

Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Інфокомунікацій
(повна назва)

Кафедра Інфокомунікаційної інженерії імені В.В. Поповського
(повна назва)

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА Пояснювальна записка

Рівень вищої освіти другий (магістерський)

Дослідження методів та технологій Smart-антен у системах мобільного зв'язку 5G
(тема)

Виконав:
студент 2 курсу, групи ІКІМ-22-1

Андрущенко О.В.
(прізвище, ініціали)

Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка
(код і повна назва спеціальності)

Тип програми: освітньо-професійна
(освітньо-професійна або освітньо-наукова)

Освітня програма: Інфокомунікаційна інженерія
(повна назва освітньої програми)

Керівник: проф. кафедри ІКІ ім. В.В. Поповського
Москалець М.В.
(посада, прізвище, ініціали)

Допускається до захисту

Зав. кафедри

_____ (підпис)

Лемешко О.В.

(прізвище, ініціали)

2024р.

Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Інфокомунікацій
(повна назва)
Кафедра Інфокомунікаційної інженерії імені В.В. Поповського
(повна назва)
Рівень вищої освіти другий (магістерський)
Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка
(код і повна назва)
Тип програми освітньо-професійна
(освітньо-професійна або освітньо-наукова)
Освітня програма Інфокомунікаційна інженерія
(повна назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедри _____
(підпис)

« _____ » _____ 2024р.

ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

студенту Андрущенко Олегу Володимировичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Дослідження методів та технологій Smart-антен у системах мобільного зв'язку 5G
затверджена наказом по університету від «19» жовтня 2023 р. №1212 Ст
2. Термін подання студентом роботи до екзаменаційної комісії 22.01.2024 р.
3. Вихідні дані до роботи: Стандарт мобільного зв'язку 5G New Radio. Smart-антена – лінійна рівномірна адаптивна антенна решітка. Методи адаптивного формування діаграми спрямованості антени (beamforming): метод найменшого середньоквадратичного відхилення (LMS – Least Mean Square), рекурсивний алгоритм найменших квадратів (RLS – Recursive Least Square), алгоритм постійного модуля (CMA – Constant Modulus Algorithm). Відстань між між антенними елементами антенної решітки (d): $0,125\lambda, 0,25\lambda, 0,5\lambda$ та λ . Розмір кроку (μ): 0.1, 0.01 та 0.001. Кількість елементів антенної решітки: N=4,6,8,12,16. Шум системи: 0,1 та 0,01. Бажаний сигнал DOA: 20 градусів. Кути повороту для нульових завад: -82, -40, -19, -10, 0 і 40 (градус). Швидкість передачі даних, Мбіт/с:100. Кількість вибірок (час ітерації): 210. Ширина смуги пропускання системи (W): 1,25 МГц. Коефіцієнт бітових помилок (BER): 10^{-3} .
4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі:
 - 1) Аналіз передумов впровадження Smart-антен в системи мобільного зв'язку.
 - 2) Методи реалізації технологій Smart-антен у системі мобільного зв'язку 5G.
 - 3) Оцінка покриття та ємності в ситемах мобільного зв'язку 5G.
 - 4) Математична модель дослідження алгоритмів формування діаграми спрямованості Smart-антени.
 - 5) Оцінка продуктивності алгоритмів формування діаграми спрямованості

Smart-антени та порівняльний аналіз.

5. Перелік графічного матеріалу із зазначенням креслень, плакатів, комп'ютерних ілюстрацій: Демонстраційний матеріал у вигляді ppt-презентації;

6. Консультанти розділів роботи

Найменування розділу	Консультант (посада, прізвище, ім'я, по батькові)	Позначка консультанта про виконання розділу	
		(підпис)	(дата)
Основна частина	професор Москалець Микола Вадимович		22.01.2024

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Отримання завдання	19.10.2023	Виконано
2	Збір матеріалів для дослідження	30.10.2023	Виконано
3	Розробка 1 розділу	05.11.2023	Виконано
4	Розробка 2 розділу	26.11.2023	Виконано
5	Розробка 3 розділу	10.12.2023	Виконано
6	Розробка 4 розділу	25.12.2023	Виконано
7	Розробка 5 розділу	01.02.2024	Виконано
7	Оформлення кваліфікаційної роботи	15.01.2024	Виконано

Дата видачі завдання 19 жовтня 2023 року

Студент _____ Андрущенко О.В.
(підпис) (посада, прізвище, ініціали)

Керівник роботи _____ проф. Москалець М.В.
(підпис) (посада, прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка містить: 88 сторінок, 51 рисунок, 5 таблиць, 2 додатки, 29 джерел,

СИСТЕМА МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ 5G, СМАРТ-АНТЕНА, АДАПТИВНА АНТЕННА РЕШІТКА, ДІАГРАМА СПРЯМОВАНОСТІ, ФОРМУВАННЯ ПРОМЕНЯ, НАПРЯМ ПРИХОДУ, МЕТОД НАЙМЕНШОГО СЕРЕДНЬОКВАДРАТИЧНОГО ВІДХИЛЕННЯ, РЕКУРСИВНИЙ АЛГОРИТМ НАЙМЕНШИХ КВАДРАТІВ, АЛГОРИТМ ПОСТІЙНОГО МОДУЛЯ

Мета роботи – аналітична оцінка продуктивності алгоритмів адаптивного формування діаграми спрямованості smart-антени для застосування у системах мобільного зв'язку 5G.

Об'єкт дослідження – smart-антена в системі мобільного зв'язку 5G.

Предмет дослідження – методи формування променю в технологіях smart-антен.

Методи дослідження – аналіз, формалізація, синтез, моделювання, порівняння.

У роботі проводиться аналіз передумов використання smart-антен в системах мобільного зв'язку 5G.

Розроблені питання синтезу smart-антени у вигляді лінійної рівномірної антенної решітки. Проводиться аналіз методів адаптивного формування діаграми спрямованості smart-антени, а саме метод найменших середніх квадратів (LMS – Least Mean Square), рекурсивний алгоритм найменших квадратів (RLS – Recursive Least Square), алгоритм постійного модуля (CMA – Constant Modulus Algorithm), які використовуються для обчислення комплексних вагових коефіцієнтів лінійної антенної решітки і формування променя діаграми спрямованості.

Синтезована математична модель для дослідження процесу формування діаграми спрямованості smart-антени з використанням оптимальних алгоритмів LMS, RLS, CMA. Проведено математичне моделювання в пакеті математичного моделювання MatLab працездатності алгоритмів LMS, RLS і CMA. з використанням різної кількості антенних елементів та різних відстаней між елементами антенної решітки та інших параметрів.

ABSTRACT

The report contains: 88 p., 51 fig., 5 table, 2 app., 29 sources.

SYSTEM MOBILE COMMUNICATION 5G, SMART ANTENNA, ADAPTIVE ANTENNA ARRAY, DIRECTIVENESS DIAGRAM, FORMATION OF CHANGE, DIRECT ARRIVAL, LEAST METHOD OF SQUARE VIDHILENIYA, RECURSIVE ALGORITHM OF LEAST SQUARES, ALGORITHM OF STANDARD MODULE

The purpose of the work is an analytical assessment of the productivity of algorithms for adaptive shaping of smart antenna directness diagrams for installation in 5G mobile communication systems.

The object of investigation is a smart antenna in a 5G mobile communication system.

The subject of research is methods for forming beams in smart antenna technologies.

Research methods – analysis, formalization, synthesis, modeling, comparison.

The report is conducting an analysis of changes in the use of smart antennas in 5G mobile communication systems.

In the qualification work supply for the synthesis of the smart antenna is divided into a linear, uniform antenna array. An analysis of methods for adaptive shaping of smart antenna directness diagrams is carried out, and the method of least mean squares (LMS – Least Mean Square), recursive least square algorithm (RLS – Recursive Least Square), constant modulus algorithm (CMA – Constant Modulus Algorithm), as well as research for calculating the complex coefficients of a linear antenna array and forming in exchange for directness diagrams.

A mathematical model has been synthesized to study the process of forming smart antenna directness diagrams using the optimal algorithms LMS, RLS, CMA.

Mathematical modeling was carried out in the MatLab mathematical modeling package of the effectiveness of the LMS, RLS and CMA algorithms. depending on the different number of antenna elements and different distances between the elements of the antenna array and other parameters.

ЗМІСТ

Перелік скорочень, умовних позначень, символів, одиниць і термінів	8
Вступ	9
1 Аналіз передумов впровадження smart-антен в системи мобільного зв'язку	10
1.1 Антенна система	10
1.2 Діаграма спрямованості антени	10
1.3 Типи антенних систем в системах мобільного зв'язку	12
1.4 Адаптивна антенна решітка	14
1.5 Інтелектуальні антени	15
1.6 Архітектура інтелектуальної антенної системи	19
1.7 Переваги та недоліки розумних антен	25
1.8 Методи формування променя	26
2 Методи реалізації технологій smart-антен у системі мобільного зв'язку 5G.	30
2.1 Міліметрові хвилі	31
2.2 Субміліметровий або терагерцовий діапазон	32
2.3 Малі стільники або неоднорідні мережі	33
2.4 Формування променя	34
2.5 Архітектура центрального пристрою	35
2.6 Повнодуплексна технологія	36
2.7 Комунікація через видиме світло	36
2.8 Масивна система MIMO	37
2.9 Переваги масивної MIMO для мереж 5G і не тільки	42
2.10 Massive MIMO та мережі 5G	43
2.11 Основні аспекти розділу	44
3 Оцінка покриття та ємності в ситемах мобільного зв'язку 5G.....	45
3.1 Покриття	45
3.2 Пропускна здатність	46
3.3. Максимальне відношення сигнал/завада/шум	46
4 Математична модель дослідження алгоритмів формування діаграми спрямованості smart-антени	48
4.1 Загальна постановка задачі моделювання адаптивного формування	

променю smart-антени	48
4.2 Метод формування променю на основі найменшого середнього квадратичного відхилення (LMS)	49
4.3 Метод формування променю на основі рекурсивного алгоритму найменших квадратів (RLS)	55
4.4 Аналіз ефективності адаптивних алгоритмів формування діаграми спрямованості RLS і LMS лінійної антенної решітки	61
4.5 Рекомендації, щодо можливості застосування Smart-антен у системах мобільного зв'язку	63
5 Оцінка продуктивності алгоритмів формування діаграми спрямованості Smart-антени та порівняльний аналіз.....	65
5.1 Алгоритми цифрового формування променя	65
5.2 Модель системи та трафіку	66
5.3 Імітаційна модель та параметри	67
5.4 Результати моделювання та обговорення	68
5.5 СМА для адаптивного формування діаграми спрямованості	77
5.6 Підсумки	82
Висновки	85
Перелік джерел посилань	86
Додаток А. Лістинг програм для побудови діаграми спрямованості smart-антени.....	89
Додаток Б. Лістинг програм для оцінки продуктивності методів формування променя smart-антени.....	95

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ, УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ І
ТЕРМІНІВ

ААР – Адаптивна антенна решітка
АЦП – Аналогово-цифровий перетворювач
ДН – Діаграма направленості
РЕБ – Радіоелектронна боротьба
ФР – Фазована решітка
ЦСП – Цифровий сигнальний процесор
ASIC – Application Specific Integrated Circuits
CMA – Constant Modulus Algorithm
CSI – Channel State Information
DBF – Digital Beamforming
DD – Decision Directed
DMI – Direct Matrix Inversion
DOA – Direction of Arrival
DSP – Digital Signal Process
FM – Frequency Modulation
IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers
IF – Intermediate Frequency
IMT – International Mobile Telecommunications
IoT – Internet of Things
КАРА – Kernel Affine Projection Algorithm
LMS – Least Mean Square
LTE – Long-Term Evolution
MAC – Media Access Control
MIMO – Multiple Input Multiple Output
MVDR – Minimum Variance Distortion Less Response
MU-MIMO – Multi-User MIMO
NLMS – Normalized Least Mean Squares
QAM – Quadrature Amplitude Modulation
RF – Radio Frequency

ВСТУП

У найближчі кілька років такі технології, як доповнена реальність, віртуальна реальність, відео надвисокої чіткості, 3D-відео та такі функції, як мобільна хмара, стануть популярними, щоб збагатити максимальний попит користувача. Очікується, що з 2024 по 2028 рік трафік смартфонів зросте в десять разів, а загалом мобільний трафік збільшиться у вісім разів [1,2]. Ключовим елементом для задоволення цього попиту є ефективне повторне використання радіоресурсів мобільної мережі та її планування. Застосування ефективних методів повторного використання частоти на основі впровадження smart-антен та адаптивних методів формування променя значно збільшить пропускну здатність мобільної мережі і суттєво знизить внутришньосистемні завади. Тому в кваліфікаційній роботі актуальними питаннями, що підлягають розробці є аналіз та дослідження методів та технологій формування променя діаграми спрямованості у smart-антенах для застосування в системах мобільного зв'язку 5G.

В роботі проведено аналіз передумов, щодо впровадження smart-антен та системи мобільного зв'язку 5G та методи реалізації даних технологій.

Ключовою процедурою у методах адаптивного формування діаграми спрямованості smart-антени, є обчислення комплексних вагових коефіцієнтів з метою формування променя діаграми спрямованості. До найбільш популярних методів відносять метод найменших середніх квадратів (LMS – Least Mean Square), рекурсивний алгоритм найменших квадратів (RLS – Recursive Least Square), алгоритм постійного модуля (CMA – Constant Modulus Algorithm).

Синтезована математична модель для дослідження процесу формування діаграми спрямованості smart-антени з використанням оптимальних алгоритмів LMS, RLS, CMA.

Проведено математичне моделювання в пакеті математичного моделювання MatLab працездатності алгоритмів LMS, RLS і CMA. з використанням різної кількості антенних елементів та різних відстаней між елементами антенної решітки та інших параметрів.

Отримані кількісні результати продуктивності алгоритмів LMS, RLS і CMA при заданих обмеженнях умов синтезу Smart-антени.

1 АНАЛІЗ ПЕРЕДУМОВ ВПРОВАДЖЕННЯ SMART-АНТЕН В СИСТЕМИ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

1.1 Антенна система

Антенна вважається важливим компонентом усіх безпроводових систем та обладнання, що використовують радіохвилі, антену можна визначити як електричний пристрій, що має здатність перетворювати електричну енергію в радіохвилі, або навпаки. Згенеровані електромагнітні хвилі поширюються в просторі відповідно до принципів поширення хвиль, передаючи дані до іншої антенної системи, яка приймає і перетворює їх в електричні хвилі. Таким чином, антенна є фундаментальним компонентом у всіх передавальних і приймальних пристроях, які працюють з електромагнітними хвилями. Всі антени побудовані на основі довжини хвилі сигналів. Хоча вони можуть вловити будь-яку доступну хвилю, але прийнятий сигнал буде слабким через відсутність сумісності з довжиною хвилі антени. Через множинність сфер бездротового зв'язку та різноманітність його застосувань, необхідно було створювати різні типи антен, щоб задовольнити потреби технології та досягти задовільної продуктивності [3,4].

Для того, щоб визначити якість антени з точки зору можливості передачі та прийому, необхідно враховувати багато параметрів, які характеризують антену, такі як: діаграма спрямованості, опір випромінювання, коефіцієнт підсилення, поляризація та інші фактори, які будуть детально описані далі.

1.2 Діаграма спрямованості антени

Поняття діаграми спрямованості в антенному полі можна виразити як форму і напрямок пучка електромагнітних хвиль, що виходять з антени. Її також можна визначити як графічне або математичне представлення характеристики випромінювання антени. Рисунок 1.1 можна розглядати як двовимірну діаграму спрямованості, яка описує два методи представлення, на рис. 1.1(а) типовий графік полярного випромінювання і на рис. 1.1(б) прямокутний метод [4-6].

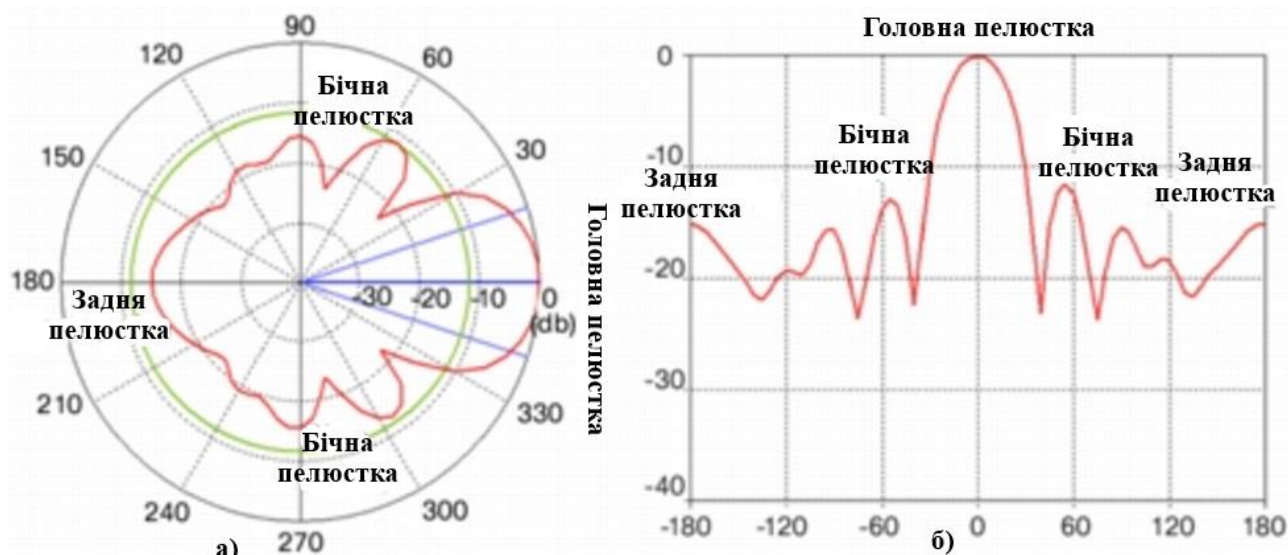


Рисунок 1.1 – Двовимірна діаграма спрямованості [7]

- а) діаграма спрямованості в полярних координатах,
 б) діаграма спрямованості в прямокутних координатах

В обох методах найбільша пелюстка, яка називається "головною пелюсткою", виражає випромінювання в бажаному напрямку, в той час як "бічні пелюстки" – це та частина діаграми спрямованості, яка виражає поширення хвиль в небажаному напрямку. В контексті цієї теми важливо згадати про ширину діаграми спрямованості, яка демонструє здатність антени розрізняти два різних джерела випромінювання.

На етапі виробництва антен визначається їхня смуга пропускання. Ця характеристика вказує на діапазон частот, який може передавати або приймати антена. Смуга пропускання антени зазвичай описується двома різними способами: перший спосіб виражає смугу пропускання антени в абсолютних одиницях частоти, тоді як інший спосіб може описувати цей термін з посиланням на смуги частот.

Це можна проілюструвати формулою (1.1):

$$BW = 100 \times (FH - FL) / FC \quad , \quad (1.1)$$

де FH – найвища частота в смузі частот, FL – найнижча частота в смузі частот.

Коефіцієнт підсилення антени – серед багатьох параметрів, які характеризують антени, це найбільш ефективний вираз характеристики ефективності антени, яка визначається в термінах бездротового зв'язку як здатність антени спрямо-

увати енергію в певному напрямку, і є показником спрямованості характеристики антени, як правило, вимірювання коефіцієнта підсилення антени вимірюється в дБ. Також помічено, що коли антена має високий коефіцієнт підсилення, це призводить до вузької ширини діаграми спрямованості, а значить, до менших можливостей для прийому перешкод. І навпаки, антена з низьким коефіцієнтом підсилення має найбільші шанси на прийом перешкод через широку ширину променя [4].

Поляризація – цей параметр є однією з фундаментальних характеристик антени; він відноситься до напрямку випромінюваного електричного поля електромагнітної хвилі, яка виробляється антеною. Таким чином, антени поділяються на "лінійно поляризовані", "циркулярно поляризовані" та "еліптично поляризовані". Якщо магнітне і електричне поле перпендикулярні відносно плоскої хвилі і рухаються в напрямку сигналу, електричне поле буде мати лінійну поляризацію, в той час як якщо поле обертається по колу, то таке поле буде називатися циркулярно поляризованим. Однак, якщо електричне поле має дві складові, які перпендикулярні і протифазні, але не рівні за величиною, то Е-поле з центральною частотою можна вважати еліптично поляризованим.

Згідно з теоремою взаємності, антени передавача і приймача повинні бути однакової полярності, і таким чином не буде втрат енергії через невідповідність поляризації. Іншими словами, якщо поляризація передавача вертикальна, а антена приймача горизонтально поляризована, енергія не буде передаватися [4].

1.3 Типи антенних систем в системах мобільного зв'язку

Відповідно до випромінювання антени, вони можуть бути класифіковані на кілька типів, включаючи ізотропні, всеспрямовані та спрямовані антени, а в залежності від їх функцій та роботи вони можуть бути класифіковані на фазовані антенні решітки та адаптивні антенні решітки.

Ізотропний випромінювач випромінює енергію в усіх напрямках з однаковою інтенсивністю, тому вважається теоретичним ідеальним еталоном в лабораторії електромагнітних хвиль для порівняння з іншими типами антен.

Всеспрямовані антени – цей тип антени найчастіше використовується в системах бездротового зв'язку, таких як FM-радіо і радіомовлення, оскільки він має здатність приймати і випромінювати енергію в усіх напрямках однаково. Тому можна сказати, що це ненаправлена антена, і це видно з діаграми покриття, як по-

казано на рис. 1.2. Незважаючи на здатність транслювати сигнал у напрямку на 360 градусів, ця особливість призводить до багатьох негативних наслідків для систем бездротового зв'язку.

Найважливішою проблемою, з якою стикається цей тип антен, є нездатність відкидати перешкоди, оскільки вони не можуть надсилати інформацію користувачам у потрібному напрямку. Тому вона не досягає очікуваної вигоди у збільшенні пропускної здатності та SIR для сигналу. Крім того, більшість типів всепрямованих антен можна вважати антенами з низьким коефіцієнтом підсилення, оскільки вони випромінюють хвилю непрямым чином, що впливає на якість обслуговування. Таким чином, використання цього типу антен накладає багато обмежень на системи бездротового зв'язку, особливо в області пропускної здатності, якості обслуговування, управління живленням, покриття і повторного використання частоти. Така поведінка при неспрямованому мовленні розсіює сигнали і зменшує відсоток енергії, яка досягає потрібного користувача. Тому розробники вирішили цю проблему шляхом підвищення рівня потужності антени, але це погіршило ситуацію через високу ймовірність інтерференції з каналами в сусідніх стільниках, які працюють в тому ж діапазоні частот [4,5].

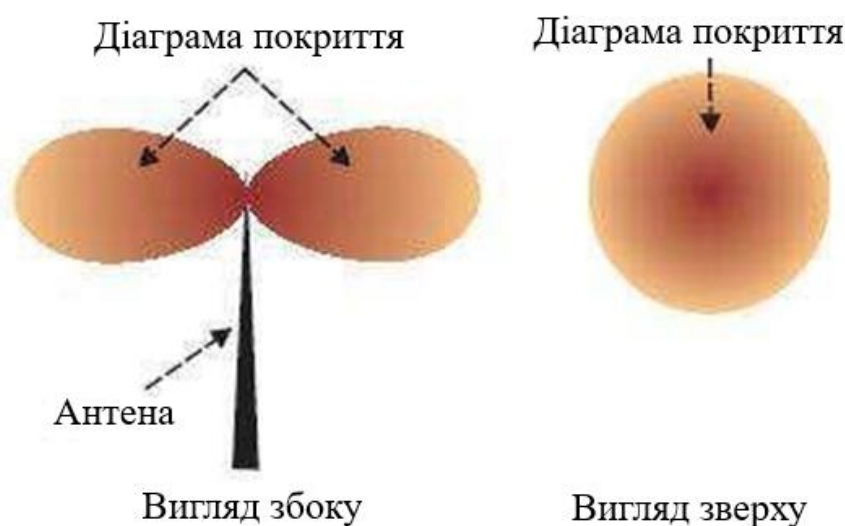


Рисунок 1.2 – Діаграма покриття для всепрямованої антени [6]

Спрямовані антени, з розвитком зв'язку необхідно було знайти рішення, яке б дозволило підвищити ефективність антени, не забруднюючи навколишнє середовище перешкодами, саме це призвело до прийняття спрямованої антени, яку можна визначити як пристрій, здатний передавати і приймати потужність в пев-

них напрямках, направляючи вузький промінь сигналу в бік цілі, така поведінка підвищує продуктивність антени за рахунок збільшення коефіцієнта посилення і робить її здатною зменшити частку перешкод при прийомі сигналу (рис.1.3).

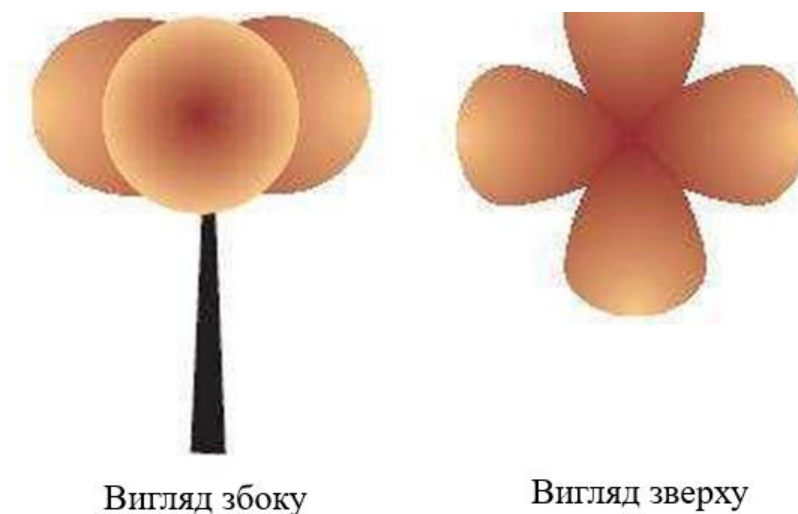


Рисунок 1.3 – Діаграма покриття для секторної антенної системи [6]

1.4 Адаптивна антенна решітка

Для того, щоб подолати недоліки, з якими стикаються звичайні антени в плані нездатності відкидати перешкоди, рішенням стали системи антенних решіток, які загалом поділяються на дві категорії [4].

Фазована решітка складається з декількох елементів випромінювання, розташованих і пов'язаних між собою певним чином для додання напрямку випромінювання моделі. Така решітка має широке застосування в радіолокації, зв'язку, а в даний час в мікрохвильових частотах, що використовуються в супутниковому зв'язку, основним завданням цієї техніки є збільшення посилення в потрібному напрямку і придушення випромінювання в небажаному напрямку, шляхом регулювання фаз сигналів, які живлять вхідні елементи решітки. Для ілюстрації можна сказати, що сумарне електромагнітне поле антенної решітки отримується векторним додаванням полів, випромінюваних елементами решітки, об'єднаних як по фазі, так і по амплітуді [4].

З точки зору зв'язку "адаптивна решітка" – це випромінювальна властивість решітки, яка характеризується здатністю змінювати випромінювання в залежності від змін та вимог системи, така решітка відрізняється від традиційних антен своєю здатністю працювати з високою продуктивністю в динамічному середовищі, осо-

близькістю якого є те, що бажані або небажані сигнали надходять з різних напрямків та з різним рівнем енергії. Крім того, використання адаптивних антенних решіток в системі зв'язку забезпечить надійність і кращу якість в порівнянні з традиційними системами, завдяки можливості зменшити рівень бічних пелюсток в напрямку небажаних сигналів і зменшити перешкоди, максимізуючи при цьому діаграму спрямованості в бік бажаного користувача.

Адаптивна технологія, яка використовується в цій антенній решітці, в основному здійснюється за допомогою блоку обробки сигналу, який покращує продуктивність шляхом адаптації вагових коефіцієнтів на основі прийнятого сигналу з метою максимізації прийому в потрібному напрямку і мінімізації прийому від небажаних користувачів. Рисунок 1.4 ілюструє різницю між двома методами побудови антенних решіток, де видно, що метод адаптивної решітки має можливість досягти кращої продуктивності, що забезпечить повне придушення перешкод [4-7].

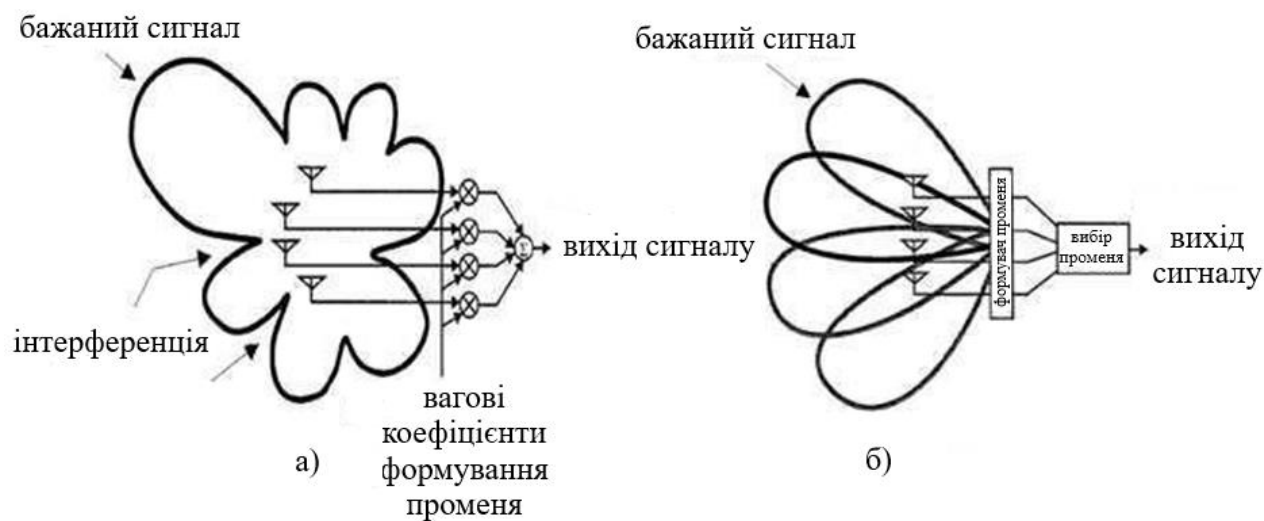


Рисунок 1.4 – Методи побудови антенних решіток

а) адаптивна антенна решітка, б) фазована антенна решітка [8].

1.5 Інтелектуальні антени

Багато хто називає інтелектуальні антенні системи розумними антенами, але насправді антени самі по собі не є розумними. Саме можливості цифрової обробки сигналу разом з антенами роблять систему розумною. Хоча може здатися, що

інтелектуальні антенні системи – це нова технологія, фундаментальні принципи, на яких вони базуються, не є новими.

У 1970-х і 1980-х роках два спеціальні випуски IEEE Transactions on Antennas and Propagation були присвячені адаптивним антенним решіткам і пов'язаним з ними методам обробки сигналів. Використання адаптивних антен у системах зв'язку спочатку викликало інтерес у військових застосуваннях. Зокрема, ці методи вже багато років використовуються в радіоелектронній боротьбі (РЕБ) як протидія радіоелектронним перешкодам. У військових радіолокаційних системах подібні методи вже використовувалися під час Другої світової війни. Однак лише завдяки сучасному розвитку потужних недорогих цифрових сигнальних процесорів, процесорів загального призначення і ASIC (прикладних інтегральних схем), а також інноваційним програмним методам (алгоритмам) обробки сигналів, інтелектуальні антенні системи поступово стають комерційно доступними.

Основна ідея, на основі якої були розроблені інтелектуальні антенні системи, найчастіше пояснюється простим інтуїтивно зрозумілим прикладом, який співвідносить їх роботу з роботою слухової системи людини (рис. 1.5).

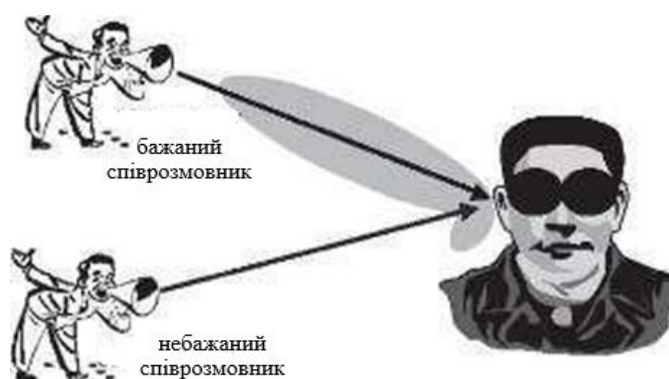


Рисунок 1.5 – Слухова функція людини [9]

Людина здатна визначити напрямок прибуття (DOA) звуку, використовуючи триступеневий процес:

- вуха діють як акустичні сенсори і приймають сигнал;
- через те, що вуха розділені, кожне вухо отримує сигнал з різною часовою затримкою;
- людський мозок, спеціалізований сигнальний процесор, робить велику кількість обчислень, щоб співвіднести інформацію і обчислити місцезнаходження отриманого звуку;

Щоб краще зрозуміти, як працює інтелектуальна антенна система, уявімо собі двох людей, які ведуть розмову в ізольованій кімнаті, як показано на рис. 1.5. Слухач з двох осіб здатний визначити місцезнаходження мовця, коли він рухається по кімнаті, оскільки голос мовця надходить до кожного акустичного датчика, вуха, в різний час. Людський "сигнальний процесор", мозок, обчислює напрямок руху мовця на основі різниці в часі або затримок, які отримують обидва вуха. Потім мозок додає силу сигналів від кожного вуха, щоб сфокусуватися на звуці в обчисленому напрямку.

Використовуючи подібний процес, людський мозок здатен розрізнити кілька сигналів, які мають різні напрямки надходження. Таким чином, якщо до розмови приєднуються додаткові співрозмовники, мозок здатен посилити сигнал, що надходить від співрозмовника, який його цікавить, і відключити небажані перешкоди. Таким чином, слухач має можливість виокремити голос однієї людини з-поміж багатьох людей, які говорять одночасно, і сконцентруватися на одній розмові за один раз. Таким чином, будь-які небажані перешкоди послаблюються. І навпаки, слухач може відповісти в тому ж напрямку, орієнтуючи свій передавач, свій рот, у бік бажаного мовця.

Електричні інтелектуальні антенні системи працюють так само, використовуючи дві антени замість двох вух і цифровий сигнальний процесор замість мозку, як показано на рис. 1.6. Таким чином, на основі часових затримок, викликаних падінням сигналів на елементи антени, цифровий сигнальний процесор обчислює напрямок приходу (DOA) сигналу, що цікавить (SOI), а потім регулює збудження (посилення і фази сигналів), щоб створити діаграму спрямованості, яка фокусується на SOI, одночасно відсіваючи будь-які перешкоди або сигнали, що не представляють інтересу (SNOI).

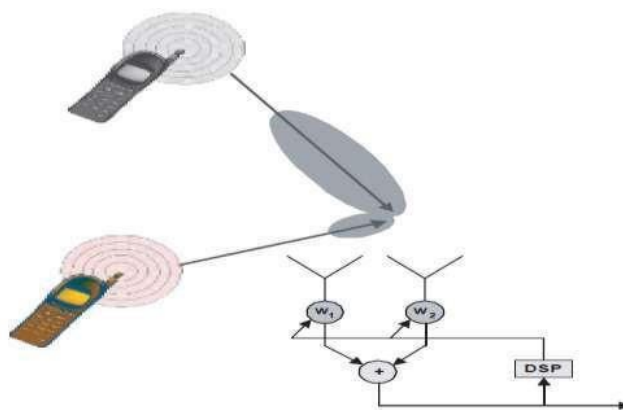


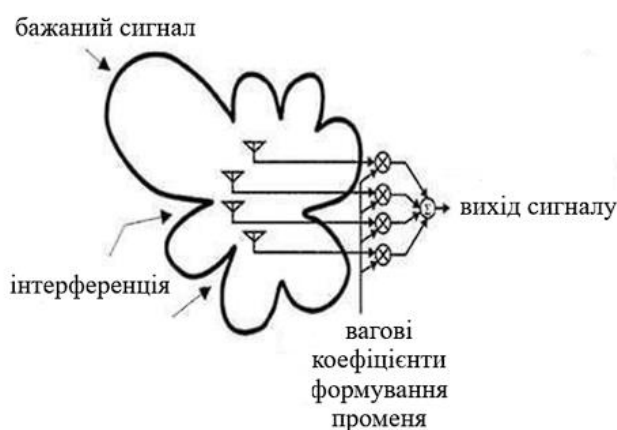
Рисунок 1.6 – Двохелементна електрична інтелектуальна антена [9]

Якщо перенести цю ідею на системи мобільного зв'язку, то базова станція відіграє роль слухача, а активні стільникові телефони імітують роль кількох звуків, які чують людські вуха. Цифровий сигнальний процесор, розташований на базовій станції, працює разом з антенною решіткою і відповідає за регулювання різних параметрів системи, щоб відфільтрувати будь-які перешкоди або сигнали, що не становлять інтересу (SNOI), одночасно посилюючи бажаний зв'язок або сигнали, що становлять інтерес (SOI). Таким чином, система формує діаграму спрямованості адаптивно, динамічно реагуючи на сигнальне середовище та його зміни. Принцип формування діаграми спрямованості полягає у зважуванні сигналів, що передаються, таким чином, щоб приймач отримувал конструктивну суперпозицію різних частин сигналу.

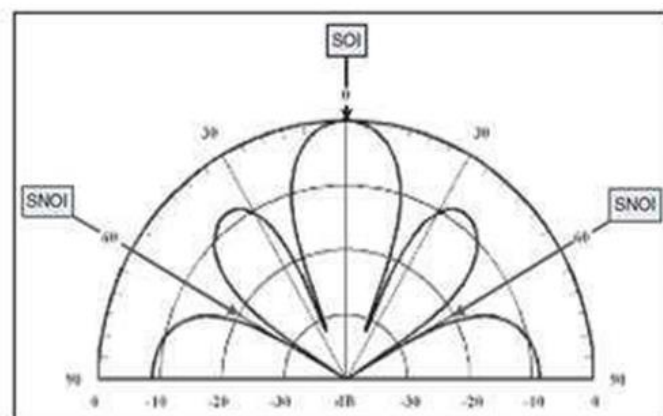
Для того, щоб формування діаграми спрямованості було можливим, необхідно мати певні знання про канал передачі на передавачі. Рис. 1.7 ілюструє загальну ідею адаптивного формування променя.

В основному, існує дві основні конфігурації розумних антен:

- комотований промінь: скінченна кількість фіксованих, заздалегідь визначених шаблонів або комбінованих стратегій (секторів);
- адаптивний масив: Теоретично нескінченна кількість шаблонів (на основі сценаріїв), які коригуються в реальному часі відповідно до просторових змін SOI та SNOI.



а)



б)

Рисунок 1.7 – Процедура адаптації [8]

а) розрахунок ваг формувача променя, б) амплітудна діаграма спрямованості антени для посилення SOI і придушення SNOI

За наявності перешкод низького рівня обидва типи інтелектуальних антен забезпечують значний вигравш у порівнянні зі звичайними секторними системами. Однак, коли завади високого рівня присутні, здатність адаптивних систем відкидати завади забезпечує значно більше покриття, ніж звичайна система або система з комутованим променем. На рис. 1.8 показано відносну площу покриття для звичайних секторних, комутованих та адаптивних антенних систем.

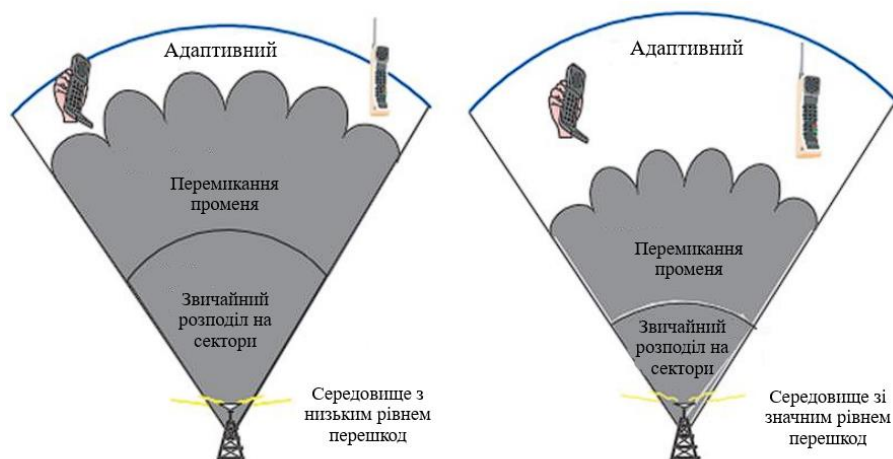


Рисунок 1.8 – Схеми покриття для антен з комутованим променем та адаптивної решітки [8]

Обидва типи інтелектуальних антенних систем забезпечують значні переваги над звичайними секторними системами. Середовище з низьким рівнем завад зліва представляє нову бездротову систему з нижчим рівнем проникнення. Однак середовище зі значним рівнем завад праворуч представляє або бездротову систему з більшою кількістю користувачів, або таку, що використовує більш агресивні схеми повторного використання частот. У цьому сценарії здатність адаптивної системи відкидати перешкоди забезпечує значно більше покриття, ніж звичайна система або система з комутованим променем.

1.6 Архітектура інтелектуальної антенної системи

Будь-яку бездротову систему можна розділити на приймальну і передавальну частини. Завдяки розширеним функціям інтелектуальної антенної системи зростає потреба в кращій взаємодії між її приймальною та передавальною частинами.

На рис. 1.9 схематично зображено структурну схему приймальної частини бездротової системи з використанням інтелектуальної антени з M елементів. Крім власне антени, вона містить радіоприймач, блок формування променя та блок обробки сигналу [9-13].

Кількість елементів в антенній решітці повинна бути відносно невеликою (мінімально необхідною), щоб уникнути невиправдано високої складності блоку обробки сигналу. Антени можуть бути одно-, дво- і тривимірними, залежно від розміру простору, до якого потрібно отримати доступ. На рис. 1.10 показані різні геометрії антенних решіток, які можуть бути застосовані в адаптивних антенах [28]. Перша структура використовується в основному для формування променя тільки в горизонтальній площині (азимут). Зазвичай цього достатньо для зовнішніх умов, принаймні у великих стільниках.

У першому прикладі рис. 1.10(а) показано одновимірну лінійну решітку з рівномірною відстанню між елементами Δx . Така структура може виконувати формування променя в одній площині в межах кутового сектора. Це найпоширеніша структура через її низьку складність.

Другий приклад рис. 1.10(б) показує кругову решітку з рівномірною кутковою відстанню між сусідніми елементами $\Delta = 2\pi/N$, де N – кількість елементів. Ця структура може виконувати формування променя в будь-якому напрямку, але, завдяки своїй симетрії, є більш придатною для азимутального формування променя.

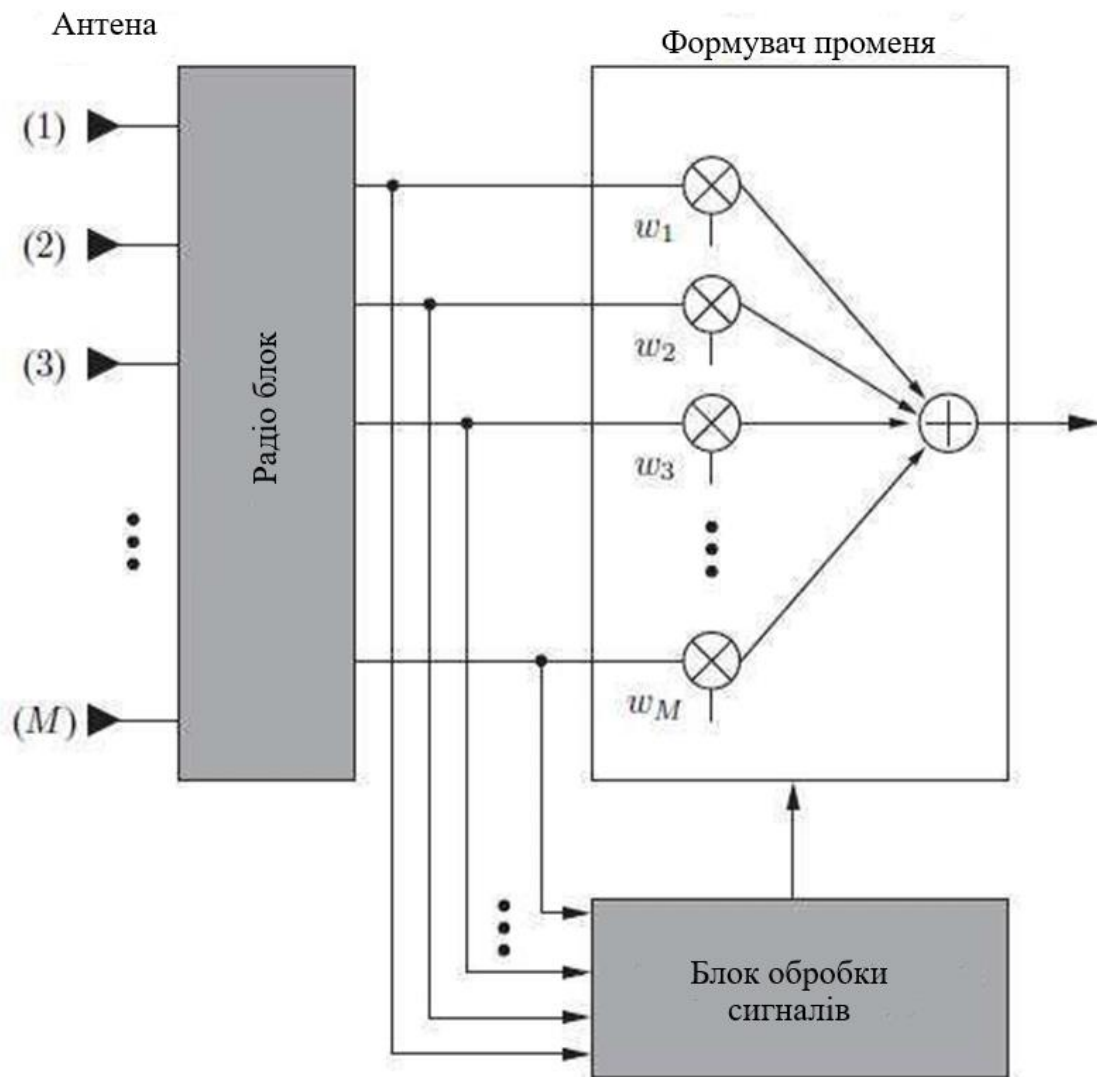


Рисунок 1.9 – Приймальна частина розумної антени [13]

Останні дві структури використовуються для виконання двовимірного формування променя, тобто як за азимутальним кутом, так і за кутом нахилу. Такі характеристики зазвичай бажані для приміщень або щільної міської забудови. Вид зсередини двовимірного прямокутного масиву з горизонтальною відстанню між елементами Δx і вертикальною відстанню між елементами Δy показано на рис. 1.10(в). Формування променів у всьому просторі, під усіма кутами, вимагає певної кубічної або сферичної структури (тривимірна конфігурація).

Четвертий приклад рис. 1.10(г) показує кубічну структуру з відстанями між елементами Δx , Δy та Δz , відповідно, в кожному напрямку в просторі.

Радіоприймач складається з ланцюгів понижувального перетворення та (складного) аналого-цифрового перетворення (АЦП). Повинно бути M ланцюгів понижуючого перетворення, по одному для кожного з елементів масиву.

Отримані сигнали від мобільних блоків об'єднуються в один, який є входом для решти частин приймача (підсилювач, декодування каналів тощо).

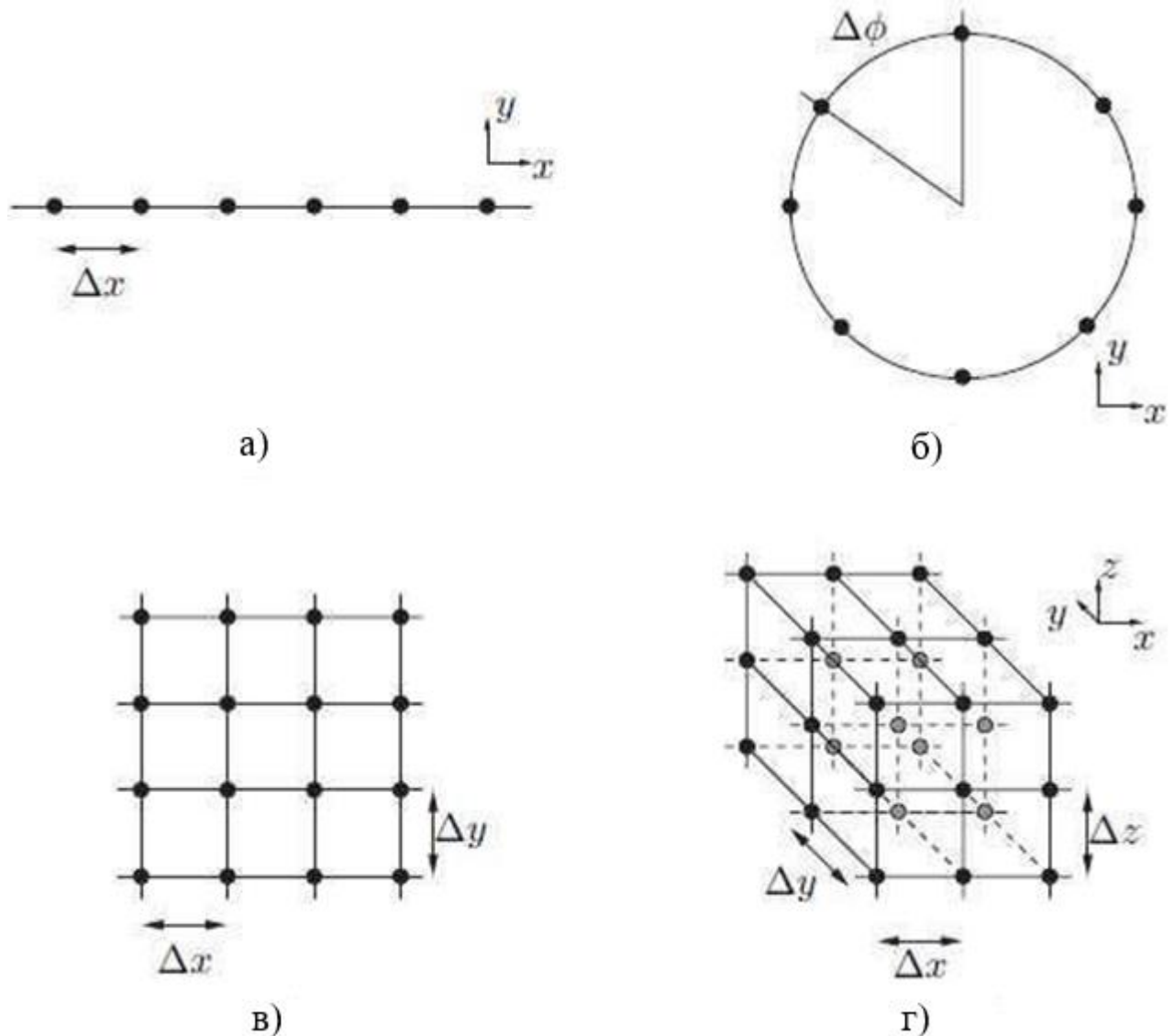


Рисунок 1.10 – Різні геометрії рівномірних решіток для інтелектуальних антен [13]

На основі прийнятого сигналу блок обробки сигналу обчислює комплексні ваги w_1, w_2, \dots, w_M , на які множиться отриманий сигнал від кожного з елементів решітки. Ці ваги визначатимуть діаграму спрямованості антени в напрямку висхідної лінії зв'язку. Оцінка ваг може бути оптимізована за допомогою одного з двох основних критеріїв, залежно від застосування та складності:

1) Максимізація потужності прийнятого сигналу від потрібного користувача (наприклад, комутована або фазована антенна решітка).

2) Максимізація SIR шляхом придушення сигналу, отриманого від джерел завад (адаптивна решітка).

Теоретично, за допомогою M антенних елементів можна "звести нанівець" $M-1$ джерело перешкод, але це число зазвичай буде меншим через багатопроменеве середовище розповсюдження.

Метод розрахунку ваг відрізняється залежно від типу критерію оптимізації. При використанні методу комутованого променя (SB) приймач тестує всі заздалегідь визначені вагові вектори (що відповідають набору променів) і вибирає найкращий, який дає найсильніший рівень прийнятого сигналу. Якщо використовується підхід фазованої решітки (ФР), який полягає у спрямуванні променя з максимальним коефіцієнтом підсилення на найсильніший компонент сигналу, ваги обчислюються після того, як спочатку оцінюється напрямок приходу (ДН). В адаптивній антенній решітці (AAP), де потрібно максимізувати SIR, оптимальний ваговий вектор (розмірності M) може бути обчислений за допомогою ряду алгоритмів, таких як оптимальне об'єднання та інших, які будуть розглянуті далі.

Коли формування променя виконується цифровим способом (після АЦП), блоки формування променя і обробки сигналу зазвичай можуть бути інтегровані в одному пристрої (цифровому сигнальному процесорі, ЦСП). Формування променя може виконуватися як на радіочастоті (RF), так і на проміжній частоті (IF).

Зазвичай адаптивний процес застосовується лише до висхідного/приймального каналу (від мобільного до базової станції). У цьому випадку мобільний пристрій споживає менше енергії для передачі, а час роботи акумулятора продовжується. Однак переваги адаптації дуже обмежені, якщо не застосовується формування променя в низхідній лінії зв'язку (від базової станції до мобільного пристрою). В принципі, методи, що використовуються у висхідній лінії, можуть бути перенесені на низхідну лінію.

Передавальна частина інтелектуальної антенної системи схематично подібна до її приймальної частини, як показано на рис. 1.11.

Сигнал розбивається на N гілок, які зважуються комплексними вагами w_1, w_2, \dots, w_N в блоці формування пелюсток. , w_N у блоці формування пелюсток. Блок обробки сигналу відповідним чином розраховує ваги, які формують діаграму спрямованості в напрямку низхідної лінії зв'язку. Радіоприймач складається з цифро-аналогових перетворювачів і ланцюгів висхідних перетворювачів. На практиці деякі компоненти, такі як самі антени і DSP, будуть такими ж, як і при прийомі. Основна відмінність між висхідною і низхідною лінією зв'язку полягає в то-

му, що оскільки на користувацьких терміналах (мобільних станціях) немає інтелектуальних антен, доступні лише обмежені знання про інформацію про стан каналу (CSI). Тому оптимальне формування променя в низхідній лінії зв'язку ускладнене, і такої ж продуктивності, як у висхідній лінії зв'язку, досягти неможливо.

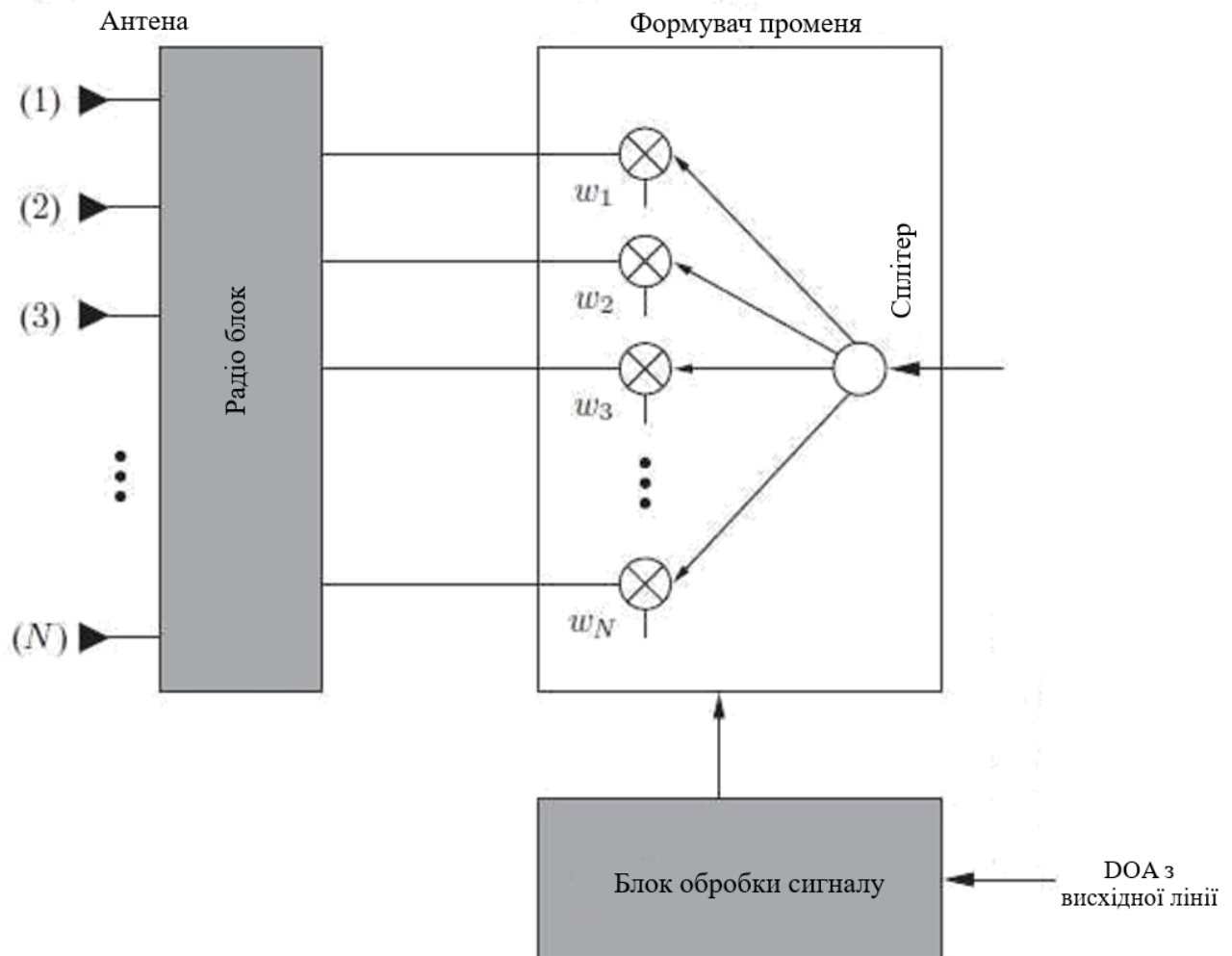


Рисунок 1.11 – Передавальна частина розумної антени [13]

Зазвичай існує два підходи до подолання цього недоліку. Перший полягає в розробці методів, які не потребують CSI, але з дещо обмеженим приростом продуктивності. Другий – це припущення про взаємність напрямків, тобто напрямком, з якого сигнал надходить на висхідну лінію, тісно пов'язаний з CSI на низхідній лінії.

Фізично адаптивна антена виглядає дуже схожою на звичайну антену, але має вбудовану електроніку та програмне забезпечення для керування. Вона співпрацює з адаптивною системою управління приймача в режимі реального часу. Вона також може інтерактивно взаємодіяти з системою управління мережею сті-

льникового зв'язку. Технології інтелектуальних антен лише нещодавно розглядалися для впровадження в наземних мобільних станціях і транспортних засобах через їхню високу системну складність і велике енергоспоживання [8].

1.7 Переваги та недоліки розумних антен

Збільшення пропускної здатності: основна причина зростаючого інтересу до інтелектуальних антен. У густонаселених районах мобільні системи зазвичай мають обмежену завадостійкість, що означає, що перешкоди від інших користувачів є основним джерелом шуму в системі (низький SIR). Оскільки інтелектуальні антени можуть знизити рівень перешкод, підвищити SIR, це дозволить обслуговувати більше користувачів. Особливо, адаптивна решітка дасть значне покращення. Експериментальні результати свідчать про збільшення середнього SIR до 10 дБ в міських умовах [14-17].

Збільшення радіусу дії: розумні антени можуть фокусувати свою енергію на цільових користувачах,

Це означає, що базові станції можна розміщувати на більшій відстані одна від одної, що призводить до зменшення кількості станцій і зниження витрат. Це корисно в сільських і малонаселених районах, де дальність радіопокриття важливіша за потужність.

Безпека: Інтелектуальні антени ускладнюють перехоплення з'єднання, оскільки злоумисник повинен знаходитися в тому ж напрямку, що і користувач базової станції, щоб отримати сигнал і перехопити з'єднання.

Визначення місцезнаходження користувачів: алгоритми визначення напрямку прибуття можуть бути використані для визначення місцезнаходження людей у надзвичайних ситуаціях або для будь-якого іншого сервісу, пов'язаного з визначенням місцезнаходження [6].

Основним недоліком смарт-антен є їхня висока вартість, оскільки їхні приймачі набагато складніші, ніж приймачі традиційних базових станцій. Антена потребує окремих ланцюжків приймачів для кожного антенного елемента решітки та точного калібрування в реальному часі для кожного з них.

Крім того, формування діаграми спрямованості антени та ДН є обчислювально інтенсивними, що вимагає дуже потужних цифрових сигнальних процесорів. Це також збільшує вартість системи в короткостроковій перспективі [18-22].

1.8 Методи формування променя

За допомогою антенних решіток потужність сигналу може бути спрямована в потрібному напрямку шляхом зміни властивостей антени. Серед цих властивостей антени географічна конфігурація, відносне переміщення і відносна діаграма спрямованості окремого елемента не можуть бути змінені миттєво, на відміну від амплітудного і фазового збудження, для конкретної антенної решітки.

Тому, регулюючи амплітуду і фазу збудження, діаграма спрямованості може бути сформована миттєво. Ця відома техніка обробки сигналів відома як формування діаграми спрямованості. Вона виявилася перспективною технологією в сучасних системах зв'язку. На рисунку (1.12) зображено процеси формування діаграми спрямованості антенних решіток при передачі та прийомі сигналу [22-26].

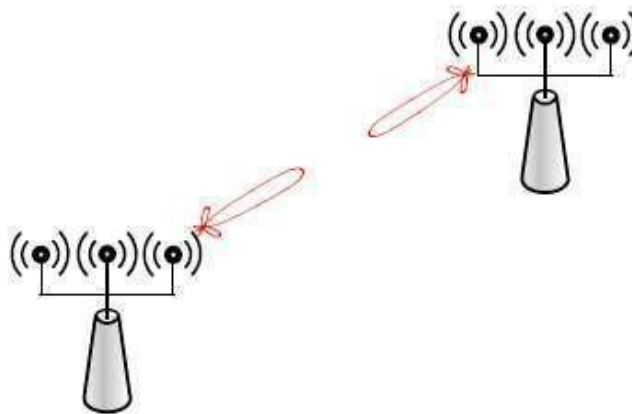


Рисунок 1.12 – Формування променя [10]

Аналогове формування променя – спосіб аналогового формування променя в бездротовій системі, що включає приймачі з декількома антенами, який включає етапи виконання ітеративного процесу формування променя на основі навчання пошуку променя; та визначення оптимізованих векторів формування променя передачі та прийому, що включають фазові вагові коефіцієнти, на основі ітеративного процесу формування променя; де кожна ітерація включає оцінку коефіцієнтів формування променя прийому та передачі по черзі, поки коефіцієнти формування променя прийому та передачі не збігаються.

Цифрове формування променя – у DBF операції масштабування амплітуди, фазового зсуву і підсумовування для прийому сигналів виконуються в цифровому вигляді для кожного елемента антени. Для цього використовуються мікросхеми DSP загального призначення. Для обробки цифрового сигналу для кожного еле-

мента антени використовується АЦП. Оскільки радіосигнали більш ніж коротковильовий діапазон частот (> 30 МГц) занадто високі, щоб їх можна було оцифрувати безпосередньо за короткий час, використовуються "радіочастотні перекладачі" для зсуву частоти сигналу вниз перед АЦП.

Потім оцифрований сигнал кожного елемента антени передається на цифровий понижуючий перетворювач. Це змінює центральну частоту каналу радіооператора до 0 Гц і пропускає тільки ту смугу частот, яка необхідна для каналу. Понижувальне перетворення частоти створює "квадратурну" смугу частот з низькою частотою дискретизації [5].

Використання формування променя в системі мобільного зв'язку є джерелом для дослідження можливостей та покращення якості за допомогою інтелектуальної адаптивної антенної решітки. Амплітуда і фаза кожного елемента антенної решітки контролюються при формуванні променя; система інтелектуальних адаптивних антенних решіток заснована на концепції формування променя.

Формування променя – це тип просторової фільтрації, який має два різновиди: коутоване формування променя та адаптивне формування променя.

Коутоване формування променя – цей тип систем має наступні характеристики:

- 1) Він має кілька високоспрямованих, фіксованих, заздалегідь визначених променів, як показано на рис. 1.13.
- 2) Промені перемикаються на потрібні напрямки або сектори тільки при виявленні рівня сигналу.

Вибирає один з декількох заздалегідь визначених, фіксованих променів. Ці промені перемикаються з одного променя на інший, коли потрібний користувач переміщується по сектору.



Рисунок 1.13 – Система антенних решіток з комотованим променем [9]

Адаптивне формування променя – цей тип систем має наступні характеристики:

- промені не формуються в заданому напрямку;
- обробка в реальному часі та підвищення продуктивності системи;
- базова станція формує вузький промінь у напрямку потрібного користувача і генерує нулі на шляху сигналів, що заважають, як показано на рис. 1.14 [27].

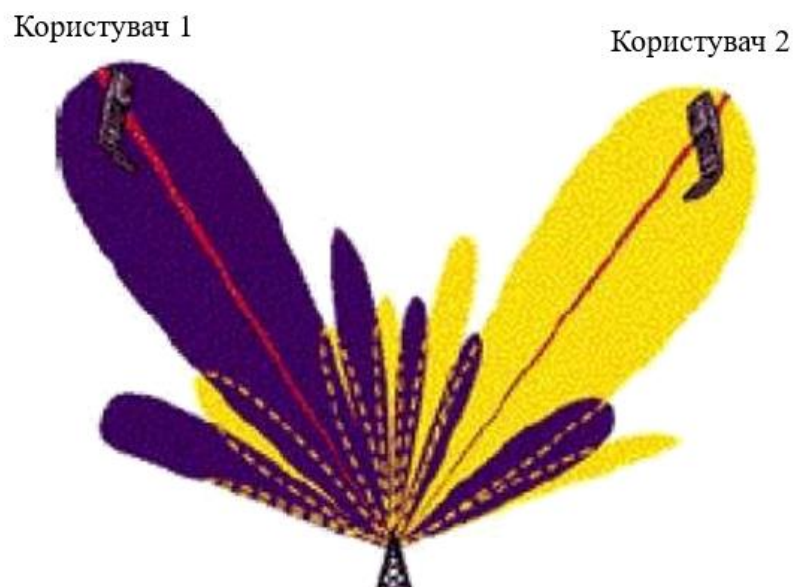


Рисунок 1.14 – Адаптивна просторова обробка, що підтримує двох користувачів на одному звичайному каналі одночасно в одній комірці [9]

Алгоритми формування променя поділяються на дві основні категорії. Одна категорія потребує навчального сигналу для оновлення свого вагового вектора, а інша – не потребує навчального сигналу.

Сліпий адаптивний алгоритм формування променя не потребує навчальної послідовності для оновлення свого комплексного вагового вектора, але використовує деякі з відомих властивостей бажаного сигналу. Прикладами сліпих алгоритмів формування променя є алгоритм постійного модуля (СМА), алгоритм спектральної самокогерентності RE Storal (SCORE), алгоритм мінімальних дисперсійних спотворень без урахування відгуку (MVDR) та алгоритм прийняття рішення (DD).

Несліпий адаптивний алгоритм формування променя потребує навчального сигналу для оновлення свого комплексного вагового вектора. Під час навчання навчальний сигнал надсилається передавачем до приймача, і приймач використовує цю інформацію для обчислення нової ваги для збіжності, щоб сформувати промінь у потрібному напрямку. Алгоритми найменших середніх квадратів (LMS), нормалізованих найменших середніх квадратів (NLMS), рекурсивних найменших квадратів (RLS), алгоритм афінної проекції ядра (КАРА) та алгоритм прямої інверсії матриці (DMI) відносяться до категорії несліпих алгоритмів [7].

2 МЕТОДИ РЕАЛІЗАЦІЇ ТЕХНОЛОГІЙ SMART-АНТЕН У СИСТЕМІ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ 5G

Методи смарт-антен являють собою технології, які покращують продуктивність безпроводових комунікацій шляхом управління напрямом та формою випромінюваних сигналів. Класифікацію методів наведено в таблиці 2.1. Вони дозволяють адаптувати роботу антен до умов середовища, що змінюються, збільшуючи швидкість передачі даних, розширюючи покриття сигналу і підвищуючи якість зв'язку.

Одним із ключових методів є beamforming, який дозволяє антенам фокусувати сигнал у певному напрямку, збільшуючи його потужність та покращуючи якість зв'язку. Технологія MIMO (Multiple Input Multiple Output) використовує безліч антен для одночасної передачі та прийому даних, що підвищує пропускну здатність каналу та зменшує вплив перешкод.

Технології, такі як Space-Time Coding, використовують просторово-часове кодування для підвищення надійності передачі даних та стійкості до перешкод.

Таблиця 2.1 – Класифікація методів smart антен

Метод	Опис
Beamforming	Фокусування радіосигналу у певному напрямку для покращення якості зв'язку.
Space-Time Coding	Використання просторово-часового кодування для підвищення швидкості передачі даних та стійкості до перешкод.
Channel State Information	Використання інформації про стан каналу адаптації параметрів передачі.
Multiple Input Multiple Output (MIMO)	Використання безлічі антен для передачі даних зі збільшенням пропускну здатності та надійності зв'язку.
Adaptive Array Processing	Обробка сигналів з використанням адаптивних методів для покращення якості прийому та передачі.

За останні роки було представлено та досліджено чимало новаторських концепцій для реалізації мереж 5G та інших мереж. Основні технології, які сприяли розвитку систем 5G і 6G, охоплюють міліметрові хвилі, малі стільники, формування променів, архітектуру, орієнтовану на пристрої, повнодуплексну технологію, масив МІМО, терагерцову хвилю та спектр видимого світла, як це зображено на рисунку 2.1 [12].



Рисунок 2.1 – Базові технології для 5G та інших мереж [12]

2.1 Міліметрові хвилі

Зазвичай, частота до 6 ГГц застосовується для мобільного зв'язку, а частота понад – для інших сервісів, таких як медичне зображення, мікрохвильове дистанційне дослідження, радіолюбительство, терагерцові обчислювання та радіоастрономія. Різке зростання трафіку даних призвело до переповнення радіочастотного спектру. Тому пропускна спроможність для користувача обмежена, що викликає повільне та непевне підключення. Одним із варіантів розв'язання цієї проблеми є використання частоти понад 6 ГГц для бездротового зв'язку. Частота понад 6 ГГц ніколи не застосовувалася для бездротового зв'язку, і було зроблено багато дослідів щодо передавання міліметрових хвиль. Міліметрові хвилі мають частоту від 30 ГГц до 300 ГГц, і їх називають міліметровими хвилями, тому що їх довжина змінюється від 1 до 10 мм у порівнянні з радіохвилями, які використовуються в сучасній системі мобільного зв'язку, довжина яких складає десятки сантиметрів.

За останні роки було оприлюднено багато аспектів міліметрових хвиль [3, 4]. Автори в [5, 6]. обговорюють потенціал і проблеми в технології міліметрових хвиль. Майбутнє мережі 5G з технологією міліметрових хвиль представлено в [6]. Міліметрові хвилі можуть надати пропускну спроможність у десять разів вищу, ніж у всьому мобільному діапазоні 4G. Ці високочастотні хвилі застосовуються в деяких супутникових проєктах, але вони ніколи не застосовувалися для мобільного широкосмугового зв'язку. Оскільки міліметр має меншу довжину хвилі, вони не підходять для використання на далекій відстані. Інша проблема з міліметровими хвилями полягає в тому, що вони не можуть пройти через будинки та перепони, і вони, зазвичай, поглинаються дощем.

2.2 Субміліметровий або терагерцовий діапазон

Внаслідок глобалізації сучасний ринок бездротового зв'язку стрімко зростає. У зв'язку з дискусіями про мережі 6G, необхідність вищого спектру стає неминучою у найближчій перспективі. Для бездротового зв'язку можна використовувати частоту, яка перевищує діапазон міліметрових хвиль (30 ГГц–300 ГГц). Діапазон частот між 300 ГГц та 3 ТГц називається терагерцовим діапазоном. Ця концепція є досить новою, але дослідження в цій сфері можуть принести користь для галузі бездротового зв'язку [14]. Крім вищого спектру, ТГц-діапазон має багато переваг, таких як відсутність завад при розгортанні, здатність до масштабування, покращена безпека, наявність нового спектру поля, низька потреба в енергії, покращення передньої лінії зв'язку для бездротової мережі, маленький розмір антени та направлені пучки [18].

Для таких застосувань, як зображення, спектроскопія, голографічна телеприсутність та масштабні комунікації, технологія ТГц-діапазону могла б бути вигідною. У процесі впровадження діапазону ТГц виникає декілька проблем та нових напрямків досліджень, таких як складний дизайн антени для забезпечення вищого коефіцієнта підсилення антени, визначення та розгортання точки доступу, складний дизайн схеми, великі втрати при поширенні та складне управління мобільністю [18]. На рисунку 2.2 показані діапазони міліметрових та терагерцових хвиль.

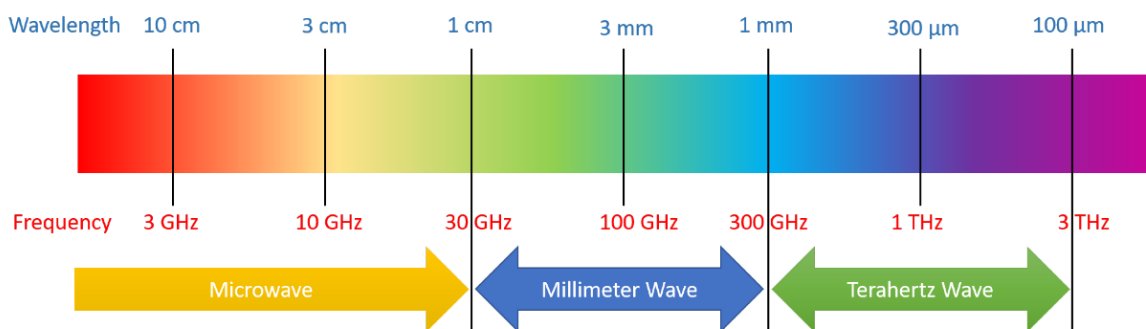


Рисунок 2.2 – Міліметровий і терагерцовий діапазон хвиль [18]

В останні часи з'явилася ідея надмасивної технології MIMO (UM-MIMO), яка застосовує переваги плазмонних матеріалів для виготовлення антен і трансиверів для досягнення пропускної спроможності ТГц-діапазону. Матеріали, такі як графен і наноматеріали, можуть служити для виробництва наноантен і трансиверів. Ці наноантени та трансивери можуть функціонувати в ТГц-діапазоні [18]. UM-MIMO може скористатися перевагами цих маленьких антен і трансиверів для забезпечення вищого просторового мультиплексування та формування пучка. Таким чином, швидкість передавання даних і відстань зв'язку можуть бути поліпшені за допомогою просторового мультиплексування та формування пучка. Для реалізації ТГц UM-MIMO для мереж 5G і понад, необхідно багато досліджень. Деякі з викликів полягають у виробництві плазмонних наноантенних масивів, оцінці каналу, попередньому кодуванні, детекції сигналу, формуванні пучка [18].

2.3 Малі стільники або неоднорідні мережі

Малі стільники (Small Cells) – це дрібні базові станції низької потужності, які можна розташувати кожні 100 м для охоплення маленьких географічних областей. Ці базові станції низької потужності запобігають втраті сигналу в місцях з великою кількістю людей. Малі стільники дуже легкі і компактні; тому їх можна встановити будь-де. Якщо ми застосовуємо міліметрові хвилі замість звичайного спектру нижче 6 ГГц, малий стільник може стати ще меншим, і його можна розмістити майже будь де [15].

Малі стільники матимуть важливе значення для забезпечення високошвидкісного мобільного широкосмугового зв'язку та ультранизької затримки для 5G. Малі стільники можна поділити на мікростільники, фемтостільники та пікостільники за розміром зони охоплення та кількістю користувачів, яких вони можуть

обслуговувати. Декілька досліджень малих стільників та їх переваг для мереж 5G розглянуто в [9].

2.4 Формування променя

Формування променя (beamforming) – це можливість базової станції налаштувати напрямність антени [17]. Формування променя дозволяє базовій станції вибрати оптимальний шлях для передачі даних користувачеві, а також знижує завади користувачам, які перебувають поруч, на шляху, як зображено на рисунку 2.3.



Рисунок 2.3 – Масивне формування променя з множинним виходом і множинним виходом (MIMO) [17]

Формування променя має декілька переваг для мереж 5G та інших. За різних обставин технологія формування променя може бути застосована різними методами в майбутніх мережах. Для великих систем MIMO формування променя допомагає покращити ефективність спектру, а для міліметрових хвиль це допомагає підвищити швидкість передачі даних. У великих системах MIMO базова станція може передавати дані користувачеві по різних шляхах, і формування променя тут враховує рух пакетів і час прибуття, щоб дати можливість більшій кількості користувачів передавати дані одночасно. Оскільки міліметрові хвилі не можуть пройти через перешкоди та не розповсюджуються на великі відстані через меншу довжину хвилі, формування променя тут допомагає передавати сфокусовані про-

мені до користувачів. Таким чином, формування променя допомагає користувачеві отримувати сильний сигнал без завад іншим користувачам.

2.5 Архітектура центрального пристрою

Поточна система 4G базується на архітектурі, спрямованій на базову станцію, де пристрій використовує з'єднання низхідної та висхідної лінії зв'язку, а також канал керування та передачі даних для отримання послуг від базової станції. З ростом кількості користувачів щільність мобільного зв'язку або щільність базових станцій швидко збільшується, і це ущільнення в мережі потребуватиме серйозних змін у мережах 5G та інших [16]. Крім того, з виникненням міліметрових хвиль багато частотних діапазонів з абсолютно різними властивостями розповсюдження будуть існувати разом. Таким чином, архітектура, спрямована на базову станцію, може перетворитися в архітектуру центрального пристрою, у майбутніх мережах, щоб вирішити такі проблеми, як ущільнення мережі та розширення діапазонів частот.

У архітектурі центрального пристрою користувач буде комунікувати шляхом обміну інформацією через кілька різних вузлів. Різні дослідження переваг архітектури пристрою для мереж 5G наведені в матеріалі [23]. Центральна архітектура пристрою зображена на рисунку 2.4.

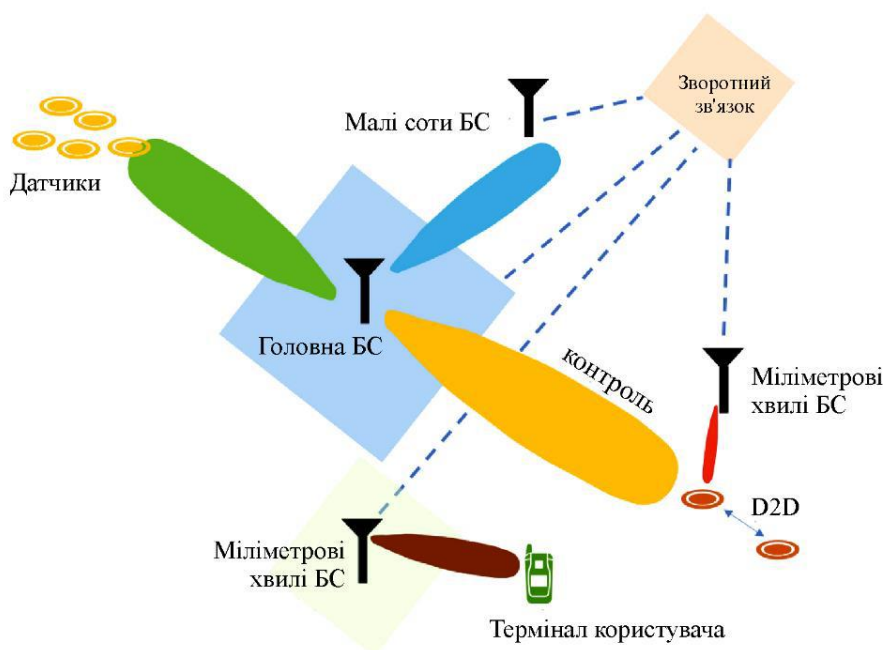


Рисунок 2.4 – Центральна архітектура пристрою [22]

2.6 Повнодуплексна технологія

Зазвичай, бездротова передача та прийом відбуваються в різних діапазонах частот, щоб запобігти перешкодам. Тому, будь-яка двостороння система повинна відокремлювати висхідний і низхідний канали за допомогою часової або частотної області, щоб мати ортогональні сигнали без перешкод. Повний дуплекс означає одночасну передачу та прийом в одному діапазоні частот і в один і той же час, як показано на рисунку 2.5. Мережі 5G застосовуватимуть повний дуплекс для передачі сигналів, щоб потенційно збільшити пропускну здатність мережі, і це корисно для вищих рівнів (наприклад, рівня МАС). Одним з недоліків повнодуплексної технології є те, що вона збільшує перешкоди сигналу, що спричиняє ехо. Було зроблено кілька досліджень повнодуплексної технології та її переваг для мереж 5G [21].

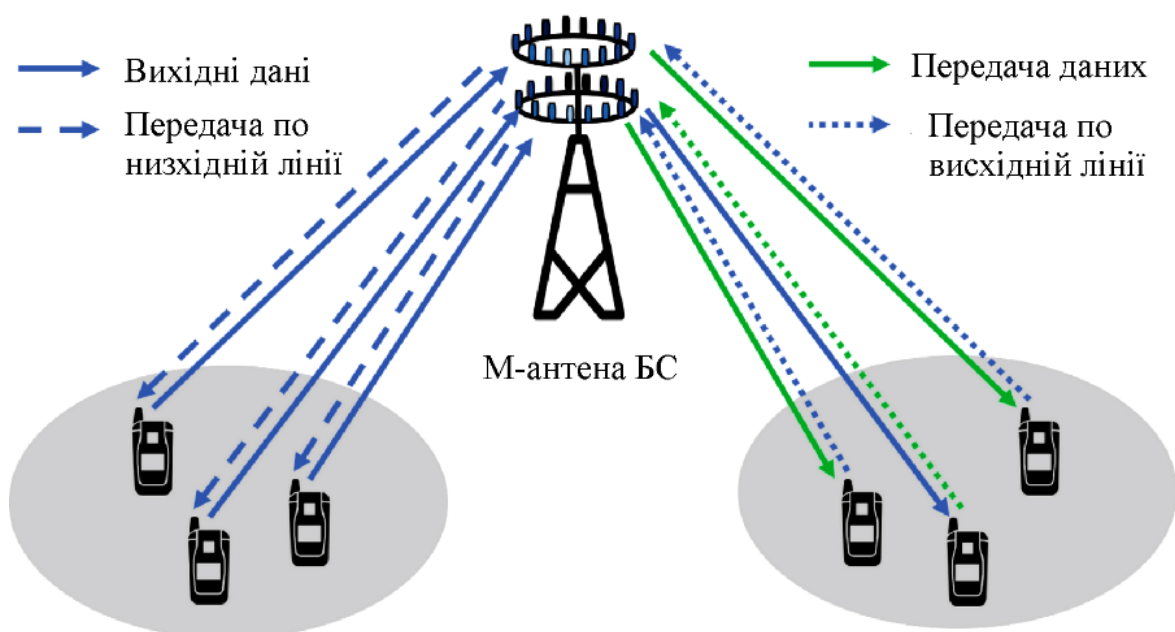


Рисунок 2.5 – Повнодуплексна технологія [21]

2.7 Комунікація через видиме світло

Комунікація у видимому світлі (Visible Light Communication – VLC) надає продуктивність, схожу на оптичне волокно, для мереж наступного покоління. Ця технологія використовує видиме світло з частотою від 400 до 800 ТГц за допомогою люмінесцентних ламп або світлодіодів для передачі сигналу на коротку відс-

тань. VLC можна реалізувати з дуже дешевим апаратним забезпеченням, і вона може скористатися перевагами неліцензійної смуги. VLC не випромінює електромагнітне випромінювання, тому вона не залежить від зовнішнього електромагнітного випромінювання [24]. Оскільки для цієї технології потрібне джерело світла, ця технологія переважно корисна для використання всередині приміщень. Стандарт для VLC був встановлений у IEEE 802.15.7, але проєкт партнерства третього покоління (3rd Generation Partnership Project – 3GPP) не враховував його для мобільних мереж VLC був би дуже вигідним для додатків розумного міста, і він був визначений однією з основних технологій для мереж 6G.

2.8 Масивна система MIMO

Сучасні бездротові системи не можуть обійтися без систем MIMO, які дозволяють досягати високих показників спектральної та енергоефективності. Раніше використовувалися системи з одним входом і одним виходом, але вони мали низьку пропускну здатність і не забезпечували високої надійності для багатьох користувачів. Щоб відповісти на величезний попит користувачів, були створені різні нові технології MIMO, такі як MIMO для одного користувача (SU-MIMO), MIMO для багатьох користувачів (MU-MIMO) і мережевий MIMO. Проте цих нових технологій теж не вистачає, щоб задовольнити постійно зростаючі вимоги. За останні роки кількість користувачів бездротового зв'язку різко збільшилася, і вони створюють трильйони даних, які потребують ефективнішої обробки з більшою надійністю.

Інтернет речей складається з мільярдів пристроїв, які використовують різні програми для розумної медицини, розумних будинків і розумної енергетики, які генерують трафік даних. Поточні технології MIMO, які працюють у мережі 4G/LTE, не справляються з цим величезним обсягом трафіку даних з достатньою швидкістю та надійністю. Тому мережа 5G вважає технологію MIMO за потенційне рішення проблеми, яку створюють масовий трафік даних.

Масивна MIMO є найбільш перспективною технологією для 5G і наступних поколінь бездротового доступу. Масивна MIMO є розвитком сучасних систем MIMO, які застосовуються в сучасних безпроводових мережах, які використовують сотні або тисячі антен на базовій станції та одночасно обслуговують десятки користувачів. Завдяки додатковим антенам, які використовує масив MIMO, енергія фокусується в меншій просторовій зоні, що покращує спектральну ефектив-

ність і пропускну здатність. Масивна низхідна лінія зв'язку MIMO та система висхідної лінії зв'язку зображені на рисунку 2.6 [21].

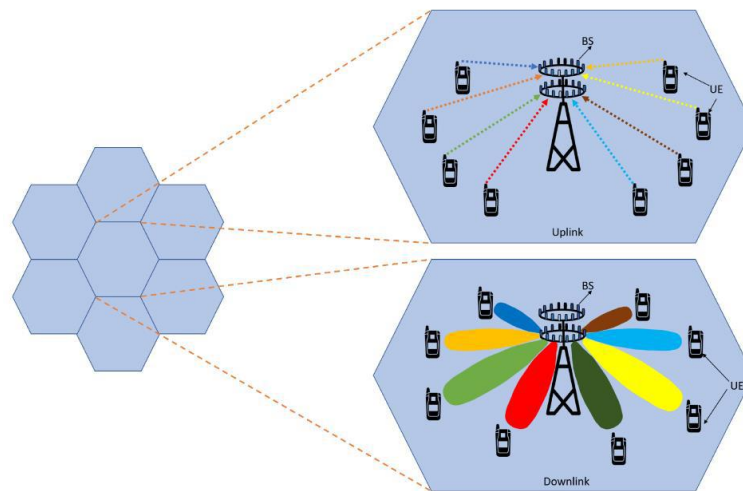


Рисунок 2.6 – Масивна MIMO uplink і downlink [21]

Коли кількість антен у масивній системі MIMO зростає, випромінювані промені стають вузькими та просторово орієнтованими на користувача. Діаграми спрямованості для різних конфігурацій антен наведені на рисунку 2.7 [23].

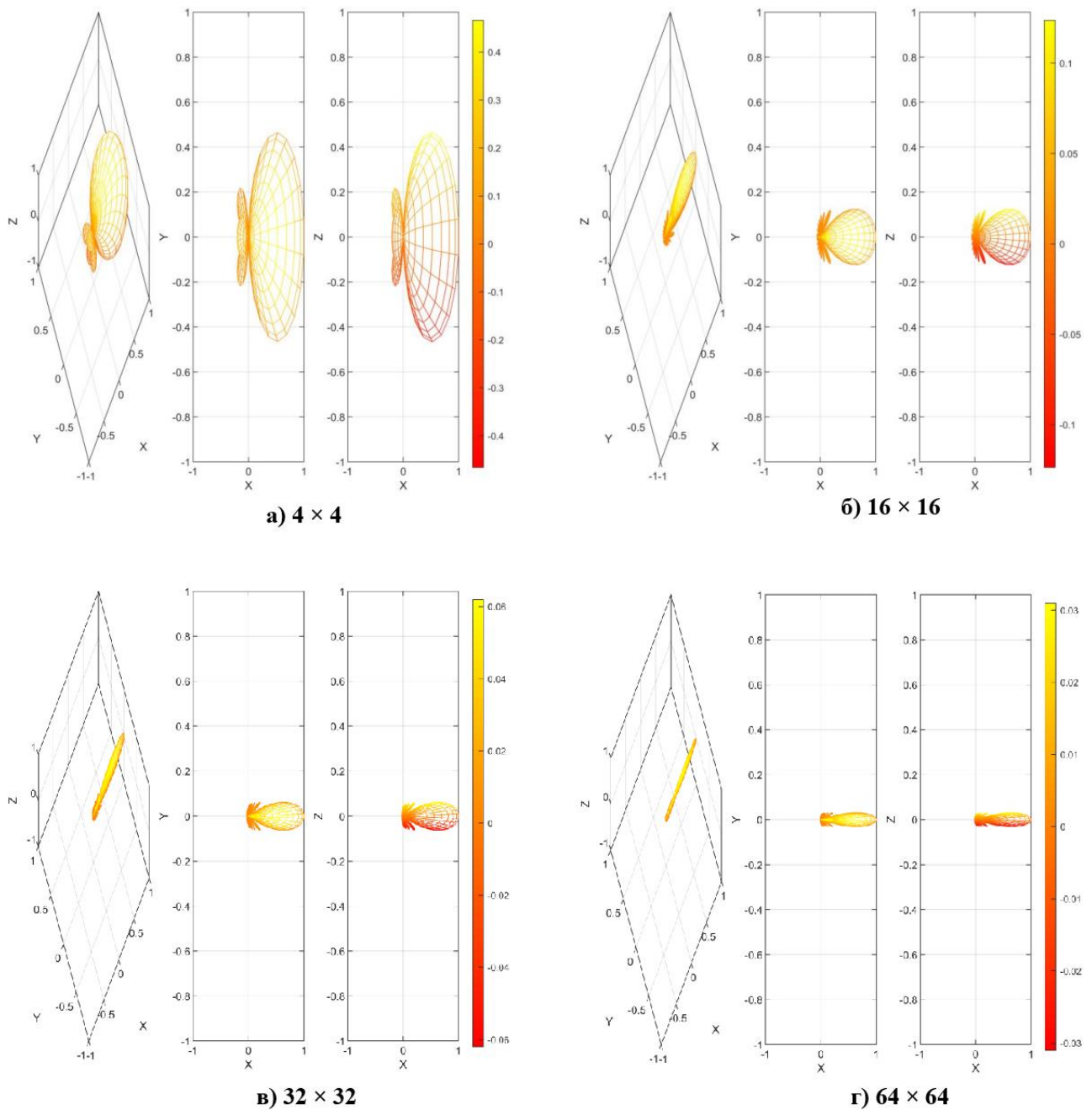


Рисунок 2.7 – Діаграма спрямованості з різною конфігурацією антени:
а) 4×4 МІМО; б) 16×16 МІМО; в) 32×32 МІМО; г) 64×64 МІМО [23]

Ці просторово орієнтовані промені антени підвищують пропускну здатність для потрібного користувача та знижують завади для сусіднього користувача. Масивна МІМО надає великі переваги порівняно з традиційною системою МІМО, які узагальнені в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 – Порівняння традиційної системи MIMO та масивної системи MIMO

	MIMO	Massive MIMO
Кількість антени	≤ 8	≥ 16
Пілотне забруднення	Низьке	Високе
Пропускна здатність	Низьке	Високе
З'єднання антени	Низьке	Високе
Рівень бітових помилок	Високе	Низьке
Шумостійкість	Низьке	Високе
Розмаїття/приріст ємності	Низьке	Високе
Енергоефективність	Низьке	Високе
Вартість	Низьке	Високе
Складність	Низьке	Високе
Масштабованість	Низьке	Високе
Стабільність посилення	Низьке	Високе
Кореляція антени	Низьке	Високе

Канал висхідної лінії зв'язку служить для передавання даних і пілот-сигналу від користувача до базової станції, як зображено на рисунку 2.8(а). Розглянемо масивну систему MIMO висхідної лінії зв'язку, яка має M антен на базовій станції та одночасно зв'язується з N ($M \gg N$) користувачами з однією антеною. Якщо сигнал, який передає користувач, або визначений пілот-сигнал для оцінювання каналу є $x \in \mathbb{C}^N$, то сигнал, який приймається на базовій станції під час висхідної лінії зв'язку, має вигляд формули 2.1:

$$y = Hx + n_{\text{uplink}}, \quad (2.1)$$

де $y \in \mathbb{C}^M$, сигнал, отриманий на базовій станції, H – вектор каналу між терміналом користувача та базовою станцією, а елементи $H \in \mathbb{C}^{M \times N}$ є незалежними та однаково розподіленими з нульовим середнім і одиничною дисперсією, тобто $H \sim \mathcal{CM}(0, 1)$.

Додатковий термін $n_{\text{uplink}} \in \mathbb{C}^M$ – це додавання перешкод від кількох передач і шуму приймача. Додані перешкоди не залежать від сигналу користувача x ,

але можуть залежати від каналу H . Де n_{uplink} визначається за допомогою формули 2.2:

$$n_{uplink} = n_{uplink-перешкода} + n_{шум} \quad (2.2)$$

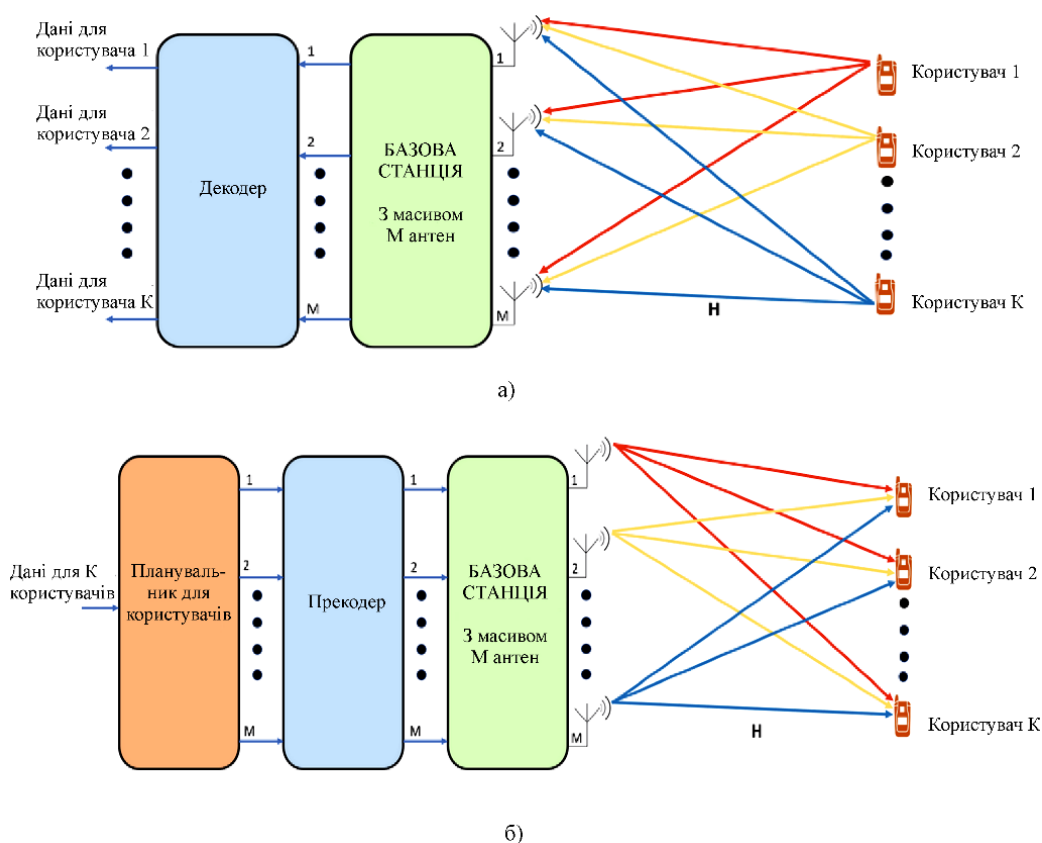


Рисунок 2.8 – Масивна робота висхідного та низхідного зв'язку MIMO [23]

а) Uplink б) Downlink

Для передавання даних або вимірювання каналу між базовою станцією та користувачем використовується канал низхідної лінії зв'язку. Базова станція застосовує пілоти для навчання, щоб оцінити канал. На рисунку 2.8(б) показано передачу по каналу низхідної лінії зв'язку між декількома UE (User equipment – UE) та базовою станцією. Ми розглядаємо велику систему MIMO низхідної лінії зв'язку, де M антен на базовій станції обслуговують N одноантенних користувачів одночасно. Базова станція передає різну інформацію різним користувачам одночасно. Отриманий сигнал $y_k \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ для k -го користувача визначається за формулою 2.3:

$$y_k = h_k x_k + n_{downlink} \quad (2.3)$$

де h_k – канальний вектор між k -м користувачем і базовою станцією, елементи якого є незалежними та однаково розподіленими з нульовим середнім і одиничною дисперсією, тобто $h \sim CM(0, 1)$. $x_k \in \mathbb{C}^M$ – це сигнал, переданий базовою станцією для користувача k , а $n_{downlink}$ – це додатковий шум, який складається з шуму приймача $n_{шум} \sim CM(0, \sigma^2, 1)$ та перешкод під час низхідної лінії зв'язку $n_{downlink-перешкода}$, викликаної одночасною передачею іншим користувачам і подається як показано в формулі 2.4:

$$n_{downlink} = n_{downlink-перешкода} + n_{шум}. \quad (2.4)$$

2.9 Переваги масивної MIMO для мереж 5G і не тільки

Масивна технологія MIMO має такі переваги:

- 1) Спектральна ефективність: масивна MIMO дозволяє антенній решітці направляти тонкі промені на користувача. Це підвищує спектральну ефективність більш ніж у десять разів порівняно з поточною системою MIMO, яка застосовується для 4G/LTE [19].
- 2) Енергоефективність: масивна MIMO зменшує випромінювану потужність і енергоспоживання, оскільки антенна решітка фокусується на малій області.
- 3) Висока швидкість передачі даних: масивна MIMO збільшує швидкість і пропускну здатність безпроводових систем за рахунок посилення масиву і просторового мультиплексування.
- 4) Відстеження користувачів: масивна MIMO використовує вузькі сигнальні промені до користувача; це поліпшує надійність і точність відстеження користувачів.
- 5) Низьке енергоспоживання: масивна MIMO використовує лінійні підсилювачі дуже низької потужності, що усуває необхідність великого електронного обладнання в системі. Це значно знижує споживання електроенергії.
- 6) Менше завмирання: Масивна кількість антен в приймачі робить масивний MIMO стійким до завмирання.
- 7) Низька затримка: масивний MIMO скорочує затримку радіоінтерфейсу.

8) Надійність: масивні системи MIMO стійкі до навмисних і ненавмисних перешкод і внутрішніх перешкод. Також ці системи можуть працювати навіть при відмові однієї або декількох антен через великі антени.

9) Надійність: Масивна кількість антен в масивній системі MIMO забезпечує більше різноманітності посилення, що покращує надійність з'єднання.

10) Покращена безпека: масивний MIMO забезпечує більшу фізичну безпеку за допомогою ортогональних каналів мобільних станцій і вузьких променів.

11) Низька комплексна лінійна обробка: більша кількість антен базової станції дозволяє використовувати прості детектори сигналів і прекодера для системи.

2.10 Massive MIMO та мережі 5G

5G стандартизація. Поточні системи MIMO не можуть справитися з великим обсягом безпроводових даних. З розвитком таких ідей, як IoT, машинна комунікація, віртуальна та доповнена реальності, поточна система не може надати необхідну спектральну ефективність. Нові експерименти з масивною системою MIMO показали її вартість, демонструючи рекордну спектральну ефективність. Дослідження виявило спектральну ефективність 145,6 біт/с/Гц для 22 користувачів, кожен з яких використовував 256-квадратурну амплітудну модуляцію (256-QAM), на спільному радіоканалі 20 МГц на частоті 3,51 ГГц з 128 антен на базовій станції. Це було величезним покращенням спектральної ефективності порівняно з 3 біт/с/Гц, які є розширеною вимогою Міжнародного мобільного зв'язку (IMT) для 4G.

Масивні системи MIMO були перевірені в різних умовах, як в приміщенні, так і на відкритому повітрі. Було також доведено, що масивна система MIMO працює надійно з низькою складністю радіочастотної та основної смуги частот. Масивна система MIMO була також успішно реалізована на апаратному рівні, і було показано, що ці системи можуть бути побудовані з дуже простим і дешевим апаратним забезпеченням як для цифрових базових, так і для аналогових радіочастотних кіл. Крім того, було розроблено багато алгоритмів попереднього кодування, виявлення, планування та вирівнювання для подальшого зменшення вартості та потужності. Усі ці нові інновації та розробки в масивній MIMO сприяють привабливому впровадженню цієї технології, необхідної для безпроводових мереж 5G і не тільки.

Масивна система MIMO вже використовується в Китаї та Японії в рамках 4G LTE. SoftBank Group Corp. в Японії впровадила масивну технологію MIMO у своїй мережі в 2016 році. У 2017 році Vodafone і Huawei разом провели реальний експеримент для тестування систем Massive MIMO і досягли швидкості 717 Мбіт/с. У 2018 році Nokia випустила легкий та енергоефективний чіпсет для масивної конструкції MIMO-антени, який отримав назву ReefShark. Цей чіпсет може зменшити масивний розмір антени MIMO вдвічі, і його вважають однією з перспективних технологій для впровадження масивної системи MIMO. Samsung також продемонструвала, що масивний MIMO може забезпечити одночасне високошвидкісне потокове відео без затримки в людному місці, експериментуючи на переповненому стадіоні в Південній Кореї. У січні 2019 року Sprint Mobile здійснив перший у світі дзвінок даних 5G з використанням 2,5 ГГц і Massive MIMO в комерційній мережі 3GPP 5G New Radio.

Теоретично системи Massive MIMO можуть мати нескінченну кількість антен на базовій станції. Але зазвичай від 64 до 128 використовуються практично в масивній базовій станції MIMO. Нещодавно Sprint Network, співпрацюючи з такими лідерами, як Ericsson, Nokia і Samsung Electronics, розгорнули масивні системи MIMO із 128 антенами (64 антени для прийому сигналу та 64 антени для передачі сигналу). Однією з визначних переваг масивного MIMO є те, що нам потрібне лише складне обладнання на базовій станції, тоді як UE може мати одну антену та просту конструкцію антени [20]. Таким чином, для масивної MIMO більша кількість антен потрібна лише на базовій станції, але не на UE. Сучасні смартфони мають від 2 до 4 антен. Сучасні смартфони мають від 2 до 4 антен, але для масивного MIMO буде достатньо мати лише одну антену на UE.

2.11 Основні аспекти розділу

У цьому розділі надано огляд масивних систем MIMO, підкреслюючи ключові базові технології для мереж 5G і не тільки. Незважаючи на те, що масивна технологія MIMO має великі переваги для мереж 5G і 6G, все ще існують різні проблеми розгортання, такі як забруднення пілотного каналу, оцінка каналу, попереднє кодування, планування користувача, порушення апаратного забезпечення, енергоефективність і виявлення сигналу, які потрібно вирішити, перш ніж ми зможемо скористатися її обіцяними перевагами.

3 ОЦІНКА ПОКРИТТЯ ТА ЄМНОСТІ В СИСТЕМАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ 5G

3.1 Покриття

Антенна решітка використовується для збільшення відсотка площі комірки, яка має прийнятний рівень сигналу, що називається покриттям. Загалом, для послуг з низькою швидкістю передачі даних, таких як передача голосу, і при невеликому завантаженні комірки (ситуації з низькою пропускнуою здатністю), висхідна лінія зв'язку є лімітуючою ланкою для покриття. Причиною цього є, головним чином, обмеження потужності передачі мобільного терміналу. І це незважаючи на інші фактори на користь висхідної лінії зв'язку, такі як різноманітність приймальних антен і краща конструкція приймача на базовій станції [3]. Рівень прийнятого сигналу погіршується зі збільшенням відстані між передавачем і приймачем. Для успішної демодуляції прийнятий сигнал повинен перевищувати рівень власного шуму радіоприймача на певну величину. Відношення рівня прийнятого сигналу і цього шуму називається відношенням сигнал/шум (SNR). Стільникові системи розгортаються з певним "середнім" або номінальним показником SNR. Системи 5 покоління працюють з набагато нижчим значенням SNR, вводячи велику надлишковість у дані, що передаються, за допомогою процесу, відомого як "розповсюдження".

Адаптивне формування діаграми спрямованості може значно збільшити дальність покриття стільникового зв'язку за рахунок посилення антени і придушення завад. Зокрема, діапазон покриття може бути збільшений в $M^{1/\gamma}$ разів для середовищ з обмеженим рівнем шуму, де M позначає кількість елементів антени, а γ – показник втрат при поширенні. Як правило, з адаптивними антенами, що використовуються на базових станціях, потрібно менше майданчиків. Більшої зони покриття можна досягти за допомогою антен базових станцій, розташованих на більшій висоті над місцевістю. Однак цей системний компроміс між висотою антени і зоною покриття можна полегшити, використовуючи кількість елементів антени як параметр проектування [13].

3.2 Пропускна здатність

Ємність стільника можна визначити як максимальну кількість користувачів на одну комірку, яку можна підтримувати при заданому рівні продуктивності. Для голосу це означає, що BER становить 10^{-3} або менше. Двома ключовими факторами у визначенні того, яка лінія зв'язку обмежує пропускну здатність системи, є потужність передачі базової станції і цільовий коефіцієнт завантаження висхідної лінії зв'язку. Існує компроміс між покриттям і пропускну здатністю системи, тобто збільшення пропускну здатності сектору (іншими словами, пропускну здатності або кількості користувачів) зменшує покриття [3]. Зазвичай, початковий дизайн системи базується на вимогах до покриття, тому початковий цільовий коефіцієнт завантаження висхідної лінії зв'язку є низьким, щоб максимізувати площу покриття. Це призведе до сценарію обмеженої пропускну здатності висхідної лінії зв'язку, оскільки максимальне навантаження на висхідну лінію зв'язку досягається до того, як базова станція вичерпає потужність передачі.

Залежно від кількості антенних елементів, середовища розповсюдження та кількості динамічних виділень каналів, адаптивне формування променя збільшує кількість доступних голосових каналів через лінії зв'язку [4]. На виході адаптивного формувача променя відбувається збільшення швидкості передачі даних за рахунок покращення SIR. Очікуване мінімальне покращення швидкості становить $10 \log M$ дБ, що залежить від формату модуляції в умовах обмеженого шуму [4].

3.3. Максимальне відношення сигнал/завада/шум

Формування променя використовується для максимізації бажаного сигналу при мінімізації великої кількості заважаючих сигналів, що надходять з багатьох напрямків у висхідній лінії зв'язку системи [7]. Це досягається за рахунок використання антенних решіток для збільшення отриманого SINR, що призводить до зменшення BER в цифрових системах. Для голосових або відео додатків зменшення BER призводить до відповідного покращення якості прийнятого сигналу. Загалом, для каналів з обмеженим рівнем шуму мінімальні пороги сигналу зменшуються на $10 \log_{10} M$, де M – кількість антенних елементів у решітці.

Коли кількість сигналів, що заважають, велика, формувач променя не може адекватно придушити всі з них, і це може призвести до незначного посилення

шумової складової. Вирішенням цього обмеження є статистично оптимальне максимальне SINR променевого формувача, яке максимізує відношення потужності вихідного сигналу до потужності завад і шуму. Цей метод вимагає знання як бажаного сигналу, так і кореляційної матриці завад. Значення SINR на виході формувача променя задано формулою 3.1 [5].

$$y = w^H x = w^H (as + \eta) = w^H as + w^H \eta = y_s + y_\eta, \quad (3.1)$$

де $y_s = w^H (as)$ – вихідний бажаний сигнал, а $y_\eta = w^H \eta$ – вихідна завада. Середнє значення вихідного SINR тоді дорівнює формулі 3.2 [1].

$$SINR = E \left\{ \frac{w^H as (as)^H w}{w^H \eta \eta^H w} \right\} = \frac{w^H R_s w}{w^H R_i w}. \quad (3.2)$$

Де $R_s = E\{as(as)^H\}$ та $R_i = E\{\eta\eta^H\}$. Оптимальним ваговим вектором w_{opt} є вектор, який максимізує (3.2). Зв'язок між SIR і BER в адаптивній антенній решітці наведено в [4]. формулі 3.3.

$$BER = Q(\sqrt{3N_s SIR}), \quad (3.3)$$

$$\text{де } Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{x}{\sqrt{2}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3N_s SIR}{2}} \right), x \geq 0 \quad N_s -$$

коефіцієнт розповсюдження, який змінюється від 4 до 256, для голосу $N_s = 256$ за умови обмеженого шумового середовища. Оптимальний ваговий коефіцієнт, що формує ДН, для вимірювання відношення сигнал-перешкода-шум (SINR) визначають за допомогою рішення Вінера [5]. формула 3.4.

$$x(k) = x_s(k) + x_i(k) + x_n(k). \quad (3.4)$$

Таким чином, відношення SINR та **BER** є ключовими показниками якості при використанні smart-антен в системах мобільного зв'язку 5G.

4 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ДОСЛІДЖЕННЯ АЛГОРИТМІВ ФОРМУВАННЯ ДІАГРАМИ СПРЯМОВАНОСТІ SMART-АНТЕНИ

4.1 Загальна постановка задачі моделювання адаптивного формування променю smart-антени

На рис. 4.1 показано характерну схему smart-антени на основі N-елементної адаптивної антенної решітки з процесором обробки сигналу з коригуючим алгоритмом управління. Отримані вибірки даних smart-антеною подаються до блоку обробки сигналу. За допомогою заданого алгоритму управління блок обробки сигналу обчислює значення вагового вектору.

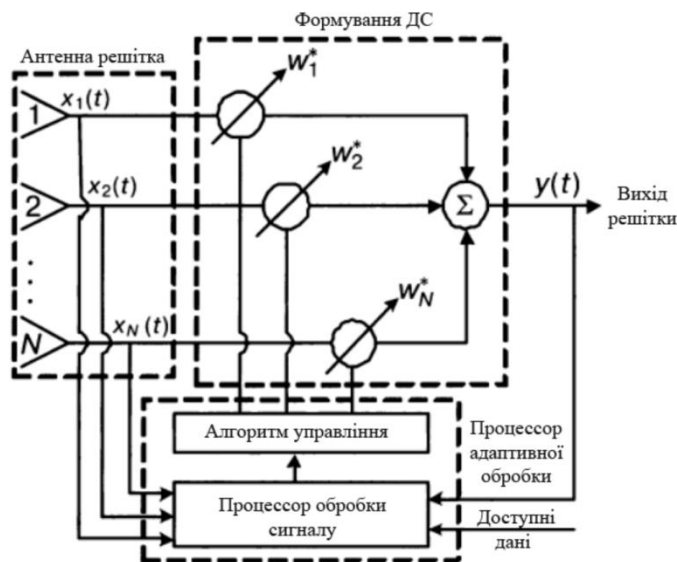


Рисунок 4.1 – Схема smart-антени [1]

Для встановленого та перехідного стану відповідно існує два класи вимог до smart-антен: В залежності чи досягли вагові коефіцієнти значень, що встановилися в стаціонарному середовищі, або коригуються у відповідь на зміни середовища поширення сигналу є відмінністю даних класів. Вважаючи, що опорний сигнал для адаптивного алгоритму виходить за допомогою апріорно відомого в приймачі тимчасового опорного сигналу під час фактичної передачі даних, адаптивна корекція вагових коефіцієнтів може бути продовжена за допомогою спрямованого зворотнього зв'язку або за допомогою вагових коефіцієнтів, отриманих в кінці періоду налаштування вагового коефіцієнту [7]. Підналаштування вагового

вектору до нестационарного середовища для кожної вибірки може здійснюватися за допомогою адаптивних алгоритмів.

Формування променю в smart-антенах використовує ряд окремих антенних елементів і відповідних сигнальних процесорів для створення бажаної діаграми спрямованості випромінювання. Основні переваги використання Smart-антени полягають у зниженні загальної потужності системи. Методи формування променю можна розділити на дві основні групи: фіксоване формування променю та адаптивне формування променю. У першому випадку завади послаблюються, але не придушуються, і система, як правило, може бути реалізована за розумною ціною. Адаптивні антени, навпаки, вимагають прийняття складних алгоритмів обробки сигналу для того, щоб направити головний промінь у потрібну сторону та придушити небажані джерела випромінювання. Цей другий підхід призводить до оптимальних характеристик, але є більш дорогим і потребує значних зусиль для реалізації.

В табл. 4.1 представлені параметри та значення, що використовувалися у ході моделювання.

Таблиця 4.1 – Параметри, які використовувалися під час моделювання

Параметр	Значення	
	Для LMS	Для RLS
Кількість елементів решітки (N)	8,12,16	8,12,16
Відстань між елементами (d)	$0.5 \lambda, 0.25\lambda, 0.125\lambda$	$0.5 \lambda, 0.25 \lambda, 0.125\lambda$
DOA бажаного сигналу	30°	30°
DOA сигналу завади	-60°	-60°
Розмір кроку (μ)	0.02	-
Кількість ітерацій (it)	100	50
Коефіцієнт прискорення (α)	-	0.9

4.2 Метод формування променю на основі найменшого середнього квадратичного відхилення (LMS)

Найімовірніше, найбільш поширеним адаптивним алгоритмом фільтрації, використовуваним у низці систем зв'язку, є алгоритм LMS (Least Mean-Square) [11]. Він набув популярності завдяки низькій обчислювальній складності та висо-

кій стійкості [3]. Він включає нові вимірювання та забезпечує лінійну ітераційну мінімізацію середньоквадратичного відхилення/помилки [11]. Алгоритм LMS забезпечує зміну вагового вектору w вздовж напрямку розрахункового градієнта на основі методу якнайшвидшого негативного спуску [6]. Схожість якнайшвидшого спуску гарантуватиметься квадратичними характеристиками функції середньоквадратичного відхилення/помилки $\varepsilon\{|e(k)|^2\}$ з усього лише одним мінімумом. При індексі адаптації до, з урахуванням заданої функції середньоквадратичного відхилення, $\varepsilon\{|e(k)|^2\} = \varepsilon\{|d(k) - w^H x(k)|^2\}$ алгоритм LMS забезпечує корекцію вагового вектору згідно з виразом 4.1:

$$w(k+1) = w(k) - \frac{\mu}{2} \frac{\partial J_{w,w^*}}{\partial w^*} = w(k) + \mu e^*(k)x(k), \quad (4.1)$$

де $J_{w,w^*} = |e(k)|^2$ – швидкість зміни цільової функції, μ — скалярна константа, що відповідає за швидкість збіжності і стабільність роботи алгоритму. Для гарантії стабільності з погляду середньоквадратичного відхилення довжина кроку μ повинна вміщуватися в інтервалі наведеному в формулі 4.2 [6].

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}}, \quad (4.2)$$

де λ_{\max} – максимальне власне значення R_{xx} . Також під час перекладу на сумарну потужність вектора x [6].

$$\lambda_{\max} \leq \text{trace}\{R_{xx}\}, \quad (4.3)$$

де слід матриці $\{R_{xx}\} = \sum_{i=1}^N \varepsilon\{x_i^2\}$ загальна вхідна потужність. Отже, умовою задовільного вирішення збіжності в середньому вагового вектору з найменшим середньоквадратичним відхиленням [6]. буде:

$$0 < \mu < \frac{2}{\sum_{i=1}^N \varepsilon\{x_i^2\}}, \quad (4.4)$$

де N – число елементів решітки.

Алгоритм найменшого середньоквадратичного відхилення[6]:

$$e(k) = d(k) - w^H(k)x(k), \quad (4.5)$$

$$w(k+1) = w(k) + \mu e^*(k)x(k). \quad (4.6)$$

LMS-алгоритм є членом сімейства алгоритмів стохастичного градієнта, оскільки миттєва оцінка градієнтного вектору є випадковим вектором, який залежить від вектору вхідних даних $x(k)$ [13]. На кожен крок (ітерацію) він вимагає близько $2N$ операцій множення комплексних чисел, де N – число вагових коефіцієнтів (елементів), що використовуються в адаптивних решітках. Показники збіжності (алгоритму) LMS безпосередньо залежить від своєї структури R_{xx} [13]. Його збіжність може бути повільною при великому розкиді своїх значень. При істотній відмінності своїх значень коваріаційних матриць час збіжності алгоритму може бути надзвичайно великим і дуже залежним від даних [6]. Отже, залежно від розкиду свого значення, LMS-алгоритму може не вистачити тимчасових ресурсів для збіжності вагового вектору до статистично оптимального рішення, і адаптація в реальному масштабі часу до нестационарного середовища виявиться нездійсненим завданням [2]. Крім того, при використанні LMS-алгоритму передбачається достатність даних про корисний сигнал, що необхідно для формування послідовностей опорного сигналу. Однак отримання цих даних може виявитися дуже витратним при використанні безпроводових систем зв'язку, особливо в умовах швидкого згасання [25]. У випадках, коли швидкість збіжності LMS-алгоритму є недосяжною, прийнятною альтернативою можуть бути інші алгоритми. Однак отримання цих даних може виявитися дуже витратним при використанні безпроводових систем зв'язку, особливо в умовах швидкого згасання [2]. У випадках, коли швидкість збіжності LMS-алгоритму є недосяжною, прийнятною альтернативою можуть бути інші алгоритми. Однак отримання цих даних може виявитися дуже витратним при використанні безпроводових систем зв'язку, особливо в умовах швидкого згасання [26]. У випадках, коли швидкість збіжності LMS-алгоритму є недосяжною, прийнятною альтернативою можуть бути інші алгоритми.

Алгоритм LMS, ймовірно, є алгоритмом адаптивної фільтрації, що застосовується в декількох системах зв'язку. Він завоював популярність завдяки низькій обчислювальній складності та доведеній надійності. Він враховує нові спостереження та ітеративно мінімізує лінійно середньоквадратичну помилку. Алгоритм

LMS змінює ваговий коефіцієнт w вздовж напрямку градієнта, що оцінюється, на основі методу негативного крутого спуску.

Адаптивні решітки моделюються в MATLAB. Нехай кількість елементів $N = 8, 12, 16$ -елементні решітки з кроком (у першому випадку $d = 0.5\lambda$, у другому випадку $d = 0.25\lambda$ і в третьому випадку $d = 0.125\lambda$) має сигнал, що надходить під кутом $\theta_0 = 30^\circ$, що інтерферує під кутом $\theta_1 = -60^\circ$.

Ми припускаємо, що коефіцієнт бажаного сигналу визначається $s(k)$, де $s(k) = \cos(2 * \pi * t(k) / T)$; з $T = 1$ мс і $t = (1:100) * T / 100$, і коефіцієнт сигналу, що заважає визначається $\bar{x}_i(k) = \bar{a}_{i_i}(k)$, де $i(k) = \text{randn}(1, 100)$. Обидва сигнали практично ортогональні на часовому інтервалі T . Нехай бажаний сигнал $d(k) = s(k)$, ми використовуємо алгоритм найменшого середнього квадрата, для вирішення оптимальних ваг решітки. Припускаємо, що початковий ваговий коефіцієнт решітки дорівнює нулю. Ми припускаємо 100 ітерацій.

Для моделювання алгоритму LMS використовується код MATLAB, наведений у додатку А, а на рис.4.1 показано структурну схему алгоритму LMS.

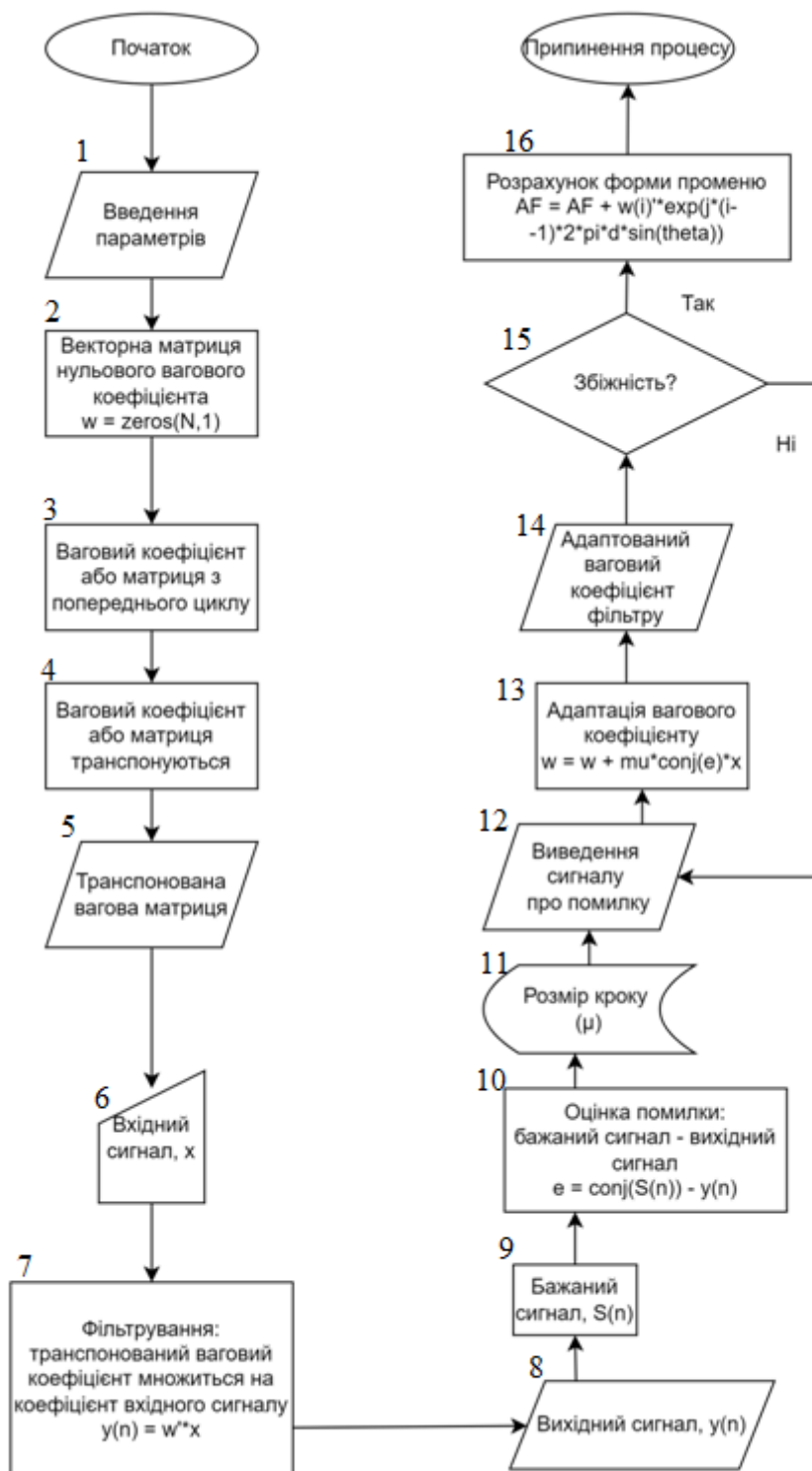


Рисунок 4.1 – Структурна схема алгоритму LMS

На рисунку 4.2 представлений амплітудний відгук алгоритму найменшого середнього квадрата для різної кількості елементів решітки на відстані $d=0.5\lambda$. Очевидно, що при використанні алгоритму LMS відгук має амплітуду, рівну оди-

ниці при бажаному куту та повністю усуває небажаний сигнал. Використання 12 елементів у решітках покращило відгук алгоритму за рахунок звуження смуги відгуку.

На рисунку 4.3 показані самі результати для випадку використання $d=0.25\lambda$. Отримані результати показують, що чим більше число елементів решітки, тим краще відгук алгоритму та рисунок 4.4 теж. Однак точність відгуку знижується зі зменшенням відстані між елементами решітки. Як очевидно з рисунка 4.3, смуга пропускання ширше, ніж у разі 0.5λ рисунку 4.2. Ця смуга стає ширшою у разі 0.125λ , як показано на рисунку 4.4.

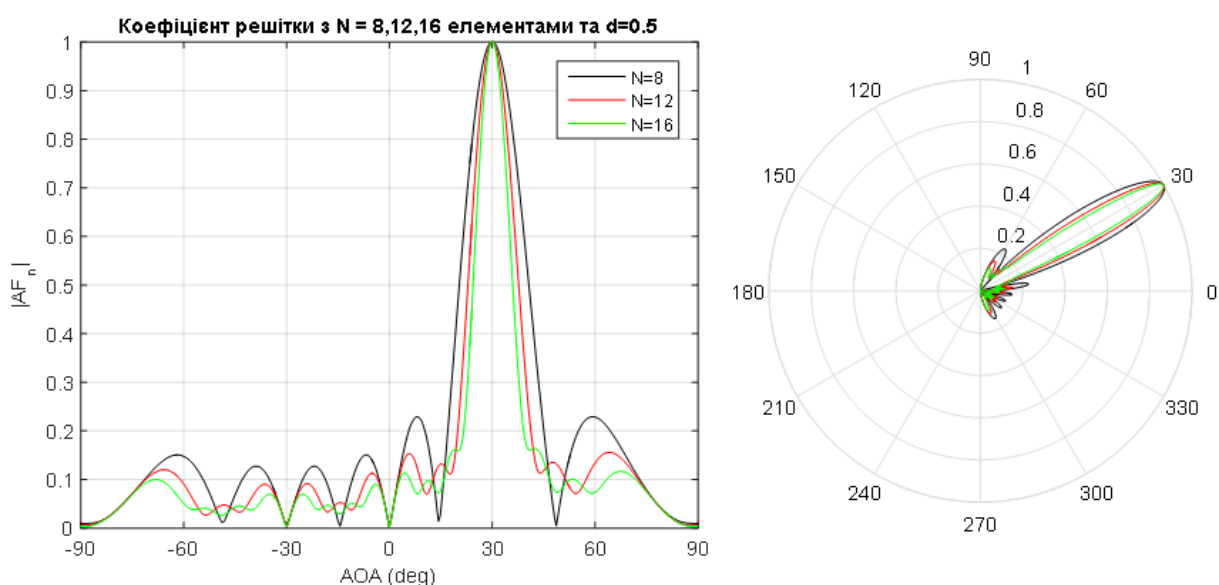


Рисунок 4.2 – Графіки коефіцієнтів решітки для алгоритму LMS ($d=0.5\lambda$)

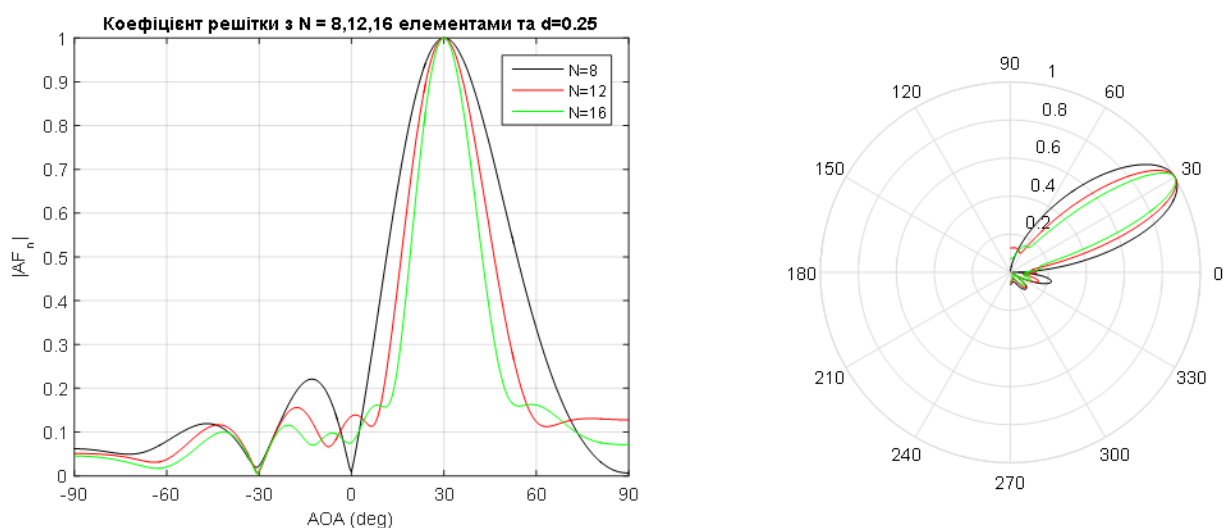


Рисунок 4.3 – Графіки коефіцієнтів решітки для алгоритму LMS ($d=0.25\lambda$)

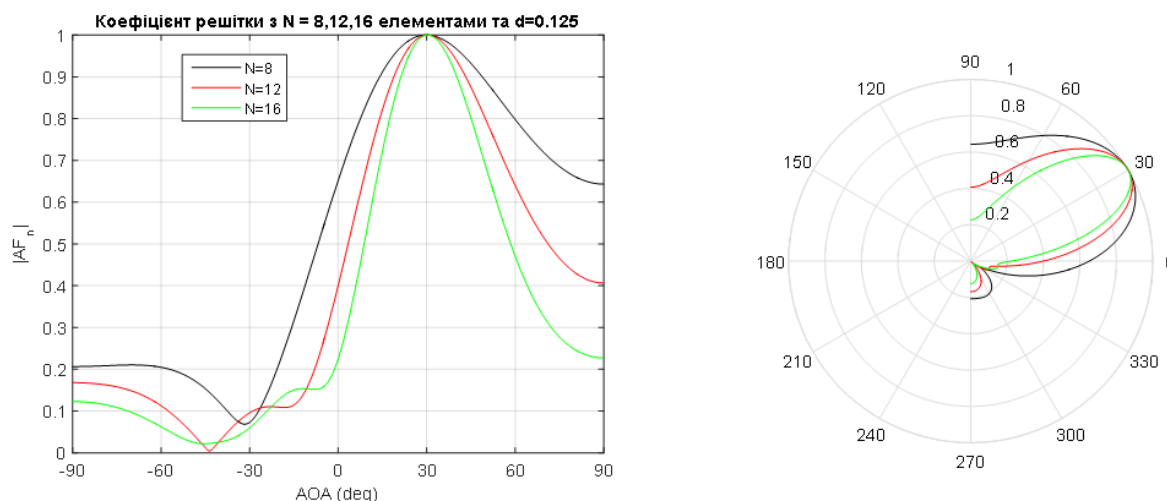


Рисунок 4.4 – Графіки коефіцієнтів решітки для алгоритму LMS ($d=0.125\lambda$)

4.3 Метод формування променя на основі рекурсивного алгоритму найменших квадратів (RLS)

У методі найменших квадратів ваговий вектор $w(k)$ підбирається таким чином, щоб забезпечувалася мінімізація цільової функції, що складається з суми квадратів помилки за інтервал часу, тобто рекурсивна мінімізація рішення найменшого квадратів LS (least-square) [3]. З іншого боку, у методі якнайшвидшого спуску ваговий вектор вибирається для мінімізації математичного очікування квадратів помилки.

$$J_{w,w^*} = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-1} |e(i)|^2, \quad (4.7)$$

де $e(i)$ – сигнал помилки, і $0 < \lambda \leq 1$ – експоненційний коефіцієнт масштабування, що визначає швидкість ослаблення попередніх даних [156]., називається коефіцієнтом відсутності післядії [5]. Зазвичай значення λ вибирається близько до одиничного. Однак у стаціонарному середовищі значення λ має бути рівним 1, тому що всі дані – поточні і попередні, повинні мати однаковий ваговий коефіцієнт [6]. Знаходження мінімуму [5]. диференціюванням цільової функції J_{w,w^*} по w^* дає [5].

$$\left[\sum_{i=1}^k \lambda^{k-1} x(i)x^H(i) \right] w(k) = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-1} x(i)d^*(i). \quad (4.8)$$

Далі, визначаючи величини [5].

$$R(k) = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-1} x(i)x^H(i), \quad (4.9)$$

$$p(k) = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-1} x(i)d^*(i). \quad (4.10)$$

отримуємо рішення у вигляді виразу [5].

Рекурсивний алгоритм найменших квадратів [6].

$$k(k) = R^{-1}(k-1)x(k). \quad (4.11)$$

$$k(k) = \frac{k(k)}{\lambda + x^H(k)k(k)}. \quad (4.12)$$

$$R^{-1}(k) = \frac{1}{\lambda} \left[R^{-1}(k-1) - \frac{k(k)k^H(k)}{\lambda + x^H(k)k(k)} \right]. \quad (4.13)$$

$$e(k) = d(k) - w^H(k)x(k). \quad (4.14)$$

$$w(k+1) = w(k) + e^*(k)k(k). \quad (4.15)$$

$$w(k) = R^{-1}(k)p(k). \quad (4.16)$$

Рекурсивна реалізація являється результатом виразів:

$$R(k) = \lambda R(k-1) + x(k)x^H(k). \quad (4.17)$$

$$p(k) = \lambda p(k-1) + x(k)d^*(k). \quad (4.18)$$

Інверсія $R^{-1}(k)$ може бути отримано рекурентно через $R^{-1}(k-1)$ за допомогою допоміжної теореми обігу матриці [1]., що, таким чином, дозволяє уникнути прямого обігу $R(k)$ для кожного моменту часу k . Важлива властивість RLS-алгоритму у тому, що ним задіється інформація, що міститься у вхідних даних до моменту початку його роботи. В результаті забезпечується швидкість збіжності на порядок величини вище, порівняно з простим LMS-алгоритмом. Таке збільшення

продуктивності, однак, досягається за рахунок суттєвого збільшення обчислювальної складності. Необхідне число операцій множення над комплексними числами при використанні RLS-алгоритму за один цикл становить $4N^2 + 4N + 2$ де N – число вагових коефіцієнтів адаптивної решітки.

На відміну від алгоритму LMS, який використовує метод крутого спуску для оновлення вагового коефіцієнта, адаптивний алгоритм RLS апроксимує рішення Вінера безпосередньо, використовуючи метод найменших квадратів для коригування вагового коефіцієнта без додаткової вимоги апроксимації процедури оптимізації. У методі найменших квадратів ваговий коефіцієнт $w(k)$ вибирається таким чином, щоб мінімізувати функцію вартості, що складається із суми квадратів помилок за тимчасове вікно, тобто рекурсивно мінімізується рішення найменших квадратів (LS) [29].

На рис.4.5 представлено структурна схема алгоритму RLS.

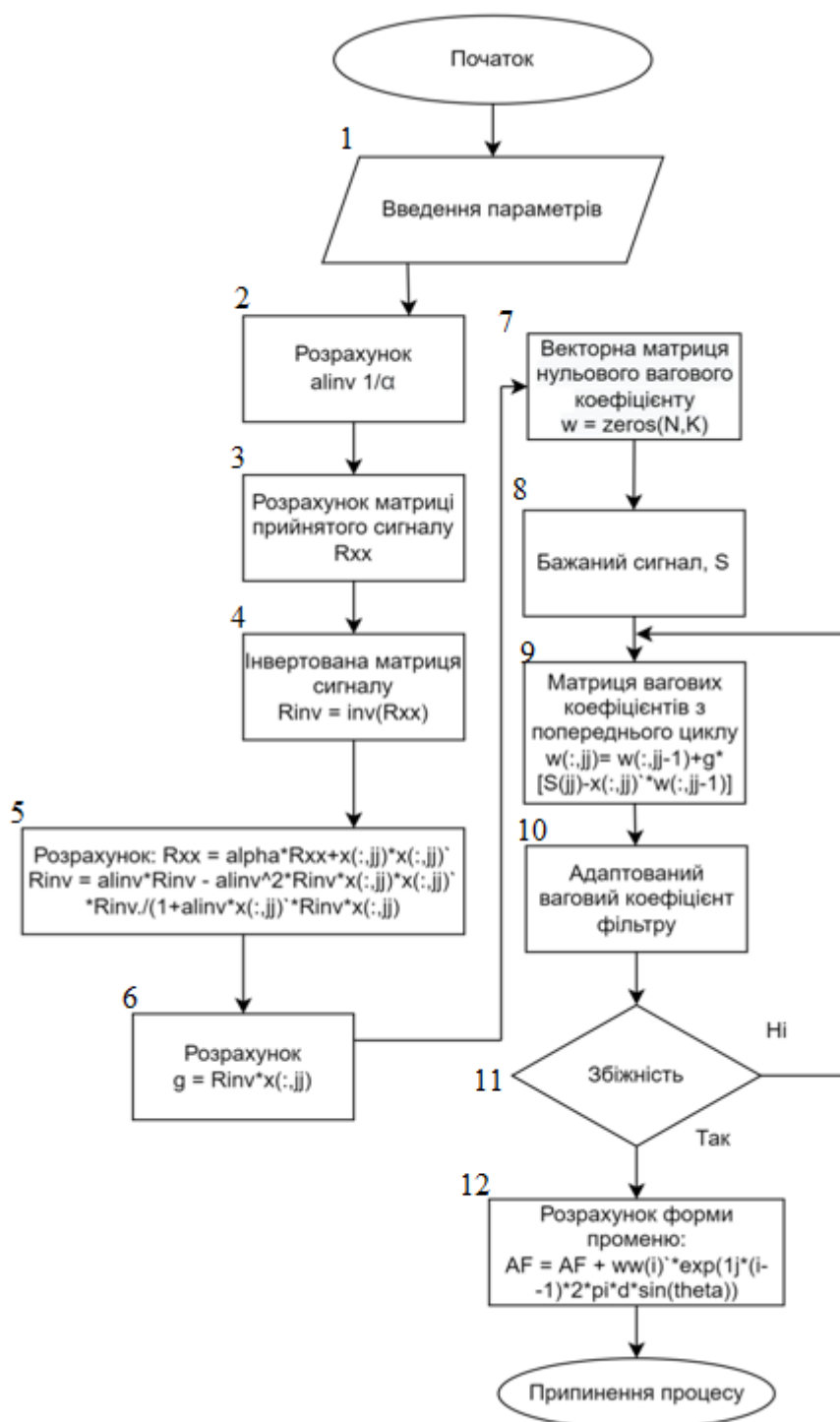


Рисунок 4.5 – Структурна схема алгоритму RLS

Для моделювання роботи алгоритмів формування променя smart-антени застосуємо програмний математичний пакет моделювання MATLAB. Нехай кількість елементів $N = 8, 12, 16$ -елементних решіток з кроком (у першому випадку $d = 0.5\lambda$, у другому випадку $d = 0.25\lambda$ і в третьому випадку $d = 0.125\lambda$) з прийнятим сигналом, що приходить під кутом $\theta_0 = 30^\circ$ завада при $\theta_1 = -60^\circ$. Ми використовуємо MATLAB для написання процедури RLS, щоб вирішити завдання для вагових

коефіцієнтів. Бажаний коефіцієнт сигналу визначається $x_s(k) = \bar{a}_{0s}(k)$, $s(k) = \cos(2 * \pi * t(k) / T)$; з $T = 1 \text{ мс}$. Нехай $\epsilon \in K = 50$ часових вибірок, таких, що $t = (0 : K - 1) * T / (K - 1)$.

Ми припускаємо, що коефіцієнт сигналу, що заважає визначається $\bar{x}_i(k) = \bar{a}_{1i}(k)$, де $i(k) = \sin(\pi * t(k) / T)$. Нехай бажаний сигнал $d(k) = s(k)$. Щоб зворотна кореляційна матриця стала сингулярною, ми додаємо в систему шум з дисперсією $= 0.01$. Почнемо з припущення, що ваговий коефіцієнт решітки дорівнює нулю, отже $\sigma_n^2 \bar{w}(1) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$. Т. Встановимо коефіцієнт прискорення $\alpha = 0.9$.

В цьому розділі було розглянуто алгоритми дослідження діаграми спрямованості, а саме RLS та LMS. Також було представлено структурні схеми даних алгоритмів.

У даному розділі проводиться моделювання роботи алгоритмів адаптивного формування променю з різними параметрами антенної решітки, такими як кількість чутливих елементів і відстань між кожними двома елементами в антенній решітці. Результати моделювання для різної кількості елементів та різних відстаней між послідовними елементами показані у вигляді графіків на рисунках 4.2-4.8.

Були використані решітки з 8, 12 і 16 елементів при відстанях $d = 0.125\lambda$, 0.25λ та 0.5λ . Максимальна відстань між двома елементами була обмежена 0.5λ , щоб уникнути просторового спотворення.

Результати показані на рисунках 4.6-4.8. Результати показують, що відгук краще при використанні більшої кількості елементів. Відгук показує амплітуду приблизно 0.4 при деяких небажаних кутах приходу. Такі значення вважаються недоліками алгоритму. Результати $N=16$ були кращими у разі $d=0.5\lambda$; однак, це не так при використанні $d=0.25$ і $d=0.125$. Випадок $N=12$ дав кращу продуктивність, в плані смуги пропускання, за меншого значення міжелементної відстані.

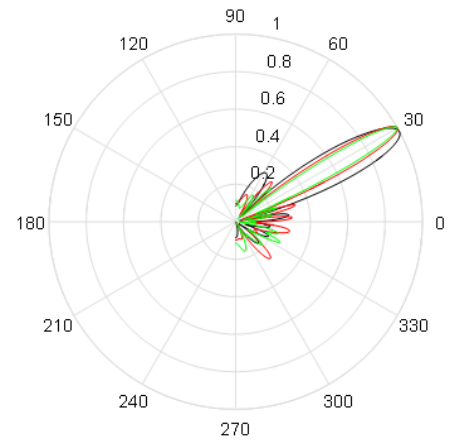
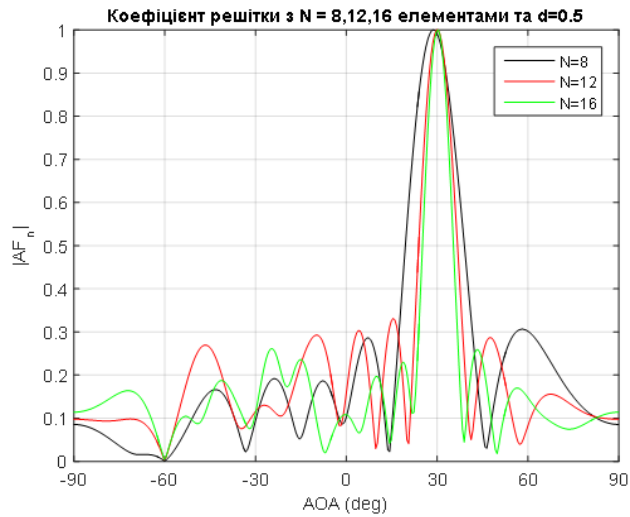


Рисунок 4.6 – Графіки коефіцієнтів решітки для алгоритму RLS ($d=0.5\lambda$)

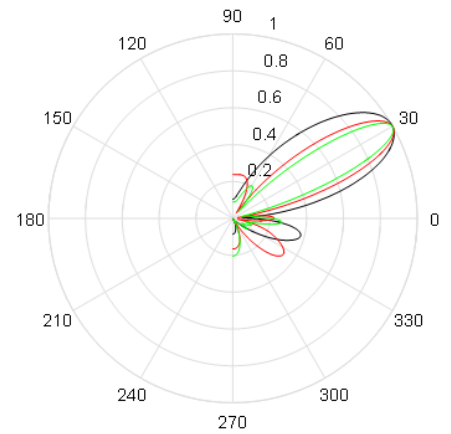
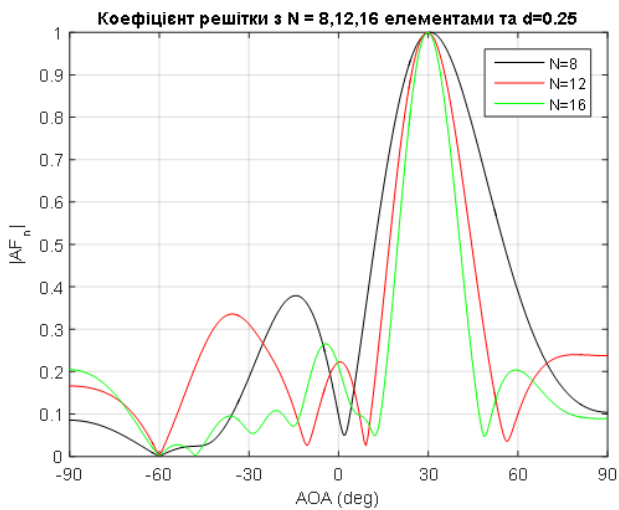


Рисунок 4.7 – Графіки коефіцієнтів решітки для алгоритму RLS ($d=0.25\lambda$)

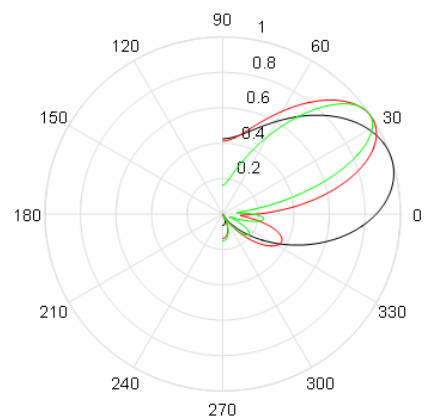
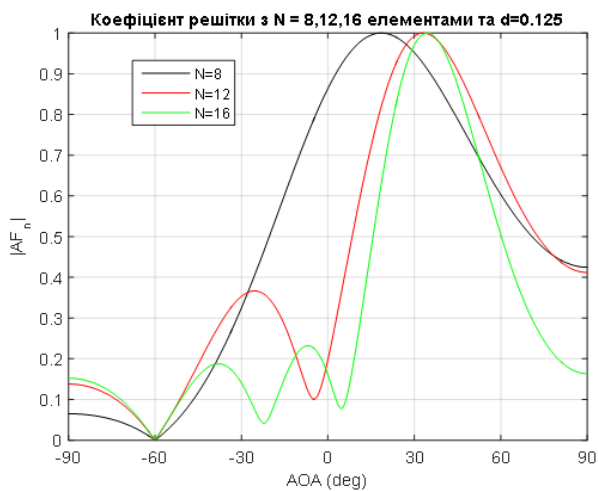


Рисунок 4.8 – Графіки коефіцієнтів решітки для алгоритму RLS ($d=0.125\lambda$)

4.4 Аналіз ефективності адаптивних алгоритмів формування діаграми спрямованості RLS і LMS лінійної антенної решітки

У цій частині проводиться аналіз LMS та RLS з використанням восьми антен із простором у половину довжини хвилі за допомогою MATLAB. Бажаний сигнал надходить під кутом $AOA = 30^\circ$, а інтерференційний сигнал під кутом $AOA = -60^\circ$.

Адаптивна схема LMS у тому, що алгоритм має пройти багато ітерацій до задовільної збіжності.

Величина вагового коефіцієнту в залежності від кількості ітерацій показана на рис. 4.9. На рисунку 4.10 показано, як вихід решітки набуває та відстежує бажаний сигнал після приблизно 60 ітерацій для алгоритму LMS.

Адаптивна схема RLS показує на рисунку 4.11, що збіжність вагових коефіцієнтів алгоритму RLS сходиться до оптимальних значень лише за 15 ітерацій. Ця збіжність набагато швидше, ніж у LMS (60 ітерацій). На рисунку 4.12 показано, як вихід решітки приймає та відстежує бажаний сигнал безпосередньо для алгоритму RLS.

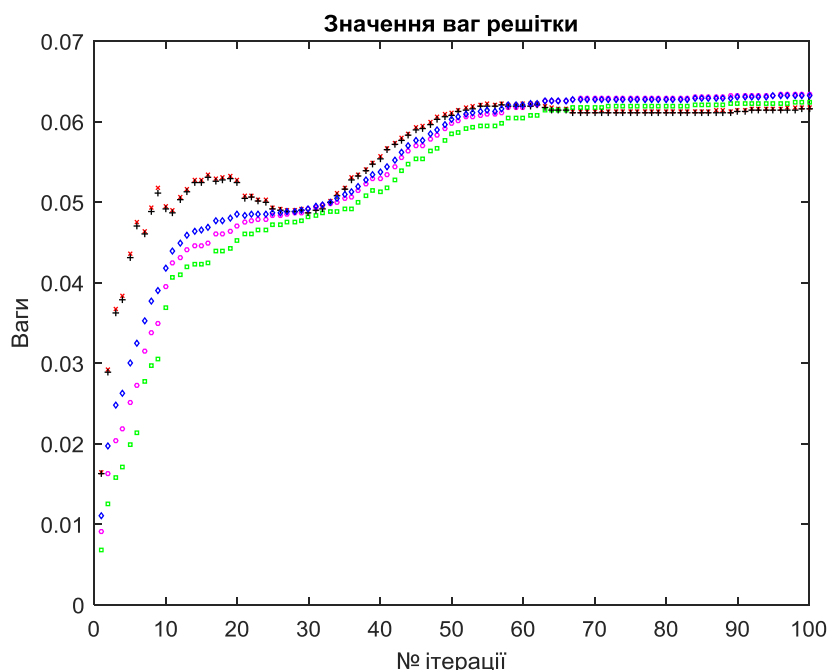


Рисунок 4.9 – Схожість вагових коефіцієнтів для алгоритму LMS

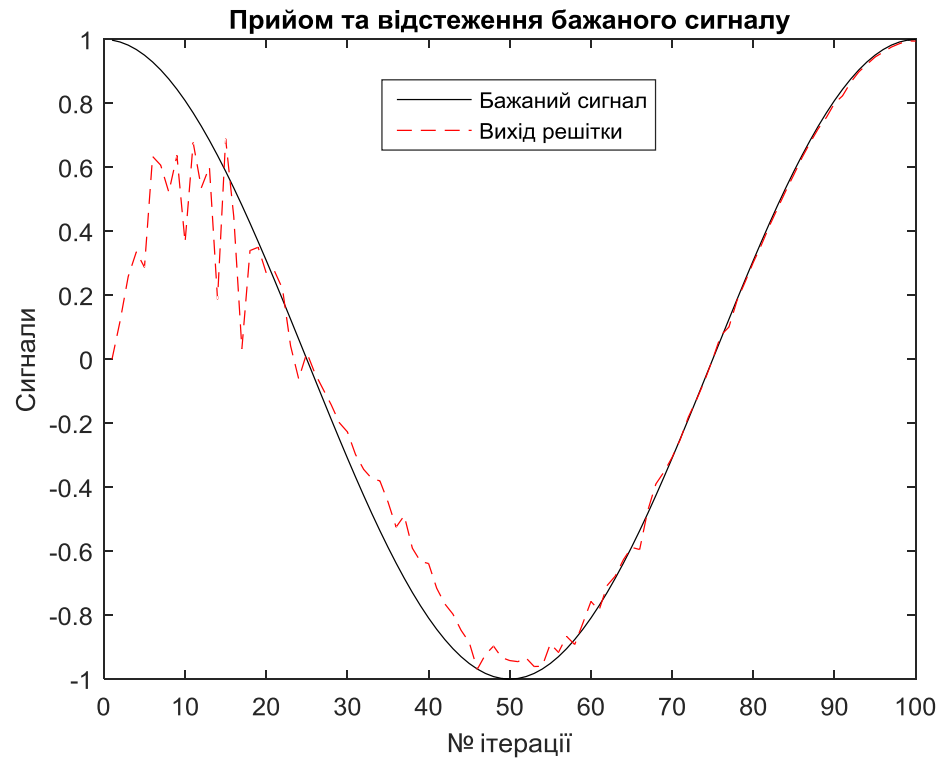


Рисунок 4.10 – Отримання та відстеження бажаного сигналу для алгоритму LMS

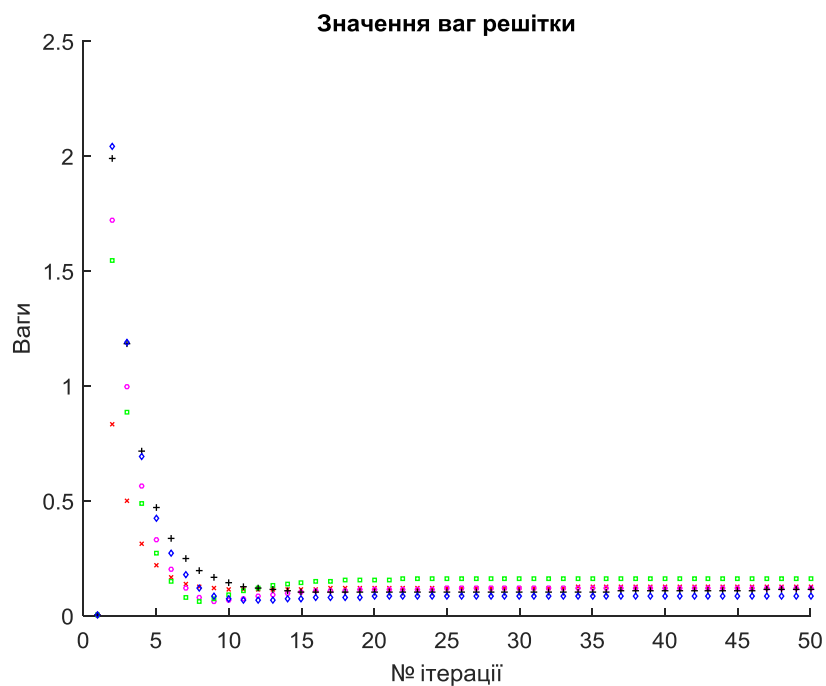


Рисунок 4.11 – Схожість вагових коефіцієнтів для алгоритму RLS

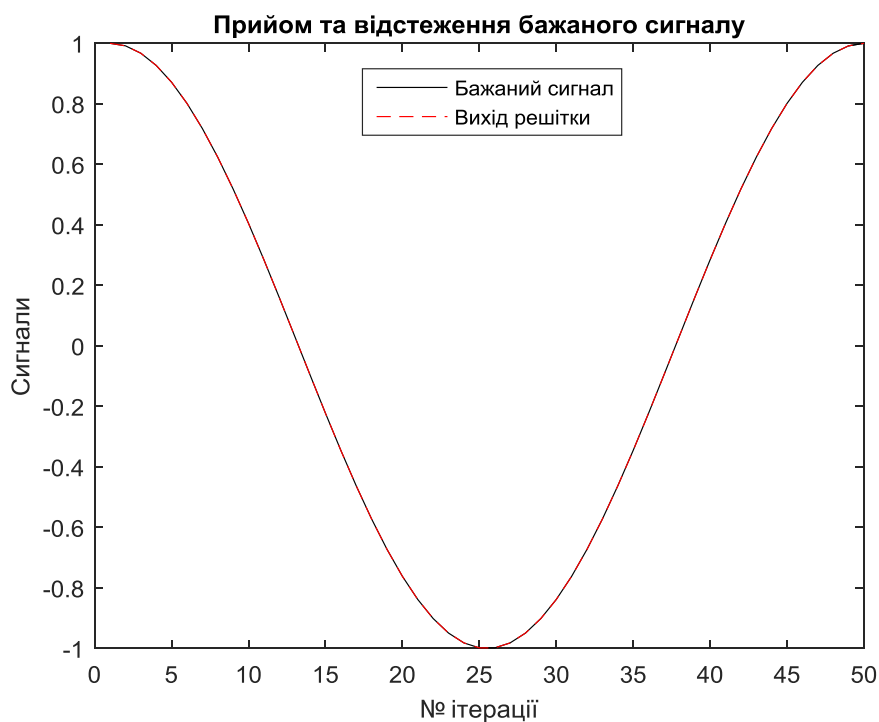


Рисунок 4.12 – Отримання та відстеження бажаного сигналу для алгоритму RLS

4.5 Рекомендації, щодо можливості застосування smart-антен у системах мобільного зв'язку

У цьому розділі було промодельовано, проаналізовано та порівняно два алгоритми адаптивного формування променя на основі ширини променя та швидкості збіжності, отримання та відстеження бажаного сигналу. Показано, що $d=0.5\lambda$ є оптимальною відстанню між елементами антенної решітки. Проаналізовано вплив кількості антенних елементів (N) на формування променя, і показано, що зі збільшенням кількості елементів антени ширина променя зменшується, роблячи решітку більш спрямованою, тим самим покращуючи формування променя. Можна бачити, що алгоритм LMS має кращу продуктивність, за винятком того, що йому властива повільна швидкість збіжності. Алгоритм RLS покращує швидкість збіжності ціною більшої обчислювальної складності.

Отримані в роботі результати дають змогу здійснювати раціональний вибір адаптивного алгоритму формування променя з метою подальшої реалізації схеми множинного просторово-часового абонентського доступу.

Використання даних алгоритмів не вимагають серйозних змін протоколів доступу у системі мобільного зв'язку, але передбачається лише заміна апаратної

частини антенної системи, що є істотною перевагою запропонованої моделі Smart-антени.

Наявність значної кількості антенних елементів Smart-антени та необхідного ресурсу обчислення обумовлюють ефективне використання в системах мобільного зв'язку алгоритму RLS. Якщо є в наявності достатня кількість антенних елементів, а обчислювальна потужність обмежена, то найбільш ефективним в системах мобільного зв'язку є застосування алгоритму LMS.

При перспективному проектуванні програмно-апаратного комплексу оптимального алгоритму оцінки формування променя необхідно виконання декількох умов, а саме кореляційна матриця власних значень рівнів сигналів, завад і шумів відповідно повинна бути достатньо обумовлена в складній діючій сигнально-завадовій обстановці, в якій передбачається робота мобільних абонентів, тому практичне використання Smart-антен стикається з рядом труднощів, які в найближче десятиріччя буде вирішено.

5 ОЦІНКА ПРОДУКТИВНОСТІ АЛГОРИТМІВ ФОРМУВАННЯ ДІАГРАМИ СПРЯМОВАНOSTІ SMART-АНТЕНИ ТА ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ

5.1 Алгоритми цифрового формування променя

У мобільному зв'язку повторне використання частот і секторування стільників широко застосовуються з метою збільшення ємності стільника і покриття. Але через потужність сигналу, що випромінюється в різних напрямках і по всій площі стільника, подальше збільшення ємності та покриття практично не є надійним [3]. Таким чином, формування променя є одним із способів мінімізації цих обмежень. Існує в основному два підходи до формування променя: комутоване та адаптивне формування променя, що ґрунтуються на їх складності та ефективності.

Найпростішим є комутоване формування променя, в якому визначається напрямок приходу (ДН) сигналу і відповідний промінь формується в цьому напрямку шляхом множення комплексного коефіцієнта решітки (КК). DOA в комутованому формуванні променя можна обчислити за допомогою таких алгоритмів, як MUSIC і ESPRIT, але ці алгоритми не придушують сильні завади [2].

Адаптивне формування діаграми спрямованості є більш складним, але високоефективним, коли діаграма спрямованості будується динамічно, в якій перешкоди блокуються шляхом розміщення нулів, а промінь формується в напрямку користувача. Керування променем здійснюється в напрямку користувача під час його руху за допомогою повністю адаптивної антенної решітки. Комплексні ваги обчислюються за допомогою адаптивних алгоритмів: LMS, RLS, SMI, CMA і DDA. Таким чином, необхідна діаграма спрямованості формується шляхом множення обчисленої ваги на сигнал від антенної решітки. У цій роботі ми намагаємося зробити акцент на LMS і CMA з розглянутих алгоритмів формування діаграми спрямованості, в імітаційному дослідженні для вимірювання продуктивності. Адаптивні алгоритми LMS і CMA є менш складними і простими в реалізації порівняно з іншими.

На рис. 5.1 наведено структурну схему алгоритму адаптивного формування променя.

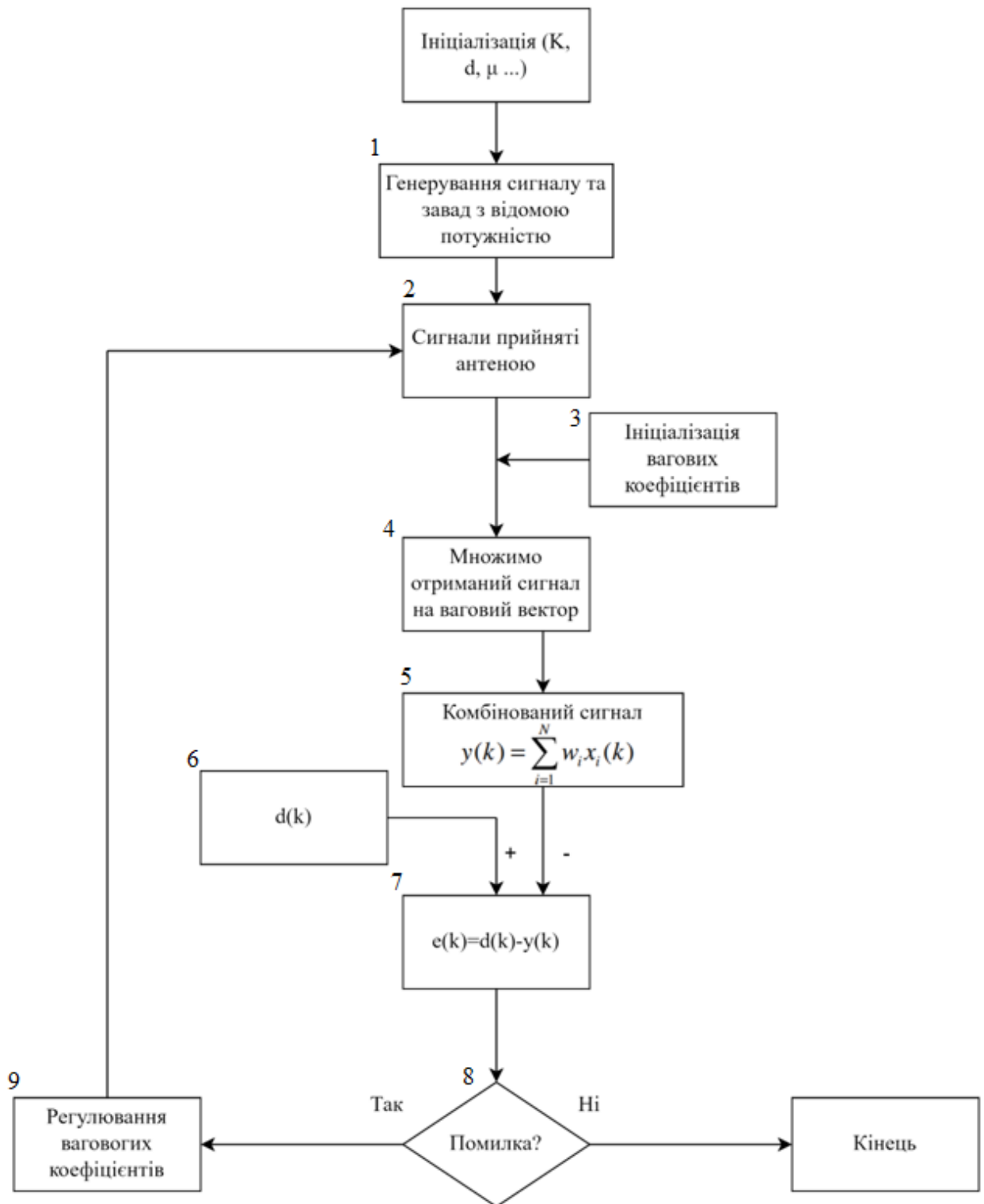


Рисунок 5.1 – Структурна схема алгоритму адаптивного формування променя

5.2 Модель системи та трафіку

Хоча і немає жорсткого обмеження на кількість мобільних користувачів, що обслуговуються, існує практичне обмеження на кількість одночасних користувачів у комірці для контролю інтерференції між користувачами, що мають один і

той самий пілотний сигнал. Ми припускаємо, що антенна решітка використовується тільки на базовій станції, а на мобільній станції – одна антена, що призводить до конфігурації каналу з декількома входами і одним виходом, як показано на рисунку 5.2. Вважається, що зона обслуговування мобільної стільникової мережі покрита багатьма однаковими правильними шестикутними комірками, а мобільні станції рівномірно розподілені в кожній комірці з випадковою швидкістю V , яка має функцію щільності розподілу ймовірностей $f_v(v)$. Рухомі станції рухаються випадковим чином у будь-якому напрямку з однаковою ймовірністю на куті прибуття $[0, 2\pi]$. У мобільній стільниковій системі, що реалізує алгоритм формування променя, припускається, що ширина смуги пропускання становить θ_b , яка надалі приймається як мінімальний кут рознесення між двома послідовними мобільними станціями, що використовують один і той же фізичний канал [1]. Відстань між антенними елементами (d) визначається довжиною хвилі сигналу (λ), і ми використовуємо невелику кількість елементів антени: 4 і 6, щоб підкреслити, що деякі алгоритми формування променя ефективні при невеликій кількості антенних елементів.

5.3 Імітаційна модель та параметри

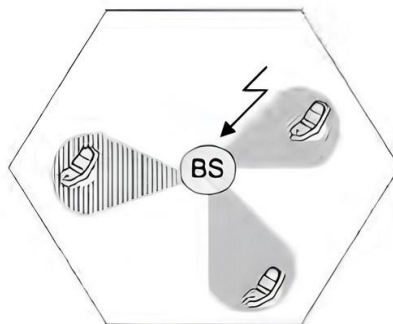


Рисунок 5.2 – Модель системи

Моделювання виконано з використанням кодів MATLAB. З розглянутих вище алгоритмів формування променя ми вибрали для імітаційного дослідження лише два з адаптивного алгоритму: LMS та CMA. Моделюючі коди мають цикли для оновлення вагових коефіцієнтів, які використовуються для оцінки шуканого сигналу. Параметри, що використовуються в цьому імітаційному дослідженні: коефіцієнт шуму антени (системний шум базової станції), розмір кроку (μ), відстань між антенами (d) та елемент антенної решітки. Параметри моделювання наведено

в таблиці 5.1. Ефективність цих алгоритмів залежить від обраних значень вищезазначених параметрів. Крім цих параметрів є й інші параметри, які вважаються фіксованими з постійними значеннями. В основному імітаційна модель для цих двох алгоритмів шукає специфічну модель системи та модель аналізу. Похибка є результатом додаткового "системного" шуму, який додається до всіх антен. Сигнали завад є гаусівським білим шумом з нульовим середнім значенням і стандартним відхиленням 1.

Наступні припущення розглядається для спрощення середовища моделювання:

- ідеальний контроль потужності;
- промінь, сформований антенним масивом, може бути спрямований у будь-якому напрямку в азимутальній площині.

Таблиця 5.1 – Параметри моделювання

Відстань між антенами (d)	0,25 λ , 0,5 λ та λ
Розмір кроку (μ)	0.1, 0.01 та 0.001
Кількість елементів антенної решітки	4 і 6
Шум системи (антена)	0,1 та 0,01,
Відсутність втручання в роботу системи	2,3,4 і 5
Бажаний сигнал DOA	20 градусів
Кути повороту для нульових перешкод	-82, -40, -19, -10, 0 і 40 (градус)
Швидкість передачі даних	100
Кількість вибірок (час ітерації)	210
Ширина смуги пропускання системи (W)	1,25 МГц
Коефіцієнт бітових помилок (BER)	10^{-3}

5.4 Результати моделювання та обговорення

Алгоритм адаптивного формування діаграми спрямованості LMS; адаптивна діаграма спрямованості моделюється в MATLAB за допомогою алгоритму LMS. Коли використовується 6-елементна антена, є максимум 5 нулів, які можуть усунути заваду, а коли використовується 4-елементна антена, максимум 3 нулі, які можуть відкинути заваду. Синхронізація алгоритму LMS зазвичай передбачає

використання кореляторів у цифровому формувачі променя для вирівнювання потрібного вектора з вхідним сигналом. Перешкоди усуваються шляхом розміщення нулів у напрямку перешкод. На рисунку 5.3 нижче показано результат моделювання, отриманий з використанням 6 антенних елементів і припущенням про п'ять завадових сигналів. Відстань між антенами дорівнює половині довжини хвилі. З цього рисунка можна побачити, що LMS адаптивного формування променя зваженого сигналу $|y|$ починається з нуля і оцінює нормовану амплітуду сигналу спрямованої дії. Амплітуда помилки також мінімізується зі збільшенням кількості ітерацій (відліків). Це означає, що середньоквадратична похибка швидко зменшується до 60 відліків, а потім стабілізується. Причиною того, що середньоквадратична похибка починається з одиниці, а зважений сигнал з нуля, є те, що адаптивний алгоритм, який навчається, використовує еталонні сигнали та ініціалізує ваговий вектор нульовим значенням.

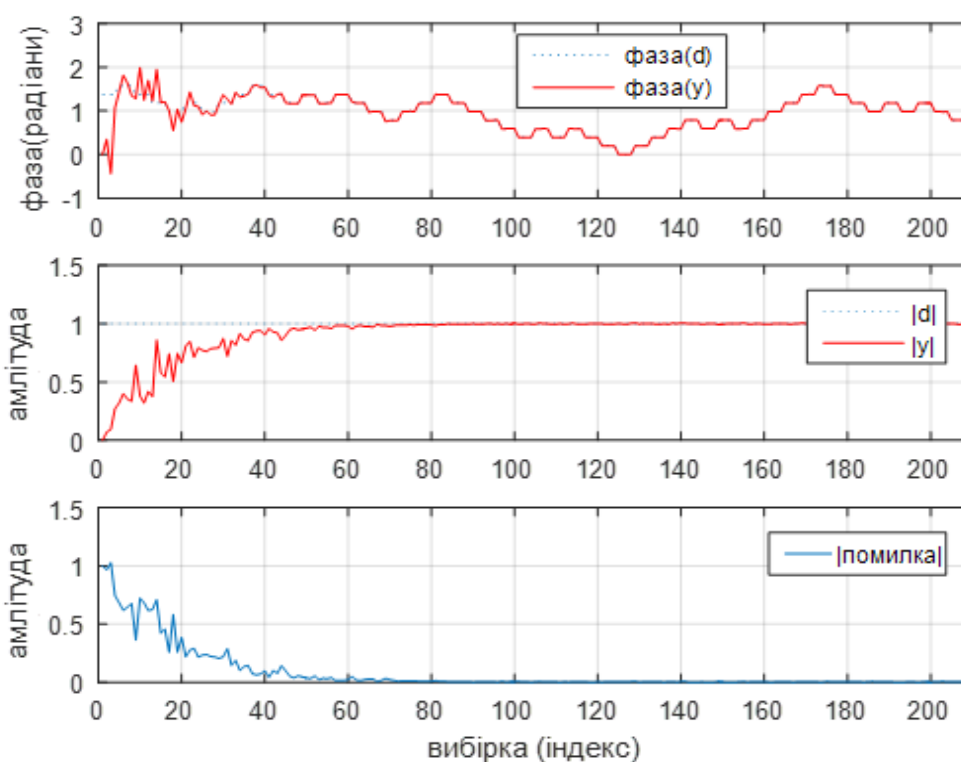


Рисунок 5.3 – Алгоритм LMS для адаптивної решітки з 6-елементною антеною і 5 завадами для коефіцієнта шуму антени 0.1, $\mu=0.01$ і $d=0.5\lambda$

Рисунок 5.4 схожий на рисунок 5.3, але різниця між ними полягає у значенні параметра моделювання. Порівнюючи їх, можна помітити, що рисунок 5.4 є більш ефективним в оцінці бажаного сигналу після деяких вибірок і він значно

мінімізує середньоквадратичну похибку. У цьому симуляційному дослідженні ми використовуємо менший коефіцієнт шуму системи (антени), ніж на рис. 5.3.

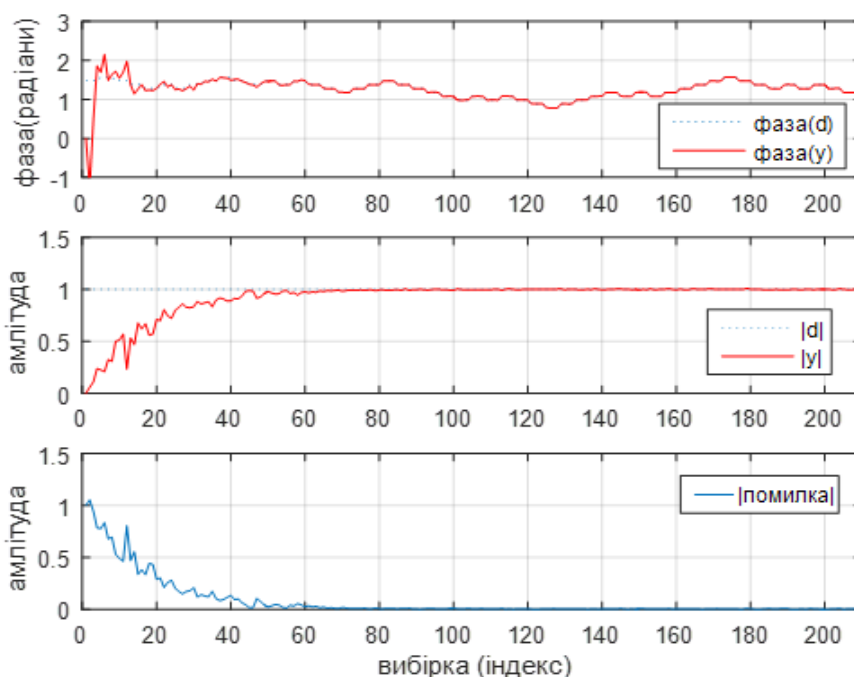


Рисунок 5.4 – Алгоритм LMS для адаптивної решітки з 6-елементною антеною і 5 завадами для коефіцієнта шуму антени 0.01, $\mu=0.01$ і $d=0.5\lambda$

На рисунку 5.5 нижче показано залежність коефіцієнта решітки від кута. З цього рисунка ми бачимо, що потрібний сигнал спрямований під кутом 20 градусів і ми маємо п'ять нулів, де сильні завади спрямовані, щоб бути відкинутими. Як показує результат моделювання, бажаний сигнал правильно приймається з коефіцієнтом решітки 0 дБ. Моделювання проводилося з припущенням, що є один бажаний сигнал і 5 сигналів, що заважають, тобто 6 антенних решіток можуть відкинути 5 сильних сигналів, що заважають. Цей результат моделювання показує, що алгоритм LMS здатний ітеративно оновлювати вагові коефіцієнти і досягти максимального променя в напрямку бажаного сигналу. Нулі можна побачити на рівні нижче -45 дБ.

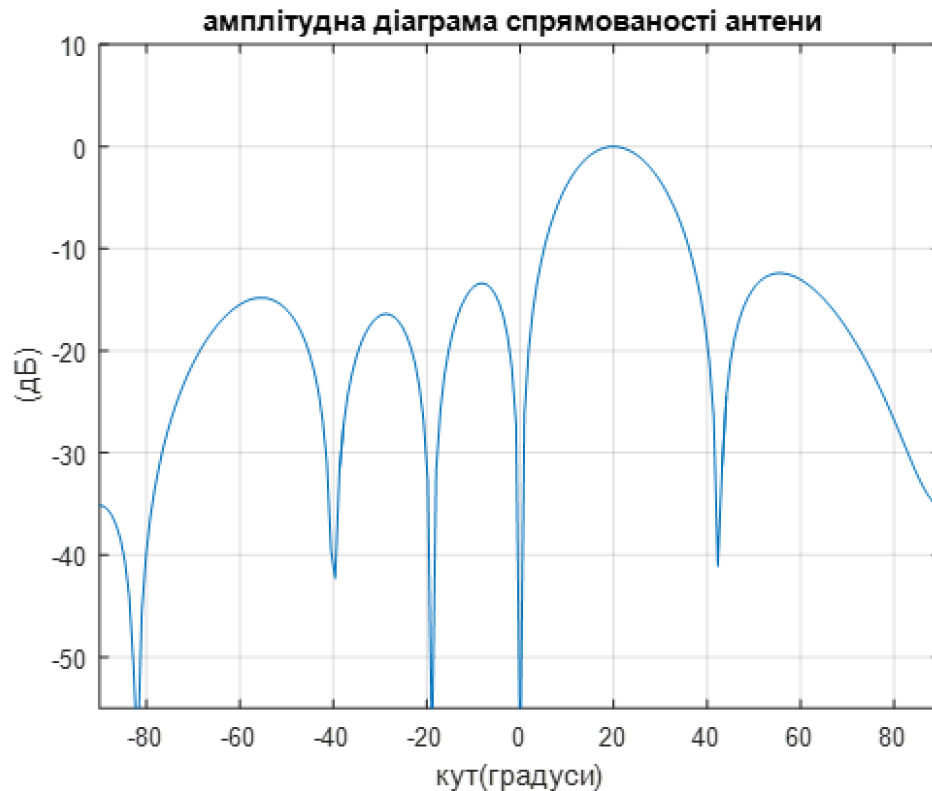


Рисунок 5.5 – ДС решітки для алгоритму LMS для адаптивної решітки з 6-елементною антеною і 5 завадами для коефіцієнта шуму антени 0.01, $\mu=0.01$ і $d=0.5\lambda$

Результати моделювання, наведені нижче під 5.6 (а) і (б), отримані з використанням тих самих параметрів моделювання, що й результати, розглянуті вище на рисунках 5.4 і 5.5, але вони відрізняються кількістю використаних антен. Тут ми використовуємо 4-елементну антену, щоб максимально відкинути три заважаючі сигнали. Зважений сигнал ефективно оцінює бажаний сигнал після 60 відліків, як показано на рисунку 5.4, тоді як оцінка досягає найкращого результату після 120 відліків, коли використовується 4 елементи антени, як показано на рисунку 5.6(а) нижче. Таким чином, з цих двох результатів моделювання видно, що зі збільшенням кількості антенних елементів на базовій станції продуктивність алгоритму LMS для цифрового формування діаграми спрямованості зростає. Іншими словами, адаптація алгоритму LMS є дуже високою і швидко збігається. Зі збільшенням кількості елементів антенної решітки зменшується ширина головної пелюстки, збільшується кількість бічних пелюсток і зростає кількість нулів у діаграмі спрямованості. Таким чином, використання більшої кількості антен на базовій станції максимізує продуктивність цифрового формування променя шляхом відкидання більшої кількості завад, які максимізують SINR.

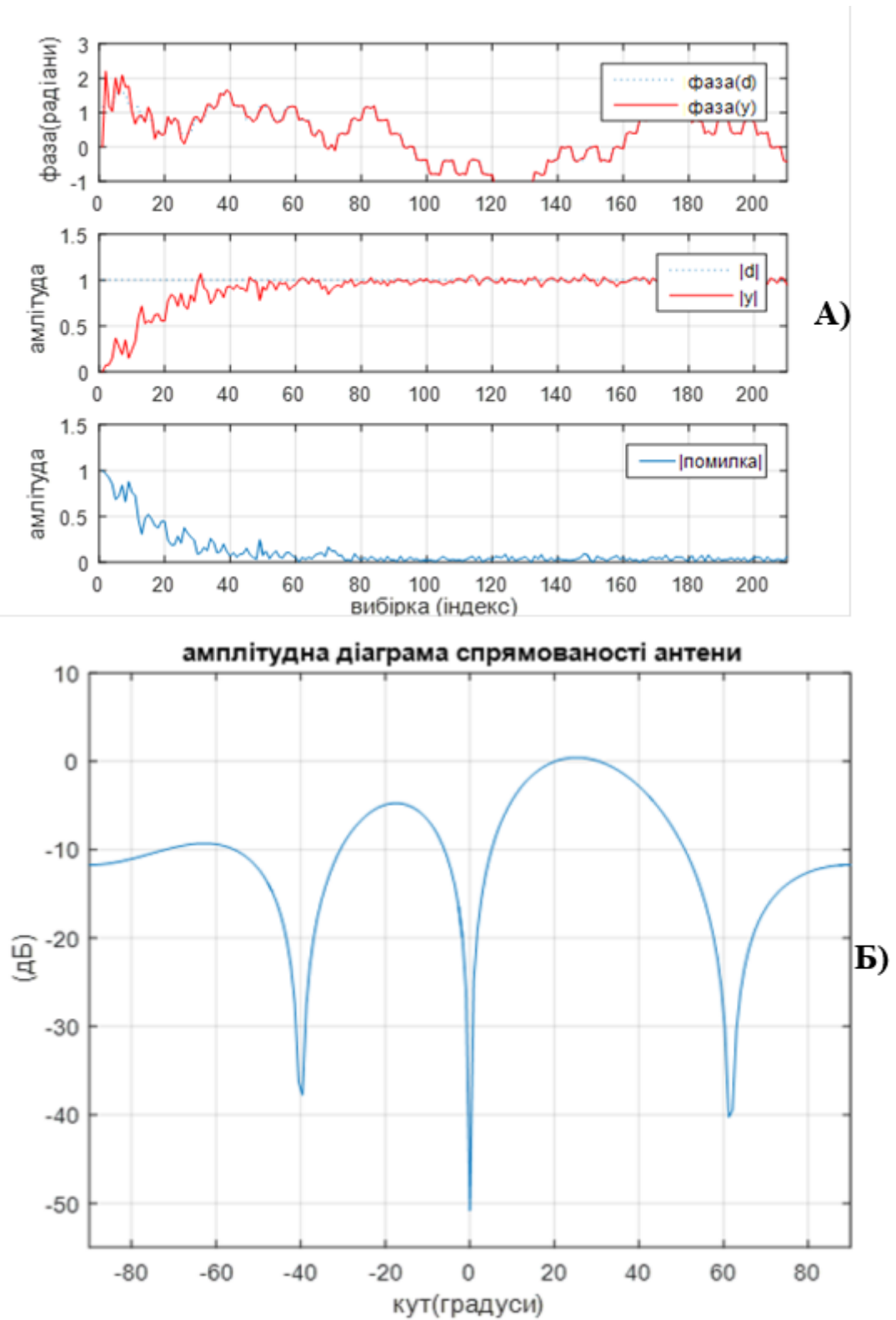


Рисунок 5.6 – Алгоритм LMS для адаптивної антенної решітки з 4-елементною антеною і 3 завадами для коефіцієнта шуму антени 0.01, $\mu=0.01$, $d=0.5\lambda$

а) оцінка амплітуди та фази в залежності від часу ітерації

б) коефіцієнт масиву (дБ) у порівнянні з тетою (градуси)

На рисунку 5.7 ми бачимо, як відстань між антенними елементами впливає на продуктивність алгоритмів адаптивного формування діаграми спрямованості. У цьому симуляційному дослідженні ми припускаємо, що відстань між антенними елементами дорівнює повній довжині хвилі. На алгоритм LMS для покращення пропускну здатності системи сильно впливає розташування антенної решітки, з цього результату моделювання випливає, що нормалізована зважена величина сигналу становить близько 0,5 або половину від бажаного сигналу, а отримана загальна похибка LMS в середньому становить понад 0,5 або більше ніж 50%. Таким чином, використання цього значення погіршує продуктивність алгоритму LMS, як видно з рисунка 5.7, з таким результатом не можна погодитися. Збільшення відстані між антенними елементами призводить до зміщення головної пелюстки в небажаному напрямку, що спричиняє появу пелюстки решітки.

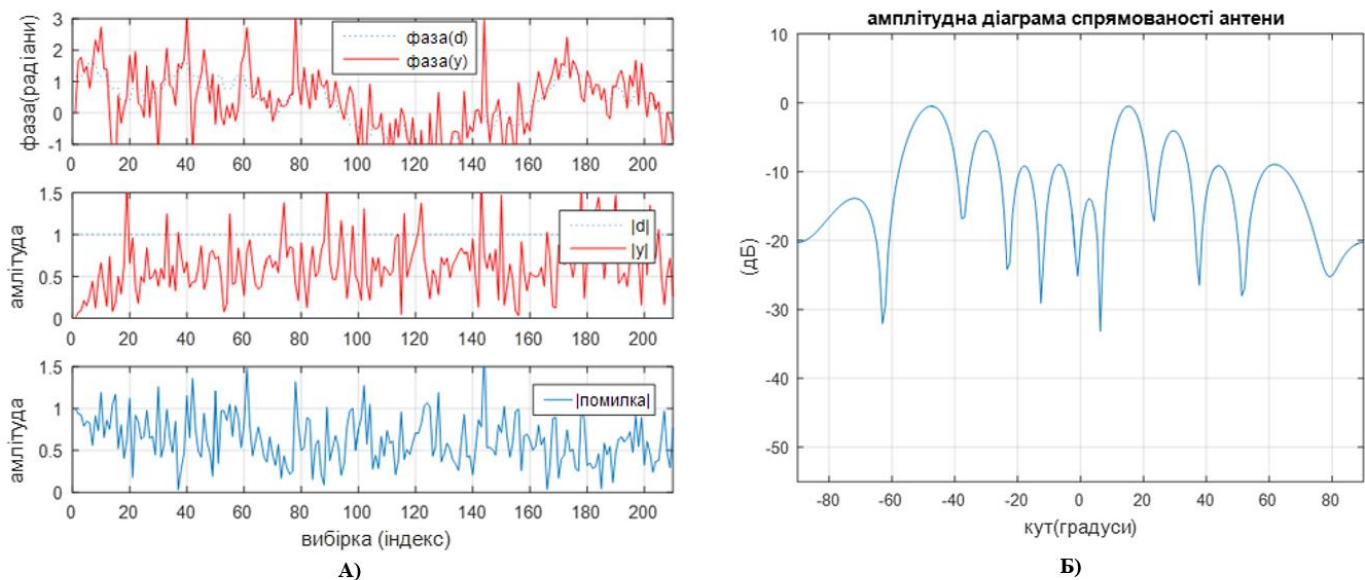


Рисунок 5.7 – Алгоритм LMS для адаптивної решітки з 6-елементною антеною і 5 завадами для коефіцієнта шуму антени 0.1, $\lambda=d$ і $\mu=0.01$
 а) оцінка амплітуди та фази в залежності від часу ітерації
 б) коефіцієнт масиву (дБ) у порівнянні з тета (градуси)

Як видно з рисунка 5.8, відстань між антенними елементами становить одну четверту довжини хвилі ($0,25\lambda$). З цього результату моделювання випливає, що нормована зважена величина сигналу дуже повільно адаптується до бажаного сигналу, а отримана середньоквадратична помилка також повільно спадає. Але порівняно з випадком, коли відстань між елементами антени дорівнює повній дов-

жині хвилі ($d=\lambda$), результат, отриманий за допомогою цього імітаційного моделювання, є більш практичним і прийнятним. Крім того, з результатів моделювання, отриманих для коефіцієнта решітки, тільки два заважаючих сигнали будуть відкинуті, хоча з рисунка 5.5 при використанні тієї ж кількості антенних елементів відкидаються п'ять сильних заважаючих сигналів. Як видно з рисунка 5.8(б), при зменшенні міжелементної відстані кількість відкинутих завад обмежується, а отже, зменшується пропускна здатність системи і зона покриття. Таким чином, використання такого значення погіршує продуктивність алгоритму формування променя, який використовується для підвищення продуктивності системи.

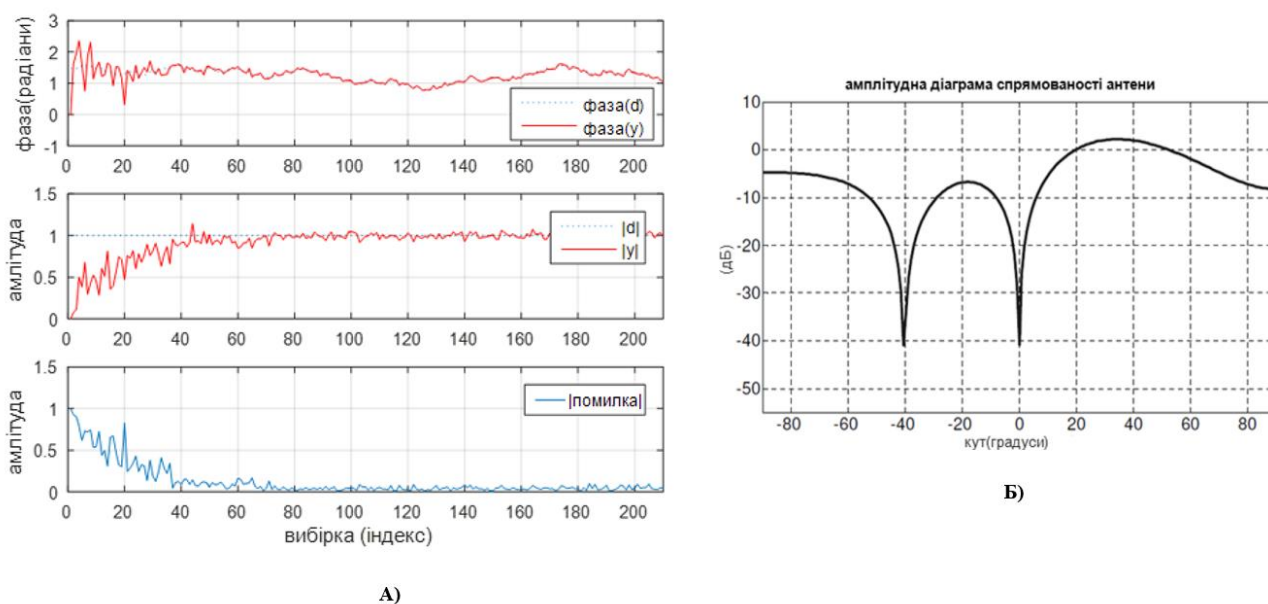


Рисунок 5.8 – Алгоритм LMS для адаптивної решітки з 6-елементною антеною та 4 завадами для коефіцієнта шуму антени 0.1, $d=0.25\lambda$ та $\mu=0.01$

- а) оцінка амплітуди та фази в залежності від часу ітерації
- б) коефіцієнт масиву (дБ) у порівнянні з тета (градуси)

Параметри моделювання, застосовані для отримання результату, показаного на рисунку 5.9, такі самі, як і на рисунку 5.4, але відрізняються лише величиною кроку μ . Тут $\mu = 0,001$, використовуючи це значення і залишаючи інші параметри незмінними, ми отримуємо результат, показаний на рисунку 5.9 нижче. З цього результату моделювання видно, що нормалізована зважена величина сигналу дуже повільно адаптується до бажаного сигналу, а отримана середньоквадратична похибка також дуже повільно зменшується. Як бачимо, для розглянутої вибірки

нормалізована зважена величина сигналу є меншою за 0,6, а середньоквадратична похибка – більшою за 0,4.

При кількості відліків (при кількості ітерацій) 120 зважена нормалізована амплітуда сигналу дорівнює 0,5 і середньоквадратична похибка також дорівнює 0,5. Виходячи з результатів моделювання, наведених на рисунку 5.9, для реалізації малого розміру кроку алгоритм адаптивного формування променя LMS потребує дуже великої кількості опорних сигналів, які потребують більшої пропускної здатності. Оскільки пропускна здатність бездротового зв'язку дуже обмежена, використання більшої кількості опорних сигналів не є економічно вигідним, оскільки це призводить до втрат більш обмежених ресурсів. Таким чином, використання такого значення погіршує продуктивність алгоритму формування променя, який використовується для підвищення продуктивності системи.

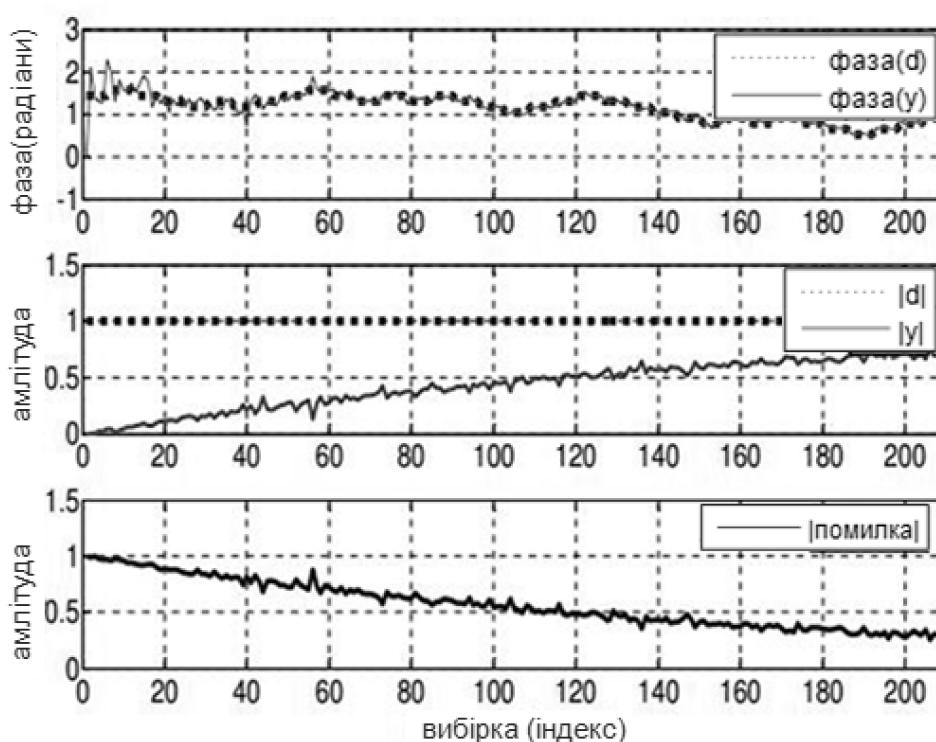


Рисунок 5.9 – Алгоритм LMS для адаптивної решітки з 6-елементною антенною решіткою та 5 завадами для коефіцієнта шуму антени, що дорівнює 0.01 та 0.5λ
 $=d$ та $\mu = 0.001$

Результат моделювання, показаний на рисунку 5.10 нижче, використовує ті ж самі параметри моделювання, що й на рисунку 5.4, але вони відрізняються кількістю елементів антени та кількістю сигналів, що заважають. У цьому симуляційному дослідженні розглядаються 4-елементні антенні решітки і 2 заважаючих си-

гнали. Максимальна завада, яку можна відкинути за допомогою 4-х антенних елементів, дорівнює 3. З отриманого результату видно, що зсув по фазі між шуканим і зваженим сигналами більше не спостерігається. Нормована зважена амплітуда повільно адаптується до бажаного сигналу і середньоквадратична помилка зменшується повільно. Після 140 відліків результат, отриманий за допомогою цієї симуляції, відносно збігається з результатом, отриманим на рис. 5.4 після 60 відліків.

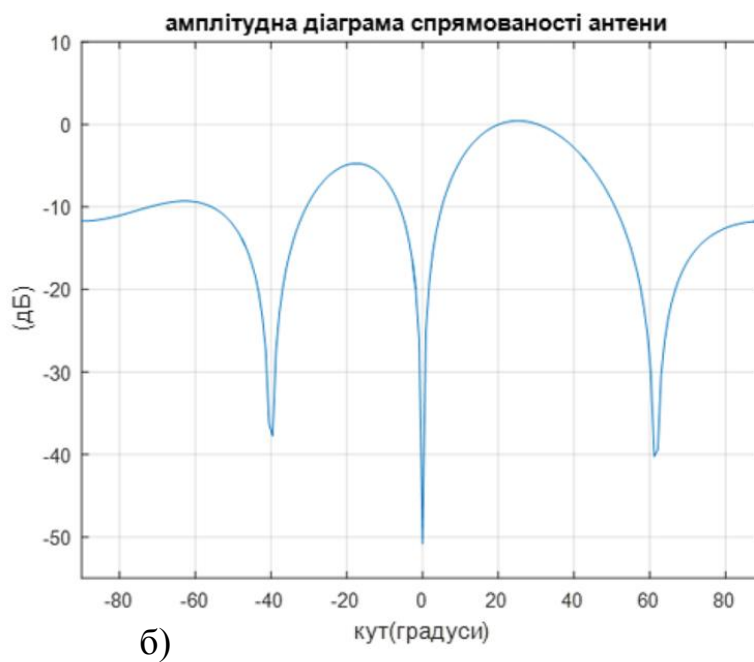
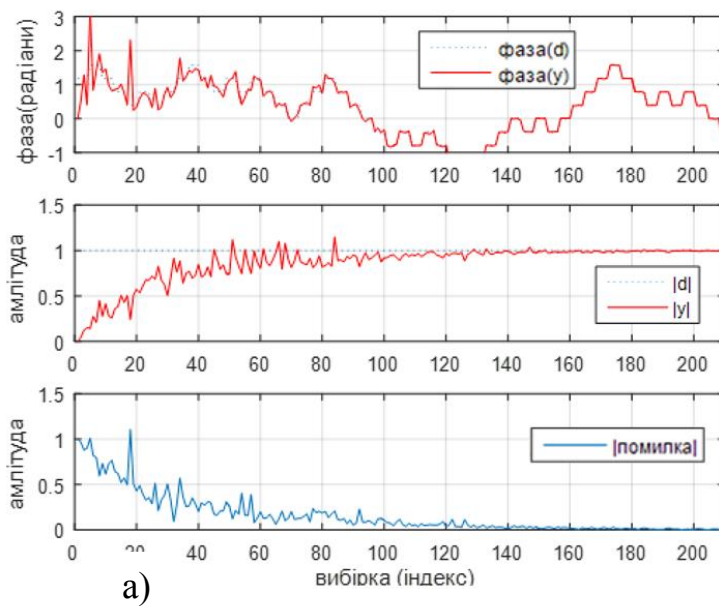


Рисунок 5.10 – Алгоритм LMS для адаптивної решітки з 4-елементною антеною та 2 завадами для коефіцієнта шуму антени 0.01, $\mu=0.01$, $d=0.5\lambda$

а) оцінка амплітуди та фази в залежності від часу ітерації

б) коефіцієнт масиву (дБ) у порівнянні з тета (градуси)

5.5 СМА для адаптивного формування діаграми спрямованості

Точне вимірювання ДС неможливе, оскільки це вимагало б попереднього знання $E[|s(n)|^p]$. Стратегія полягає в масштабуванні $|s(n)|$ до одиниці і використанні миттєвої оцінки. Алгоритм було змодельовано за допомогою MATLAB, і результати моделювання наведено на Рисунках 5.11 та 5.12 нижче. Алгоритм збігається повільніше, ніж алгоритм LMS, як видно з рисунків 5.4 і 5.11 та рисунків 5.3 і 5.12. Моделювання проводилося з відносно низьким рівнем шуму системи. Завади такі самі, як і в експерименті з LMS, з тим самим кутом приходу сигналів.

Сигнали перешкод надходять під кутами -10 , -40 і 58 градусів. Сигнал, який потрібно прийняти, приходить під кутом 20 градусів. На рисунку 5.13 показано амплітудну характеристику адаптивної антенної решітки, де відкинуто три завади. З порівняння цих двох алгоритмів ми бачимо різницю в ініціалізації вагових коефіцієнтів. Під час спроб моделювання алгоритму СМА стало зрозуміло, що алгоритм є менш стабільним, ніж алгоритм LMS. Моделювання алгоритму з використанням похибки, не дало стабільних результатів. Перевагою алгоритму СМА є той факт, що йому потрібна лише миттєва амплітуда вихідного сигналу $|y(k)|$ і тому не потрібна синхронізація, тоді як LMS вимагає синхронізації. Завдяки цій властивості алгоритм СМА є відносно простим у реалізації.

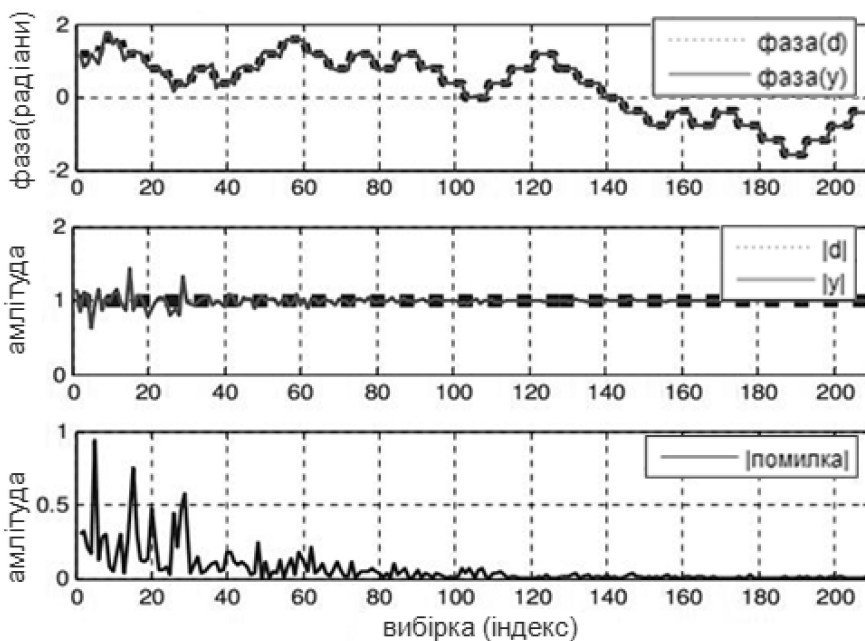


Рисунок 5.11 – Алгоритми СМА для адаптивної решітки з 6-елементною антеною та 5 завадами для коефіцієнта шуму антени 0.01 , $\mu=0.01$, $d=0.5\lambda$

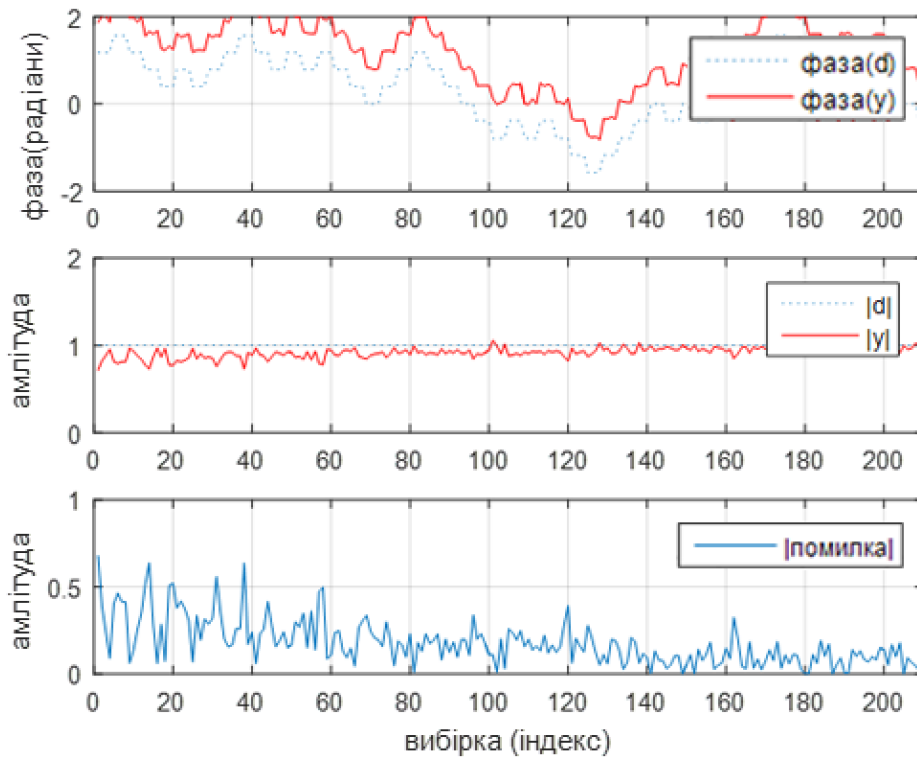


Рисунок 5.12 – Алгоритм СМА для адаптивної решітки з 6-елементною антеною та 5 завадами для коефіцієнта шуму антени 0.1, $\mu=0.01$, $d=0.5\lambda$

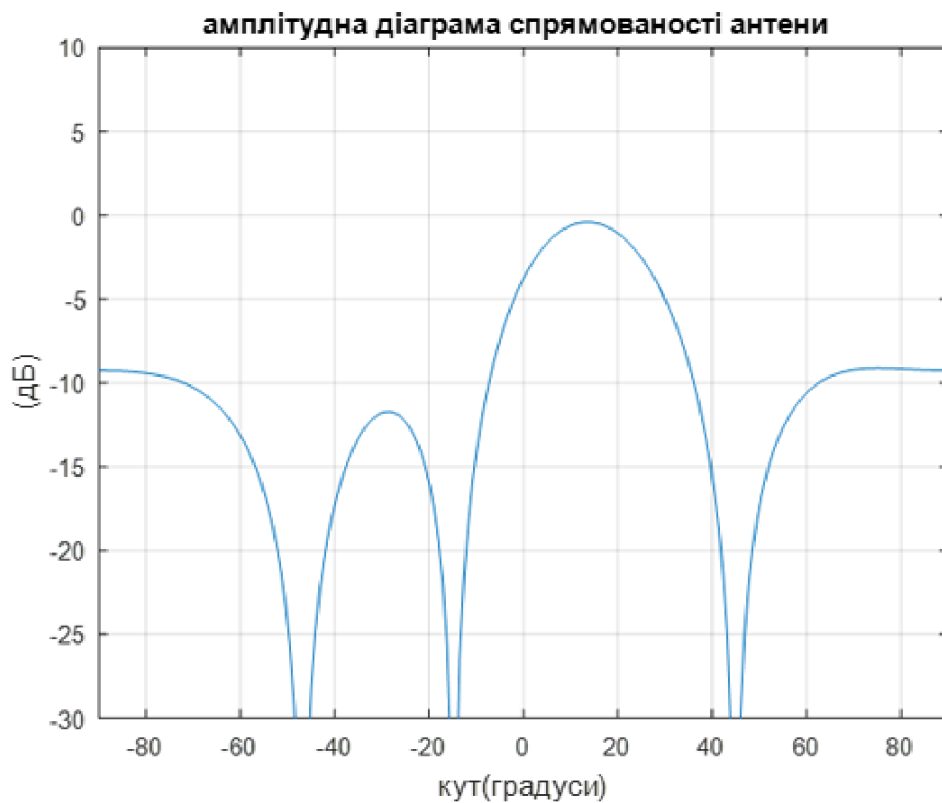


Рисунок 5.13 – Алгоритм СМА для адаптивної антенної решітки з 4-елементними антенами і 3 завадами для коефіцієнта шуму антени, що дорівнює 0.01, $\mu=0.01$, $d=0.5\lambda$

На рисунку 5.14 (а) показано результат моделювання, отриманий для алгоритму СМА з тими самими параметрами, що й для моделювання на рисунку 5.11, з різницею лише у відстані між антенами. Як видно з рисунка 5.14 (а), фаза бажаного сигналу і зваженого сигналу не мають жодної спільної точки, що вносить більшу похибку. Порівнюючи це з фазою бажаного сигналу і зваженого сигналу, наведеними на рисунку 5.11, і величиною похибки для двох випадків, можна зрозуміти, що зміна міжелементної відстані впливає на продуктивність алгоритму СМА для цифрового формування діаграми спрямованості для підвищення пропускної здатності системи. Як пояснювалося вище, міжелементна відстань $d = 0,25\lambda$ не є придатною відстанню для реалізації цього алгоритму, і він не може належним чином відкидати завади.

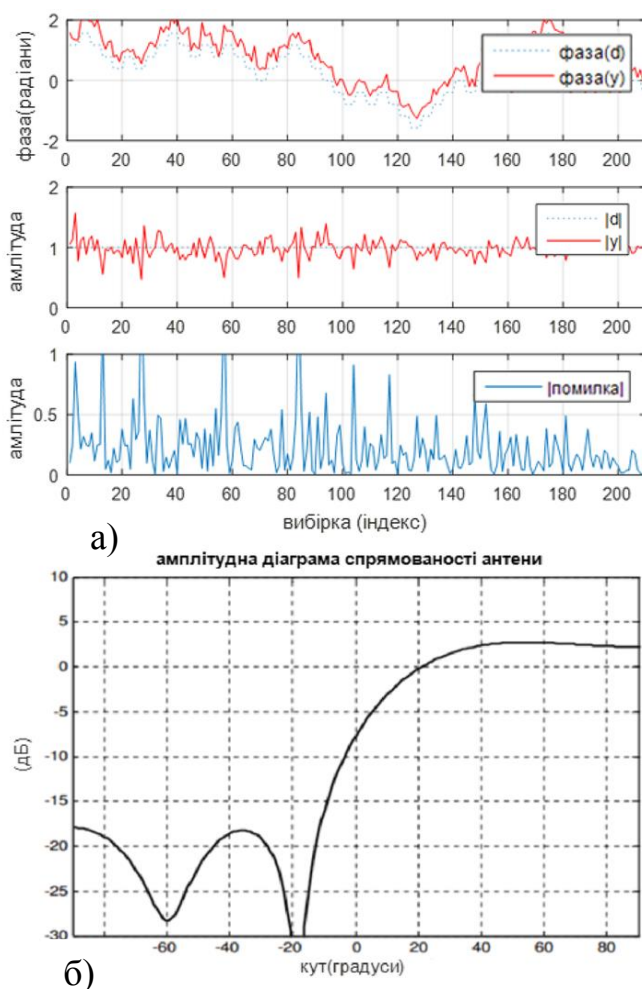


Рисунок 5.14 – Алгоритми СМА для адаптивної решітки з 4-елементною антеною решіткою та 2 завадами для коефіцієнта шуму антени, що дорівнює 0.01, $d = 0,25\lambda$ та $\mu = 0.01$

- а) амплітудна характеристика та оцінка фази в залежності від часу створення
 б) коефіцієнт масиву (дБ) у порівнянні з тета (градуси)

З наведених нижче рисунків 5.15 (а) і (б) видно, що на АЧХ для цифрового формування діаграми спрямованості впливає величина міжантенної відстані між елементами порівняно з наведеним вище рисунком 5.11. Використання $d = \lambda$ для підвищення продуктивності системи шляхом реалізації концепції цифрового формування діаграми спрямованості, як видно з рисунків 5.7, 5.8 для алгоритму LMS і 5.11 для алгоритму СМА. Величина помилки СМА сильно коливається випадковим чином і в середньому становить близько 0,75 або 75%, а зважений сигнал сильно коливається і стає нестабільним. Крім того, фаза зваженого сигналу не відповідає фазовому зсуву шуканого сигналу. Тому результат, отриманий за допомогою цього параметра, не є практичним, оскільки він зміщує кут приходу бажаного сигналу і зміщує нулі з сигналами, що заважають, як ми бачимо на рисунку 5.15 (б) нижче.

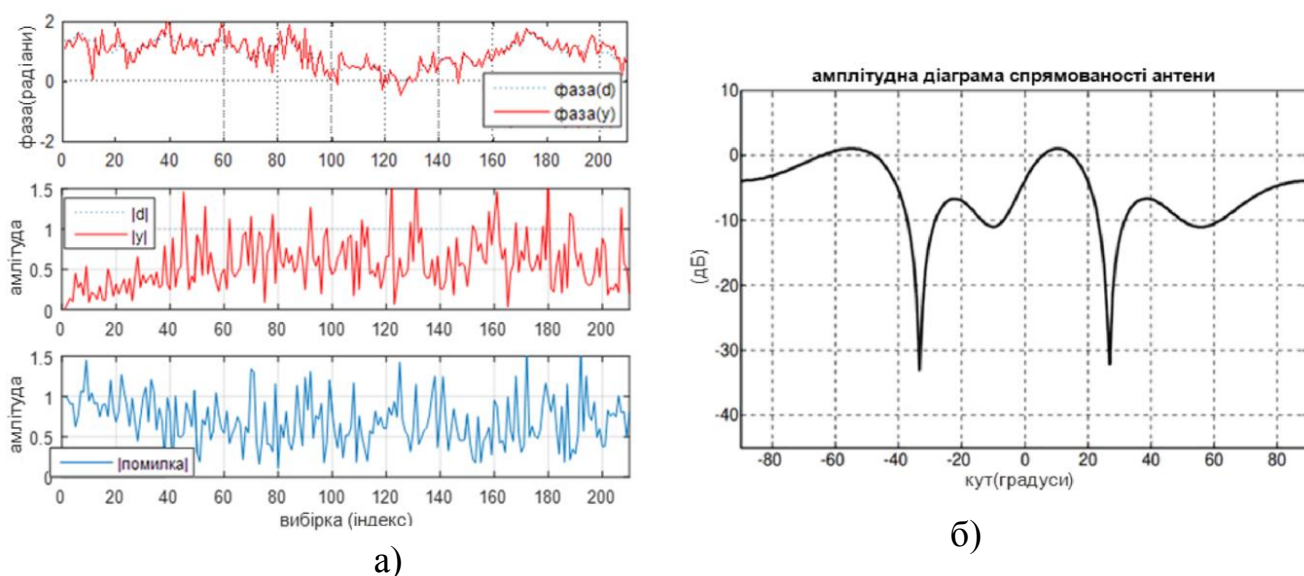


Рисунок 5.15 – Алгоритм СМА для адаптивної решітки з 4-елементною антеною та 2 завадами для коефіцієнта шуму антени, що дорівнює 0.01, $\lambda = d$ та $\mu = 0.01$

- а) оцінка амплітуди та фази в залежності від часу ітерації
 б) коефіцієнт масиву (дБ) у порівнянні з тетою (градуси)

Як показано на рисунку 5.9, використання дуже малого кроку адаптації впливає на продуктивність алгоритмів формування променя. Але порівняно з результатом, отриманим на рис. 5.9, результат, отриманий на рис. 5.16, є дуже нестабільним і не показує жодного покращення амплітуди помилки та оцінки бажаного сигналу. Це свідчить про те, що алгоритм LMS збігається зі збільшенням кількості відліків, тоді як СМА не може цього зробити.

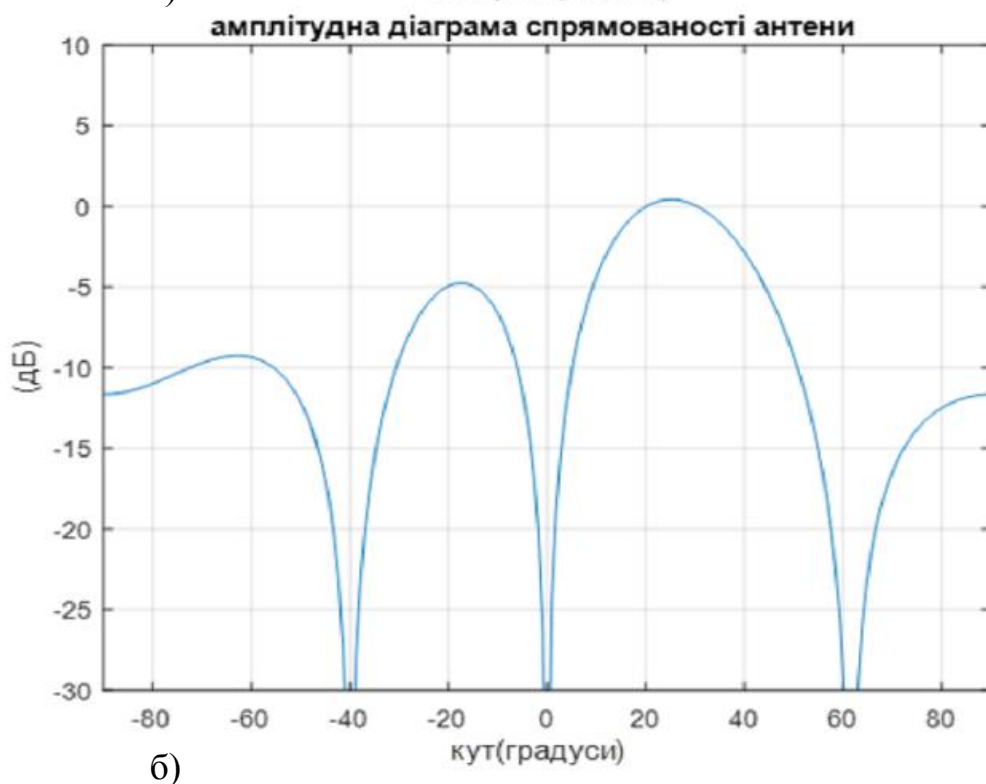
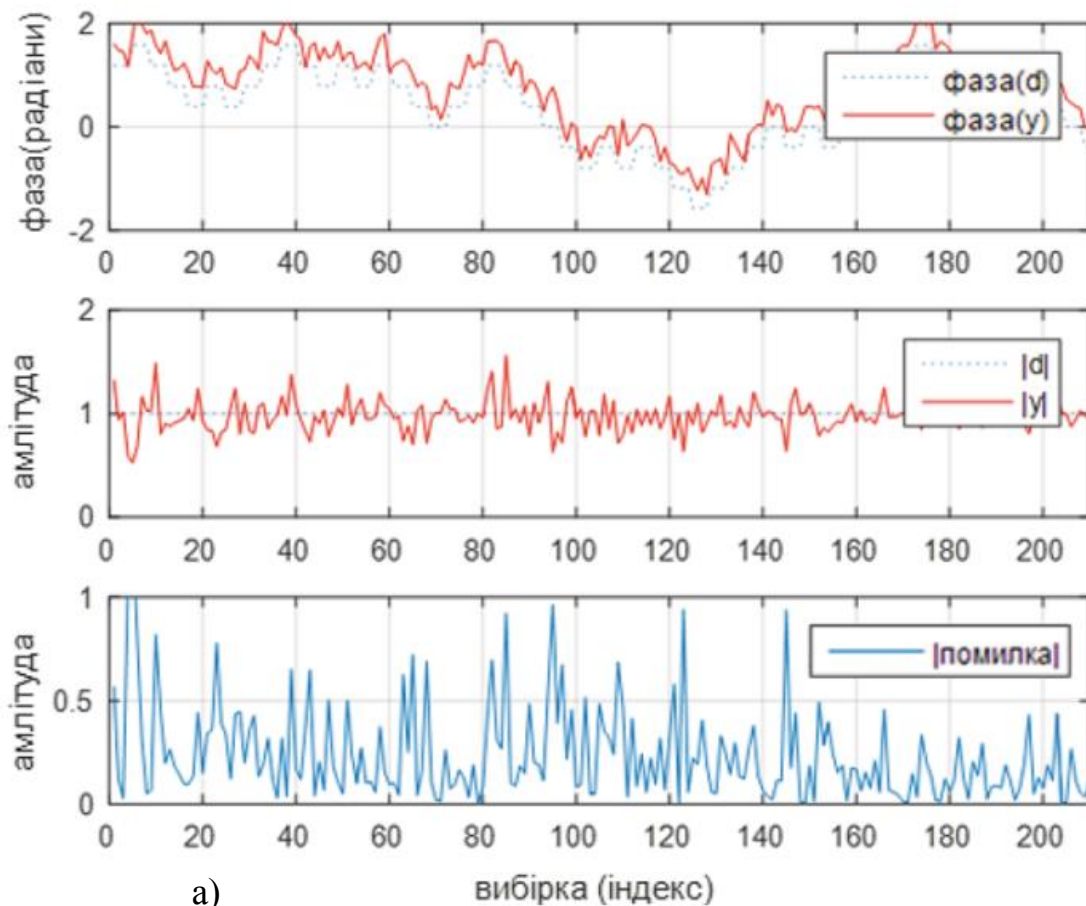


Рисунок 5.16 – Алгоритм СМА для адаптивної антенної решітки з 4 антенами та 3 завадами для коефіцієнта шуму антени, що дорівнює 0,01 та $0,5 \lambda = d$ та $\mu = 0,001$

- а) оцінка амплітуди та фази в залежності від часу ітерації,
 б) коефіцієнт масиву (дБ) у порівнянні з тетою (градуси)

5.6 Підсумки

В таблиці 5.2 наведено підсумки моделювання.

Таблиця 5.2 – Підсумкові результати діяльності

Алгоритм	Параметр						Ефективність (%)
	Кількість антен (M)	Відстань між антенами (d)	Розмір кроку(μ)	Шум системи	Швидкість збіжності (ітерація)	BER	
LMS	4	0.5λ	0.01	0.01	120	10^{-3}	12.5
	6	0.5λ	0.01	0.01	60		30
CMA	4	0.5λ	0.01	0.01	-		5.35
	6	0.5λ	0.01	0.01	140		23.2

На рисунку 5.17 показано моделювання залежності SINR від BER для CMA та LMS з кількістю антенних елементів решітки 4, 6 і для тієї ж самої антенної решітки без використання концепції формування діаграми спрямованості.

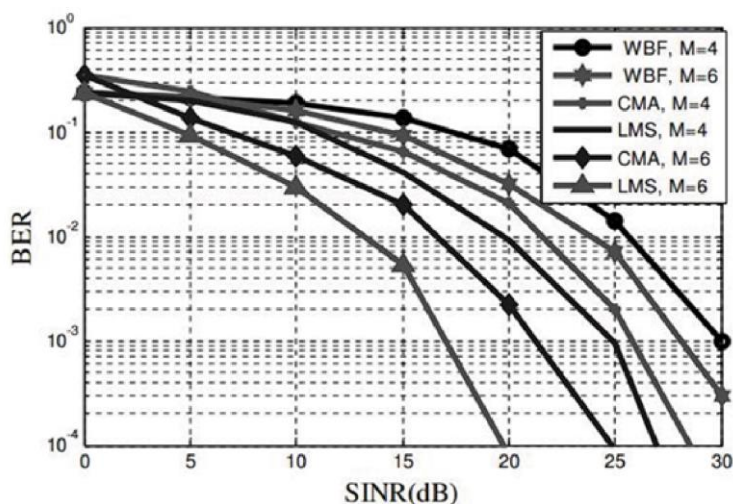


Рисунок 5.17 – Порівняння методів

Таким чином, використання адаптивних антен покращує продуктивність систем мобільного зв'язку за показниками SINR та BER, як видно результатів моделювання, наведених на рис. 5.17. Прийом сигналу при $BER = 10^{-3}$ з 6-елементною антенною решіткою (LMS) більш ефективний, ніж з іншими. Таким

чином, при використанні більшої кількості елементів антенної решітки якість прийому сигналу покращується за допомогою алгоритму формування діаграми спрямованості.

На рис. 5.18 наведено структурну схему алгоритму оцінки ефективності.

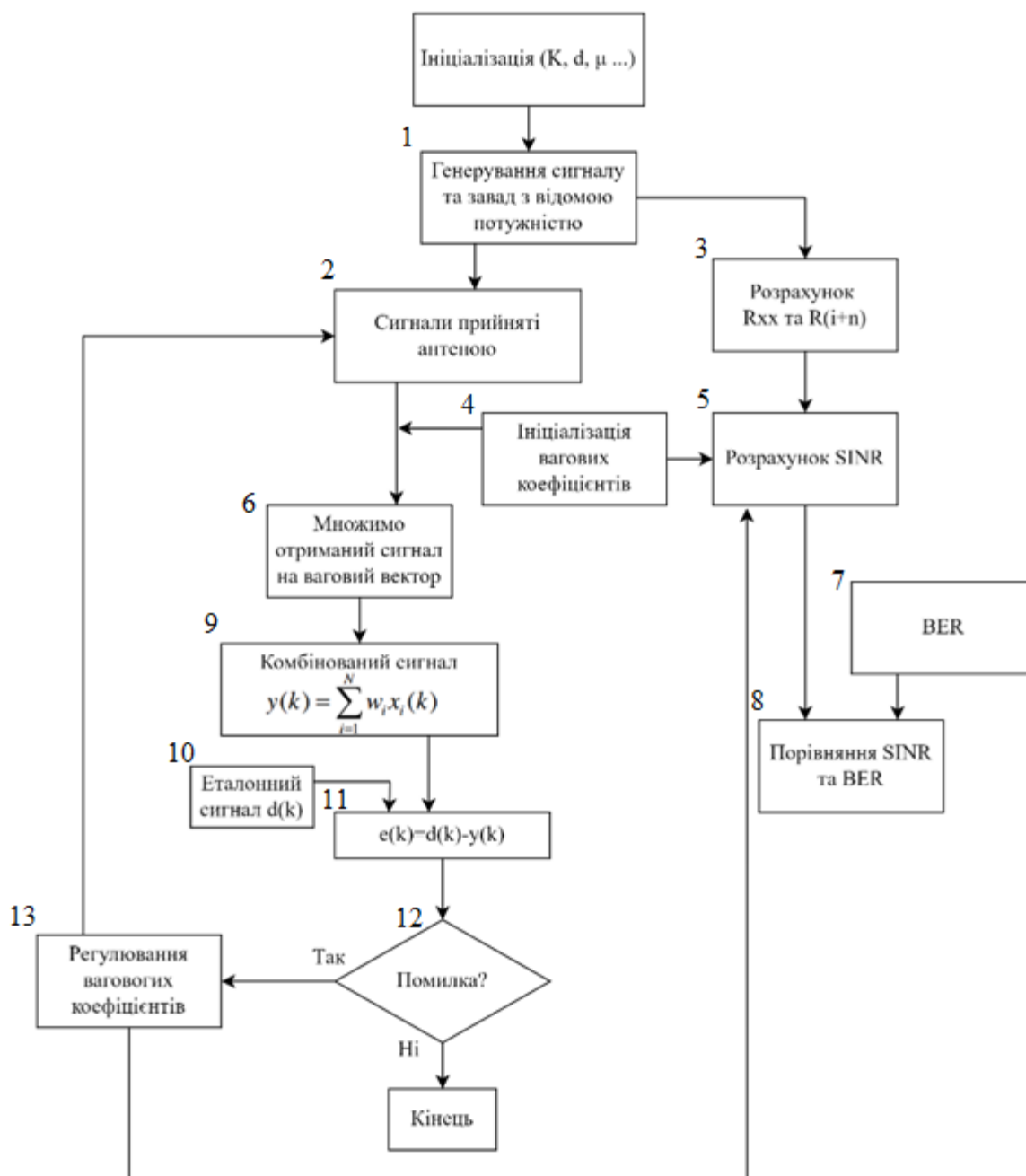


Рисунок 5.18 – Структурна схема алгоритму оцінки ефективності

Коефіцієнт шуму з наведеної на рисунку 5.18 структурної схеми алгоритму оцінки ефективності ми отримуємо ваговий вектор, який використовується для максимізації SINR адаптивного формування діаграми спрямованості.

Міжелементна відстань між елементами антени є важливим фактором при проектуванні антенної решітки: відстань між елементами більше $2/\lambda$ (де λ – довжина хвилі вхідного або вихідного сигналу) призводить до утворення пелюсток решітки. Якщо міжелементна відстань між елементами антени менша за $2/\lambda$, то взаємним зв'язком між елементами вже не можна нехтувати. Тому оптимальна відстань між елементами для застосування діаграми спрямованості $d = 2/\lambda$. Ми розглянули концепцію формування променя і обговорили методи, які використовуються для вирішення проблем, пов'язаних з бездротовим персональним зв'язком. Ми обговорили, як багатопроменеві антени здатні збільшити пропускну здатність систем 5G. У LMS нам потрібен опорний сигнал $d(k)$, до якого ми хочемо, щоб вихідний сигнал збігався. В СМА, однак, опорний сигнал не потрібен, ми використовуємо апріорну інформацію про те, що $|y| = 1$ за відсутності сигналів, що заважають.

Результати моделювання для двох адаптивних алгоритмів, які були реалізовані для перевірки покращення продуктивності концепції цифрового формування променя, показують, що кількість завад, які відкидаються, рівень максимуму і нуля, величина помилки, оцінка (адаптація) зваженого сигналу до бажаного сигналу і фазовий зсув змінюються при зміні кількості антен, розміру кроку, системного шуму і відстані між антенними елементами. Результати аналізу в цій роботі, є цінними для планування та визначення розмірів мобільних стільникових мереж. Проведене імітаційне моделювання показало, що алгоритм LMS працює краще, ніж алгоритм СМА, у всіх припущених умовах при деякій обчислювальній складності. Таким чином, було показано, що ці алгоритми дають значне поліпшення продуктивності при розумних обчислювальних витратах порівняно з алгоритмами, які розглядають тільки множину решіток (порівняно з алгоритмами комутованого формування променя). Імітаційне дослідження для SINR vs BER показує показники продуктивності лінії зв'язку, які дають нам уявлення про покращення продуктивності в результаті застосування методів формування променя.

ВИСНОВКИ

З глобалізацією сучасні мережі стикаються з високими вимогами до трафіку, і для задоволення цих потреб системи мобільного зв'язку розгортаються на відстані кількох сотень метрів, а безпроводові локальні мережі (WLAN) розміщуються майже всюди. Разом із розширенням послуг мобільного широкосмугового зв'язку впровадження нових технологій, таких як Smart-антени, Massive MIMO, 3D MIMO, які притаманні системі 5G також сприяє збільшенню безпроводового трафіку. Для реалізації ефективного впровадження технологій цифрового формування діаграми спрямованості при використанні Smart-антен, необхідно зважено підходити до обрання алгоритму обчислення комплексних вагових коефіцієнтів і процедури формування променя діаграми спрямованості антени.

В кваліфікаційній роботі проаналізовано основні передумови, щодо впровадження смарт-антен в системи мобільного зв'язку 5G. Продемонстровано методи реалізації цифрового формування променя діаграми спрямованості смарт-антени.

Проведено синтез математичних моделей на основі методів адаптивного формування діаграми спрямованості smart-антени, а саме методу найменших середніх квадратів LMS, рекурсивного алгоритму найменших квадратів RLS і алгоритму постійного модуля CMA, які використовуються для обчислення комплексних вагових коефіцієнтів лінійної антенної решітки і формування променя діаграми спрямованості.

Дана аналітична кількісна оцінка продуктивності алгоритмів адаптивного формування діаграми спрямованості smart-антени LMS, RLS і CMA за показниками: швидкості збіжності, ширини формування променю діаграми спрямованості антенної решітки, точністю отримання корисного сигналу.

Таким чином, було показано, що ці алгоритми дають значне поліпшення продуктивності при розумних обчислювальних витратах порівняно з алгоритмами, які розглядають тільки множину решіток.

Проведене імітаційне моделювання показало, що алгоритм LMS працює краще, ніж алгоритми RLS і CMA, у всіх припущених умовах при деякій обчислювальній складності.

Результати можуть бути використані при плануванні та впровадженні просторово-часового доступу в мобільних мережах зв'язку 5G.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. T. Ohira, J. Cheng, Analog smart antennas in Adaptive Antenna Arrays / T. Ohira, J. Cheng, 2012. – 620p
2. K. Shinjo, Hamiltonian systems with many degrees of freedom: asymmetric motion and intensity of motion in phase space / K. Shinjo, T. Sasada: Phys. Rev. E, 1996-68p.
3. Поповский В.В. Многоканальная электросвязь и телекоммуникационные технологии: учеб. пособие / В.В. Поповский, Ю. И. Лосев, С. А. Сабурова и др.; под главной ред. В.В. Поповского. – Харьков: СМІТ, 2006. – 596 с.
4. Поповский В.В. Математические основы управления и адаптации в телекоммуникационных системах: учебник / В.В. Поповский, В. Ф. Олейник. – Харьков: СМІТ, 2011. – 362 с.
5. Поповский В.В. Математичні основи теорії телекомунікаційних систем: навч. Посібник / В.В. Поповський, С.О. Сабурова, В.Ф. Олійник та ін.; під заг. ред. В.В. Поповського. – Харків: СМІТ, 2006. – 56
6. Naguib A. F., Paulraj A., Kailath T. Capacity Improvement with Base-Station Antenna Arrays in Cellular CDMA // IEEE Trans. On Vehicular Technology. – 1994. – Vol. 43. – No. 3. – P.691-698
7. 3GPP2 C.S0002-D, Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems: Revision D, Feb. 2004.
8. Ahmed, I., Khammari, H., Shahid, A., Musa, A., Kim, K. S., De Poorter, E., & Moerman, I. (2018). A survey on hybrid beamforming techniques in 5G: Architecture and system model perspectives. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 20(4), 3060–3097.
9. Kim, H., & Lee, S. (2016) A survey on the key enabling technologies for the 5G mobile broadband networks.
10. Agiwal, M., Roy, A., & Saxena, N. (2016). Next generation 5G wireless networks: A comprehensive survey. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 18(3), 1617–1655.
11. Pirinen, P. (2014) A brief overview of 5G research activities, In 1st international conference on 5G for ubiquitous connectivity, IEEE, pp. 17–22.

12. Gao, Z., Dai, L., Mi, D., Wang, Z., Imran, M. A., & Shakir, M. Z. (2015). Mmwave massive-mimo-based wireless backhaul for the 5g ultra-dense network. *IEEE Wireless Communications*, 22(5), 13–21.
13. Razavizadeh, S.M., Ahn, M., & Lee, I. (2014). Three-dimensional beamforming: A new enabling technology for 5G wireless networks. *IEEE Signal Processing Magazine*, 31(6), 94–101.
14. Андрущенко, О.В., Москалець, М.В., & Шумков, І.М. (2022). Оцінка продуктивності алгоритмів адаптивного формування променя Smartантени для систем мобільного зв'язку 5G. Матеріали восьмої Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми електромагнітної сумісності перспективних безпроводових мереж зв'язку (EMC-2022)». 01-04.
15. Шумков, І. М., Москалець, М. В., & Андрущенко, О. В. (2022). Розробка ефективних моделей частотно-територіального планування мережі мобільного зв'язку LTE. Матеріали восьмої Міжнародної науковотехнічної конференції «Проблеми електромагнітної сумісності перспективних безпроводових мереж зв'язку (EMC-2022)». 05-09.
16. Muliar, B., Koliadenko, Y. U., & Moskalets, M., Loshakov, V., Martynchuk, O., Ageyev, D. (2022). Interaction Model and Phase States at Frequency Resource Allocation in a Grouping of Radio-Electronic Equipment of 5G Mobile Communication Network. 2022 IEEE 9th International Conference on Problems of Infocommunications, Science and Technology (PIC S&T), pp. 1-7. <https://doi.org/10.30837/ITSSI.2021.16.089>
17. What is 4x4 MIMO, and Does My Smartphone Need It? Available online: <https://www.howtogeek.com/394266/what-is-4x4-mimo-and-does-my-smartphone-need-it>
18. Ван, Х. Зв'язок на міліметрових хвилях: комплексне дослідження // Конг, Л.; Конг, Ф.; Цю, Ф.; Ся, М.; Арнон, С.; Чен, Г. I IEEE Commun. Surv. Tutor. 2018, 20, 1616–1653.
19. Сивик О. С. Аналіз напрямків розвитку майбутніх телекомунікаційних технологій // Зв'язок. – 2021. – № 3.
20. A. A. Althwayb, M. Alibakhshikenari, B. S. Virdee, H. Benetatos, F. Falcone, and E. Limiti, “Antenna on chip (AoC) design using metasurface and SIW technologies for THz wireless applications,” *Electronics*, vol. 10, no. 9, 1120 pages, 2021.

21. Demir, Ö.T.; Björnson, E. Channel Estimation in Massive MIMO Under Hardware Non-Linearities: Bayesian Methods Versus Deep Learning. *IEEE Open J. Commun. Soc.* 2020, 1, 109–124.
22. X. Rong Lin Li and R. Li, “A novel dual-band MIMO antenna array with low mutual coupling for portable wireless devices,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 1039–1042, 2011.
23. K.-L. Wong, J.-Y. Lu, L.-Y. Chen, W.-Y. Li, and Y.-L. Ban, “8-antenna and 16-antenna arrays using the quad-antenna linear array as a building block for the 3.5-GHz LTE MIMO operation in the smartphone,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 58, no. 1, pp. 174–181, 2016.
24. Lopes, P. A., Tavares, G., & Gerald, J. B. (2007). A new type of normalized LMS algorithm based on the kalman filter, In 2007 IEEE international conference on acoustics, speech and signal processing-ICASSP'07, IEEE, Vol. 3, pp. III–1345.
25. Widrow, B., & McCool, J. (1976). A comparison of adaptive algorithms based on the methods of steepest descent and random search. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 24(5), 615–637.
26. Abohamra, Y., Soleymani, M., & Shayan, Y. R. (2019). Using beamforming for dense frequency reuse in 5G. *IEEE Access*, 7, 9181–9190.
27. Abohamra, Y. A., Solymani, M., & Shayan, Y. R. (2017). Optimum scheduling based on beamforming for the fifth generation of mobile communication systems, In (2017) 8th IEEE annual information technology, electronics and mobile communication conference (IEMCON), IEEE, pp. 332–339. Abohamra, Y., Soleymani, M., & Shayan, Y.
28. Marciano, D., Duran, F., & Chang, O. (1995). Synthesis of multiple beam linear antenna arrays using genetic algorithms, In *Antennas and propagation society international symposium, 1995. AP-S. Digest*, IEEE, Vol. 2, pp. 938–941.
29. Gross, F. *Smart antennas for wireless communications with matlab*, McGraw Hills.