

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»  
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ  
КАФЕДРА БІОМЕДИЧНОЇ ІНЖЕНЕРІЇ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

УДК 621.391

«Допущено до захисту»

Завідувач кафедри біомедичної  
інженерії та телекомунікацій  
к.т.н., доц. Нікітчук Т.М.

« 14 » грудня 2021 р.

**КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА**

на тему «Дослідження цифрової багатопелюсткової антенної решітки з  
неідентичними каналами»

за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»  
освітній ступінь «магістр»

Виконавець роботи  
студент 2 курсу, гр. ТРМ-20-1

13.12.2021   
(дата, підпис)

Сергійчук М. І.

Керівник роботи  
к.т.н., доц.

13.12.2021   
(дата, підпис)

Ципоренко В. Г.

Житомир  
2021

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»  
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ  
КАФЕДРА БІОМЕДИЧНОЇ ІНЖЕНЕРІЇ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

## **Пояснювальна записка** до кваліфікаційної магістерської роботи

на тему «Дослідження цифрової багатопелюсткової антенної решітки з неідентичними каналами»

Виконав: студент 2 курсу,  
групи ТРМ-20-1 спеціальності  
172 «Телекомунікації та радіотехніка»

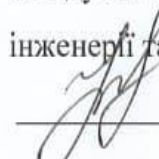
Сергійчук М.І.

Керівник Ципоренко В.Г.

Рецензент Коломієць Р. О.

«Затверджено»

Завідувач кафедри біомедичної  
інженерії та телекомунікацій

 Т.М. Нікітчук

« 15 » січня 2021 р.

## **Завдання на кваліфікаційну магістерську роботу**

Сергійчук Максим Ігорович  
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Дослідження  
цифрової багатопелюсткової антенної решітки з неідентичними каналами»  
затверджено наказом по університету від «08» листопада 2021 р. № 546/с.
2. Мета дослідження: дослідження основних характеристик цифрової  
антенної решітки з неідентичними каналами
3. Вихідні дані (характеристики об'єкта, умов дослідження та ін.:  
спосіб формування променів – цифровий, кількість каналів: 4 -32, канали  
мають незалежну неідентичність амплітудних і фазових характеристик.
4. Основні задачі дослідження: провести аналіз цифрової багатопелюсткової  
антенної решітки, провести аналіз методів дослідження параметрів цифрової  
багатопелюсткової антенної решітки, провести дослідження.
5. Термін подання роботи до захисту: грудень 2021 р.
6. Дата видачі завдання: «15» січня 2021 р.

Науковий керівник

Завдання прийняв  
до виконання

  
(підпис)  
  
(підпис)

Ципоренко В.Г.  
(прізвище, ініціали)

Сергійчук М.І.  
(прізвище, ініціали)

## АНОТАЦІЯ

В даній магістерській роботі виконано дослідження цифрової багатопелюсткової антенної решітки з неідентичними каналами.

Проведено аналіз цифрової багатопелюсткової антенної решітки, а саме основи функціонування цифрових антенних решіток, особливості обробки сигналів в системах з цифровим діаграмо утворенням то принципи формування діаграми направленості а цифрових антенних решітках.

Було проведено аналіз методів дослідження параметрів цифрової багатопелюсткової антенної решітки в умовах неідентичності каналів та неідентичності джиттера.

Було проведено дослідження параметрів цифрової багатопелюсткової антенної решітки з неідентичністю каналів і проведено аналіз отриманих даних.

## ANNOTATION

In this master's thesis the research of digital multi-petal antenna array with non-identical channels is performed.

The analysis of digital multi-petalled antenna array is carried out, namely the basics of digital antenna arrays, features of signal processing in systems with digital diagram formation and the principles of forming a pattern and digital antenna arrays.

The analysis of methods of research of parameters of digital multi-petal antenna array in the conditions of non-identity of channels and non-identity of jitter was carried out.

A study of the parameters of the digital multi-loop antenna array with non-identical channels was performed and the analysis of the obtained data was performed.

## РЕФЕРАТ

Атестаційна магістерська робота складається з трьох розділів, висновку та списку використаної літератури.

Атестаційна магістерська робота викладена на 49 сторінках, і включає в себе 23 ілюстрації та 2 таблиці. Список використаних джерел нараховує 15 найменувань.

У вступі розглянуто область науки і техніки, до якої належить тема даної роботи та обґрунтовано актуальність роботи.

У першому розділі виконано огляд та аналіз джерел науково технічної інформації та розглянуто принцип роботи цифрових антенних решіток.

У другому розділі виконано огляд та аналіз методів дослідження антенних решіток з неідентичними каналами.

У третьому розділі вибрано програмну модель та проведено експериментальні дослідження цифрових антенних решіток з неідентичними каналами.

## ЗМІСТ

|                                                                                                                          |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| ВСТУП .....                                                                                                              | 7  |
| 1 ОГЛЯД ТА АНАЛІЗ ДЖЕРЕЛ НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ.....                                                                          | 8  |
| 1.1 Основи функціонування цифрових антенних решіток.....                                                                 | 8  |
| 1.2 Особливості обробки сигналів в системах зв'язку з ЦДУ .....                                                          | 13 |
| 1.3 Формування ДН в антенних решітках.....                                                                               | 22 |
| 2 ДОСЛІДЖЕННЯ ЦИФРОВОЇ БАГАТОПЕЛЮСТКОВОЇ АНТЕННОЇ<br>РЕШІТКИ З НЕІДЕНТИЧНИМИ КАНАЛАМИ.....                               | 28 |
| 2.1 Вплив неідентичності джиттера на потенційну точність пеленгації в<br>цифрових антенних решітках.....                 | 28 |
| 2.2 Точність вимірювань кутових координат лінійний цифрової антенної<br>решітки при неідентичних прийнятних каналах..... | 34 |
| 3 ЕКСПЕРЕМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ.....                                                                                      | 40 |
| 3.1 Програмна модель.....                                                                                                | 40 |
| 3.2 Експериментальне дослідження впливу неідентичності каналів на<br>характеристики антенної решітки.....                | 40 |
| ВИСНОВКИ .....                                                                                                           | 47 |
| СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ .....                                                                                     | 48 |

## ВСТУП

У теперішній час розвиток таких галузей науки і техніки як радіолокація, зв'язок, радіоастрономія та навігація неможливо уявити без антенної техніки.

Основна увага на даний час приділяється питанням збільшення якісних і кількісних показників, що пов'язано з повноцінним використанням радіочастотного ресурсу, підвищенням енергетичного потенціалу радіоліній при дотриманні існуючих норм електромагнітної сумісності та електромагнітної екології. Все це досягається за рахунок просторово-часової (просторово-поляризаційної) обробки сигналів, що можливо реалізувати тільки за рахунок використання відповідних антенних решіток.

Застосування антенних решіток обумовлено наступними причинами. Решітки з  $N$  елементів дозволяють збільшити приблизно в  $N$  раз коефіцієнт направленої дії (КНД) і відповідно підсилення антени в порівнянні з одиночним випромінювачем, а також звузити промінь для підвищення точності визначення кутових координат джерела випромінювання в навігації, радіолокації й інших радіосистемах. За допомогою решіток вдається підвищити електричну міцність антени і збільшити рівень випромінюваної (прийнятої) потужності шляхом розміщення в каналах решіток незалежних підсилювачів високочастотного сигналу.

**Метою** роботи є дослідження параметрів цифрової багатопелюсткової антенної решітки з неідентичними каналами.

**Об'єктом** дослідження є цифрова багатопелюсткова антенна решітка з неідентичними каналами.

**Предметом** дослідження є параметри антени.

**Задачі** для досягнення мети:

- провести аналіз цифрової багатопелюсткової антенної решітки;
- провести аналіз методів дослідження параметрів цифрової багатопелюсткової антенної решітки.
- провести дослідження.

## РОЗДІЛ 1

### ОГЛЯД ТА АНАЛІЗ ДЖЕРЕЛ НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ ІНФОРМАЦІЇ

#### 1.1 Основи функціонування цифрових антенних решіток

Цифрова антенна решітка – це антенна система, що є сукупністю аналого-цифрових каналів із загальним фазовим центром, в якій формування діаграми спрямованості здійснюється в цифровому вигляді, без використання фазообертачів.

Цифрове утворення діаграми спрямованості (ДН) антени забезпечує формування множинних вузьких, незалежно настроюваних і динамічно переналаштовуваних променів (рис.1.1). Це досягається використанням цифрової антеної решітки (ЦАР), кожен промінь якої формує окремий канал (наприклад, L діапазоні частот).



Рисунок 1.1 – ЦАР дозволяє адаптивно перенацілювати промені на мобільних абонентів

Така система забезпечує енергетичний вигаш у порівнянні з традиційною аналоговою багатопроменевою антеною з фіксованими променями завдяки можливості зменшити потужність передавачів. Також з'являється додатковий вигаш від повторного використання частот за рахунок більш точного просторового налаштування променів та використання техніки активного придушення перешкод для формування провалів діаграми спрямованості у напрямку інших випромінювачів, що працюють на тій же частоті (рис. 1.2).

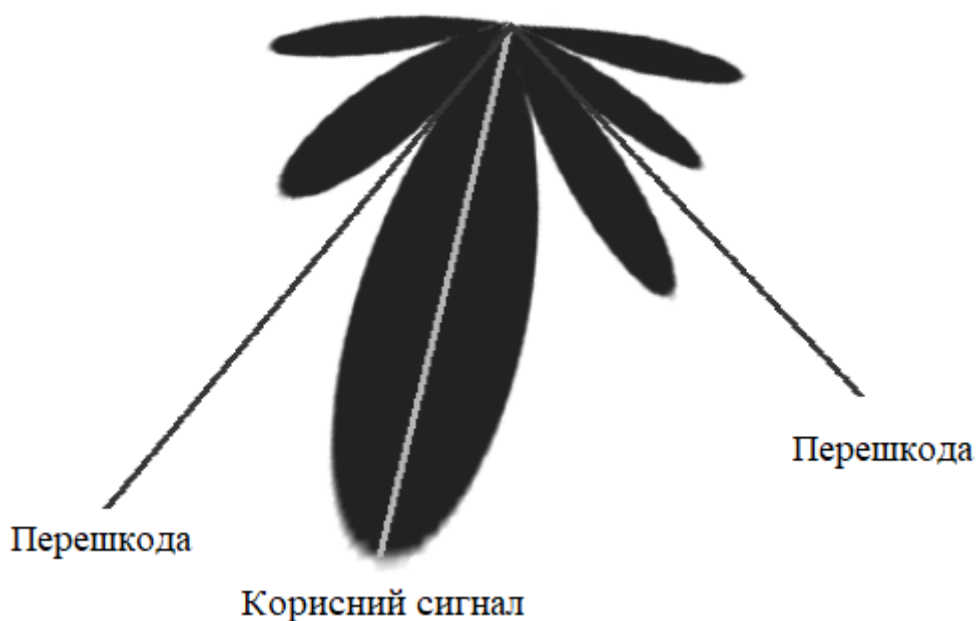


Рисунок 1.2 – Адаптивне формування нулів ДН ЦАР у напрямках перешкод

Можна виділити два основні підходи до використання ЦАР:

Промінь ДН антени прямує на мобільний термінал, тобто для кожного терміналу формується індивідуальний промінь;

Промені ДН фіксовані за напрямками. Використовуваний промінь залежить від поточного місцезнаходження абонентського терміналу. Один промінь забезпечує зв'язок для одного терміналу або їх групи (при цьому всередині променя використовується додатковий поділ каналів, наприклад кодове або поляризаційне).

Підходящий промінь ДН спрямовується або вибирається на підставі інформації, що отримується від терміналу, а також від кута її приходу (Direction of Arrival, DOA). Для його визначення використовується міжелементний набіг фази. При цьому вузьчі промені вимагають більш точної оцінки кута приходу сигналу (DOA), інакше це відіб'ється на перешкодах системи [1 – 3].

Залежно від можливостей елементної бази та діапазону функціонування ЦАР, аналого-цифрове перетворення сигналів може бути реалізовано на проміжній частоті або безпосередньо на несучій. Саме специфікою розміщення АЦП схемотехніка цифрового діаграмоутворення за

своєю сутністю помітно відрізняється від традиційних фазованих антенних решіток (ФАР), в яких АЦП встановлюється лише на сумарні або різні канали прийому (рис. 1.3).



Рисунок 1.3 – Варіант структури приймальної ЦАР

Обробка прийнятих сигналів у ЦАР систем зв'язку поділяється на два етапи: вихід на зв'язок та прийом даних. У кожному із зазначених режимів слід застосовувати свої алгоритми обробки. У режимі виходу на зв'язок спочатку аналізується перешкодна обстановка шляхом пеленгації джерел активних перешкод, якщо такі є, і визначаються вагові коефіцієнти для подальшого віднімання перешкодних відгуків з напруг вторинних каналів.

Пеленгація перешкод виконується методами спектрального оцінювання:

- а) оптимальним (максимум правдоподібності);
- б) квазіоптимальними (MUSIC, Кейпона, ESPRIT та ін.);
- в) класичними (метод максимуму діаграми спрямованості, моноімпульсний метод та ін., засновані на електронному скануванні діаграмою спрямованості в просторі).

Як приклад на рис. 1.4. проілюстрований ефект надрелеєвського дозволу за кутовою координатою двох точкових джерел у лінійній ЦАР за допомогою алгоритму Кейпона.

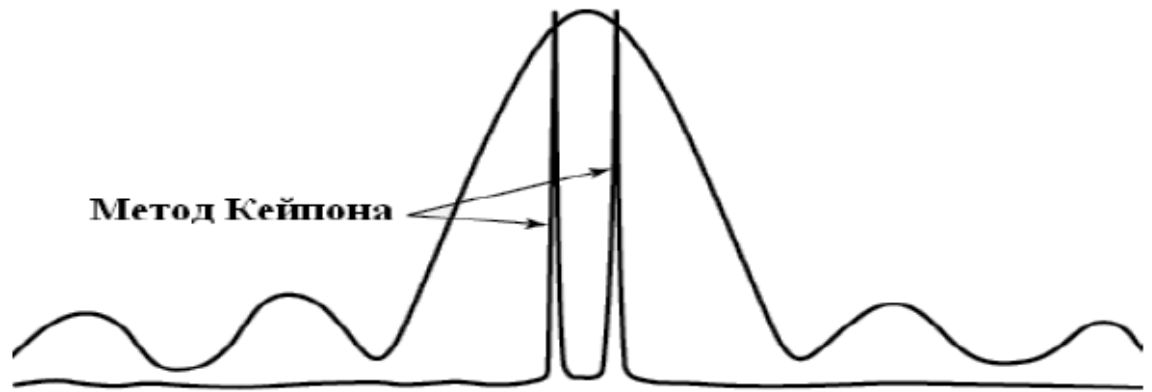


Рисунок 1.4 – Надрелієвський дозвіл сигналів за напрямками їх приходу методом Кейпону

Неважко помітити, що традиційна обробка (верхня крива) не дозволяє отримати візуальний дозвіл, тоді як процедура Кейпона виразно видає два відокремлені відгуки.

Після пеленгації перешкод виробляється розрахунок вагових коефіцієнтів для формування «нулів» діаграми спрямованості ЦАР у напрямках приходу перешкод, і перешкодні сигнали віднімаються з напруг приймальних каналів, це проводиться на основі інформації про кутове становище джерел перешкод. На завершальному етапі процесу входження у зв'язок за відомими кутовими координатами абонентів здійснюється орієнтація максимумів ДН ЦАР у бік очікуваного спрямування прийому корисних сигналів. При цьому в напрямку перешкоди має формуватися провал діаграми спрямованості. Детальні алгоритми розрахунку ДН ЦАР наведено в [4].

Слід зазначити, що глибина придушення перешкоди визначається як розрядністю фазуючих коефіцієнтів, а й точністю виміру координат джерел перешкод. При цьому похибка в десяті частки градуса вже призводить до неприпустимих перекручувань діаграми спрямованості після придушення сигналу, спричиненого некомпенсованими залишками перешкоди. Для зниження впливу помилок пеленгації на якість придушення перешкоди може бути рекомендовано використання двостовпцевої матриці при формуванні вагового вектора, при цьому задаються кутові координати лівої та правої меж сектора можливого знаходження перешкоди (наприклад, виміряна кутова

координата за вирахуванням СКВ помилки вимірювання та з додаванням цього СКВ). На рис. 1.5 показаний приклад придушення одиночної перешкоди. Кутова координата корисного сигналу щодо нормалі до чотирьох-елементних решіток дорівнює  $-20^\circ$ , а одиночної перешкоди  $+20^\circ$ .

Необхідно пам'ятати, що в результаті віднімання перешкоди відбувається спотворення сигнального відгуку, яке зростає в міру зближення кутових координат провалу діаграми спрямованості та направлення на корисний сигнал (рис. 1.6).

У цілому нині результати багатьох демонстраційних проектів свідчать про можливість досягнення придушення широкопasmової перешкоди на величину щонайменше 30 – 40 дБ [4].

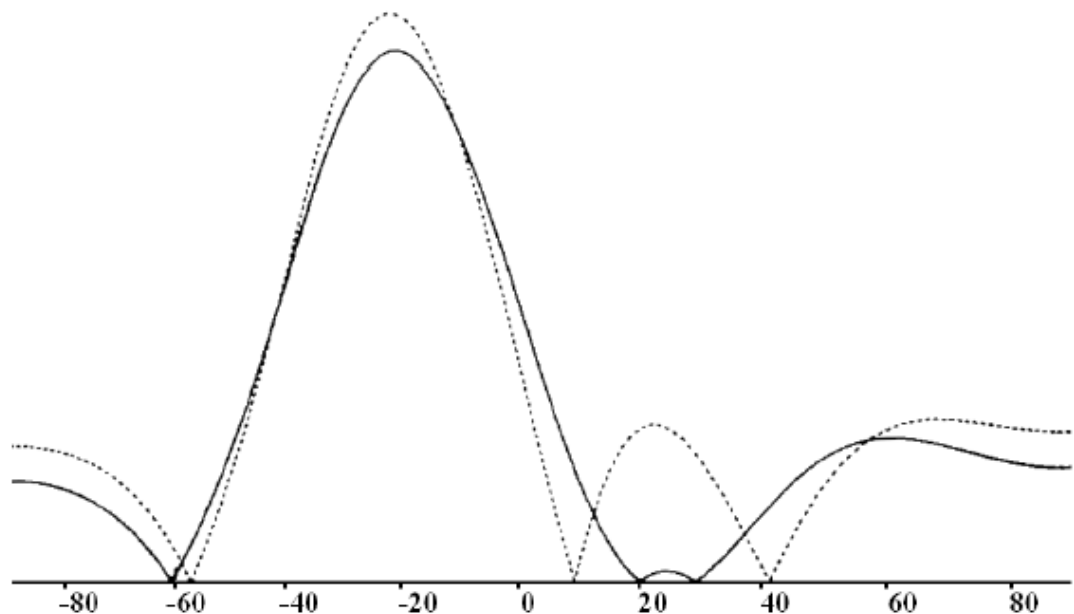


Рисунок 1.5 – Сигнальна суміш після придушення перешкоди (суцільна лінія) та відгук решітки у безперешкодній ситуації (пунктир)

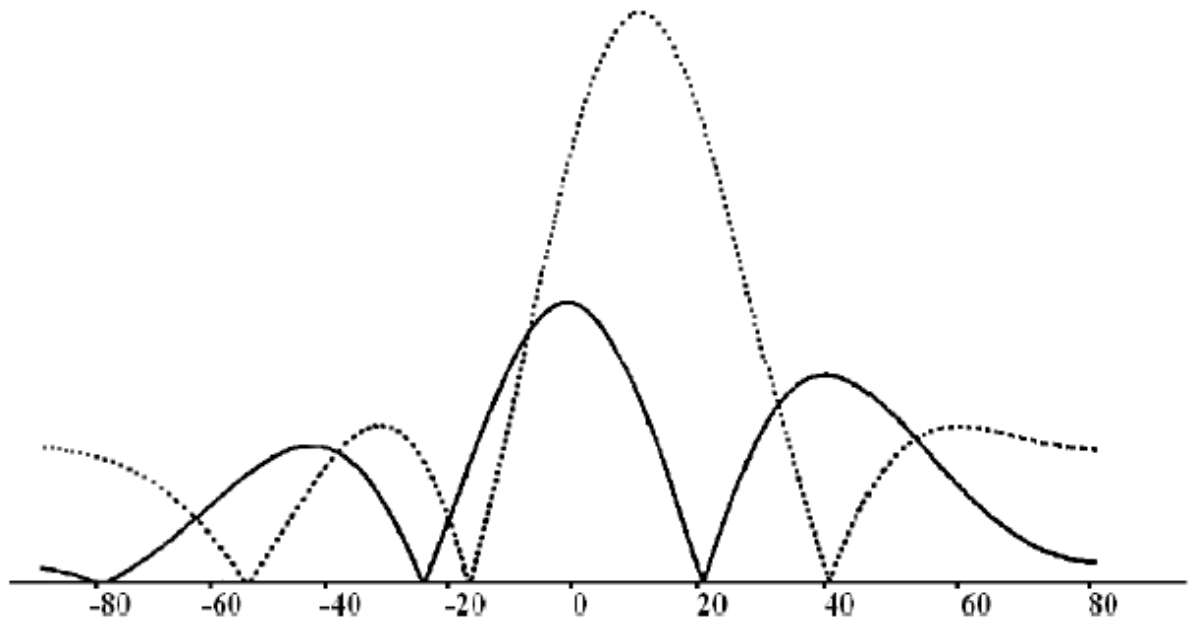


Рисунок 1.6 – Спотворення сигнального відгуку (суцільна лінія) після віднімання перешкоди при рознесенні їх кутових координат на  $10^\circ$  (джерело перешкоди знаходиться на  $20^\circ$ ), пунктирна лінія – сигнальний відгук без перешкод

**Висновок:** отже цифрова антенна решітка це нове покоління антенної техніки яка може перенаправляти діаграму направленості на джерело сигналу і створювати її провали в бік перешкоди.

## 1.2 Особливості обробки сигналів в системах зв'язку з ЦДУ

Серед множини новітніх технологій, які досить вдало втілюються у різноманітні концепції систем зв'язку (СЗ), найбільш вагомими є технології ЦДУ. Вони вже розглядаються в якості бази для побудови приймально-передавальних засобів. ЦДУ займаються практично у всіх технічно розвитих країнах світу. Без них не обходяться концепції мобільного зв'язку 3-го і 4-го поколінь. ЦДУ реалізується, як відомо, за допомогою цифрових антенних решіток (ЦАР) [5], за кордоном також іменованих Smart-антенами. Ці поняття краще відображують сутність можливостей, наданих технологією ЦДУ, завдяки яким антенні системи стають все більш “інтелектуальними”.

Які ж переваги нового класу антенних систем перед традиційними антенами, в тому числі перед їхнім прототипом – фазованими антенними решітками (ФАР)? Для відповіді на це питання необхідно зробити короткий аналіз схемотехнічних засад побудови ЦАР [1, 3].

Цифрова антенна решітка – це антенна система, що являє собою сукупність аналого-цифрових каналів із загальним фазовим центром, у якій діаграма спрямованості формується в цифровому виді, без фазообертачів (рис. 1.7). Теоретичні засади такого підходу до побудови антен були закладені ще в 60-70 рр. минулого сторіччя. Однак лише тепер, з розвитком мікропроцесорної техніки, стало можливим практично реалізувати накопичений науковий досвід.

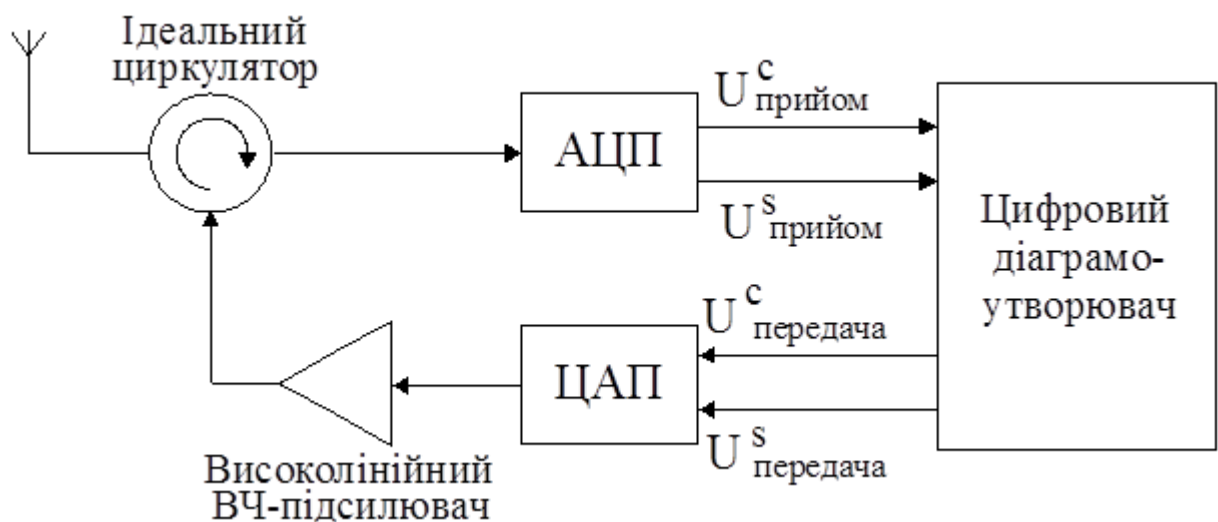


Рисунок 1.7– Ідеалізований варіант приймально–передавального базового модулю ЦАР

В ЦАР можливо формувати одночасно кілька променів ДС, а в ФАР у загальному випадку тільки один промінь при прийомі сигналів. При цьому процес діаграмо-утворення фактично зводиться до зваженого додавання цифрових відліків напруг сигналів. У СЗ такий підхід дозволяє одержати низку помітних переваг порівняно з традиційною антенною технікою. Серед них слід зазначити можливість стійкого функціонування в умовах багатопроменевого поширення радіохвилі та наявності активних завад штучного походження, досягнення високої завадо-захисності

телекомунікаційних магістралей. Застосування адаптивних приймально-передавальних ЦАР дозволяє реалізувати одночасний прийом множини радіосигналів у широкому просторовому секторі з послідовним вимірюванням параметрів кожного з них. Цифровим додаванням сигналів при такій просторово-часовій обробці збільшується миттєвий динамічний діапазон СЗ до значень, принципово недосяжних в аналоговій техніці (в ультразвуковій ЦАР отриманий динамічний діапазон 150 дБ, а в гідроакустичних близько 200 дБ [3]). Це є фундаментом до реалізації високої завадо-захищеності таких систем, котрі обслуговуються і цифровим формуванням високо ідентичних частотних фільтрів по виходам приймальних каналів. При цьому можливо здійснення оперативної програмної реконфігурації радіомереж одночасно зі стійким супроводом рухомих кореспондентів окремими променями ДС (рис. 1.8).

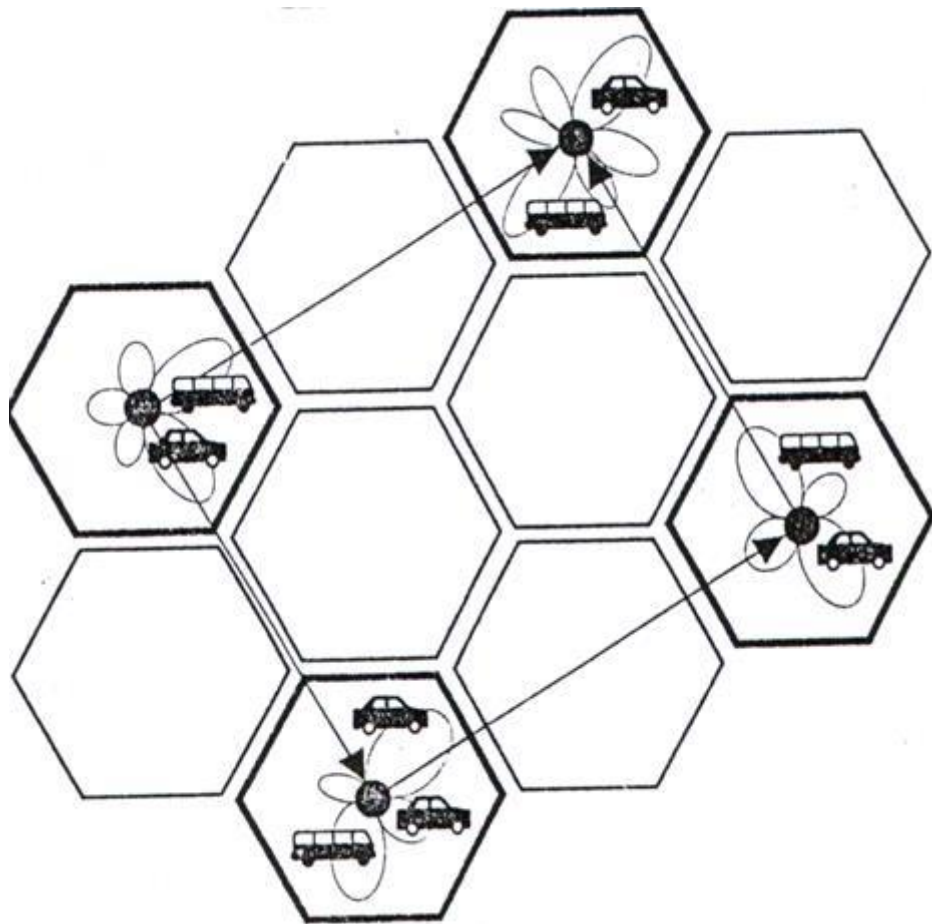


Рисунок 1.8 – Супроводження рухомих абонентів окремими променями ДС

Внаслідок цього створюються передумови для ефективного вирішення таких специфічних для СЗ завдань як:

- поліпшення відношення сигнал/завада завдяки формуванню “глибоких нулів” ДС у напрямках завадових сигналів, у тому числі від сусідніх бортових та наземних станцій;
- максимальна ефективність систем множинного доступу з частотним, часовим та просторовим (FDMA, TDMA і SDMA);
- інтеграція в єдину інформаційну систему різних за функціональним призначенням підсистем;
- придушення завадових сигналів, що виникають у разі багатопроменевого поширення радіохвиль, істотне зниження глибини федінгової модуляції;
- підвищення інтенсивності корисних сигналів шляхом фокусування максимумів ДС у напрямках рухомих джерел радіоповідомлень;
- вирішення проблем електромагнітної сумісності.

Сучасні спектральні методи, що призначені для оцінювання напрямків на ДВ, є адаптивними до вхідних даних. У якості вихідних (базових) даних у них використовується, як правило, кореляційна матриця сигналів, прийнятих R-елементної АР. При класифікації по способах огляду простору всі методи кутового спектрального оцінювання можна розділити на групи з послідовною і рівнобіжною пеленгацією джерел випромінювання.

У методах першої групи (це методи максимальної правдоподібності і його різновиду, максимальній ентропії, авторегресійний, класифікації множинних сигналів (MUSIC), мінімальної норми) виконується послідовний просторовий аналіз. При їхньому використанні сканування ДВ здійснюється таким чином, щоб оцінка вихідної величини виходила як безупинна функція кутової координати, при цьому ніяких апіорних допущень про кількість ДВ не робиться, а лише передбачається, найчастіше, що вони не корельовані. Власне кажучи вони подібні неадаптивним методам, заснованим на застосуванні спрямованих антен. За допомогою цих методів напрямку на ДВ оцінюються по відповідним максимумам вихідної функції, а це має на увазі застосування того чи іншого алгоритму їхнього пошуку. Як вихідну функцію використовується залежність потужності (дисперсії) вихідного сигналу від

кутового положення, на яке набудовується система обробки сигналів АР. Оцінка потужності сигналів ДВ виконується по максимумах вихідної величини.

Таким чином, кутові координати ДВ при послідовному огляді простору знаходяться математичним скануванням за допомогою опорного просторового сигналу і наступного відшукування положення максимумів. Головним недоліком цих методів є відносно низький темп огляду крім того, пеленгація, заснована на оцінці просторового спектра випромінювань, супроводжується зсувом кутових оцінок при наявності часової кореляції між ДВ в точках прийому. Для усунення цього недоліку приходится ускладнювати алгоритми обробки вхідних сигналів.

Методи другої групи забезпечують рівнобіжний огляд простору (це методи ROOT-MUSIC, Писаренко, ESPRIT та Проні). Методи ROOT-MUSIC і Писаренко, так само як і методи MUSIC і мінімальної норми, засновані на використанні інформації, що міститься в системі власних векторів кореляційної матриці вхідних сигналів, але при цьому відшукуються корені відповідних поліномів, а не спектр потужності. У методі ESPRIT кутові координати оцінюються за результатами перебування узагальнених власних значень: регулярного пучка з кореляційних матриць.

При роботі СЗ одночасно з кількома кореспондентами необхідно орієнтувати основні промені ДС антенної системи в заданих напрямках. Ця задача еквівалентна обчисленню просторового спектра поля випромінювання джерел з подальшою оцінкою положення його локальних максимумів. Безпосередньо для її розв'язання крім класичних існують так звані проєкційні методи та процедури спектрального аналізу, пов'язані з оберненням кореляційної матриці (КМ) [7, 8]. Всі вони мають високу розрізняльну здатність.

На цей час застосовується лише обмежена частина вказаних методів. У деяких випадках вони недостатньо ефективні та далеко неоптимальні, що пов'язано з відносною складністю їхньої реалізації, апаратно-програмними витратами, а також обмеженістю покладених на них задач. Однак, в світі

постійно ведуться дослідження з розширення спектра прикладного використання процедур обробки сигналів на базі зазначених методів, зі збільшенням їхньої кількості, а також поліпшення притаманних їм обчислювальних характеристик і точності. Зупинимось докладніше на тих методах, які використовуються досить часто.

Для спрощення аналітичних викладень доцільно обмежитися розглядом лінійної еквідистантої ЦАР. Як відомо [9], плоска хвиля, що поширюється з напрямку візування  $\mathbf{x}_m$  на  $m$ -ого кореспондента ( $m = \overline{1, M}$ ), в точках розташування антенних елементів (АЕ) антенної решітки характеризується вектором фазування [7]:

$$F(\mathbf{x}_m) = [1 \exp(j\mathbf{x}_m) \exp(j2\mathbf{x}_m) \dots \exp(j(R_x - 1)\mathbf{x}_m)]^T, \quad (1.1)$$

де  $R_x$  – кількість каналів ЦАР,  $\mathbf{x}_m$  – узагальнена кутова координата.

Матриця  $R_x \times M$  амплітудно-фазового розподілу (АФР), який створений сигналами від  $M$  кореспондентів на розкриві лінійної антенної решітки, складається з стовпців (1.1) і має вигляд [7]:

$$F_H = [F(\mathbf{x}_0) \dots F(\mathbf{x}_m) \dots F(\mathbf{x}_{M-1})], \quad (1.2)$$

тобто, в  $m$ -му стовпці при відомій геометрії решітки міститься інформація про кутову координату  $m$ -го кореспондента.

Стосовно обробки сигналів у ЦАР, аналогом класичного спектрального оцінювання є метод Бартлета [7, 10], який спирається на формування функції:

$$H_B(\mathbf{x}) = F_H^H \tilde{R} F_H, \quad (1.3)$$

де  $H_B(\mathbf{x})$  – функція, що характеризує зміну потужності результуючого сигналу на виході системи обробки, в залежності від кутового положення  $m$ -го кореспондента, яке відраховується від нормалі ЦАР до її розкриву,

$\mathbf{x}$  – вимірювана координата (у залежності від просторової орієнтації променя решітки: азимут або кут місця),

$F_H$  – матриця пеленгаційних характеристик (ПХ), що характеризує фазовий розподіл, який відповідає сканованому напрямку  $\mathbf{x}$ ,

$\tilde{R}$  - оцінка кореляційної матриці сигналів на виходах приймальних каналів ЦАР.

Оцінка КМ записується у вигляді [7, 10]:

$$\tilde{R} = \frac{1}{S} \sum_{s=1}^S \dot{X}_s \dot{X}_s^H, \quad (1.4)$$

де  $X_s$ - вектор вихідних сигналів приймальних каналів решітки, що відповідає  $s$ -му відліку,

$S$  - довжина вибірки сигналів на виходах приймальних каналів ЦАР протягом часу спостереження.

Потенційні можливості (1.3) з розрізнення ДВ обмежені шириною основного променя ДС антени. Підвищення ефективності методу (1.3) може бути досягнуто тільки шляхом збільшення фізичних розмірів ЦАР, що не завжди можливо. Крім того досить вагомою є залежність від помилок оцінювання кількості сигналів. Занижена оцінка числа кореспондентів призводить до їхнього нерозрізнення, зниження точності виміру кутових координат і видачі помилкових пеленгів. Завищена оцінка числа кореспондентів також зумовлює виявлення помилкових напрямків (як наслідок цього, додатково підвищуються обчислювальні витрати реалізації методів) і зниження точності виміру кутових координат справжніх кореспондентів.

Між тим, поліпшення характеристик розрізнення при використанні проєкційних методів та процедур, пов'язаних з обертанням КМ, у порівнянні з методом (1.3) істотно залежить від відношення сигнал/шум (ВСШ) прийнятих сигналів. При малих значеннях ВСШ і обмеженому часі спостереження показники якості методів надрелеївського розрізнення не перевищують аналогічних характеристик методу Бартлета. Для односигнальної ситуації помилки виміру кутових координат кореспондентів при використанні деяких методів надрелеївського розрізнення вище, ніж у класичних методів [7, 10]. Тільки у випадку багатосигнального режиму прийому, коли в основному промені ДС ЦАР знаходяться кілька кореспондентів, зазначені процедури надрелеївського розрізнення за умов

достатнього ВСШ, більш ефективні. Крім того, при використанні розглянутих методів підвищуються вимоги до ідентичності характеристик спрямованості каналів ЦАР [7, 11]. Як відомо, у теорії обробки сигналів існує поняття релеївського порогу розрізнення. Він характеризує таке мінімальне розходження між параметрами сигналів, при якому між відгуками системи існує провал результуючої функції, що огинає. Надрелеївську здатність можна трактувати як кількісну міру, що характеризує можливість розрізняти сигнальні відгуки у випадку, коли між ними відсутній провал результуючої функції, що огинає.

До таких можна умовно віднести метод Кейпона [7, 11]. Він найбільш відомий з тих, що спираються на формування зворотної КМ. Спектральну оцінку за цим методом можна записати у вигляді [15]:

$$H_K(x) = \left( F_H^H \tilde{R}^{-1} F_H \right)^{-1} \quad (1.5)$$

За можливостями розрізнення некорельованих у часі сигналів вона займає проміжне положення між оцінками, які отримані за методом Бартлета і проекційними методами надрелеївського розрізнення.

При практичній реалізації методів спектрального аналізу найважливіше значення має чутливість до розходжень амплітудних і фазових характеристик окремих каналів тракту прийому, рівня власних шумів, відхилення у положеннях АЕ від їх розрахункових значень, кількості АЕ, корельованості та рівня сигналів від кореспондентів, довжини навчальної вибірки, що використовується для оцінки КМ.

Однак, використання ЦДУ має спиратись на вирішення низки задач. Для зниження впливу радіоелектронної протидії супротивника, у тому числі й електромагнітному імпульсі, необхідно зменшувати спрямовані властивості антеною системи, наприклад за рахунок використання в ЦАР слабо спрямованих АЕ. Однак, при цьому зростає ефект взаємного впливу між ними. Його ігнорування може супроводжуватися втратами енергетики сигналу і порушенням зв'язку.

Особливої уваги заслуговують нові підходи до алгоритмічної обробки сигналів на основі методів спектрального аналізу. Їхня реалізація пов'язана з аналізом стійкості до впливу різного роду дестабілізуючих чинників. При цьому має значення чутливість методів обробки до розходжень амплітудних і фазових характеристик окремих каналів приймального тракту, рівня власних шумів, ідентичності і кількості АЕ, корельованості сигналів, обсягу навчальної вибірки й т. ін. Надалі доцільно розглядати спрощену модель приймальної лінійної ЦАР з врахуванням найвпливовіших серед цих чинників (рис. 1.9).

Істотно вагомий прояв призводить ефект взаємного впливу АЕ каналів ЦАР (іноді використовується синонім – взаємний вплив каналів). В результаті взаємодії випромінювачів в решітках можуть істотно змінюватися спрямовані властивості й енергетичні характеристики антени в порівнянні з характеристиками, визначеними без врахування взаємного впливу.

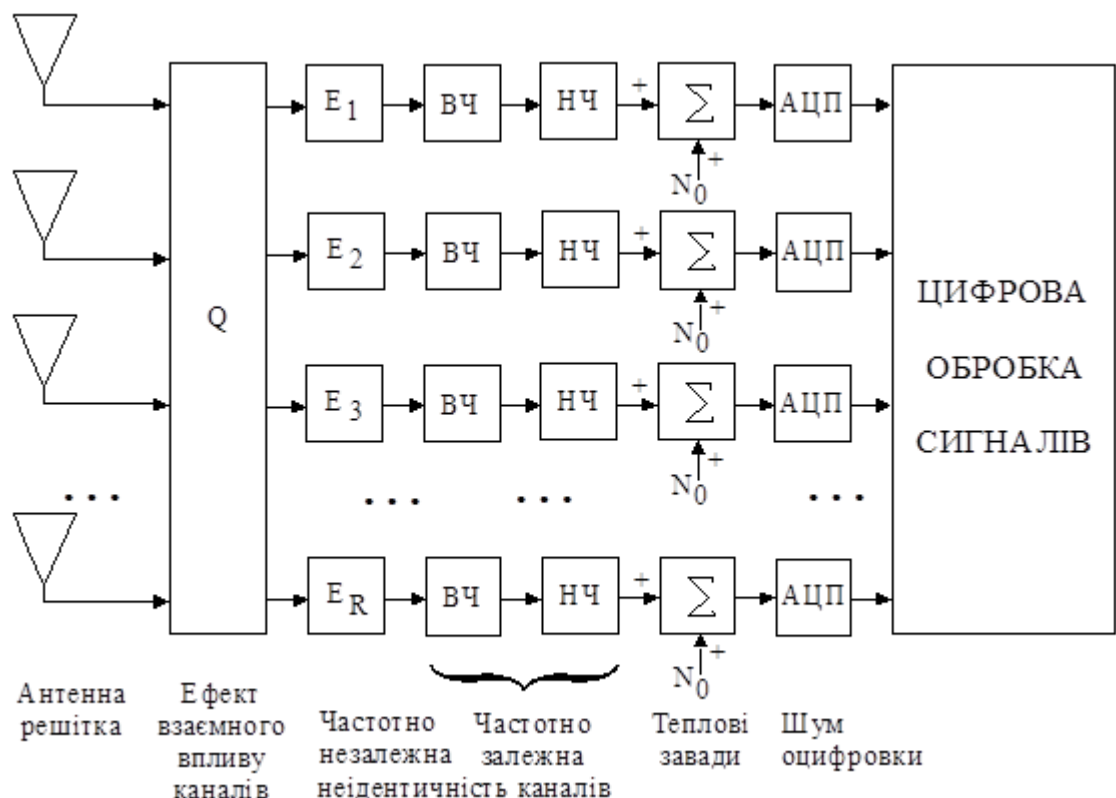


Рисунок 1.9 – Спрощена модель приймальної лінійної ЦАР з урахуванням найвпливовіших негативних чинників.

Наприклад, на рис. 1.10 зображена спектральна оцінка за методом Бартлета, отримана по двох рівнопотужним сигналам від кореспондентів з

кутовими координатами 0 та  $30^\circ$  для лінійної ЦАР, що складається з 8-и напівхвильових диполів, у випадку зневаги взаємним впливом АЕ (пунктирна лінія) і при його врахуванні (суцільна лінія). По вертикалі відкладений рівень відгуку решітки, а уздовж горизонтальної осі – кутові координати кореспондентів у градусах.

Таким чином, можна констатувати факт, що на якість процедур обробки сигналів вагомий прояв призводить ефект взаємного впливу АЕ каналів ЦАР.

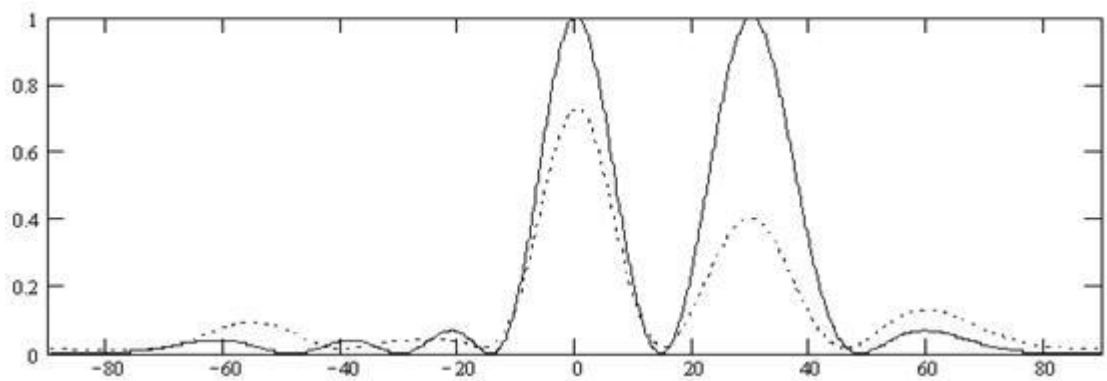


Рисунок 1.10 – Спектральна оцінка за методом Бартлета

**Висновок:** отже цифрова антенна решітка не потребує фаццообертачів як це зроблено в ФАР а обробка сигналу і утворення променя відбувається в цифровому діаграмо утворювачі.

### 1.3 Формування ДН в антенних решітках

Для формування ефективної зони покриття за допомогою антенних решіток необхідно враховувати такі фактори, як ширина основної пелюстки діаграми спрямованості, рівні бічних пелюсток та ін. Розглянемо одновимірні та двовимірні масиви випромінювачів (рис. 1.11).

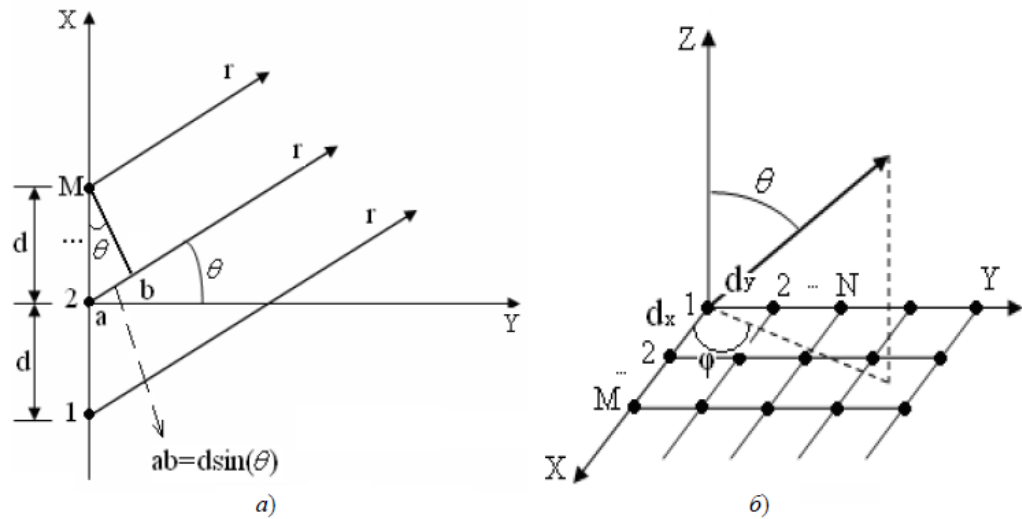


Рисунок 1.11 – Масиви випромінювачів: а) одновимірний масив випромінювачів з  $M$  елементів та б) двовимірний масив випромінювачів з  $M \times N$  елементів.

Для  $i$ -го елемента лінійною еквідистантою антеної решітки з  $R$  елементів ДН в комплексній формі визначається за формулою (за умови, що ДН випромінювачів ідентичні та ізотропні, тобто. не залежать від напрямку випромінювання)

$$F_i(\theta) = \sum_{n=0}^{R-1} A_i e^{j(n-1)(k*d*\sin(\theta) + \beta_i)}, \quad (1.6)$$

де  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ ,

$\beta_i$  - напрямок максимуму,

$d$  - відстань між елементами решітки,

$A_i$  - амплітуда ДН  $i$ -го елемента,

$R$  – число елементів в решітці.

За допомогою співвідношення  $\sum_{n=0}^{N-1} a^n = \left( \frac{1-a^n}{1-a} \right)$  можна отримати:

$$F_i(\theta) = A_i e^{j(n-1)(k*d*\sin(\theta) + \beta_i)} * \frac{\sin\left(\frac{R}{2}(k*d*\sin(\theta) + \beta_i)\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}(k*d*\sin(\theta) + \beta_i)\right)}, \quad (1.7)$$

Абсолютне значення ДН всієї решітки запишеться як

$$F_i(\theta) = \sum_{n=0}^{R-1} A_i * \left| \frac{\sin\left(\frac{R}{2}(k * d * \sin(\theta) + \beta_i)\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}(k * d * \sin(\theta) + \beta_i)\right)} \right|, \quad (1.8)$$

Для двовимірної решітки  $M \times N$  елементів ДН визначається як добуток ДН двох лінійних решіток (1) у полярних координатах:

$$F_i(u) = \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j(n-1)(k*d_x*u)},$$

$$F_j(v) = \sum_{m=0}^{M-1} A_m e^{j(m-1)(k*d_y*v)}, \quad (1.9)$$

де:  $d_x$  та  $d_y$  – відстані між елементами по осі X та по осі Y відповідно.

Абсолютне нормоване значення ДН для двовимірної антеної решітки запишеться як:

$$F(u, v) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{M * N} * \left| \frac{\sin\left(\frac{M\pi d_x u}{\lambda}\right)}{\sin\left(\frac{\pi d_x u}{\lambda}\right)} \right| * \left| \frac{\sin\left(\frac{N\pi d_y v}{\lambda}\right)}{\sin\left(\frac{\pi d_y v}{\lambda}\right)} \right|. \quad (1.10)$$

На рис. 1.12 і 1.13 наведені приклади ДН одновимірної та двовимірної антенних решіток, отримані за виразами (1.8), (1.9) та (1.10) з використанням математичного пакета MathCAD.

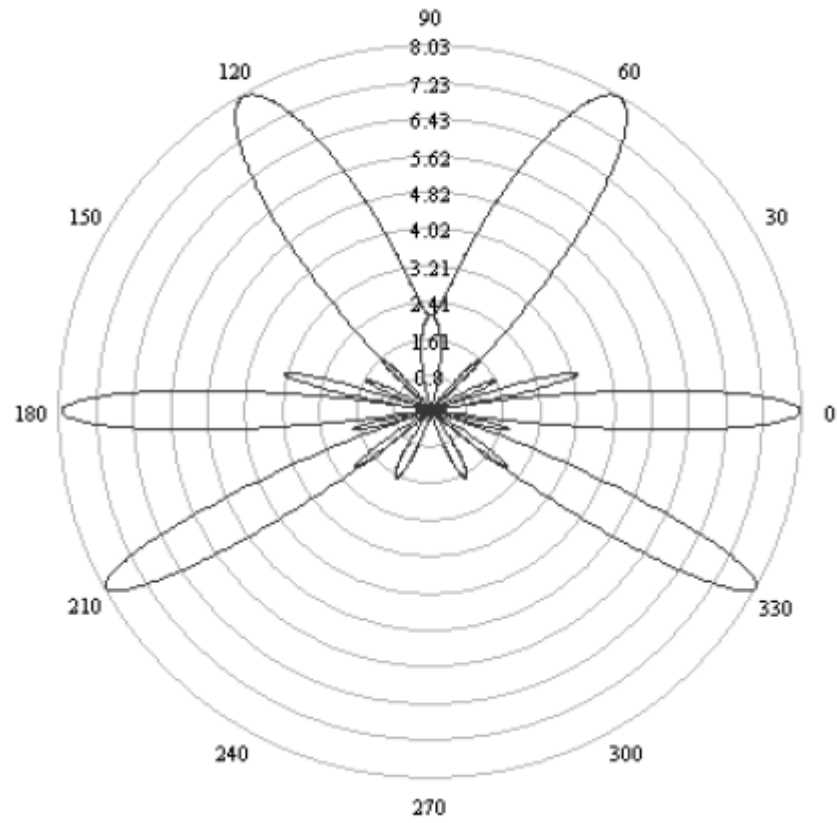


Рисунок 1.12 – Три промені, сформовані в 10 елементній антенній решітці на  $-30^\circ$ ,  $0^\circ$  і  $60^\circ$

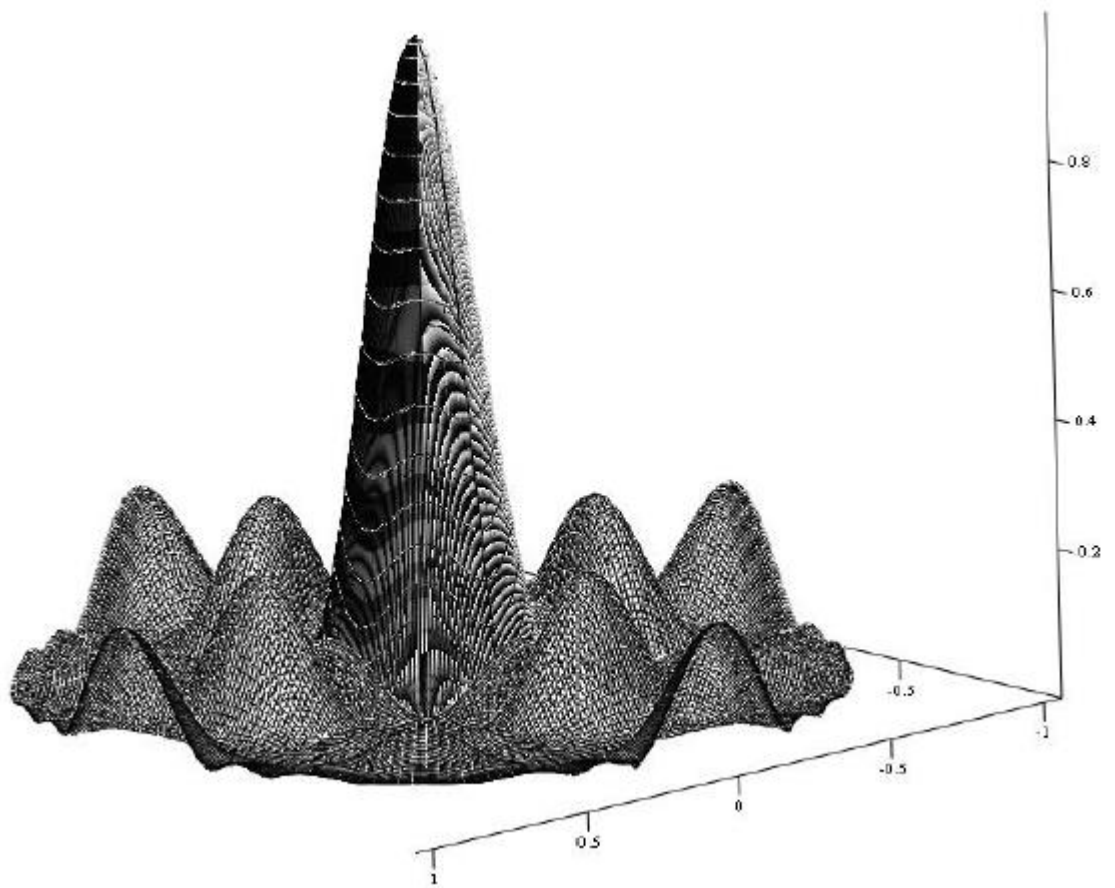


Рисунок 1.13 – ДН антенної решітки  $5 \times 5$  елементів,  $d_x = d_y = \lambda/2$ ,  $\theta_0 = \varphi_0 = 0^\circ$ .

Якщо проаналізувати отримані формули, то видно, що ширина променя ДН при незмінній довжині хвилі залежить від кількості випромінювачів антенної решітки ( $R$ ) і відстані між ними ( $d$ ), чим більша відстань між елементами і чим більше елементів у решітці тим вужчий промінь ДН. Однак слід пам'ятати, що якщо відстань між сусідніми елементами решітки становить більше половини довжини хвилі, то в ДН з'являються бокові пелюстки, максимуми яких рівні по амплітуді максимуму головної пелюстки (рис. 1.14).

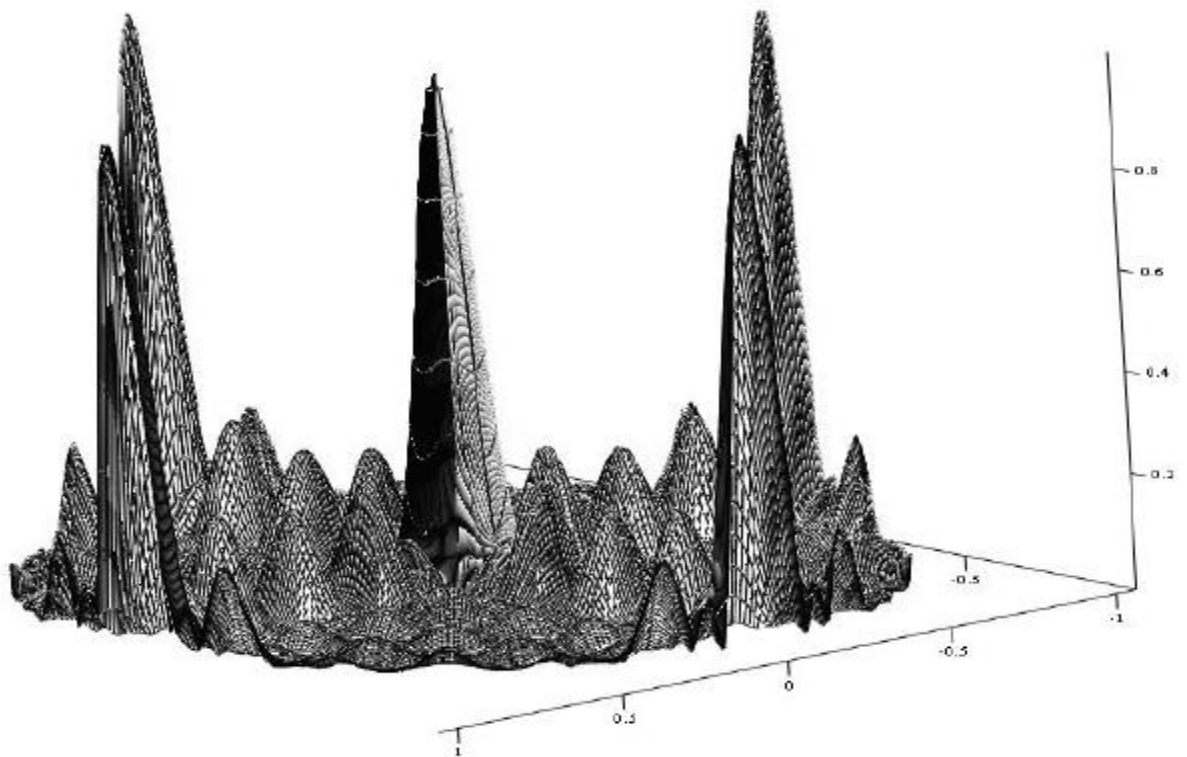


Рисунок 1.14 – ДН антенної решітки  $5 \times 5$  елементів  $d_x = d_y = \lambda/2$ ,  $\theta_0 = \varphi_0 = 0^\circ$

Вони виникають у тих напрямках, для яких різниця фаз полів сусідніх випромінювачів дорівнює  $2\pi n$ , де  $n = \pm 1, \pm 2, \dots$  ( $n = 0$  відповідає головному максимуму). Ці бічні пелюстки називають дифракційними максимумами. Напрямки дифракційних максимумів та їх кількість залежить від довжини хвилі, відстані між сусідніми випромінювачами та напрямку головного

максимуму. Для боротьби з дифракційними пелюстками ДН використовують спрямовані властивості антенного елемента решітки  $f_i(\theta)$ . При цьому вибирають випромінювачі з такою ДН  $f_i(\theta)$ , щоб інтенсивність дифракційних максимумів значною мірою послаблювалася. Якщо міжелементна відстань менша або дорівнює половині довжини хвилі випромінювання, то дифракційні максимуми відсутні при будь-яких положеннях головної пелюстки.

**Висновки:** проаналізувавши отримані формули, видно, що ширина променя ДН при незмінній довжині хвилі залежить від кількості випромінювачів антенної решітки і відстані між ними, чим більша відстань між елементами і чим більше елементів у решітці тим вузьчий промінь ДН.

## РОЗДІЛ 2

### ДОСЛІДЖЕННЯ ЦИФРОВОЇ БАГАТОПЕЛЮСТКОВОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ З НЕІДЕНТИЧНИМИ КАНАЛАМИ

#### 2.1 Вплив неідентичності джиттера на потенційну точність пеленгації в цифрових антенних решітках

Розглянемо лінійну антенну решітку з  $N$  елементів (рис. 2.1), розташованих з інтервалом  $d$  між ними. Кут  $\beta$  направлення на джерело сигналу відраховуватимемо від нормалі до решітки. Нехай прийнятий кожним антенним елементом сигнал із частотою  $F$  переноситься на проміжну частоту  $f$  з одночасним формуванням аналогового комплексного сигналу

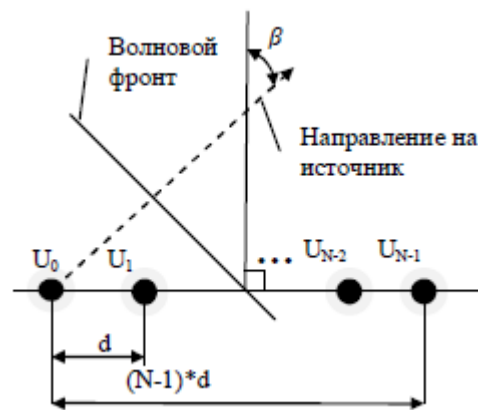


Рисунок 2.1 – Лінійна антена решітка

Тоді, напруга на виході приймального каналу для кожного елемента антени можна записати у вигляді:

$$U_n(t) = \left( j \left( \omega t - \Omega n \frac{d \sin \beta}{c} + \varphi \right) \right) \quad (2.1)$$

де:  $n$  – номер приймального каналу;

$A$  – амплітуда сигналу;

$\omega = 2\pi f$  – кругова проміжна частота;

$\Omega = 2\pi F$  – кругова частота прийнятого сигналу;

$c$  – швидкість світла;

$\varphi$  – початкова фаза сигналу на виході приймального каналу.

Нехай на виході приймальних каналів сигнал дискретизується за допомогою синхронно тактованих аналого-цифрових перетворювачів (АЦП). При цьому вважатимемо, що момент формування відліку кожного АЦП зрушено на випадкову величину  $\tau$  щодо ідеального моменту часу, що відповідає періодичній дискретизації:

$$U_{n,k} = U_{n,k}^C + jU_{n,k}^S \quad (2.2)$$

де  $n$  – номер приймального каналу;

$U_{n,k}^C, U_{n,k}^S$  – відліки синфазного та квадратурних сигналів, відповідно, на виходи  $n$ -го приймального каналу;

$k$  – номер відліку.

Відповідно, вирази для напруг  $U_{n,k}^C, U_{n,k}^S$  мають вигляд:

$$U_{n,k}^C = A \cos(\Theta_k^C - \Psi n \sin \beta) + \eta_{n,k}^C \quad (2.3)$$

$$U_{n,k}^S = A \cos(\Theta_k^S - \Psi n \sin \beta) + \eta_{n,k}^S \quad (2.4)$$

Далі вважаємо, що відліки випадкового зсуву  $U_{n,k}^C, U_{n,k}^S$  по апертурі решітки незалежні та мають нормальний розподіл з рівним нулю середнім значенням та дисперсією  $\sigma_\eta^2$ , однаковою для всіх АЦП решітки. Аналогічне припущення приймемо щодо відліків адитивного шуму  $U_{n,k}^C, U_{n,k}^S$  мають однакову для всіх АЦП решітки, у тому числі у квадратурних каналах, дисперсію  $\sigma_\eta^2$ . Без джиттера, функції щільності розподілу ймовірності для відліків АЦП синфазного та квадратурного каналів можна записати у вигляді:

$$p(U_{n,k}^C) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\eta^2}} * \exp\left(-\frac{1}{2} * \frac{(U_{n,k}^C = A \cos(\Theta_k^C - \Psi n \sin \beta) + \eta_{n,k}^C)^2}{\sigma_\eta^2}\right) \quad (2.5)$$

$$p(U_{n,k}^S) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\eta^2}} * \exp\left(-\frac{1}{2} * \frac{(U_{n,k}^S = A \cos(\Theta_k^S - \Psi n \sin \beta) + \eta_{n,k}^S)^2}{\sigma_\eta^2}\right) \quad (2.6)$$

Запишемо функцію правдоподібності у вигляді твори ймовірностей для всіх відліків за апертури, сформованих в один момент часу  $k$ :

$$L_k = \prod_{n=0}^{N-1} p(U_{n,k}^C) p(U_{n,k}^S) \quad (2.7)$$

Диференціюючи логарифм функції правдоподібності по куту  $\beta$  і прирівнюючи похідну нулю, отримуємо рівняння правдоподібності для направлення на джерело сигналу:

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \beta} \ln(L_k) &= \frac{\partial}{\partial \beta} \left( \ln \left( \prod_{n=0}^{N-1} p(U_{n,k}^C) p(U_{n,k}^S) \right) \right) = \\ &= \frac{\partial}{\partial \beta} \left( \sum_{n=0}^{N-1} \ln(p(U_{n,k}^C)) \right) + \frac{\partial}{\partial \beta} \left( \sum_{n=0}^{N-1} \ln(p(U_{n,k}^S)) \right) \end{aligned} \quad (2.8)$$

Після підстановки рівняння (2.8) значень напруг  $U_{n,k}^C, U_{n,k}^S$  для конкретної реалізації сигналу, рішення (кут  $\beta$ ) може бути знайдено, наприклад, за допомогою послідовного перебору значень. Нижня межа дисперсії оцінки  $\beta$  може бути знайдена у вигляді нижньої межі Крамера-Рао [12]:

$$\sigma_{\beta}^2 \geq - \left( \left\{ \frac{\partial^2}{\partial \beta^2} \ln(L_k) \right\} \right)^{-1} \quad (2.9)$$

З урахуванням формул (5) – (8) вираз (9) набуває вигляду:

$$\sigma_{\beta}^2 \geq \frac{6\sigma^2}{A^2 \pi^2 N(N-1)(2N-1) \cos^2 \beta} \quad (2.10)$$

На рис. 2.2 проілюстрована залежність (2.10) СКВ оцінки кута  $\beta$  в залежності від направлення на джерело сигналу (вісь абсцис у градусній мірі) та відносини сигнал/шум. По осі ординат відкладено середньоквадратичне відхилення (СКВ) оцінки кута  $\beta$  у градусах. На малюнку представлено три пронумеровані серії із 4-х графіків кожна. Серія 1 відповідає відношенню сигнал/шум 20 дБ, серія 2 – по відношенню сигнал/шум 14 дБ, серія 3 – Сигнал/шум 6 дБ. Суцільна лінія відображає експериментальну оцінку СКВ, отриману рішенням методом перебору рівняння правдоподібності (100 реалізацій для кожного значення  $\beta$ ); пунктирна лінія – нижній кордон

Крамера-Рао для заданого відношення сигнал/шум; штрих-пунктирна лінія – нижній кордон довірчого інтервалу, штрихова лінія – верхню межу довірчого інтервалу. Довірчий інтервал сформований для довірчої ймовірності 0,999 з використанням розподілу  $\chi^2$  (хі-квадрат). Для 100 реалізацій коефіцієнт для верхнього кордону довірчого інтервалу становить 1,29, а для нижнього кордону – 0,808 [13]. У кожній із реалізацій вхідний сигнал являв собою суміш синусоїдального сигналу та адитивного шуму (джиттер був відсутній).

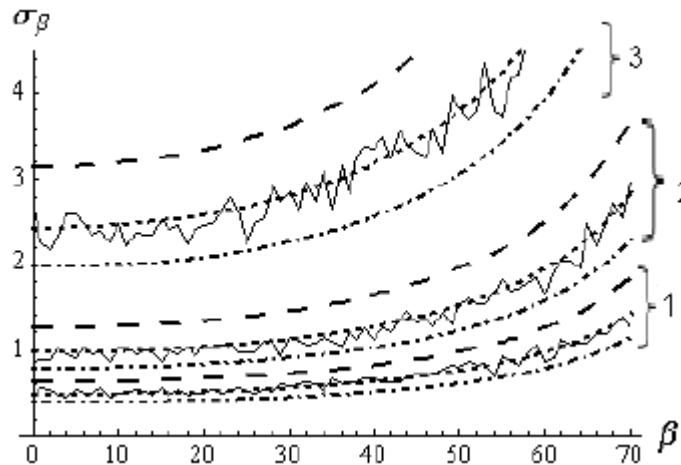


Рисунок 2.2 – Залежність оцінки кута від напрямку на джерело сигналу

Поява джиттера призводить до виникненню мультиплікативного шуму, що викликає зростання дисперсії оцінки. В цьому випадку відсутність обліку джиттера у виразі (2.10) породжує надто оптимістичні прогнози поведінки оцінки, що не відповідають результатам експерименту. Наприклад, на рис. 2.3 зображені нижні кордони Крамера-Рао та довірчий інтервал для випадку відношення сигнал/адитивний шум, що дорівнює 20 дБ. Суцільна лінія відповідає експериментальній оцінці СКВ на основі чисельного рішення рівняння правдоподібності для зазначеного відношення сигнал/адитивний шум, але дискретизований АЦП з джиттером, рівним 1/320 від періоду вхідного сигналу.

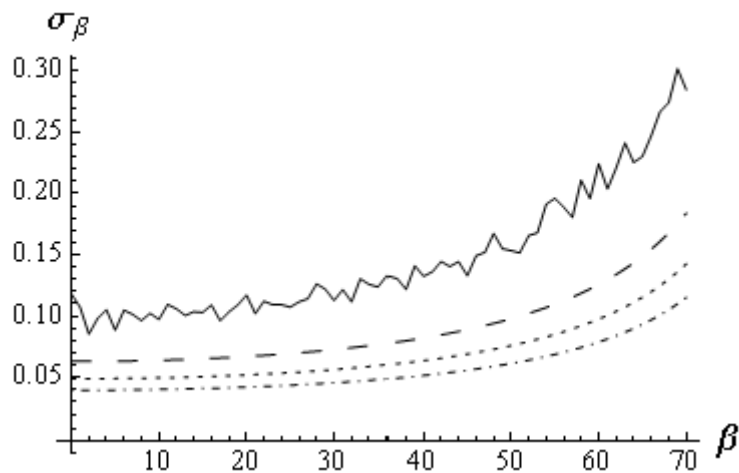


Рисунок 2.3 – Нижній кордон Крамера-Рао та довірчий інтервал для випадку відношення сигнал/адитивний шум, що дорівнює 20 Дб

Якщо джиттер малий, відліки АЦП синфазного та квадратурного каналів (2.3),(2.4) можна подати у вигляді розкладання в ряд Тейлора в околицях точок дискретизації [14] за параметром джиттера  $\tau$ . Відкидаючи всі члени з порядком трохи вище першого, можна записати:

$$U_{n,k}^c = A \cos(\Theta_k - \Psi n \sin \beta) - A \omega \tau_{n,k}^c \sin(\Theta_k - \Psi n \sin \beta) + \eta_{n,k}^c \quad (2.11)$$

$$U_{n,k}^s = A \cos(\Theta_k - \Psi n \sin \beta) - A \omega \tau_{n,k}^s \sin(\Theta_k - \Psi n \sin \beta) + \eta_{n,k}^s \quad (2.12)$$

З урахуванням малості джиттера, значення відліків на виході АЦП можна розглядати як суму двох випадкових величин, що відповідають напруг адитивного шуму і шуму, викликаного джиттером, а також ідеального значення сигналу без шуму. При цьому, в силу нормальності законів розподілу випадкових величин  $\tau$  та  $\eta$ , розподіл відліку АЦП можна вважати нормальним [15]. Можна показати, що в цьому випадку вираз для середньої потужності шуму в цифровому сигналі виході АЦП з джиттером при синусоїдальному вхідний сигнал має вигляд:

$$\sigma^2 = \frac{A^2}{2} \omega^2 \sigma_{\tau}^2 + \sigma_{\eta}^2 \quad (2.13)$$

Модифікуємо вираз (2.10), замінюючи  $\sigma_{\eta}^2$  виразом (2.13), для обліку шуму, викликаного джиттером. Отримаємо співвідношення:

$$\sigma_{\beta}^2 \geq \frac{6 \left( \frac{A^2}{2} \omega^2 \sigma_{\tau}^2 + \sigma_{\eta}^2 \right)}{A^2 \pi^2 N(N-1)(2N-1) \cos^2 \beta} \quad (2.14)$$

Рис. 2.4 ілюструє можливість застосування виразу (2.14) як нижня межа дисперсії оцінки кута  $\beta$  у цифровій антені решітці у тому випадку, якщо джиттер АЦП у каналах ґрати можна вважати малим. Суцільними лініями зображено експериментальні оцінки СКВ кута  $\beta$ , отримані чисельним рішенням рівняння правдоподібності (100 реалізацій для кожного значення  $\beta$ ). Пунктирною лінією зображено нижню межу, розраховану по виразу (2.14). Довірчий інтервал збудовано для довірчої ймовірності 0,999. Ставлення сигнал/адитивний шум для всіх серій графіків становить 40 дБ. Серія 1 відповідає джиттеру, рівному 1/320 від періоду вхідного сигналу, серія 2 відповідає джиттеру в 1/160 від вхідного періоду сигналу, серія 3 - 1/80 від періоду.

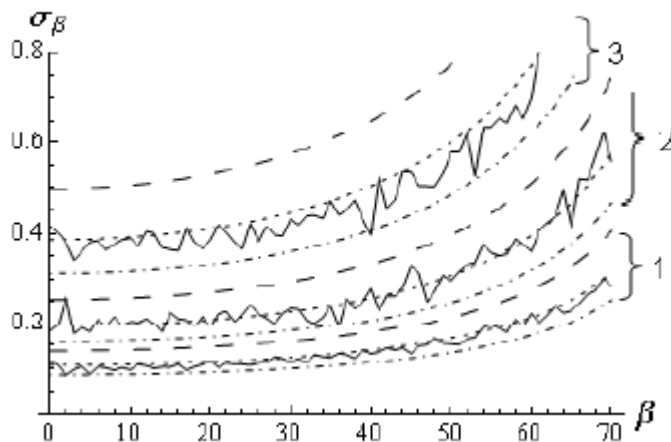


Рисунок 2.4 – Можливість застосування виразу (2.14) якості нижньої межі дисперсії оцінки кута  $\beta$

**Висновки:** експериментом показано можливість застосування запропонованих виразів для нижньої межі дисперсії оцінки кута приходу сигналу в задачі пеленгації з допомогою лінійної цифрової антенної решітки в умовах джиттера.

## 2.2 Точність вимірювань кутових координат лінійний цифрової антенної решітки при неідентичних прийнятних каналах

Розглянемо лінійну еквідистанну ЦАР із  $x$  елементів, один з яких обраний як реперний. Вважаючи характеристики наравленості всіх приймальних каналів комплексними, знайдемо відгук на точкове джерело плоскої електромагнітної хвилі у вигляді набору  $K$  напруг:

$$U_k = U_k^c + j * U_k^s = a * F_k * \exp(j * x_k) + n_k =$$

$$= [a^c * F_k^c - a^s * F_k^s] \cos x_k - \sin x_k [a^s * F_k^c - a^c * F_k^s] + j * \quad (2.15)$$

$$* \{ [a^c * F_k^c - a^s * F_k^s] \sin x_k + [a^s * F_k^s - a^c * F_k^s] \cos x_k + n_k \}$$

де  $F_k = F_k^c + j * F_k^s$  - комплексна ХН  $k$ -го приймального каналу в напрямку  $x$ , нормована до модуля ХН реперного каналу;

$a = a^c + j * a^s$  - комплексна і сигнал на реперному каналі;

$x_k = x(k - z)$ ;

$z$  - координата точки на апертурі антени, обраної як фазовий центр решітки;

$x = \frac{2\pi}{\lambda} * d * \sin \theta$  - узагальнена кутова координата джерела;

$\lambda$  - довжина хвилі випромінювання;

$d$  - крок решітки;

$\theta$  - кут між напрямком на джерело і нормаллю до решітки;

$n_k$  - комплексне значення шуму в  $k$ -му каналі.

Задавшись гаусівською моделлю шумів, будемо мати на увазі, що вони некореловані, мають нульові середні та однакові дисперсії квадратурних складають в окремо взятому каналі.

Для оцінки потенційної точності вимірювання узагальненої координати  $x$  користуємося логарифмічним еквівалентом функціоналу правдоподібності, який з точністю до постійного множника: З можна записати у вигляді:

$$L = \ln C - \frac{1}{2} * \sigma_{\text{ш}}^2 \sum_{k=1}^K \frac{1}{p_k^2} * \{ [U_k^c - [a^c * F_k^c - a^s * F_k^s] * \cos x_k +$$

$$+ [a^s * F_k^c - a^c * F_k^s] * \sin x_k \}^2 + \{ U_k^s - [a^c * F_k^c - a^s * F_k^s] * \sin x_k -$$

$$-[a^s * F_k^c - a^c * F_k^s] * \sin x_k \}^2], \quad (2.16)$$

де  $p_k^2$  - коефіцієнти, що враховують розкид дисперсій шумів у приймальних каналах щодо дисперсії шуму  $\sigma_{\text{ш}}^2$  у реперному каналі.

У разі залежності характеристик  $F_k$  від напрямлення на джерело випромінювання формування інформаційної матриці Фішера передбачає диференціювання  $F_k$  за координатою  $x$ , природно за умови, що таке можливо. Викладки призводять до наступного виразу дисперсії:

$$\sigma_x^2 \geq \frac{\sigma_{\text{ш}}^2}{a^2} * \left\{ \sum_{k=1}^K \frac{(F_k^c - (k-z) * F_k^s)^2 + (F_k^s + (k-z) * F_k^c)^2}{p_k^2} - \right. \\ \left. - Q * \left[ \sum_{k=1}^K \frac{F_k^{c2} * F_k^{s2}}{p_k^2} \right]^{-1} \right\}^{-1}, \quad (2.17)$$

Співвідношення (2.17) з найбільш загальних позицій характеризує одноцільову точність пеленгаційної процедури, що зводиться до пошуку максимуму функції:

$$L_M = [U^{c2} + U^{s2}] * \left( \sum_{k=1}^K [F_k^{c2} * F_k^{s2}] * p_k^2 \right)^{-1} = \max, \quad (2.18)$$

Що ж до алгоритму, орієнтованого на речові ХН, то для його справедливо:

$$\sigma_x^2 \geq \frac{\sigma_{\text{ш}}^2}{a^2} * \{D + B\}^{-1}, \quad (2.19)$$

де

$$D = \sum_{k=1}^K \frac{(k-z)^2 * F_k^s}{p_k^2} - \frac{\left( \sum_{k=1}^K \frac{(k-z) * F_k^s}{p_k^2} \right)^2}{\sum_{k=1}^K F_k^s * p_k^{-2}} \\ B = \sum_{k=1}^K \frac{(F_k^c)^2}{p_k^2} - \frac{\left( \sum_{k=1}^K \frac{F_k^c * F_k^s}{p_k^2} \right)^2}{\sum_{k=1}^K F_k^s * p_k^{-2}}$$

Природно, вираз (2.19) можна отримати з (2.17), воно зручне для аналізу. Зокрема, згідно з нерівністю Буняковського - Коші, можна

стверджувати, що для будь яких диференційованих характеристик спрямованості  $F_k$  величина  $B \geq 0$ . Тому в разі  $\frac{F_k}{F_k} \neq \frac{F_m}{F_m}$  за інших рівних умов пеленгаційні процедури типу (2.18), орієнтування на довільні парціальні характеристики приймальних каналів ЦАР можуть дати виграші в точності в порівнянні з алгоритмами, що оперують інваріантними до напрямку на джерело ХН.

З аналізу величини  $B$  випливає, що зазначений виграш точно буде тим більше, що менше значення суми  $\sum_{k=1}^K F_k * F_k'$  при фіксованій величині решти знаменника (2.19). Це досягається підвищенням неідентичності парціальних ХН в секторі, що цікавить, таким чином, щоб  $\sum_{k=1}^K F_k * F_k' \rightarrow 0$ . Природно, при цьому  $F_k$  накладаються точно відомими.

Отриманий результат може бути схильний і до іншого трактування. В відповідно до виразу (2.19), процедура (2.18) дозволяє пеленгувати підшумові сигнали тим меншої інтенсивності, чим більше неідентичність характеристик у заданому напрямі та їх порізаність, що визначається похідними  $F_k'$ . Тут цьому дано суворе теоретичне обґрунтування.

Отже, збільшення дальності дії РЛС з урахуванням ЦАР Існує альтернатива підвищенню потужності передавача, що укладається у пеленгації джерел випромінювання алгоритмами, що враховують порізаність і неідентичність парціальних характеристик приймальних каналів. Зроблені щодо (2.19) висновки, звичайно ж, справедливі і для оцінки (2.17). Щодо неї зазначені ефекти можуть бути помітнішими внаслідок можливості маніпулювання неідентичності не тільки амплітудних, але та фазових характеристик спрямованості.

Конкретна величина виграшу залежить від реалізованого закону зміни ХН за кутовою координатою. З відомим ступенем наближення судити про це дозволяють результати математичного моделювання, представлені на рис. 2.5.

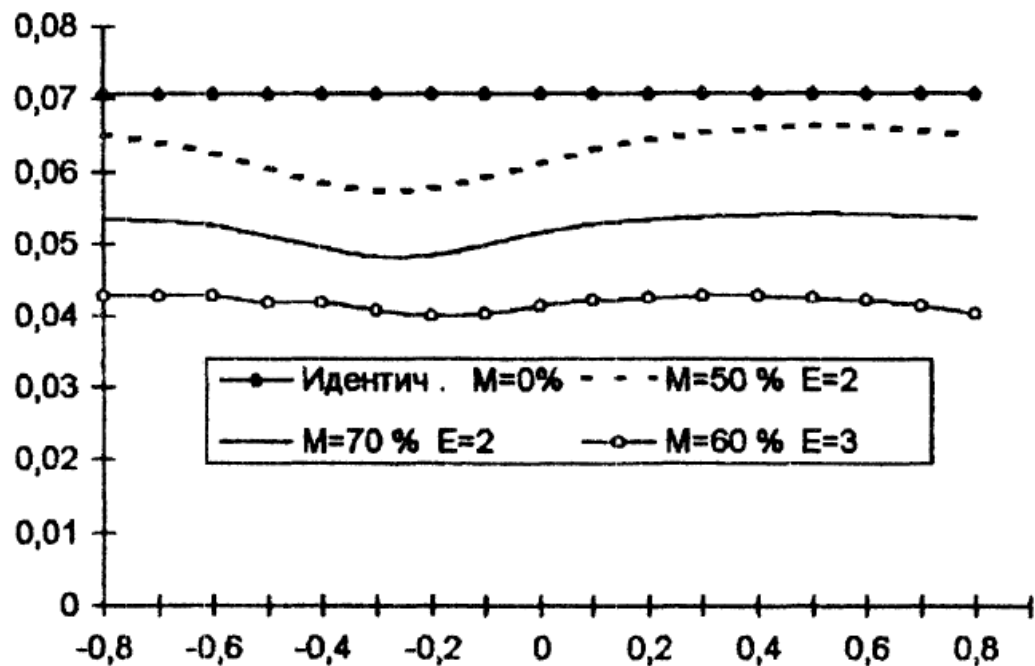


Рисунок 2.5 – Результати математичного моделювання

Він ілюструє залежність (2.19) за умови, що  $K = 3$ ,  $p_k = 1$  та закон зміни ХН описується функцією

$$F_k = 100 - M + M * \cos^2 \left( E * x + \pi * \frac{k - z}{K} \right), \quad (2.20)$$

де  $M$  -глибина порізаності ХН у відсотках.

По горизонтальній осі відкладені значення узагальненої координати  $x$ , по вертикальній СКВ помилки її виміру. Виграш в точності зростає в міру посилення порізаності ХН, складаючи порівняно з випадком ідентичних показників ( $F_k = 100$ ) кілька разів. Наявність відхилень реальних значень  $F_k$  від використовуваних у співвідношенні (2.18) може внести істотні корективи.

Наприклад, як показали результати моделювання процедури (2.18) примітно до розглянутого тут варіанту  $F_k$  для триканальної ЦАР і  $E = 2$ , критичні значення СКВ неврахованих флюктуацій величини  $M$ , при яких ще зберігається відмічений виграш в точності, не перевищують 3 - 5% (залежно від координати  $x$ ). Зі збільшенням числа каналів та значень  $E$  вимоги до достовірності інформації щодо глибини модуляції  $M$  посилюються.

З точки зору спільності викладу, заслуговують на увагу пеленгаційні процедури, що базуються на формуванні шляхом фазованого підсумовування

вторинних каналів Оскільки при неідентичних ХН приймальних елементів ЦАР конкретний вид вторинних каналів залежить від цих неідентичностей і є функцією спрямування приходу сигналу, вихідне нарядження  $r$ -го синтезованого каналу може бути записано у вигляді:

$$U_r = U_r^c + j * U_r^s = a * F_r(x) + n_r = \\ = a^c * F_r^c(x) - a^s * F_r^s(x) + j * (a^c * F_r^s(x) + a^s * F_r^c(x)) + n_r, \quad (2.21)$$

де  $F_r(x) = F_r^c(x) + j * F_r^s(x)$  - комплексна ХН вторинного каналу.

Нехтуючи кореляцією  $U_r$  за шумами  $n_r$ , логарифмічний еквівалент функції правдивості запишемо наступним чином:

$$L_B = \ln C - \frac{1}{2} * \sigma_{\text{ш}}^{-2} * \sum_{r=1}^R [\{U_r^c - a^c * F_r^c(x) + a^s * F_r^s(x)\}^2 + \\ + \{U_r^s - a^s * F_r^s(x) - a^c * F_r^c(x)\}^2] \quad (2.22)$$

Звідси, нижня межа Крамера – Рао у частках узагальненої кутової координати  $x$  набуде вигляду:

$$\sigma_x^2 \geq \frac{\sigma_{\text{ш}}^2}{a^2} * \left\{ \sum_{r=1}^R [(F_r^c(x))^2 + (F_r^s(x))^2] - W * \sum_{r=1}^R [F_r^{c2}(x) + F_r^{s2}(x)]^{-1} \right\}^{-1}, \quad (2.23)$$

де

$$W = \left\{ \sum_{r=1}^R [F_r^c(x) * F_r^{c*}(x) + F_r^s(x) * F_r^{s*}(x)] \right\}^2 + \\ + \left\{ \sum_{r=1}^R [F_r^{s*}(x) * F_r^c(x) + F_r^{c*}(x) * F_r^s(x)] \right\}^2 ;$$

$\sigma_{\text{ш}}^2$  - дисперсія шумів у квадратурній складовій відгуку вторинного каналу.

Отримана оцінка точності відповідає вимірювальній процедурі, що зводиться до максимізації функції яка відрізняється від відомої наявністю нормуючого множника, залежить від координати  $x$ :

$$L_{MB} = \left\{ \sum_{r=1}^R [U_r^c * F_r^c(x) + U_r^s * F_r^s(x)] \right\}^2 + \left\{ \sum_{r=1}^R [U_r^s * F_r^c(x) - U_r^c * F_r^s(x)] \right\}^2, \quad (2.24)$$

Вираз (2.23) не враховує аномальних помилок вимірювання, спричинених впливом дифракційних максимумів функції (2.24). При виключенні з розгляду  $lm(F_r(x))$  воно легко трансформується в оцінку точності одноцільової пеленгації, орієнтованої на речові характеристики вторинних каналів:

$$\sigma_x^2 \geq \frac{\sigma_{\text{ш}}^2}{a^2} * \left\{ \sum_{r=1}^R \left( F_r(x) \right)^2 - \left\{ \sum_{r=1}^R F_r(x) * F_r(x) \right\}^2 * \left[ \sum_{r=1}^R F_r^2(x) \right]^{-1} \right\}^{-1}, \quad (2.25)$$

Звідси нескладно зробити практично важливий висновок, що найбільше точності дають характеристики, що володіють властивістю:

$$\sum_{r=1}^R F_r(x) * F_r(x) = 0 \quad (2.26)$$

**Висновки:** таким чином, розгляд оцінки нижніх кордонів Крамера-Рао дозволяють судити про точність односигнальних пеленгаційних процедур у разі неідентичних приймальних каналів ЦАР. При цьому актуальним стає синтез набору неідентичних ХН приймальних каналів, що мінімізує СКВ помилки пеленгації.

## РОЗДІЛ 3

### ЕСКПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ

#### 3.1. Програмна модель

На сьогоднішній день для моделювання радіоелектронних пристроїв дуже широко використовується спеціалізовані програмні пакети, такі як NUMERI, MATLAB, Mathcad та інші.

Враховуючи необхідність високої точності при дослідженні властивостей комплексних діаграм спрямованостей та необхідність одночасного аналізу графічних матеріалів є доцільним використовувати програму NUMERI. До того ж у даній програмі вже є розроблені різні алгоритми та функції.

Інші програмні пакети були мною відкинуті через складність мови синтаксису та відсутність спеціалізованих математичних засобів, і їх необхідно прописувати через інші функції.

#### 3.2. Експериментальне дослідження впливу неідентичності каналів на характеристики антенної решітки

Виконаємо дослідження впливу неідентичності каналів лінійної антенної решітки, в якій присутня функція швидкого перетворення Фур'є, при умові що один із каналів видає некоректні данні. Початкові умови дослідження наступні:

- Режим роботи програми - «Дискретне перетворення Фур'є».
- Режим створення даних - «Генерування стандартних сигналів».

Вхідні дані:

- Форма сигналу: синус;
- Фаза: 0;
- Амплітуда: 1;
- Кількість каналів: 16;

– Синтез реалізується на основі швидкого перетворення Фур'є з використанням прямокутного типу вікна.

Дані дослідження занесено до таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – Залежність амплітуди від номеру каналу

| Номер каналу (N) | Амплітуда (A)          |                                  |                                  |
|------------------|------------------------|----------------------------------|----------------------------------|
|                  | При ідентичних каналах | При неідентичності в 4-му каналі | При неідентичності в 8-му каналі |
| 1                | 0,050                  | 0,053                            | 0,100                            |
| 2                | 0,051                  | 0,052                            | 0,029                            |
| 3                | 0,054                  | 0,051                            | 0,086                            |
| 4                | 0,060                  | 0,059                            | 0,085                            |
| 5                | 0,070                  | 0,073                            | 0,050                            |
| 6                | 0,090                  | 0,093                            | 0,139                            |
| 7                | 0,131                  | 0,130                            | 0,087                            |
| 8                | 0,257                  | 0,254                            | 0,288                            |
| 9                | 0,753                  | 0,756                            | 0,803                            |
| 10               | 0,257                  | 0,254                            | 0,288                            |
| 11               | 0,131                  | 0,130                            | 0,087                            |
| 12               | 0,090                  | 0,093                            | 0,139                            |
| 13               | 0,070                  | 0,073                            | 0,050                            |
| 14               | 0,060                  | 0,059                            | 0,085                            |
| 15               | 0,054                  | 0,051                            | 0,086                            |
| 16               | 0,051                  | 0,052                            | 0,029                            |

За даними таблиці було побудовано графік (рис. 3.1)

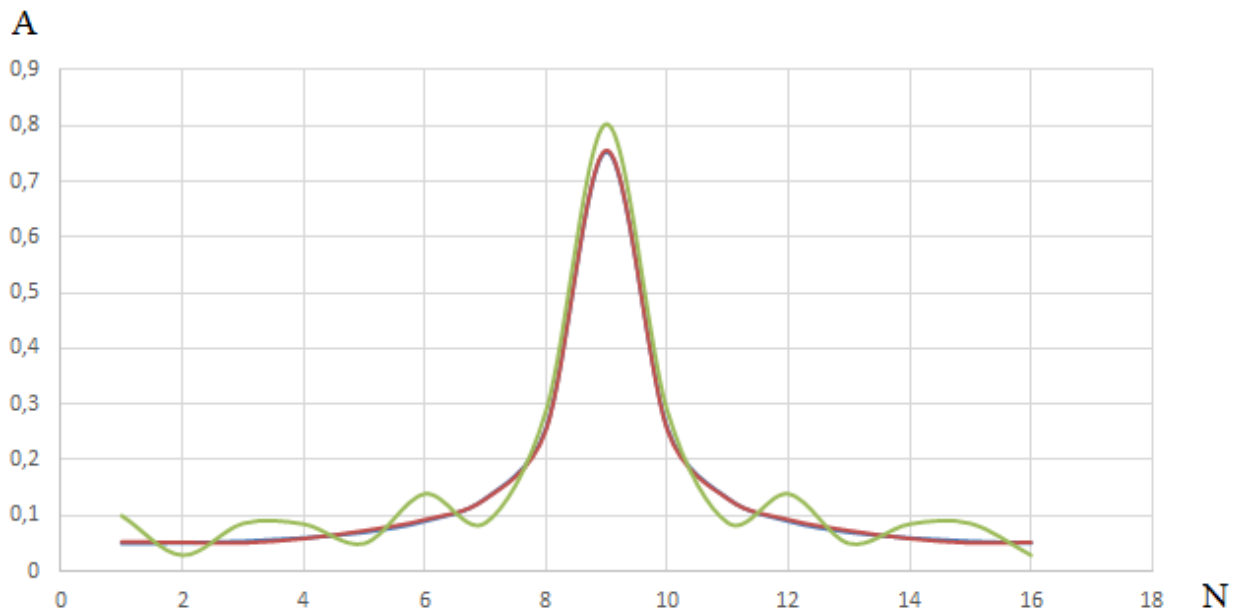


Рисунок 3.1 – Залежність амплітуди від номеру каналу згідно таблиці 3.1

На рисунку зображено залежність амплітуди від номеру каналу, синьою лінією зображено залежність амплітуди при ідентичних каналах, червоною при неідентичності в каналі чотири а зеленою при неідентичності в восьмому каналі. З рисунку видно що чим ближче канал знаходиться до центру тим більше неідентичність впливає на характеристики антени.

Виконаємо дослідження впливу неідентичності каналів лінійної антенної решітки, в якій присутня функція швидкого перетворення Фур'є, при умові що один із каналів не працює. Початкові умови дослідження наступні:

- Режим роботи програми - «Дискретне перетворення Фур'є».
- Режим створення даних - «Генерування стандартних сигналів».

Вхідні дані:

- Форма сигналу: синус;
- Фаза: 0;
- Амплітуда: 1;
- Кількість каналів: 16;
- Синтез реалізується на основі швидкого перетворення Фур'є з використанням прямокутного типу вікна.

Дані дослідження занесено до таблиці 3.2.

Таблиця 3.2 – Залежність амплітуди від номеру каналу

| Номер каналу (N) | Амплітуда (A)          |                                  |                                  |
|------------------|------------------------|----------------------------------|----------------------------------|
|                  | При ідентичних каналах | При неідентичності в 4-му каналі | При неідентичності в 8-му каналі |
| 1                | 0,050                  | 0,031                            | 0,006                            |
| 2                | 0,051                  | 0,050                            | 0,094                            |
| 3                | 0,054                  | 0,072                            | 0,021                            |
| 4                | 0,060                  | 0,073                            | 0,099                            |
| 5                | 0,070                  | 0,059                            | 0,050                            |
| 6                | 0,090                  | 0,075                            | 0,120                            |
| 7                | 0,131                  | 0,139                            | 0,121                            |
| 8                | 0,257                  | 0,275                            | 0,269                            |
| 9                | 0,753                  | 0,734                            | 0,709                            |
| 10               | 0,257                  | 0,275                            | 0,269                            |
| 11               | 0,131                  | 0,139                            | 0,121                            |
| 12               | 0,090                  | 0,075                            | 0,120                            |
| 13               | 0,070                  | 0,059                            | 0,050                            |
| 14               | 0,060                  | 0,073                            | 0,099                            |
| 15               | 0,054                  | 0,072                            | 0,021                            |
| 16               | 0,051                  | 0,050                            | 0,094                            |

За даними таблиці було побудовано графік (рис. 3.2)

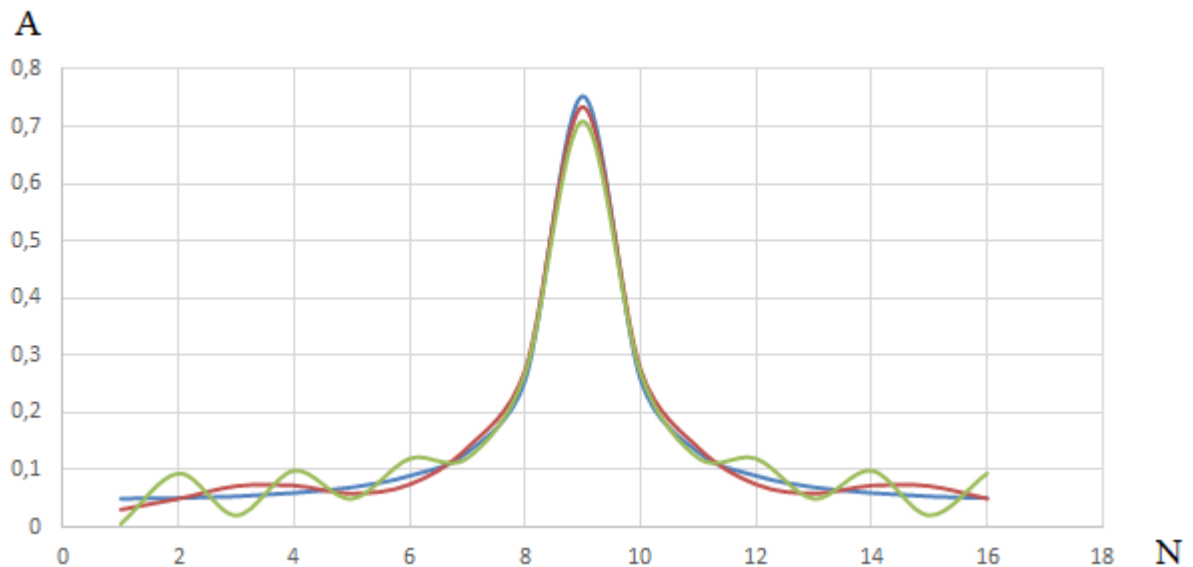


Рисунок 3.2 – Залежність амплітуди від номеру каналу згідно таблиці 3.2

На рисунку зображено залежність амплітуди від номеру каналу, синьою лінією зображено залежність амплітуди при ідентичних каналах, червоною при неідентичності в каналі чотири а зеленою при неідентичності в восьми каналі. З рисунку видно що тут також чим ближче канал знаходиться до центру тим більше неідентичність впливає на характеристики антени.

Було також порівняно амплітуди неідентичності в каналах при різних видах неідентичності що проілюстровано на рис 3.3 та рис 3.4 якщо їх порівнювати то видно що при неідентичності коли канал взагалі вийшов з ладу то неідентичність впливає значною мірою навіть на крайніх каналах.

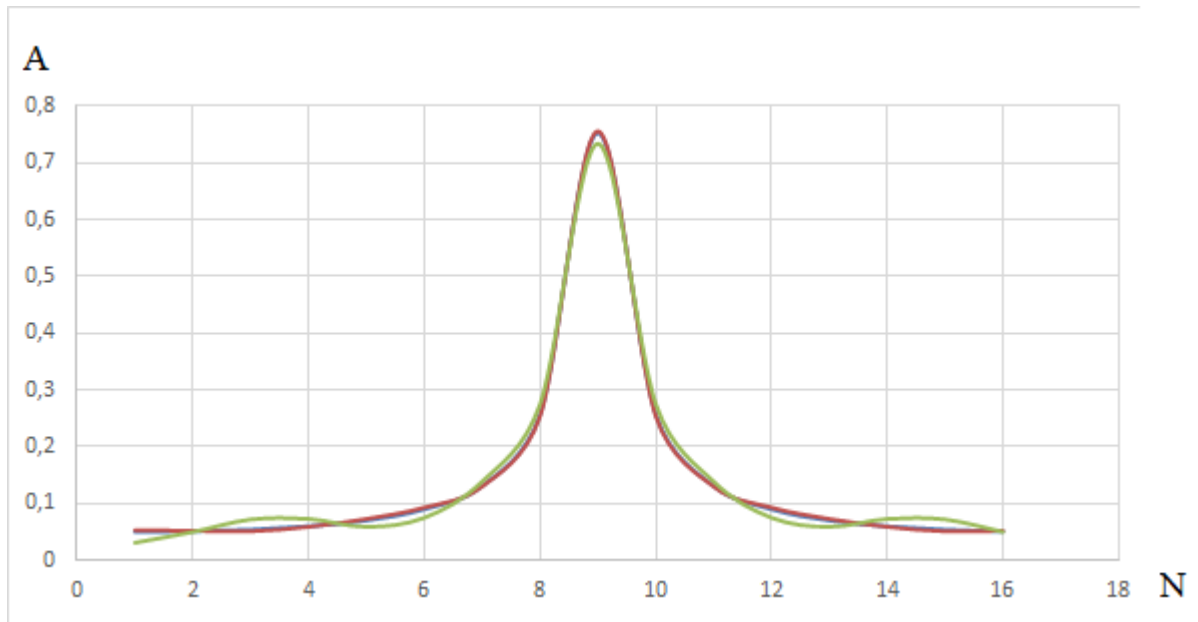


Рисунок 3.3 – Залежність амплітуди від номеру каналу при різних неідентичностях в четвертому каналі

На рисунку зображено залежність амплітуди від номеру каналу з неідентичністю в четвертому каналі, синьою лінією зображено залежність амплітуди при ідентичних каналах, червоною при неідентичності в каналі при умові що він видає некоректні данні, а зеленою при неідентичності в каналі при умові що він взагалі не працює.

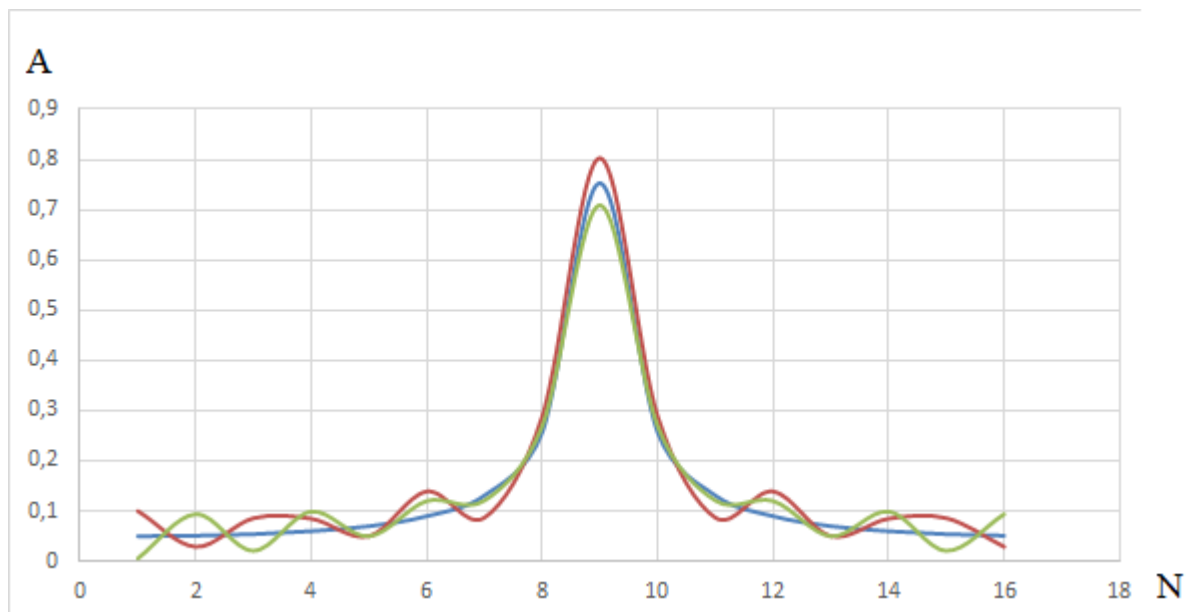


Рисунок 3.4 – Залежність амплітуди від номеру каналу при різних неідентичностях в восьмому каналі

На рисунку зображено залежність амплітуди від номеру каналу, синьою лінією зображено залежність амплітуди при ідентичних каналах, червоною при неідентичності в восьмому каналі при умові що він видає некоректні данні, а зеленою при неідентичності в восьмому каналі при умові що він взагалі не працює.

**Висновки:** Аналіз результатів дослідження показав що коли канал взагалі не працює то це більше впливає на характеристики всієї антенної решітки. Аналіз результатів моделювання показав можливість формування залежності неідентичності каналів на характеристики антени з високою точністю, та у широкому діапазоні можливих значень і її параметрів.

## ВИСНОВКИ

В магістерській роботі було виконано дослідження цифрової багатопелюсткової антенної решітки з неідентичними каналами.

Проведено аналіз цифрової багатопелюсткової антенної решітки, а саме основи функціонування цифрових антенних решіток, особливості обробки сигналів в системах з цифровим діаграмо утворенням то принципи формування діаграми направленості а цифрових антенних решітках.

Було проведено аналіз методів дослідження параметрів цифрової багатопелюсткової антенної решітки в умовах неідентичності каналів та неідентичності джиттера.

Було проведено дослідження параметрів цифрової багатопелюсткової антенної решітки з неідентичністю каналів і проведено аналіз отриманих даних.

Таким чином, мета дослідження досягнута та вирішені усі задачі.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Бабак В.П., Наритник Т.Н., Куц Ю.В., Казимиренко В.Я. Обробка сигналів у радіоканалах цифрових систем передавання інформації: Навч. Посібник / За заг. ряд. чл.-кор. НАН України В.П. Бабака. – К.: Книжкове видавництво НАУ, 2005. – 476 с.
2. Телекомунікації України. Частина перша / За заг. ряд. С.О. Довгого.- К.:Техніка, 2001.-216с.
3. S. Anderson, B. Hagerman, H. Dam, U. Forssén, J. Karlsson, F. Kronstedt, S. Mazur, and K. J. Molnar, "Adaptive antennas for GSM and TDMA systems," IEEE Personal Communications, vol. 6, pp. 74 – 86, June 1999.
4. Довгий С.О., Савченко О.Я., Воробієнко П.П. та ін. Сучасні телекомунікації: мережі, технології, економіка, управління, регулювання / За ряд. С.О. Довгого. – К.: Український видавничий центр, 2002. – 520с.
5. Satellite communication Technology. – Edited by K. Miya. Tokyo, 2001. – 442. p.
6. Срібна І.М., Є.І. Махонін, Власенко Г.М., Кирпач Л.А. Супутникові системи зв'язку і навігації. Навчальний посібник. – К.: ДУТ, 2019. –123 с..
7. R. C. Hansen, Phased Array Antennas. New York: John Willey & Sons, 2001 – 489 с.
8. C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design. Second Edition. New York: John Willey & Sons, 1997 – 941с.
9. B. El-Jabu and R. Steele, "Cellular communications using aerial platforms", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 50, pp. 686 – 700, May 2001.
10. T. Gebauer and H. G. Göckler, "Channel-individual adaptive beamforming for mobile satellite communications," IEEE Journal Selected Areas in Comm., vol. 13, pp. 439 – 448, February 1995.
11. 4. Proakis J.G. Digital Signal Processing, Principles, Algorithms, and Applications. 4-th Edition. – New Jersey: Prentice-Hall, Inc. Upper Saddle River, NJ, USA, 2006. – 1077 p.

12. Kay S.M. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory/ S.M. Kay. - Prentice Hall, 1993. - 625 с .
13. Большев Л.Н., Смирнов Н.В. "Таблиці математичної статистики" / Л.Н. Большев, Н.В. Смирнов. – Київ: Наукова думка, 1983. – 416 с.
14. Бахтіяров Г.Д., Малінін В.В., Школін В.П. "Аналого-цифрові перетворювачі" / Г.Д. Бахтіяров, В.В. Малінін, В.П. Школін; Під ред. Г.Д. Бахтіярова. – Київ: Радіо Радянське, 1980. – 280 с.
15. Корн Г., Корн Т. "Довідник з математики" / Г. Корн, Т. Корн. – Київ: Наукова думка, 1974. – 832 с.