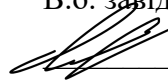


НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»
РАДІОТЕХНІЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ
кафедра РАДІОІНЖЕНЕРІЇ

«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: «Чотириканальна пеленгаційна система дециметрового діапазону»

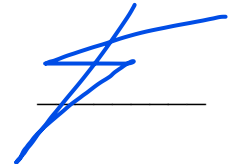
Виконав студент 5 курсу, групи РІ-31 мп

Федорченко Микита Володимирович



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



Київ – 2024

**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**

Микита ФЕДОРЧЕНКО Володимирович

1. Тема дисертації Чотириканальна пеленгаційна система
дециметрового діапазону

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: методи та засоби визначення пеленгаційного кута на
джерело електромагнітного випромінювання в дециметровому діапазоні
частот

4. Вихідні дані: кількість каналів пеленгаційної системи 4; робочий діапазон
частот 800 МГц ... 2 ГГц; метод обробки пеленгаційних сигналів – амплітудний;
кутовий сектор огляду $\pm 60^\circ$ по відношенню до нормалі АР; робоча смуга частот
сигналу менше 5 МГц; точність визначення кута не гірше 5° .

5. Перелік завдань, які потрібно розробити: розрахунок електродинамічних характеристик широкосмугової антенної системи; розробка математичної моделі методу пеленгації; розробка програми визначення кута на джерело в середовищі MatLab; розробка стенду чотириканальної пеленгаційної системи; лабораторні і натурні випробування пеленгаційної системи для випадку вузькосмугових сигналів на частотах 1,5 та 1,8 ГГц.

6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу: презентація доповіді містить 21 слайд із результатами випробування пеленгаційної системи.

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 теорії методів пеленгації.	23.09.2024	Виконано
2	Огляд існуючих пристроїв для реалізації обраного методу радіопеленгації.	14.10.2024	Виконано
3	Реалізація методу пеленгації у програмному середовищі.	15.11.2024	Виконано
4	Проведення експериментальних досліджень.	25.11.2024	Виконано
5	Написання пояснювальної записки.	10.12.2024	Виконано
6	Створення презентації.	13.12.2024	Виконано

Студент


(підпис)

Микита ФЕДОРЧЕНКО

Науковий керівник


(підпис)

Сергій МАРТИНЮК

Реферат

Тема магістерської дисертації «Чотириканальна пеленгаційна система дециметрового діапазону».

Метою роботи є дослідження характеристик чотириканальної пеленгаційної системи дециметрового діапазону, побудованій на основі застосування амплітудного методу обробки сигналів.

Актуальність теми полягає в тому, що пеленгаційні системи широко використовуються в системах радіомоніторингу, радіоелектронної розвідки і є ключовими в системах радіоелектронної боротьби.

Об'єктом дослідження є процеси аналогової та цифрової обробки сигналів в чотириканальних радіопеленгаторних системах.

Предметом дослідження є характеристики чотириканальної радіопеленгаторної системи на основі лінійної широкосмугової антенної решітки із застосуванням амплітудного методу максимумів для визначення кута падіння хвилі.

У даній роботі використано аналіз наукової літератури та статей, математичне моделювання антенної решітки, досліджено методи обробки та запису сигналів за допомогою програмного пакету GNUradio та обробки файлів в програмному забезпеченні Matlab. **Отримано на практиці** значення кутів приходу сигналу за допомогою амплітудного методу максимумів на частотах 1500 МГц та 1800 МГц.

Практичне значення роботи полягає в тому, що дослідження пеленгаційної системи дає можливість досить точно визначати напрямки на джерела радіосигналів або інші об'єкти, що випромінюють сигнал, за допомогою спеціальних технічних засобів.

В першому розділі розглянуто теоретичні відомості про пеленгаційні системи, фактори впливу на сигнал та методи пеленгації.

В другому розділі було розглянуто аналоги систем SDR, що представлені на ринку та в статтях, розглянуто програми які можуть напряму працювати з SDR для прийому, обробки сигналу та його запису.

У третьому розділі представлено дослідження антенної решітки, результати вимірювань основних компонентів експериментального макету.

У четвертому розділі було проведено експериментальні дослідження в лабораторних умовах та в польових умовах стосовно пошуку точного значення кута падіння плоскої хвилі.

Текстова частина дипломної роботи містить: 98 сторінки, 119 рисунків та 15 джерел посилань.

Ключові слова: оцінка кута падіння електромагнітної хвилі, широкосмугова антенна решітка, амплітудний медок максимумів, SDR, BladeRF, GNU Radio.

ABSTRACT

The topic of the master's thesis is “Four-channel direction finding system of the decimeter range”.

The aim of the work is to study the characteristics of a four-channel decimeter-range direction finding system based on the amplitude method of signal processing.

The relevance of the topic lies in the fact that direction finding systems are widely used in radio monitoring systems, electronic intelligence and are key in electronic warfare systems.

The object of research is the processes of analog and digital signal processing in four-channel radio direction finding systems.

The subject of the study is the characteristics of a four-channel radio direction finding system based on a linear broadband antenna array using the amplitude method of maxima to determine the angle of incidence of the wave.

This paper uses the analysis of scientific literature and articles, mathematical modeling of the antenna array, and investigates methods of signal processing and recording using the GNUradio software package and file processing in Matlab. The values of the signal arrival angles were obtained in practice using the amplitude method of maxima at frequencies of 1500 MHz and 1800 MHz.

The practical significance of the work is that the study of the direction finding system makes it possible to determine the direction to radio signal sources or other signal-emitting objects quite accurately using special technical means.

The first section discusses theoretical information about direction finding systems, factors affecting the signal, and methods of direction finding.

In the second section, analogues of SDR systems presented on the market and in articles were considered, as well as programs that can work directly with SDR to receive, process and record the signal.

The third section presents the study of the antenna array and the results of measurements of the main components of the experimental layout.

In the fourth section, experimental experiments were carried out in the laboratory and in the field to find the exact value of the plane wave incidence angle.

The text part of the thesis contains: 98 pages, 119 figures and 15 sources of references.

Keywords: estimation of the angle of incidence of an electromagnetic wave, broadband antenna array, amplitude honeycomb of maxima, SDR, BladeRF, GNU Radio.

Зміст

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	12
ВСТУП.....	13
РОЗДІЛ 1. Теоретична частина.....	15
1.1 Методи виявлення джерела сигналу.....	15
1.3 Багатопроменеве поширення.....	16
1.4 Пеленгація джерел у міліметровому діапазоні.....	16
1.5 Динамічні середовища.....	17
1.7 Завдання радіопеленгації	19
1.8 Методи вимірювання кутових координат	20
1.9 Амплітудний метод максимумів	24
РОЗДІЛ 2. Огляд аналогів SDR.....	27
2.1 KrakenSDR.....	27
2.2 USRP X300 і X310.....	29
2.3 SDR типу Blade RF 2.0 micro xA4.	31
2.4 GNURadio	32
РОЗДІЛ 3. Випробування пеленгаційної системи.	38
3.1 Макет для дослідження	38
3.2 Генератор векторних сигналів VSG60A Signal Hound	40
3.3 Коаксіальний кабель SSF-141.....	41
3.4 Антенно -фідерна система	41
3.5 Rohde&Schwarz ZNB-20.....	56
3.6 Rohde Schwarz ZNL-20.....	57
3.7 Коаксіальний кабель RG-223/U.....	59

РОЗДІЛ 4. Експериментальні дослідження	
чотириканальної пеленгаційної системи.	60
4.1 Дослідження антенно-фідерної системи.	60
4.2 Експериментальні дослідження пеленгаційної системи в лабораторії .	68
4.3 Випробування пеленгаційної системи на відкритій місцевості.....	78
ВИСНОВКИ	92
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	93
Додаток А	95

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

КСХ – коефіцієнт стоячої хвилі

SDR – Програмно кероване радіо

ДС – діаграма спрямованості

АР – антенна решітка

ШПФ - швидке перетворення Фур'є

USRP - Universal Software Radio Peripheral

АЦП – аналого-цифровий перетворювач

ЦАП – цифро – аналоговий перетворювач

ВСТУП

Завдання пеленгаторної системи полягає в тому, щоб визначити напрямок на джерело випромінювання шляхом вимірювання та аналізу параметрів електромагнітного поля. Існує багато задач, коли треба визначити обидва кути в просторі, наприклад: при виявленні безпілотних літальних апаратів (БПЛА), побудові пасивних протирадіолокаційних головок самонаведення ракет, тощо. Також є значний перелік задач, коли необхідно лише визначити азимутальний кут або кут між напрямком на північ і лінією, що з'єднує спостерігача з джерелом радіосигналу. Сучасні пеленгатори здатні працювати в широкому діапазоні частот та для визначення куту приходу використовують різні методи пеленгації, такі як: амплітудний метод, фазовий метод, та частотна пеленгація. Пеленгація є невід'ємним частиною радіомоніторингу. Зазвичай, на приймач надходять багато електромагнітних хвиль з різних напрямків і на різних частотах, формуючи розсіяне поле в околі приймальних антен системи. Пеленгатор аналізує просторові й часові параметри хвильового фронту, щоб визначити азимут і кут місця цілі, встановлюючи найбільш ймовірний напрямок джерела сигналу. Для ефективної пеленгації важливо враховувати кілька аспектів, зокрема особливості відбиття радіохвиль, їхню поляризацію, а також точність і чутливість системи. Не менш значущими на практиці є правильний вибір місця пеленгації та можливість корекції даних. Останнє стосується вимог до розгортання радіопеленгаторної системи на місцевості. Типова система радіопеленгації включає пеленгаторну антену, один або кілька приймальних каналів, блок обробки сигналів і графічний інтерфейс для користувача. Процес визначення кута може здійснюватися як на основі одного, так і декількох приймальних каналів. Для оптимального вибору системи необхідно розуміти її переваги, недоліки й обмеження. Серед основних підходів до пеленгації вирізняються класичні методи, які базуються на перевірених принципах. Нижче перераховані найбільш відомі і широко вживані з них.

- Сканування променем.
- Метод Ватсона-Ватта.

- Кореляційний інтерферометр.
- Методи надвисокої роздільної здатності.

Під час вибору відповідного методу важливо розуміти принципи роботи різних методів пеленгації, їх переваги та недоліки.

РОЗДІЛ 1. Теоретична частина

1.1 Методи виявлення джерела сигналу

Існують різні способи визначення місцезнаходження джерела сигналу:

- Триангуляція;
- Різниця часу приходу сигналу на приймачах
- Різниця потужності приймання сигналу
- Наведення/крос-пеленг

Одним із ключових аспектів для визначення місцезнаходження цілі є визначення куту приходу. Для вибору оптимального варіанту вирішення задач пеленгації важливо розуміти переваги, недоліки та обмеження кожного методу. Визначення кута приходу може базуватись на вимірюванні різниці часу або фази сигналу, що надходить на кожен з антен. Для встановлення напрямку приходу сигналу спочатку обраховують ці різниці, які далі перераховують в кути відносно опорної точки антени. Сучасні пеленгаційні системи оснащені передовими програмами, які фільтрують шуми та помилки обумовлені багатопроменевою природою поширення електромагнітних хвиль в земних умовах. Підвищити точність визначення кута приходу хвилі можна також, якщо максимізувати параметри антенної решітки. Правильне розміщення антен в решітці необхідно для усунення неоднозначності та помилок, які викликані відбиттям та заломленням електромагнітної хвилі в земних умовах. Для різних частотних діапазонів використовуються комбінації оптимізованих спрямованих і неспрямованих антен для цих діапазонів, що забезпечує надійність та точність системи. Фазовий метод пеленгації працює шляхом аналізу фазових зсувів (різниць фаз) сигналів, які надходять на антени. Геометрія антенної решітки, включаючи кути між антенами, їх розташування та відстань, суттєво впливає на точність вимірювань. Її слід адаптувати до умов експлуатації та очікуваних характеристик сигналів. Також важливо враховувати можливі перешкоди й відбиття, які можуть вплинути на роботу системи. Оптимальна конфігурація антенної решітки є ключовим фактором

забезпечення точності та надійності системи визначення кута приходу електромагнітної хвилі. Застосування цих підходів на практиці стає особливо проблематичним, коли мова йде про багатопроменеве поширення хвиль в міліметровому діапазоні частот та динамічну зміну оточуючого середовища[1].

1.3 Багатопроменеве поширення

У міських районах із щільною забудовою або у гірській місцевості із природними перешкодами електромагнітні хвилі зазнають ефектів розсіювання та відбиття. В цих випадках на антенній решітці відбувається інтерференція прямої хвилі (якщо вона є) і розсіяних на об'єктах та перевідбитих електромагнітних хвиль: по суті спотворених копій сигналу, які надходять із запізненням в часі з інших напрямків з непередбаченими амплітудами і фазовими співвідношеннями. Таке явище може вносити суттєві помилки в визначенні напрямку на джерело сигналу, особливо коли амплітуди перевідбитих хвиль співрозмірні або більші за амплітуду хвилі прямої видимості. Для усунення впливу непрямих сигналів в системах визначення кута приходу застосовують сучасні методи цифрової обробки сигналів. Серед них перспективу мають методи адаптивного формування променя діаграми направленості антенної решітки та просторової фільтрації, коли підсилюють прийом сигналу з напрямку джерела, одночасно пригнічуючи перевідбиті сигнали з інших напрямків.[2].

1.4 Пеленгація джерел у міліметровому діапазоні

Пеленгація джерел у міліметровому діапазоні має свої виклики, пов'язані з коротшими довжинами хвиль, які є більш чутливими до впливу навколишнього середовища, зокрема атмосферних опадів і фізичних перешкод, які спотворюють фазу сигналу. Для подолання цих труднощів системи визначення кута приходу в цьому діапазоні оснащуються високоточними синхронізаційними пристроями, здатними фіксувати швидкі зміни фази сигналів. У таких системах використовуються складні алгоритми обробки даних, які ефективно аналізують зміни фаз, мінімізують затримки й дозволяють відстежувати сигнали в режимі

реального часу. Додатково впроваджуються вдосконалені методи фільтрації та згладжування для збереження точності та цілісності сигналу, що забезпечує високу надійність системи навіть у складних умовах експлуатації[2].

1.5 Динамічні середовища

У динамічних умовах, таких як військові операції з участю рухомих транспортних засобів або літальних апаратів, системи визначення кута приходу повинні постійно адаптуватись до змін електромагнітної обстановки, кутів надходження електромагнітних хвиль. Така адаптивність є ключовою для забезпечення точності в режимі реального часу, адже як джерело сигналу, так і приймач постійно змінюють своє положення.

У подібних сценаріях системи мають швидко перекалібровуватись, щоб враховувати зміни у взаємному розташуванні джерела та приймача. Основну роль у цьому процесі відіграють адаптивні алгоритми слідкування, які динамічно реагують на зміни шляху сигналу та компенсують доплерівські ефекти, що впливають на частоту та фазу сигналу. Завдяки інтеграції можливостей прогнозування ці системи здатні підтримувати високу точність пеленгації навіть у швидко змінюваних умовах.

Такі технічні вдосконалення є критично важливими для ефективної роботи в складних реальних сценаріях, дозволяючи забезпечувати точність і надійність, попри надзвичайну складність електромагнітної обстановки. Більш того, остання війна продемонструвала різко збільшення кількості і складності як телекомунікаційних систем, так і систем радіопротидії, які функціонують одночасно на полі бою, мають функцію програмованого перелаштування частот, каналів, типів модуляції сигналів тощо. В такій ситуації доцільно закладати можливість програмної реконфігурації приймачів, оновлення програмного забезпечення, застосування в координації багатьох систем радіорозвідки в мережевому форматі Internet of Battlefield Things [2]. Досвід показав, що системи, які не мають таких функцій виявляються “безпорадними” в умовах сучасної війни.

1.6 Вплив радіочастотної багатопроменевого поширення хвиль системи пеленгації та геолокації

Точні та надійні пеленгаційні і навігаційні системи є критично важливими для виявлення, відстеження та визначення місцезнаходження сигналів, що становлять інтерес. Проте багатопроменеве поширення радіочастот значно впливає на точність пеленгації та геолокації, зокрема супутникової радіонавігації[3].



Рисунок 1.1 – Вплив радіочастотної багатопроменевої системи на пеленгацію та геолокацію

Багатопроменеве поширення виникає, коли передані сигнали зустрічають перешкоди, що призводять до множинних шляхів відбитих і заломлених хвиль. Ці сигнали доходять до приймача, створюючи інтерференційні картини, які можуть бути як конструктивними, так і руйнівними. Багатопроменеве поширення може спричинити суттєві завади, ускладнюючи інтерпретацію сигналів. Конструктивні інтерференції можуть підсилювати сигнали, тоді як руйнівні — ослаблювати або навіть повністю знищувати їх, що призводить до помилок у визначенні місця розташування джерела сигналу. Багатопроменеві ефекти можуть викликати похибки у вимірюваннях часу приходу та кута прибуття, що призводить до помилок у системах позиціонування і пеленгації джерел сигналу. Для систем, що визначають кут приходу, багатопроменевість може створювати кілька потенційних джерел сигналу, що призводить до неоднозначності в їх ідентифікації. Це, в свою чергу, може спричинити помилкові геолокаційні дані, що ускладнить розв'язання

навігаційної задачі і прийняття оперативних рішень. У міських районах або в умовах сильних перешкод багатопроменеве поширення є ще більш вираженим, серйозно знижуючи точність пеленгації і геолокації. Крім того, багатопроменевість може вплинути на надійність пеленгаційних і геолокаційних систем через зміну умов навколишнього середовища (наприклад, рух транспорту), що призводить до динамічних змін у шляху сигналу. Це вимагає постійної адаптації систем пеленгації, що може збільшити обчислювальне навантаження і вплинути на їх здатність працювати в реальному часі. Також багатопроменеве середовище може ускладнити застосування методів протидії, таких як глушіння або спуфінг, оскільки ці ефекти можуть маскувати реальні результати цих тактик, що ускладнює їх прогнозування. В умовах багатопроменевого поширення інтерпретація і аналіз даних потребують високого рівня апіорної інформації, що може призвести до підвищеної втоми операторів та ймовірності помилок. Для пом'якшення цих проблем важливо забезпечити розширене навчання та інтуїтивно зрозумілі інтерфейси, що являє додатковою складністю при створенні систем для складних операційних умов. Застосування одночасно різноманітних способів просторової, частотної і поляризаційної фільтрації сигналів дозволяє значно зменшити негативні наслідки багатопроменевого поширення[3].

1.7 Завдання радіопеленгації

Основним завданням радіопеленгатора є визначення напрямку на джерело випромінювання шляхом оцінки параметрів електромагнітного поля. Зазвичай для цього достатньо визначити азимут θ , але вимірювання висоти φ стає важливим для джерел, розташованих на літаючих платформах, а також для пеленгації короткохвильових сигналів (Рис. 1.2). Пеленгатор здійснює просторові та часові вибірки з хвильового фронту і в ідеальних умовах надає розрахункові значення θ і φ як найбільш ймовірні напрямки на спостережуване джерело випромінювання[4].

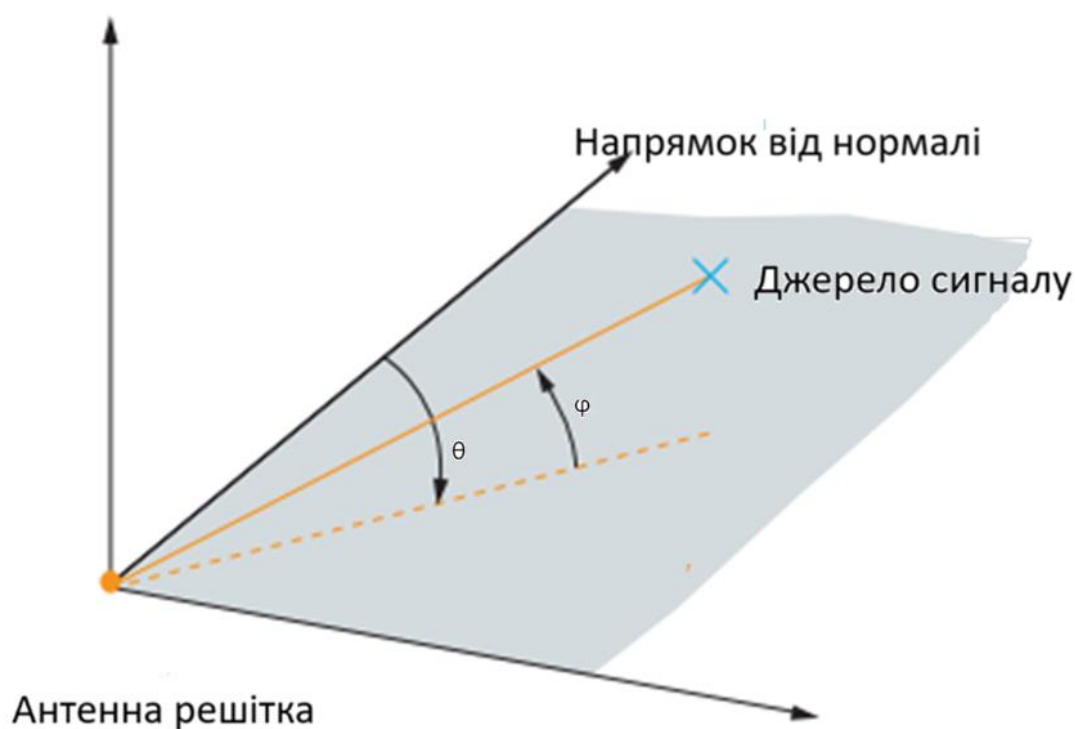


Рисунок 1.2 – Визначення кутового напрямку на випромінювач

1.8 Методи вимірювання кутових координат

Вимірювання кутових координат радіопеленгатором полягає у визначенні кута приходу радіохвиль, випромінюваних або відбитих об'єктом. Важливою характеристикою радіопеленгатора є його пеленгаційна характеристика $u(\theta)$ - залежність нормованої вихідної напруги приймача від напрямку приходу радіохвиль. Залежно від того, який параметр радіосигналу має основний вплив на формування пеленгаційної характеристики, методи пеленгації поділяють на амплітудні, фазові, частотні, та комбіновані (амплітудно-фазові). Основними з цих методів, які знайшли поширення на практиці, є перші два[4].

Амплітудні методи пеленгації ґрунтуються на використанні спрямованих властивостей антен. Якщо використовуються спрямовані властивості тільки

приймальної антени, ДС якої дорівнює $f_{\text{пр}}(\theta)$, то пеленгаційна характеристика радіопеленгатора:

$$u(\theta) = k * f_{\text{пр}}(\theta), \quad (1.1)$$

де k - коефіцієнт пропорційності.

В радіолокації при використанні спрямованих властивостей як приймальної, так і передавальної антени, маємо:

$$u(\theta) = k' f_{\text{пр}}(\theta) f_{\text{пер}}(\theta), \quad (1.2)$$

де $f_{\text{пер}}(\theta)$ - ДС передавальної антени. Якщо на передачу та прийом працює одна антена, то

$$f_{\text{пер}}(\theta) = f_{\text{пр}}(\theta) = f(\theta), \quad (1.3)$$

$$u(\theta) = k' f^2(\theta), \quad (1.4)$$

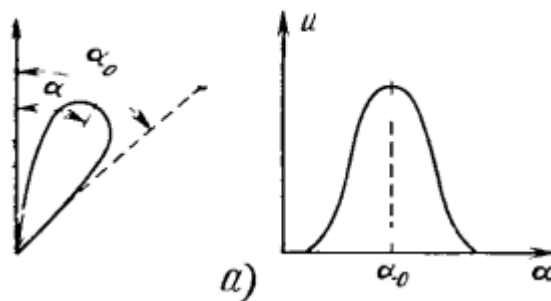


Рисунок 1.3 – Діаграми, що ілюструють пеленгацію методом максимуму

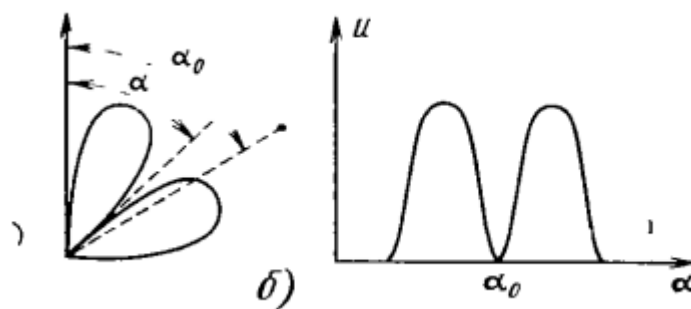


Рисунок 1.4 – Діаграми, що ілюструють пеленгацію методом мінімуму

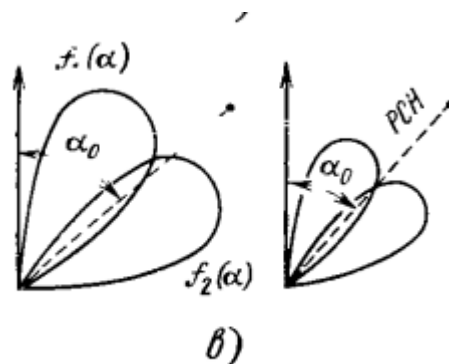


Рисунок 1.5 – Діаграми, що ілюструють пеленгацію методом порівняння максимуму та мінімуму

Серед амплітудних методів пеленгації розрізняють методи максимуму, мінімуму та порівняння. Пеленгація методом максимуму (Рис. 1.3) здійснюється шляхом поєднання напрямку максимуму пеленгаційної характеристики – θ , з направленням на об'єкт, що пеленгується – θ_0 , в результаті плавного обертання ДС антени; пеленг відраховується в той момент, коли напруга на виході приймача стає максимальною. Переваги амплітудного методу максимуму: простота технічної реалізації, отримання найбільшого відношення сигнал-шум в момент відліку пеленгу. Недоліки методу: низька пеленгаційна чутливість і, як наслідок, низька точність пеленгації.

Пеленгація методом мінімуму (Рис. 1.4) здійснюється шляхом плавного обертання ДС із різким провалом. Кут відраховується в той момент, коли напрямок мінімуму пеленгаційної характеристики α_0 збігається з направленням на об'єкт. При цьому напруга на виході приймача мінімальна. Крутизна пеленгаційної характеристики в цьому разі вище, ніж в методі максимуму, тому вища і точність пеленгації. Однак амплітуда сигналу поблизу напрямку на об'єкт мала, що ускладнює далекометрію і, отже, використання методу мінімуму в активній радіолокації. Цей метод застосовується головним чином в системах радіонавігації при пеленгації джерел потужного власного випромінювання.

При пеленгації методом порівняння (Рис. 1.5) кут визначається за співвідношенням амплітуд двох сигналів, що приймаються, відповідно двома антенами з діаграмами спрямованості $f_1(\theta)$ і $f_2(\theta)$, що перетинаються. Приймач у

цьому випадку двоканальний, причому напруги на виході каналів пропорційні значенням $f_1(\theta_0)$ та $f_2(\theta_0)$:

$$S_1 = k_1 * f_1(\theta_0), \quad (1.5)$$

$$S_2 = k_2 * f_2(\theta_0), \quad (1.6)$$

Порівнюючи ці сигнали, наприклад, шляхом поділу, знаходимо:

$$S = \frac{S_1}{S_2} = \frac{k_1 * f_1(\theta_0)}{k_2 * f_2(\theta_0)}, \quad (1.7)$$

Вимірюючи відношення і розв'язуючи рівняння (1.7), знайдемо необхідне значення кута. Перевагою методу порівняння є можливість швидкого визначення напрямку на об'єкт (протягом одного імпульсу) у межах порівняно широкого сектора при нерухомих антенах. Однак точність вимірювання може іноді виявитися низькою залежно від виду та взаємного положення ДС антен та кута приходу радіохвиль.

У тому випадку, коли відношення сигналів S_1/S_2 прагнуть зробити рівним одиниці, приходимо до порівняльного методу пеленгації. При цьому методі антенна система повертається доти, доки об'єкт не виявиться на рівносигнальному напрямку РСН (Рис. 1.5), коли $S=S_1/S_2=1$. Перевагою рівносигнального методу є порівняно висока точність пеленгації, оскільки при вимірі використовується та частина ДС, яка має велику крутизну. Даний метод застосовується при автоматичному стеженні за кутовими координатами рухомого об'єкту. І тут зручніше формувати не відношення сигналів (1.7), а різницю $S=S_1-S_2$. Система управління повертає антену (або ДС при нерухомій антені) у той чи інший бік з метою звести різницю до нуля. При цьому в околі рівносигнального напрямку можна відстежувати зміну напрямку на об'єкт. Методи порівняння, зокрема рівносигнальний, використовують у багатоканальних (моноімпульсних) радіопеленгаторах та в одноканальних пеленгаторах. У першому випадку завдяки багатоканальності приймальної системі, яка має паралельно сумарний і різницевий канали, порівняння сигналів суми і різниці відбувається одночасно. У другому випадку потрібно періодично змінювати положення ДС антени в просторі, при

цьому порівнюються між собою сигнали, прийняті в різні моменти часу за різних положень ДС. Одноканальні радіопеленгатори простіші за багатоканальні, проте вони виявляються менш захищеними і забезпечують меншу точність.

1.9 Амплітудний метод максимумів

Перш за все, задамо основні параметри радіопеленгаторної системи, такі як: F_s - частота дискретизації, λ_m - довжина хвилі носійної частоти, F_s - число точок FFT, d - крок антенної решітки, та f_0 – носійна, j – уявна одиниця, Q – квадратурна, I – реальна частина. Аналітичний сигнал $S1a$ формується при наявності I та Q [5].

$$s1a = S1 + j * Q1, \quad (1.8)$$

$$s2a = S2 + j * Q2, \quad (1.9)$$

$$s3a = S3 + j * Q3, \quad (1.10)$$

$$s4a = S4 + j * Q4, \quad (1.11)$$

Рівняння (1.12) повертає евклідову норму вектора $S1a$. Цю норму також називають 2-нормою, векторною величиною або евклідовою довжиною[5].

$$NS1 = \left[\sum_{k=1}^N |s1a|^p \right]^{\frac{1}{p}}, \quad (1.12)$$

Рівняння (1.13) дає визначення середнього рівня потужності по каналам $As0$

$$As0 = \sqrt{\frac{Ns1 + Ns2 + Ns3 + Ns4}{4}}, \quad (1.13)$$

Визначення коефіцієнту корекції амплітуди по кожному каналу на основі середнього рівня потужності $ks1$:

$$ks1 = \frac{\sqrt{Ns1}}{As0}, \quad (1.14)$$

$$ks2 = \frac{\sqrt{Ns2}}{As0}, \quad (1.15)$$

$$k_{s3} = \frac{\sqrt{Ns3}}{As0}, \quad (1.16)$$

$$k_{s4} = \frac{\sqrt{Ns4}}{As0}, \quad (1.17)$$

Визначення коефіцієнту корекції фаз по відношенню до 1-го каналу:

$$korF12 = \frac{Ps12}{\sqrt{Ps12}} = \frac{s1a * s2a}{\sqrt{s1a * s2a}}, \quad (1.18)$$

$$korF12 = \frac{Ps12}{\sqrt{Ps12}} = \frac{s1a * s2a}{\sqrt{s1a * s2a}}, \quad (1.19)$$

$$korF12 = \frac{Ps12}{\sqrt{Ps12}} = \frac{s1a * s2a}{\sqrt{s1a * s2a}}, \quad (1.20)$$

$$korF12 = \frac{Ps12}{\sqrt{Ps12}} = \frac{s1a * s2a}{\sqrt{s1a * s2a}}, \quad (1.21)$$

Корекція каналів:

$$s1a = \frac{s1a}{k_{s1}}, \quad (1.22)$$

$$s2a = \frac{s2a}{k_{s2}} * \overline{korF2}, \quad (1.23)$$

$$s3a = \frac{s3a}{k_{s3}} * \overline{korF3}, \quad (1.24)$$

$$s4a = \frac{s4a}{k_{s4}} * \overline{korF4}, \quad (1.25)$$

Формування матриці сигналів Sa :

$$Sa = [s1a; s2a; s3a; s4a], \quad (1.26)$$

Розрахунок фазового зсуву де η – відношення частоти до швидкості хвилі, Xm -координати антен, θ – поточний кут в радіанах. З цього маємо що фазовий зсув дорівнює.

$$Fim = 2\pi * \eta * xm * \sin(\theta), \quad (1.27)$$

Вихідна діаграма спрямованості за потужністю для поточного кута:

$$DN = \sum (\sqrt{e^{-j*Fim} * Sa})^2, \quad (1.29)$$

Діаграма спрямованості за амплітудою

$$DNa = \sqrt{D}, \quad (1.30)$$

Максимум Діаграми спрямованості

$$Dmax = \max|DNa|, \quad (1.31)$$

Висновок до розділу 1

У цьому розділі було розглянуто теоретичні основи методів радіопеленгації, яка є важливим інструментом для визначення напрямку на джерела радіохвиль. Теоретична частина розкриває основи і значення радіопеленгаційних методів у сучасних технологіях навігації та пошуково-рятувальних операціях. Окреслено завдання, що стоять перед радіопеленгацією, зокрема точне визначення місця розташування радіоб'єктів на основі вимірювання напрямків до них. Особлива увага приділена математичному обґрунтуванню пеленгаційного методу максимумів, який дозволяє ефективно локалізувати джерело сигналу.

РОЗДІЛ 2. Огляд аналогів SDR

Під час виконання роботи було проаналізовано декілька варіантів моделей SDR для розроблення пеленгатора.

2.1 KrakenSDR



Рисунок 2.1 – KrakenSDR

KrakenSDR використовує п'ять спеціальних схем RTL-SDR, що складаються з мікросхем R820T2 і RTL2832U. RTL-SDR — це добре відома, недорога програмно-визначена п'яти канална радіостанція (SDR), яка може працювати з п'ятьма каналами одночасно. Щоб досягти фазової когерентності, KrakenSDR керує всіма п'ятьма каналами RTL-SDR за допомогою одного тактового джерела та містить внутрішнє калібрувальне обладнання, яке дозволяє точно вимірювати та коригувати співвідношення фаз між каналами в нашому програмному забезпеченні. Крім того, загальна конструкція KrakenSDR працює над забезпеченням стабільності фази, з урахуванням контролю температури, конфігурації драйвера, джерела живлення та пом'якшення зовнішніх перешкод[6].

Технічні характеристики обладнання:

- П'ятиканальний RTL-SDR з підтримкою когерентності, всі з тактовою частотою від одного гетеродину.
- Вбудоване обладнання автоматичної синхронізації і забезпечення когерентності каналів.
- Діапазон налаштування частот від 24 МГц до 1766 МГц (стандартний діапазон R820T2 RTL-SDR, і, можливо, вище зі зламаними драйверами).
- Роз'єми для передачі даних і живлення USB-C.
- Вхідні радіочастотні порти SMA.
- Трійник подачі зміщення 4,5 В на кожному вході SMA.
- Міцний алюмінієвий корпус забезпечить радіатор і вентилятор для стабільності температури та фаз.

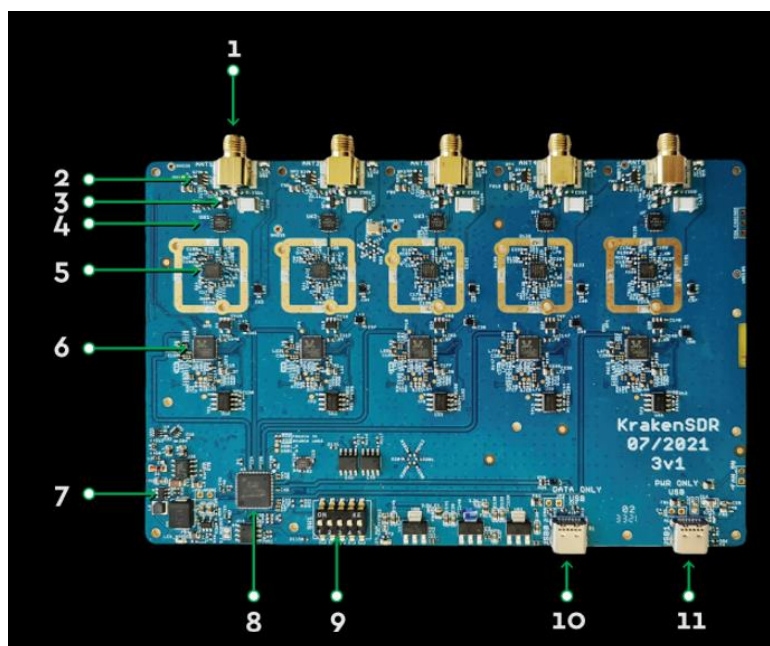


Рисунок 2.2 – Плата KrakenSDR

1. Входи антени SMA.
2. Трійник для подачі зміщення.
3. Захист від електростатичного розряду.
4. Перемикачі калібрування шумовим сигналом.
5. Тюнер R820T2.
6. RTL2832U АЦП.

7. Джерело шуму.
8. USB-концентратор.
9. Увімкнення/вимкнення індивідуального тюнера з перемиканням DIP.
- 10.USB Type-C для даних.
- 11.USB Type-C для живлення.

2.2 USRP X300 і X310



Рисунок 2.3 – SDR Ettus Research USRP X310

Ettus Research USRP X300 і X310 — це високопродуктивна платформа SDR з програмним забезпеченням, яке має можливість подальшої розробки та масштабування, яке використовується для розробки та розгортання систем бездротового зв'язку нового покоління. Апаратна архітектура має два відповідні роз'єми для дочірньої плати з розширеною смугою пропускання до 120 МГц в діапазоні частот від постійного струму – до 6 ГГц, кілька високошвидкісних інтерфейсів (PCIe, Dual 1/10 GigE) і великий програмований користувачем ПЛІС типу Kintex-7 FPGA. Вказаний SDR виконаний у зручному настільному або стійковому форм-факторі 1U. На додаток до надання вказаних високих у своєму класі продуктивності апаратного забезпечення, архітектура програмного забезпечення з відкритим кодом USRP X300 і X310 забезпечує крос-платформену підтримку драйвера UHD, що робить її сумісною з великою кількістю розроблених проєктів для USRP з відкритим кодом[7].

Особливості USRP:

- Два широкосмугові слоти для дочірніх RF плат.
 - o Збільшення смуги пропускання до 120 МГц на кожен канал.
 - o Діапазон частот 0 до 6 ГГц.
- Велика ПЛІС FPGA Kintex-7.
 - o USRP X300 - XC7K325T інтерфейс.
 - o USRP X310 – XC7K410T інтерфейс.
- Архітектура UHD забезпечує сумісність:
 - o GNURadio
 - o C++ API/Python
 - o Інші сторонні фреймворки та програми.
- Кілька високошвидкісних інтерфейсів.
 - o Подвійні порти SFP(+) для 1/10 Gigabit Ethernet.
 - o PCIe x4.
- Гнучка архітектура синхронізації.
 - o Настроюваний зразковий годинник.
 - o Додатковий ОСХО з підтримкою GPS.
 - o Когерентна робота з 10 МГц/1 PPS.
- Компактний і міцний напівширокий форм-фактор 1U.
- Розширене бездротове прототипування (Wi-Fi/стільниковий зв'язок).
- Проекти тестових стендів MIMO.
- Проекти, які можуть бути використані пасивного радару.

2.3 SDR типу Blade RF 2.0 micro xA4.



Рисунок 2.4 – Blade RF 2.0 micro xA4

BladeRF 2.0 micro xA4 — це сучасна програмно-визначена радіостанція, робочий діапазон частот якої є від 47 МГц до 6 ГГц, крім того частота дискретизації дорівнює 61,44 МГц яка може бути розширена до 122,88 МГц. SDR BladeRF 2.0 сумісний з програмними забезпеченнями, такими як: GNURadio, SoapySDR. Цифрова обробка сигналів побудована на ПЛІС типу Cyclone V FPGA [8].

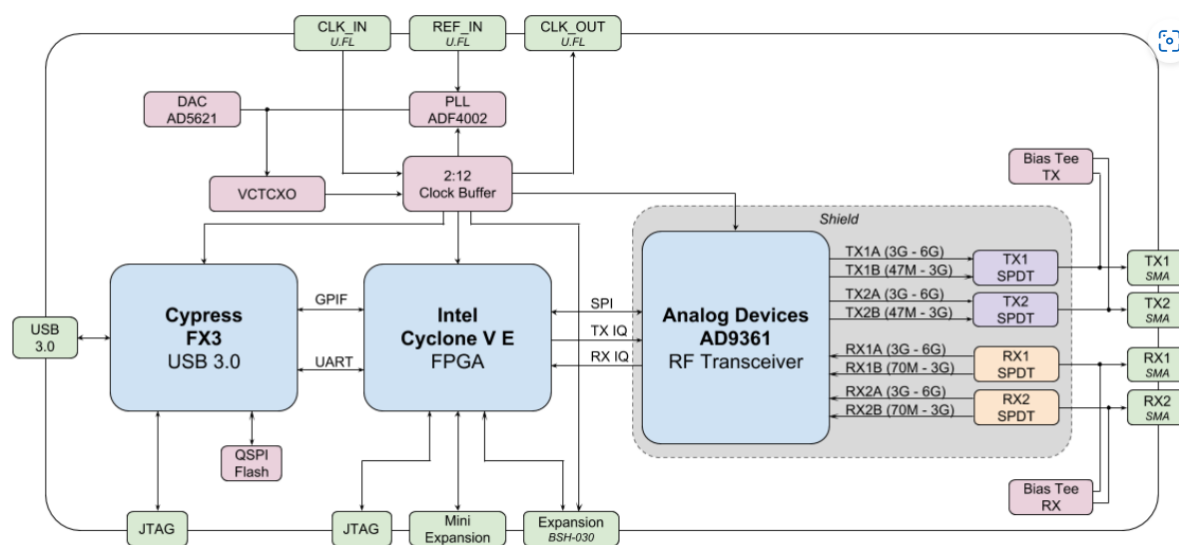


Рисунок 2.5 – Блок схема SDR Blade RF

USB 3.0 Superspeed є високошвидкісним інтерфейсом для передачі даних радіообладнання на сучасні комп'ютери. USRP має мікроконтролер Cypress FX3 з пропускної здатністю 5 Гбіт/с для повнодуплексного каналу, використовуючи USB 3.0 [8].

Програмована FPGA типу Altera Cyclone V FPGA забезпечує інтерфейс між FX3 і радіочастотним трансивером. Ця FPGA має вбудований обсяг пам'яті з однотоктним доступом, жорсткі множники 18×18 для виділеного DSP і багато елементів загальної логіки, готових до програмування[8].

Analog Devices AD9361 - це повністю інтегрований високопродуктивний радіочастотний трансивер. Створений для бездротових протоколів нового покоління, цей приймач-передавач здатний обробляти будь-що: від простого FM-аудіо до новітнього стандарту 5G LTE [8].

2.4 GNURadio

GNU Radio — програмне забезпечення, яке має набір інструментів для створення проектів та симуляцій, в яке входять блоки для підключення до SDR, що працюють з ним на пряму. Код до кожного блоку є відкритим, причому можна подивитися сам код до кожного блоку через програму Python. Програмно-визначене радіо приймає аналоговий сигнал і переносить його на нульову частоту у вигляді двох складових I та Q, оцифровує далі з метою обробки сигналу на комп'ютері за допомогою алгоритмів у програмному забезпеченні [9]. Функціонал GNU Radio забезпечується в формі простих блоків. При цьому пропонується чудова масштабованість, велика бібліотека стандартних алгоритмів, оптимізованих для великої кількості різноманітних поширених платформ і задач. Блок схема обробки сигналів в даній роботі була зроблена в програмному забезпеченні GNU Radio. На блоксхемі можна побачити блоки прийому Osmocom Source, які синхронізовані з SDR (BladeRF).

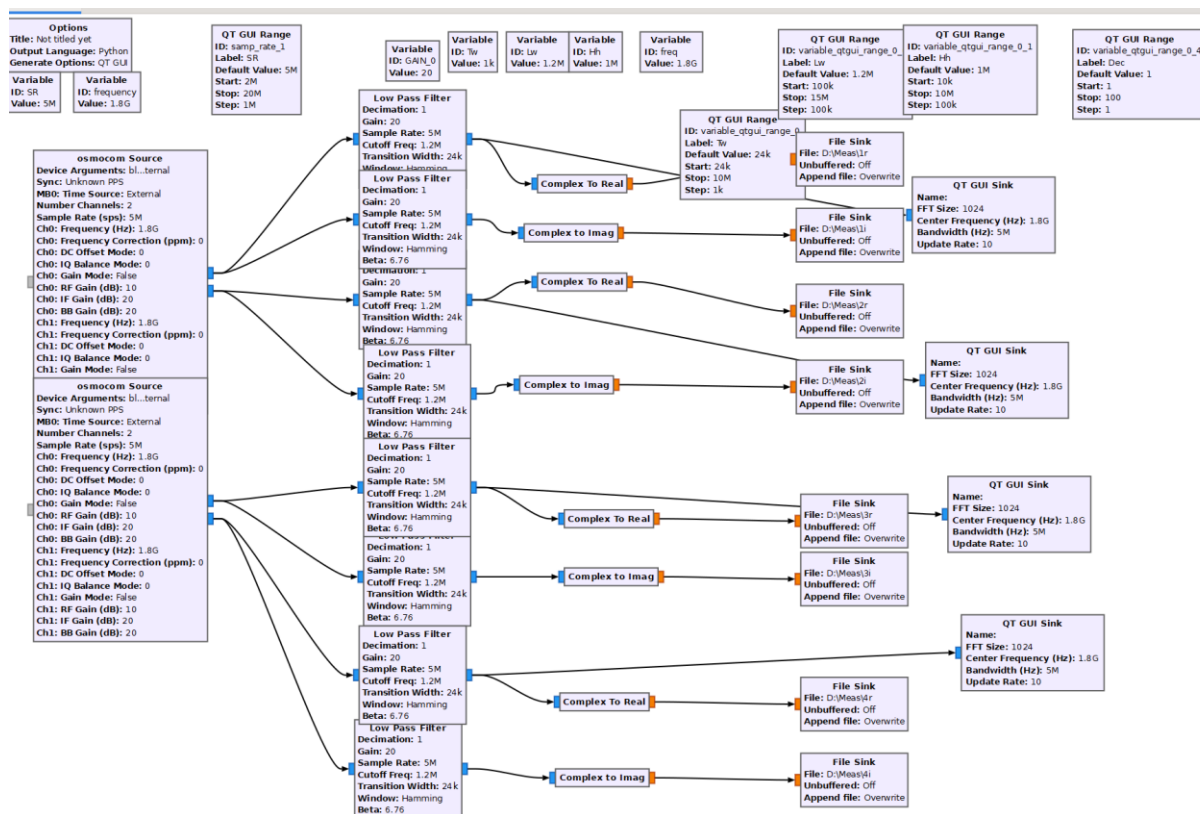


Рисунок 2.6 – Блок схема програми для запису сигналу

Блоки програмного забезпечення, які було використано розглянуто нижче.

Low Pass Filter

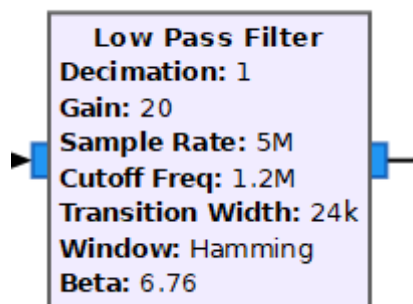


Рисунок 2.7 – Фільтр низьких частот

Цей блок, що реалізує фільтр, є зручною оболонкою для FIR-фільтра з децимацією та функції генерації `firdes taps` типу `low-pass`, тобто викликає `firdes.low_pass`.

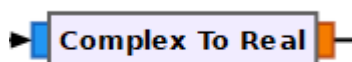


Рисунок 2.8 – Перетворювач комплексного значення в реальне
Блок `Complex To Real` виділяє дійсну складову комплексного значення.

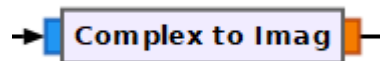


Рисунок 2.9 – Перетворювач комплексного значення в уявне
Блок Complex to Image виділяє уявну складову комплексного значення.

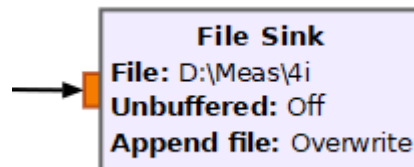


Рисунок 2.10 – Блок запису
Блок File Sink необхідний для запису сигналу в файл.

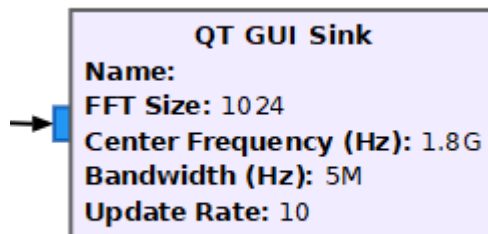


Рисунок 2.11 – Графічний інтерфейс записаного сигналу
По суті, блок QT GUI Sink це просто комбінація наступних чотирьох графічних інтерфейсів які поділені на вкладки.

- QT GUI Frequency Sink
- QT GUI Waterfall Sink
- QT GUI Time Sink
- QT GUI Constellation Sink

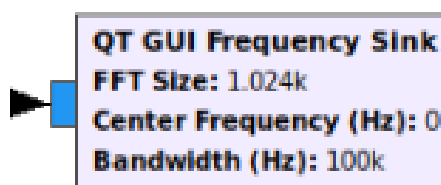


Рисунок 2.12 – Графічний інтерфейс спектру
Блок QT GUI Frequency Sink необхідний для відображення декількох сигналів по частоті.

Це графічний інтерфейс на основі QT, який приймає набір потоків з плаваючою комою та будує графік PSD. Кожен сигнал наноситься різним кольором, і за допомогою функцій можна змінювати мітку і колір для заданого вхідного сигналу [9].

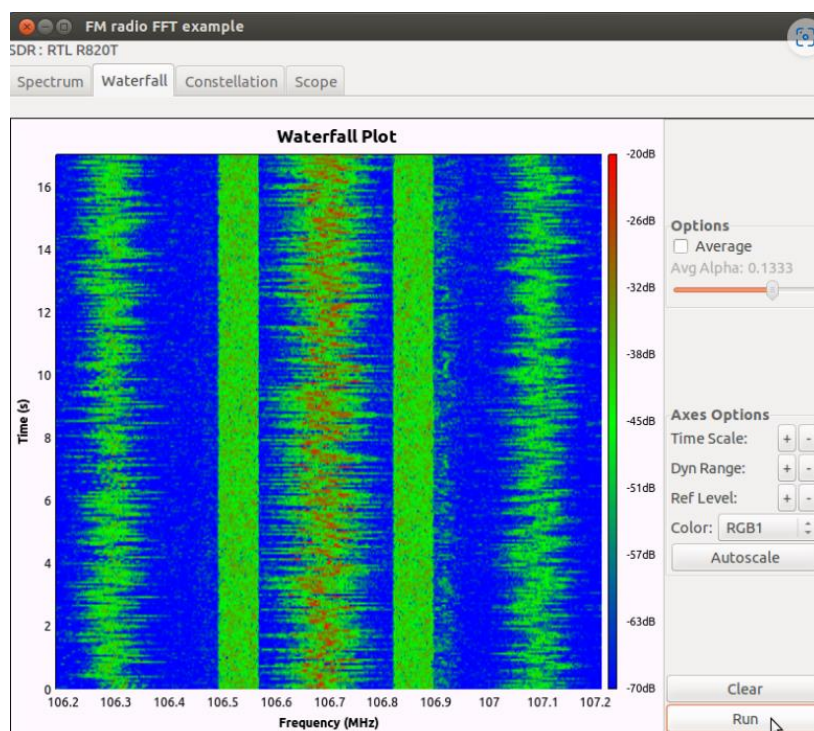


Рисунок 2.13 – Графічний інтерфейс Waterfall

Блок QT GUI Waterfall Sink слугує для відображення декількох сигналів на графіку водоспаду (спектрограми). Більшість параметрів збігаються з QT GUI Frequency Sink. Мінімальні та максимальні значення інтенсивності визначають, як карта кольорів відображає діапазон значень[9].

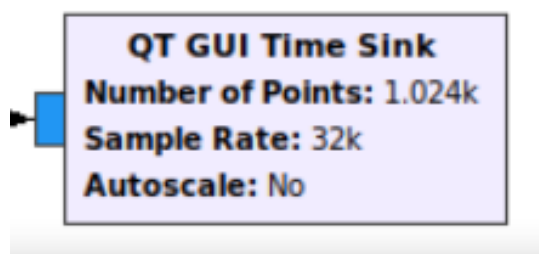


Рисунок 2.14 – Графічний інтерфейс сигналу в часі

Блок QT GUI Time Sink використовують для відображення декількох сигналів у часі. Інтерфейс підтримує побудову поточкових плаваючих даних,

складних даних або повідомлень. Порт повідомлень має назву "in". Ці два режими не можна використовувати одночасно, і для них слід встановити значення 0 під час використання режиму повідомлень[9].

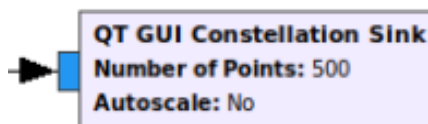


Рисунок 2.15 – Графічний інтерфейс сузір'я

Блок QT GUI Constellation Sink використовують для відображення сузір'я IQ з декількох сигналів. Блок підтримує побудову графіків потокових складних даних або повідомлень. Порт повідомлень має назву "in". Ці два режими не можна використовувати одночасно, і для них слід встановити значення 0 під час використання режиму повідомлень[9].

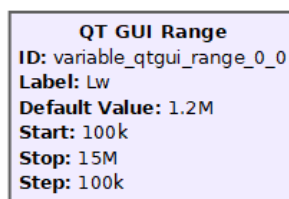


Рисунок 2.16 – Блок створення змінної

Блок QT GUI Range створює змінну. Змінній може бути задано значення за замовчуванням, а її значення може бути змінено під час виконання в заданому діапазоні [9].

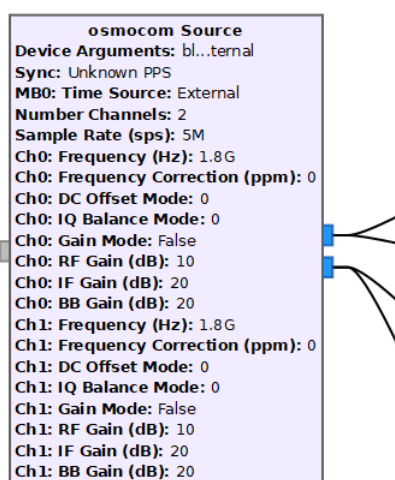


Рисунок 2.17 – Блок Osmocom Source

Блок Osmocom Source виступає як міст між GNU Radio та апаратними пристроями, які підтримуються Osmocom. Він дозволяє прийом радіочастотних сигналів, які потім можуть бути оброблені в середовищі GNU Radio.

Блок Osmocom Source підтримує ряд SDR-пристроїв, включаючи:

RTL-SDR: Доступні USB-адаптери на базі чіпсету Realtek RTL2832U.

HackRF: Багатофункціональний SDR-пристрій, здатний до передачі та прийому сигналів.

USRP (Universal Software Radio Peripheral): Високопродуктивні SDR-пристрої від Ettus Research.

BladeRF: Гнучка та доступна SDR-платформа.

Висновок до розділу 2

У процесі огляду аналогів SDR (Software Defined Radio), таких як BladeRF, USRP x310 та KrakenSDR, можна зробити кілька ключових висновків, що стосуються їх можливостей, переваг і обмежень. Кожен з цих пристроїв має свої специфікації, що роблять їх найбільш придатними для певних завдань. BladeRF вирізняється хорошим співвідношенням ціни та якості, компактними розмірами та можливістю працювати на великих діапазонах частот. Програма GNURadio є гарним прикладом програмного забезпечення для створення проектів та для симуляції їх в реальному часі.

РОЗДІЛ 3. Випробування пеленгаційної системи.

3.1 Макет для дослідження

Макет для дослідження складався з таких елементів:

- Генератор векторних сигналів VSG60A Signal Hound



Рисунок 3.1 – Генератор векторних сигналів VSG60A Signal Hound

- Спіральна передавальна антена з характеристиками :
 - 1) коефіцієнт підсилення антени 13 дБ;
 - 2) колова права поляризація;
 - 3) робочий діапазон частот 1.4...1.8ГГц.
- Коаксіальні кабелі SSF 141 та RG 223.
- Приймальні антени, показані на Рис.2.3.

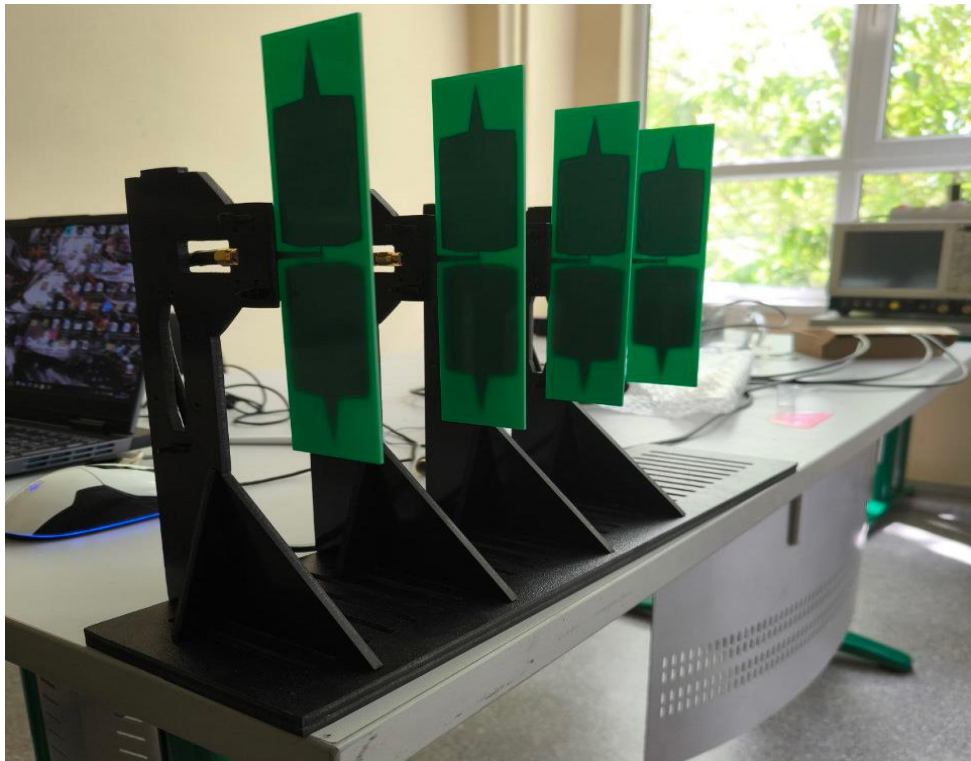


Рисунок 3.2 – Антена решітка

- Плати bladeRF в кількості двох штук.



Рисунок 3.3 – BladeRF

- Ноутбук

3.2 Генератор векторних сигналів VSG60A Signal Hound



Рисунок 3.4 – Генератор векторних сигналів VSG60A Signal Hound

VSG60A — це векторний генератор сигналів на частоті 6 ГГц із пропускною здатністю потокового мовлення в реальному часі 40 МГц. Він компактний, простий у використанні і може генерувати практично будь-який тип сигналу. VSG60A оснащений гетеродином з низьким фазовим шумом і часом перемикання значення частоти 200 мкс, що дозволяє проводити тестування сигналів із розширеним спектром стрибкоподібної зміни частоти [10].

Таблиця 3.1 – Характеристики Генератора векторних сигналів VSG60A Signal Hound

Доступні типи модуляції	CW AM, FM, імпульсна, багатотональна, широкосмугова, AWGN, FSK, GFSK, OOK, ASK, MSK, GMSK, BPSK, DBPSK, QPSK, DQPSK, Pi/4DQPSK, OQPSK, 8-PSK, 16-PSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM,
Порушення цифрової модуляції	Канал, AWGN, зсув I/Q

Діапазон частот	50 МГц - 6 ГГц
Діапазон амплітуд	-55 дБм до +7 дБм
Довільна частота дискретизації I/Q	12,5 kSPS до 51,2 MSPS
Типовий EVM	0,3% (несучий 1 ГГц, 1 MSPS QAM16, альфа 0,35, підвищений косинус)
Зовнішній вхід і тригерний вихід	10 МГц

3.3 Коаксіальний кабель SSF-141



Рисунок 3.5 – Кабель SSF-141

Таблиця 3.2 – Електричні характеристики кабелю SSF-141[11]

Фазова стабільність	$1440 \pm 4^\circ L = 425 \pm 0,1$ мм на 2 ГГц
Затримка розподілу сигналу	4,7 нс/м
Ізоляційний опір	≥ 5000 МОм/км
Опір постійному струму	
Внутрішній провідник	≤ 27 Ом/км
Зовнішній провідник	≤ 16 Ом/км
ППМ (пасивна інтермодуляція)	-120 дБм на частотах 700 МГц/910 МГц/1800 МГц/2100 МГц
Ефективність екранування	100 дБ на частоті 200...4500 МГц

3.4 Антенно -фідерна система

Для визначення кута пеленгу використовувалася антенно-фідерна система, в

яку входили антени з робочим частотним діапазоном 750-2900 МГц. Модель друкованої антени, яка використовувалася для прийому сигналів у складі антенної решітки показана на Рис. 3.6. По суті це широкосмуговий друкований вібратор, виконаний на діелектричній підкладці типу FR-4.

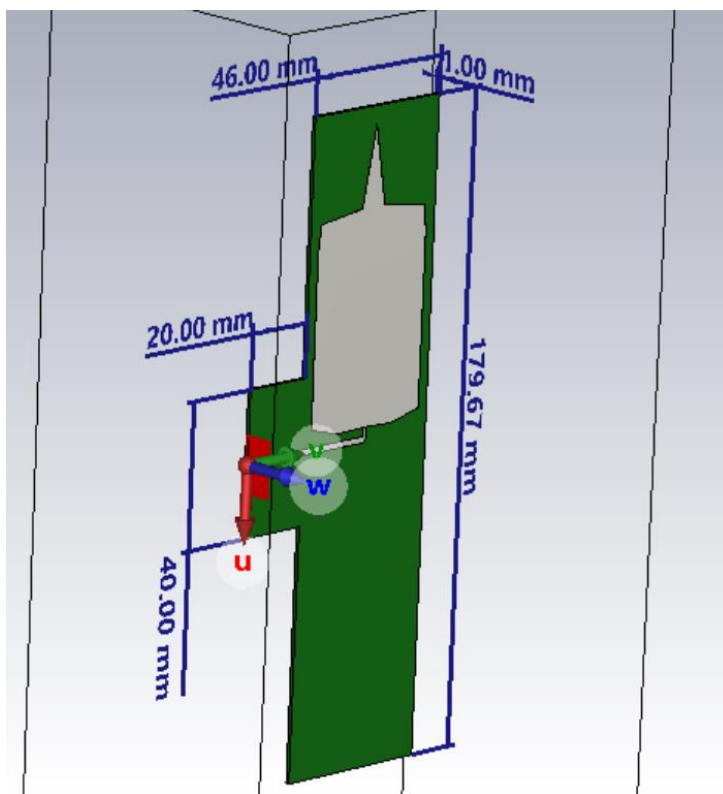


Рисунок 3.6 – Модель друкованої антени

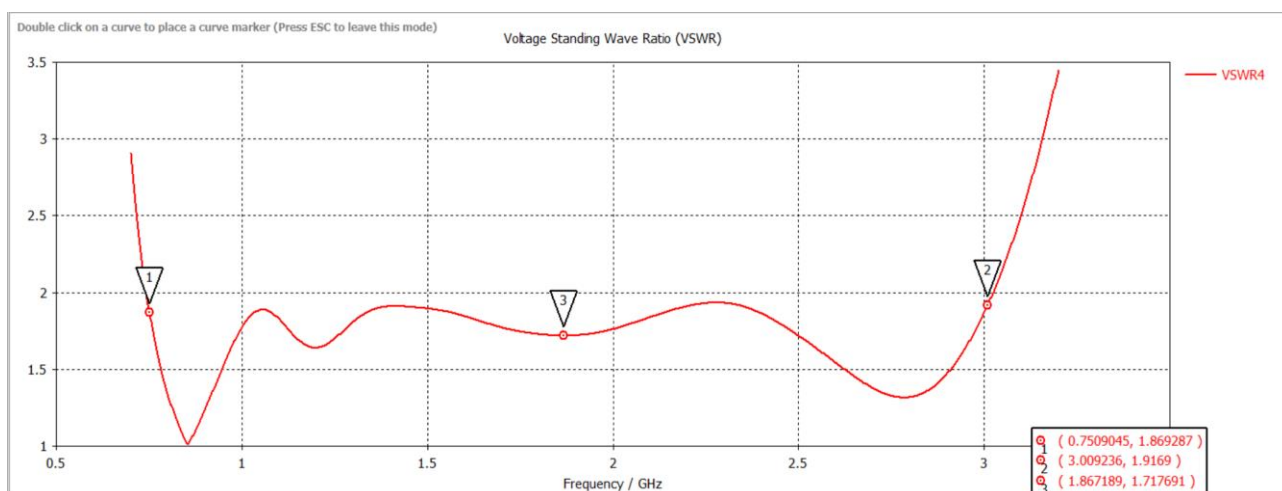


Рисунок 3.7 – КСХН друкованої антени, показаній вище.

Чотириелементна лінійна антенна решітка, побудована на основі широксмугових друкованих вібраторних елементів показана на Рис. 3.8. Відстань між елементами решітки складає 85мм.

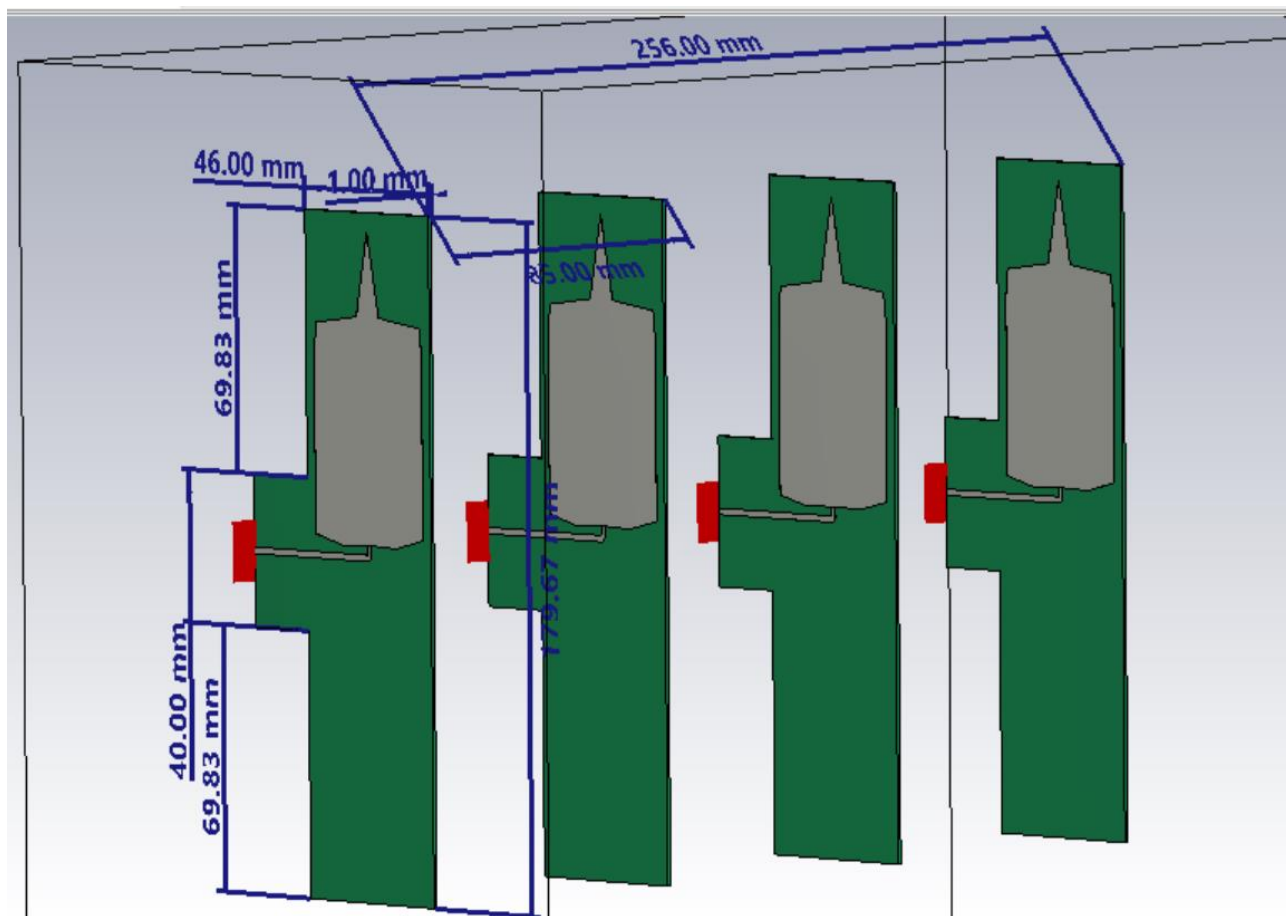


Рисунок 3.8 – Антенної решітка з 4 антен

Діаграма спрямованості кожної антени у складі антенної решітки на частотах 1,5 ГГц та 1,8 ГГц у 3D вигляді показані на Рис. 3.9 - 3.16 відповідно.

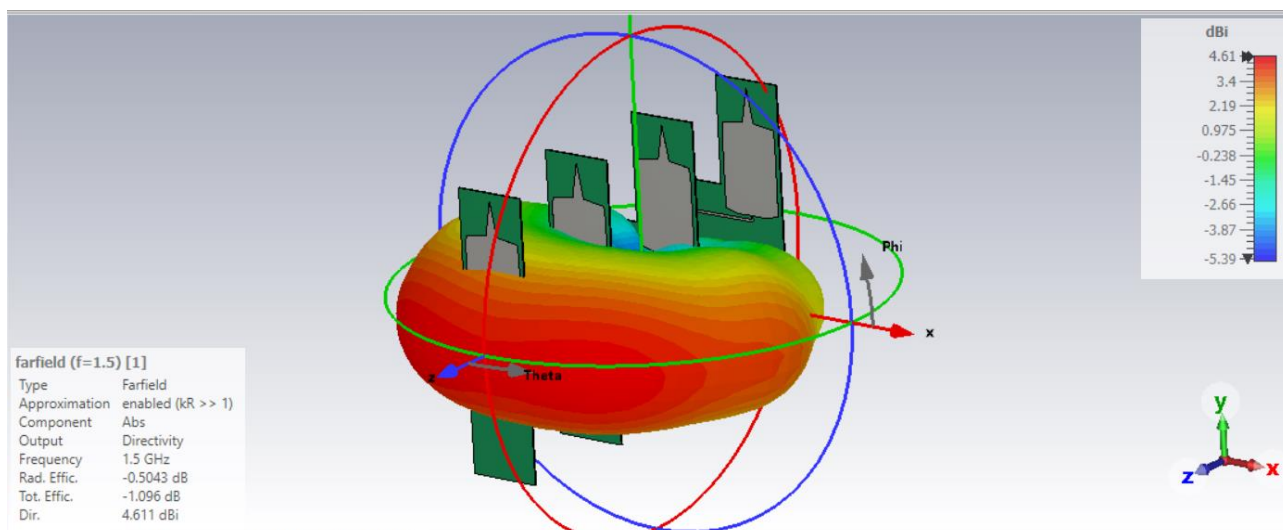


Рисунок 3.9 – Діаграма спрямованості у 3D вигляді 1 антени в решітці на частоті 1,5 ГГц

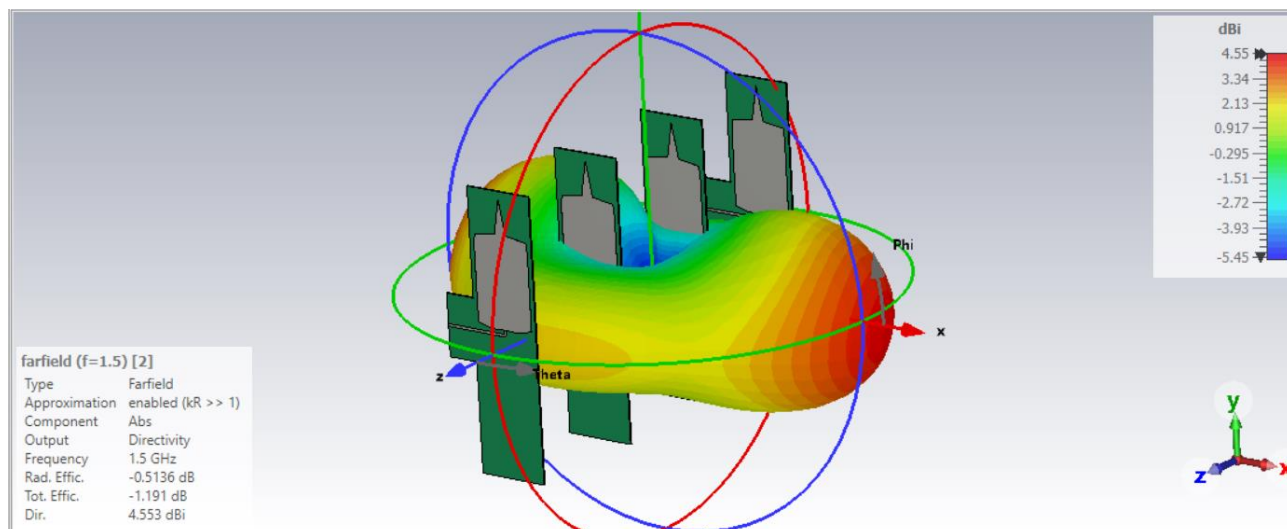


Рисунок 3.10 – Діаграма спрямованості у 3D вигляді 2 антени в решітці на частоті 1,5 ГГц

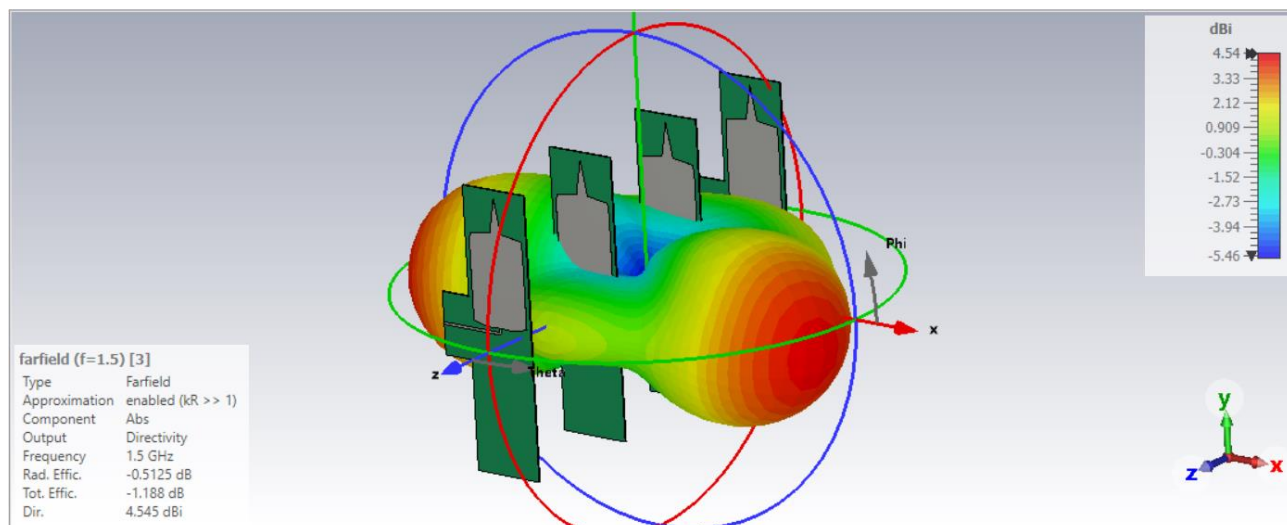


Рисунок 3.11 – Діаграма спрямованості 3 антени в решітці на частоті 1,5 ГГц

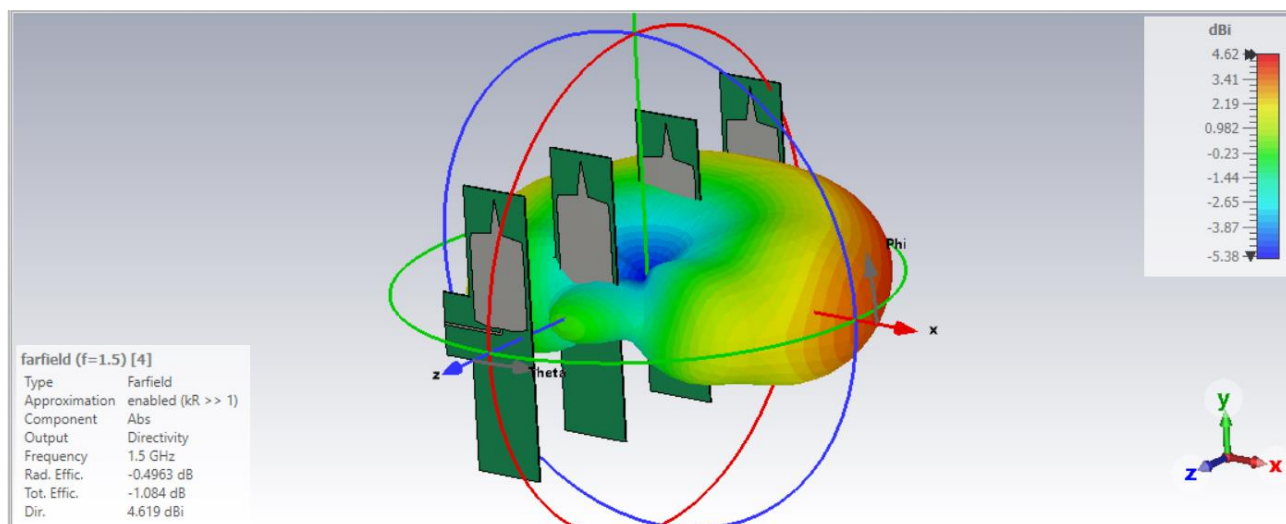


Рисунок 3.12 – Діаграма спрямованості 4 антени в решітці на частоті 1,5 ГГц

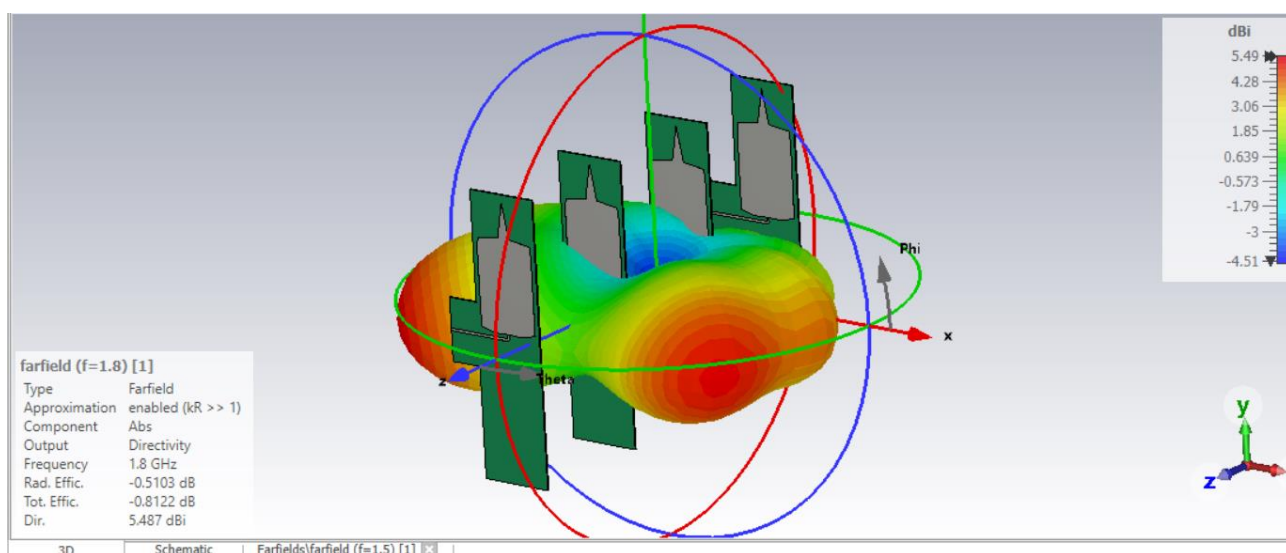


Рисунок 3.13 – Діаграма спрямованості 1 антени в решітці на частоті 1,8 ГГц

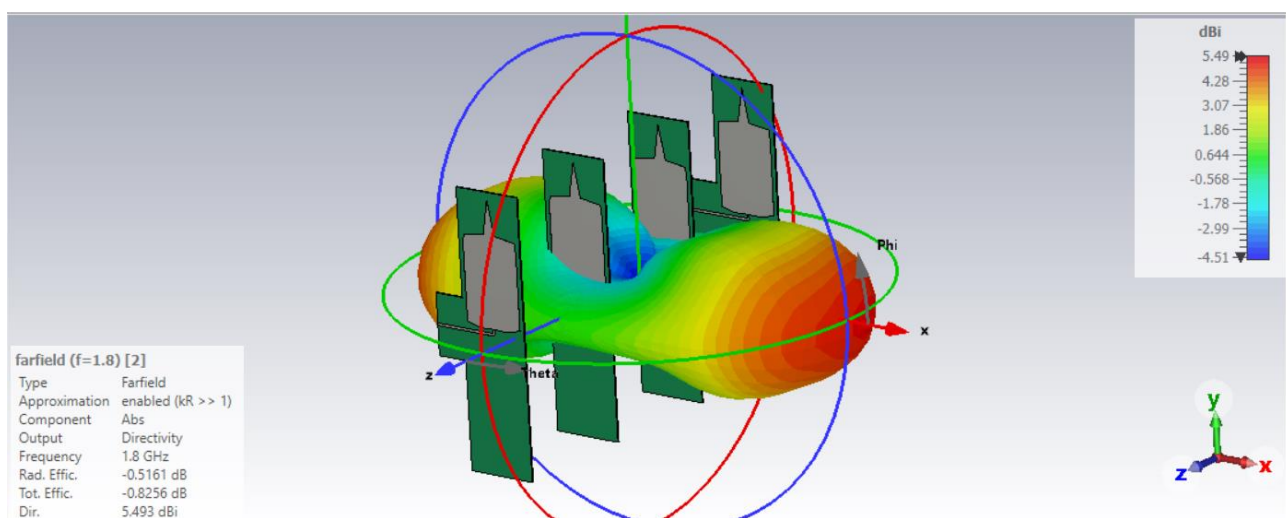


Рисунок 3.14 – Діаграма спрямованості 2 антени в решітці на частоті 1,8 ГГц

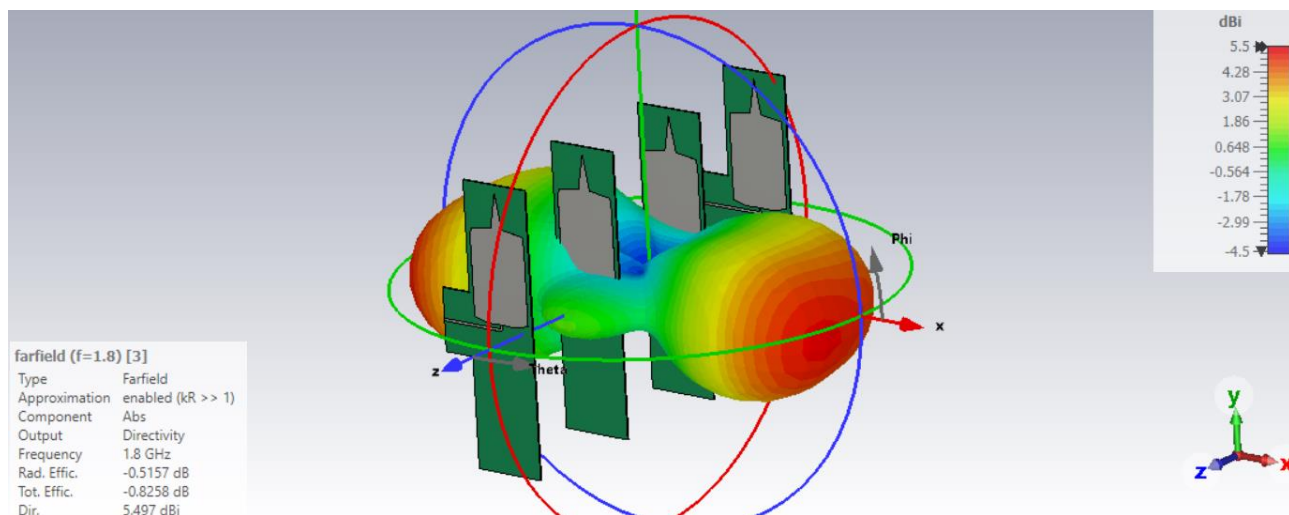


Рисунок 3.15 – Діаграма спрямованості 3 антени в решітці на частоті 1,8 ГГц

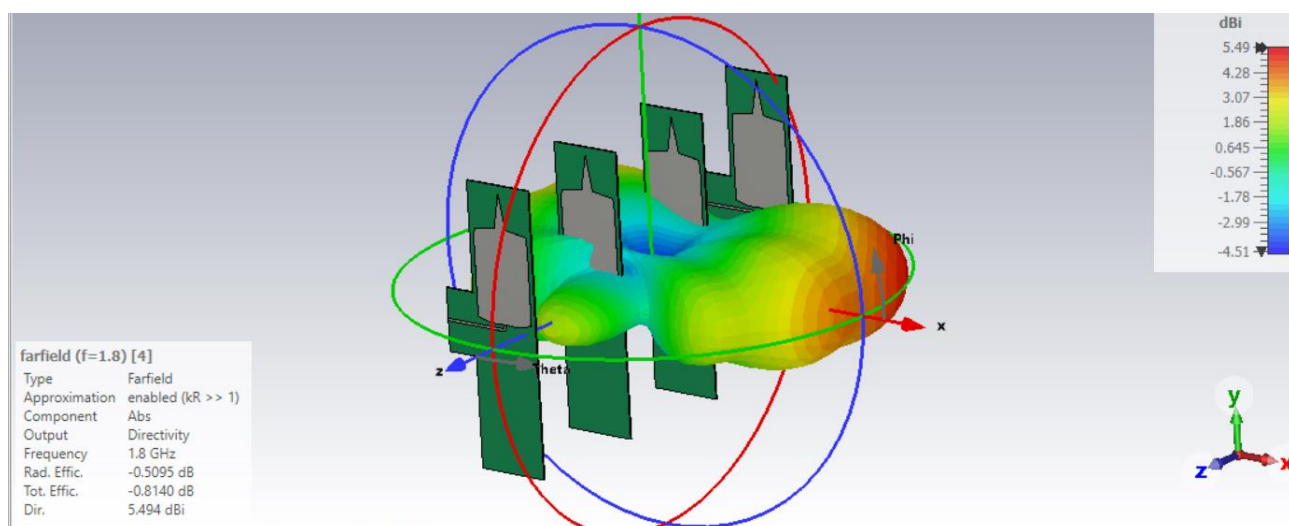


Рисунок 3.16 – Діаграма спрямованості 4 антени в решітці на частоті 1,8 ГГц.

Розраховані діаграми спрямованості кожної антени у складі антенної решітки в полярній системі координат в азимутальній площині на частотах 1.5 ГГц та 1.8 ГГц показані на Рис. 3.17 - 3.24 на частотах 1,5 та 1,8 ГГц.

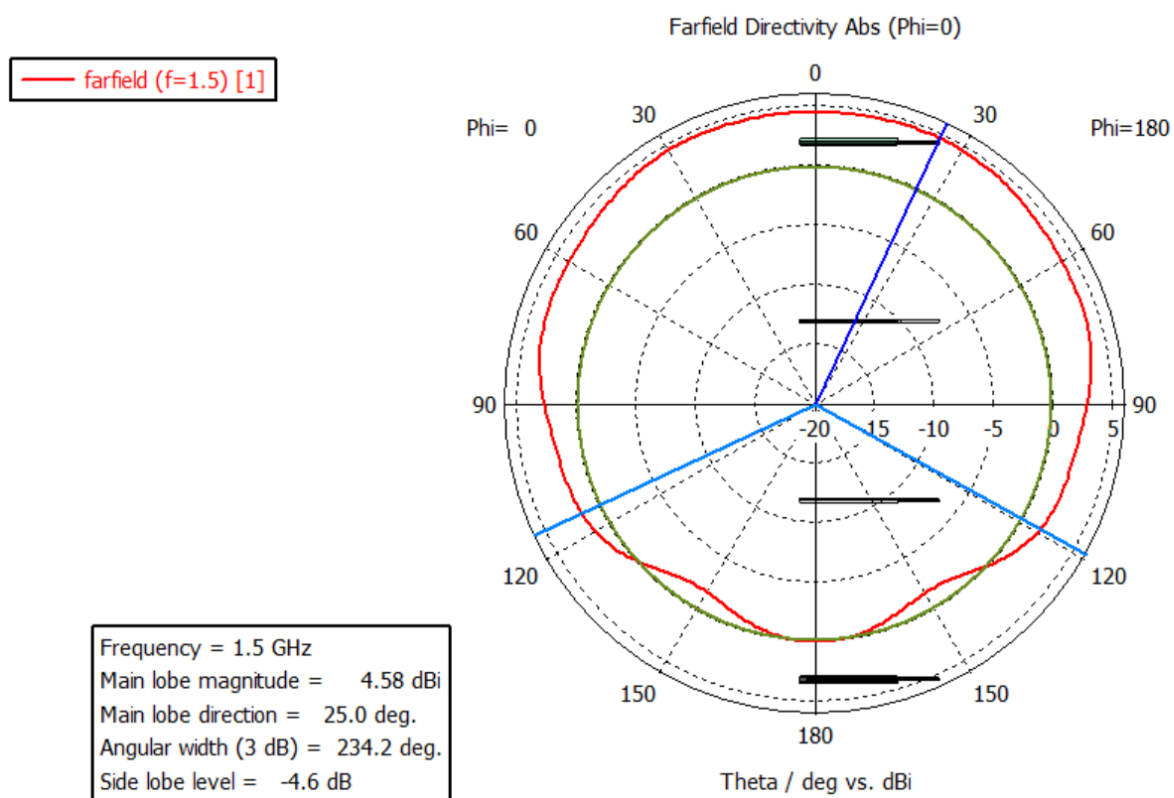


Рисунок 3.17 – Діаграма спрямованості 1ої антени в решітці на частоті 1,5 ГГц

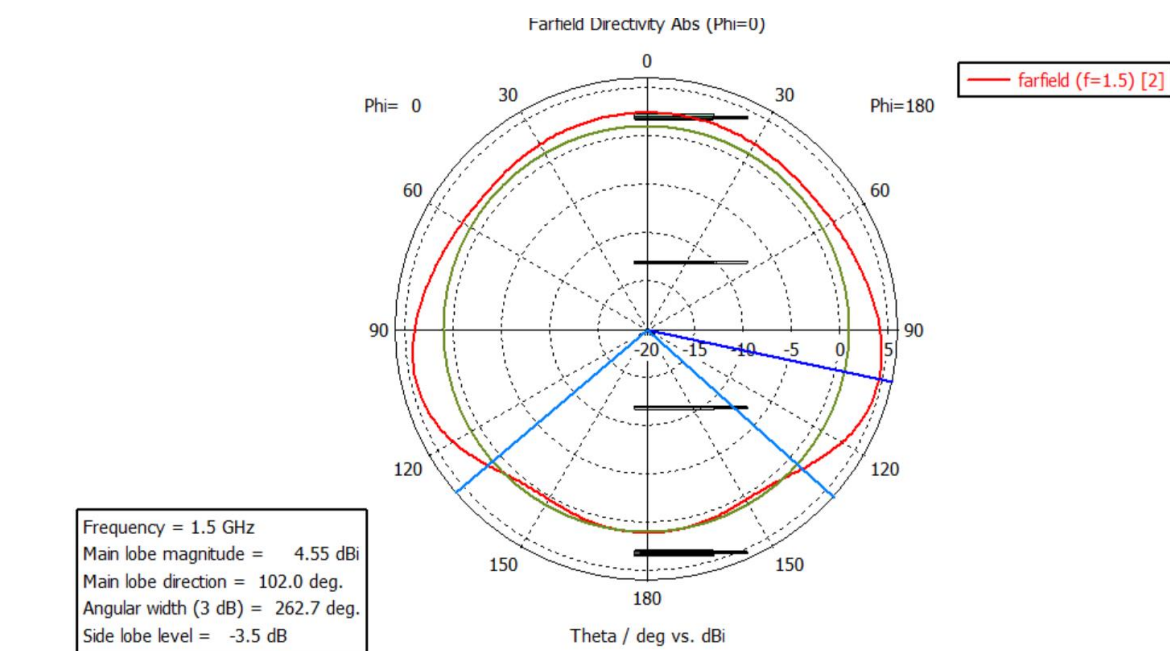


Рисунок 3.18 – Діаграма спрямованості 2 антени в решітці на частоті 1,5 ГГц

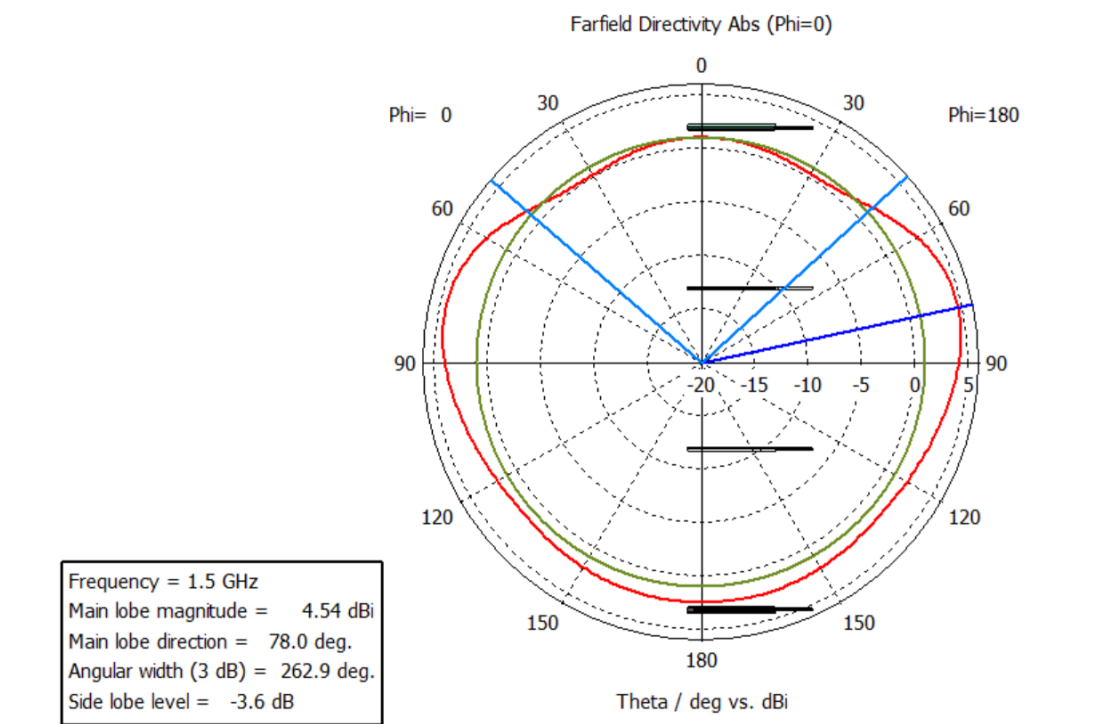


Рисунок 3.19 – Діаграма спрямованості 3ої антени в решітці на частоті 1.5 ГГц

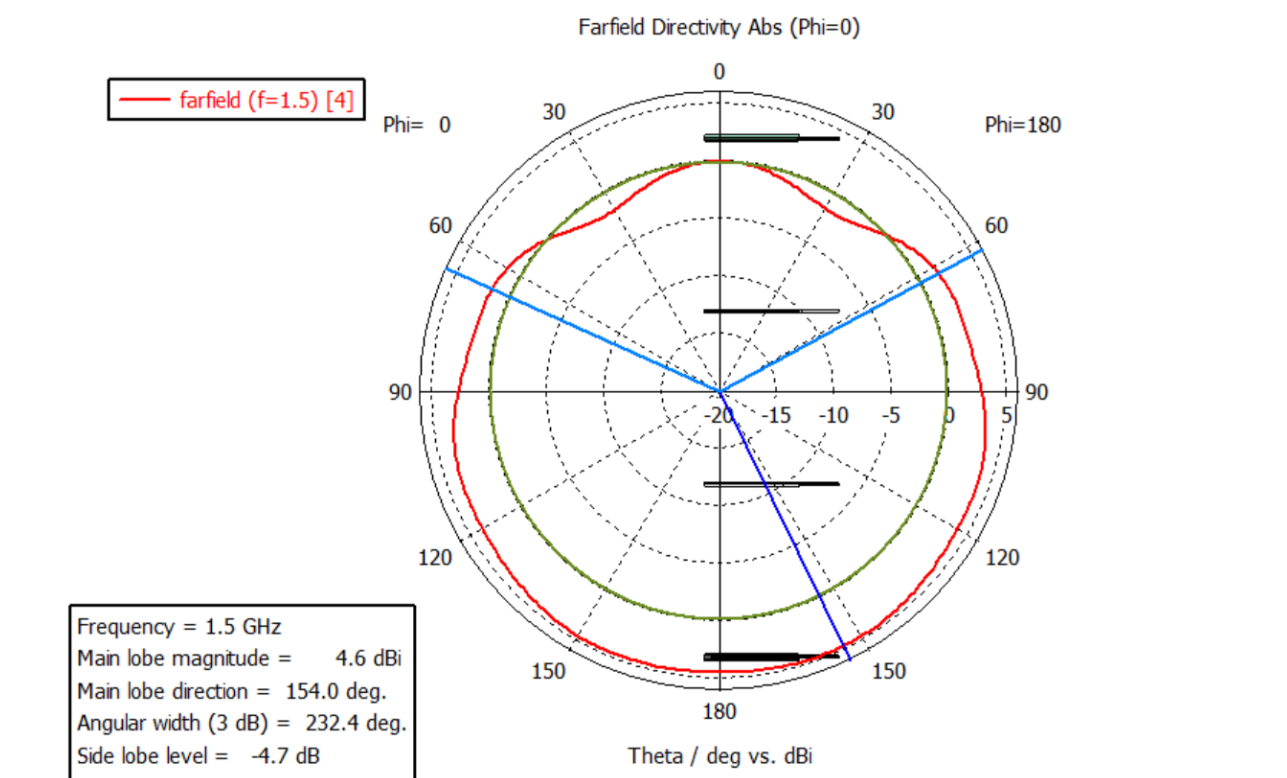


Рисунок 3.20 – Діаграма спрямованості 4ої антени в решітці на частоті 1,5 ГГц.

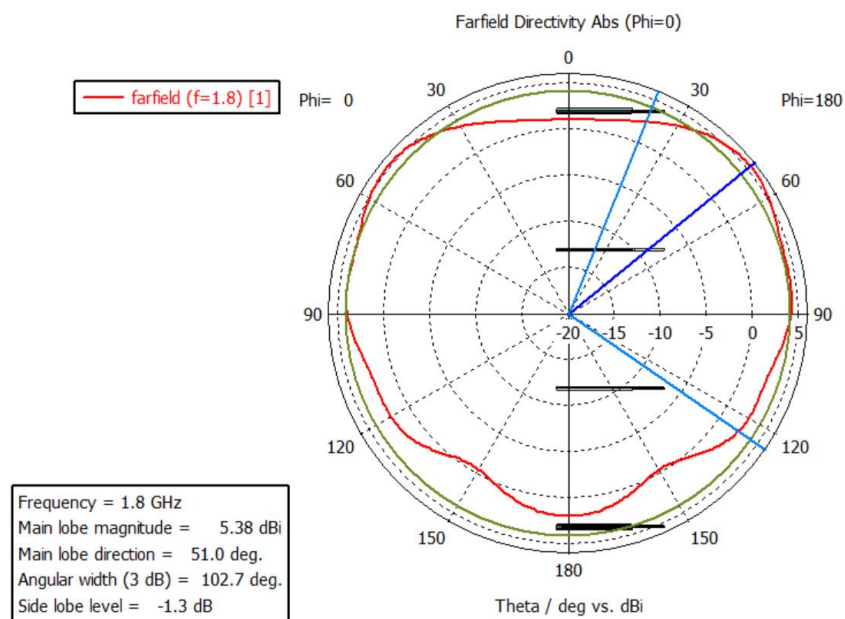


Рисунок 3.21 – Діаграма спрямованості 1 антени в решітці на частоті 1,8 ГГц

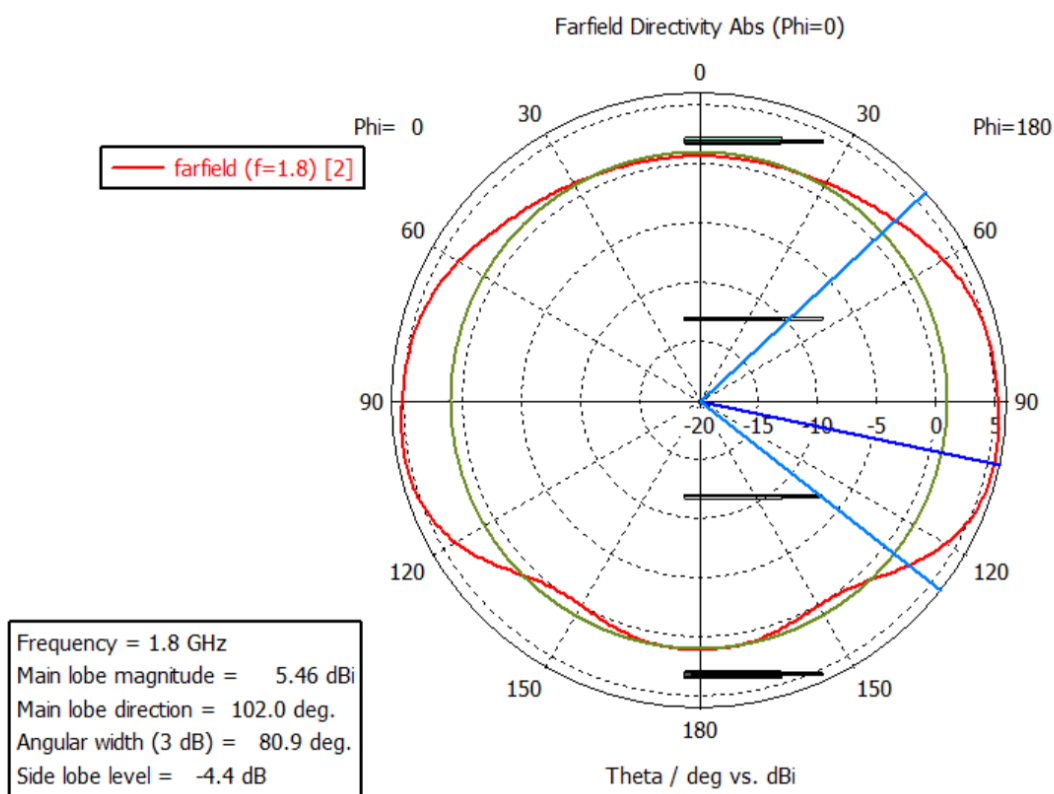


Рисунок 3.22 – Діаграма спрямованості 2 антени в решітці на частоті 1,8 ГГц

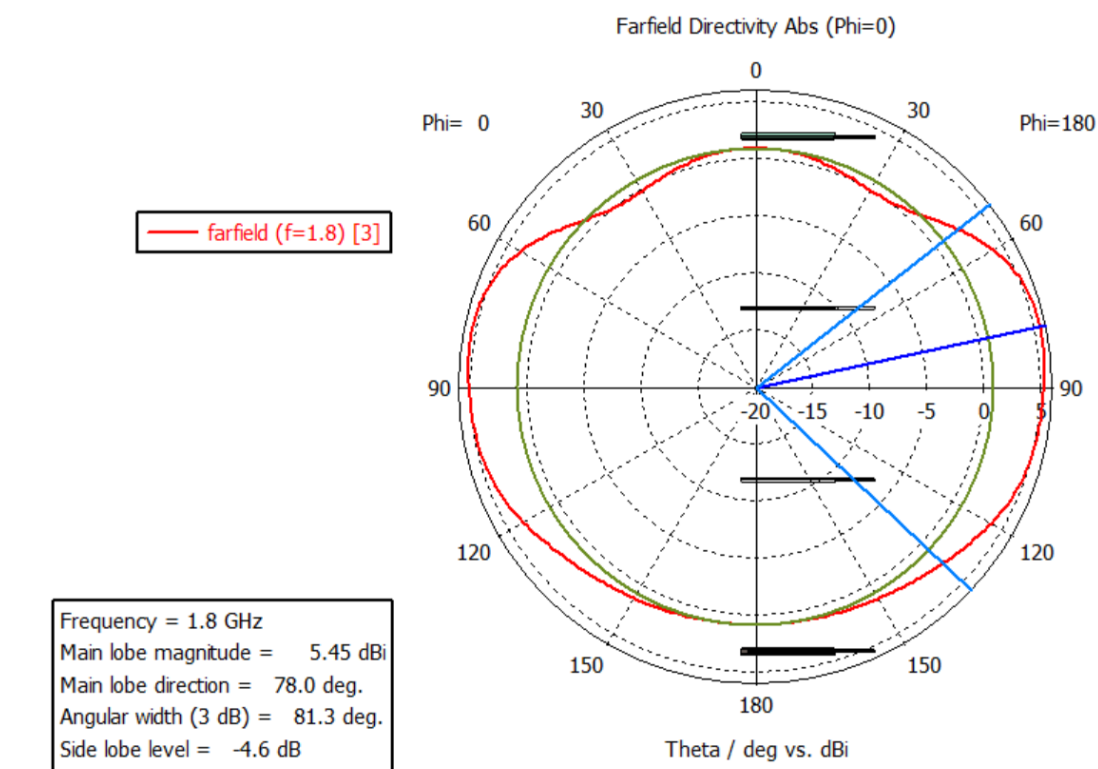


Рисунок 3.23 – Діаграма спрямованості 3-ої антени в решітці на частоті 1,8 ГГц

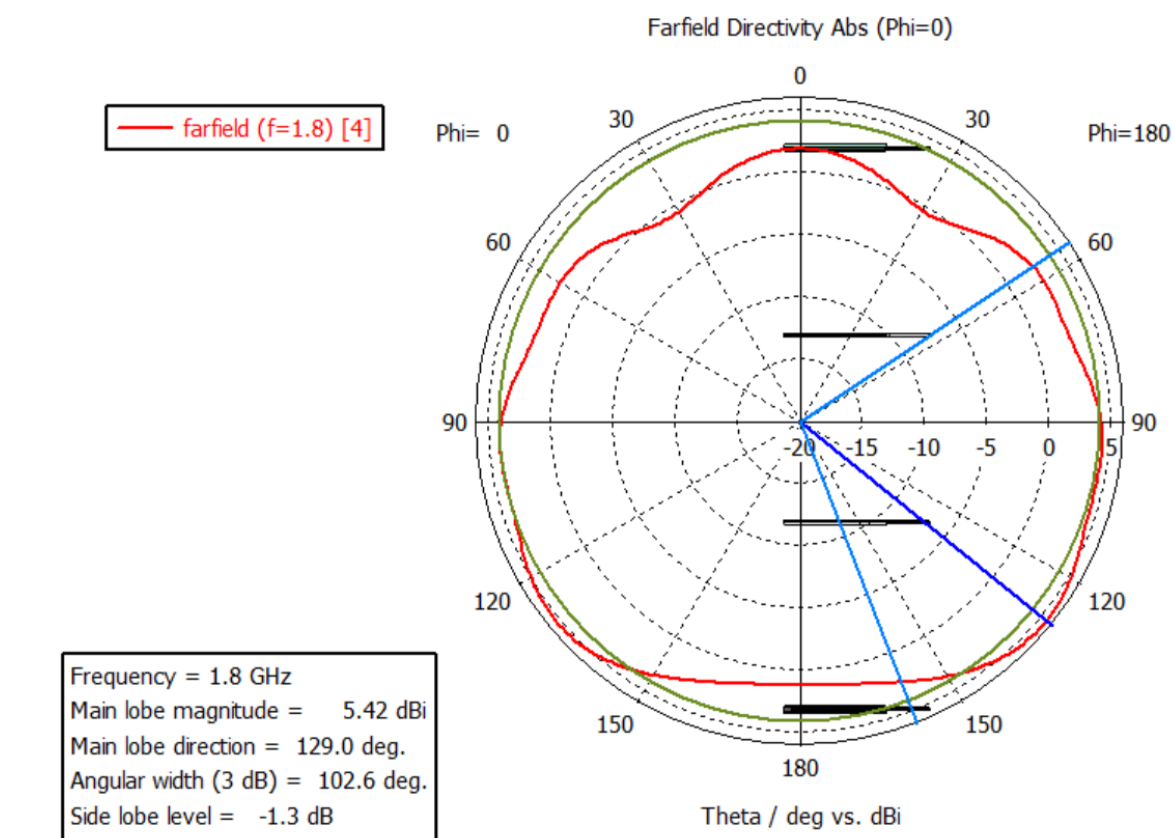


Рисунок 3.24 – Діаграма спрямованості 4-ої антени в решітці на частоті 1,8 ГГц

В програмі CST було промодельована обернену задачу: падіння плоскої електромагнітної хвилі з різних напрямків на розглянуту чотириелементну антенну решітку.

Нехай плоска хвиля падає з азимутального напрямку -40 градусів від нормалі антенної решітки. Розраховані прийняті сигнали в часі показані на рисунку 3.25.

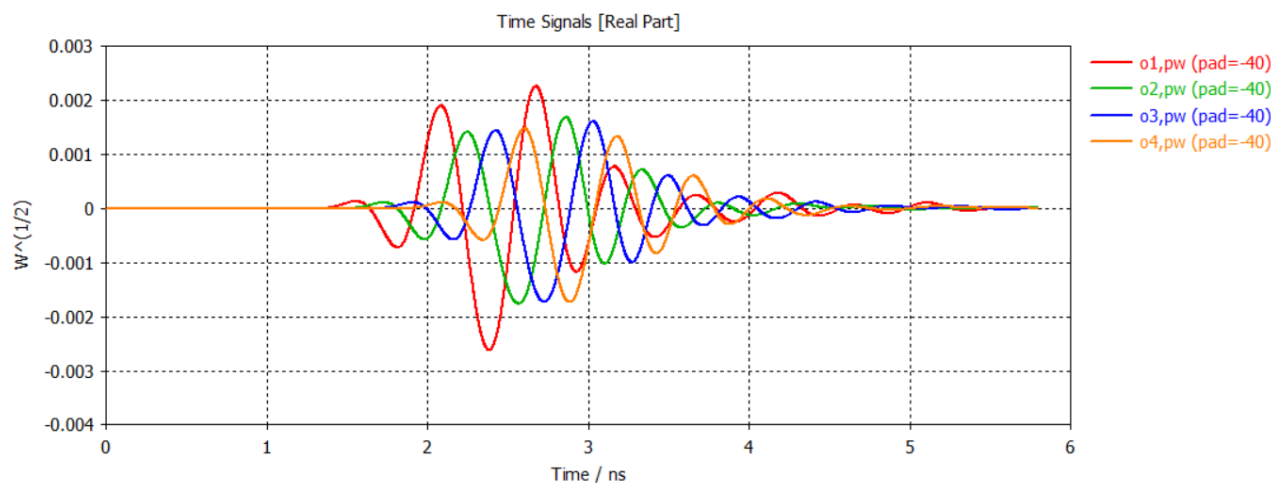


Рисунок 3.25 – Часові характеристики нормованих сигналів на виходах антенної решітки при куті падіння хвилі на решітку -40 градусів.

На Рис 3.25 можна побачити зсув по часу для кожного елемента решітки.

Після перетворення Фур'є відповідні частотні залежності або спектри прийнятих сигналів наведені на Рис. 3.26. Можна побачити нерівномірності по амплітуді на виходах випромінювачів приймальної решітки. Максимальну амплітуду має крайній випромінювач зі сторони падіння електромагнітної хвилі.

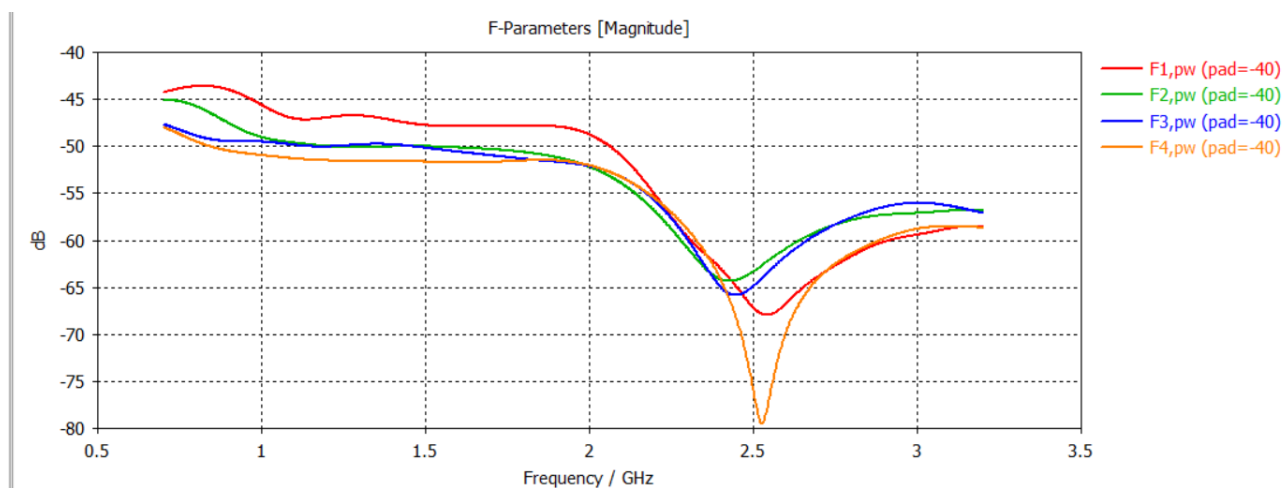


Рисунок 3.26 – Спектральні залежності прийнятих сигналів при куті падіння хвилі на решітку -40 градусів.

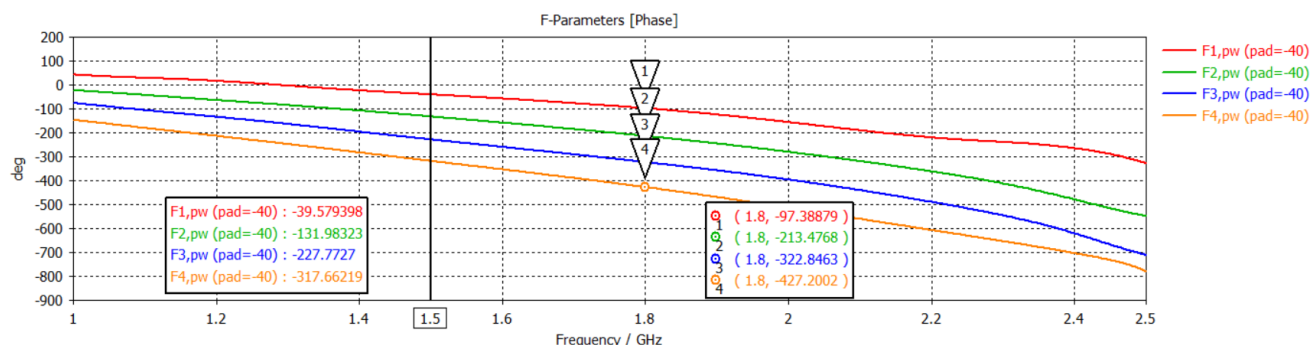


Рисунок 3.27 – Частотні залежності фаз прийнятих сигналів при куті падіння хвилі на решітку -40 градусів.

Аналогічні криві для випадку падіння плоскої хвилі вертикальної поляризації на чотириелементну антенну решітку з друкованих широкосмугових вібраторних елементів з азимутального напрямку -20 градусів від нормалі відносно антенної решітки приведені на Рис. 3.27 - 3.29.

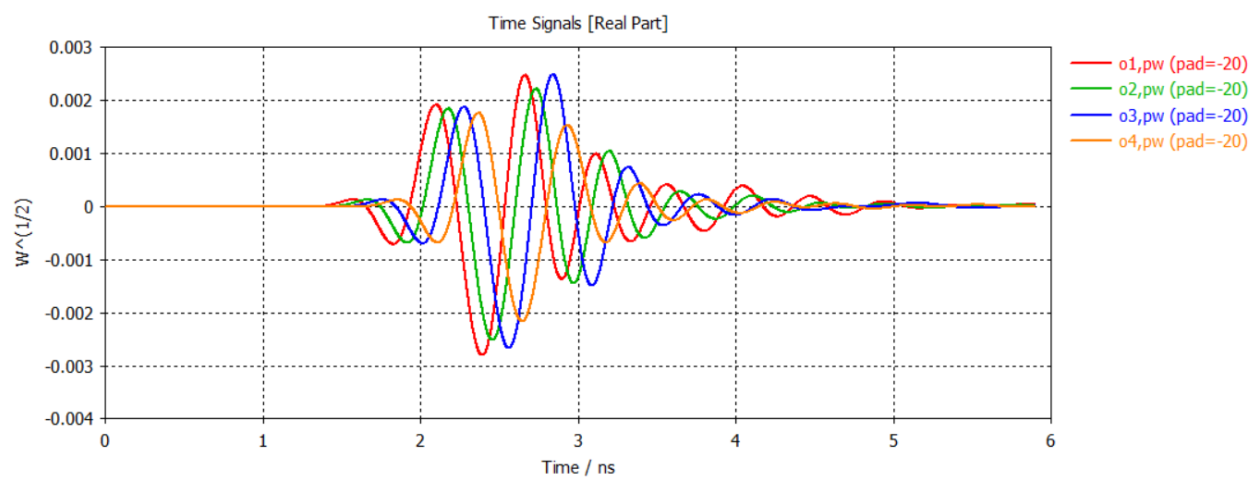


Рисунок 3.28 – Часові характеристики нормованих сигналів на виходах антенної решітки при куті падіння хвилі на решітку -20 градусів.

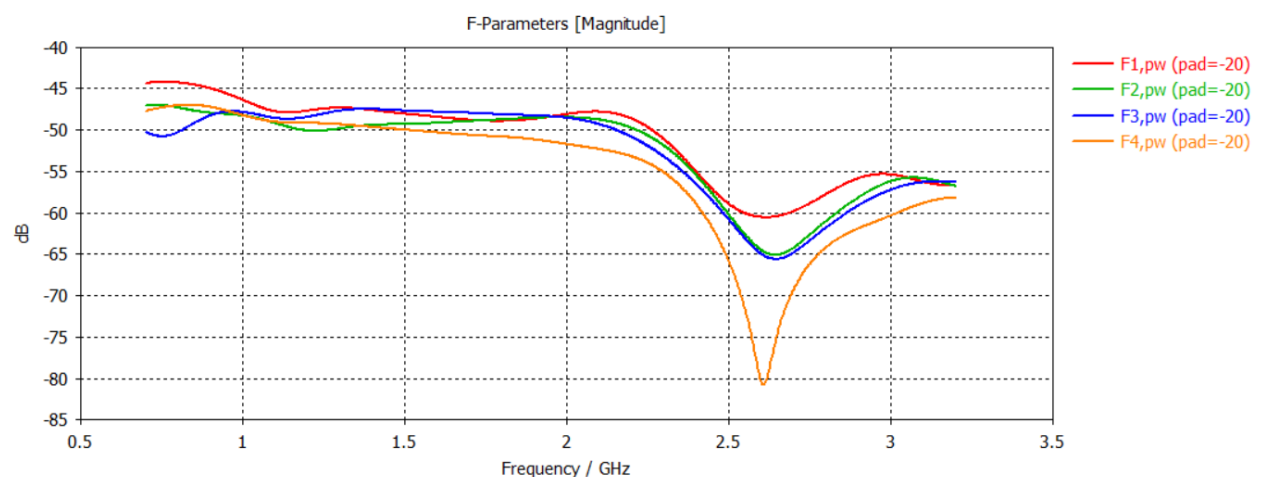


Рисунок 3.29 – Спектральні залежності прийнятих сигналів при куті падіння хвилі на решітку -20 градусів.

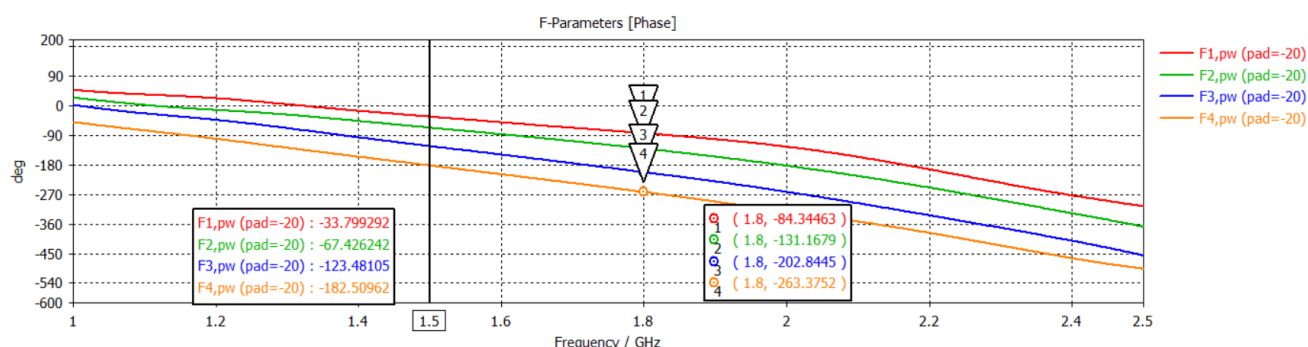


Рисунок 3.30 Частотні залежності фаз прийнятих сигналів при куті падіння хвилі на решітку -20 градусів.

Криві для випадку падіння плоскої хвилі вертикальної поляризації на чотириелементну антенну решітку з друкованих широкосмугових вібраторних елементів з азимутального напрямку по нормалі (0°) відносно антенної решітки приведені на Рис. 3.31 - 3.33.

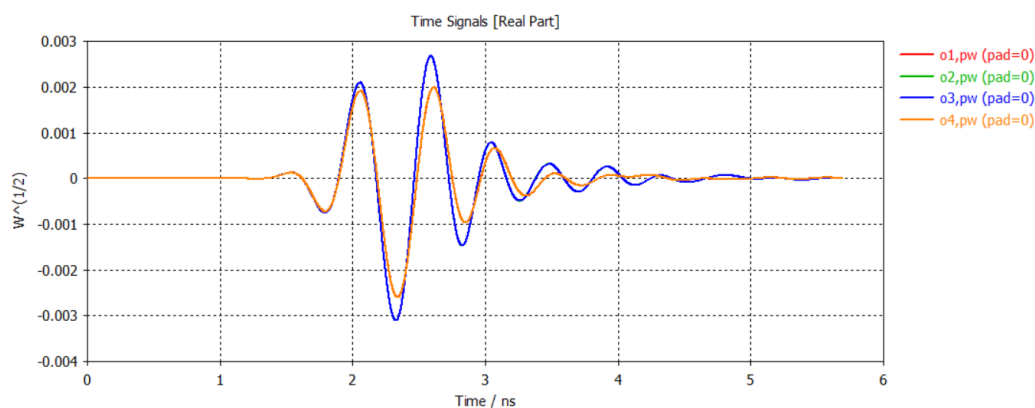


Рисунок 3.31 – Часові характеристики нормованих сигналів на виходах антенної решітки при куті падіння хвилі на решітку 0°

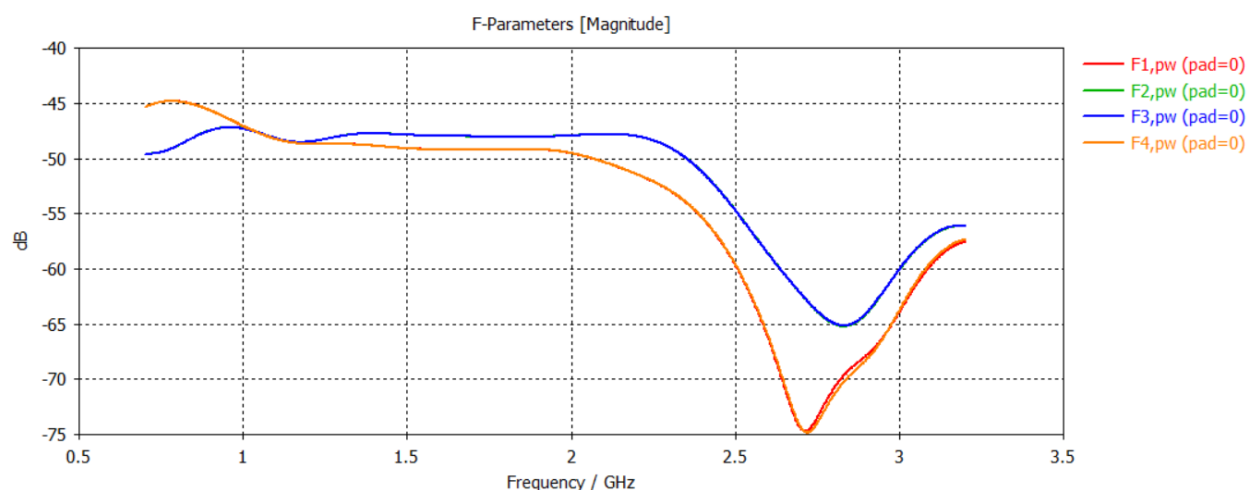


Рисунок 3.32 – Спектральні залежності прийнятих сигналів при куті падіння хвилі на решітку 0°

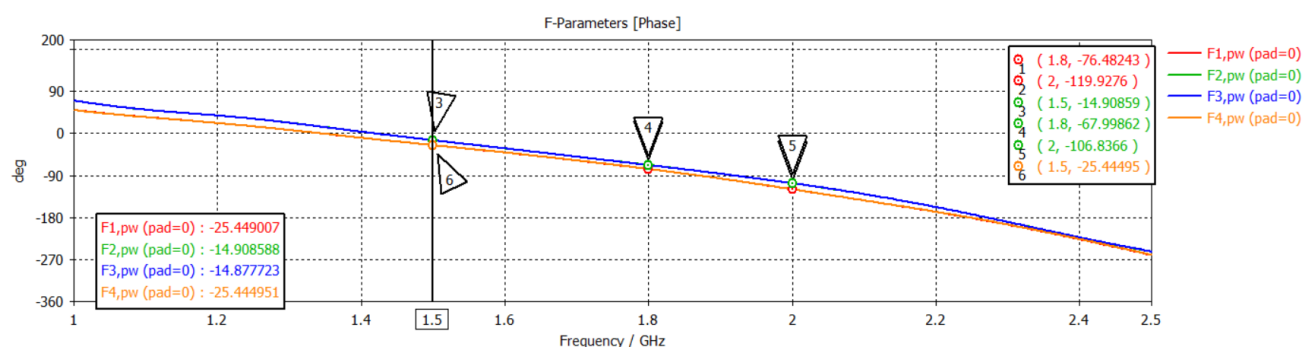


Рисунок 3.33 – Частотні залежності фаз прийнятих сигналів при куті падіння хвилі на решітку 0° .

Таблиця 3.3 – таблиця фазових зсувів антенної решітки при місцезнаходження передавача в межах від -40 градусів до 40 градусів

Кут	Фазовий зсув на частоті 1.5 ГГц	Середнє значення	Фазовий зсув на частоті 1.8 ГГц	Середнє значення
-40°	$\Delta 10 = -92.4$	-92.7	$\Delta 10 = -116.1$	-109.9
	$\Delta 21 = -95.8$		$\Delta 21 = -109.4$	
	$\Delta 32 = -89.9$		$\Delta 32 = -104.4$	
-30°	$\Delta 10 = -61.3$	-71.7	$\Delta 10 = -83.3$	-87.5
	$\Delta 21 = -77.1$		$\Delta 21 = -92.2$	
	$\Delta 32 = -76.9$		$\Delta 32 = 87.1$	
	$\Delta 10 = -33.7$		$\Delta 10 = -46.8$	

-20°	$\Delta_{21}=-56$ $\Delta_{32}=-59.1$	-49.6	$\Delta_{21}=-71.7$ $\Delta_{32}=-60.5$	-59.6
-10°	$\Delta_{10}=-11.2$ $\Delta_{21}=-29.87$ $\Delta_{32}=-35.33$	-25.4	$\Delta_{10}=-14.2$ $\Delta_{21}=-40.9$ $\Delta_{32}=-30.8$	-28.6
0°	$\Delta_{10}=10.5$ $\Delta_{21}=0$ $\Delta_{32}=-10.5$	0	$\Delta_{10}=8.5$ $\Delta_{21}=0$ $\Delta_{32}=-8.5$	0
10°	$\Delta_{10}=-11.2$ $\Delta_{21}=-29.9$ $\Delta_{32}=-35.3$	-25.4	$\Delta_{10}=-30.9$ $\Delta_{21}=-40.9$ $\Delta_{32}=-14.2$	-28.6
20°	$\Delta_{10}=-59.1$ $\Delta_{21}=-56$ $\Delta_{32}=-33.7$	-49.6	$\Delta_{10}=-60.5$ $\Delta_{21}=-71.7$ $\Delta_{32}=-46.8$	-59.6
30°	$\Delta_{10}=-76.9$ $\Delta_{21}=-77.1$ $\Delta_{32}=-61.3$	-71.7	$\Delta_{10}=-87.2$ $\Delta_{21}=-92.2$ $\Delta_{32}=83.3$	-87.5
40°	$\Delta_{10}=-89.9$ $\Delta_{21}=-95.8$ $\Delta_{32}=-92.4$	-92.7	$\Delta_{10}=-104.4$ $\Delta_{21}=-109.5$ $\Delta_{32}=243.8$	-109.9

Для антенної решітки був зроблений стенд у програмному забезпеченні Solidworks[12]:

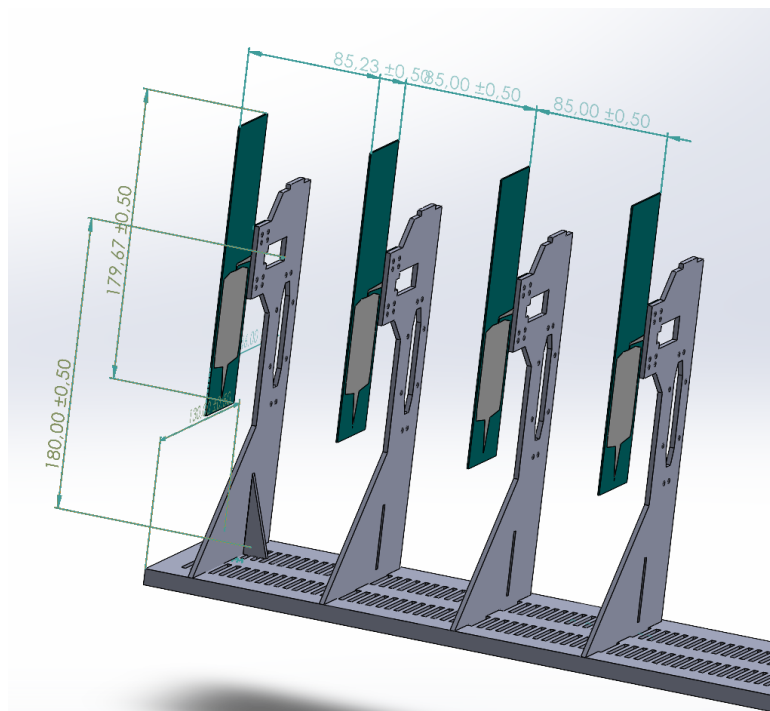


Рисунок 3.34 – стенд під антени

Промодельована система була зібрана в реальний макет та виміряна на 2 приладах таких як ZNB 20, ZNL 20

3.5 Rohde&Schwarz ZNB-20

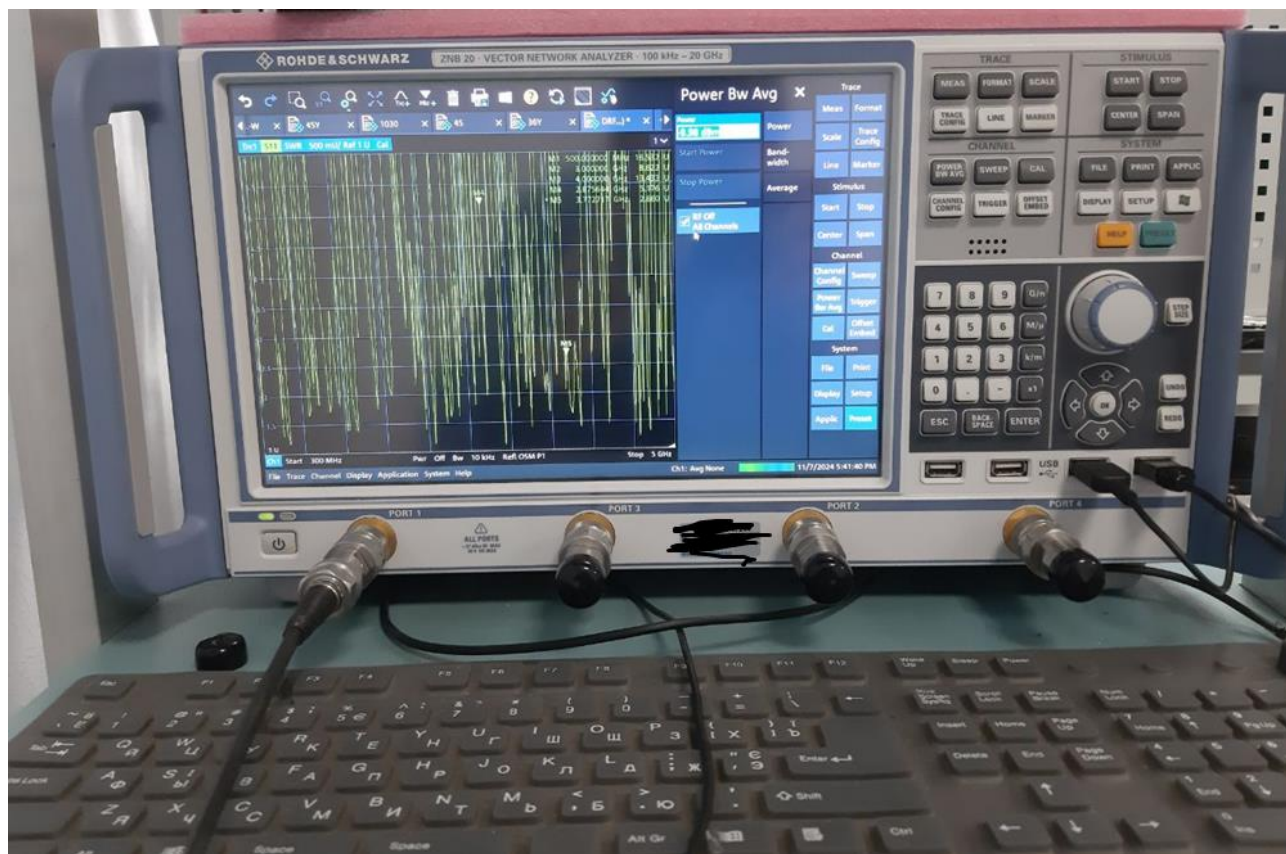


Рисунок 3.35 – Векторний аналізатор Rohde Schwarz ZNB-20

З діапазонами частот від 100 кГц до 20 ГГц, векторні аналізатори кіл R&S®ZNB зазвичай орієнтовані на застосування в галузях комунікацій, електронної продукції та авіакосмічної промисловості, а також на проектування цифрових високошвидкісних друкованих плат і кабелів[13].

Технічні характеристики приладу Rohde&Schwarz ZNB-20:

- Призначення: точне вимірювання S – параметрів радіоелектронної апаратури;
- широкий динамічний діапазон - до 140 дБ;
- короткий час розгортки - 4 мс для 401 точки;
- висока температурна стабільність - тип. зн. 0,01 дБ / ° С;
- широкий діапазон розгортки по потужності - 98 дБ;
- широкий діапазон смуги ПЧ - від 1 Гц до 10 МГц;
- ручне і автоматичне калібрування.

Галузі застосування приладу Rohde&Schwarz ZNB-20:

- вимірювання характеристик малих та великих сигналів за одну розгортку;
- вимірювання передаточних характеристик без додаткових підсилювачів;
- вимірювання параметрів змішувачів сигналів;
- скалярний аналіз ланцюгів радіоапаратури;
- вимірювання форми імпульсів.

Діапазон частот - 100 кГц – 20 ГГц

Широкий динамічний діапазон до 140 дБ

Малий час перебудови по частоті - 4 мс для 401 точки

3.6 Rohde Schwarz ZNL-20

За допомогою приладу аналізатору векторних кіл R&S®ZNL 20 було перевірено кабеля на втрати(затухання), фазу, та коефіцієнт передачі при підключеній антенній решітці[14].



Рисунок 3.36 – Прилад Аналізатор векторних кіл R&S®ZNL 20

Вимірювальне обладнання для радіочастотних застосувань повинно відповідати високим стандартам якості. Прилади мають бути зручними в використанні та бути універсальними. Швидкість вимірювань та надійність роботи є критично важливими для перерахованих галузей застосування. Прилад R&S®ZNL відповідає всім цим вимогам, а моделі до 6 ГГц пропонують ще більше: вони поєднують функціональність векторного аналізатора кіл, спектроаналізатора та вимірювача потужності в одному компактному приладі. З діапазоном частот від 5 кГц до 20 ГГц, прилад R&S®ZNL є ідеальним для тестування радіочастотних компонентів в промисловій електроніці, лабораторіях ЕМІ та бездротових комунікаціях. Реагування на постійно змінювані вимоги до вимірювань у різноманітних умовах, наприклад, на випробувальних стендах або виробничих лініях, може бути складним завданням. Прилад R&S®ZNL допомагає зменшити витрати на інвестиції, оскільки пропонує унікальну концепцію опцій. Для моделей R&S®ZNL до 6 ГГц базовий прилад можна розширити повністю інтегрованим

спектроаналізатором. Крім того, моделі до 6 ГГц можуть використовуватися як вимірювачі потужності RF[14].

3.7 Коаксіальний кабель RG-223/U



Рисунок 3.37 – Коаксіальний кабель RG-223/U

Таблиця 3.4 – Характеристики кабелю RG-223/U[15]

Хвильовий опір	50 Ом
Погонна ємність	101 пкФ/м
Ізоляційний опір	≥ 5000 МОм/км
Згасання відбитків	- 5~3000 МГц ≤ 1.28
	- 3000~6000 МГц ≤ 1.50

Висновок до розділу 3

Було розроблено макет для дослідження пеленгаційної системи у лабораторії та для польових умов. Проведено чисельне моделювання характеристик антенної решітки у програмі CST Studio. Проаналізовано діаграми спрямованості на робочих частотах для випромінюючих елементів у складі антенної решітки. Знайдено чисельні результати для оберненої задачі падіння плоскої хвилі на лінійну антенну решітку.

РОЗДІЛ 4. Експериментальні дослідження чотириканальної пеленгаційної системи.

Експериментальні дослідження пеленгаційної системи проводилися як у лабораторії, так і на вулиці в польових умовах. За допомогою приладу ZNL 20 було виміряно КСХН всіх випромінювачів у складі антенної решітки, рівень взаємного зв'язку між елементами, які знаходилися в оточенні антенній решітці, а також амплітудно і фазочастотні характеристики коаксіальних кабелів.

4.1 Дослідження антенно-фідерної системи.

Пеленгаційна система тестувалася на частотах 1,5 та 1,8 ГГц, тому основний фокус вимірювань антенно-фідерного тракту було зроблено саме на цих частотах. Частотні залежності КСХН чотирьох антен у складі лінійної антенної решітки із міжелементною відстанню 85мм наведено на Рис. 4.1 - 4.4. КСХН першої антени у складі антенної решітки та при впливі інших антен на частоті 1,5 ГГц – 1.84 та на частоті 1.8 ГГц – 1.52. КСХН другої антени у складі антенної решітки та при впливі інших антен на частоті 1,5 ГГц складає 1.99, на частоті 1,8 ГГц – 1.47.

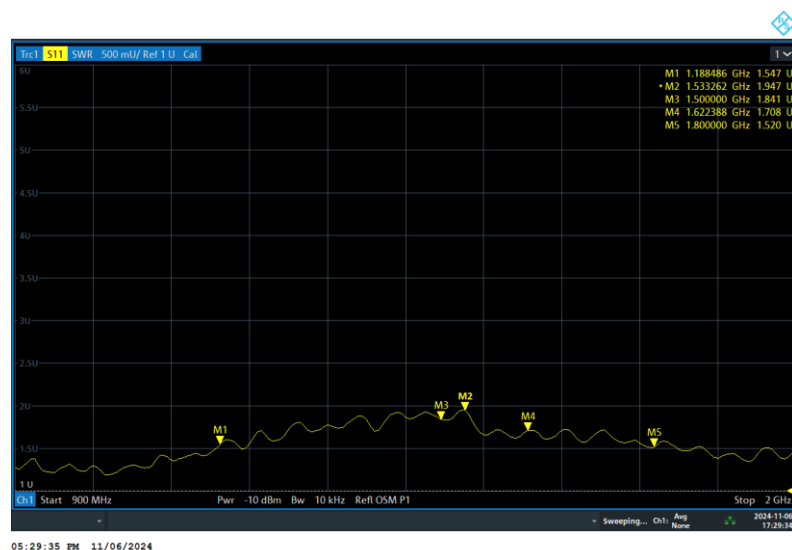


Рисунок 4.1 – КСХН антени 1 в складі антенної решітки

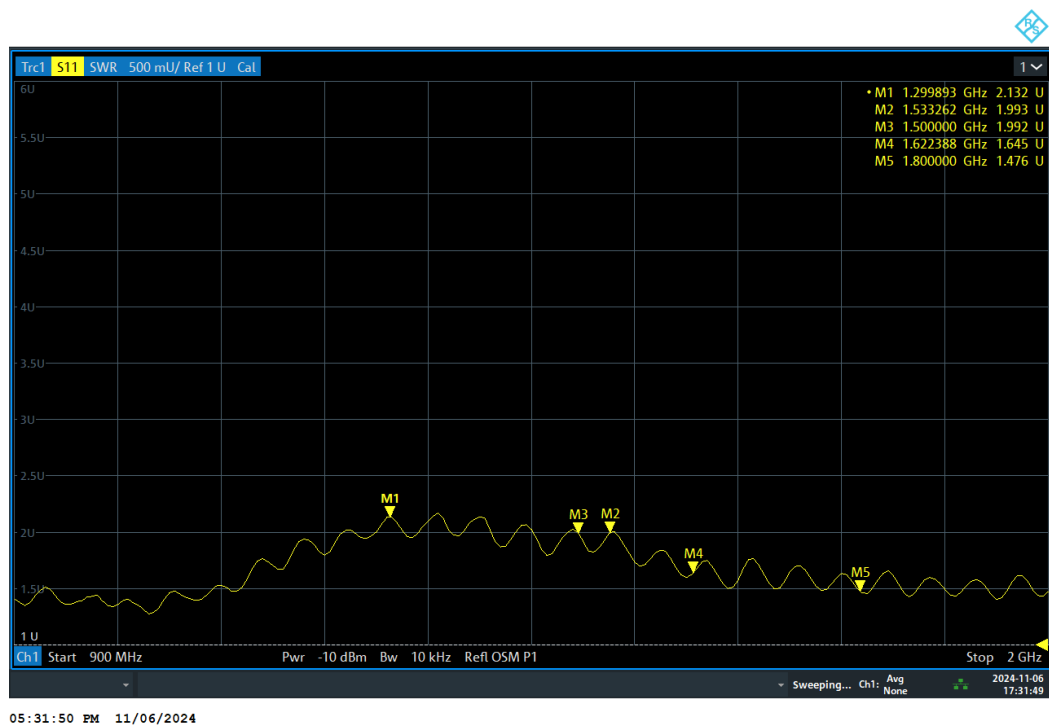


Рисунок 4.2 – КСХ антени 2 в складі антенної решітки

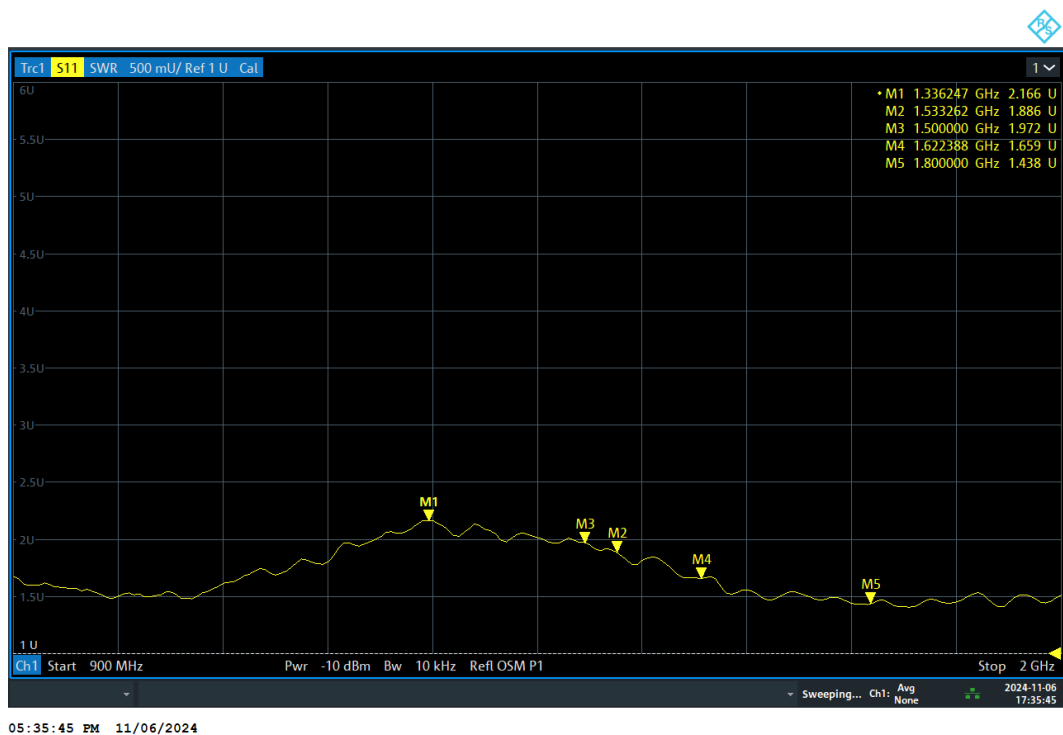


Рисунок 4.3 – КСХН антени 3 в складі антенної решітки

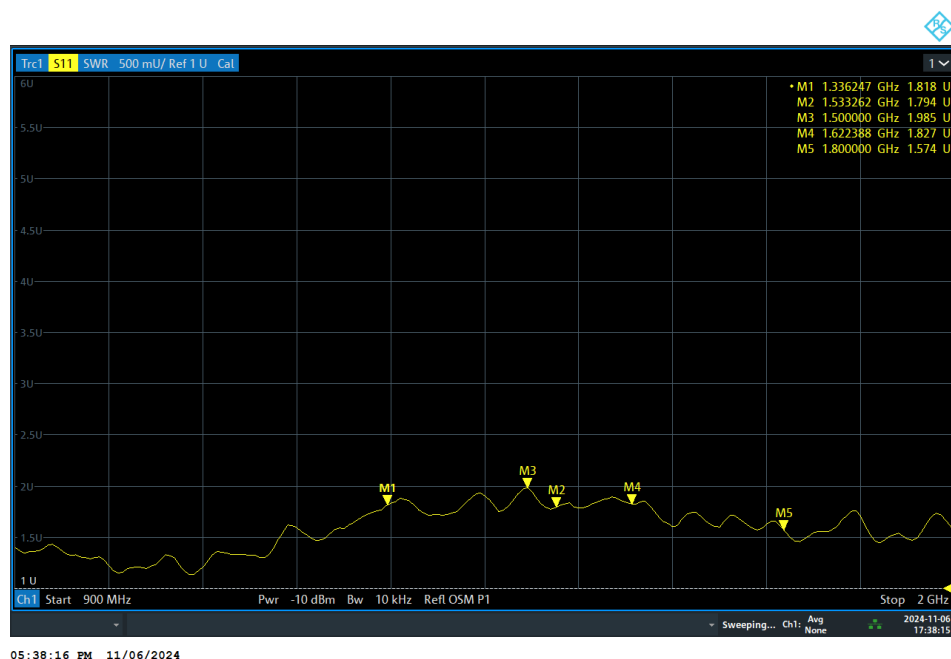


Рисунок 4.4 – КСХ антени 4 у складі антенної решітки

КСХ третьої антени у складі антенної решітки та при впливі інших антен на частоті 1,5 ГГц – 1,97, та на частоті 1,8 ГГц – 1,43. КСХ четвертої антени у складі антенної решітки та при впливі інших антен на частоті 1,5 ГГц – 1,98, та на частоті 1,8 ГГц – 1,57. Видно, що антенні елементи непогано узгоджені і можуть бути застосовані в пеленгаційній системі.

Крім КСХ було виміряно зв'язок між антенами у складі антенної решітки.

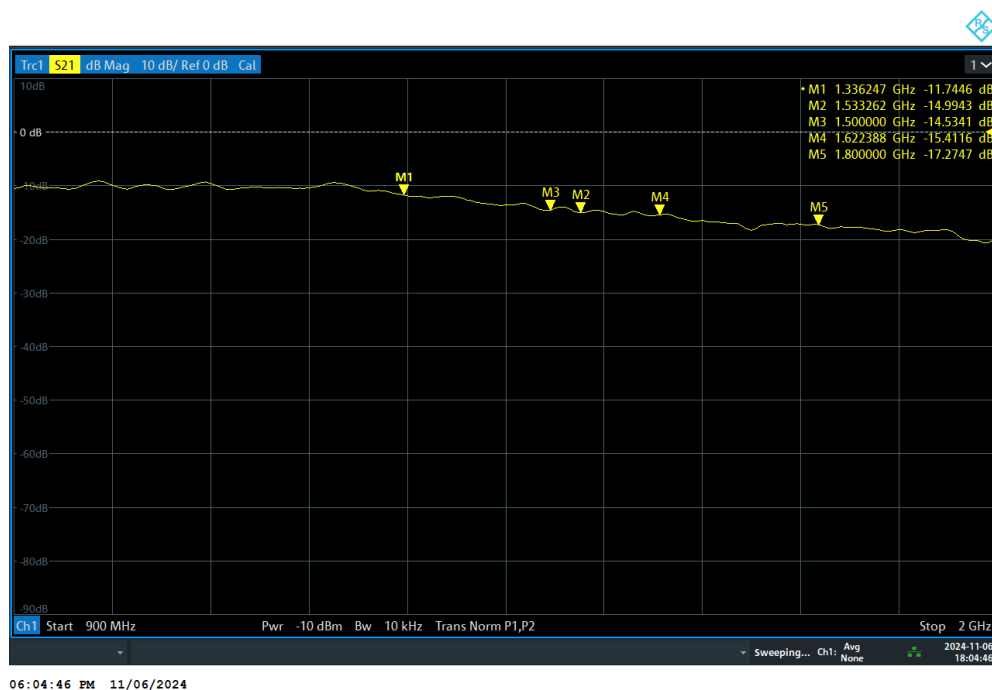


Рисунок 4.5 – Виміряні параметри S21 між антенами у складі антенної решітки

З Рис. 4.5 видно, що в складі антенної решітки присутній ненульовий рівень зв'язку між першою та другою антеною: на частоті 1,5 ГГц – -14,5 дБ та на частоті 1,8 ГГц – -17,3 дБ. З Рис. 4.6 видно, що між першою і третьою антеною зв'язок очікувано менший: 1,5 ГГц – -25 дБ та на частоті 1,8 ГГц – -26 дБ. В свою чергу, взаємний зв'язок між крайніми антенами в решітці взагалі малий (Рис. 4.7): 1,5 ГГц – -29 дБ та на частоті 1,8 ГГц – -28 дБ. Взаємний зв'язок між антенами вносить свої похибки в роботу пеленгаційної системи, спотворюючи як діаграми направленості антен у складі решітки, так і вносячи помилки у розподіл фаз на елементах в режимі прийому решіткою плоских хвиль з певних напрямків. В даному випадку антенні елементи розташовані в Н-площині у складі решітки, де діаграма направленості вібратора близька до кола, отже рівень зв'язку принципово слід враховувати при побудові високоточних систем пеленгації.

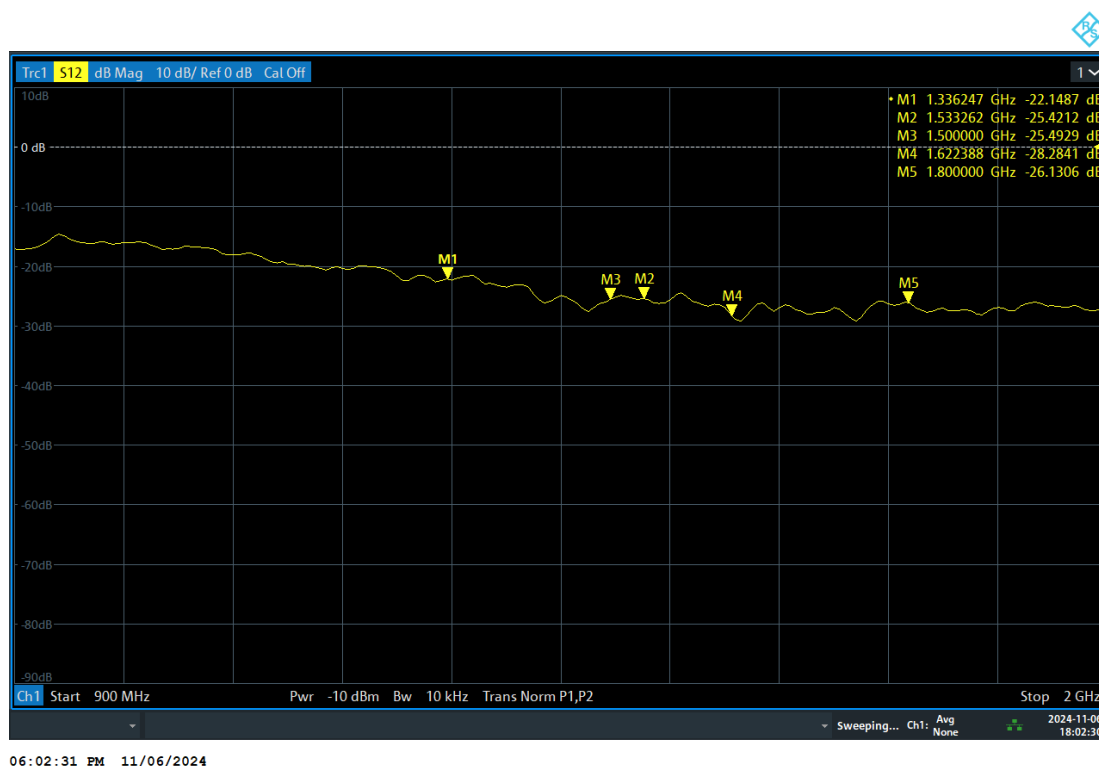


Рисунок 4.6 – Параметри S31 антени відносно першої та третьої в складі антенної решітки

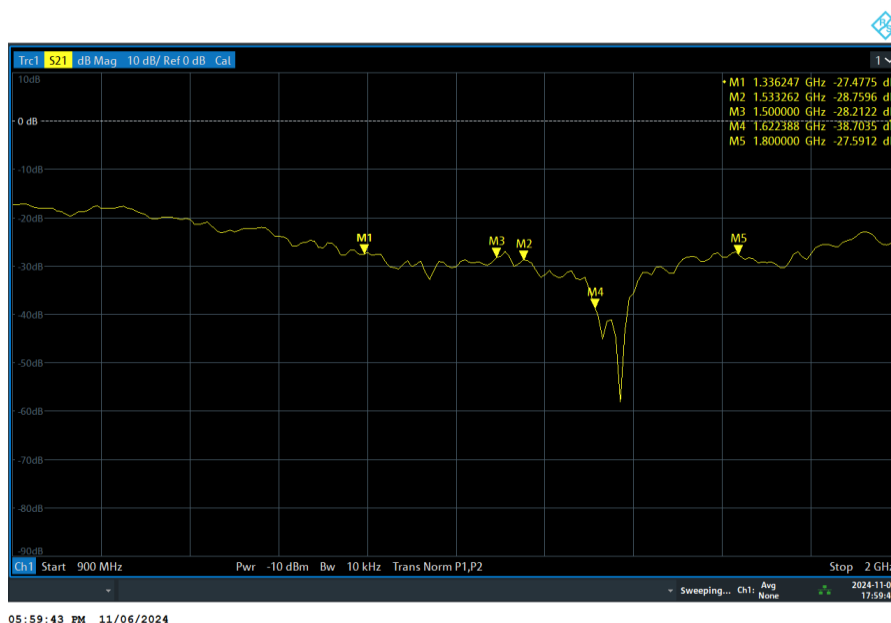


Рисунок 4.7 – Параметри S41 антени відносно першої та третьої в складі антенної решітки

Крім характеристик узгодження і передачі антенної решітки було перевірено втрати в кабелях, які є частиною антенно фідерної системи. Виміряні залежності втрат у кабелях (Рис. 4.8 - 4.11) показують, що вони не перевищують 1,8 дБ в тому випадку якщо ми працюємо на частоті від 900 МГц до 1800 МГц. При цьому амплітудна неідентичність кабелів при тестуванні не перевищила $\pm 0,1$ дБ в заданому діапазоні частот.

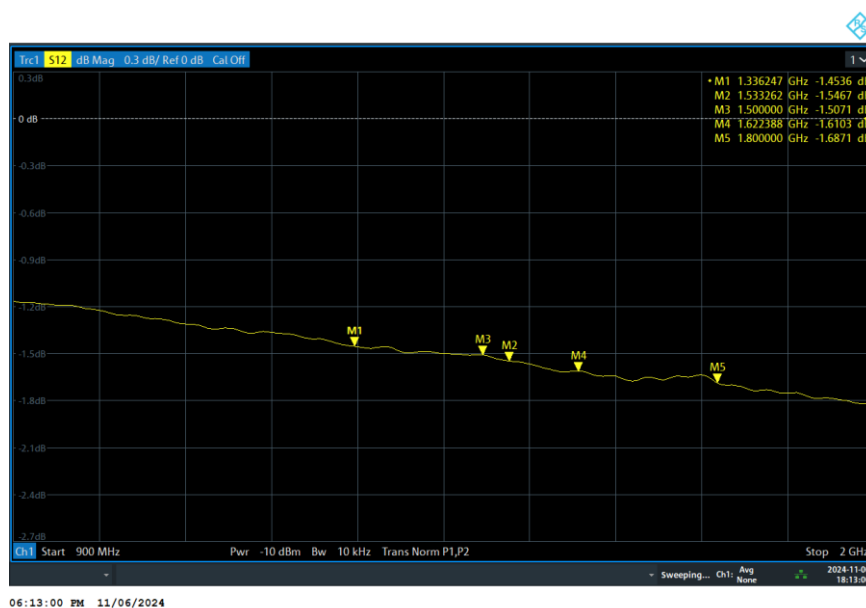


Рисунок 4.8 – Втрати у кабелі №1.

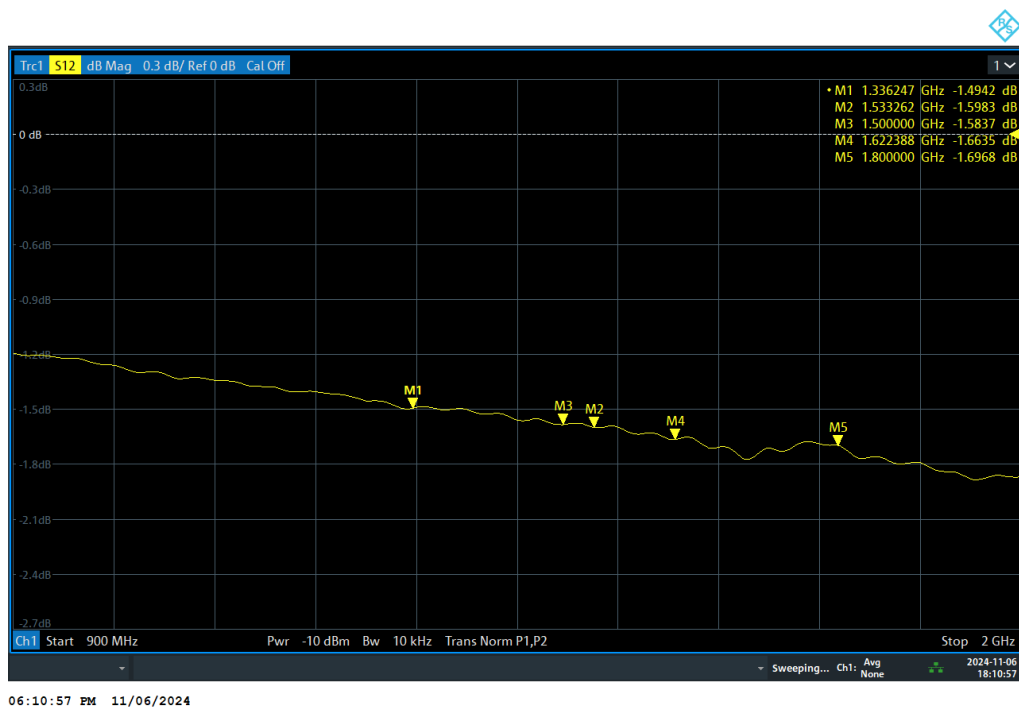


Рисунок 4.9 – Втрати у кабелі №2.

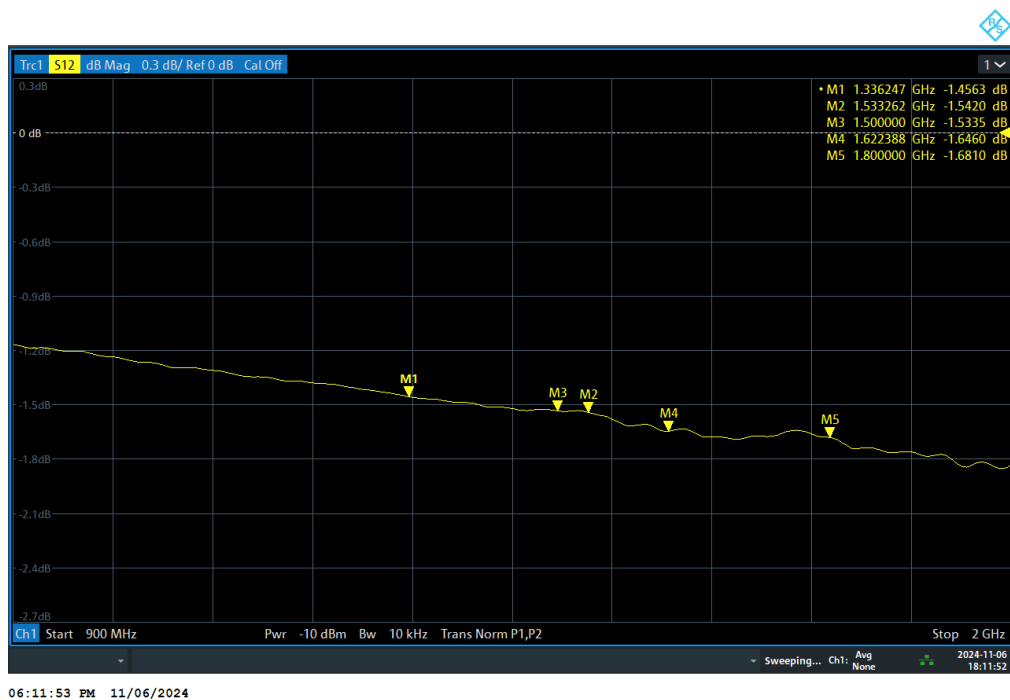


Рисунок 4.10 – Втрати у кабелі №3.

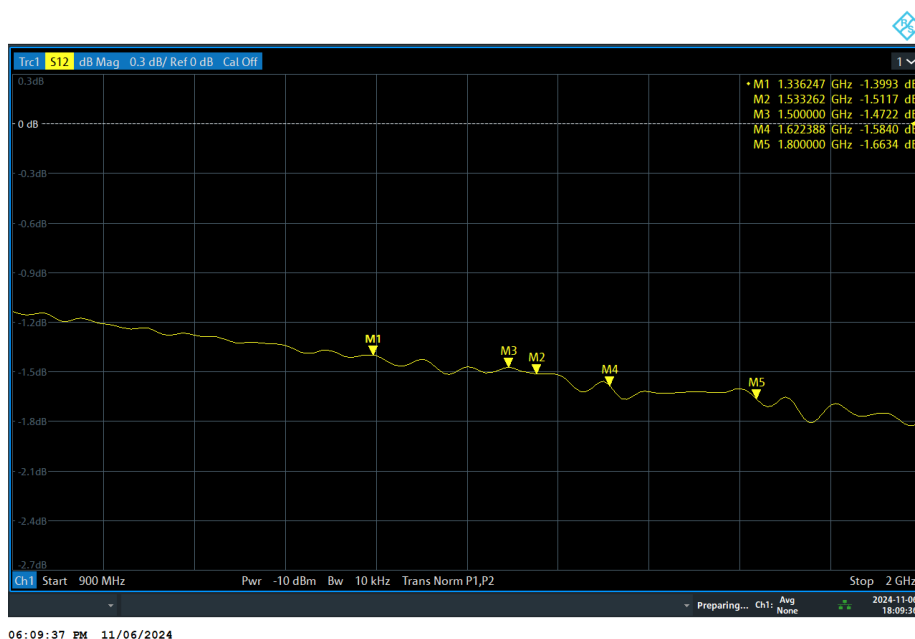


Рисунок 4.11 – Втрати у кабелі №4.

Крім втрат було ще перевірені фазові зсуви у кабелях, які показані на Рис. 4.12 - 4.15. Видно, що фазові набіги досить значно відрізняються на частоті 1,8 ГГц маємо значення фаз коефіцієнтів передачі в кабелях: -26° ; $1,6^\circ$; -45° ; 38° . Тобто розкид по фазам коефіцієнту передачі склав $\pm 42^\circ$, що досить багато.

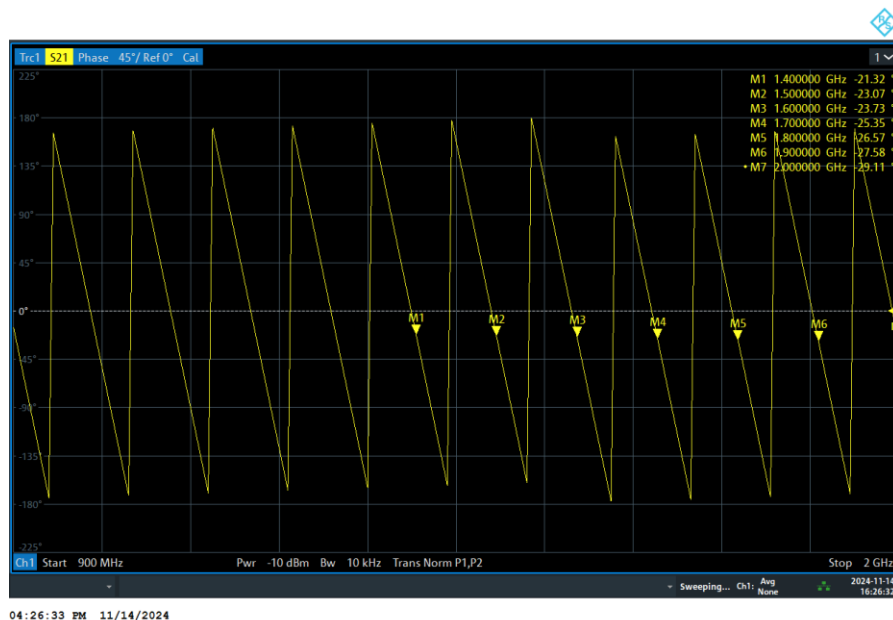


Рисунок 4.12 – Фаза у кабелі №1.

Можливо, це пояснюється тим, що кабелі відрізались і паялись вручну. Професійне виготовлення пеленгаторних систем потребує спеціального обладнання для досягнення мінімізації розкидів амплітудних і фазових

характеристик. В нашому випадку проводилася додаткова калібровка для нівелювання неоднаковості каналів.

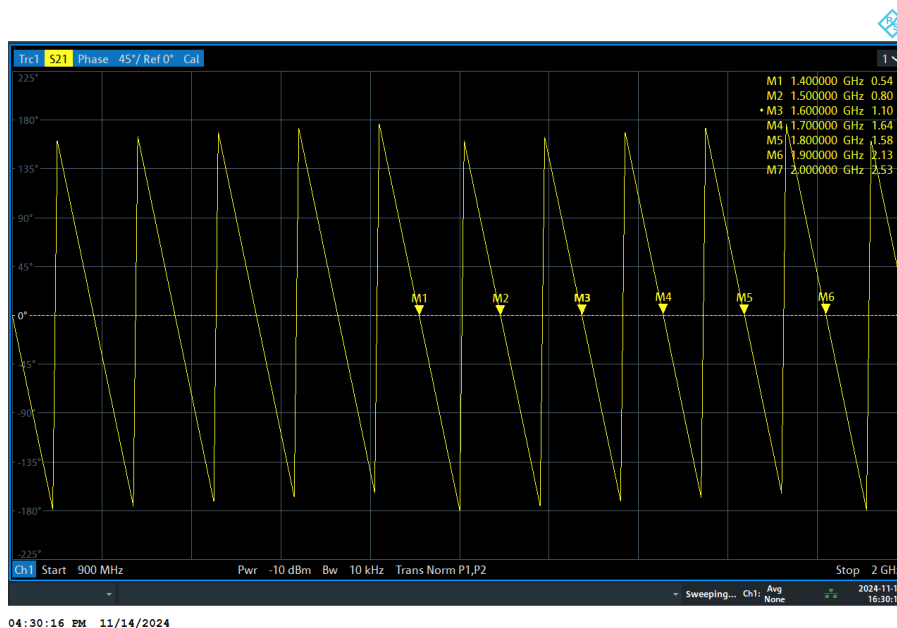


Рисунок 4.13 – Фаза у кабелі №2.

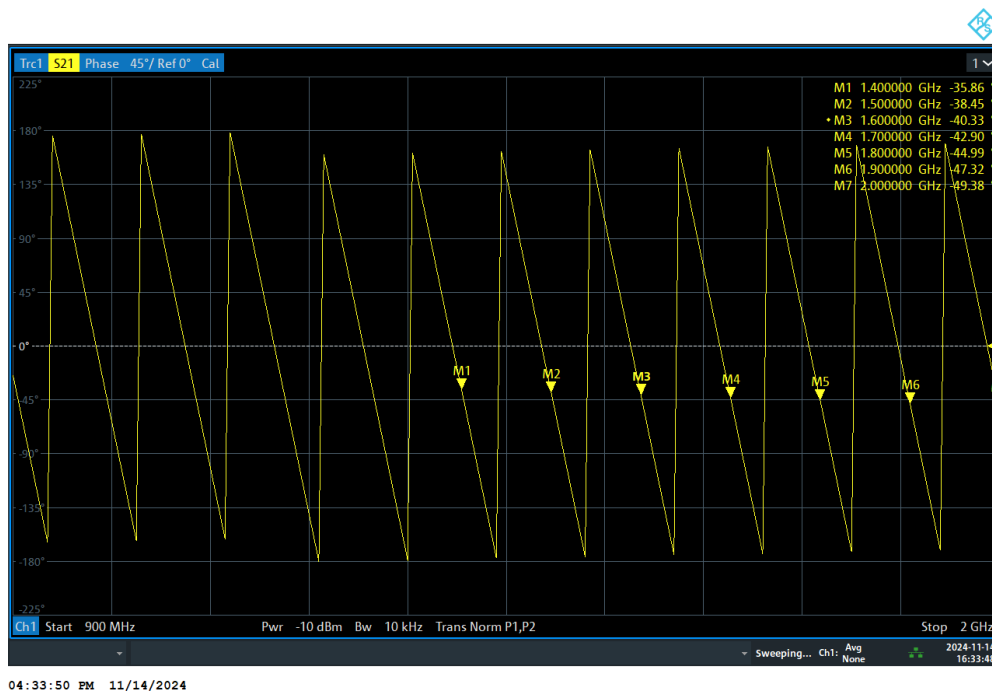


Рисунок 4.14 – Фаза у кабелі №3.

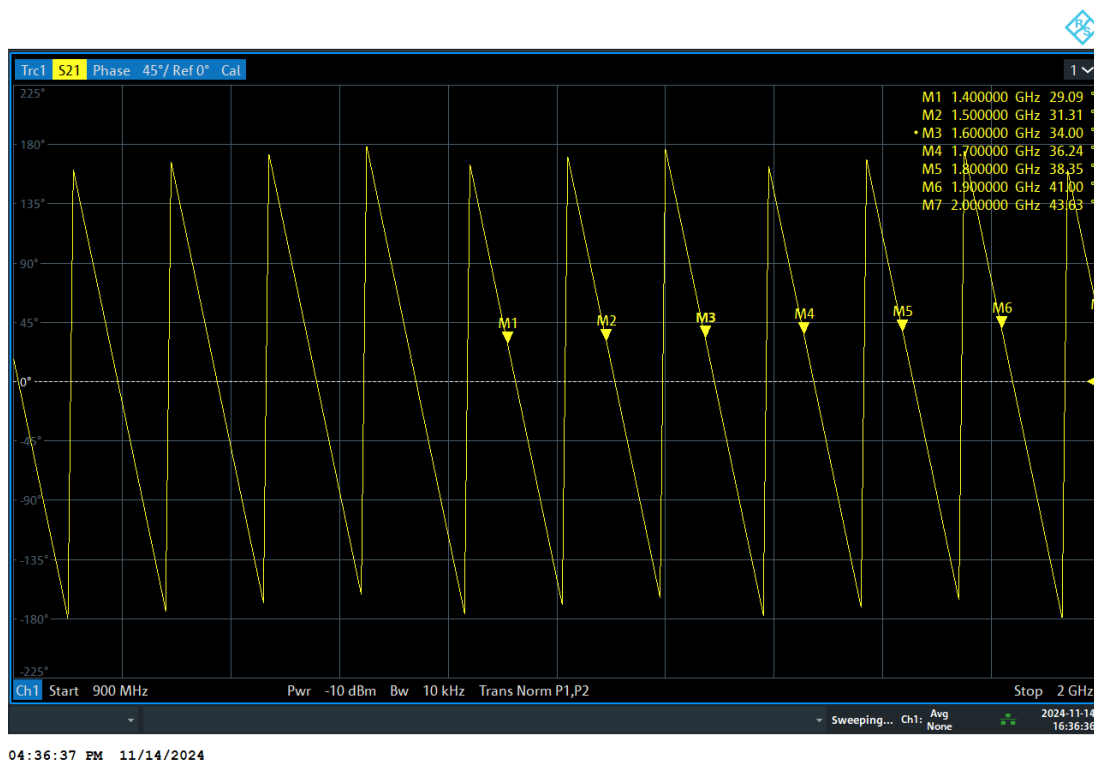


Рисунок 4.15 – Фаза у кабелі №4.

4.2 Експериментальні дослідження пеленгаційної системи в лабораторії

Дослідний макет чотириканальної пеленгаційної системи було розгорнуто в лабораторії Квалітек РТФ КПІ ім. Ігоря Сікорського. Сигнал приймався чотириканальною антенно-фідерною системою з парою SDR Blaed RF та оброблявся за допомогою програмного пакету GNURadio та MATLAB. В програмі GNURadio можна побачити сигнал у часовій області та його спектр в реальному часі.

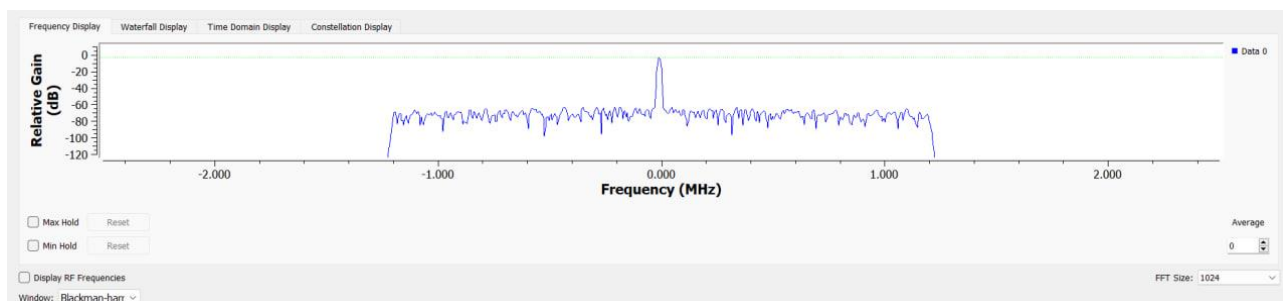


Рисунок 4.16 – Спектр сигналу у реальному часі

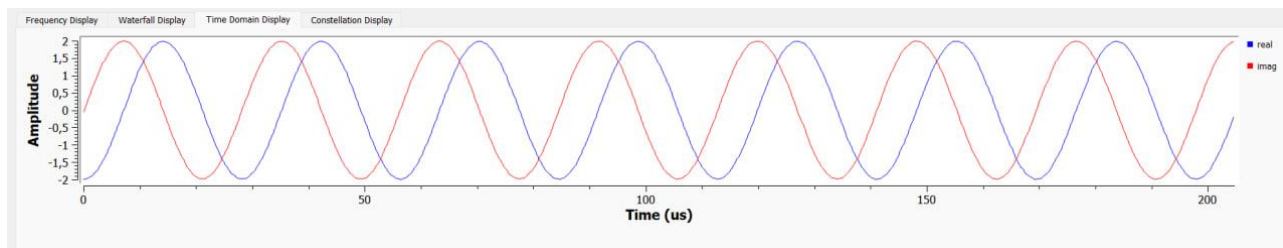


Рисунок 4.17 – Сигнал I та Q у часовій області в реальному часі

Результати знаходження кутів в лабораторії при використанні фільтрів Lowpass filter для різних кутів опромінення пеленгаційної системи зведено в таблицю 4.1.

Таблиця 4.1 – Результати знаходження куту приходу

Частота, МГц	Очікуваний кут від місцезнаходження передавальної антени	Значення після обробки записаних сигналів	Похибка
1800	90°	90°	0°
1800	72°	72°	0°
1800	67°	67°	0°
1800	60°	60°	0°
1800	53°	53.5°	0.5°
1800	39°	38.5°	0.5°

Друге вимірювання в лабораторії було присвячено дослідженню пеленгації сигналів з амплітудною синусоїдальною модуляцією без фільтрів, з фільтром. Відомий азимутальний кут відповідав розташування на відстані 3 м джерела випромінювання сигналів. Програма (див. Додаток А) знаходить кут в межах від 30 до-150 градусів . Кут рівний 90 градусів відповідав нормалі до решітки та був нашим теоретичним нулем.

Спочатку вимірювання проводилося без застосування фільтрів. Випробування с очікуваним кутом 60 градусів проводилось шляхом переміщення передавальної антени на 30 градусів вліво від нормалі.

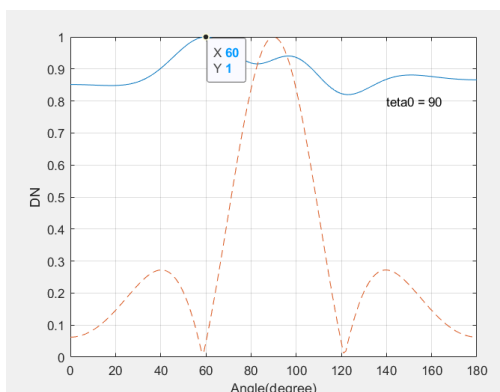


Рисунок 4.18 – Пеленгаційна крива для кута приходу 60°

На Рис. 4.19 показані спектри сигналів для випадку падіння електромагнітної хвилі по нормалі до решітки.

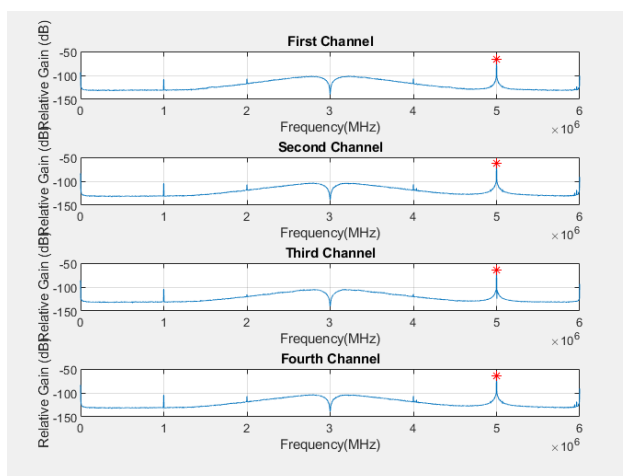


Рисунок 4.19 – Спектр сигналу

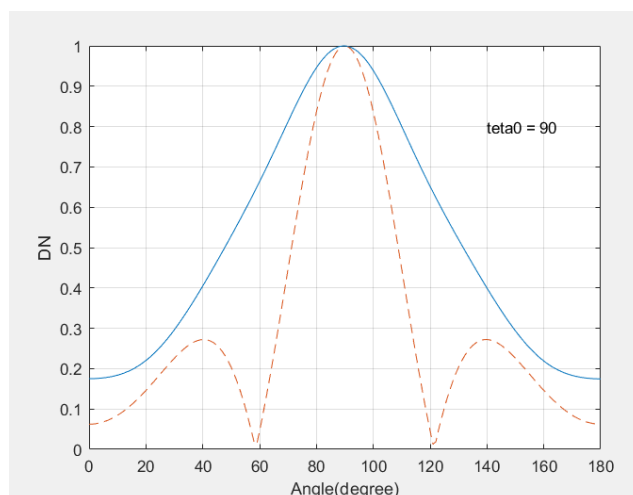


Рисунок 4.19 – Пеленгаційна крива для випадку знаходження кута приходу 90°

Результати випробування пеленгатора з очікуваним кутом 100° показані на Рис. 4.20. Переміщення передавальної антени при цьому відбулось на 10° вправо від нормалі.

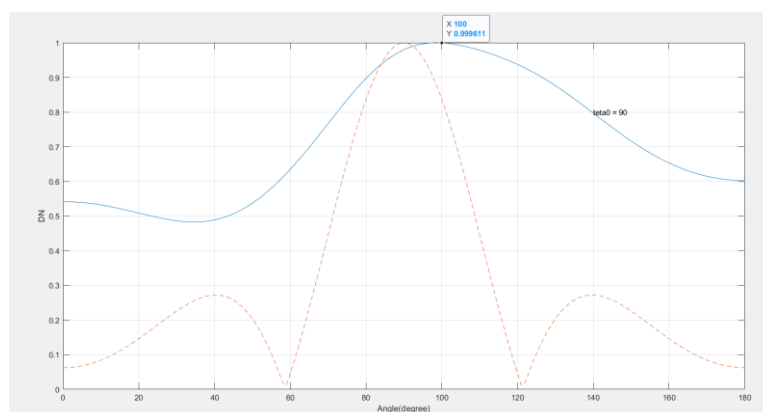


Рисунок 4.20 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 100° .

Результати випробування з очікуваним кутом 140° показані на Рис. 4.21. Переміщення передавальної антени при цьому склало 50° вправо від нормалі.

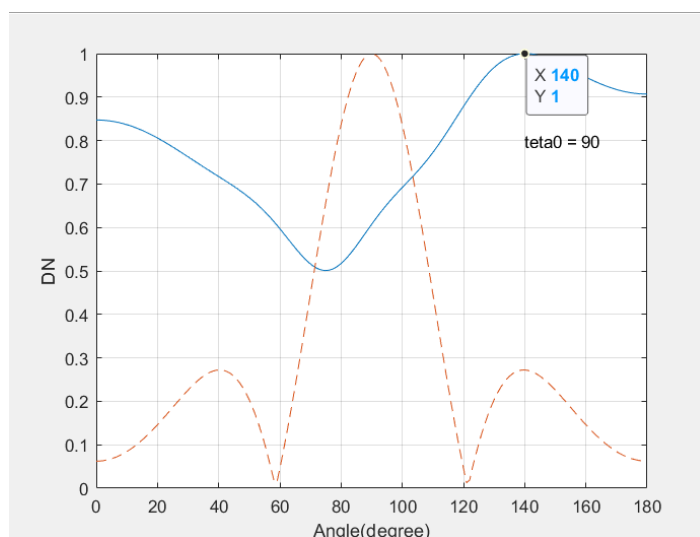


Рисунок 4.21 – Графік знаходження кута приходу 140°

Результати роботи програми без фільтра зведено в таблицю 4.2.

Таблиця 4.2 – Результати знаходження кута приходу

Частота, МГц	Очікуваний кут від місцезнаходження передавальної антени	Значення після обробки записаних сигналів	Похибка
1800	60°	60°	0°
1800	90°	90°	0°
1800	100°	99°	1°
1800	140°	140°	0°

На Рис. 4.22 - 4.27 показані аналогічні криві, але із застосуванням ФНЧ, який відсікає зайві шуми.

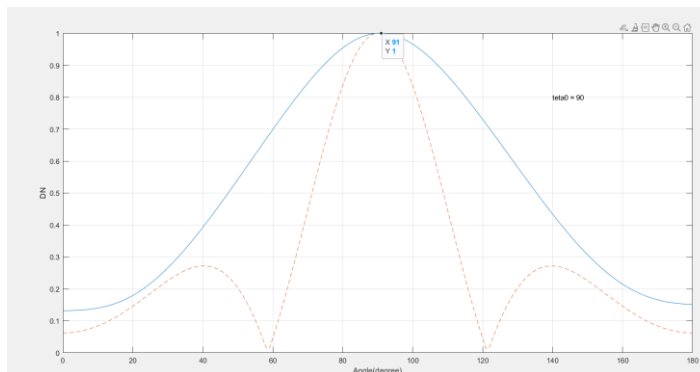


Рисунок 4.22 – Пеленгаційна крива для кута падіння хвилі 90°

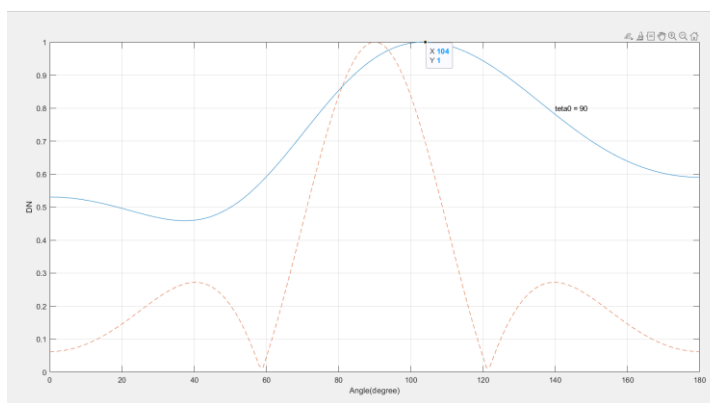


Рисунок 4.23 – Пеленгаційна крива для кута падіння хвилі кута приходу 105°

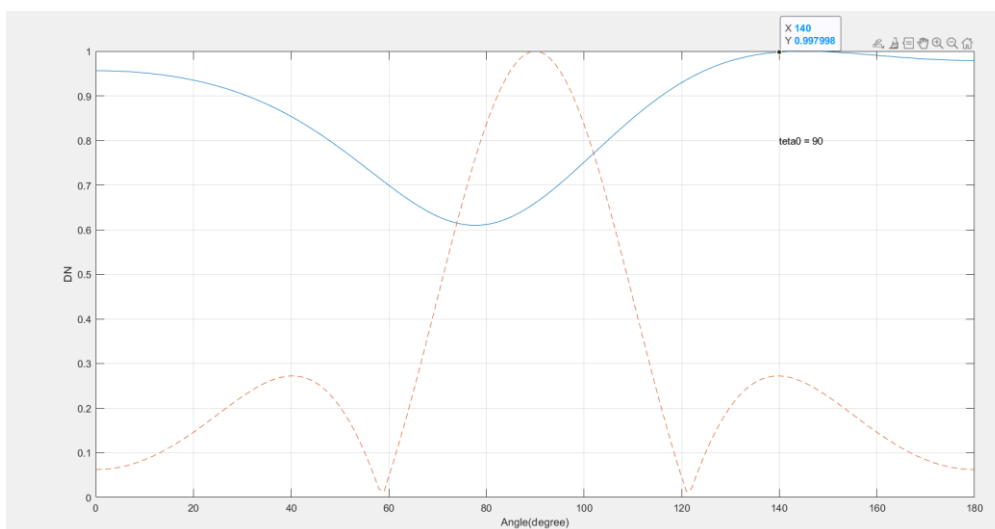


Рисунок 4.24 – Пеленгаційна крива для кута падіння хвилі 140°

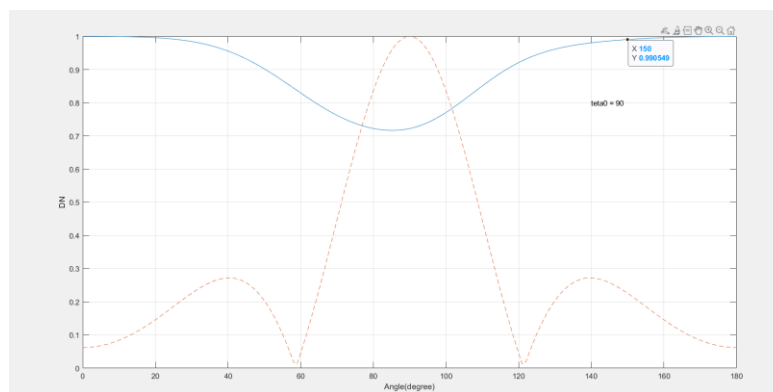


Рисунок 4.25 – Пеленгаційна крива для кута падіння хвилі 150°

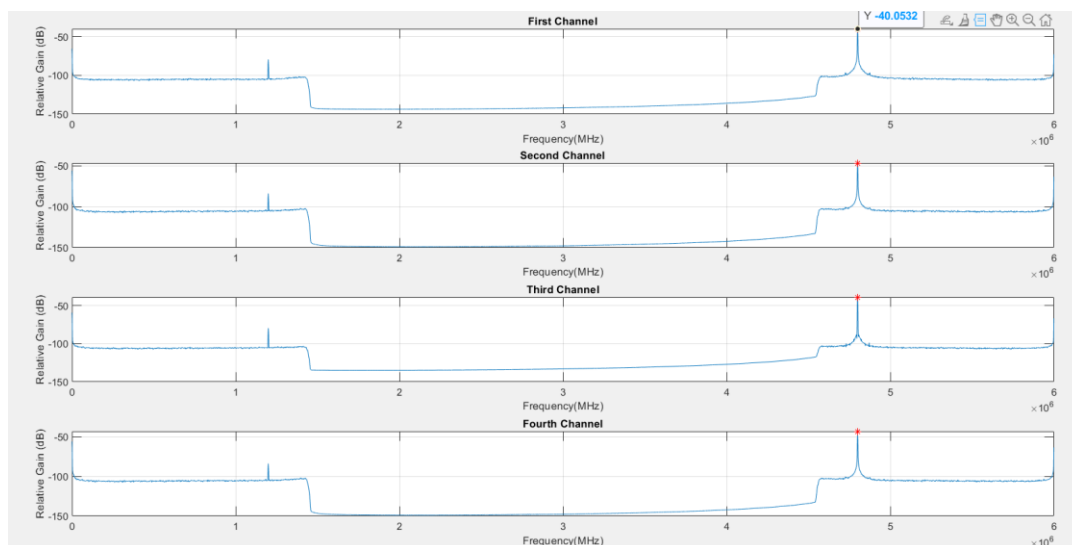


Рисунок 4.26 – Спектр сигналу з використанням фільтра

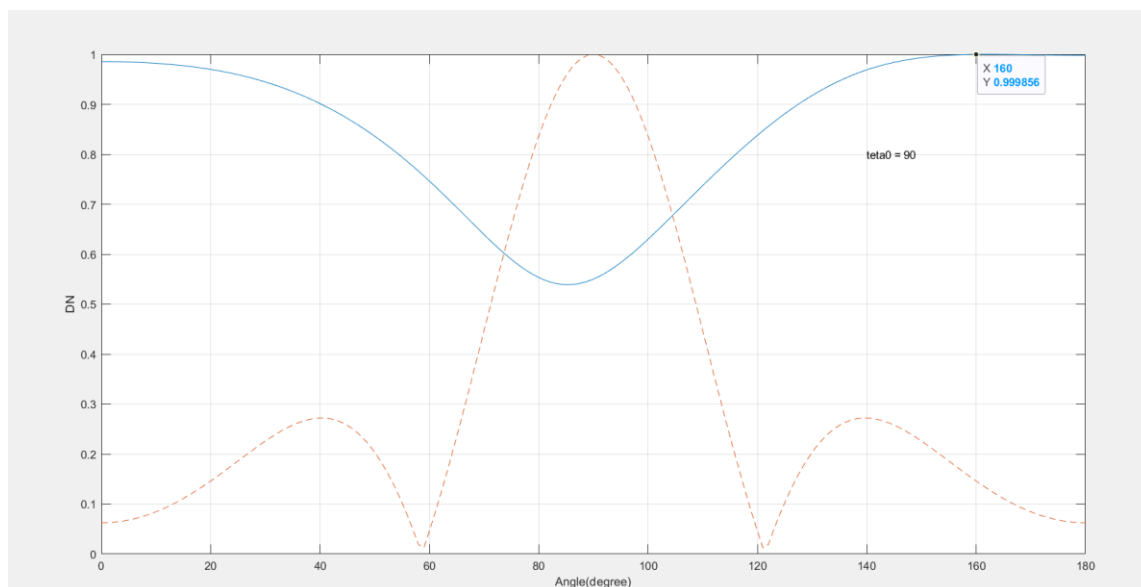


Рисунок 4.27 – Пеленгаційна крива для кута падіння хвилі 140°

Результати роботи програми з фільтром зведено в таблиці 4.3.

Таблиця 4.3 – Результати знаходження куту приходу

Частота, МГц	Очікуваний кут від місцезнаходження передавальної антени	Значення після обробки записаних сигналів	Похибка
1800	90°	91	1
1800	105°	104°	1°
1800	140°	141°	1°
1800	150°	150°	0°
1800	160°	160°	0°

На Рис. 4.28 - 4.32 показані аналогічні криві, але із застосуванням ФНЧ та з амплітудною модуляцією $\sin$.

Випробування с очікуваним кутом 75°. Переміщення передавальної антени на 15° вліво.

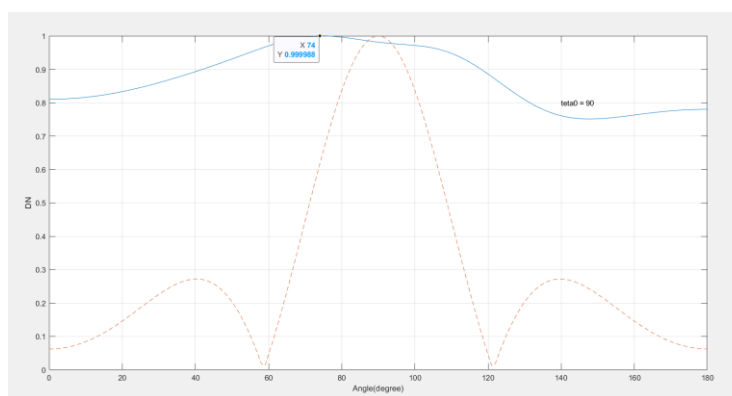


Рисунок 4.28 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 75°

Випробування с очікуваним кутом 90°

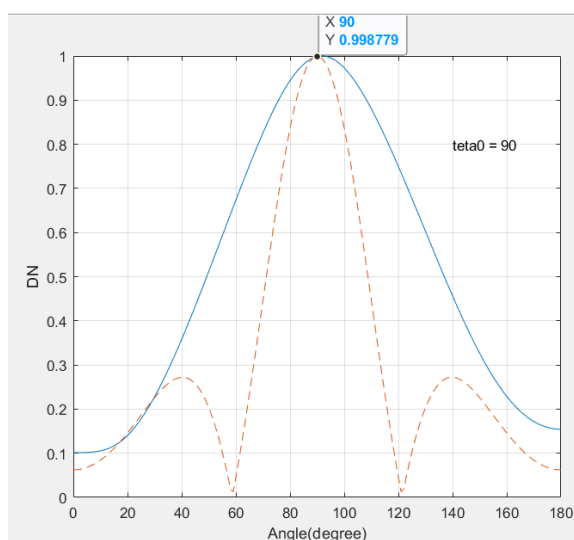


Рисунок 4.29 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 90°

Випробування с очікуваним кутом 140° . Переміщення передавальної антени на 50 градусів вправо.

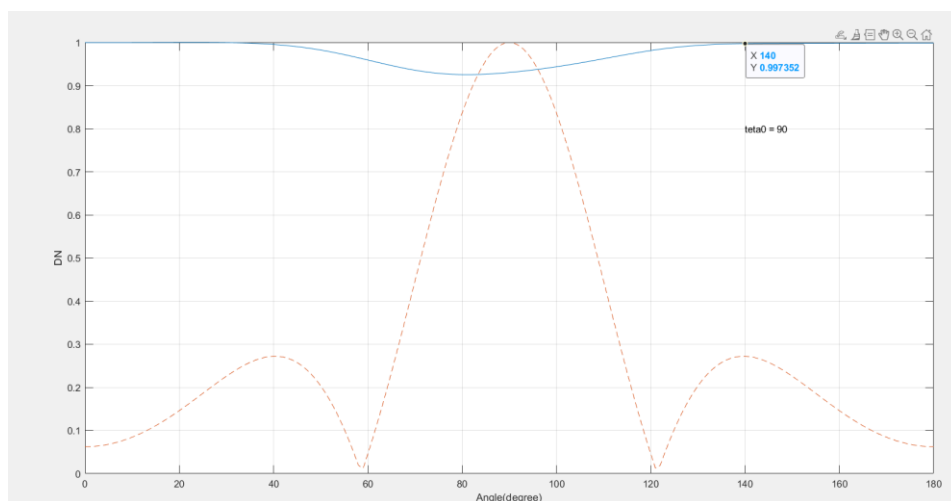


Рисунок 4.30 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 140°

Випробування с очікуваним кутом 145° . Переміщення передавальної антени на 55° вправо.

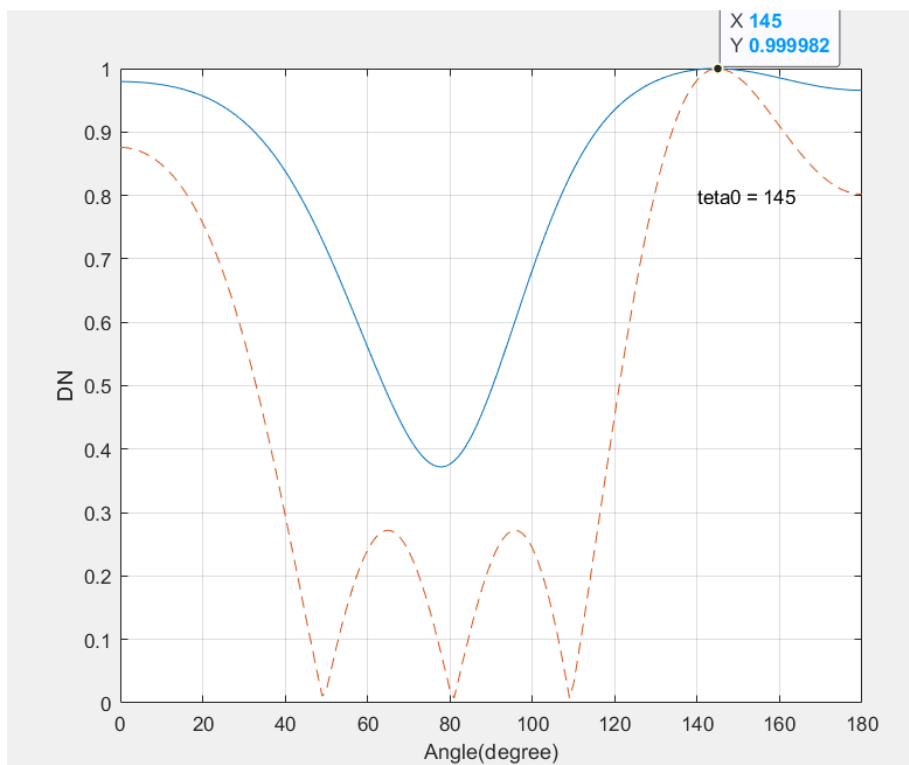


Рисунок 4.31 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 145°

Випробування с очікуваним кутом 150° градусів. Переміщення передавальної антени на 60° вправо.

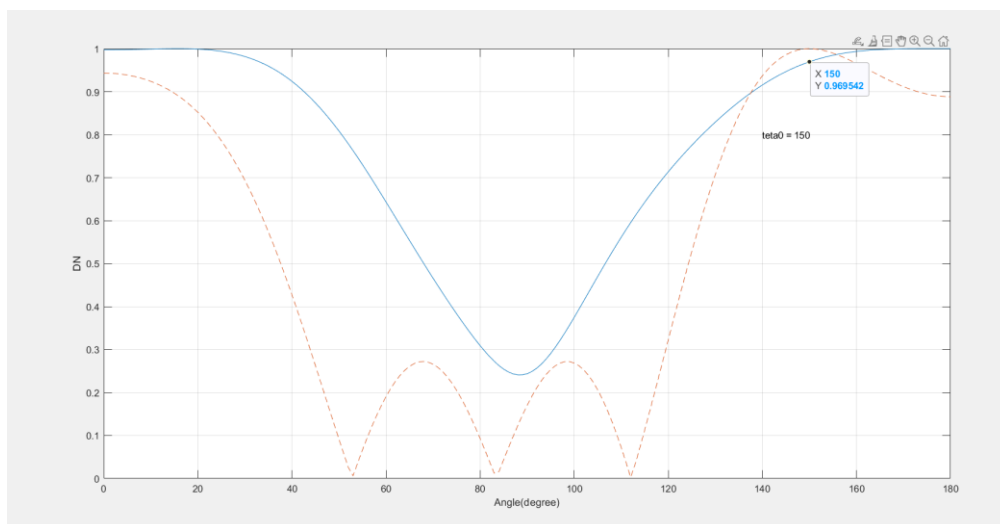


Рисунок 4.32 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 150°

Таблиця 4.4 – Результати знаходження куту приходу в лабораторних умовах на частоті 1801 МГц, при використанні амплітудної модуляції sin

Частота, МГц	Очікуваний кут від місцезнаходження передавальної антени	Значення після обробки записаних сигналів	Похибка
1801	75°	74°	1°
1801	90°	91°	1°
1801	135°	135°	0°
1801	140°	140°	0°
1801	145°	145°	0°
1801	150°	150°	0°

Результати збігаються з очікуваними, похибка в декілька градусів могла бути визвано із за впливу навколишніх завад. При їх наявності система показує в більшості випадків точний результат який був очікуваний.

На Рис. 4.33 показані аналогічні криві, при роботі програми (Додаток А) без наявності файла калібрування.

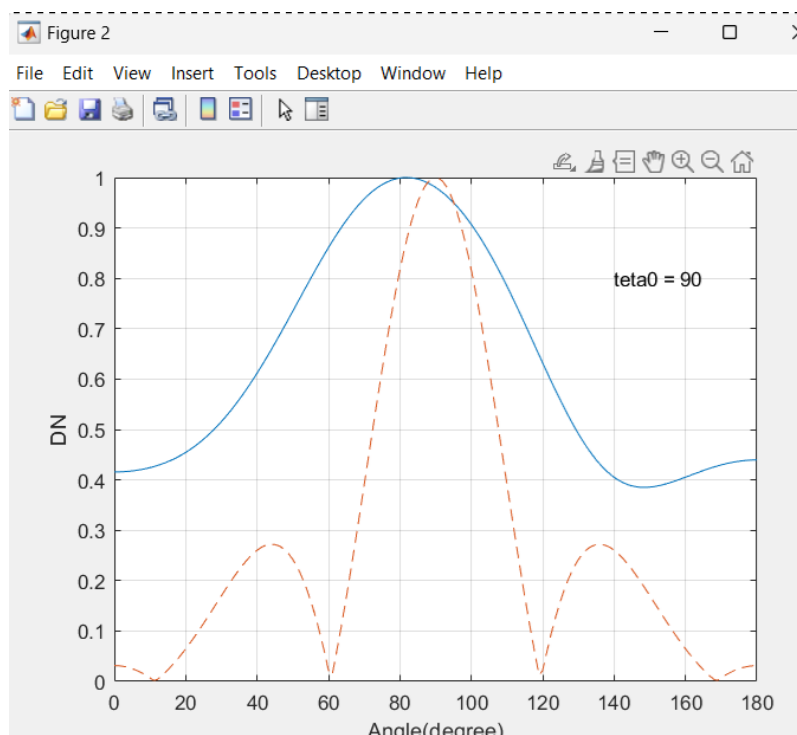


Рисунок 4.33 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 90°

На рис. 4.34 показані аналогічні криві, при роботі програми (Додаток А) з наявністю файла калібрування показує більш правильні результати.

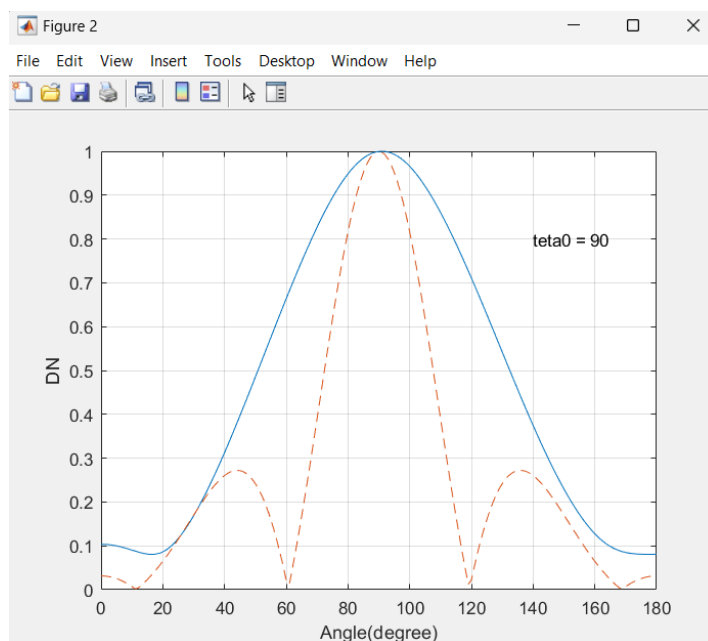


Рисунок 4.34 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 90°

Висновком до цього можна сказати, що використання програми (Додаток А), при наявності файла калібрування, показує більш точніші результати вимірювання, а ніж без, так як плати BladeRF між собою не синхронні. Програма калібровки

допомагає усунути заваду з нестабільним зв'язком між двома платами, та їх каналами .

Таблиця 4.5 – Результати знаходження куту при змінній відстані між антенами, та вносимими втратами рівні нулю на частоті 1800 МГц

Частота, МГц	Очікуваний кут від місцезнаходження передавальної антени	Значення після обробки записаних сигналів	Похибка
1800	90°	90°	0°
1800	82°	82°	0°
1800	72°	72°	0°
1805	67°	67°	0°
1800	60°	60°	0°
1800	53	54°	1°
1800	39°	40°	1°

4.3 Випробування пеленгаційної системи на відкритій місцевості

Перші випробування були проведені на відкритій місцевості, де використовувалися дві плати BladeRF без зовнішньої синхронізації. Значення кутів були знайдені за допомогою амплітудного методу. На Рис. 4.35 та 4.36 показана блок схема, та експериментальна установка пеленгаційної системи.

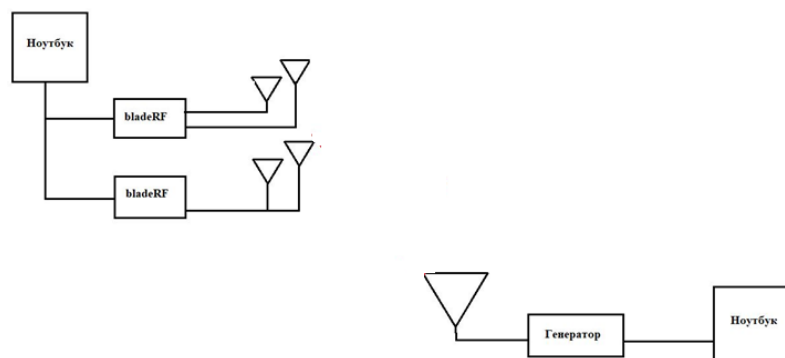


Рисунок 4.35 – Схема приймача та передавача



Рисунок 4.36 –Пеленгаційна система на відкритому просторі

На Рис. 4.37 - 4.39 показані аналогічні криві, під час випробування пеленгаційної системи на відкритому просторі при різних рівнях сигналу.

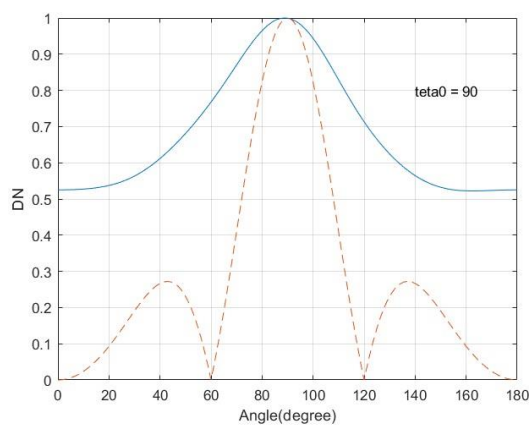


Рисунок 4.37 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 90° при рівні 0 дБ

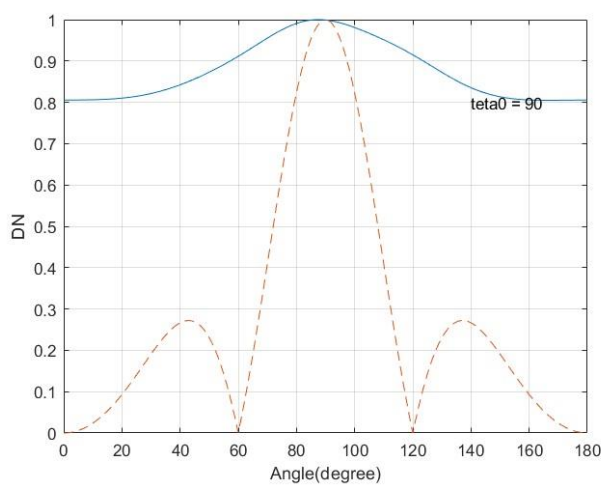


Рисунок 4.38 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 90° при рівні -10 дБ

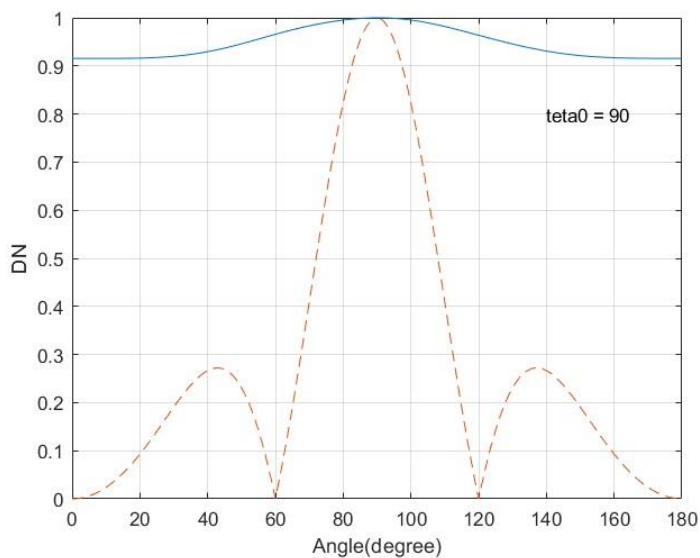


Рисунок 4.39 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 90° при рівні -15 дБ

У випадку з -15 дБ бачимо що графік майже втратив свою початкову форму і виявлення самого сигналу стає майже неможливим.

Таблиця 4.6 – Результати знаходження куту приходу при змінній відстані між антенами на частоті 1500 МГц

Частота, МГц	Очікуваний кут від місцезнаходження передавальної антени	Значення після обробки записаних сигналів	Похибка
1505	23°	23°	0°
1505	36°	43°	7°
1505	48.5°	41°	7.5°
1505	35°	46°	11°
1500	35°	35°	0°
1500	50°	50°	0°
1500	43°	42°	1°
1505	90°	89°	1°
1500	90°	90°	0°
1500	36°	36°	0°
1500	40°	41°	1°
1500	48°	48°	0°

З отриманих результатів можна зробити висновок що при зміні частоти передачі, похибка в деяких випадках становить від 7° – 10° . Для більш точних результатів краще знову перевірити калібровку програми для обробки сигналу. Друге випробування пеленгаційної системи на відкритій місцевості після модифікації системи Система була модифікована при додаванні фільтра Low Pass.

Результати знаходження кутів . Параметри системи залишаються не зміними окрім відстані. Перед початком тестування системи було проведено калібровку при куту зсуву 0° та внесеного підсилення на передавачі 10 дБ.

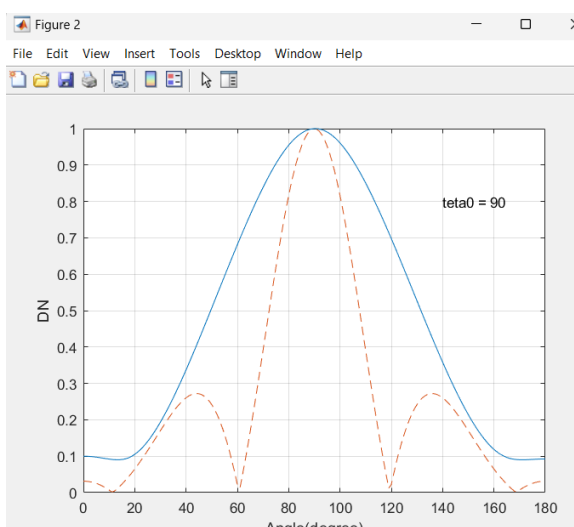


Рисунок 4.40 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 90°

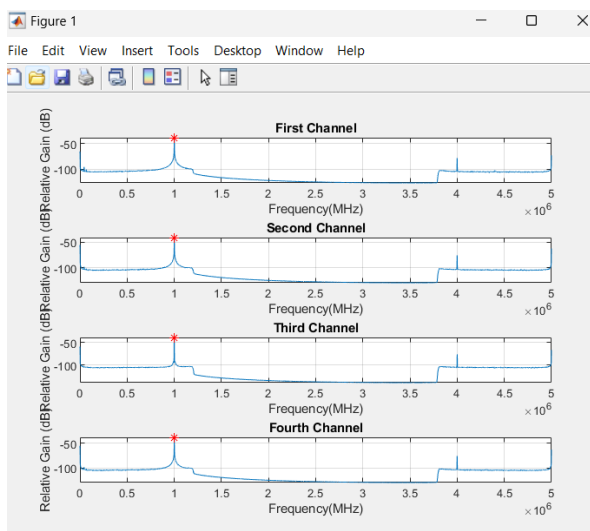


Рисунок 4.41 – Спектр сигналів з використанням фільтра

Таблиця 4.6 – Результати знаходження кута приходу при другому випробуванні пеленгаційної системи на відкритій місцевості на частоті 1800 МГц

Частота, МГц	Очікуваний кут від місцезнаходження передавальної антени	Значення після обробки записаних сигналів	Похибка
1800	90°	90°	0°
1800	97.5°	97-98°	0.5°
1800	105°	104°	1°
1800	112.5°	112°	0.5°
1800	120°	119°	1°
1800	127.5°	128°	0.5°
1800	135°	135°	0°

Третє вимірювання пеленгаційної системи на відкритій місцевості, при наявності програми з ФНЧ (Рис. 4.42 - 4.53), при різних рівнях сигналу (Рис. 4.54 - 4.59) та при амплітудній модуляції $\sin$ (Рис. 4.60 та 4.61).

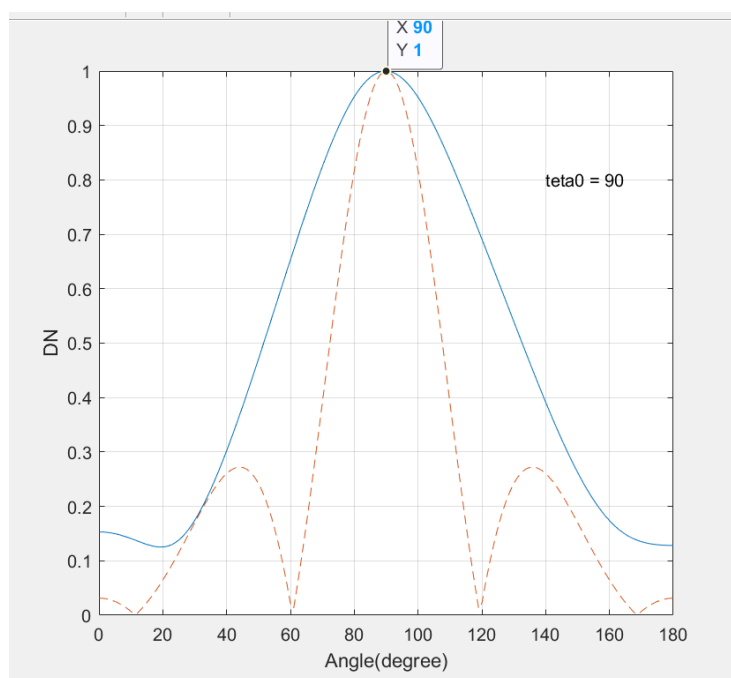


Рисунок 4.42 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 90°

Випробування з очікуваним кутом 90°. Переміщення передавальної антени на 0° вправо.

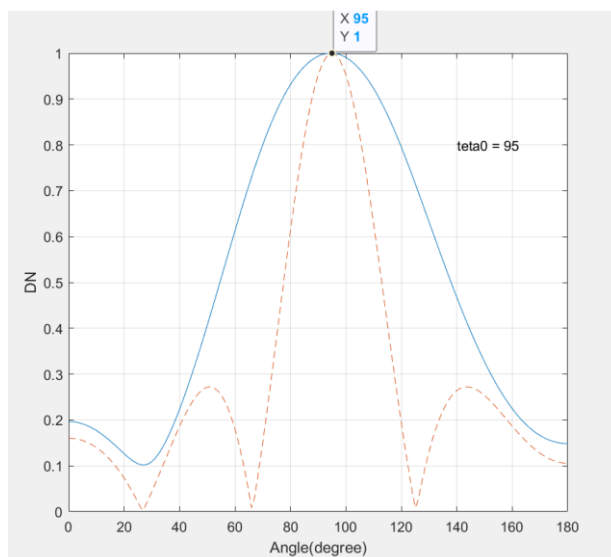


Рисунок 4.43 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 95°

Випробування с очікуваним кутом 95° . Переміщення передавальної антени на 5° вправо.

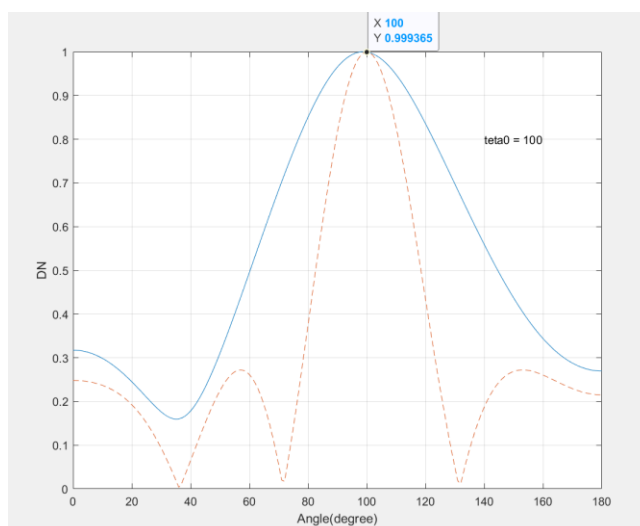


Рисунок 4.44 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 100°

Випробування с очікуваним кутом 100° . Переміщення передавальної антени на 10° вправо.

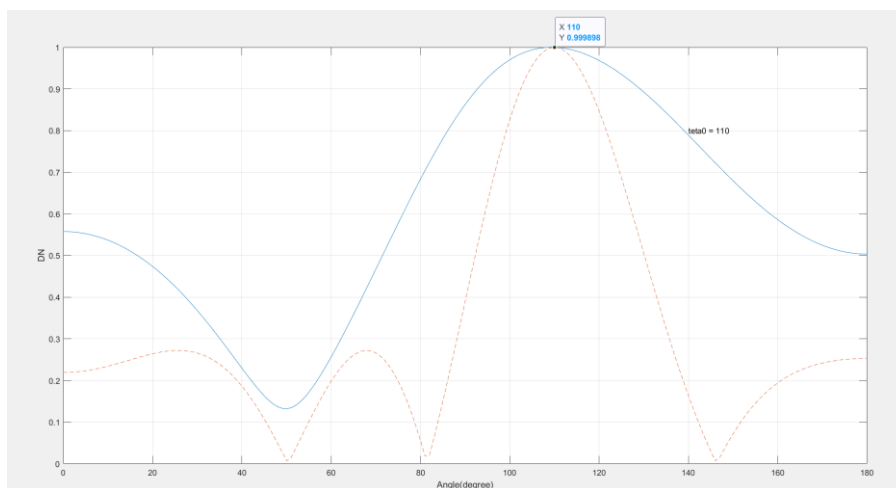


Рисунок 4.45 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 110°

Випробування с очікуваним кутом 110° . Переміщення передавальної антени на 20° вправо.

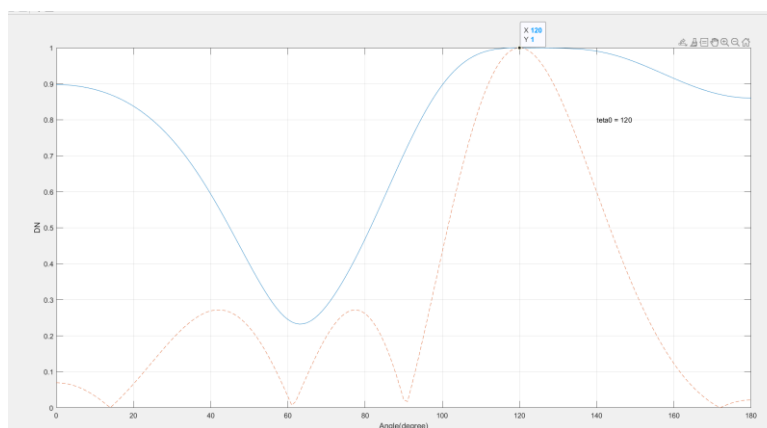


Рисунок 4.46 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 120°

Випробування с очікуваним кутом 120° . Переміщення передавальної антени на 30° вправо.

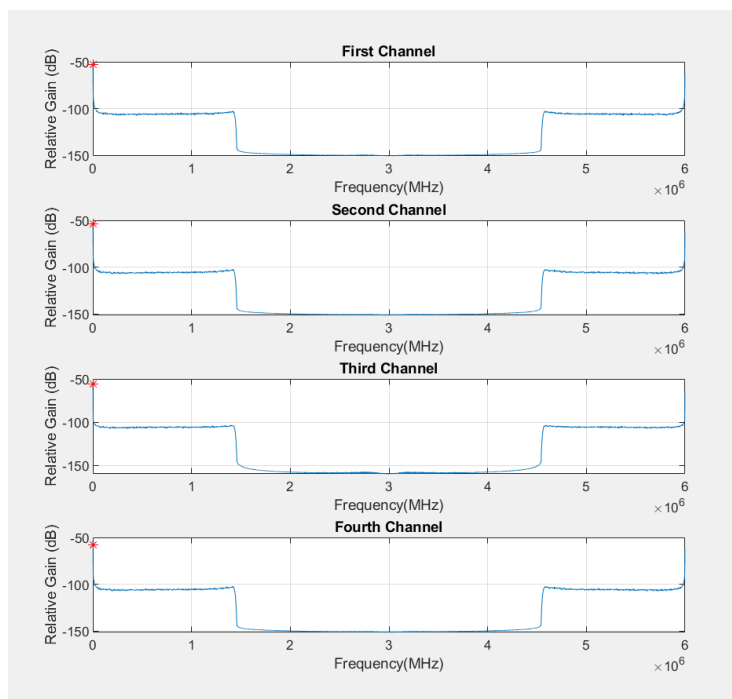


Рисунок 4.47 – Спектр сигналу з використанням фільтра

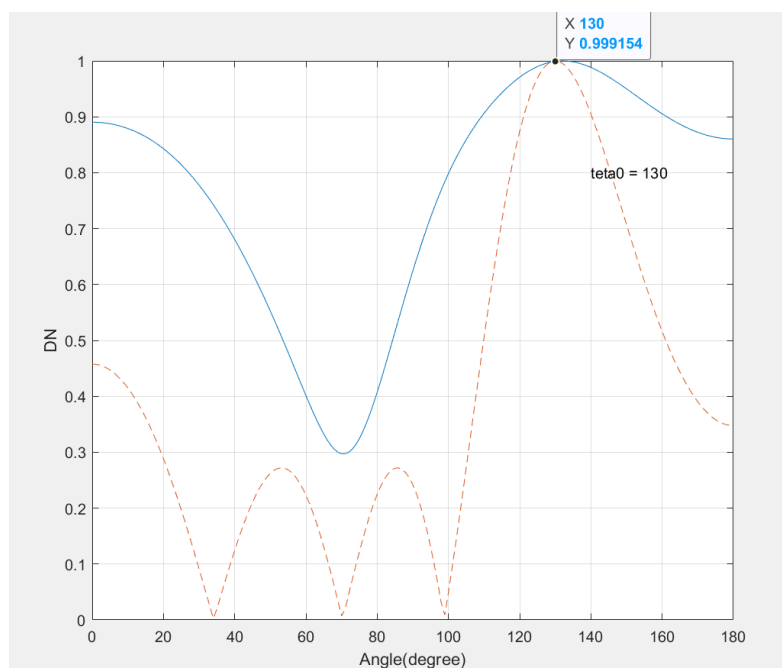


Рисунок 4.48 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 130°

Випробування з очікуваним кутом 130° . Переміщення передавальної антени на 40° вправо.

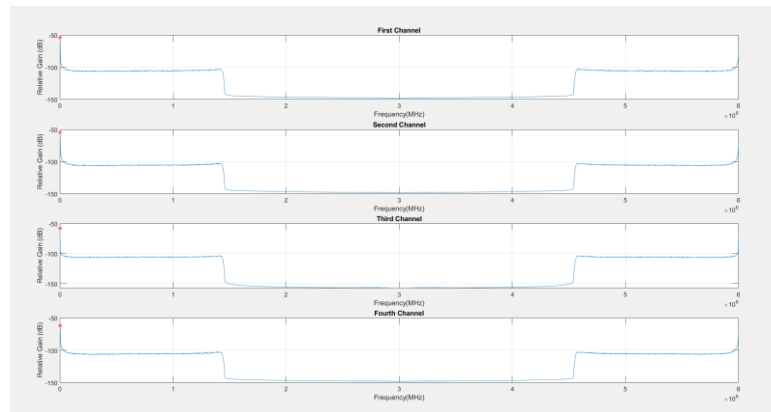


Рисунок 4.49 – Спектр сигналу з використанням фільтра

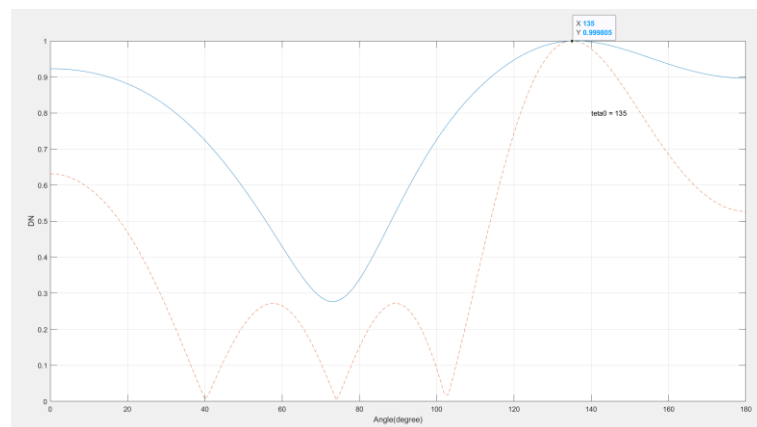


Рисунок 4.50 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 135°

Випробування с очікуваним кутом 135°. Переміщення передавальної антени на 45° вправо.

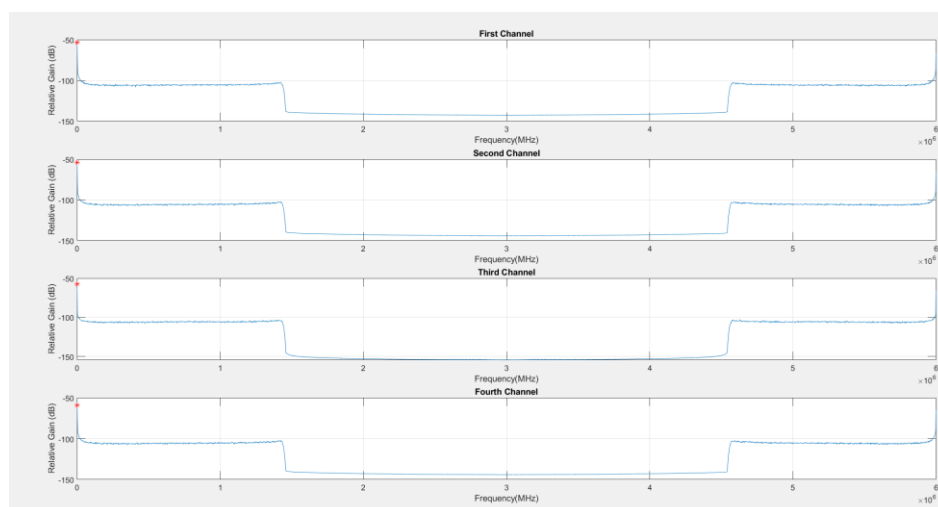


Рисунок 4.51 – Спектр сигналу з використанням фільтра

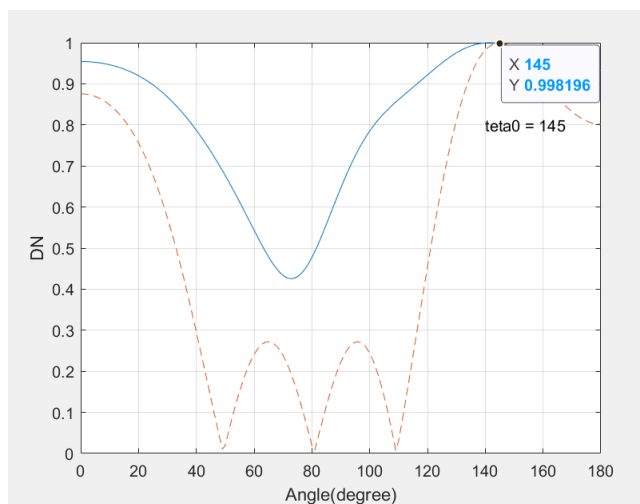


Рисунок 4.52 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 145°

Випробування с очікуваним кутом 145° . Переміщення передавальної антени на 55° вправо.

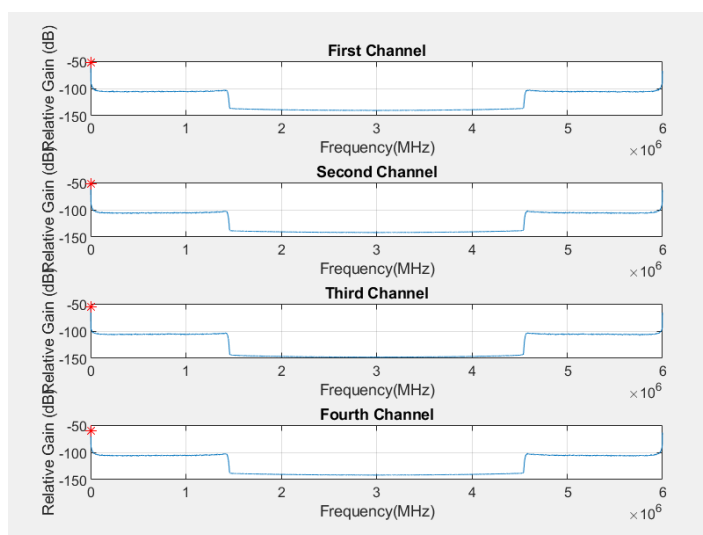


Рисунок 4.53 – Спектр сигналу з використанням фільтра

Таблиця 4.7 – Результати знаходження кута приходу при третьому випробуванні пеленгаційної системи на відкритій місцевості на частоті 1500 МГц

Частота, МГц	Очікуваний кут від місцезнаходження передавальної антени	Значення після обробки записаних сигналів	Похибка
1800	90°	90°	0°
1800	95°	95°	0°
1800	100°	99°	1°

1800	110°	111°	1°
1800	120°	120°	0°
1800	130°	131°	2°
1800	135°	136°	1°
1800	145°	143°	2°

Третє вимірювання пеленгаційної системи на відкритій місцевості при різних рівнях підсилення від -1 дБ до -40 дБ.

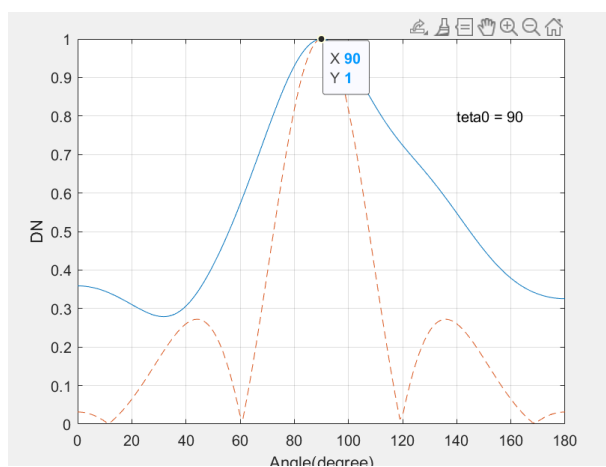


Рисунок 4.54 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 90°
Випробування с очікуваним кутом 90°. При рівні підсилення -1 дБ.

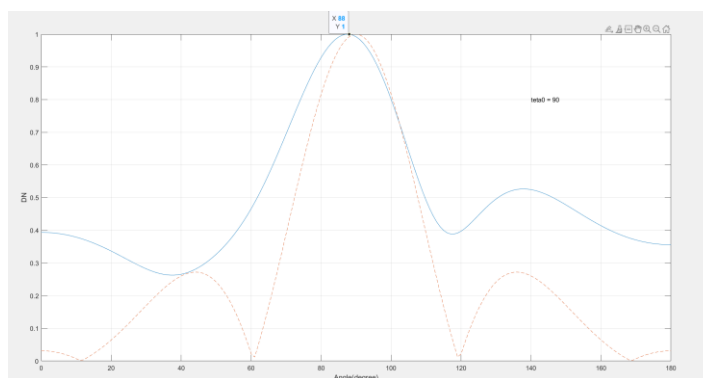


Рисунок 4.55 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 90°
Випробування с очікуваним кутом 90°. При рівні підсилення -10 дБ.

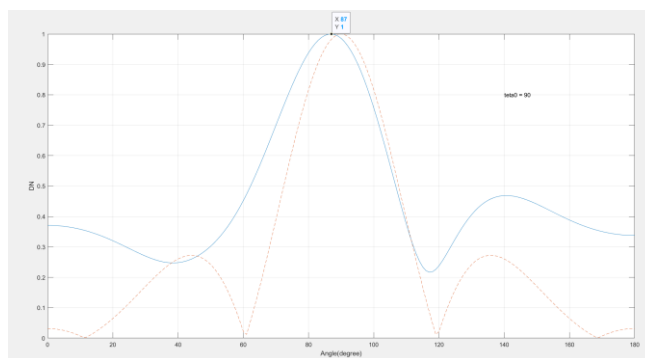


Рисунок 4.56 – Графік знаходження кута приходу 90°

Випробування с очікуваним кутом 90° . При рівні підсилення -20 дБ.

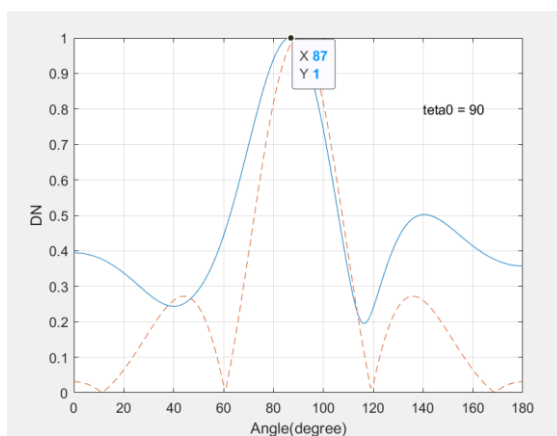


Рисунок 4.57 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 90°

Випробування с очікуваним кутом 90 градусів. При рівні підсилення -40 дБ.

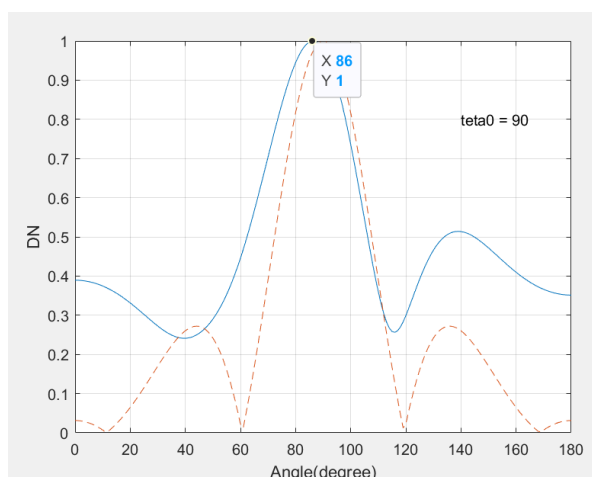


Рисунок 4.58 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі 95°

Випробування с очікуваним кутом 95 градусів. При рівні підсилення -20 дБ.

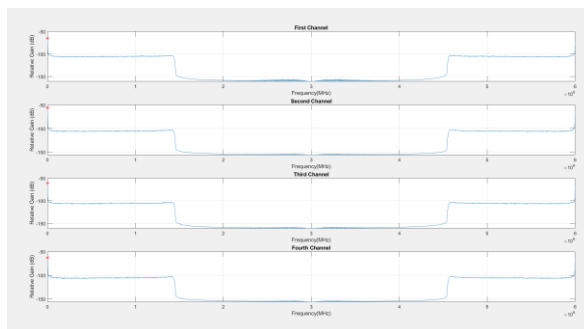


Рисунок 4.59 – Спектр сигналу з використанням фільтра

Таблиця 4.6 – Результати знаходження куту приходу при третьому випробуванні пеленгаційної системи на відкритій місцевості на частоті 1500 МГц, та при різних рівнях від -1 до -20 дБ

Частота, МГц	Теоретичний кут	Практичний кут
1800	90° (-1)	90°
1800	90° (-10)	88°
1800	90° (-20)	87°
1800	90° (-30)	86°
1800	90° (-40)	87°
1800	95° (-20)	88°

Третє вимірювання пеленгаційної системи на відкритій місцевості, при наявній амплітудній модуляції sin.

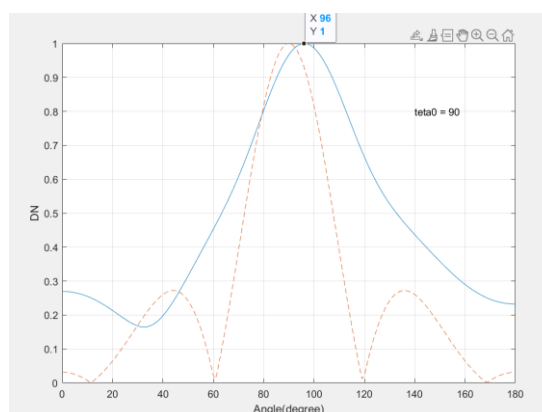


Рисунок 4.60 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі
Випробування с очікуваним кутом 95 градусів.

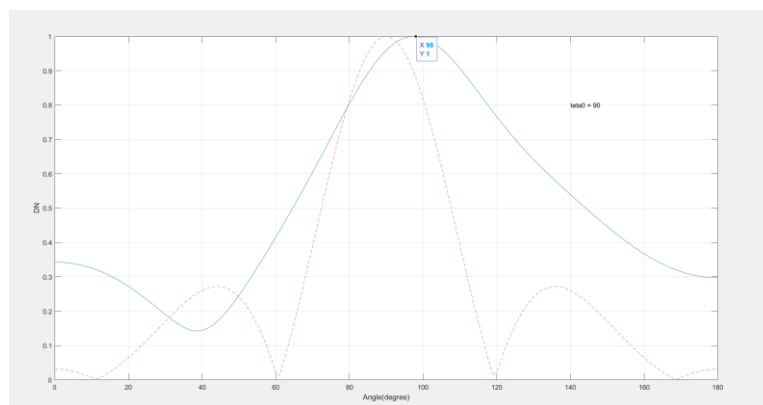


Рисунок 4.61 – Пеленгаційні криві для кута приходу хвилі

Випробування с очікуваним кутом 100 градусів.

Таблиця 4.6 – Результати знаходження куту приходу при третьому випробуванні пеленгаційної системи на відкритій місцевості на частоті 1800 МГц, при використанні модуляції sin

Частота, МГц	Теоретичний кут	Практичний кут
1800	90°	90°
1800	95°	96°
1800	100°	98°

Висновок до розділу 4

За допомогою приладів було виміряні характеристики антенно-фідерної системи: КСХН випромінювачів та рівень взаємний зв'язку між ними. Крім того були втрати та фазові зсуви в кабелях.

У результаті випробування пеленгаційної системи за допомогою амплітудного методу в діапазоні від 30° до 150°, було виявлено, що система здатна забезпечити достатньо точне визначення напрямку на джерело сигналу із похибкою вимірювань в межах від 1 до 3 градусів, що свідчить про хорошу точність.

ВИСНОВКИ

В ході роботи було досліджено методи пеленгації, визначено переваги та недоліки кожного методу. Було застосовано програмне забезпечення GNURadio та MATLAB для конфігурації SDR Blade RF та програмування процедури обробки сигналів амплітудним методом максимумів..

У рамках роботи було дослідження чотириканальну пеленгаційну систему для визначення куту приходу електромагнітної хвилі від джерела, використовуючи лінійну антенну решітку на основі широкосмугових друкованих вібраторів.

Було проведено експериментальні дослідження в лабораторії та на відкритому просторі пеленгаційної системи для визначення куту приходу в діапазоні куту від 30 градусів до 150 градусів, приймаючи 90 градусів як центральна точка. Похибка вимірювань не перевищувала 1...3°.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Fundamentals of direction finding radiolocation [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: https://www.rohde-schwarz.com/fi/knowledge-center/technology-fundamentals/radio-direction-finding-techniques/radio-direction-finding-techniques_255557.html.
2. Radio Direction Finding techniques and applications for EW and SIGINT [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://www.crfs.com/blog/radio-direction-finding-techniques-and-applications-for-ew-and-sigint>.
3. How can RF multipath affect DF and geolocation [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://www.crfs.com/blog/how-can-multipath-affect-df-and-geolocation>.
4. Intoduction into theory of direction finding [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://cdn.everythingrf.com/live/direction-finding-rs-wp-erf.pdf>
5. Matlab [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: https://www.mathworks.com/?s_tid=user_nav_logo.
6. KrakenSDR [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://www.krakenrf.com/about-krakensdr>.
7. USRP x 310 [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://www.ettus.com/all-products/x310-kit/>
8. BladeRF 2.0 micro xA4 [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: bladeRF 2.0 micro xA4 - Nuand.
9. GNURadio [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://www.gnuradio.org/>
10. VSG60A – 6 GHz Vector Signal Generator [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://signalhound.com/products/vsg60a-6-ghz-vector-signal->

generator/?srsltid=AfmBOortAEbSIJfoBlKTO04JguCzb3Tgymeb2NFhNrB_AD
HWMbp9J6Um.

- 11.SSF0141 напівгнучкий коаксіальний кабель [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://selteq.com.ua/ssf-141-semiflex-drum/?srsltid=AfmBOor5Ut2mifAdLCmjMoQFjIUHcb3BdiAk4LhFkhNUoIO-MAfKv2jZ>.
- 12.Solidworks [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://solidworks.softico.ua/>.
- 13.ZNB [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: https://inkotel.com.ua/image/catalog/Documentation/ZNB_Bro_EN.pdf.
- 14.ZNL [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: https://www.butterfly.com/PDF/rohde-schwarz/znl-znle/ZNL_brochure_EN.pdf.
- 15.RG-223/U коаксіальний кабель посріблений [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://selteq.com.ua/rg-223-u-posriblenyj-drum/>.

Додаток А

Matlab

Код програми для обробки сигналу

```
% Електронне сканування ДН на 4 антени із корекцією 04.06

close all
clear all
clc

% основні параметри
f0=1.800e9; % носійна, Гц

d=0.085; % крок ант. решітки, м

lam=3e8/f0; % довжина хвилі носійної частоти

Fs=5e6; % частота дискретизації

Ns=2e5; % длина реализации сигнала
Nfft=256*8*2; % число точек FFT

teta0=input('заданий кут джерела (град) teta0 = ');

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'); %format of file
fclose(fid);

s1a = s1+1i*Q1; % формування аналітичного сигналу 1-го каналу

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_Signal1=[directory name];
disp(' ')

```

```

fid = fopen(Name_Signal1,'rb');
Q2 = fread(fid,Ns,'float'); %format of file
fclose(fid);

s2a = s2+j*Q2; % формування аналітичного сигналу 2-го каналу

clear s1 s2 Q1 Q2

disp('Choose file which corresponds to the 3-d channel' );
[name,directory] = uigetfile ('*.*','The testing signal ');
Name_Signal1=[directory name];
disp(' ')

fid = fopen(Name_Signal1,'rb');
s3 = 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');
Q3 = fread(fid,Ns,'float'); %format of file
fclose(fid);

s3a = s3+j*Q3; % формування аналітичного сигналу 3-го каналу

disp('Choose file which corresponds to the 4-th channel' );
[name,directory] = uigetfile ('*.*','The testing signal ');
Name_Signal2=[directory name];
disp(' ')

fid = fopen(Name_Signal2,'rb');
s4 = 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');
Q4 = fread(fid,Ns,'float'); %format of file
fclose(fid);

s4a = s4+Q4; % формування аналітичного сигналу 2-го каналу

clear s3 s4 Q3 Q4

figure(1)
subplot(4,1,1);
[Ps1,ff]=pwelch(s1a,Nfft,Nfft/2,Nfft,Fs);
[Ps0,k1]=max(Ps1);
plot(ff,10*log10(Ps1),2*ff(k1),10*log10(Ps0),'*r'),xlabel('Frequency(MHz)'),ylabel('Relative Gain (dB)'),title('First Channel'),grid

subplot(4,1,2);
[Ps2,ff]=pwelch(s2a,Nfft,Nfft/2,Nfft,Fs);
[Ps0,k2]=max(Ps2);
plot(ff,10*log10(Ps2),ff(k2),10*log10(Ps0),'*r'),xlabel('Frequency(MHz)'),ylabel('Relative Gain (dB)'),title('Second Channel'),grid,shg

subplot(4,1,3);
[Ps3,ff]=pwelch(s3a,Nfft,Nfft/2,Nfft,Fs);
[Ps0,k3]=max(Ps3);
plot(ff,10*log10(Ps3),ff(k3),10*log10(Ps0),'*r'),xlabel('Frequency(MHz)'),ylabel('Relative Gain (dB)'),title('Third Channel'),grid

subplot(4,1,4);
[Ps4,ff]=pwelch(s4a,Nfft,Nfft/2,Nfft,Fs);
[Ps0,k4]=max(Ps4);
plot(ff,10*log10(Ps2),ff(k4),10*log10(Ps0),'*r'),grid,xlabel('Frequency(MHz)'),ylabel('Relative Gain (dB)'),title('Fourth Channel'),shg

load kalibr_koef2 % завантаження коеф. корекції

% корекція каналів
s1a=s1a/ks1;
s2a=s2a/ks2;s2a=s2a.*conj(korF2);
s3a=s3a/ks3;s3a=s3a.*conj(korF3);
s4a=s4a/ks4;s4a=s4a.*conj(korF4);

dteta=1/180*pi; % крок сканування
xm=(-3:2:3)*d/2; % координати антен

Teta=(-pi/2:dteta:pi/2); % кути сканування
N0=length(Teta); % число кутових точок

DN=zeros(1,N0); % резерв пам'яті для діаграми напр

Sa=[s1a'; s2a';s3a';s4a']; % матриця сигналів

nu=f0/3e8; %частота / швидкість хвилі
for n=1:N0 % цикл по кутам
    teta=Teta(n); % поточний кут, рад
    Fim=2*pi*nu*xm*sin(teta); %фазові зсуви
    DN(n)=sum(abs(exp(-1j*Fim)*Sa).^2); % вихід ДН за потужністю для поточного кута
end

DN = sqrt(DN); % ДН за амплітудою

DNmax=max(abs(DN)); % макс ДН

% теоретична ДН
DN_teor=ones(1,N0);
DN_teor=sin(4*pi*nu*d*(sin(Teta)-sin(teta0/180*pi)))./sin(pi*nu*d*(sin(Teta)-sin(teta0/180*pi)))/4;

% нормована розгортка по кутам та теоретична ДН
figure
plot(90+Teta/pi*180,abs(DN)/DNmax,90+Teta/pi*180,abs(DN_teor),'--'),grid,shg
xlabel('Angle(degree)')
ylabel('DN')
text(140,0.8,['teta0 = ' num2str(90+teta0)])

% аналіз точності при наявності шумів
rng default

SNR = [10:2:40]; % значення сигнал/шум
Nsnr=length(SNR);

Err=zeros(1,Nsnr); % резерв пам'яті для похибок оцінювання

for nr=1:Nsnr
    snr=SNR(nr);
    N_stat=1000; % число статистичних випробувань
    err=0;
    for nst=1:N_stat
        y = randn(size(DN))*std(DN)/db2mag(snr);
        s=DN+y;
        [sm,im]=max(abs(s)); % макс ДН
        teta_est=Teta(im)/pi*180; % оцінка кута хвилі сигналу
        err=err+(teta0-teta_est)^2; % накопичення середнього квадрату похибки
    end
    Err(nr)=sqrt(err/N_stat); % корінь із середнього квадрату похибки при заданному SNR
end

figure
plot(SNR,Err),grid,shg

xlabel('SNR, дБ')
ylabel('Середній квадрат похибки, град')
text(30,6,['teta0 = ' num2str(90+teta0)])

```

Kalibrovka

```

1  % калибровка антенны 02.06
2
3  close all
4  clear all
5  clc
6
7  % основні параметри
8  f0=1.8e9; % носійна, Гц
9
10 d=0.085; % крок ант. решітки, м
11
12 lam=3e8/f0; % довжина хвилі носійної частоти
13
14 Fs=5e6; % частота дискретизації
15
16 Ns=2e5; % длина реализации сигнала
17 Nfft=256*8*2; % число точок FFT
18
19 disp(' ')
20 disp('Choose file which corresponds to the first channel' );
21 [name,directory] = uigetfile ('*.*','The testing signal ');
22 Name_Signal1=[directory name];
23 disp(' ')
24
25 fid = fopen(Name_Signal1,'rb');
26 s1 = fread(fid,Ns,'float'); %format of file
27 fclose(fid);
28
29 disp('Choose file which corresponds to the first channel' );
30 [name,directory] = uigetfile ('*.*','The testing signal ');
31 Name_Signal1=[directory name];
32 disp(' ')
33
34 fid = fopen(Name_Signal1,'rb');
35 Q1 = fread(fid,Ns,'float'); %format of file
36 fclose(fid);
37
38 s1a = s1+j*Q1; % формування аналітичного сигналу 1-го каналу
39
40 disp('Choose file which corresponds to the second channel' );
41 [name,directory] = uigetfile ('*.*','The testing signal ');
42 Name_Signal2=[directory name];
43 disp(' ')
44
45 fid = fopen(Name_Signal2,'rb');
46 s2 = fread(fid,Ns,'float'); %format of file
47 fclose(fid);
48
49 disp('Choose file which corresponds to the first channel' );
50 [name,directory] = uigetfile ('*.*','The testing signal ');
51 Name_Signal1=[directory name];
52 disp(' ')

```

```

52     disp(' ')
53
54     fid = fopen(Name_Signal1,'rb');
55     Q2 = fread(fid,Ns,'float'); %format of file
56     fclose(fid);
57
58     s2a = s2+ $\frac{1}{2}$ *Q2; % формування аналітичного сигналу 2-го каналу
59
60     clear s1 s2 Q1 Q2
61
62     disp('Choose file which corresponds to the 3-d channel' );
63     [name,directory] = uigetfile ('*.*','The testing signal ');
64     Name_Signal1=[directory name];
65     disp(' ')
66
67     fid = fopen(Name_Signal1,'rb');
68     s3 = fread(fid,Ns,'float'); %format of file
69     fclose(fid);
70
71     disp('Choose file which corresponds to the first channel' );
72     [name,directory] = uigetfile ('*.*','The testing signal ');
73     Name_Signal1=[directory name];
74     disp(' ')
75
76     fid = fopen(Name_Signal1,'rb');
77     Q3 = fread(fid,Ns,'float'); %format of file
78     fclose(fid);
79
80     s3a = s3+ $\frac{1}{2}$ *Q3; % формування аналітичного сигналу 3-го каналу
81
82     disp('Choose file which corresponds to the 4-th channel' );
83     [name,directory] = uigetfile ('*.*','The testing signal ');
84     Name_Signal2=[directory name];
85     disp(' ')
86
87     fid = fopen(Name_Signal2,'rb');
88     s4 = fread(fid,Ns,'float'); %format of file
89     fclose(fid);
90
91     disp('Choose file which corresponds to the first channel' );
92     [name,directory] = uigetfile ('*.*','The testing signal ');
93     Name_Signal1=[directory name];
94     disp(' ')
95
96     fid = fopen(Name_Signal1,'rb');
97     Q4 = fread(fid,Ns,'float'); %format of file
98     fclose(fid);
99
100    s4a = s4+ $\frac{1}{2}$ *Q4; % формування аналітичного сигналу 2-го каналу
101
102    clear s3 s4 Q3 Q4
103
104    figure(1)
105    subplot(4,1,1);
106    [Ps1,fft]=pwelch(s1a,Nfft,Nfft/2,Nfft,Fs);

```

```

91 disp('Choose file which corresponds to the first channel' );
92 [name,directory] = uigetfile ('*.*','The testing signal ');
93 Name_Signal1=[directory name];
94 disp(' ')
95
96 fid = fopen(Name_Signal1,'rb');
97 Q4 = fread(fid,Ns,'float'); %format of file
98 fclose(fid);
99
100 s4a = s4+Q4; % формування аналітичного сигналу 2-го каналу
101
102 clear s3 s4 Q3 Q4
103
104 figure(1)
105 subplot(4,1,1);
106 [Ps1,ff]=pwelch(s1a,Nfft,Nfft/2,Nfft,Fs);
107 [Ps0,k1]=max(Ps1);
108 plot(ff,10*log10(Ps1),ff(k1),10*log10(Ps0),'*r'),grid
109
110 subplot(4,1,2);
111 [Ps2,ff]=pwelch(s2a,Nfft,Nfft/2,Nfft,Fs);
112 [Ps0,k2]=max(Ps2);
113 plot(ff,10*log10(Ps2),ff(k2),10*log10(Ps0),'*r'),grid,shg
114
115 subplot(4,1,3);
116 [Ps3,ff]=pwelch(s3a,Nfft,Nfft/2,Nfft,Fs);
117 [Ps0,k3]=max(Ps3);
118 plot(ff,10*log10(Ps3),ff(k3),10*log10(Ps0),'*r'),grid
119
120 subplot(4,1,4);
121 [Ps4,ff]=pwelch(s4a,Nfft,Nfft/2,Nfft,Fs);
122 [Ps0,k4]=max(Ps4);
123 plot(ff,10*log10(Ps2),ff(k4),10*log10(Ps0),'*r'),grid,shg
124
125 % потужність по каналам
126 Ns1=norm(s1a);Ns2=norm(s2a);
127 Ns3=norm(s3a);Ns4=norm(s4a);
128
129 % середній рівень по каналам
130 As0=sqrt((Ns1+Ns2+Ns3+Ns4)/4);
131
132 % коеф. корекції амплітуд
133 ks1=sqrt(Ns1)/As0;
134 ks2=sqrt(Ns2)/As0;
135 ks3=sqrt(Ns3)/As0;
136 ks4=sqrt(Ns4)/As0;
137
138 % коеф. корекції фаз по відношенню до 1-го каналу
139 Ps12=s1a'*s2a; korF2=Ps12/abs(Ps12);
140 Ps13=s1a'*s3a; korF3=Ps13/abs(Ps13);
141 Ps14=s1a'*s4a; korF4=Ps14/abs(Ps14);
142
143 save kalibr_koef2 ks1 ks2 ks3 ks4 korF2 korF3 korF4
144

```