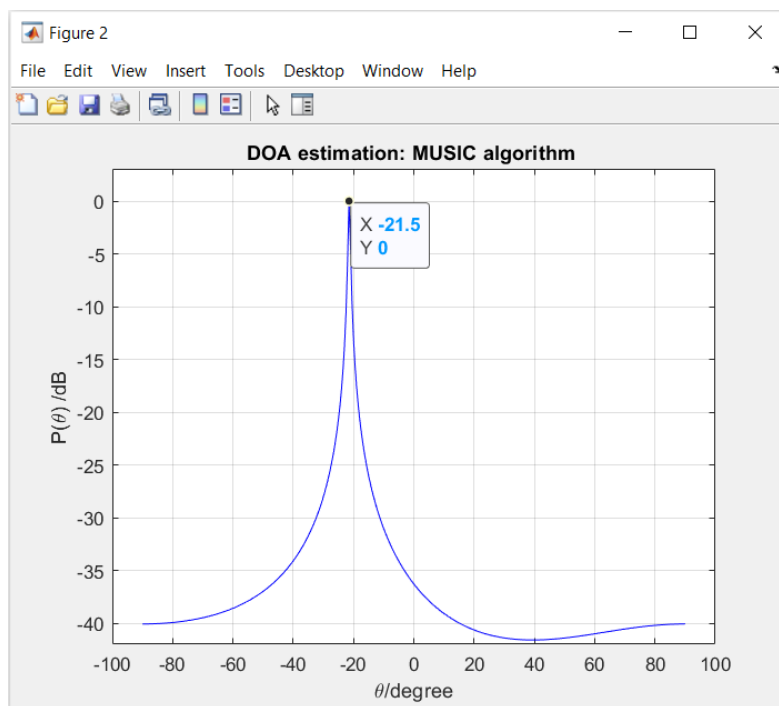


Рис. 4.51. Результат вимірювання алгоритмом MUSIC.

2. Генератор працює з амплітудною модуляцією пило подібним сигналом. Кут розташування джерела випромінювання є рівним 21° .

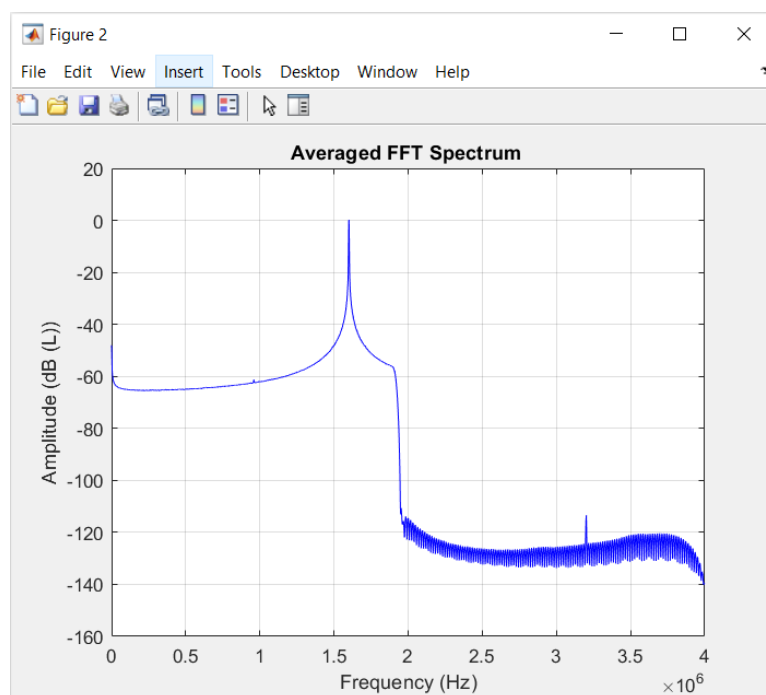


Рис. 4.52. Вигляд сигналу в частотній області.

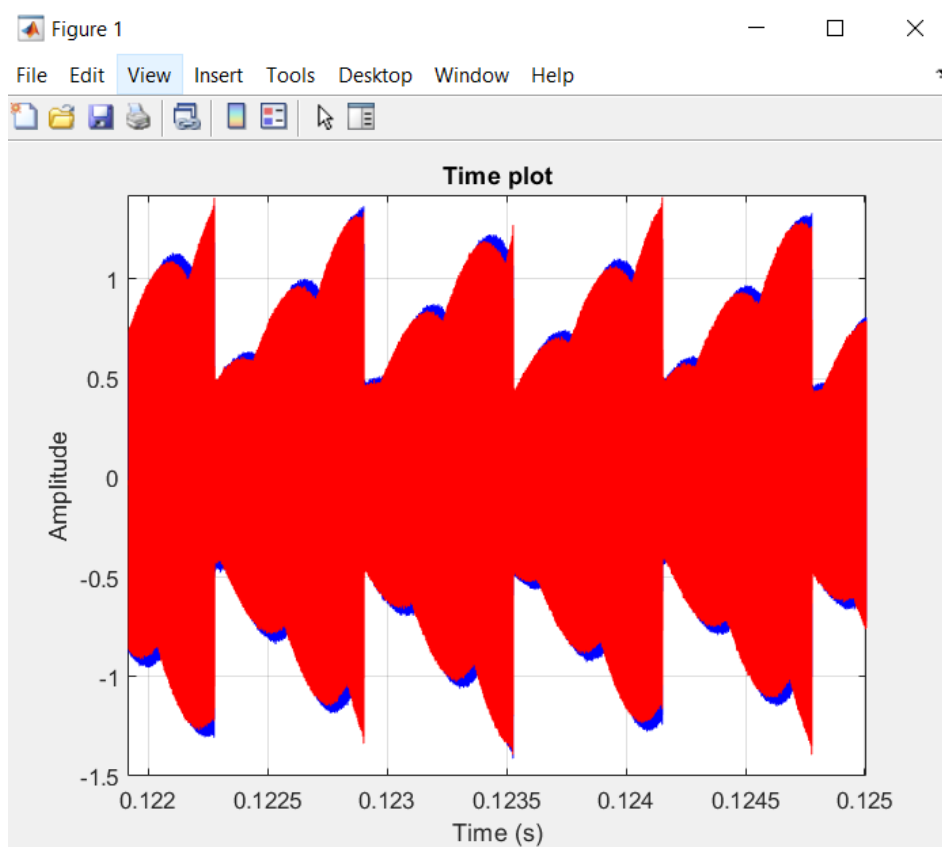


Рис. 4.53. Вигляд сигналу в часовій області.

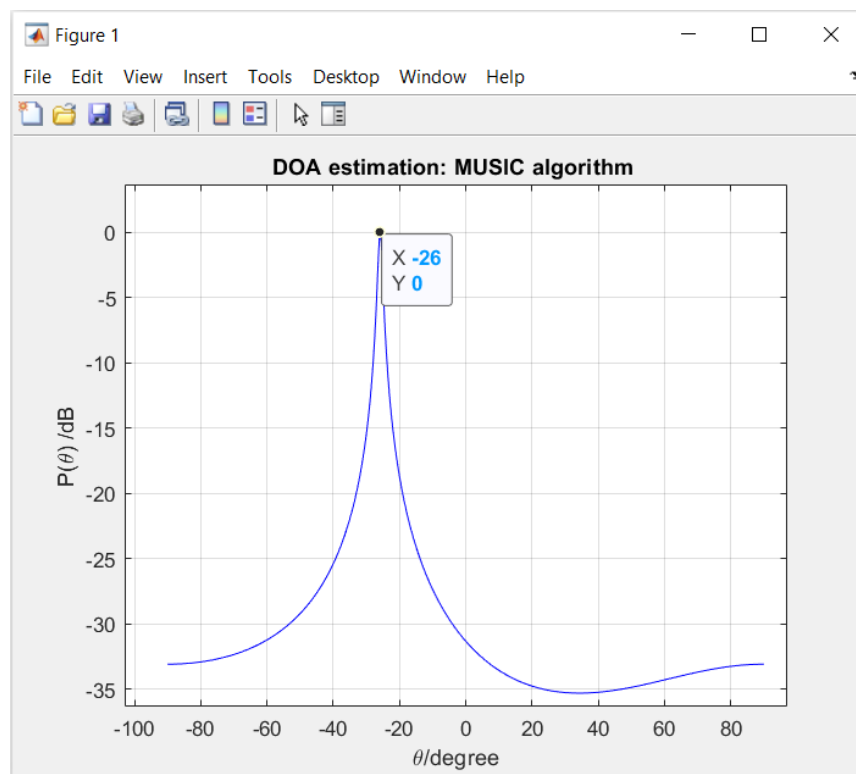


Рис. 4.54. Результат вимірювання алгоритмом MUSIC.

3. Генератор працює з амплітудною модуляцією синусоїдальним сигналом. Кут розташування джерела випромінювання є рівним 21° .

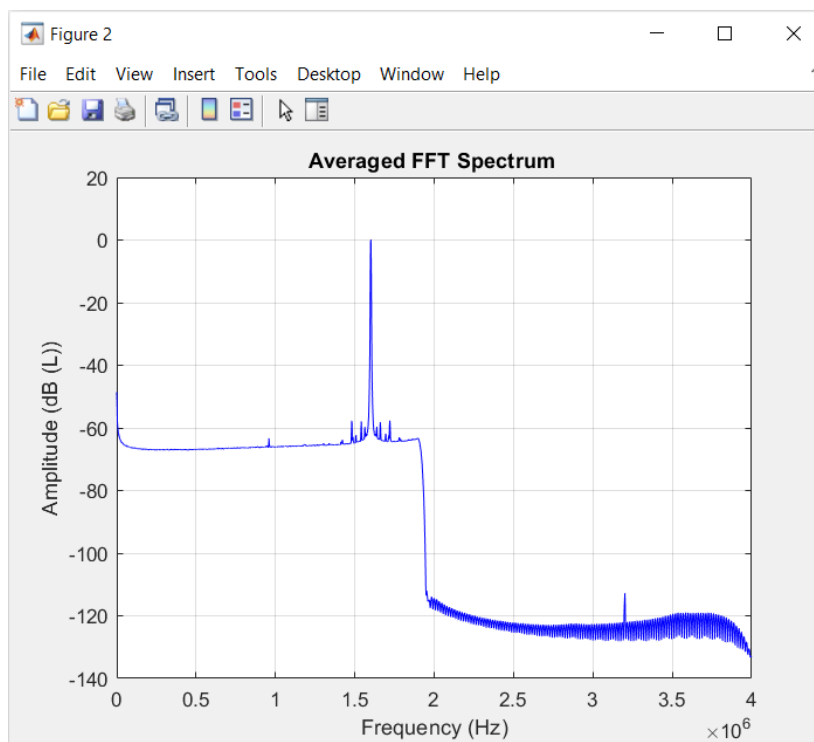


Рис. 4.55. Вигляд сигналу в частотній області.

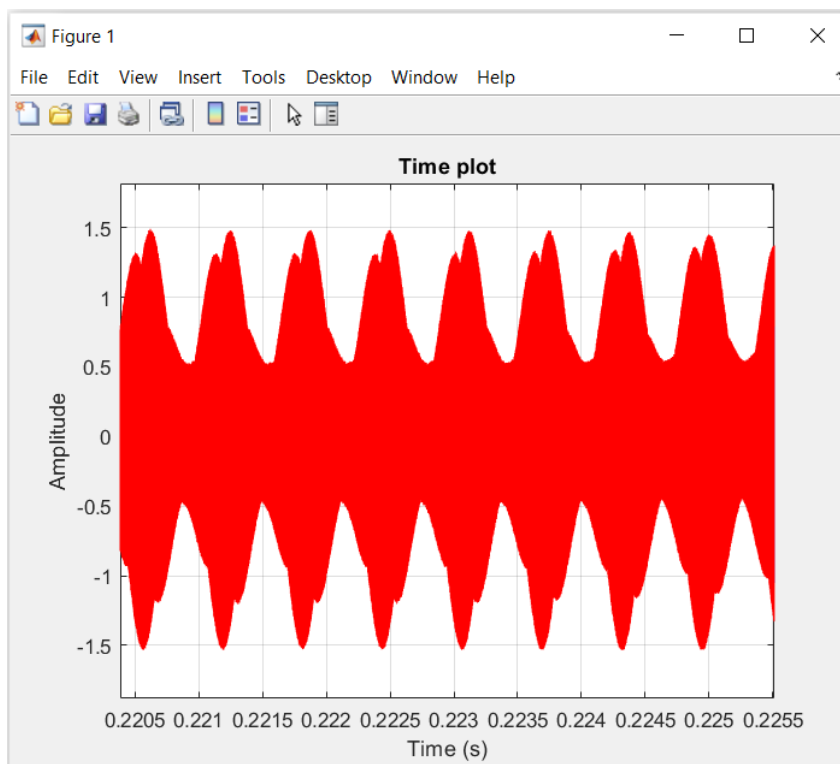


Рис. 4.56. Вигляд сигналу в часовій області.

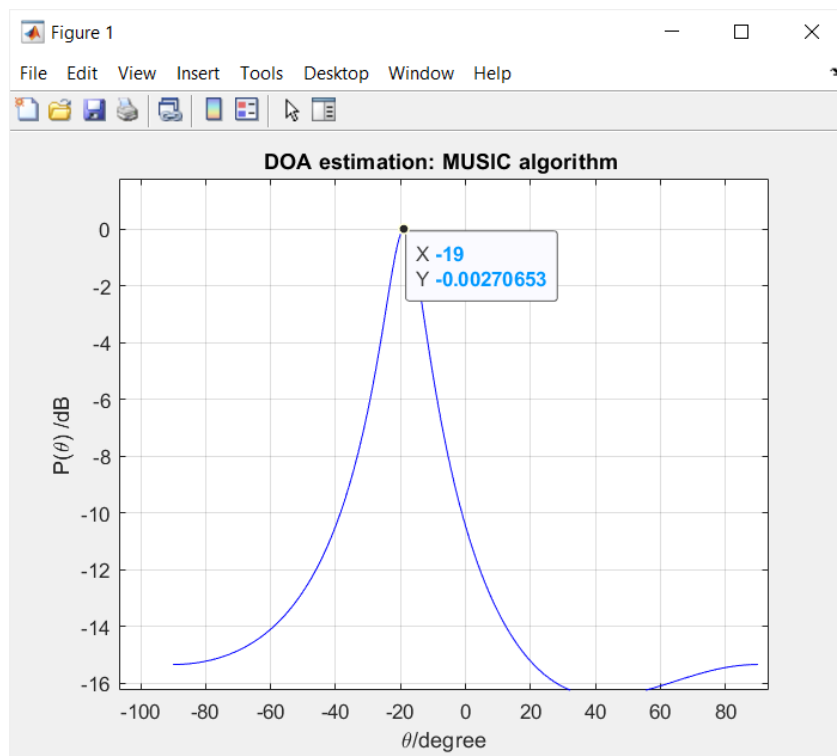


Рис. 4.57. Результат вимірювання алгоритмом MUSIC.

4. Генератор працює з амплітудною модуляцією трикутним сигналом. Кут розташування джерела випромінювання є рівним 21° .

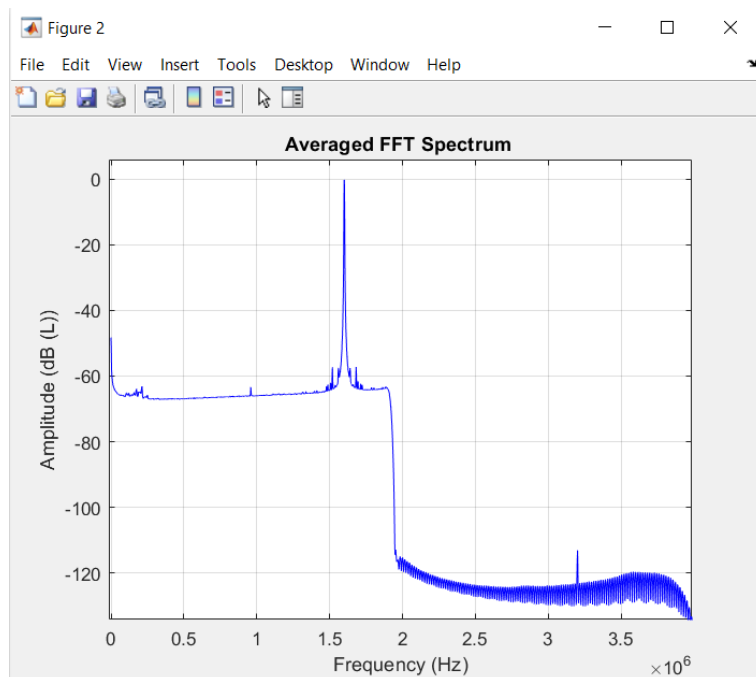


Рис. 4.58. Вигляд сигналу в частотній області.

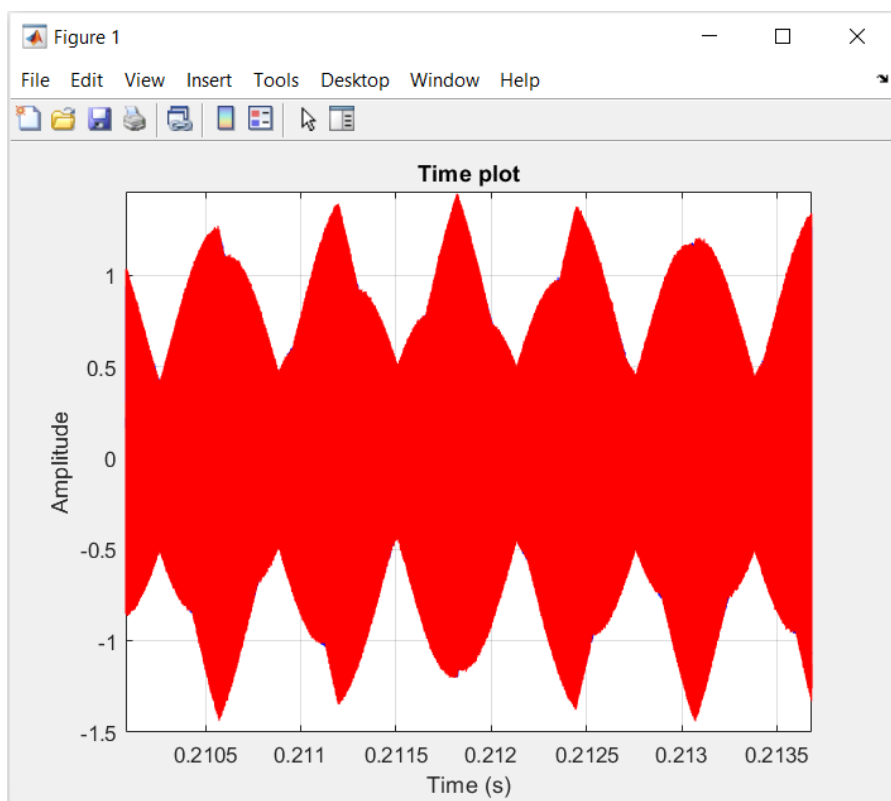


Рис. 4.59. Вигляд сигналу в часовій області.

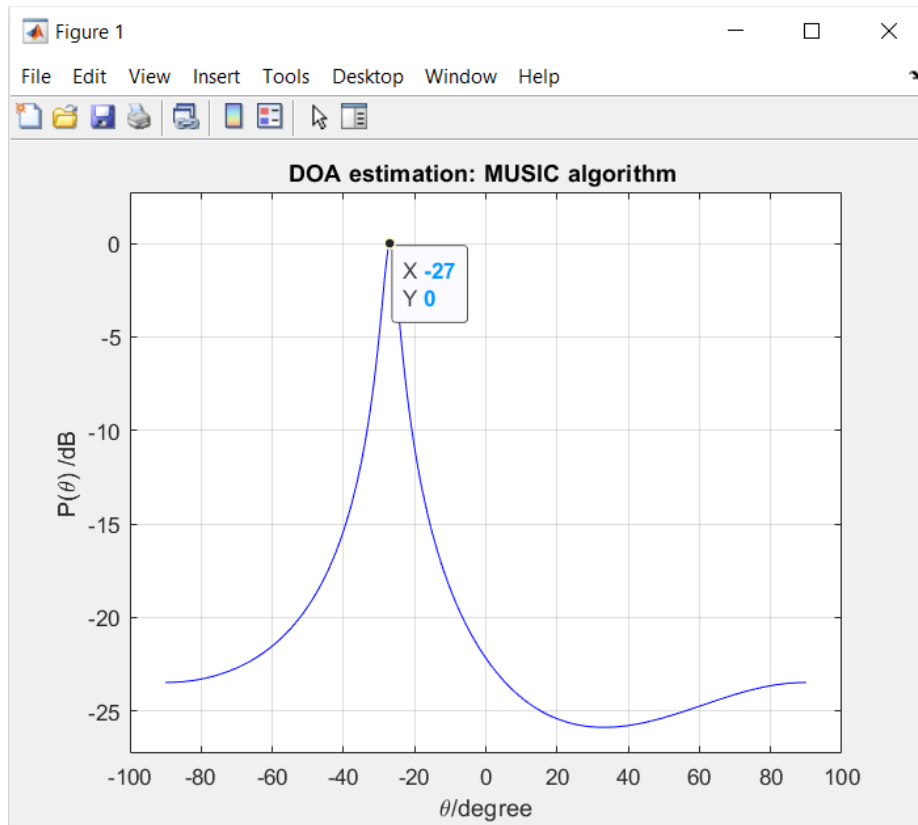


Рис. 4.60. Результат вимірювання алгоритмом MUSIC.

5. Генератор працює з імпульсною модуляцією. Кут розташування джерела випромінювання є рівним 21° .

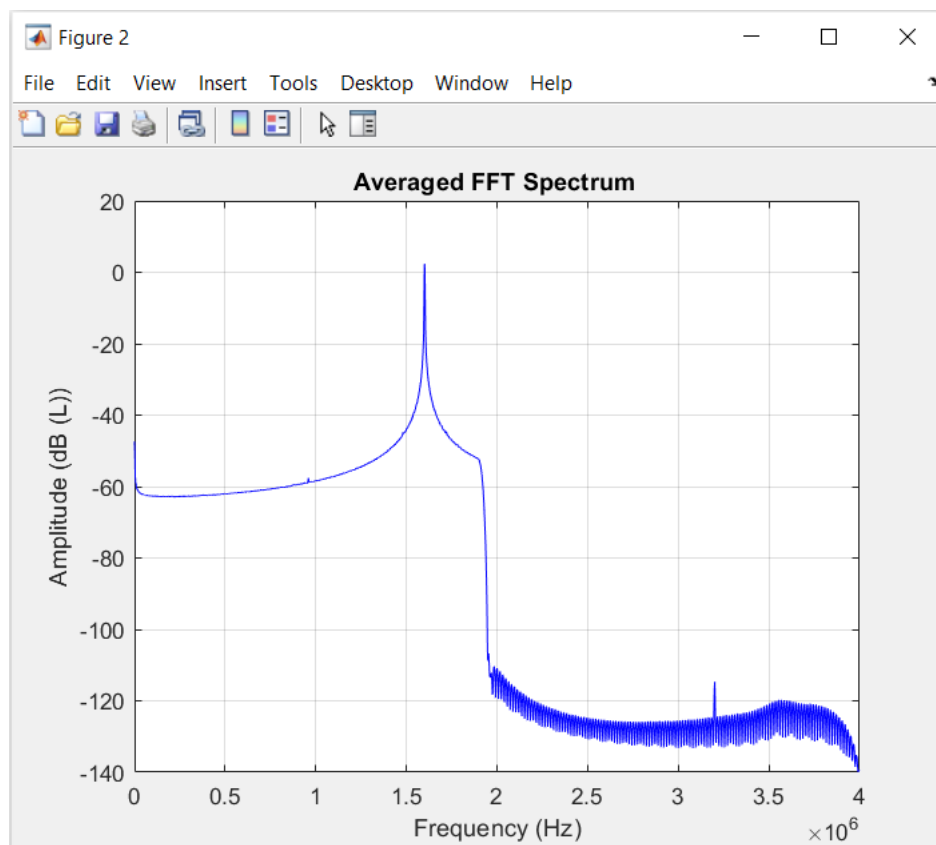


Рис. 4.61. Вигляд сигналу в частотній області.

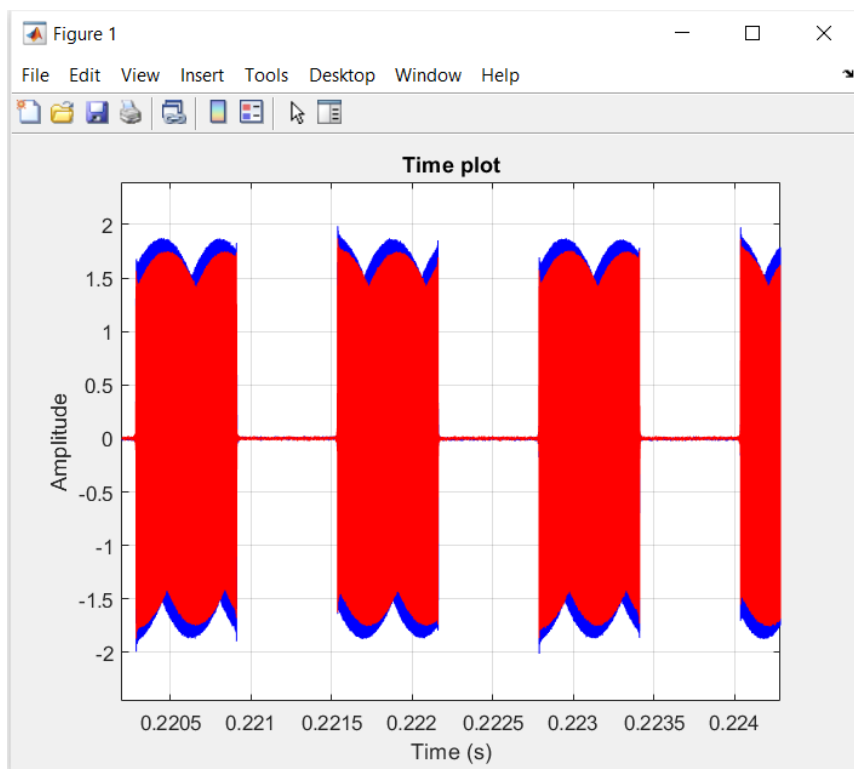


Рис. 4.62. Вигляд сигналу в часовій області.

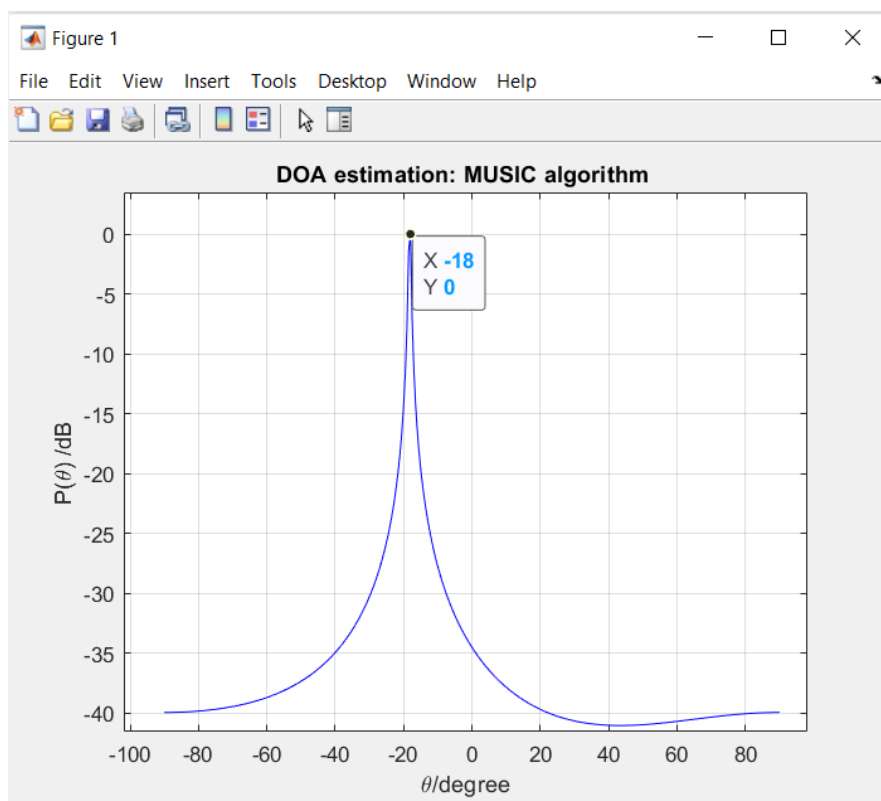


Рис. 4.63. Результат вимірювання алгоритмом MUSIC.

При аналізі отриманих результатів маємо здебільшого невелике значення похибки.

Найбільше вона виражена при проведенні дослідів з амплітудною модуляцією трикутним сигналом та пило подібним сигналом. Похибки при проведенні дослідів в лабораторії можна обумовити як людським фактором, так і перевідбиттям від стін та фурнітури лабораторії це явище також можливо помітити на самих сигналах в часовій області рис. 4.64. Дані вимірювань занесені в таблицю 4.

Таблиця 4

Тип модульованого сигналу	Кут розташування джерела випромінювання	Отриманий кут розташування джерела випромінювання
Непереривна генерація (відсутня модуляція сигналу)	-21°	-21.5°
Амплітудна модуляція пило подібним сигналом	-21°	-26°
Амплітудна модуляція синусоїдальним сигналом	-21°	-19°
Амплітудна модуляція трикутним сигналом	-21°	-27°
Імпульсна модуляція	-21°	-18°

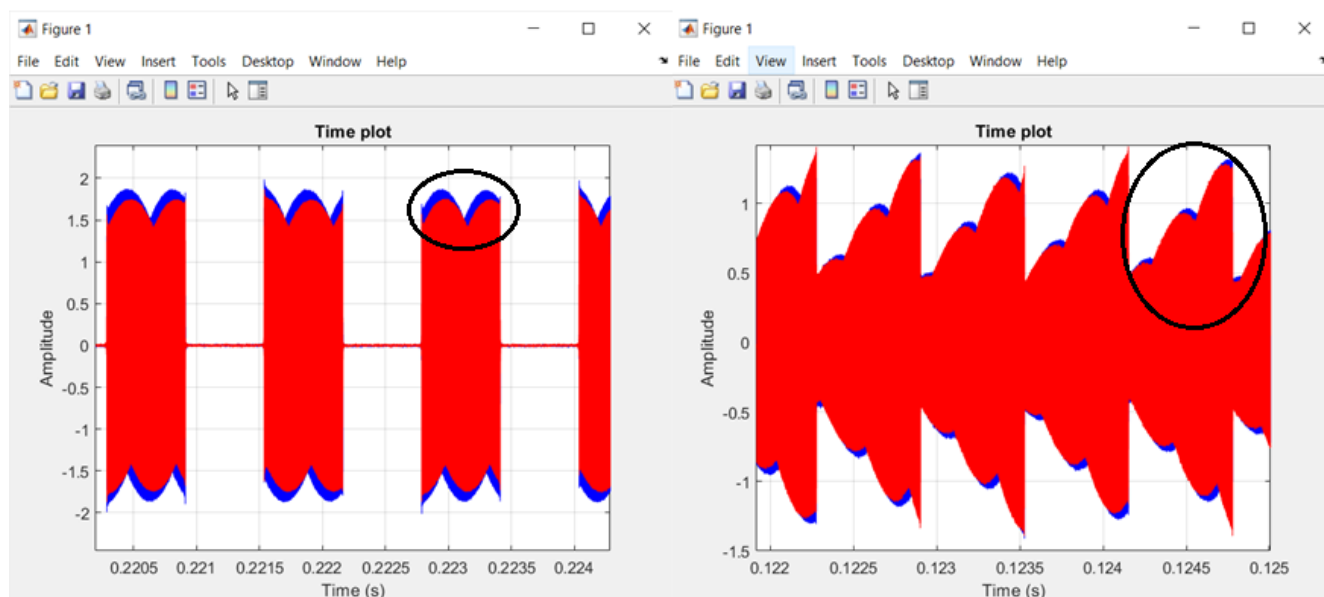


Рис. 4.64. Чорними овалами виділено місця з накладанням відбитого сигналу на прийнятий сигнал.

Висновок: В цьому розділі було розглянуто результати отримані при проведенні дослідів як в умовах польових так і лабораторних. Також були проведені детальні дослідження впливу зміни різних характеристик на роботу методу MUSIC.

ВИСНОВКИ ПО МАГІСТЕРСЬКІЙ РОБОТІ

При виконанні роботи було опрацьовані наступні пункти:

1. Зроблено огляд пристроїв, на яких є можливість реалізації методу визначення кута напрямку приходу хвилі. SDR або ж програмно-конфігуроване радіо є найбільш ефективним варіантом для реалізації необхідного методу, оскільки багатоканальні SDR пристрої мають широкий діапазон робочих частот, доволі широку смугу пропускання та можливість програмної конфігурації трактів прийому.
2. Розглянуто та описано математичну модель підпросторового методу MUSIC. Реалізовано сам метод на програмному рівні.
3. Зібрано спеціалізований стенд та проведено значна кількість досліджень як в польових умовах так і в умовах лабораторних, зі зміною відстані між передавальною та приймальною антенами, рівня сигналу, видів модуляції та вимірювання в двох площинах: вертикальній та горизонтальній. Було знайдено фазові неузгодженості в каналах. Досліджено їх вплив на роботу методу і реалізовано та перевірено створений метод корекції фазових неідентичностей в каналах.

Перелік посилань

1. Harry L. Van Trees, "Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory", Wiley-Interscience, New York, 2002.
2. Fei Wen, Qun Wan, Rong Fan, Hewen Wei. Improved MUSIC Algorithm for Multiple Noncoherent Subarrays. IEEE Signal Processing Letters. Vol. 21, no. 5, May, 2014.
3. Chapman, Stephen J. Matlab Programming for Engineers. Pacific Grove, Calif, 2000. Chapter 1, section 1. P 2-3.
4. Gilat Amos. MATLAB: an Introduction with Application. 3rd edition. Wiley; John Wiley. Cop 2008.
5. Perte Stoica, Maximum Likelihood Method for Direction of Arrival Estimation. IEEE Trans on ASSP. 1990. Vol. 38(7). P1132~1143.
6. G. H. Golub, C. F. V. Loan, Matrix Computations. Johns Hopkins University Press, Baltimore, 1983.

Додаток А

```

clc
clear all
format long
w=(1.8*10e9)';
M=2;
P=length(w);
lambda=0.1579;
d=lambda/2;
snr=20;
Ns=2e5;

disp(' ')
disp('Choose file which corresponds to the first channel' );
[name,directory] = uigetfile ('*.*','The testing signal ');
Name_Signal1=[directory name];
disp(' ')

fid = fopen(Name_Signal1,'rb');
s1 = fread(fid,Ns,'float'); %format of file
fclose(fid);

disp('Choose file which corresponds to the first channel' );
[name,directory] = uigetfile ('*.*','The testing signal ');
Name_Signal1=[directory name];
disp(' ')

fid = fopen(Name_Signal1,'rb');
Q1 = fread(fid,Ns,'float');
fclose(fid);

s1a = s1+1i*Q1; % формування аналітичного сигналу 1-го каналу
% s1b = s1a*exp(-1i*1.0.99237308766132918019);

disp('Choose file which corresponds to the second channel' );
[name,directory] = uigetfile ('*.*','The testing signal ');
Name_Signal2=[directory name];
disp(' ')

fid = fopen(Name_Signal2,'rb');
s2 = fread(fid,Ns,'float'); %format of file
fclose(fid);

disp('Choose file which corresponds to the first channel' );
[name,directory] = uigetfile ('*.*','The testing signal ');
Name_Signal2=[directory name];
disp(' ')

fid = fopen(Name_Signal2,'rb');
Q2 = fread(fid,Ns,'float'); %format of file
fclose(fid);

s2a = s2+1i*Q2;
% s2b = s2a*exp(-1i*1.3132887322383561898);
% формування аналітичного сигналу 2-го каналу
xx=[s1a s2a];
x=xx';
R=x*x';
[N,V]=eig(R);
NN=N(:,1:M-P); |
theta=-90:0.5:90;
for ii=1:length(theta)
SS=zeros(1,length(M));
for jj=0:M-1
SS(1+jj)=exp(-1i*2*jj*pi*d*sin(theta(ii))/180*pi)/lambda);
end
PP=SS*NN*NN'*SS';
Pmusic(ii)=abs(1/ PP);
end
Pmusic=10*log10(Pmusic/max(Pmusic));
plot(theta,Pmusic,'-b')
xlabel('\theta/degree')
ylabel('P(\theta) /dB')
title('DOA estimation: MUSIC algorithm ')
grid on

```