ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет інформаційних технологій

Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

ДИПЛОМНА РОБОТА

другого (магістерського) рівня
Освітній рівень

Галузь знань 17 Електроніка, автоматизація та електронні комунікації
Шифр і назва спеціальності

Спеціальність 172 Електронні комунікації та радіотехніка
Шифр і назва спеціальності

Освітня програма Електронні інформаційно-комунікаційні системи та мережі
Назва освітньої програми

на тему Метод формування діаграми спрямованості для фазованих антенних решіток

ДРТР. 240260.01.04.ПЗ

Виконав: здобувач 2 курсу, група ЕКРм-24-1 _____ М.В. КОРОТУН
підпис Ініціали, прізвище

Керівник: д-р техн. наук, проф. _____ Ю.М. БОЙКО
підпис Ініціали, прізвище

До захисту допускаю:

Зав. кафедри: д-р техн. наук, проф. _____ С.К. ПІДЧЕНКО
підпис Ініціали, прізвище

1 12 2025 р.

Хмельницький, 2025

Хмельницький національний університет

Факультет *Інформаційних технологій*
Кафедра *Телекомунікації, медійних та інтелектуальних технологій*
Освітній рівень *Другий (магістерський)*
Галузь знань *17 – Електроніка, автоматизація та електронні комунікації*
Спеціальність *172 – Електронні комунікації та радіотехніка*
Освітня програма *Електронні інформаційно-комунікаційні системи та мережі*

ЗАТВЕРДЖУЮ
Зав. кафедрою _____
_____
«_1_» _09_ 2025р.

ЗАВДАННЯ
НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ

КОРОТУНУ МИКОЛІ ВІКТОРОВИЧУ

1 Тема роботи: *Метод формування діаграми спрямованості для фазованих антенних решіток*
керівник роботи БОЙКО Юлій Миколайович, д.т.н, професор.
Затверджено наказом по університету від «25» серпня 2025р. № 65.
2 Термін подання здобувачем роботи на кафедру: 24.11.2025р.
3 Вихідні дані роботи:
Метою дипломної роботи є розроблення методики формування діаграми спрямованості фазованої антенної решітки, яка забезпечує високі показники напрямленості випромінювання та гнучке електронне керування променем при мінімальному рівні бічних пелюсток.
Предмет дослідження – методи та засоби підвищення гнучкості управління променем фазованої антенної решітки.
Об'єкт дослідження – процес передачі сигналів у фазованій антенній решітці.
4. Зміст пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити):
1 Основні відомості про фазовані антенні решітки. 2 Параметри антенних решіток. 3 Методи зменшення бічних пелюсток. 4 Дослідження гібридного методу формування променя Висновки.
5. Перелік графічного матеріалу: презентація обсягом __ слайдів
6. Дата видачі завдання: 01.09.2025

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ п/п	Назва етапу (розділу) дипломної роботи	Термін виконання етапу дипломної роботи	Примітка
1	Вступ. Основні відомості про фазовані антенні решітки	15.09.2025	Вик.
2	Параметри антенних решіток	29.09.2025	Вик.
3	Методи зменшення бічних пелюсток	15.10.2025	Вик.
4	Дослідження гібридного методу формування променя	12.11.2025	Вик.
5	Висновки. Презентаційні матеріали за результатами виконання дипломної роботи.	23.11.2025	Вик.

Здобувач _____ М.В. КОРОТУН
Підпис Ініціали, прізвище

Керівник роботи _____ Ю.М. БОЙКО
Підпис Ініціали, прізвище

АНОТАЦІЯ

Тема дипломної роботи: *Метод формування діаграми спрямованості для фазованих антенних решіток*

Автор роботи: КОРОТУН Микола Вікторович

Керівник роботи: БОЙКО Юлій Миколайович

Пояснювальна записка : 132 сторінок, 43 рисунка, 34 джерела, 2 додатки

Графічна частина: 19 презентаційних слайдів

КЛЮЧОВІ СЛОВА: ФАЗОВАНА АНТЕННА РЕШІТКА, КЕРУВАННЯ ПРОМЕНЕМ, МІМО, ФАЗОЗСУВАЧ, ДІАГРАМА СПРЯМОВАНОСТІ.

Метою дипломної роботи є розроблення методики формування діаграми спрямованості фазованої антенної решітки, яка забезпечує високі показники напрямленості випромінювання та гнучке електронне керування променем при мінімальному рівні бічних пелюсток.

Об'єкт дослідження : процес передачі сигналів у фазованій антенній решітці.

Предмет дослідження : методи та засоби підвищення гнучкості управління променем фазованої антенної решітки.

В першому розділі дипломної роботи здійснено огляд принципів побудови фазованих антенних решіток, їх апаратна реалізація. У другому розділі роботи представлений аналіз параметрів антенних решіток, побудовані графіки зміни основних показників від впливаючих факторів. В третьому розділі дипломної роботи розглянуті методи зменшення бічних пелюсток: використання амплітудного тінювання, блоків справжньої затримки часу. Четвертий розділ кваліфікаційної роботи присвячений дослідженню гібридного методу формування променя, дослідженню будови управляючого вектора, електронного управління діаграмою спрямованості.

М.В. Коротун
Ініціали, прізвище здобувача

24.11.2025
Підпис, дата

ЗМІСТ

Вступ…….....6
1 Основні відомості про фазовані антенні решітки……..….8
1.1 Будова систем зв’язку MIMO…….……8
1.2 Електронне керування променем у фазованих антенних решітках.....10
1.3 Апаратна реалізація фазованих антенних решіток.....13
1.4 Інтегральні схеми та технології в промислових рішеннях.....18
Висновки до першого розділу…….…..25
2 Параметри антенних решіток ……...26
2.1 Основні характеристики антенних решіток ……..……26
2.2 Формування діаграм спрямованості у антенних решітках 44
2.3 Керування діаграмою спрямованості …….……48
Висновки до другого розділу……..…...54
3 Методи зменшення бічних пелюсток.....55
3.1 Блоки справжньої затримки часу ……..…....55
3.2 Гібридне формування променя MIMO……..…….66
Висновки до третього розділу……..……..68
4 Дослідження гібридного методу формування променя ……..……69
4.1 Фазовані антенні решітки…….....69
4.2 Зміна напряму променя та послаблення бічних…….……77
4.3 Прямокутна фазована антенна решітка ……..…….85
Висновки до четвертого розділу…….……..98
Висновки…….....99
Перелік джерел посилання……..…….100
Додаток А. Презентація……..…..104
Додаток Б. Апробація роботи…….….124

ВСТУП

Актуальність теми.

Фазовані антенні решітки (ФАР) сьогодні набули великої популярності в радіолокації, супутниковому зв’язку та бездротових телекомунікаціях (зокрема 5G-мережах) завдяки своїм унікальним можливостям електронного керування променем без механічного повороту антени

Принцип роботи ФАР полягає у використанні множини випромінювачів, сигнали з яких підсумовуються в просторі. За умови синфазного випромінювання на певному напрямку ці сигнали інтерферують конструктивно, створюючи інтенсивний головний промінь (діаграму спрямованості) у вибраному напрямку, тоді як в інших напрямах відбувається часткове взаємне гасіння (деструктивна інтерференція). Таким чином досягається висока напрямленість випромінювання без фізичного переміщення антени. Застосування фазованих решіток є особливо важливим на високих частотах (міліметровий діапазон, Wi-Fi, 5G), де значні втрати сигналу вимагають вузького променя з високим коефіцієнтом підсилення для забезпечення достатньої дальності та якості зв’язку. ФАР дозволяють сформувати вузьку діаграму спрямованості з високим коефіцієнтом підсилення та динамічно змінювати напрямок випромінювання шляхом фазового керування окремими елементами антени. Така технологія має низку переваг у порівнянні з традиційними механічно керованими антенами. По-перше, сумарна потужність випромінювання зростає пропорційно кількості елементів за рахунок складання потужностей окремих випромінювачів. По-друге, форму діаграми (ширину головного променя, рівень бокових пелюсток) можна контролювати, задаючи відповідні фазові зсуви і амплітуди сигналів на елементах, чим досягається значно вужчий та більш напрямлений промінь порівняно з одиночними антенами. По-третє, електронне сканування променя забезпечує швидке перенаправлення випромінювання: відпадає потреба в поворотних механізмах, що підвищує швидкодію та надійність системи. Крім того, одна решітка може

формувати декілька променів одночасно, обслуговуючи кілька цілей або користувачів паралельно, що неможливо для однієї традиційної антени. Інші суттєві переваги фазованих антенних решіток – це менша маса та габарити (низький профіль) та нижча вартість у розрахунку на той самий рівень роздільної здатності, адже одна багатопроменева ФАР може замінити кілька механічно керованих антен. Надійність також вища: вихід з ладу одного елемента не призводить до відмови всієї системи – решта елементів продовжують працювати, лише дещо змінюючи форму діаграми спрямованості. Завдяки переліченим властивостям, ФАР активно впроваджуються в сучасних системах – від радарів із цифровим керуванням променем до фазованих антен 5-го покоління мобільного зв'язку. Незважаючи на успіхи технології, актуальним залишається питання удосконалення методів формування діаграми спрямованості.

Мета і задачі дослідження.

Метою даного дослідження є розроблення методики формування діаграми спрямованості фазованої антенної решітки, яка забезпечує високі показники напрямленості випромінювання та гнучке електронне керування променем при мінімальному рівні бічних пелюсток. Для досягнення цієї мети поставлені наступні завдання:

– провести аналіз принципів та існуючих методів формування діаграм спрямованості фазованих антенних решіток;

– дослідити модель випромінювання антенної решітки;

– розробити метод оптимального фазо-амплітудного розподілу вагових коефіцієнтів фазованої антенної решітки.

Об'єкт дослідження – процес передачі сигналів у фазованій антенній решітці.

Предмет дослідження – методи та засоби підвищення гнучкості управління променем фазованої антенної решітки.

Методи досліджень. Для вирішення поставлених наукових завдань використовується математичний апарат теорії цифрової обробки сигналів, теорії антенних систем.

Наукова новизна одержаних результатів:

1. Набув подальшого розвитку підхід до синтезу діаграми спрямованості шляхом використання віконних амплітудних коефіцієнтів до елементів решітки у поєднанні з електричним скануванням променя.

2. Набула подальшого розвитку методика гібридного формування променя прямокутних фазованих антенних решіток.

Практичне значення одержаних результатів:

Проведене дослідження методів формування діаграми спрямованості для фазованих антенних решіток. Розроблено програмні засоби в середовищі MATLAB, які реалізують запропонований метод формування діаграми спрямованості для лінійних та прямокутних фазованих антенних решіток, дозволяючи швидко оцінювати вплив параметрів решітки на форму діаграми.

Публікації. Результати дипломної роботи магістра опубліковані в одній статті у науковому журналі «Вісник Хмельницького національного університету. Серія: Технічні науки».

Структура та обсяг магістерської атестаційної роботи. Дипломна робота магістра складається із вступу, чотирьох розділів, висновків, переліку джерел посилання та додатків. Дипломна робота магістра має загальний обсяг 104 сторінок, з яких основний зміст викладений на 95 сторінках друкованого тексту, містить 73 рисунків. Перелік джерел посилання складається з 31 джерел.

1 ОСНОВНІ ВІДОМОСТІ ПРО ФАЗОВАНІ АНТЕННІ РЕШІТКИ

1.1 Будова систем зв’язку MIMO

Сучасні системи бездротового зв'язку використовують просторове мультиплексування для покращення пропускної здатності системи в середовищі з великою кількістю розсіювачів. Для передачі кількох потоків даних через канал, з матриці каналу виводиться набір ваг попереднього кодування та об'єднання. Потім кожен потік даних може бути незалежно відновлений. Вагові коефіцієнти містять як амплітуди, так і фази складових сигналу та зазвичай застосовуються в цифровій області. На рисунку 1.1 наведена структурна схема системи MIMO з формуванням променя.

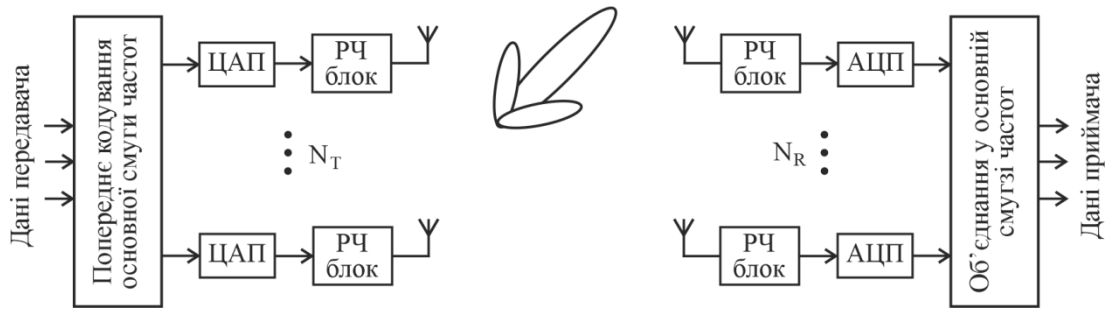

Рисунок 1.1 – Структурна схема системи MIMO з формуванням променя

Постійний попит на високу швидкість передачі даних і велику ємність користувачів збільшує необхідність більш ефективного використання спектра. В результаті бездротові системи 5G використовуватимуть діапазон міліметрових хвиль (mmWave), щоб скористатися його ширшою смугою пропускання.

У порівнянні з поточними бездротовими системами довжина хвилі в діапазоні mmWave набагато менша. Хоча це дозволяє антенним решіткам містити більше елементів з тими ж фізичними розмірами, стає набагато дорожче надавати один модуль TR для кожного елемента антени. Тому як компроміс комутатор TR часто використовується для живлення декількох елементів антени. На боці передавача кількість комутаторів TR, NTRF менше кількості елементів

антени, NT. Для більшої гнучкості кожен елемент антени може бути підключений до одного або кількох модулів TR.

У цій конфігурації більше не можна застосовувати цифрові ваги до кожного елемента антени. Натомість цифрові ваги можуть застосовуватися лише до кожного радіочастотного ланцюга. На рівні елементів сигнал регулюється аналоговими фазообертачами, які змінюють фазу сигналу. Таким чином, попереднє кодування або об'єднання виконуються у два етапи. Оскільки цей підхід виконує формування променя як у цифровій, так і у аналогової областях, він називається гібридним формуванням променя.

У системі просторового мультиплексування повністю цифровим формуванням променя сигнал модулюється набором ваг попереднього кодування, поширюється по каналу і відновлюється набором ваг комбінування. Математично цей процес можна описати як Y = (X * F * H + N) * W, де X - матриця з Ns стовпців, N - матриця з Nr стовпців, N - матриця з Nr стовпців матриця Ns стовпців, стовпці якої є відновленими потоками даних.

У гібридній системі формування променя потік сигналу аналогічний. І ваги попереднього кодування, і ваги об'єднання є комбінаціями цифрових ваг основної лінії та аналогових ваг діапазону РЧ. Цифрові ваги основної смуги перетворюють вхідні потоки даних у вхідні сигнали в кожному ланцюзі РЧ, а аналогові ваги потім перетворять сигнал у кожному ланцюзі РЧ на сигнал, що випромінюється або збирається кожним елементом антени.

Математично це можна записати як $F = F_{bb} * F_{rf}$ і $W = W_{bb} * W_{rf}$, де F_{bb} - це матриця $N_s \times N_{tRF}$, F_{rf} - матриця $N_{tRF} \times N_t$, W_{bb} - матриця $N_{rRF} \times N_s$, а W_{rf} - матриця $N_r \times N_{rRF}$. Оскільки і F_{rf}, і W_{rf} можуть використовуватися тільки для зміни фази сигналу, в процесі оптимізації існують додаткові обмеження визначення оптимальних ваг попереднього кодування і комбінування.

Спочатку ми використовує алгоритм ортогональної відповідності для отримання ваг попереднього кодування. Після обчислення ваг, результат використовується для отримання відповідних ваг комбінування. Припускаючи,

що канал відомий, ваги попереднього кодування можуть бути отримані шляхом діагоналізації матриці каналу та вилучення перших домінуючих мод N_{tRF}.

1.2 Електронне керування променем у фазованих антенних решітках

Фазовані антенні решітки (ФАР) сьогодні набули великої популярності в радіолокації, супутниковому зв'язку та бездротових телекомунікаціях.

Принцип роботи ФАР полягає у використанні множини випромінювачів, сигнали з яких підсумовуються в просторі. За умови синфазного випромінювання на певному напрямку ці сигнали інтерферують конструктивно, створюючи інтенсивний головний промінь (діаграму спрямованості) у вибраному напрямку, тоді як в інших напрямах відбувається часткове взаємне гасіння (деструктивна інтерференція). Таким чином досягається висока напрямленість випромінювання без фізичного переміщення антени. Застосування фазованих решіток є особливо важливим на високих частотах (міліметровий діапазон, Wi-Fi, 5G), де значні втрати сигналу вимагають вузького променя з високим коефіцієнтом підсилення для забезпечення достатньої дальності та якості зв'язку. ФАР дозволяють сформувати вузьку діаграму спрямованості з високим коефіцієнтом підсилення та динамічно змінювати напрямок випромінювання шляхом фазового керування окремими елементами антени. Така технологія має низку переваг у порівнянні з традиційними механічно керованими антенами. По-перше, сумарна потужність випромінювання зростає пропорційно кількості елементів за рахунок складання потужностей окремих випромінювачів. По-друге, форму діаграми (ширину головного променя, рівень бокових пелюсток) можна контролювати, задаючи відповідні фазові зсуви і амплітуди сигналів на елементах, чим досягається значно вужчий та більш напрямлений промінь порівняно з одиночними антенами. По-третє, електронне сканування променя забезпечує швидке перенаправлення випромінювання: відпадає потреба в поворотних механізмах, що підвищує швидкодію та надійність системи. Крім того, одна решітка може

формувати декілька променів одночасно, обслуговуючи кілька цілей або користувачів паралельно, що неможливо для однієї традиційної антени. Інші суттєві переваги фазованих антенних решіток – це менша маса та габарити (низький профіль) та нижча вартість у розрахунку на той самий рівень роздільної здатності, адже одна багатопроменева ФАР може замінити кілька механічно керованих антен. Надійність також вища: вихід з ладу одного елемента не призводить до відмови всієї системи – решта елементів продовжують працювати, лише дещо змінюючи форму діаграми спрямованості.

Розглянемо приклад симуляції однорідної лінійної решітки в MATLAB. Задаємо антенну решітку з N випромінювачів і порівняємо її діаграму спрямованості без фазового керування (промінь на 0°) та зі зсувом фази для спрямування променя на кут, наприклад, 30°.

Створимо моделіь антенної решітки. Задаємо параметри решітки та сигналу: наприклад, частоту fc (1 ГГц, наприклад) і обчислюємо довжину хвилі lambda. Створюємо об’єкт решітки phased.ULA, вказавши кількість елементів (скажімо, 4) та інтервал між ними (типово λ/2 для уникнення двозначностей). Також можна визначити властивості елементів (ізотропної антени).

Виконаємо розрахунок фазових зсувів для обраного напрямку, передаючи йому решітку та швидкість поширення. Отримємо вектор ваг (steering vector) для бажаного напрямку, наприклад [30; 0] (30° азимута, 0° піднесення).

Задається геометріч решітки: крок між елементами dx=dy=λ/2, сітка індексів m=0..7,n=0..7, центрована відносно середини панелі. Визначається топологія зв’язків між радіочастотними-трактами та елементами: full-connected: кожен RF-тракт під’єднаний до всіх 64 елементів через фазозсувачі; або subarray-based: URA 8×8 розбивається, наприклад, на 4 підрешітки 4×8, кожна – з власним радіочастотним-трактом.

Візуалізація діаграми спрямованості приведена на рис. 1.2.

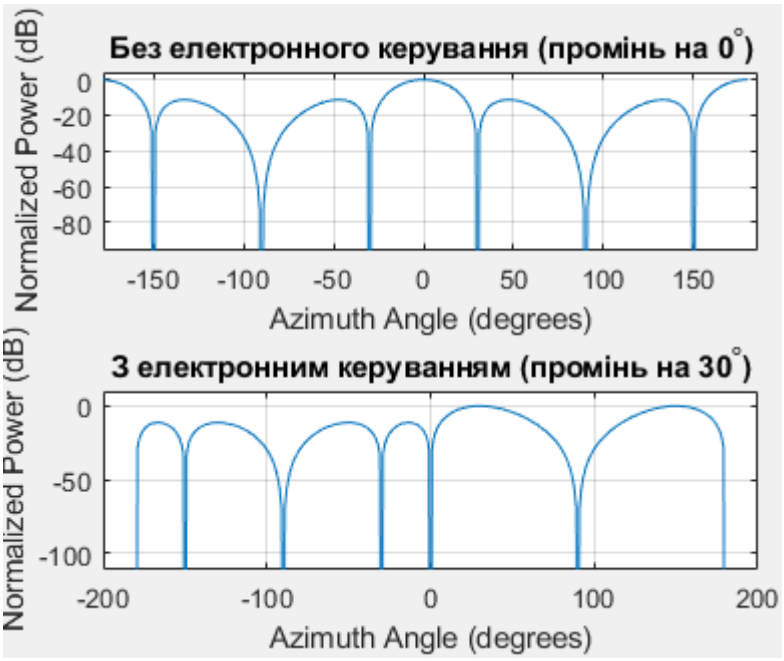

Рисунок 1.2 – Діаграма спрямованості 4-елементної лінійної антенної решітки при частоті 1 ГГц.

Вгорі рис. 1.2 без фазового зсуву (промінь спрямований на 0°). Внизу: після введення фазових зсувів для скерування променя на азимут 30°.

За допомогою функції pattern є можливість побудувати горизонтальний переріз діаграми спрямованості решітки. Спочатку будуємо діаграму без застосування фазових зсувів (усі ваги рівні 1) – це відповідає променю, спрямованому перпендикулярно до решітки (broadside).

Як видно з рис. 1.1, головна пелюстка діаграми змістилася вліво на 30°, а інтенсивність випромінювання у напрямку 0° суттєво зменшилася.

Зсув фази в елементах спричинив конструктивну інтерференцію сигналів під кутом 30° (посилений головний промінь) і інтерференцію в інших напрямах, що й формує вузьку діаграму спрямованості

Змінюючи параметри sv (наприклад, задаючи інший кут вектору [азимут; елевація]), можна перенаправити промінь у будь-який інший напрям і аналогічно побудувати його діаграму.

1.3 Апаратна реалізація фазованих антенних решіток

Фазована антена складається з багатьох малих антенних елементів, кожен з яких оснащений власним передавально-приймальним модулем. У типовому випадку такий модуль містить набір RF-компонентів: фазозсувач для регулювання фази сигналу на елементі (що і забезпечує формування напряму випромінювання), регулятор амплітуди/атенюатор для формування потрібної амплітудної ваги (т. зв. амплітудне таперування променя), підсилювач потужності (PA) на виході передавача для підсилення сигналу перед випромінюванням, малошумний підсилювач (LNA) на вході приймача для підсилення слабких вхідних сигналів, а також перемикач Tx/Rx для перемикання спільної антени між режимами передачі і прийому.

Фактично такий комплект утворює трансиверний модуль на кожен елемент решітки, часто званий модулем передавач/приймач (T/R module).

В минулому ці компоненти реалізовувалися на дискретних мікрохвильових мікросхемах (наприклад, GaAs), але сучасні рішення інтегрують кілька функцій в один чип – beamforming IC (BFIC) – що обслуговує кілька елементів антени.

Наприклад, існують багатоканальні ІС формування променя на 4, 8 чи 16 елементів, в яких фазозсув, регулювання коефіцієнта підсилення, PA та LNA для кожного каналу поєднано в монолітному чипі.

Для повноцінної роботи антенної решітки потрібні також додаткові вузли частотної конверсії та керування. Сигнали 5G/6G зазвичай генеруються на рівні базової смуги (baseband) або проміжної частоти, після чого піднімаються на робочу частоту антени. Це виконується за допомогою модулів up/down-конверсії (міксерів) і синтезаторів частоти (PLL) – вони можуть бути реалізовані як окремі трансивери або інтегровані у той же BFIC. Наприклад, у складі модулів міліметровохвильового діапазону присутні окремі мікросхеми: beamformer-IC, ІС перетворення частоти, фільтри та антена, об’єднані в єдиний модуль.

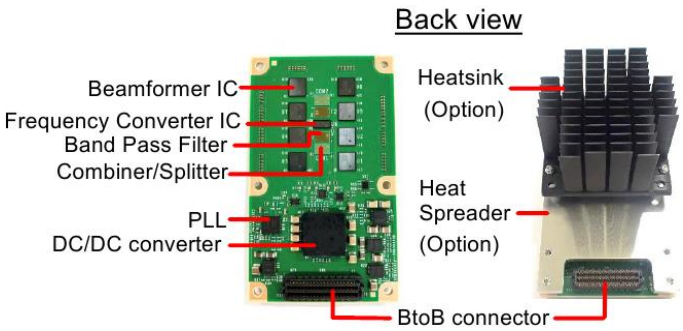

Рисунок 1.3 – модуль фазованої антенної решітки

На практиці в 28 ГГц рішеннях для базових станцій використовують плати, що містять антенну решітку (наприклад, 8x8 елементів) з встановленими поруч BFIC, блоком змішувача/конвертера, смуговим фільтром, комбінерами сигналів та схемами живлення і керування PLL, як показано на рисунку 1.4.

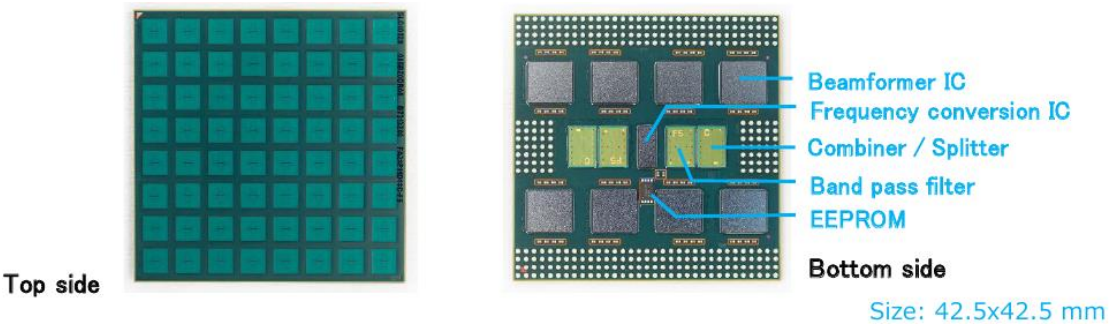

Рисунок 1.4 – Плата антенної решітки

Блок керування променем – як апаратний, так і програмний – теж є ключовою частиною архітектури. Керування фазами і амплітудами здійснюється електронно: у випадку аналогових фазозсувів – через цифрові шини управління (SPI, I²C тощо) або GPIO, що задають бітові коди для кожного фазозсувника/атенюатора. Сучасні інтегральні БФ-мікросхеми містять вбудовану цифрову логіку і пам’ять для збереження конфігурацій променя: наприклад, IC Analog Devices ADAR1000 може зберігати до 121 набору фаз/амплітуд для 4 каналів, що дозволяє миттєво перемикати напрям променя за попередньо розрахованими станами, як показано на рисунку 1.5.

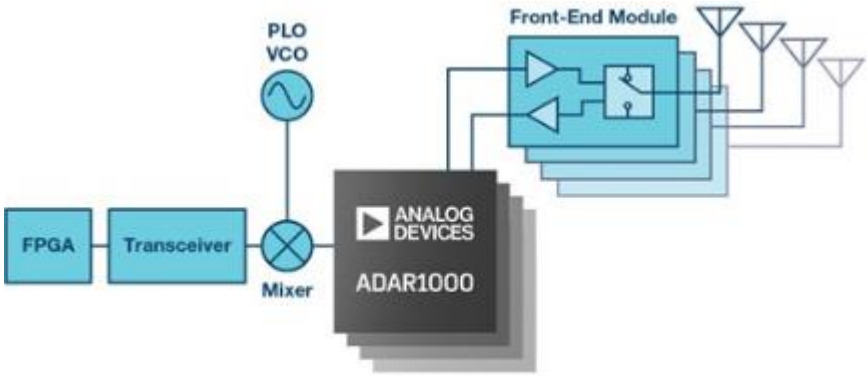

Рисунок 1.5 – Підключення інтегральної схеми Analog Devices ADAR1000

Більші новітні чипи підтримують ще більше станів та багаточипову синхронізацію – напр., 16-канальний beamformer ADMV4828 (24–29,5 ГГц) має 2048 комірок пам’яті для позицій променя і інтерфейс SPI для швидкого запису/зчитування, а також пам’ять для калібрування фаз та амплітуд.

Кілька таких чипів можуть керуватися спільно: спеціальні адресні та синхросигнали дозволяють узгоджено змінювати фази на всіх IC масиву одночасно. Керуючим елементом може виступати окремий мікроконтролер, FPGA або безпосередньо модемний SoC, який надсилає необхідні команди для формування променя (як приклад, у смартфонах модем Qualcomm).

Електронне скерування променя досягається зміною фаз сигналів на антенних елементах, що призводить до інтерференції випромінювань у бажаному напрямку і придушення в інших напрямках.

Керування фазою може реалізовуватися різними способами – як на аналоговому рівні, так і цифровими методами, або ж комбіновано.

Аналогове формування променя – традиційний підхід, при якому фазозсуви здійснюються безпосередньо на рівні RF-сигналу (або на рівні проміжної частоти). В антени 5G мм-хвильового діапазону закладено аналогове або гібридне формування променя, оскільки повністю цифрова обробка сигналів на таких високих частотах надто складна і енергозатратна.

Кожен елемент має фазообертач з дискретним або плавним налаштуванням фази. Сучасні BFIC, забезпечують фазову роздільність ~5–6 біт для повного діапазону 0–360°. Мікросхеми напівдуплексного приймача (рис. 1.6)

об'єднують у собі подвійне односмугове перетворення з підвищенням частоти на передавачі, подвійне перетворення зі зниженням частоти на приймачі, а також вбудований синтезатор, на одному кристалі.

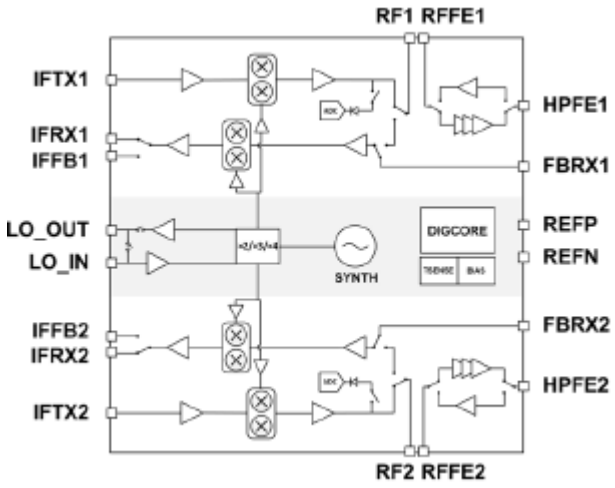

Рисунок 1.6 – Мікросхема напівдуплексного приймача

Для керування амплітудою в таких ІС додаються регулятори підсилення, щоб формувати потрібну діаграму спрямованості.

Всі ці аналогові налаштування здійснюються швидкодіючими електронними засобами – перебудова променя відбувається за наносекунди чи мікросекунди шляхом переключення фазових станів в мікросхемі.

На практиці можна задіяти й одночасне формування кількох променів: у аналогових схемах це потребує дублювання апаратури (кілька паралельних трактів на ту саму антену), тоді як цифрові системи дозволяють генерувати декілька променів від одного масиву через DSP (просторова фільтрація кількох сигналів). У масивних MIMO-системах 5G часто використовується гібридне формування променя – коли група елементів об’єднана одним аналоговим beamformer-блоком, а декілька таких блоків вже комбінуються цифровими методами для керування багатопроменевими режимами.

Цифрове формування променя означає, що сигнал з кожного елемента оцифровується (на прийомі) або формується цифрою і ЦАП (на передачі), а необхідні фазові зсуви та амплітудні ваги накладаються засобами цифрової обробки (DSP). Такий підхід дає максимальну гнучкість (адаптивні алгоритми,

кілька променів, нульові провали діаграми тощо), проте потребує окремого тракту АЦП/ЦАП і процесора на кожен елемент. Для mmWave-діапазону (де смуга може сягати 100–800 МГц) це призводить до величезного споживання енергії і обсягу обчислень, тому в 5G мм-хвильових системах переважає аналоговий метод або комбінований, щоб знизити навантаження.

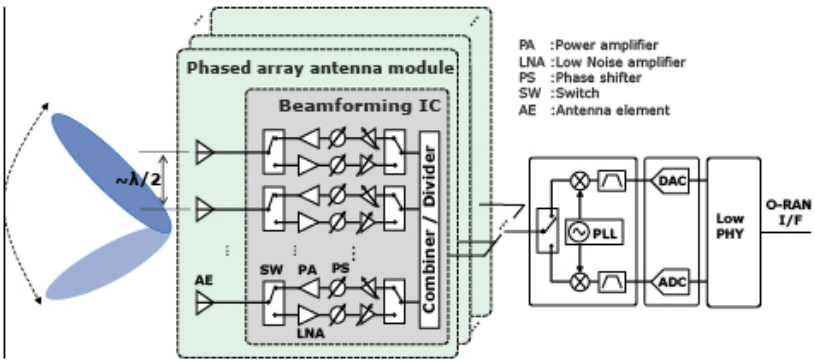

Рисунок 1.7 – Конфігурація приймача з фазованими антенними решітками.

Типи фазового керування: Класично фазозсуви виконуються на робочій частоті RF – це найпряміший спосіб, але фазовий зсув є частотно-залежною величиною. Для широкосмугових сигналів це може викликати ефект «beam squint» – зміщення напрямку променя на різних частотах в межах смуги.

Відтак в сучасних рішеннях приділяють увагу схемам із дійсною затримкою часу (True Time Delay), які забезпечують однакову фазову затримку у всьому частотному діапазоні. Наприклад, компанія Fujikura зазначає, що їх модуль 28 ГГц використовує фазозсувники саме типу True-Time-Delay для високоточного керування променем на широкій смузі.

Альтернативно, фазування можна виконувати на рівні проміжної частоти: у такому разі фаза змінюється до мікшування сигналу, що спрощує вузол фазозсуву, але потребує розгалуження гетеродину по всіх елементах та ускладнює схемотехніку приймача (рис. 1.8).

Окремо варто згадати про векторні модулятори як різновид фазо-амплітудного контролера. Векторний модулятор – це по суті аналого-цифровий

багатофазний змішувач, який дозволяє обертати фазу і змінювати амплітуду сигналу, комбінуючи квадратурні компоненти I/Q.

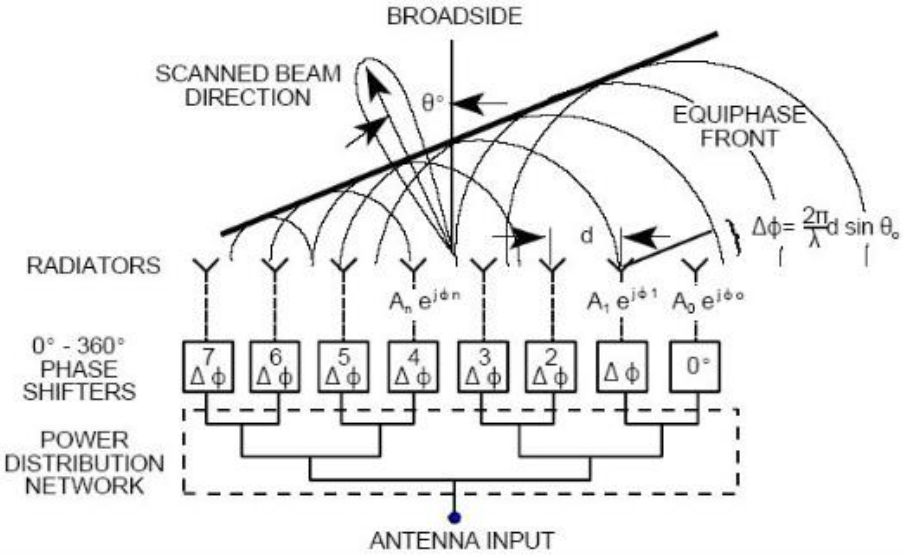

Рисунок 1.8 – Фазована антенна решітка приймача

Така схема часто використовується в mmWave BFIC для досягнення суцільного 360° регулювання фази без вузькосмугових елементів. Наприклад, у дослідному 140 ГГц приймачі для 6G, розробленому Samsung, кожен елемент містить широкосмуговий LNA і фазозсувник на основі векторного модулятора, що забезпечує високу точність фазової настройки (~3° крок).

Після комбінування 4 елементів на кристалі сигнал заводиться на спільний змішувач для пониження в діапазон IF ~7 ГГц.

Це демонструє тренд до використання комплексних I/Q фазових регуляторів в інтегральних рішеннях для міліметрових хвиль.

1.4 Інтегральні схеми та технології в промислових рішеннях

Апаратна реалізація фазованих решіток 5G/6G ґрунтується на передових радіочастотних мікросхемах, що інтегрують якнайбільше функцій. Ривок у розвитку таких систем став можливим завдяки прогресу напівпровідникових

технологій: сучасні процеси SiGe BiCMOS, CMOS на ізолюючій підкладці (SOI) та інші RF-CMOS дозволяють об’єднати в одному чипі і аналоговий ВЧ-тракт, і цифрові блоки управління фазою.

В результаті з’явились багатоканальні beamforming-мікросхеми (BFIC), що містять, приміром, 4 або 16 каналів фазованої антени в корпусі кілька міліметрів – з повним набором фазозсувів, підсилювачів і перемикачів. Для нижчих частот (сантиметровий діапазон) можливі навіть монолітні рішення “antenna-on-chip”. Для вищих частот і потужностей застосовують поєднання різних технологій: ґалій-нітридні (GaN) підсилювачі потужності наразі є ключовими для базових станцій і радарів, де потрібен високий EIRP. GaN-транзистори забезпечують високу щільність потужності і ККД >50%, що дозволило вписати потужні підсилювачі у вузли фазованих решіток і досягти виходів, неможливих раніше (десятки ват). Наприклад, в радіолокації вже реалізовано інтегральні схеми GaN з вихідною потужністю >100 Вт.

У мобільних застосуваннях GaN використовується в передавачах підстанцій mmWave 5G для покриття великої зони, тоді як кремнієві BFIC відповідають за керування фазою і початкове підсилення сигналу.

Спеціалізовані інтегральні схеми формування променя (beamformers) є серцем апаратних рішень. Різні виробники пропонують власні чипи та модулі: наприклад, Analog Devices має лінійку IC ADAR/ADMV – від ADAR1000 (4-канальний аналоговий фазовий регулятор X/Ku-діапазону). до новітнього ADMV4828 (16-канальний beamformer для 24–29 ГГц).

Останній, виконаний за SOI-CMOS, включає 8 горизонтальних + 8 вертикальних каналів, кожен з векторним модулятором фази (6-біт, крок ~5,6°) і двома регуляторами посилення (загальний діапазон ~34 дБ).

Чип має розмір 10×8,5 мм (BGA-корпус) і розрахований на пряме підключення до патч-антен, утворюючи компактний підмодуль решітки.

Інший гравець, компанія Anokiwave (нині поглинена Qorvo), розробила серію CMOS-beamformer’ів для 5G mmWave: 4-канальні IC для діапазонів 24–

30 ГГц (AWMF-series), що підтримують дві поляризації і мають 6-бітні фазозсуви та 5-бітні атенюатори на канал.

Ці інтегральні схеми використовуються у багатьох активних антенних модулях “tile”-архітектури для базових станцій.

Для суб-6 ГГц масивних MIMO (наприклад, 64T64R антени на 3,5 ГГц) зазвичай застосовують трансивери SoC, що інтегрують кілька каналів з можливістю цифрового beamforming. Тут відзначаються рішення від Analog Devices (серія ADRv), Texas Instruments, NXP та ін. Хоча на низьких частотах можна дозволити повний цифровий підхід, часто все одно використовують аналогове фазування по групах елементів для зменшення навантаження на DSP. Новітні тенденції включають інтерфейси типу OpenRAN, де аналогові фронтенди (beamformer-модулі) працюють під контролем стандартних цифрових модемів/SoC. Зокрема, з’являються модулі з інтерфейсом цифрової радіочастотної шини (Digital RF Beamforming Interface), що передає вектор керування променем безпосередньо на антенний модуль.

Перспективні 6G-частотні діапазони (наприклад, D-діапазон ~140 ГГц) потребуватимуть ще вищого рівня інтеграції через дуже маленьку довжину хвилі. Вже продемонстровано прототипи фазованих решіток на ~140 ГГц: так, 8×8 елементний масив, виконаний на 45-нм CMOS, досягнув 37,5 дБм EIRP і передавання 24 Гбіт/с на відстань 5 м.

Інша реалізація – 4-елементний приймальний масив у 22-нм FDSOI CMOS – показав споживання лише ~120 мВт на елемент при смузі 8 ГГц, використовуючи фазозсувники на основі IQ-модуляторів, об’єднання сигналів на кристалі і високочастотний перетворювач.

Очікується, що для 6G широке застосування отримає технологія antenna-in-package (AiP) – коли антени інтегруються прямо в корпус мікросхеми або у багатошаровий модуль. Такі підходи вже опрацьовані для mmWave: наприклад, NEC створила 4-елементний модуль AiP на 28 ГГц розміром всього 13×13×0,47 мм (включає 2×2 патч-антени).

AiP-рішення особливо привабливі для користувацьких пристроїв, оскільки забезпечують мінімальні розміри і високий рівень інтеграції, тоді як для великих антен базових станцій частіше використовують конфігурацію antenna-on-board (AoB) – розташування матриці антен на платі, а чипів BFIC – з протилежного боку плати, що спрощує відведення тепла.

Розглянемо фірми - виробники фазованих антенних решіток. Ринок апаратних рішень фазованих решіток для 5G вже достатньо розвинений. Наведемо кілька помітних прикладів комерційних продуктів і виробників:

Qualcomm (США) – одним з перших представив мініатюрні ммWave-антенни для смартфонів. Модуль QTM052 (та його наступники QTM525/527) – це готовий 5G NR антенний модуль мм-хвиль, який містить власне фазовану антенну решітку (рис. 1.8), IC радіотрансивера та блок керування живленням у компактному блоці, що під’єднується до 5G-модему.

Чотири такі модулі розміщуються по краях телефону, забезпечуючи покриття сигналом незалежно від положення в руці. QTM052 підтримує смугу до 800 МГц, і може електронно перемикати тисячі вузьких променів під керуванням базового модему, як показано на рисунку 1.10.

Analog Devices (США) – пропонує для інфраструктури mmWave 5G випущено ADMV4828 (16-канальний beamforming RFIC, згаданий вище), а також аналого-цифрові перетворювачі. В більш низьких діапазонах компанія забезпечує високочастотні трансивери і високоефективні PA/LNA.

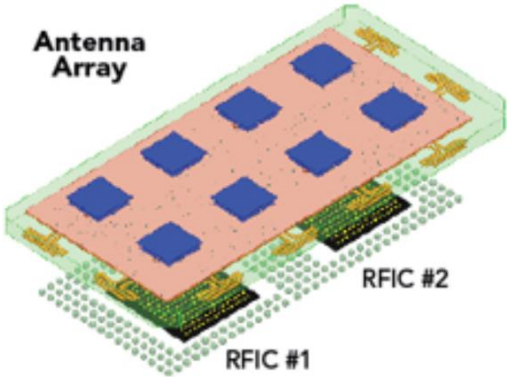

Рисунок 1.9 – Інтегральні схеми приймача-передавача RFIC встановлені на задній стороні плати, що містить антенні решітки.

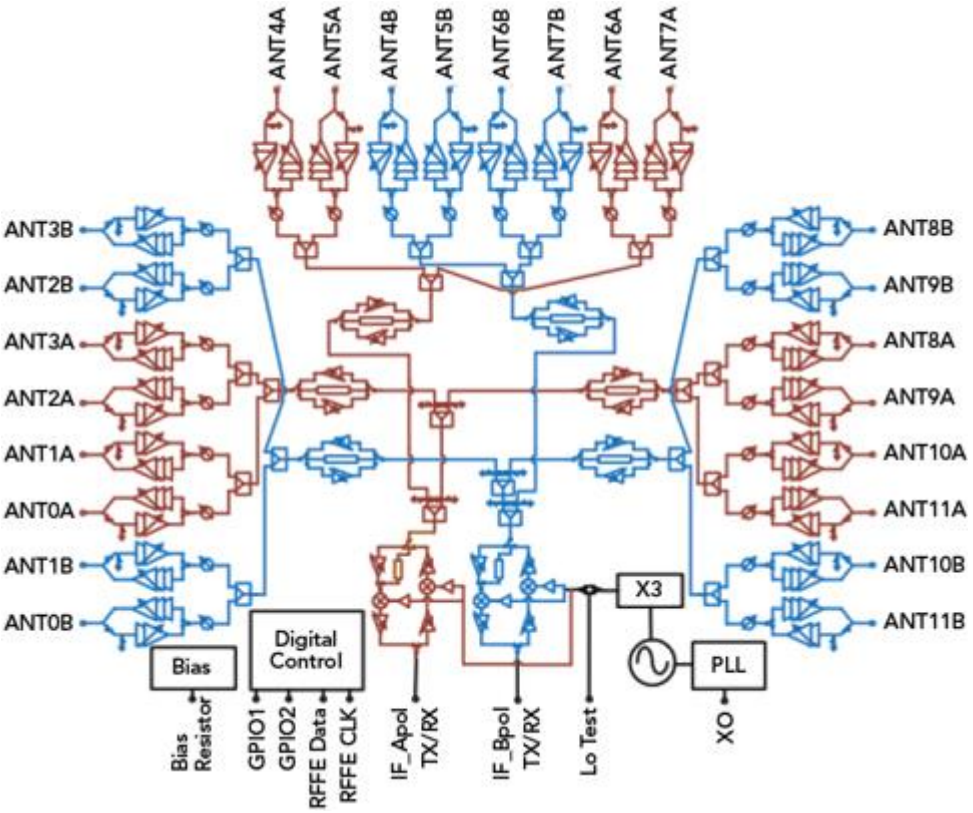

Рисунок 1.10 – Схема модуля QTM052

Qorvo (США) / Anokiwave – Anokiwave була піонером у розробці кремнієвих IC для фазованих решіток 5G, її 4-канальні CMOS-чипи (серії AWMF для 28 і 39 ГГц) одними з перших використовувалися в пілотних 5G-антенах. З 2019–2021 рр. покоління цих IC розвивалося від 1-го до 4-го; нинішні версії мають покращені характеристики та підтримку O-RAN.

В їхніх IC використано 6-бітне керування фазою і 5-бітне по амплітуді, автоматична термокомпенсація та цифрові калібрування для спрощення виробництва і інтеграції (рис. 1.11).

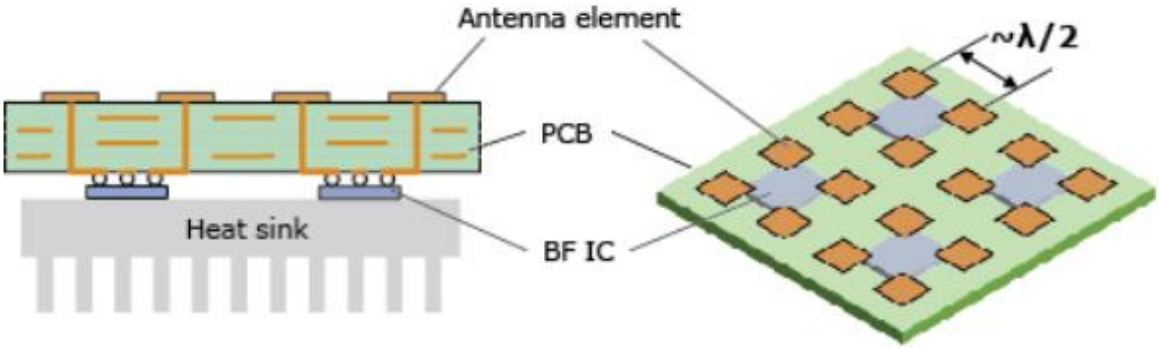

Рисунок 1.11 – Розміщення антенних елементів у фазованій антенній решітці Qorvo (США)

NXP (Нідерланди) – активно розробляє рішення для масивних антен базових станцій. Зокрема, NXP має 12-канальний схеми трансиверів на 28 ГГц (для малих сот) і багатоканальні трансивери на 2,6–4,5 ГГц для 64-елементних антен. Такі чипи виконані по GaAs (підсилювачі) і SiGe/CMOS (трансивер) технологіях і інтегрують частину цифрового контролю.

NEC (Японія) – продемонструвала власні mmWave-BFIC на 28 ГГц у 65-нм CMOS з оригінальною двонаправленою архітектурою підсилювачів, що дозволило вдвічі скоротити площу каналу. Компанія реалізувала активні модулі: 64-елементний дводіапазорний модуль (дві поляризації, AoB) з EIRP ~52 дБм та 4-елементний модуль AiP ультракомпактного виконання.

Ці модулі підтвердили можливість досягнення високої якості зв’язку: наприклад, 64-елементний масив показав EVM ~3% на 64-QAM при живленні кожного BFIC без надмірного нагріву, як показано на рисунку 1.12.

Fujikura (Японія) – випустила серійний 28 ГГц Phased Array Antenna Module під брендом FutureAccess™ для базових станцій та FWA. Це 8×8 антена з власними RF-IC (розробки Fujikura) і підтримкою смуг n257/258/261.

Модуль інтегрує антени, beamformer, перетворювач частоти, фільтр і живлення в одному блоці, забезпечуючи “калібрування з виробництва” і керування променем з тисячами можливих позицій без налаштування.

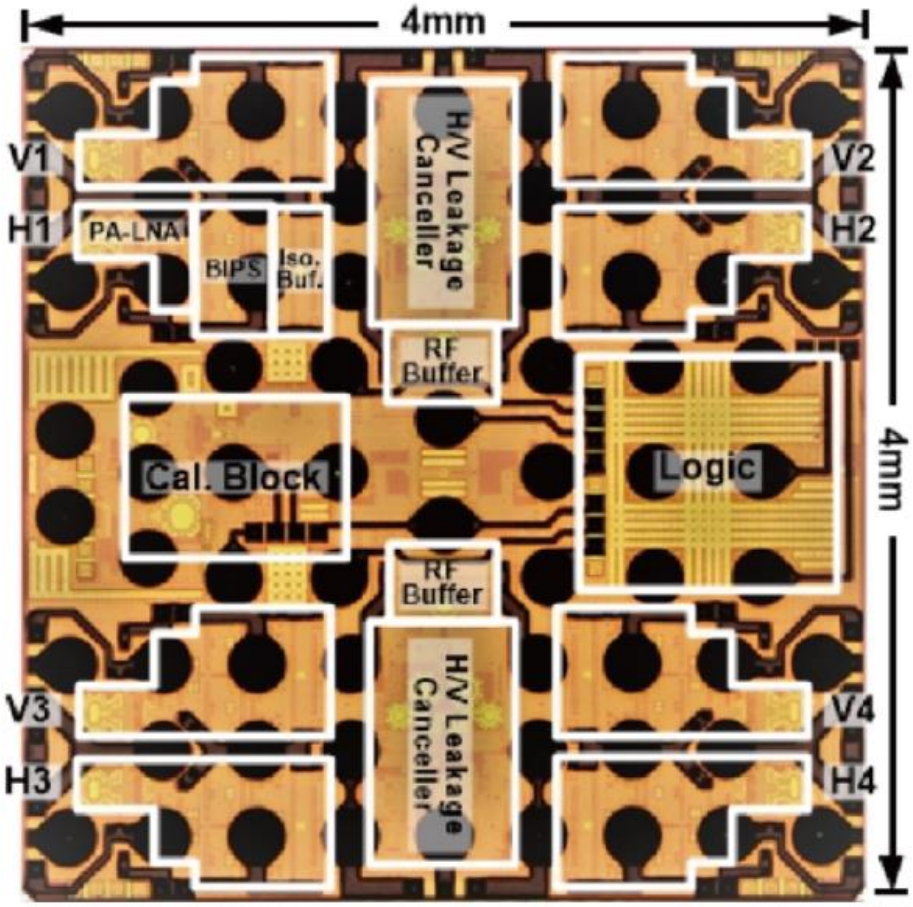

Рисунок 1.12 – 8-елементна антенна решітка BFIC смуги 28 GHz.

Kyocera (Японія) створила прототип mmWave-модуля, що формує кілька променів одночасно для 5G. IBM і Intel активно публікували дослідження щодо фазованих решіток для суб-THz (100–300 ГГц).

Потреба у керуванні вагами елементів з'являється у випадках, коли потрібно направляти діаграму спрямованості антенної решітки в потрібному напрямку, тобто, коли змінюється оптимальний напрям або форма променя – через рух, завади, широкосмуговість чи апаратні обмеження:

- початкове вирівнювання (пошук/ініціалізація) у системах зв’язку, поки не знайдено найкращий кут;

- мобільність і трекінг: рух обладнання користувача – треба оновлювати ваги w для утримання максимуму SNR;

- блокування/переміщення перешкод: людина, корпус смартфона, новий відбивач → швидка перебудова або перемикання на запасний промінь;

- придушення завад (null steering): якщо з’являються завади/джамери або треба зменшити витік у певному секторі, додають нулі в їхні напрями.

Практичні «тригери» для оновлення ваг:

- подієві: падіння RSRP/RSRQ/SINR на ≥3–5 дБ; зростання блокових помилок; відмова променя; різка поява завади;

- геометричні: оцінений зсув кута $|\Delta\theta|>0.5\cdot HPBW(\theta)$;

- часові: періодичне оновлення з кроком αT_c.

Висновки до першого розділу

Апартне забезпечення фазованих антенних решіток для мобільного зв’язку стрімко еволюціонує. Сьогодні вже доступні інтегровані модулі і ІС, що дозволяють електронно керувати променем 5G-антени як у базових станціях, так і в користувацьких пристроях. Ключові елементи – фазозсувники (або векторні модулятори), підсилювачі на кожен елемент, цифрові контролери для швидкого налаштування – тепер об’єднані в єдині рішення. 5G mmWave стимуливала появу недорогих CMOS-beamformer’ів і модулів “antenna-in-package”, а погляд у бік 6G вимагає освоєння ще вищих частот і нових технологій (наприклад, терагерцових транзисторів, фотоніки та вдосконалених алгоритмів обробки). Сучасні практичні реалізації, підкріплені документацією і тестуванням, показують, що фазовані решітки стали невід’ємною складовою мобільних мереж, забезпечуючи напрямний зв’язок, високий EIRP та гнучкість, необхідні для 5G і майбутніх систем 6G.

2 ПАРАМЕТРИ АНТЕННИХ РЕШІТОК

2.1 Основні характеристики антенних решіток

Діаграма спрямованості (ДС) показує, як енергія випромінювання антени розподілена за напрямками. Для ФАР ДС – це функція кутів (азимут φ, кут місця θ) і вагових коефіцієнтів елементів (амплітуди й фази).

Використовують наступні множення факторів:

- Фактор елемента $E_e(\theta,\phi)$ – ДС окремого випромінювача.

- Фактор решітки $AF(\theta,\phi)$ – інтерференція сигналів від усіх елементів із їх фазами та амплітудами. Тоді потужнісна ДС визначається виразом:

$$P(\Theta,\phi)\infty\left|E_e(\Theta,\phi)\right|^2\cdot\left|AF(\Theta,\phi)\right|^2$$

Для прямокутної URA з кроками d_x, d_y і вагами $w_{m,n}$:

$$AF(\Theta,\phi)=\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{n=0}^{N-1}w_{m,n}e^{jk(md_xu+nd_yv)},\ u=\sin\Theta\cos\phi,\ v=\sin\Theta\sin\phi,\ k=\frac{2\pi}{\lambda}$$

Ключові характеристики на діаграмі спрямованості:

- Головний пелюсток: напрямок максимуму випромінювання.

- Ширина променя (HPBW): кут між рівнями −3 дБ від максимуму. Для лінійної решітки довжини L≈Nd: $HPBW(\Theta_0)\approx\frac{0,886\lambda}{Nd\cos\Theta_0}$ (рад).

- при відведенні променя на θ_0 промінь розширюється через $\cos\theta_0$.

- Бокові пелюстки (SLL): максимум −13.26 дБ для рівномірного збудження; Чебишев/Тейлор-тінювання знижують SLL.

- Нулі ДС: напрями повного придушення, формуються синтезом ваг.

- Спрямованість/підсилення: $G \simeq \frac{4\pi}{\Omega_A}$, зв'язок з ефективною апертурою.

- Нормування: зазвичай у дБ, від максимуму (0 дБ), графіки в полярній/прямокутній системі, а також повний 3D-"купол".

ФАР "керується" тому, що кожному елементу задають фазу $\angle w_{m,n}$ (і амплітуду $|w_{m,n}|$). Зсуви фаз формують інтерференційну картину, яка повертає головний пелюсток у потрібний бік. У широкій смузі в аналогових ФАР можливі зміщення променя з частотою.

Важливі обмеження та ефекти фазованих антенних решіток:

- Граткові пелюстки (grating lobes): виникають, якщо міжелементний крок надто великий. Безпечне правило для повного сканування: $d \leq \lambda/2$.

Для сканування до $\pm\theta\max$: $d \leq \frac{\lambda}{1+|\sin\Theta_{\max}|}$.

- Scan loss: ефективна апертура падає як $\cos\theta_0$ при відведенні променя; підсилення трохи зменшується.

- Взаємний зв'язок і похибки збудження спотворюють ДС.

- Поляризація: фактор елемента задає поляризаційні властивості ДС.

На форму діаграми спрямованості впливають наступні фактори:

- Тип елемента і його власна ДС $E_e(\theta,\phi)$.

- Кроки решітки d_x, d_y та кількість елементів M×N.

- Ваги $|w_{m,n}|$ (тінювання) і фази $\angle w_{m,n}$ (наведення/синтез нулів).

- Робоча частота/ширина смуги (через λ).

Приклад ДС для $N_x = 8$; $N_y = 8$; $f_{c0} = 10$ ГГц (рис. 2.1).

Спрямованість (directivity) у напрямку (θ,ϕ):

$$D(\Theta,\phi) = \frac{4\pi U(\Theta,\phi)}{P_{rad}},\ D_9 = \max_{\Theta,\phi} D(\Theta,\phi)$$

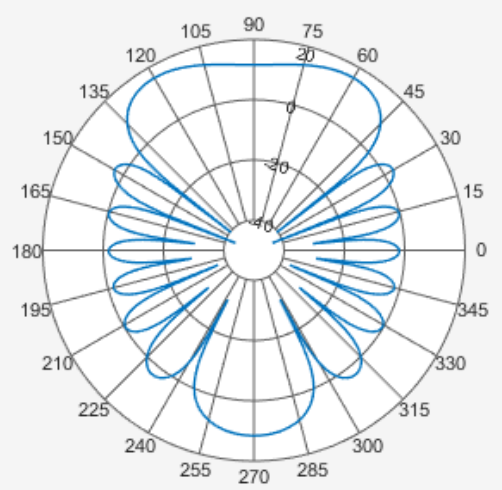

Рисунок 2.1 – Діаграма спрямованості

Підсилення: $G=\eta_{tot}D$ (враховує втрати: провідність, діелектрики, неідеальне узгодження тощо).

Для “великої” апертури: $D_0 = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} = \eta_{ap}\frac{4\pi A_{phys}}{\lambda^2}$.

Для ФАР: $D \approx D_{\text{елемента}} \times D_{\text{решітки}}$, як показано на рисунку 2.2.

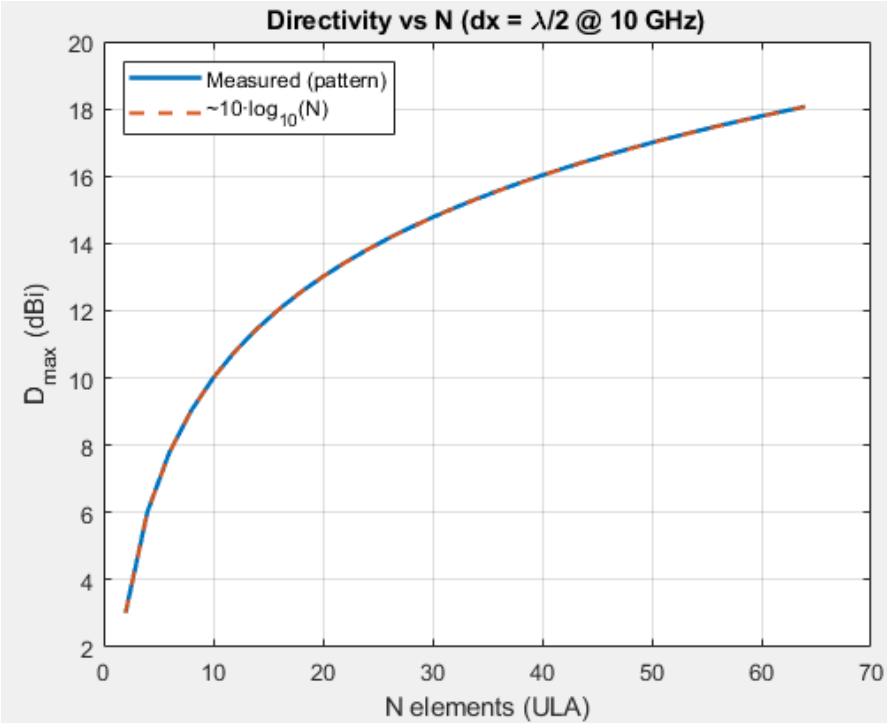

Рисунок 2.2 – Залежність спрямованості від N

- спрямованість не ізотропної антени дорівнює відношенню інтенсивності випромінювання в заданому напрямку до інтенсивності випромінювання ізотропного джерела.

Спрямованість антенної решітки показує, наскільки зосереджено коефіцієнт підсилення антени в заданому напрямку.

Приклад залежності роздільної здатності від кількості елементів антенної решітки приведено на рисунку 2.3.

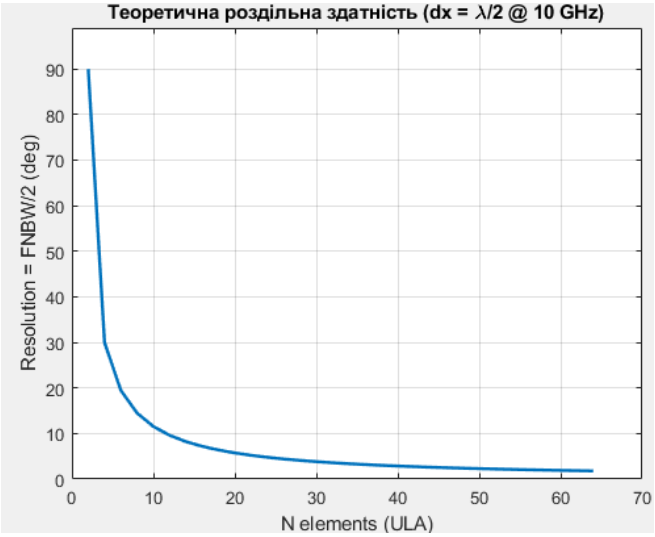

Рисунок 2.3 – Залежність роздільної здатності антени від кількості елементів

Ефективна площа Ae показує корисну площу антени як приймача: скільки енергії з хвилі, що падає на неї, вона здатна «зібрати» й віддати у тракт (на клемах). Поз'язана з діаграмою спрямованості: чим вужчий і «вищий» головний пелюсток, тим більша Ae у цьому напрямку. $A_e = \frac{\lambda^2 \cdot D}{4\pi}$

Ефективність апертури e_a – відношення ефективної випромінюючої площі (Ae) до фізичної площі апертури (Aphys). $e_a = \frac{A_e}{A_{phys}},\ 0 < e_a < 1$

Залежність ефективної площі від частоти показано на рисунку 2.4.

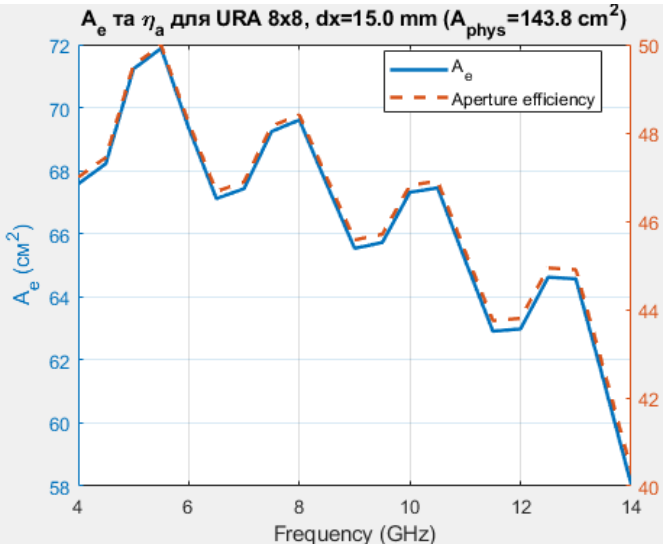

Рисунок 2.4 – Залежність ефективної площі антени від частоти

Антена має апертуру, як показано на діаграмі спрямованості (рис. 2.5).

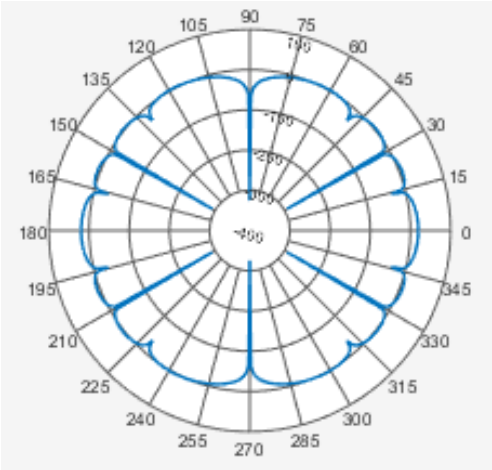

Рисунок 2.5 – Діаграма спрямованості антени

Ефективність антени – це частка поданої на клеми потужності, яка реально перетворюється на електромагнітне випромінювання. Тут маємо на увазі лише втрати всередині антени (передусім омічні): усе, що не випромінюється, перетворюється на тепло й гріє конструкцію. Ідеальна антена повинна майже всю підведену потужність випромінювати, а не розсіювати у вигляді втрат, як це показано на гістограмі рисунку 2.6.

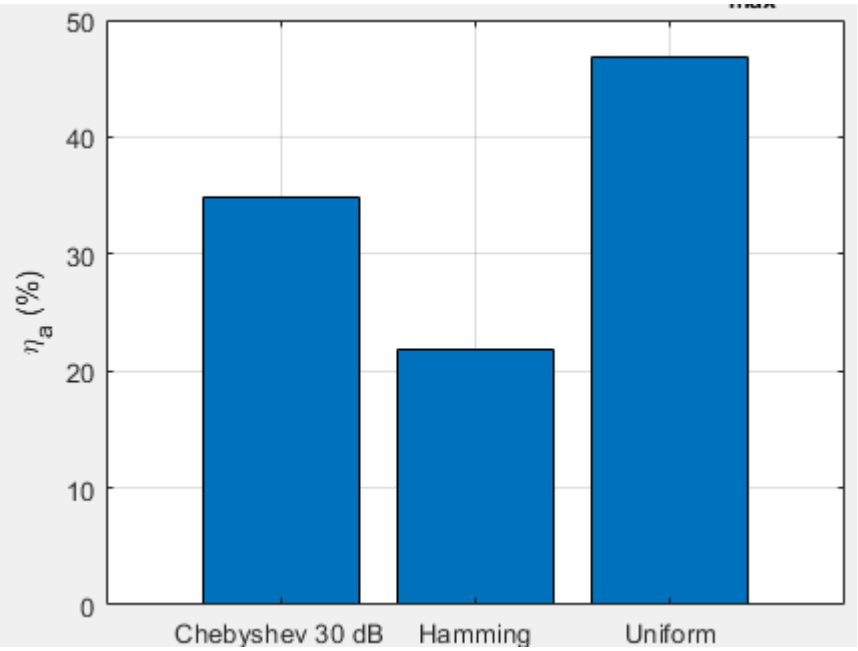

Рисунок 2.6 – Частка потужності, що випромінюється антенами

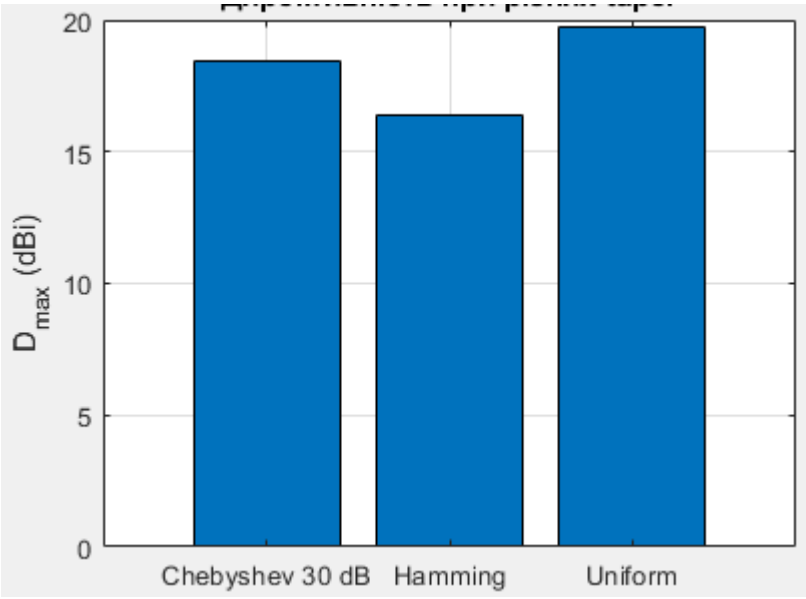

Рисунок 2.7 – Директивність антени

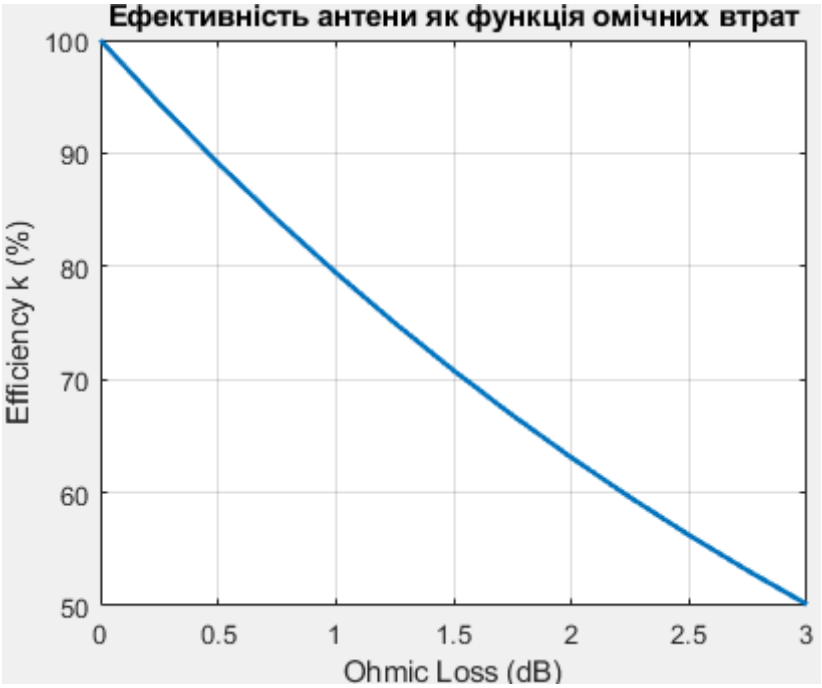

Рисунок 2.8 – Ефективність антени як функція омічних втрат

Коефіцієнт підсилення антени є добутком ефективності та спрямованості антени: $G = k \cdot D$, де k – безрозмірний показник ефективності: яка частка підведеної потужності реально випромінюється антеною. Якщо ефективність менша 100%, то фактичне підсилення завжди менше за спрямованість, бо частина енергії губиться у втрати. Підсилення в певному напрямку — це наскільки інтенсивніше антена випромінює в цьому напрямку порівняно з ідеально ізотропною антеною, яка розподіляла б ту саму потужність рівномірно в усі боки. Для антенної решітки грубо діє правило: підсилення ≈ підсилення одного елемента плюс «надбавка» від кількості елементів (~10·log₁₀ N у дБ) мінус омічні та «сканувальні» втрати; тут N — число елементів у решітці

Зміна коефіцієнту підсилення антени показано на рисунку 2.9.

$$G_{AA} = 10\log(N) + G_e - \text{Loss}_{\text{OHMIC}} - \text{Loss}_{\text{SCAN}}$$

Звичайне підсилення антени не враховує втрати від неузгодженості імпедансу (тобто енергію, що відбивається через КСВ).

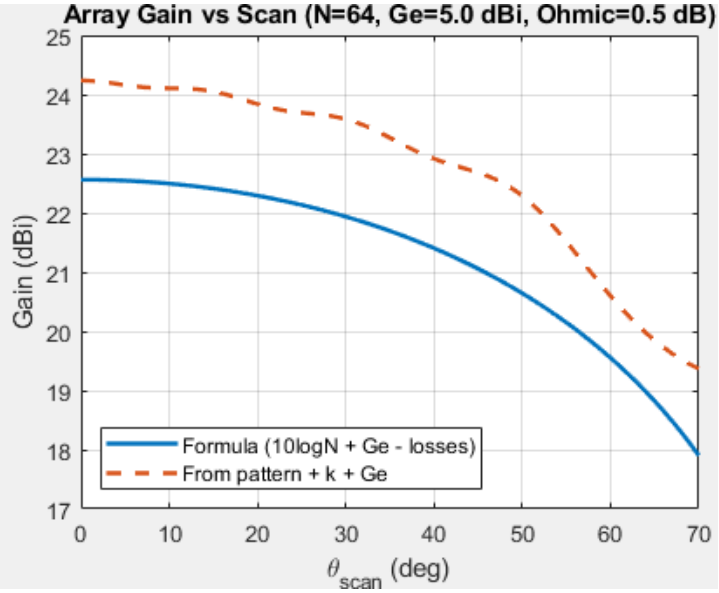

Рисунок 2.9 – Зміна коефіцієнта підсилення антени від кута сканування

Реалізоване підсилення вже враховує неузгодженість: воно відноситься до тієї частини потужності, що справді передається в лінію/з лінії після узгоджувальної мережі. Оскільки неузгодженість додає додаткові втрати, реалізоване підсилення ≤ підсилення. А підсилення менше спрямованість, якщо є втрати випромінювання. Лише в ідеальному випадку — без внутрішніх втрат і з повним узгодженням — спрямованість, підсилення та реалізоване підсилення збігаються. Загасання під час поширення зростає з відстанню: що далі лінк, то менше потужності доходить до приймача. Втрати при розповсюдженні сигналу збільшуються з відстанню, як це показано на рисунку 2.10.

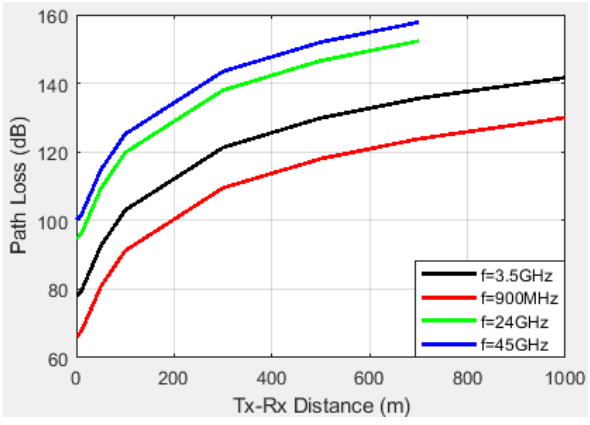

Рисунок 2.10 – Загасання сигналу при розповсюдженні

Загальна кількість енергії, що випромінюється, визначається опором випромінювання, яке являє собою опір, який буде споживати ту ж кількість потужності, що випромінюється, як це показано на рисунку 2.11.

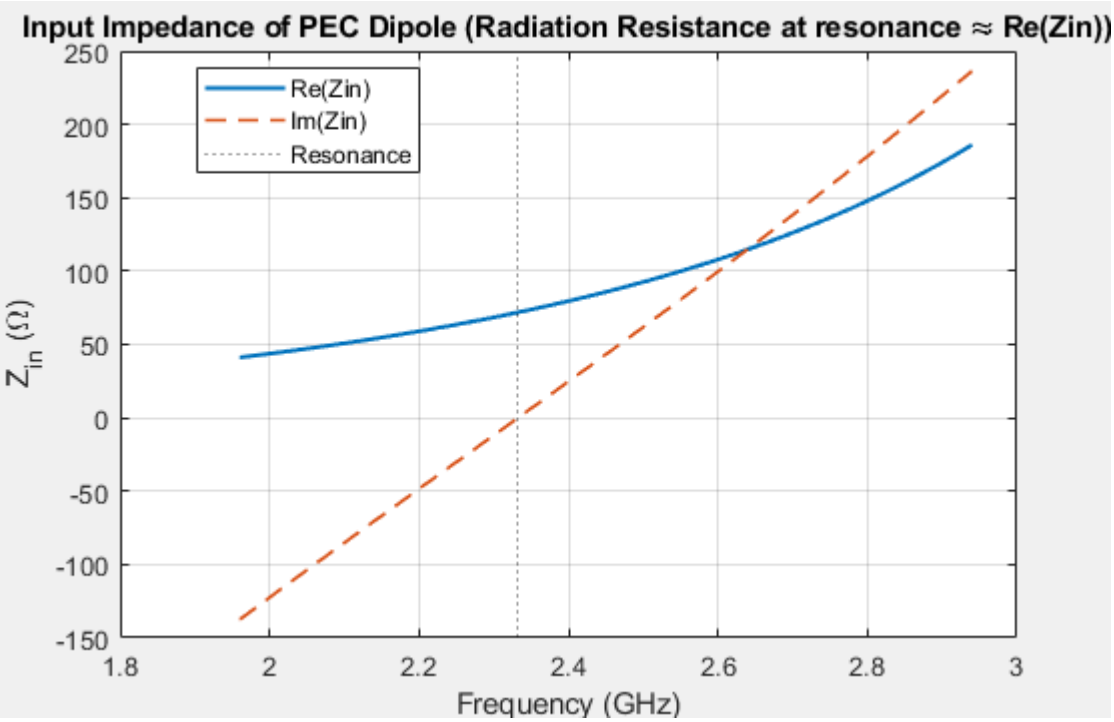

Рисунок 2.11 – Зміна вхідного імпедансу діполя від частоти

Ширина діаграми спрямованості (beamwidth): це кут між двома однаковими рівнями сигналу по різні боки від максимума головного пелюстка. Зазвичай беруть рівень півпотужності (−3 дБ) — це й є HPBW. Поляризація: описує, як орієнтований у просторі й змінюється з часом вектор електричного поля. Типові варіанти — лінійна (вертикальна, горизонтальна, похила) та кругова (право- або лівообертальна). Смуга пропускання: діапазон частот, де антена вважається узгодженою (наприклад, КСВН < 2). Для оцінки ширини інколи використовують відношення найвищої до найнижчої частоти (BW = fH/fL); якщо воно ≥ 2, антену зазвичай називають широкосмуговою. Вхідний опір: це відношення напруги до струму на клемах антени (те, що «бачить» лінія або передавач/приймач). Області поля навколо антени: простір умовно поділяють на реактивну ближню зону, випромінювальну ближню зону

(Френеля) та далеке поле (Фраунгофера). Межі між цими зонами не різкі — це зручні моделі для спрощень, а не «жорсткі» кордони. Історично ці уявлення формувались давно; перші описи опублікував Щелкунов у 1930-х, пізніше їх розвивали Фріїс та Краус. Інколи це узагальнюють як поділ простору на “область антени” поруч з випромінювачем і “зовнішню область” далі від нього. Границя між двома областями (сфера, центр якої знаходиться в середині антени) може бути довільно взята радіусом R:

$$R = \frac{2L^2}{\lambda},$$

де L – довжина антени, а λ – довжина хвилі.

Спершу «зовнішню область» біля антени ділили лише на дві частини: ближнє поле (зона Френеля) та далеке поле (зона Фраунгофера). Згодом терміни уточнили: виділяють реактивну ближню зону (найближче до антени), променисту ближню зону (Френеля) і далеку зону (Фраунгофера). У променистій ближній зоні помітна радіальна складова поля, а форма діаграми змінюється зі збільшенням відстані від антени. У далекому полі вектори E і H перпендикулярні до напрямку поширення та взаємно ортогональні; хвильовий опір прямує до ≈377 Ом, а діаграма випромінювання вже не залежить від відстані, на якій її вимірюють. Відстань, де починається далеке поле, залежить від електричного розміру антени (її габаритів відносно довжини хвилі): менші антени переходять у режим далекого поля ближче, тоді як великі (в довжинах хвилі) потребують більшої відстані. Добрим наближенням для малих антен, є умови дальньої зони досягаються на відстані: R = 2λ, як показано на рис. 2.12.

Біля самої антени існує реактивна ближня зона. У цій області переважають реактивні складові полів, що означає: електричне поле E та магнітне поле H зсунуті за фазою на 90° одне відносно одного. Залежності для дальньої зони приведені на рисунку 2.13.

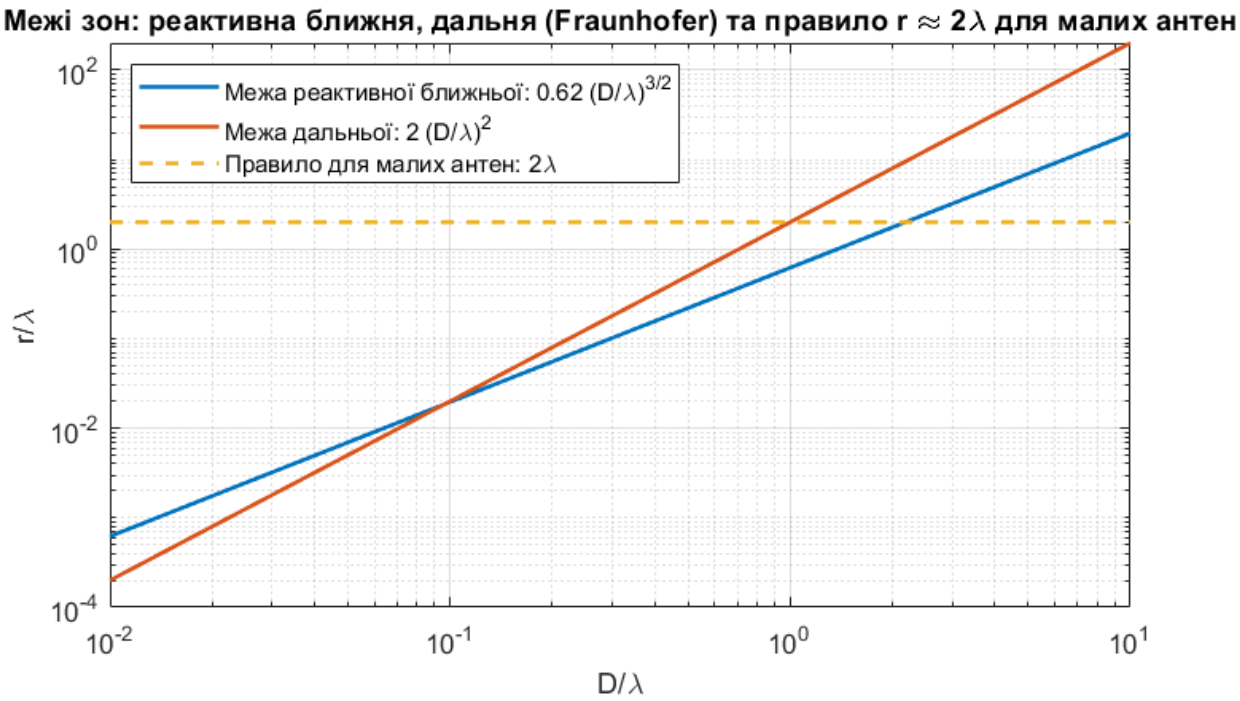

Рисунок 2.12 – Зміна дальньої і ближньої зон антени від D/λ

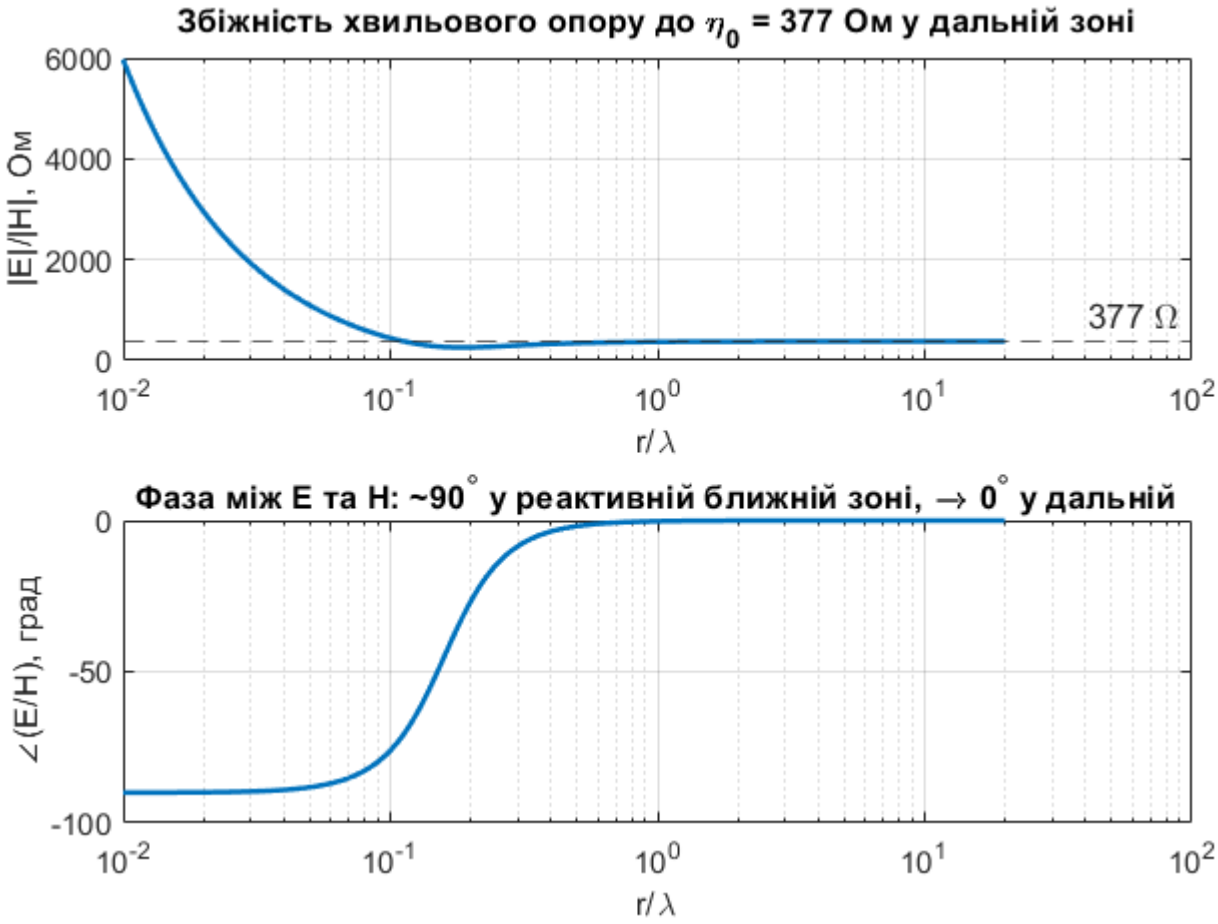

Рисунок 2.13 – Залежності для дальньої зони

Для розмірності антени L межа реактивної ближньої зони R за виразом:

$$R < \sqrt{\frac{L^3}{\lambda}}$$

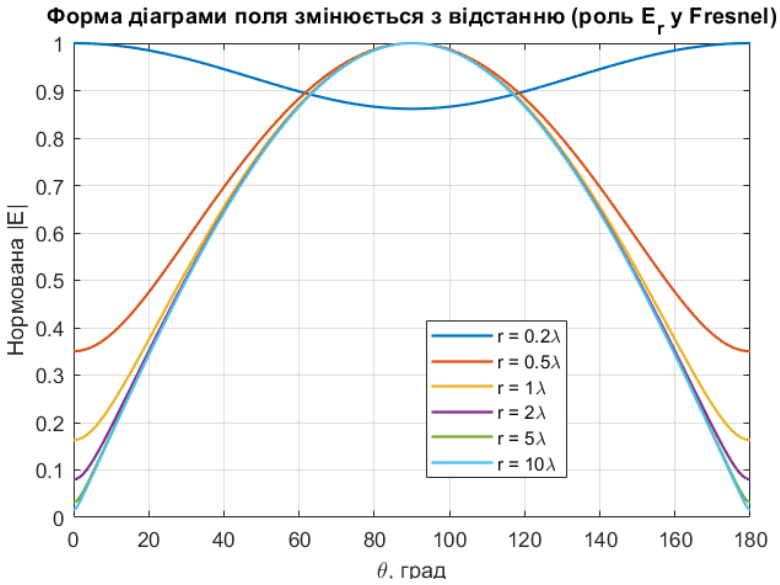

Рисунок 2.14 – Зміна напруженості поля антени від ширини променя

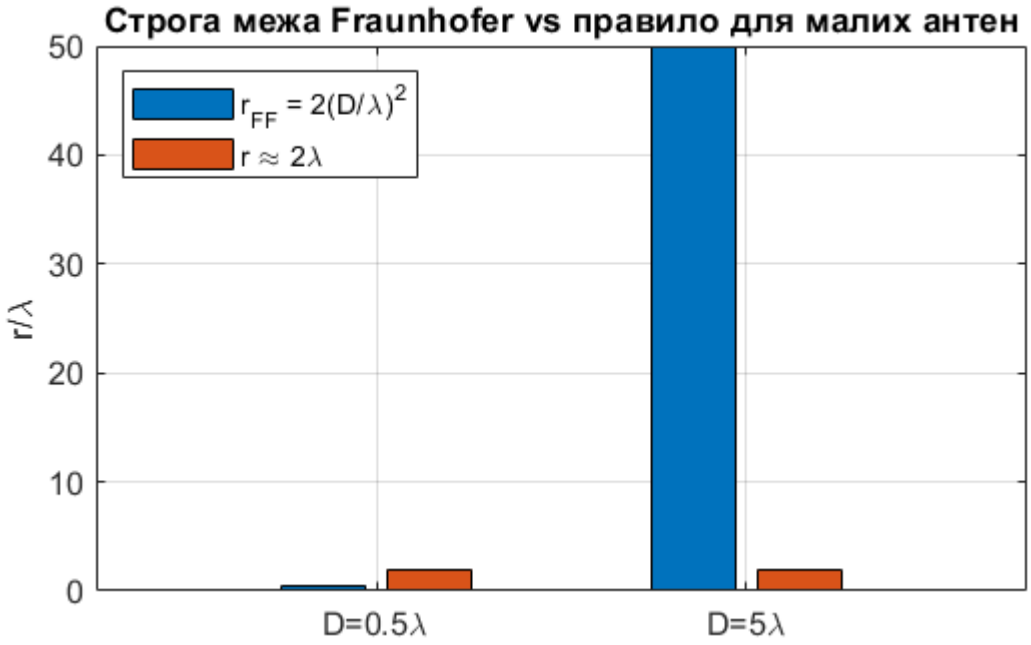

Рисунок 2.15 – Межа Фраунгофера

Випромінювальна ближня зона (Френеля) — це проміжна ділянка між реактивною ближньою зоною й далеким полем. Тут реактивні складові вже не головні, з’являються власне випромінювальні поля, але на відміну від далекого поля форма діаграми випромінювання ще залежить від відстані R: хвильовий фронт кривий, максимум і ширина “променя” змінюються зі зміною R. Класичні величини спрямованості та підсилення коректні насамперед у далекому полі, де діаграма не залежить від R.

У зоні Френеля доречніше говорити про концентрацію енергії на заданій відстані та площині або про “фокус”: ФАР можна навмисно “вигнути” фазовий профіль, щоб зосередити енергію в точці на скінченній дистанції (near-field focusing). Тоді “видима спрямованість” у цій площині зростає, але це не означає, що зросло далекопольне підсилення – у дальній зоні воно залишиться тим самим. Практична ознака Френеля: якщо, відходячи від антени, ви все ще бачите помітні зміни ширини/положення головного пелюстка, ви ще в ближній випромінювальній зоні. Коли крива перестає змінюватися з R – дальнє поле.

Це особливо важливо для великих решіток та мм-хвиль (5G/FR2): користувач на кількох метрах від масивної URA часто перебуває саме в зоні Френеля, тож замість простого “повороту променя” потрібне сферичне (неплоске) фазування для формування фокуса на потрібній відстані. Зони поля антени приведені на рисунку:

Для розміру антени L межа випромінюючої області ближнього поля R зазвичай визначається наступним чином: залежно від значень R і довжини хвилі це поле може існувати або не існувати. Форма діаграми спрямованості фазованої антенної решітки в залежності від відстані показано на рис. 2.17.

Далеке поле (Фраунгофера) – це зона на достатній відстані від антени, де її випромінювання поводиться як плоска хвиля.

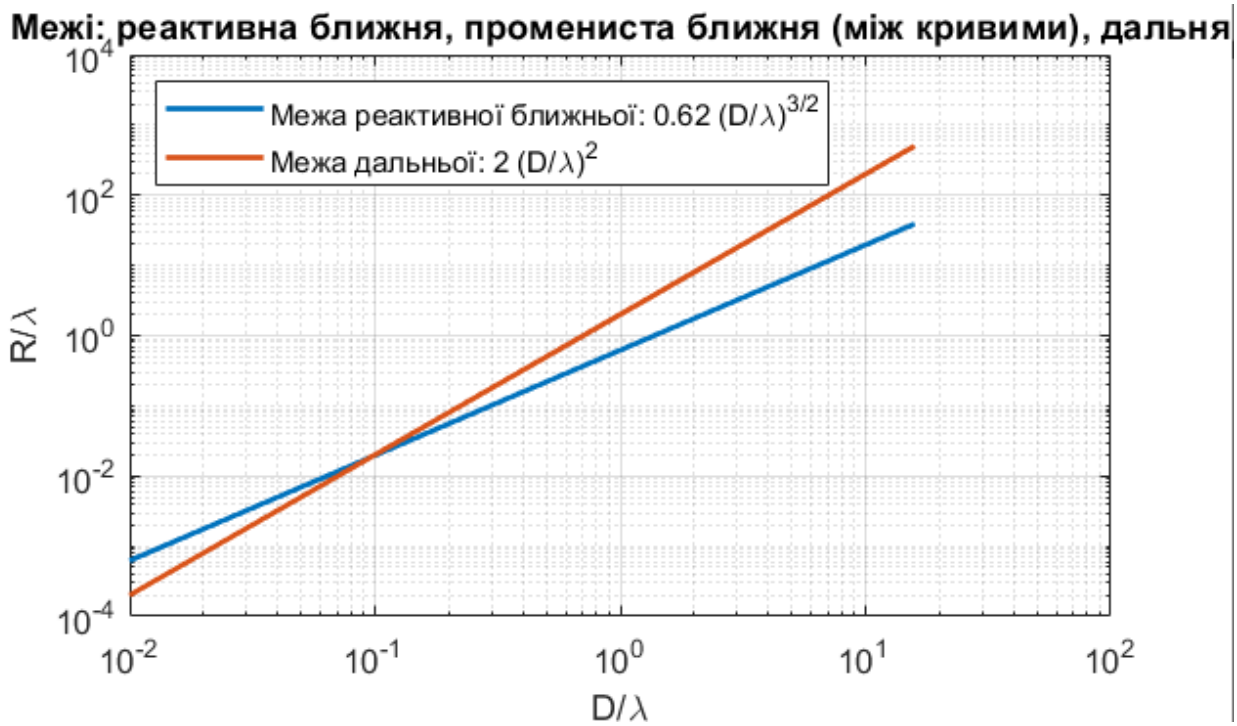

Рисунок 2.16 – Межі ближньої та дальньої зон

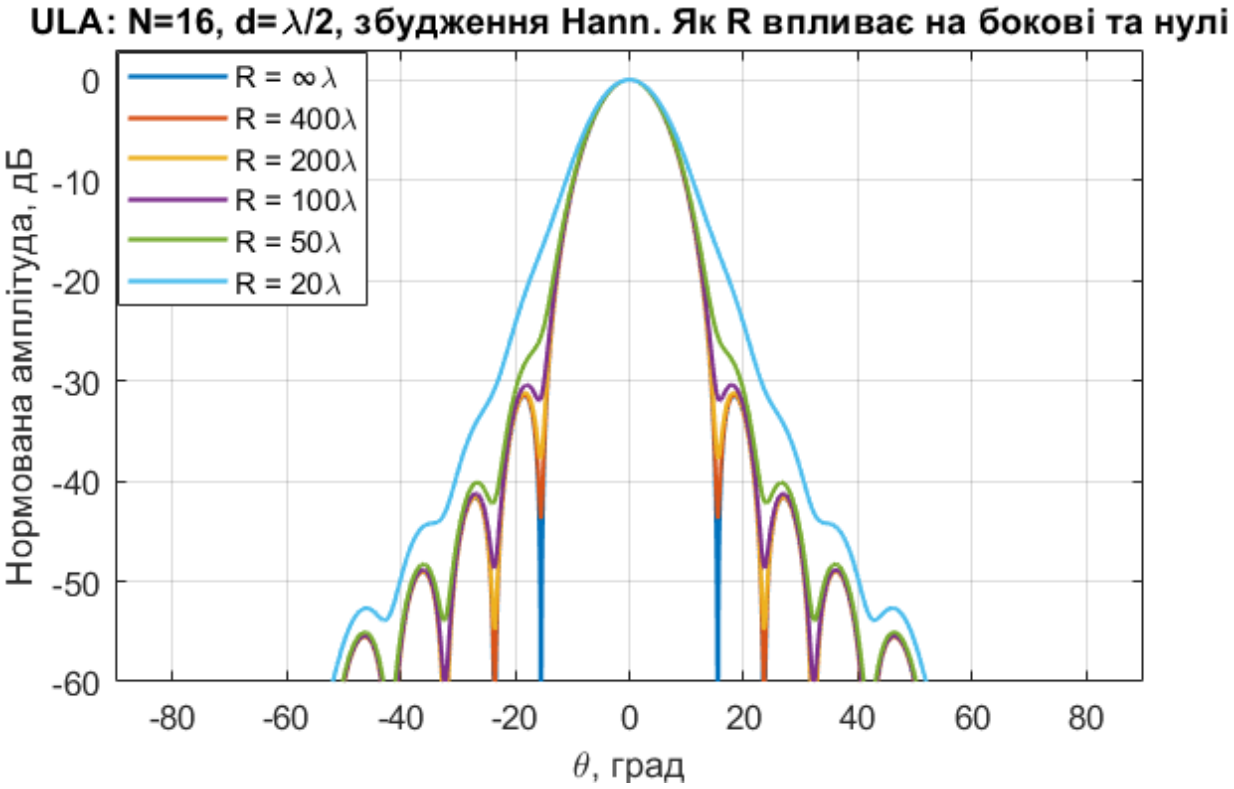

Рисунок 2.17 – Зміна нормованої амплітуди від ширини променя

Тут: Форма діаграми спрямованості стала: зі збільшенням відстані вона не змінюється (лише масштаб падає). Амплітуда поля спадає приблизно як 1/R, а

щільність потужності — як $1/R^2$. Компоненти E і H взаємно перпендикулярні та перпендикулярні до напряму поширення. Саме в далекому полі коректно визначають і порівнюють спрямованість та підсилення антени, бо діаграма вже не залежить від дистанції. Усі стандартні метрики – максимум діаграми, ширина променя (HPBW), рівень бокових пелюсток, підсилення в dBi – базуються на далекопольному шаблоні. Тому вимірювання характеристик антени та розрахунок бюджетів зазвичай виконують, виходячи саме з умов далекого поля.

Порівняння збуджень фазованої антенної решітки приведено на рис. 2.18.

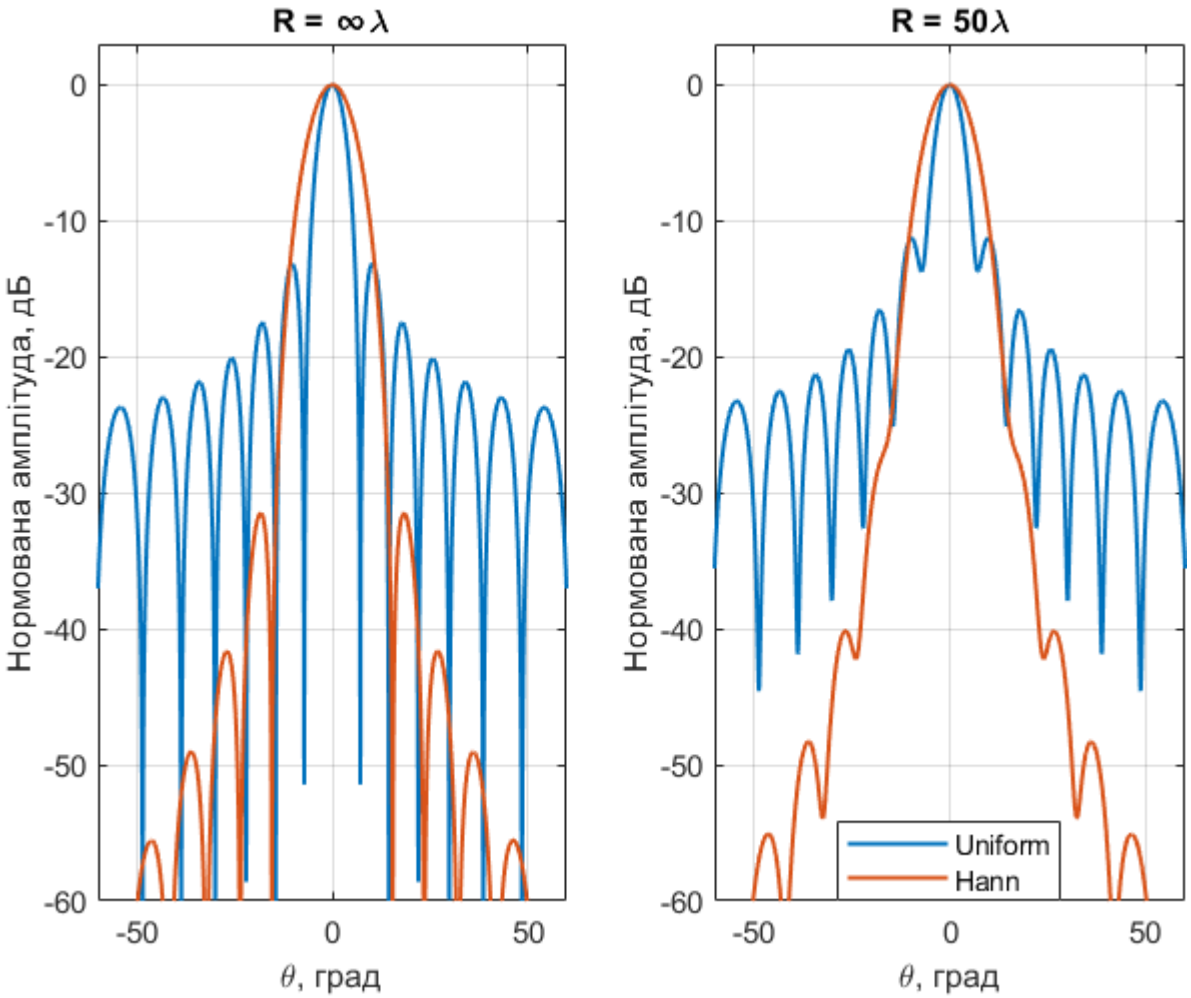

Рисунок 2.18 – Зміна нормованої амплітуди для різних вікон

Вплив відношення D/λ на апертуру антени приведено на рис. 2.19.

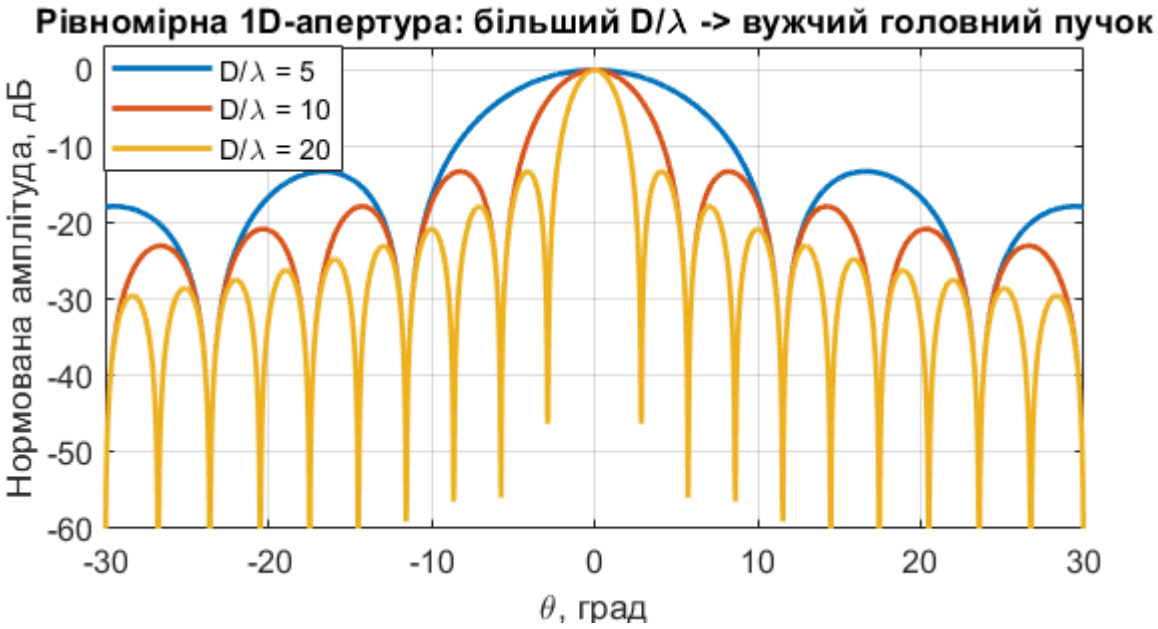

Рисунок 2.19 – Зміна діаграми спрямованості для різних D/λ

Якщо розмірністю антени є довжина L, то для області далекого поля, мають бути одночасно виконані наступні три умови:

1. $R > \frac{2L^2}{\lambda}$
2. $R \gg L$
3. $R \gg \lambda$

Рівняння забезпечують, що потужність, випромінювана в певному напрямку з різних частин антени, є приблизно паралельною. Це сприяє тому, що поля в області далекого поля поводяться як плоскі хвилі.

Одним з головних параметрів діаграми є ширина променя. Найчастіше користуються шириною променя по рівню половинної потужності (HPBW) – кутовою відстанню між двома напрямками, в яких випромінювана інтенсивність зменшується на 3 дБ (в 2 рази) відносно максимуму. Ширина головного променя обернено пропорційна розміру антени: чим більше елементів, тим вищою є кутова роздільна здатність. Налаштувати ширину променя за азимутом та кутом місця приймального променя можна за рис. 2.20.

Рисунок 2.20 – Залежність ширини проміня від кількості елементів

Решітка на 256 елементів (16×16), яку вже можна відносно недорого виготовити, дає головний промінь шириною менше ~10°. Це може бути прийнятним для багатьох задач.

Ширина променя зростає вдвічі при скануванні на ~60° відносно броудсайту. Ефективна апертура в проєкції на напрямок випромінювання зменшується, тож антена “бачить” себе меншою під гострим кутом.

Розглянемо вплив реальної діаграми окремого елемента на сумарну характеристику. Як згадувалось, фактор елемента $G_E(\theta)$ визначається фізичною конструкцією антени. Наприклад, якщо елементи розташовані на пласкій панелі, їх індивідуальний коефіцієнт випромінювання часто приблизно слідує косинусному закону: максимальне випромінювання в напрямку нормалі і зменшується до нуля у площині антени ($\cos\theta$).

Якщо перемножити (в лінійному масштабі) або скласти (в dB) фактор решітки $G_A(\theta)$ з фактором елемента $G_E(\theta)$, отримаємо повну діаграму спрямованості решітки. В результаті при відхиленні променя від нормалі помітні такі ефекти: Послаблення головного променя – чим більший θ, тим менше випромінює кожен елемент у цьому напрямку.

Бічні пелюстки практично не втрачають рівня, якщо вони розташовані близько до броудсайту. На прикладі, головний промінь на 30° послабився через косинусний фактор, тоді як перший бічний пелюсток, що залишився біля 0°, зберіг свій рівень.

Загальна картина: при скануванні в бік співвідношення головний промінь/сайдлоп погіршується. Силова віддача головного променя спадає, а рівні побічних пелюсток відносно нього зростають. Це означає, що ефективна діаграма спрямованості деградує на краях сектора огляду – промені стають ширшими і слабшими, а завади від бокових пелюсток – відносно сильнішими.

Отримати початковий напрямок променя прийому, який суміщений (частково або повністю) з положенням розсіювача, використовуючи ширину променя в площинах азимуту та кута місця можна за рис. 2.21.

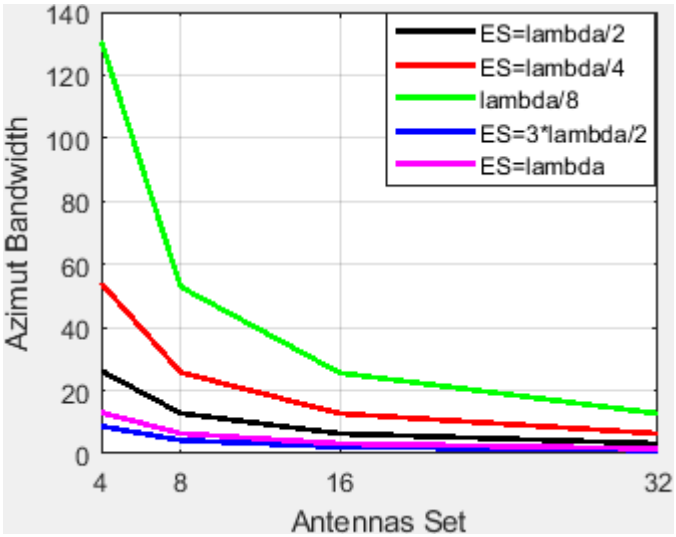

Рисунок 2.21 – Залежність ширини променя від відстані між елементами

Обчислити векторні напрямки для кута прийому. Необхідно використовувати підсилення прийому до загасаючої форми сигналу, щоб компенсувати втрати на шляху розповсюдження. Потім необхідно застосувати AWGN до результуючої форми сигналу за рис. 2.22.

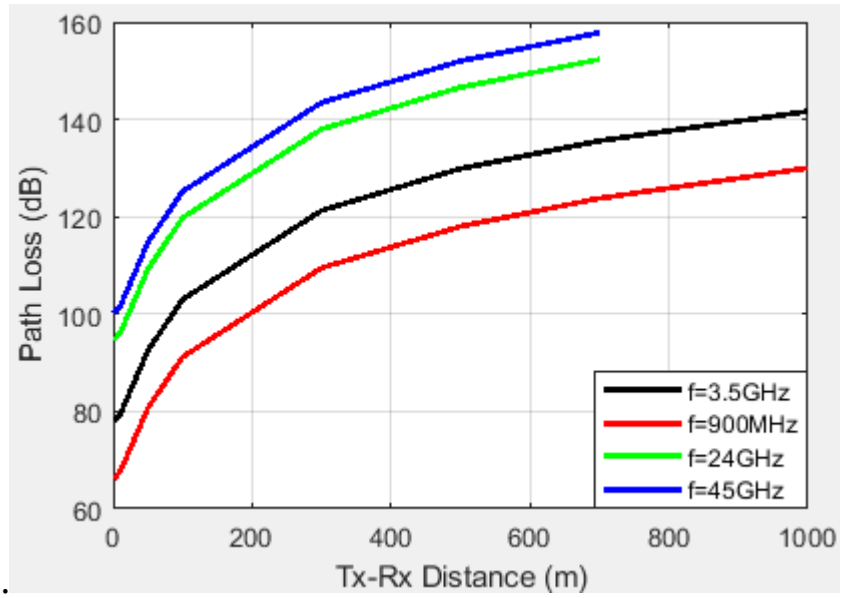

Рисунок 2.22 – Залежність загасання від відстані між передавачем і приймачем

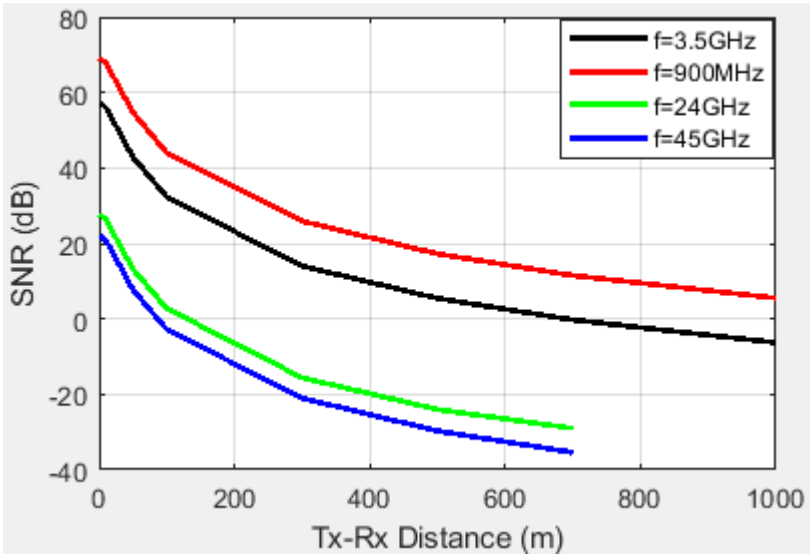

Рисунок 2.23 – Залежність відношення сигнал-шум від відстані

2.2 Формування діаграм спрямованості у антенних решітках

Розглянемо методи формування діаграм спрямованості у фазованих антенних решітках (ФАР) – чим вони відрізняються, недоліки, переваги.

Діаграма спрямованості визначається вагами елементів $w_n = a_n e^{j\phi_n}$:

$$AF(\Theta) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{jknd \sin \Theta}$$

де a_n – амплітуда, ϕ_n – фаза, d – крок решітки, $k = 2\pi/\lambda$.

Контроль a_n, ϕ_n – це і є «метод формування променя».

Виділяють наступні методи:

А. Фіксовані (детерміновані) ваги

- Фазове наведення (phase steering): змінюємо лише φ_n – тобто фазовий зсув між хвилями на антенних елементах, але ширина променя та бічні пелюстки в цьому випадку будуть не оптимальними.

- Амплітудне тінювання (tapering): Dolph–Chebyshev, Taylor, тощо. Ми можемо зробити сигнали антенних елементів на краях антенної решітки слабшими, що дозволяє керувати рівнем бічних пелюсток (SLL) і головним променем (HPBW). В цьому випадку ширшим стає головний промінь.

- Синтез за обмеженнями: оптимізація (convex/linear) під цілі: вузький головний пелюсток, заданий SLL, нулі у вказаних напрямках (null steering).

Б. Адаптивні (data-driven)

- MVDR/Capon, LCMV, LMS/RLS: мінімізація потужності за фіксованого посилення у напрямку корисного сигналу → динамічне пригнічення завад/мультипуті. Потребує оцінки коваріації; чутливі до помилок калібрування/моделі.

- Eigen/Beamspace-методи: робота у променевому просторі з меншою розмірністю → менші обчислення, зручні для багатопроменевих систем.

В. Архітектури реалізації

- Аналоговий beamforming (RF фазообертачі): 1 RF-ланцюг на багато елементів → енергоефективно, дешево, але лише 1-2 одночасні промені, фазові квантування (1–6 біт), частотна залежність (beam squint).

- Цифровий (повний): один RF-ланцюг/АЦП на елемент → будь-які ваги, багато незалежних променів, MIMO/Null-steering «як по маслу». Мінус — вартість, енергоспоживання, інтерфейси даних.

- Гібридний: кілька RF-ланцюгів + аналогова матриця (fully/partially connected). Компроміс між гнучкістю та енергоефективністю; потребує спільної оптимізації аналогових і цифрових ваг (наприклад, OMP/AltMin).

Г. Широкосмугові методи

- Фазові шифтери (NB): прості для вузьких смуг; у широкій смузі виникає beam squint (кут «пливе» з частотою).

- True-Time-Delay (TTD): затримки у часі замість фаз → правильне наведення у всій смузі, але складніша/дорожча апаратура.

- Багатосмугові/OFDM-підходи: частотно-селективні ваги на підносійних, окремі кодбуки на різні діапазони.

Геометрія й просторові ефекти

- Крок $d \leq \lambda/2$, інакше – граткові пелюстки (grating lobes).

- Сканування від broadside збільшує HPBW і зменшує підсилення.

- Вплив форми решітки: лінійна, прямокутна, коло – різні ступені свободи, різна симетрія бічних пелюсток та простота керування підняттям та азимутом.

- Near-field vs Far-field: для XL-MIMO/ближніх фокусів потрібен near-field focusing (квадратичні фази/TTD), класичний AF вже «недостатній».

Практичні особливості та «підводні камені»

- Калібрування й взаємний зв’язок (mutual coupling): спотворюють ДС; потрібні калібрувальні процедури/матриці декуплінгу.

- Квантування фаз/амплітуди: підвищує SLL і зсуває нулі; проєктуйте ваги з урахуванням кількості біт.

- Широкосмуговість: або TTD, або частотно-селективні ваги (на рівні підносійних).

- Обмеження потужності/лінійності: розподіл навантаження на підсилювачі, PAPR, цифрова лінеаризація (DPD).

- Багатопроменевість: сумісний контроль інтерференції (ZF/MMSE у цифровому шарі) + SLL-керування в аналоговому шарі.

- Кодбуки та пошук променя (5G/мм-хвилі): дискретні напрямки (SSB), подальше уточнення (CSI-RS), можливе прискорення ML-методами.

Як вибирати метод під задачу

- Один «жорсткий» промінь, низька ціна/енергія: аналоговий phase steering.

- Кілька незалежних потоків/MIMO, жорсткий контроль перешкод: повністю цифровий або гібридний з цифровою декореляцією (ZF/MMSE) і адаптивним null-steering.

- Широка смуга / FR2: TTD або частотно-селективні ваги; у гібриді – частотно-залежні цифрові ваги + обмежений аналоговий шар.

- Точний контроль SLL/HPBW: класичні тінювання (Chebyshev/Taylor) чи оптимізація з обмеженнями.

- Швидкі скани/кодбук-системи (5G): попередньо обчислені ваги на потрібні кути + механізм швидкого перемикання; для великої апертури —near-field фокусування за потреби.

Приклад діаграми спрямованості фазованої антенної решітки, спрямований на кут 30° приведений на рисунку2.24.

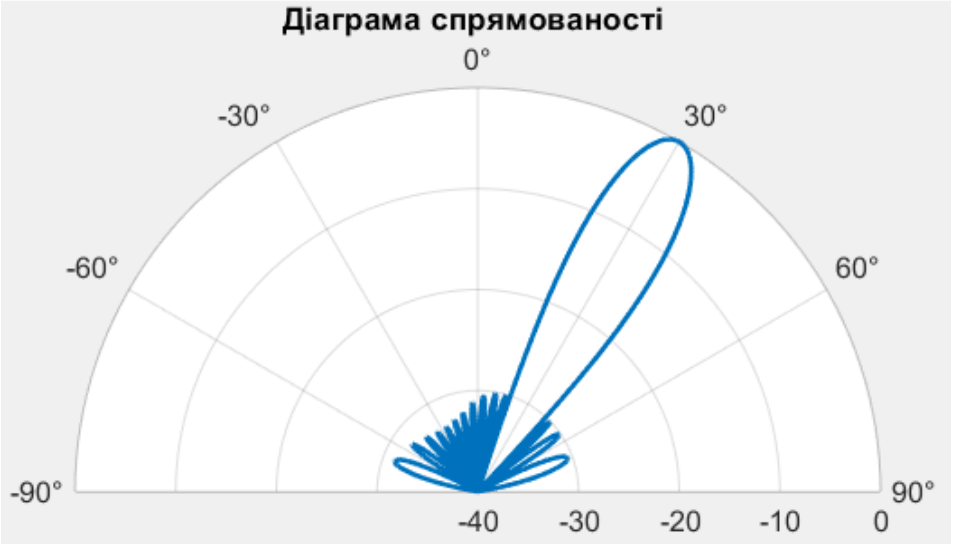

Рисунок 2.24 – Діаграма спрямованості ФАР

2.3 Керування діаграмою спрямованості

Щоб «повернути» діаграму спрямованості, робимо ваги елементів рівними вектору наведення у потрібний бік. Для масиву з позиціями r_n і напрямком за азимутом і підняттям $\hat{u}(\text{az},\text{el})$ вектор управління задається виразом:

$$a(\hat{u}, f) = \left| e^{jkr_0\hat{u}}, ..., e^{jkr_{N-1}\hat{u}} \right|^{\mathrm{T}}, \quad k = \frac{2\pi f}{c}$$

Якщо масивний фактор обчиснюємо як $AF(\hat{u}) = w^{\mathrm{H}} a(\hat{u})$, то для максимуму у $\hat{u}_0$ беремо: $w \infty a(\hat{u}_0, f)$, додаючи за потреби амплітуди/обмеження.

Для лінійної антенної решітки (один елемент управління, азимут Θ) з кроком d і індексом елемента n: $a_n(\Theta) = e^{jknd\sin\Theta}$.

Пряме наведення: $w_n = a_n(\Theta_o)$. З тінюванням (контроль бічних пелюсток): $w_n = t_n \cdot a_n(\Theta_o)$, де t_n – коефіцієнти Chebyshev (Taylor).

Для прямокутної антенної решітки (URA) – два елементи управління.

Задайте напрямні косинуси $u_x = \left(\cos(\text{el})\cos(\text{az}), u_u\right)$, $u_u = \cos(\text{el})\sin(\text{az})$.

$w_{m,y,x} \infty e^{jk\left(xd_z u_x + yd_y u_y\right)} \times T_x(x) T_y(y)$. Для прямокутної антенної решітки URA $M_x \times M_y$, ваги для азимуту і піднесення (az, el) приведені на рисунку 2.25

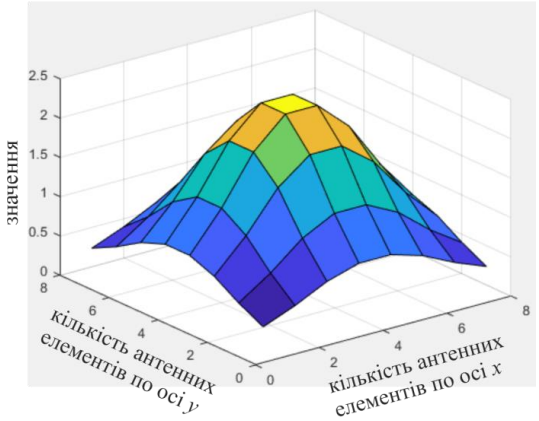

Рисунок 2.25 – Ваги для азимуту і піднесення прямокутної решітки

Розглянемо нулі на завади (LCMV / «null steering»). Для отримання максимумів у Θ_0 і нулів у $\{\Theta_i\}$, необхідно скласти матрицю обмежень:

$$A = \left[a(\Theta_0), a(\Theta_1), \ldots, a(\Theta_L)\right], \quad f = [1, 0, \ldots, 0]^T$$

Розглянемо кілька променів і MIMO. Для K напрямків $\{u_k\}$ формуємо матрицю $A = \left[a(u_1)...a(u_K)\right]$ і цифровий прекодер F (ZF/MMSE). Передавальні ваги на елемент: $W = AF$. У гібридному BF – розкладання $W \approx W_{RF} W_{BB}$.

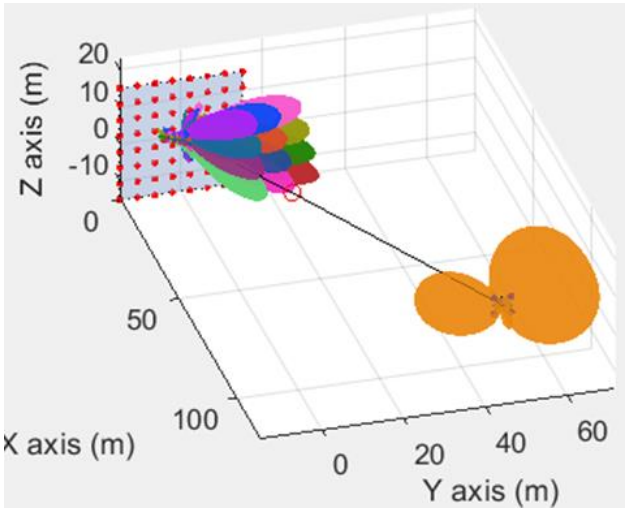

Рисунок 2.26 – Формування променя між передавачем і приймачем

Розглянемо широкосмуговість. Фазові зсувачі дають відхилення променя поза центром смуги. Варіанти:

- ваги для кожної підносійної: $w(f_m) \propto a(u_0, f_m)$ (OFDM).

- True-Time-Delay (TTD) в аналоговому шарі для «ідеальної» широкосмугової вказівки.

- Тримайте крок $d \le \lambda / 2$, щоб уникати бічних пелюсток.

- Точність фаз/амплітуд: врахуйте квантування (, 5–6 біт фазообертачів).

- Калібрування та взаємний зв’язок елементів суттєво впливають – плануйте процедури калібрування.

- На FPGA зберіють фази у LUT; амплітудне тінювання.

Керування вагами потрібне у випадках, коли змінюється «оптимальний» напрям або форма променя – через рух, завади, широкосмуговість чи апаратні/регуляторні обмеження:

- при початковому налаштуванні мобільного абонента на сигнал базової станції – треба змінювати ваги для покращення якості зв'язку;

- під час руху. Користувач рухається - потрібний кут повільно «пливе». змінюємо ваги, щоб тримати максимум рівня сигналу;

- з'являються перешкоди. З'явилась завада (інший передавач, відбиття, рука закрила телефон) – встановлюємо нульову вагу, щоб придушити;

- коли розмовляє кілька людей одночасно. Треба підсвітити різні місця одночасно - формуємо кілька променів і ділимо потужність між ними;

- у випадку потреби широкої смуги при використанні міліметрових хвиль.

- якщо антена старіє, гріється - час від часу необхідна перекалібровка.

Міняти ваги потрібно, якщо сигнал просів на ~3-5 дБ або помилок стало більше; кут з'їхав приблизно на половину ширини головного променя; минув помітний час для зміни каналу; інколи робимо грубе пересканування; між ними - дрібні підправлення. Діаграма спрямованості антени, коли ваги елементів w вже відомі приведена на рисунку 2.27.

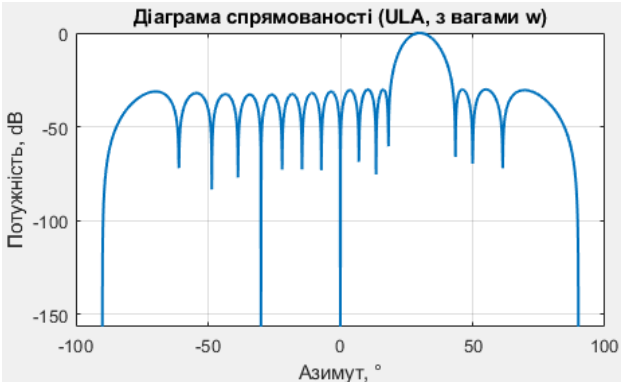

Рисунок 2.27 – Діаграма спрямованості антени

Нехай маємо 8 диполів, розташованих лінійно відстанню між елементами $d = \lambda / 2$. Змінюючи фазовий зсув $\Delta\phi$ між елементами, можна керувати напрямком головної пелюстки діаграми спрямованості (рис. 2.28).

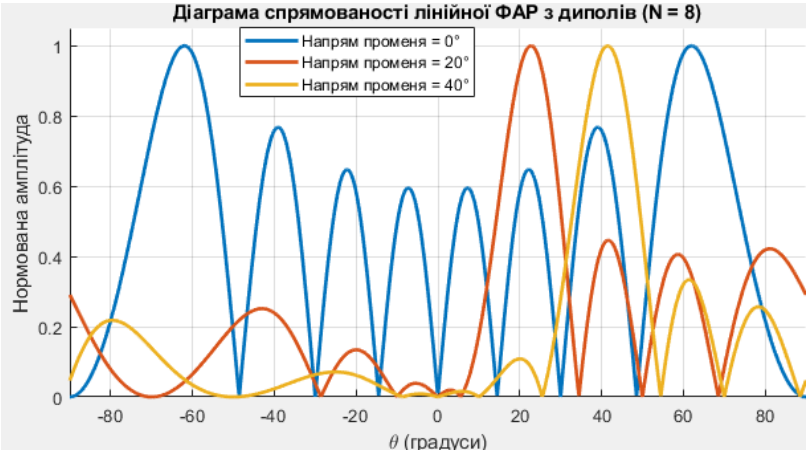

Рисунок 2.28 – Діаграма спрямованості лінійної ФАР

При Δϕ=0 головний промінь спрямований перпендикулярно до решітки (θ = 0°). При додаванні фазового зсуву Δϕ>0 промінь повертається в один бік. При Δϕ<0 → промінь повертається в інший бік.

Проведемо дослідження електронного скерування променя (рис. 2.29).

Рисунок 2.29 – Полярна діаграма спрямованості пів хвильового диполя

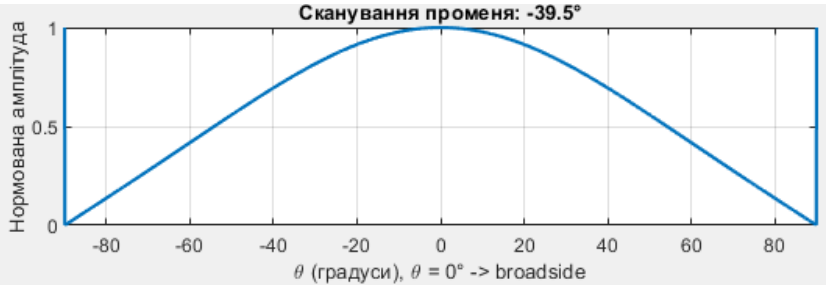

Рисунок 2.30 – Зміна амплітуди від напрямку променя

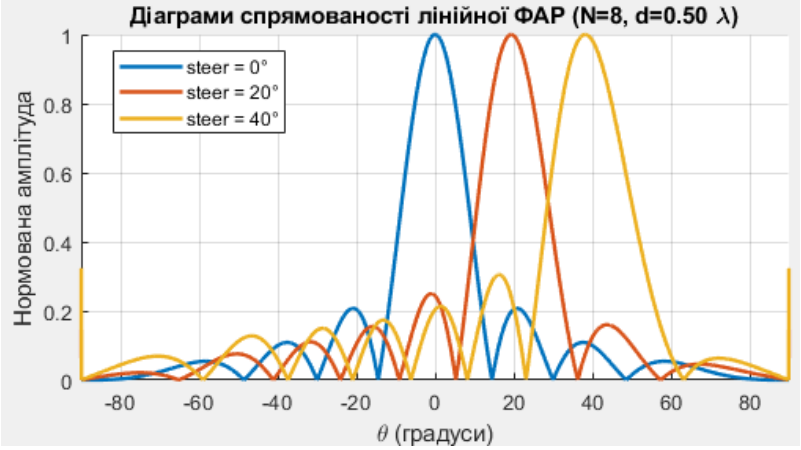

Рисунок 2.31 – Діаграма спрямованості лінійної ФАР

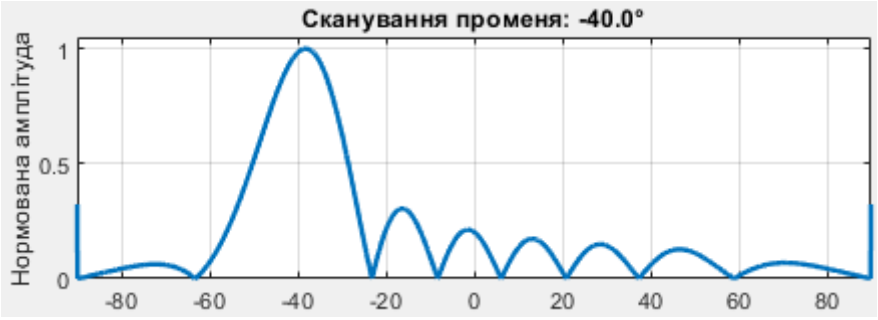

Рисунок 2.32 – Діаграма проміня на кут Θ=-40°

Порівняння променів на кут Θ=0°, 20°, 40° приведено на рис. 2.33.

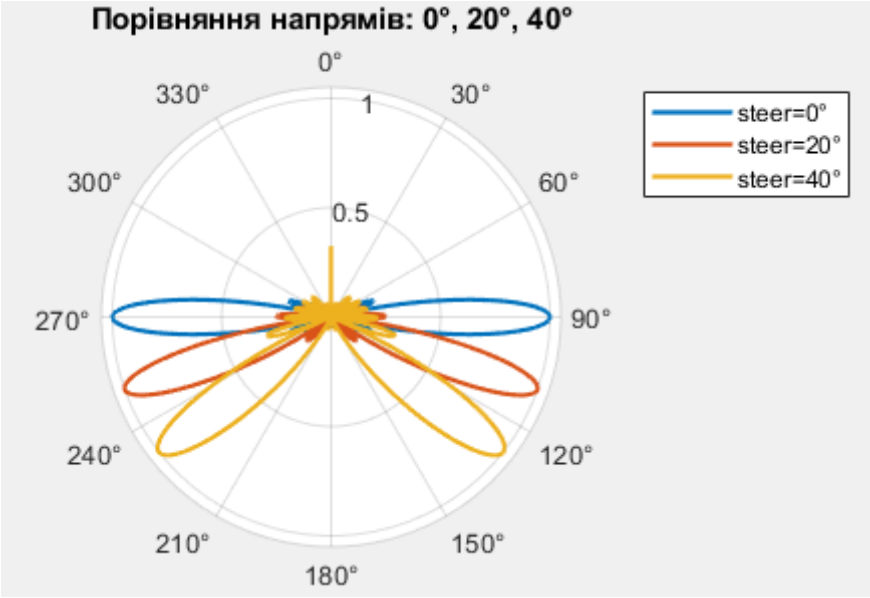

Рисунок 2.33 – Порівняння променів на кут Θ=0°, 20°, 40°

Управління діаграмою спрямованості діпольної антени (рис. 2.34-2.35).

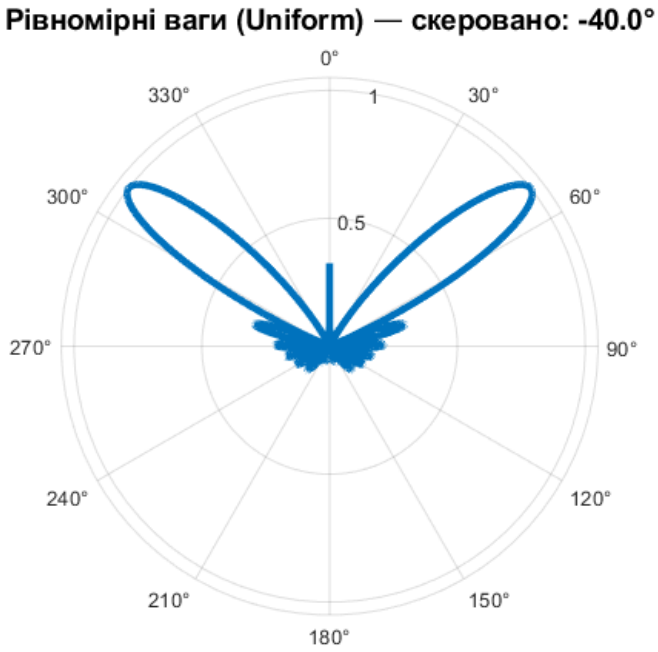

Рисунок 2.34 – Рівномірні ваги дипольної антени

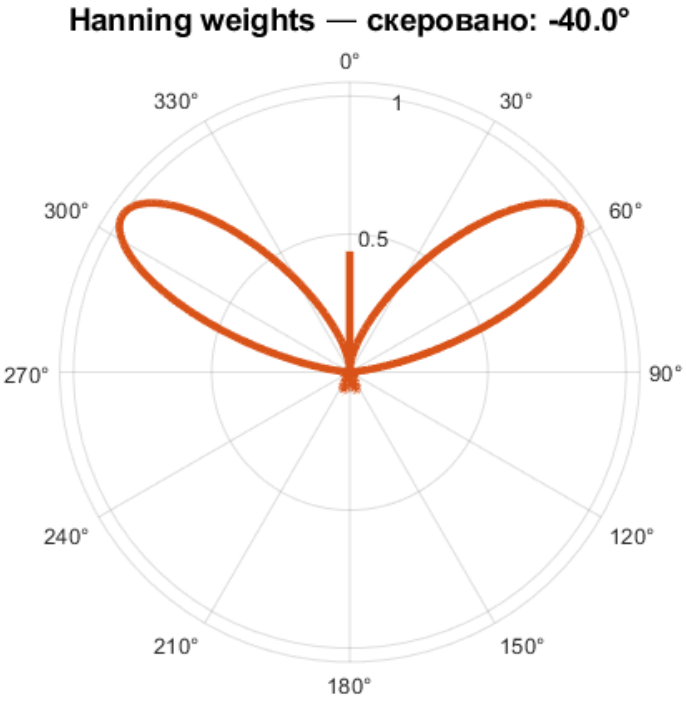

Рисунок 2.35 – Скерування променя на -40°

Висновки до другого розділу

Проведений аналіз параметрів та діаграм спрямованості фазованих антенних решіток показав, що збільшення кількості елементів і оптимізація амплітудно-фазового розподілу дозволяють суттєво звузити головний промінь та контролювати рівень бічних пелюсток, забезпечуючи необхідну направленість у системах зв’язку mmWave. Разом з тим, повністю цифрові схеми формування променя потребують неприйнятно великої кількості радіочастотних ланцюгів. Гібридний метод формування променя, який поєднує аналоговий прекодер на рівні радіочастоти та цифрову обробку в базовій смузі, забезпечує близьку до оптимальної спектральну ефективність при суттєвому скороченні апаратних витрат і енергоспоживання. Це робить гібридну архітектуру одним із ключових практичних рішень для реалізації багатопроменевих антенних систем у мережах 5G/6G. Гібридне формування променя дозволяє оптимально використовувати діаграми спрямованості та спектральну ефективність, але суттєво зменшити апаратні витрати порівняно з повністю цифровими схемами.

Амплітудне тінювання дозволяє пригнічувати бічні пелюстки, але за рахунок збільшення ширини головного променя (гірша кутова роздільна здатність); невеликого зменшення пікового підсилення.

Обмеження гібридного формування променя: фазозсувачі мають обмежену роздільну здатність (квантування фази), що погіршує точність формування променя. Є втрати в RF-ланцюзі (дільники потужності, комутатори, лінії передачі), які знижують реальний ККД та підсилення.

3 МЕТОДИ ЗМЕНШЕННЯ БІЧНИХ ПЕЛЮСТОК

3.1 Блоки справжньої затримки часу

Time Delay Blocks (TTD, true-time-delay) у фазованих антенних решітках - це керовані елементи, які вносять фізичну затримку сигналу на час τ, а не лише фазовий зсув. Завдяки цьому антенна решітка може узгоджено складати широкосмугові сигнали (UWB, 5G/mmWave, радара), скеровуючи промінь без зміщення променя з частотою. Вони дозволяють забезпечити:

- Широкосмуговість. Задається фазовий зсув φ = 2πfτ, тож для різних частот ефективний кут відрізняється → промінь “роз’їжджається”. TTD задає сам τ -отже той самий кут для всього спектра.

- Точність часової суміщеності імпульсів (радар, зв’язок з короткими символами/широкою смугою).

- Гібридне формування променя. Часто TTD грубо вирівнює час між елементами/субмасивами, а дрібну доводку роблять фазо-зсувачі.

Щоб скерувати промінь у кут θ, користуються виразом:

$$\tau(\Theta) = \frac{d \sin \Theta}{c}.$$

Для елемента з індексом n (нуль у центрі решітки) задаємо затримку $n \cdot \tau(\Theta)$. Для фазо-зсувачів еквівалентний зсув $\varphi(f) = 2\pi f \tau$ залежить від частоти, що призводить до зміщення променя. Як реалізують TTD:

- RF/мікрохвильові лінії затримки: перемикаємі відрізки (switched-line), навантажені/варикапні лінії (loaded-line), безперервні керовані лінії, RF-MEMS; інколи – фотоніка (оптоволоконні лінії, опто-електронні фільтри) для дуже широких смуг.

- IF/BB цифрові: фракційна затримка у ЦОС (FIR-фільтри Лагранжа/Thiran, fractional-delay), tapped-delay-line у ПЛІС/ASIC; підходить для цифрового/гібридного формування променя.

- Каскадні архітектури: TTD на субмасив, фазові шифтери на елемент для дрібного тримінгу.

Необхідно приймати до уваги:

- Роздільність і діапазон затримки: крок $\Delta\tau$ визначає точність сканування; діапазон має покрити крайні кути.

- Втрати/шум/лінійність: RF-TTD додає втрати (insertion loss), вимагає компенсації підсилювачами; цифрові варіанти додають обчислювальну вартість/затримку групи.

- Диспансія: небажана частотна залежність групової затримки.

- Калібрування: температурний дрейф, допуски ліній; потрібен автокалібр.

Порівняння: фазо-зсувачі vs TTD

- Фаза: прості/дешевші, добре для вузьких смуг; дають beam squint у широкосмугових системах;

- TTD: дорожчі/складніші, але забезпечують стабільний кут у смузі; критично для UWB, радарів з короткими імпульсами, 5G FR2, SATCOM широких смуг.

- Гібрид: TTD (грубо) + фаза (тонко) -хороший компроміс затрат/якости.

Сигнали у фазі в точці об'єднання припускають, що всі сигнали з елементів решітки (або приймальних трактів) приходять у точку суматора з однаковою фазою (і бажано -узгодженою затримкою в часі). Тоді їхні векторні суми додаються конструктивно → амплітуда зростає, промінь спрямовується в потрібний бік, а бокові пелюстки зменшуються.

Нехай фазовий фронт хвиль змінюється синхронно. Якщо підсунути їх у часі/фазі так, щоб піки збігалися саме в суматорі, ви отримаєте максимальний підсумковий сигнал. Якщо ж одна хвиля запізнюється на півперіоду (фаза 180°), вона частково або повністю “гасить” інші. Умови фазового вирівнювання: для

плоскої хвилі, що приходить під кутом θ до одновимірної решітки (крок d), різниця ходу між сусідніми елементами -dsinθ. Їй відповідає часова різниця:

$$\tau_{geo} = \frac{d \sin \Theta}{c},$$

а фазова - $\Delta\varphi_{geo}(f) = 2\pi f \tau_{geo}$.

Щоб у суматорі все зійшлося в фазі, треба внести протилежний зсув:

- через фазо- зсувачі: $\Delta\varphi_{ctrl}(f) \approx -\Delta\varphi_{geo}(f)$ (добре для вузької смуги);

- або через істинну часову затримку (TTD): $\tau_{ctrl} \approx -\tau_{geo}$ (тоді збіг фаз зберігається у всій смузі → без відхилення променя).

Приклад. Нехай f=10 ГГц (λ=3 см), крок d=λ/2=1.5 см, кут θ=30°

$$\tau_{geo} = \frac{d \sin \Theta}{c} \approx \frac{0{,}015 \cdot 0{,}5}{3 \cdot 10^8} \approx 25 \cdot 10^{-12} \text{ с}$$

Якщо кожен наступний елемент затримати на −25 пс (або дати йому фазовий зсув $-2\pi f \tau \approx -2\pi \cdot 10^{10} \cdot 25 \cdot 10^{-12} \approx \pi / 2$), хвилі зійдуться в фазі в суматорі - і ми отримуємо максимум у напрямку 30°.

Розглянемо фронт хвилі і електричний кут променя за рисунком 3.1.

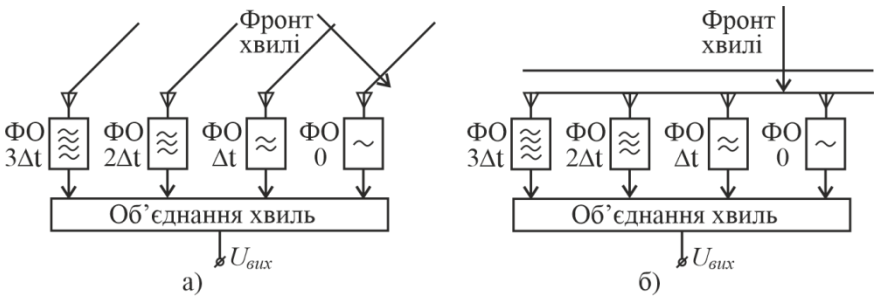

Рисунок 3.1 – Розуміння кута повороту.

Фронт хвилі - це геометричне місце точок хвилі з однаковою фазою. На малюнку це паралельні лінії. Коли фронт хвилі косо перетинає лінію елементів решітки, сигнал доходить до різних елементів у різний час.

Для одновимірної решітки з кроком d і кутом приходу θ (відносно нормалі до решітки) різниця часу приходу між сусідніми елементами: $\Delta t_{geo} = \frac{d \sin \Theta}{c}$.

Електричний кут променя - це напрямок, у який вказує промінь решітки внаслідок електронного керування (фазами або справжніми часовими затримками). Його задають не поворотом антени, а налаштуванням Time-Delay/Phase-Shift блоків. Це ще називають кутом сканування або кутом електронного наведення.

На рисунку 3.1, а фронт хвилі приходить під кутом – блоки Time Delay виставлені як 0, Δt, 2Δt, 3Δt –кожен елемент штучно «пригальмовують» рівно настільки, наскільки хвиля прийшла на нього раніше попереднього елемента; у суматорі всі сигнали в фазі (піки збігаються), що приводить до конструктивного складання і максимуму підсилення в напрямку цього кута; електричний кут променя - це кут приходу хвилі (його «компенсували» затримками).

Формально: для елемента з індексом n задаємо затримку $n\Delta t_{geo}$, і тоді фазовий зсув $2\pi fn\Delta t_{geo}$ компенсує геометрію для всієї смуги.

На рисунку 3.1, б фронт хвилі тепер перпендикулярний до решітки (прихід з нульового азимута), але затримки налаштовані на 45° (0, Δt, 2Δt, 3Δt); через це сигнали не збігаються в фазі в суматорі, що приводить до часткового взаємного гасіння, падіння чутливості та підсилення у реальному напрямку приходу; електричний кут променя все ще на 45° (бо так налаштовані затримки), але сигнал приходить з 0° - отже промах по куту, низьке SNR.

На рисунку 3.2 зображено чотири антени (елементи решітки), рознесені на відстань d; перед кожним елементом фазообертач з фазами Φ_1, Φ_2, Φ_3, Φ_4. – вони змінюють фазу сигналу, для введення потрібної часової затримки; «Об'єднання хвиль» – суматор сигналів від усіх елементів або розподільник; Uвих – результуючий сигнал, у якому хвилі від усіх елементів вже склались.

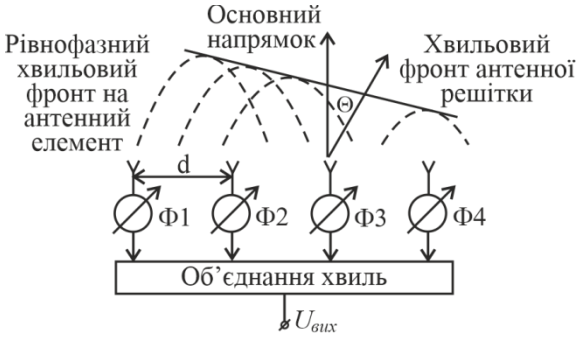

Рисунок 3.2 – Обробка сигналів у фазованій антенній решітці

Ми підбираємо фази $Ф_1 \ldots Ф_4$ так, щоб сигнали від усіх елементів в суматорі стали рівно фазними. Ці фази додаються конструктивно, що призводить до того, що промінь підсилюється в потрібному напрямку.

Рівнофазний хвильовий фронт і хвильовий фронт решітки – це уявна поверхня, де сигнал від усіх елементів має однакову фазу (після фазообертачів). Фазообертачі компенсують різницю часу приходу хвилі до різних елементів. Коли сигнали узгоджені за фазою, у далекій зоні формується «хвильовий фронт антенної решітки» – похила суцільна лінія вгорі. Вона показує, як виглядає сумарний фронт випромінюваної хвилі всією решіткою. Нормаль до цього фронту – це напрямок, у якому енергія максимально підсилена.

Вертикальна стрілка в центрі – напрямок візування, або основний напрямок ($\theta = 0°$). Це перпендикуляр до лицьової поверхні антенної решітки, напрямок сформованого променя, відхиленого на кут θ. $\theta = 0°$ – промінь точно направлений на об'єкт. $\theta > 0$ – промінь відхилений праворуч від основного напрямку. $\theta < 0$ – промінь відхилений ліворуч. Змінюючи різницю фаз між сусідніми елементами, ми «крутимо» цей кут θ – тобто керуємо променем.

Фізично хвиля доходить до сусідніх елементів із різним запізненням:

$$\Delta\tau = \frac{d \sin\Theta}{c}.$$

У широкосмуговій системі це треба компенсувати справжньою часовою затримкою. Але для вузькосмугового (квазі-монохроматичного) сигналу з частотою f цю затримку можна замінити фазовим зсувом $\varphi = -2\pi f \Delta\tau$.

Саме тому на рисунку замість «блоків затримки часу» намальовані фазообертачі $Ф_1 \ldots Ф_4$: вони створюють потрібні зсуви фаз, які еквівалентні часовим затримкам для даної частоти.

Отже, рисунок показує, що керування променем у фазованій антенній решітці можна реалізувати, задаючи різні фазові зсуви на елементах. Ці фазові зсуви “імітують” часові затримки, вирівнюють фазу сигналів у суматорі й повертають хвильовий фронт решітки на кут θ.

Рисунок 3.3 показує, як із геометрії фронту хвилі отримати потрібний фазовий зсув ΔФ між сусідніми елементами решітки.

Рисунок 3.3 - Отримання фазового зсуву ΔФ між сусідніми елементами решітки

Визначимо зсув фази ΔФ, необхідний для повороту променя на кут θ. На рисунку 3.3, а показані тригонометричні співвідношення між цими елементами, причому кожен елемент знаходиться на відстані (d). До рис. 3, б співвідношення:

$$\cos\varphi = \frac{AB}{AC} = \frac{L}{d}$$

$$\Theta + \varphi = 90°$$

$$\cos\varphi = \cos(90° - \Theta) = \sin\Theta$$

$$I = d\sin\Theta,\ \Delta t = \frac{L}{c},$$

де $c=3\cdot10^8$ м/с.

До рис. 3, в співвідношення:

$$\Delta t = \frac{2\pi L}{\lambda} = \frac{2\pi d\sin\Theta}{\lambda}$$

якщо $d = \frac{\lambda}{2},\ \Delta\Phi = \pi\sin\Theta$

$$\Delta\Phi = \frac{2\pi d\sin\Theta}{\lambda}$$

$$\Delta\Phi = \pi\sin\Theta \text{ для } d = \frac{\lambda}{2}$$

За рисунком 3.3, а між елементами решітки: два сусідні елементи рознесені на відстань d (по горизонталі); суцільна похила лінія – це фронт хвилі (площина рівної фази); від вертикалі вгору йде механічний опорний напрям – напрямок, куди «дивиться» антена (перпендикуляр до її площини); електричний опорний напрям – це напрямок нормалі до фронту хвилі. Саме вздовж нього спрямований електричний промінь решітки. кут між механічним напрямком і електричним – це кут відхилення променя θ. Від першого елемента опускаємо перпендикуляр до фронту хвилі – це відрізок L. Він показує, скільки далі хвиля повинна пройти, щоб дійти від одного елемента до «тієї ж фази» на фронті.

Саме цей додатковий шлях L і відповідає часовій затримці та, відповідно, фазовому зсуву ΔФ між сусідніми елементами.

За рисунком 3.3, б прямокутний трикутник A–B–C. На середньому малюнку той самий трикутник просто підписаний точками: точка A – перший

елемент решітки; точка C – сусідній елемент, відстань AC = d; лінія BC – частина фронту хвилі; лінія AB = L – перпендикуляр від A до фронту хвилі. У точці B – прямий кут (L ⊥ фронт хвилі), отже трикутник ABC – прямокутний.

Тут зручно ввести кут φ – кут між горизонталлю (лінією елементів) і напрямком електричного променя (лінією L).

Оскільки механічний напрям (вертикаль) перпендикулярний горизонталі, то θ+φ=90°. У трикутнику гіпотенуза – відрізок AC = d, а катет AB = L.

Тому:cosφ=L/d. Підставляємо φ=90°−θ і використовуємо:

cos(90°−θ)=sinθ: $L = d\cos\varphi = d\sin\varphi$.

Отже, δ-шлях хвилі між сусідніми елементами: L=dsinθ.

За рисунком 3.3, с. Зв’язок θ, φ, L і фазового зсуву ΔФ. Правий малюнок просто явно показує обидва кути: від горизонту до L – кут φ. від вертикалі (механічного опорного напряму) до L – кут θ. Знову видно, що θ + φ = 90°. L – перпендикуляр до фронту хвилі. Часова затримка між сусідніми елементами:

$$\Delta\tau = \frac{L}{c} = \frac{d\sin\Theta}{c},$$

де c – швидкість світла.

Для вузькосмугового сигналу замість справжньої часової затримки можна задати фазовий зсув. Якщо довжина хвилі λ, то одна повна довжина хвилі відповідає фазі 2π, тому:

$$\Delta\Phi = \frac{2\pi}{\lambda}L = \frac{2\pi}{\lambda}d\sin\Theta$$

Щоб відхилити промінь на кут θ, треба задати між сусідніми елементами прогресивний фазовий зсув ΔФ, пропорційний dsinθ. У реальній ФАР замість ліній затримки ставлять фазообертачі, які реалізують саме цей ΔФ.

На рисунку 3.4 показана будова лінійної фазованої антенної решітки.

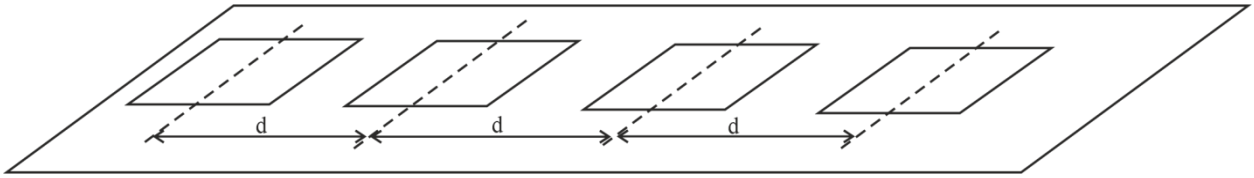

Рисунок 3.4 - Будова лінійної фазованої антенної решітки.

На рисунку 3.4 показано, що кожна пара сусідніх елементів має ту саму відстань. Похилий штриховий промінь, що проходить через елементи, – це умовний напрямок поширення хвилі або напрямок променя, уздовж якого ми аналізуємо різницю ходу хвиль та потрібні фазові зсуви.

Раніше ми розглядали два елементи і знайшли, що додаткова відстань, яку проходить хвиля між ними, дорівнює L=dsinθ, а відповідний фазовий зсув між сусідніми елементами $\Delta\Phi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin\Theta$.

На цьому рисунку показано, що: тепер таких елементів N штук, усі вони рівномірно рознесені (Uniform Linear Array, ULA), між кожною парою сусідів діє той самий фазовий крок ΔΦ.

Для елемента n загальний фазовий зсув буде nΔΦ, і додаючи внесок кожного елемента, ми формуємо загальну діаграму спрямованості антени.

Рівномірно рознесена лінійна решітка – це набір однакових антен, розташованих у ряд із однаковим кроком d. Для будь-якого напрямку променя θ кожна пара сусідніх елементів має однакову різницю ходу хвилі та однаковий фазовий крок, що використовують для керування променем.

Joint phase-time arrays (JPTA) – це така архітектура фазованої антенної решітки, у якій одночасно використовують фазові зсуви і справжні часові затримки (true-time delay, TTD) в аналоговій частині тракту. Завдяки цьому одна решітка з одним RF-ланцюгом може формувати декілька променів на різних частотах у різні боки, як показано на рисунку 3.5.

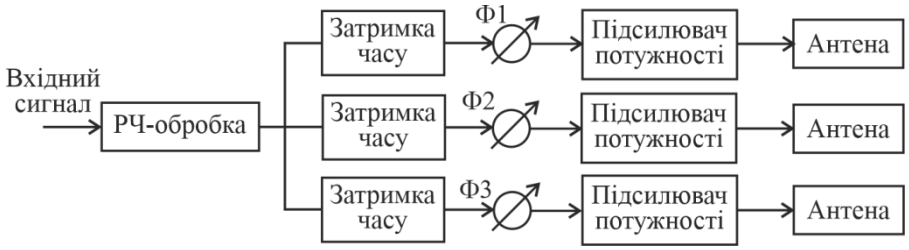

Рисунок 3.5 – Передача сигналів у фазованій антенній решітці

У діапазоні мм-хвиль (mmWave) сигнал сильно затухає, погано огинає перешкоди й дуже чутливий до будівель, дерев, людей тощо. Щоб компенсувати ці втрати, ставлять великі антенно-решітки й роблять високонапрямлені вузькі промені – beamforming. Це концентрує потужність у напрямку потрібного користувача й збільшує дальність і швидкість.

Повністю цифровий beamforming: на кожен елемент (чи підмасив) – свій RF-ланцюг + свій АЦП/ЦАП. Максимальна гнучкість (можна робити MIMO, multi-user, frequency-selective BF), але це дуже дорого й енергоємно.

Аналоговий beamforming: один RF-ланцюг на всю решітку, а напруги по елементах розкидаються через мережу фазозсувів. Це простіше й дешевше, але: усі елементи бачать один і той самий широкосмуговий сигнал.

Ми можемо зробити лише один “аналоговий промінь” на всю смугу частот у даний момент часу. Це і є analog beamforming constraint.

Гібридний beamforming: кілька RF-ланцюгів + фазозсуви дає компроміс між гнучкістю й вартістю. Більше RF-ланцюгів більше складності й споживання.

У /гібридному варіанті фазозсуви роблять майже частотно-плоский фазовий профіль (на заданій несучій), тож решітка формує один і той самий промінь для всієї смуги. Базоваа станція не може одночасно обслуговувати багато користувачів у різних напрямках на різних частотах одним RF-ланцюгом.

Для одного користувача в каналі з’являється ефект відхилення променя: напрямок максимуму змінюється з частотою, що погіршує ефективний виграш.

Щоб обійти це, або збільшують кількість RF-ланцюгів (дорого), або мають менші можливості. Ідея Joint phase-time array (JPTA). До звичайних фазових шифтерів додаються блоки істинної часової затримки (TTD).

RF-ланцюг → розподіл сигналу → TTD-блок → фазозсув → антена

Що дають ці два типи елементів:

Фазозсув (PS):

- дає фіксований фазовий зсув ϕ, який майже не залежить від частоти в межах вузької смуги;

- добрий для точного коригування променя навколо деякого напрямку.

True-time delay (TTD):

- створює реальну часову затримку τ; фазовий зсув стає $\phi(f) = -2\pi f \tau$

- сильна частотна залежність, що дозволяє “розтягувати” промінь по частоті, задаючи різні напрями для різних підносійних.

Якщо ми оптимізуємо час і фазу, отримуємо решітку, яка може:

- формувати частотно-залежні промені;

- одночасно спрямовувати різні частини спектра в різні напрями.

JPTA дозволяє робити, що один RF-ланцюг може давати кілька променів.

Базова станція з JPTA може одночасно обслуговувати кількох користувачів у різних напрямках, якщо роздати їм різні підсмуги (FDM).

- Ефективніше використання смуги. Щоб у кожен момент формувати один промінь на всю смугу й по черзі обслуговувати користувачів, JPTA дозволяє розбити спектр між користувачами й обслуговувати їх паралельно.

- Краще покриття й пропускна здатність. JPTA може відчутно збільшувати покриття порівняно з традиційною решіткою з тим самим числом RF-ланцюгів.

- Більш вигідний компроміс “продуктивність/вартість”. Щоб досягнути подібної гнучкості звичайною гібридною схемою, довелося б масштабувати кількість RF-ланцюгів майже пропорційно кількості елементів. JPTA дозволяє обійтися значно меншою кількістю RF-ланцюгів, компенсуючи це складнішими, але пасивними/малопотужними TTD-елементами.

Використовується комбінація часових затримок і фазових зсувів у аналоговій/гібридній частині формувача променя.

Joint phase-time array (JPTA) – це нова архітектура радіочастотного фронт-енду для мм-хвильових систем, у якій до традиційних фазових шифтерів та

комутаторів додаються блоки істинної часової затримки. Така комбінація дозволяє формувати частотно-залежні аналогові промені й створювати декілька просторово рознесених променів у різних підсмугах з використанням лише одного RF-ланцюга, що забезпечує мультипроменеву роботу з меншими витратами енергії та вартості порівняно з класичними гібридними схемами.

3.2 Гібридне формування променя MIMO

Розглянемо гібридне формування променя на передавальному кінці системи зв'язку Massive MIMO. Розрахований на багато користувачів MIMO (MU-MIMO) підвищує ефективність використання спектра, дозволяючи передавачу базової станції (БС) одночасно взаємодіяти з кількома приймачами мобільних станцій (МС), використовуючи одні й ті ж частотно-часові ресурси.

Невеликі довжини хвиль у міліметровому діапазоні дозволяють фазованим антенним решіткам утримувати більше елементів у фізичних розмірах.

Гібридне формування променя – це метод, що дозволяє використовувати масивні антенні решітки MIMO зі зниженою потужністю та економічністю. Аналогові виходи кожного ланцюжка об'єднані в мережу аналогових підсилювачів і фазообертачів (аналоговий формувач променя, що позначається F_{rf}), підключених до великої антеної грати, де кількість антен більше кількості потоків. Вагові коефіцієнти цифрового попереднього кодування (позначаються F_{bb}) можуть змінюватися від символу до символу через ефекти багатопроменевого поширення в малих масштабах, а також можуть відрізнятися у підносійних для обліку частотно-вибіркового завмирання.

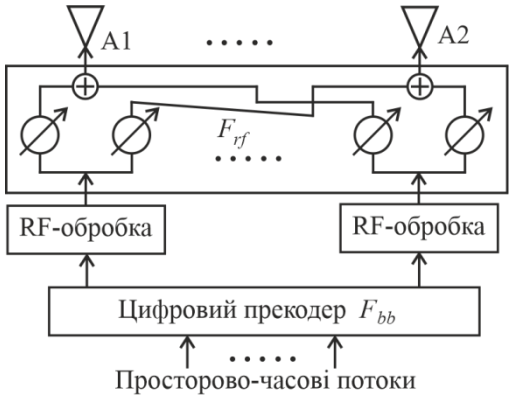

Рисунок 3.6 – Структурна схема гибридного формування променя

Використовується однокористувацька або розрахована на багато користувачів MIMO-OFDM система для поділу необхідного попереднього кодування на цифрову складову основної смуги і аналогові радіочастотні компоненти на стороні передавача. Використовується алгоритм ортогонального пошуку відповідностей (OMP) [3] для однокористувацької системи та метод спільного просторового мультиплексування з поділом каналів (JSDM) [2, 4] для розрахованої на багато користувачів системи для визначення вагових коефіцієнтів цифрового попереднього кодування F_{bb} і аналогового радіочастотного сигналу F_{rf} для обраної конфігурації. Віртуальна секторізація з використанням просторового мультиплексування приведена на рисунку

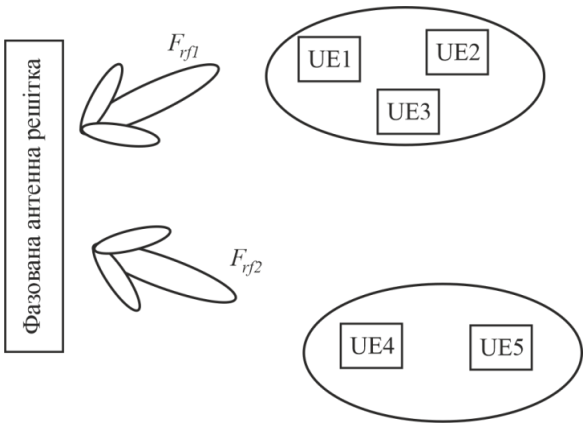

Рисунок 3.7 – Формування просторово рознесених променів

JSDM використовує просторове кластерування користувачів у середині стільника та групує ці кластери для створення віртуальних секторів за

допомогою аналогового формування радіочастотних променів для цих груп. Матриці просторової коваріації груп пов'язані з просторовим напрямом груп щодо антеної решітки базової станції. Ці матриці обчислюються з використанням оцінок каналів, отриманих із зондувальних сигналів, а аналогові радіочастотні промені формуються на основі цих матриць. Ці промені фокусують енергію, що передається, на відповідні групи і мінімізують завади.

Після формування променів обчислюються цифрові ваги попереднього кодування, які використовуються для ортогоналізації користувачів кожної групи. Ці ваги попереднього кодування ґрунтуються на інформації про стан каналу користувача (CSI) «ефективного каналу», отриману на виході радіочастотних ланцюгів (а не на виході антеної решітки). Такі вимірювання на основі променів проводять у системах 5G.

Оскільки аналогові РЧ-підсилення та фазообертачі реалізовані на антенах, мається на увазі, що РЧ-ваги застосовуються до всіх підносійних. Однак цифрові ваги попереднього кодування можуть застосовуватися до кожної носійної. У цьому прикладі кожна підносійна застосовує цифрові ваги попереднього кодування, обчислені на основі підносійної CSI.

Висновки до третього розділу

Блоки справжньої затримки часу дозволяють зменшити зміщення променя в широкій смузі частот. Для вузьких смуг достатньо фазових зсувів, для широких — блоки справжньої затримки часу стають практично необхідними. Поєднання аналогового та цифрового формування променя дозволяє зменшити кількість радіочастотних ланок і АЦП та ЦАП, зберігаючи при цьому майже цифрову гнучкість. Канали відокремлюються за напрямками та частотою, і в кожному «віртуальному секторі» та підсмузі можна одночасно обслуговувати декількох користувачів за рахунок просторової ортогональності.

4 ДОСЛІДЖЕННЯ ГІБРИДНОГО МЕТОДУ ФОРМУВАННЯ ПРОМЕНЯ

4.1 Фазовані антенні решітки

Фазовані антенні решітки широко застосовуються для формування діаграми спрямованості (променевого сигналу) в сучасних бездротових системах та радіолокації. Традиційно існують два підходи: аналогове формування променя (усі антени отримують один сигнал з різними фазами через фазозсувачі) та цифрове формування променя (кожен елемент має окремий радіочастотний тракт). Аналоговий метод є відносно простим, але менш гнучким, тоді як цифровий забезпечує максимальну гнучкість і можливість мультиплексування кількох потоків, проте вимагає окремого передавача-приймача на кожен елемент, що дорого і енергоємно.

Гібридне формування променя поєднує обидва підходи, використовуючи частково аналогову та частково цифрову обробку сигналів. В гібридній архітектурі група елементів об'єднується аналоговою підрешіткою, а кінцевий промінь формується за допомогою цифрової обробки меншої розмірності. Це дозволяє значно зменшити кількість RF-трактів у системі (кількість цифрових каналів). Попри прагнення до повністю цифрових антен, на високих частотах (наприклад, міліметровий діапазон) реалізація окремого тракту на кожен елемент ускладнена через проблеми з енергоспоживанням, тепловідведенням та інтеграцією компонентів. Гібридна схема надає інженерам необхідне "розвантаження" цифрових ресурсів і фактично є практичним компромісом, що зберігає високу якість променів за помірної складності апаратури.

Array factor (діаграма направленості ідеалізованої решітки) для напрямку з азимутом φ та кутом місця Θ задається сумою полів від усіх елементів з відповідними фазовими зсувами. Наприклад, для ідеалізованих ненаправлених елементів можна записати:

$$AF(\Theta,\phi)=\sum_{m=0}^{N_x-1}\sum_{n=0}^{N_y-1}w_{m,n}e^{jk\left[md_x\sin\Theta\cos\phi+nd_y\sin\Theta\sin n\phi\right]}$$

де $w_{m,n}$ – комплексна вага (амплітуда та фаза) mn-го елемента, $k = 2\pi/\lambda$ – хвильове число, λ – довжина хвилі.

Сформулюємо гібридний метод формування променя. Маємо ULA з N елементів, S RF-ланцюгів (S<N). Антенне поле ділимо на S підмасивів по M=N/S елементів, як показано на рисунку 4.1.

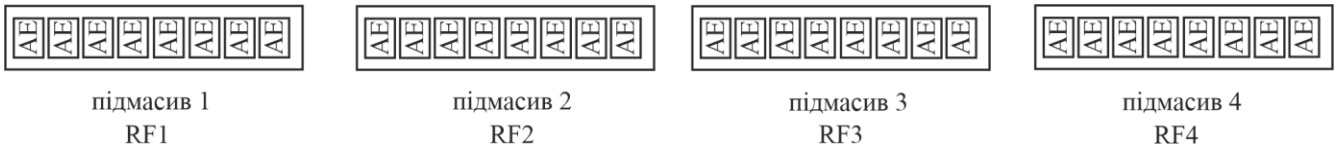

Рисунок 4.1 – Лінійний масив антенних решіток

Гібридне збудження описується як:

$$f = W_{RF}\quad w_{BB}$$

де W_{RF} – стовпці це ваги елементів кожного підмасиву (фазові зсуви сталої амплітуди; реалізуються як керовані фазошифтори, зазвичай 4–6 біт), аналогові величини, $N\times S$, а w_{BB} – вектори базового діапазону на рівні RF-ланцюгів, мають розмірність $S\times 1$. Аналогова частина змінює лише фази на елементах; цифрові ваги застосовуються на рівні RF-ланцюгів – тому комбайнер фактично двоступеневий («гібридний»). BB (Baseband) – базова смуга: цифрова обробка до переходу на радіочастоту.

Щоб сформувати промінь у напрямку θ_0:

- Аналоговий етап (всередині підмасиву): для елемента з індексом n у підмасиві s задаємо фазу $\varphi_n = kd(n-c_s)\sin\Theta_o$ (відносно центра підмасиву c_s), додаючи (за потреби) тінювання Taylor/Dolph для зниження бічних пелюсток; квантуємо фазу до кроку $\Delta = 2\pi / 2^b$ відповідно до розрядності фазо-зсувача b.

- Цифровий етап (між підмасивами): на рівні підмасивів узгоджуємо фази

$\varphi_s^{BB} = kd(c_s - c_{all})\sin\Theta_o$ і (опційно) застосовуємо амплітудне тінювання між підмасивами для контрольованих SLL.

Відгук масиву по куту θ далі:

$AF(\Theta) = \left|a(\Theta)^{\text{H}} f\right|^2$, де $a(\Theta)$ – steering-вектор.

AF (Array factor) – множник решітки – показує, як інтерференція сигналів від елементів формує кутовий розподіл потужності.

У гібридому методі цифрові ваги ставляться не на кожен елемент, а лише на RF-ланцюги; на елементах – тільки фази (амплітуда стала), що й робить підхід енерго- та вартісно ефективним для великих антен.

Гібридний метод формування променя – це поєднання аналогової частини (зсув фази біля кожного елемента антени) і цифрової частини (ваги в базовій смузі на обмеженій кількості радіоканалів), як показано на рисунку 4.2.

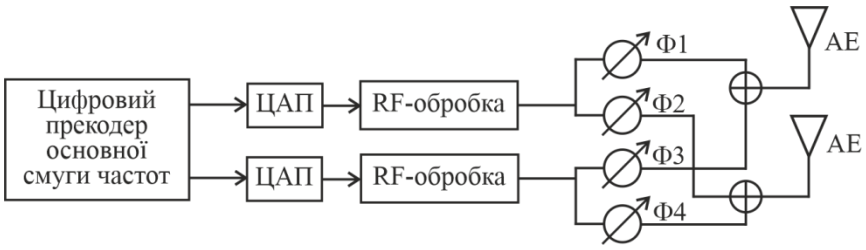

Рисунок 4.2 – Гібридний метод формування променя

Мета: сформувати промінь у потрібний бік і приглушити бічні пелюстки, використовуючи менше дорогих радіоканалів, ніж кількість антенних елементів.

Гібридний метод формування променя складається у наступному: якщо ми маємо N елементів антени, але лише S радіоканалів (S < N), то:

- Ви ділите антену на S підмасивів по M=N/S елементів (рис. 4.1)

- Всередині кожного підмасиву фазо-зсувачі будують потрібний фронт хвилі (аналогова W_{RF}).

- Між підмасивами цифрові ваги узгоджують фази/амплітуди підмасивів як «великих елементів» (цифрова w_{BB}).

Повні ваги на елементах – це добуток двох шарів ваг: $f = \left[W_{RF} \;\; w_{BB} \right]$ - аналогові фази всередині підмасивів, цифрові ваги між під масивами.

- W_{RF} : розмір N×S. У кожному стовпчику – фази елементів свого підмасиву (амплітуда фіксована або з легким тінюванням).

- w_{BB}: розмір S×1. Це ваги на S радіоканалах (фаза й амплітуда).

- f: розмір N×1. Готові ваги кожного елемента для побудови діаграми.

Приклад: N=32 елементи, S=4 радіоканали → M=8 елементів у підмасиві.

Як «повернути» промінь у кут θ_0 (покроково)

- Аналогова частина (всередині підмасиву): для кожного елемента задати фазу $\phi = kd \cdot (\text{зміщення елемента від центру підмасиву}) \cdot \sin\theta_0$.

Це робить фронт хвилі паралельним напряму θ_0. Фази квантуються кроком, який задає кількість біт b у фазо-зсувачі.

- Цифрова частина (між підмасивами): підмасиви теж мають «центри». На ці центри задаємо фази: $\varphi^{BB} = kd \cdot (\text{зміщення центру підмасиву від центру решітки}) \cdot \sin\theta_0$, і (за потреби) амплітудне тінювання між підмасивами для контролю бічних пелюсток.

У сумі вектори з підмасивів складаються конструктивно в напрямі θ_0 (головна пелюстка), а бічні – приглушуються вибраним тінюванням (Taylor).

У моделі ми задаємо цифровий ідеал (коли можна довільно задати ваги кожного елемента). У «гібриді» є обмеження:

- всередині підмасиву – фази (через фазошифтори, квантування b біт);

- між підмасивами – вектори w_BB (комплексні ваги на S радіоканалах).

Тому ми будуємо загальний вектор ваг f за правилом: $f = W_{RF} W_{BB}$, а потім обчислюємо AF(θ) як

$$AF(\Theta) = \left| a(\Theta)^H \, f \right|^2$$

де a(θ) – вектор наведення (комплексні експоненти з фазами для кожного елемента).

W_{RF} – матриця аналогових фаз усередині підмасивів.

W_{BB} – цифрові ваги між підмасивами.

f = W_{RF} * W_{BB} – повні елементні ваги. Далі рахуємо AF(θ).

Фаза задає напрямок. Коли фази елементів підігнані правильно, хвилі додаються в одному куті (головна пелюстка) і частково гасяться в інших.

Менше радіоканалів сприяє зменшенню вартості. Гібридне формування променя підтримує масштабовану апаратуру.

Тінювання (Taylor/Dolph) – це «плавне зменшення» амплітуд від центру до країв, щоб зменшити енергію бічних пелюсток (SLL- Side Lobe Level).

- W_{RF} – аналогові ваги (фази) на рівні елементів, по підмасивах.

- w_{BB} – цифрові ваги на рівні підмасивів (S×1).

- $f = W_{RF} * w_{BB}$ – готові елементні ваги (N×1).

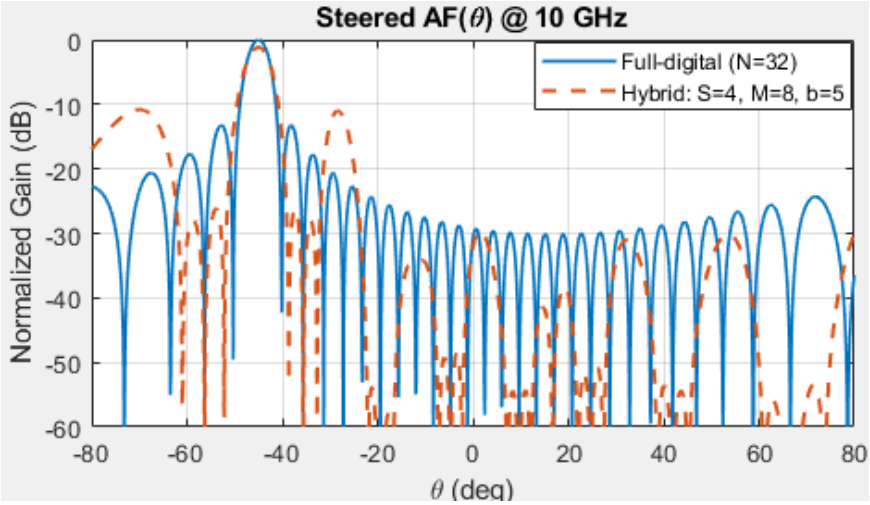

Рисунок 4.3 – Залежність фактора антени від кута повороту

Фізичну реалізованість мають:

- Аналогова матриця W_{RF} – це реальні фазошифтори (з квантуванням b біт) у кожному елементі підмасиву; амплітуда стала (лише фаза змінюється).

- Цифрові ваги w_{BB} – це ваги на рівні S у RF-ланцюгах (DAC/IQ-трактах).

- Ваги елементів f = $W_{RF} * w_{BB}$ – те, що формує діаграму спрямованості антени, $F = F_{bb} * F_{rf}$ (W = $W_{rf} * W_{bb}$) та обмеження фаз в аналоговій частині.

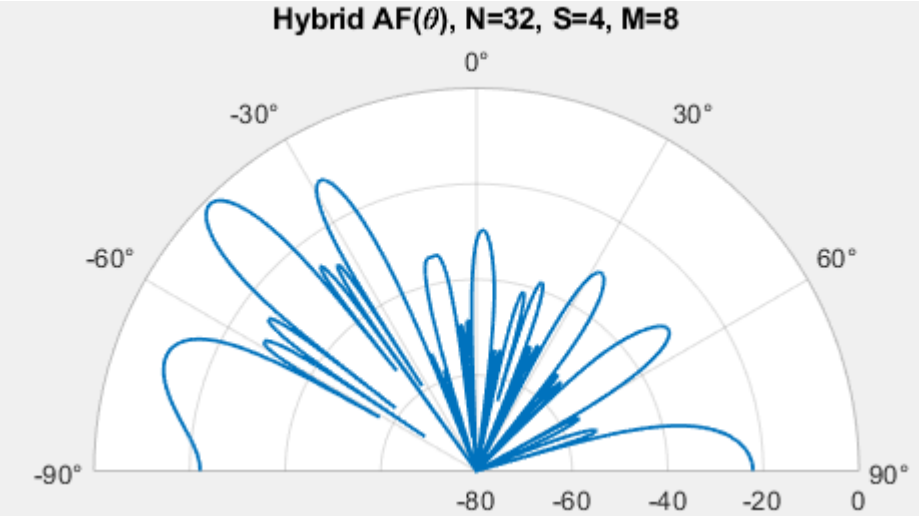

Рисунок 4.4 – Діаграма спрямованості за гібридним методом

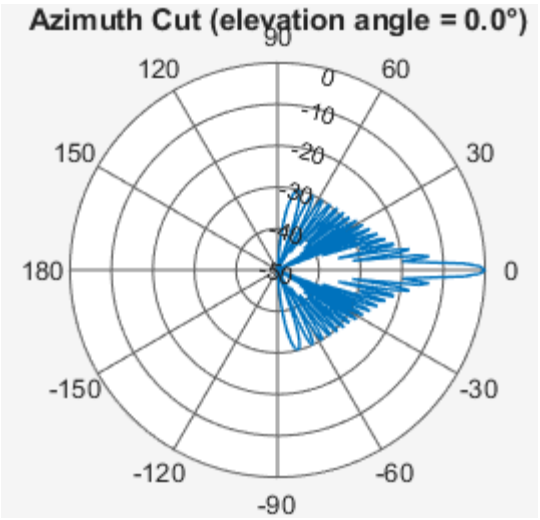

Рисунок 4.5 – Спрямування діаграми спрямованості за азимутом

Особливості апаратної реалізації: частково-під’єднана (subarray) топологія простіша, бо кожен RF-ланцюг живить один підмасив через матрицю фазошифторів; повністю-під’єднана (fully-connected) дає більше ступенів свободи, але вимагає фазошифтор на кожному елементі для кожного RF-ланцюга; необхідно проводити періодичну корекцію G/IQ-невідповідностей для калібрування, фаз/затримок на елемент, APU/LNA лінеаризацію; в моделі це враховується додатковими фазо- та амплітудними похибками у W_{RF}.

Таким чином, метод формування діаграми спрямованості для фазованих антенних решіток складається з наступних кроків.

1. Вибір геометрії й напрямку: задайте решітку (наприклад, ULA, крок d=λ/2) та бажаний кут наведення θ₀.

2. Фазове спрямування: наведіть головну пелюстку на θ₀ фазовими вагами, що визначаються виразом: $w_n \infty e^{jknd\sin\Theta}$.

3. Амплітудне тінювання для зниження бічних пелюсток: застосуйте Dolph–Chebyshev (мінімальна ширина головної пелюстки для заданого SLL) або Taylor (більш «пласкі» бічні).

4. (Опційно) Нуль-обмеження (LCMV/null-steering): додайте рівняння $C^H w=f$ для головної пелюстки (f=1) та нулів у небажаних напрямах (f=0), розв'язок мін-нормою $w=C(C^HC)^{-1}f$.

5. Нормування: масштабувати ваги так, щоб |AF(θ₀)|=1.

6. Перевірка метрик: оцініть HPBW (−3 дБ) та рівень найбільшої бічної пелюстки (SLL); за потреби змініть SLL у вікні Chebyshev/Taylor чи додайте/пересуньте нулі.

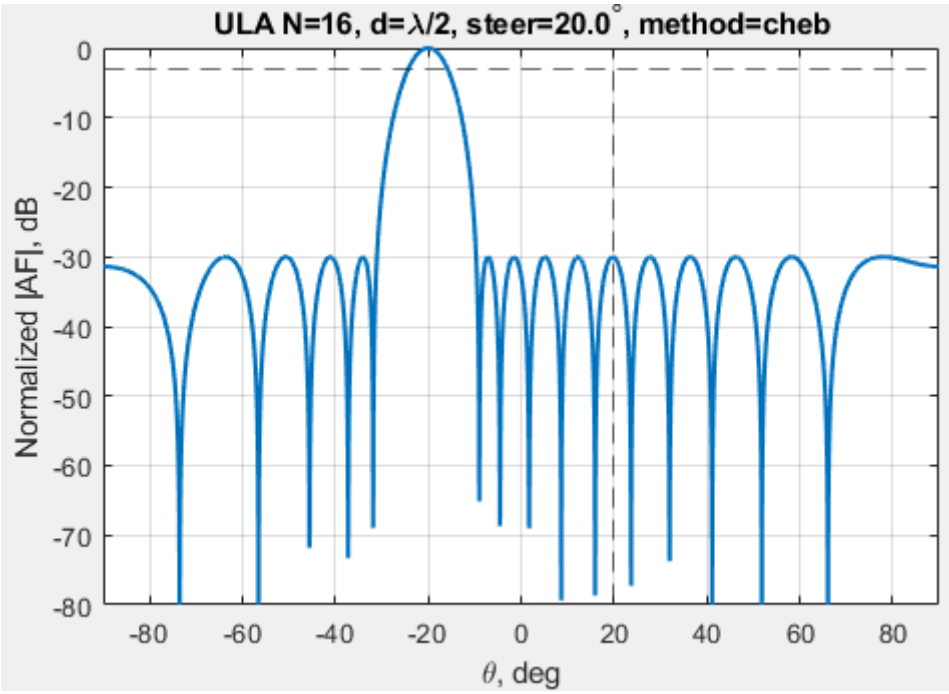

Рисунок 4.6 – Залежність амплітуд променя від напрямку

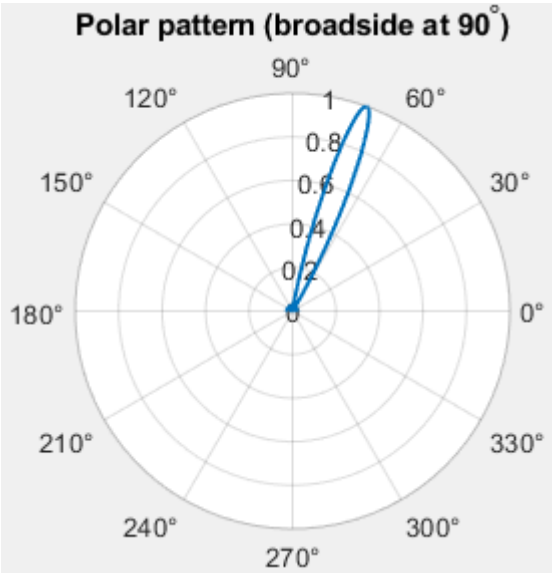

Рисунок 4.7 – Промінь в полярних координатах

Як цим користуватись / швидко тюнити

- Потрібні «тонші» бічні пелюстки → збільшуйте targetSLL (наприклад, 35–40 дБ) або перейдіть на method="taylor" з більшим nbar.

- Хочете прибрати конкретні завади → додайте кути, наприклад [45 60].

Розглянемо фазовану антенну решітку URA 8×8, що дає керований напрям променя (задаєте az0, el0), пригнічує бічні пелюстки (Chebyshev/Taylor), опційно ставить нулі в заданих напрямках, як показано на рисунку 4.8.

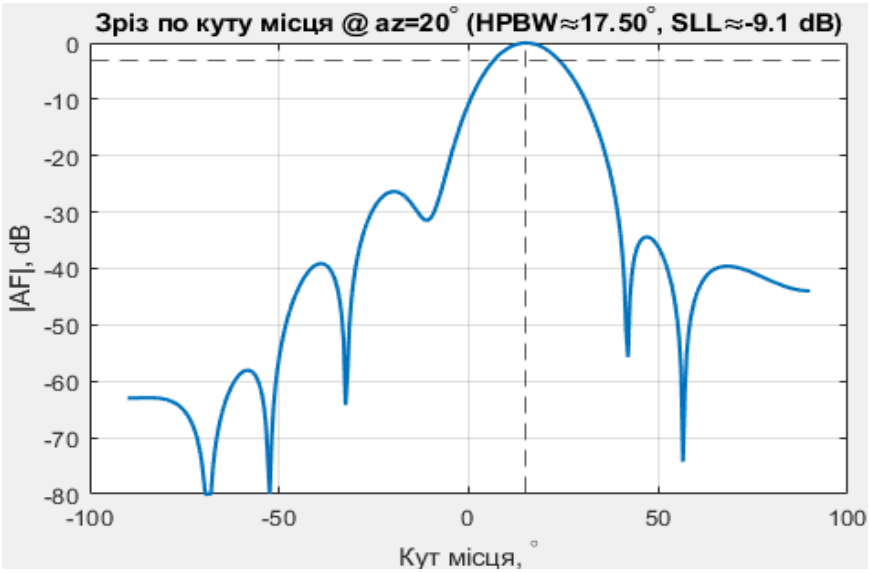

Рисунок 4.8 – Зріз по куту місця

- Вужча головна пелюстка → збільшуйте N або апертуру (для URA – збільшуйте елементи у двох вимірах; у коді легко розширити на добуток вікон).

Як керувати променем і бічними:

- Змінити напрям променя: правте az0, el0 (у градусах) і запустіть скрипт – промінь піде в новий бік.

- Послабити бічні: збільшуйте targetSLL (наприклад, 35–40 дБ) або спробуйте method="taylor" із більшим nbar (у коді taylorwin(...,4,...)).

- Прибрати завади (нули): додайте рядки у nulls_deg, напр. nulls_deg=[45 0; 60 10]; – це встановить нулі у цих напрямах, мінімально змінюючи базове тінювання.

4.2 Зміна напряму променя та послаблення бічних

На практиці для керування діаграмою спрямованості виконують такі дії.

1) Що відбувається у фізичних системах:

- Аналогові ваги на кожному елементі: керовані фазозсуви (phase shifters) і атенюатори/векторні модулятори для амплітуди.

- Цифрові ваги у базовій смузі (pre-/post-coding на кожній підносійній або).

- Гібридний BF: кілька RF-ланок із фазозсувами + малий цифровий матричний прекодер.

- Калібрування: компенсація різниці амплітуд/фаз, взаємного зв’язку (coupling), дрейфу температури.

2) Зміна напрямку променя

ULA - рівномірна лінійна антенна решітка.

Ставимо лінійний градієнт фази між сусідніми елементами:

$\Delta\varphi = kd\sin\Theta,\ k = \frac{2\pi}{\lambda}\quad k = \frac{2\pi}{\lambda}$

де $d \le \lambda / 2$, θ – кут сканування в площині масиву.

Ваги: $\omega_n = a_n e^{jn\Delta\varphi}$, де a_n – амплітудне тінювання.

URA – рівномірна прямокутна антенна решітка має два незалежні градієнти фази по осях X і Y: $\Delta\varphi_x = kd_x u$, $\Delta\varphi_y = kd_y v$, де $u = \sin(el)\cos(az)$, $v = \sin(el)\sin(az)$, ваги елемента (m,n): $\omega_{m,n} = a_{m,n} e^{j(m\Delta\varphi_x + n\Delta\varphi_y)}$.

Широкосмуговість: фазозсуви дають відхилення променя на краях смуги. Для дуже широких смуг застосовують true-time-delay (TTD) або переналаштування ваг на кожній підносійній.

3) Послаблення бічних пелюсток (SLL)

-Амплітудне тінювання по апертурі: Dolph–Chebyshev (мінімальна ширина при заданому SLL), Taylor (гладші боки), Kaiser тощо.

- Геометрія/крок: тримати d≤λ/2; збільшення апертури (N) – вужча головна пелюстка, але без тінювання SLL зростає.

- Синтез патерна: розв'язання задачі оптимізації з обмеженнями по «коридору» бічних (convex/iterative методи) – коли потрібні формовані патерни (сектора, «плоскі топи» тощо).

4) Зменшення завад (null-steering / адаптивний BF)

- Фіксовані нулі: лінійні обмеження $C^H w = f$ (LCMV): f=[1;0;0;…] – одиниці у напрямку корисного сигналу, нулі в напрямах завад.

- Адаптивні методи (на прийомі): MVDR/Capon: w∝R−1a(θ0) при $w^H a(\theta_0)=1$, де R – коваріаційна матриця шуму/ завад; GSC/BLMS/QR-RLS: швидке оновлення ваг із відстеженням рухомих завад.

- MU-MIMO/мультикористувацьке нуль-керування: робимо нуль у напрямку кожного «не свого» UE, тримаючи підсилення на «свого».

5) Контур керування у реальному обладнанні

- Оцінити канал/ДОА (пілоти, SSB/CSI-RS, MUSIC/ESPRIT).

- Вирахувати ваги (кут/кодбук/оптимізація).

- Застосувати ваги (цифрові + RF фазозсуви/атенюатори).

- Калібрувати (періодично: BIST-петлі, опорні маяки).

- Моніторити метрики (RSRP/SINR/черга HARQ) і адаптувати.

6) Міні-приклад MATLAB → ваги, які можна «залити» в масив

ULA: скан на θ_0 + Chebyshev-тінювання

7) Часті практичні нюанси й як їх лікувати:

- Beam-squint у смузі: або TTD, або переналаштування на підносійних.

- Нестабільність SLL через виробничі розбіжності: регулярна калібровка + робастні (diagonal loading) адаптивні методи.

- Обмеження по PAPR/потужності елементів: нормування ваг, амплітуди.

- Взаємний зв'язок: ідентифікація coupling-матриці, її інверсія у прекодері.

Алгоритм формування променя з 6 кроків: як це робиться у реальних 5G системах (gNB з фазованими решітками), з чіткими формулами для ULA/URA та прив'язкою до SSB/CSI-RS, MU-MIMO і гібридного BF.

1) Геометрія, координати, вектор спрямування

ULA (вісь x, крок d, N елементів)

Кут у площині решітки – θ (від broadside).

Вектор спрямування:

$$a_{ULA}(\Theta) = \left[1 \quad e^{jkd\sin\Theta} \quad \ldots \quad e^{jkd(N-1)\sin\Theta}\right]^{\mathrm{T}}, \quad k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

URA $N_x \times N_y$ (кроки d_x, d_y). Використовуємо напрямні косинуси $u=\sin(el)\cos(az)$, $v=\sin(el)\sin(az)$. Елемент (m, n) (рахуючи від центру апертури) має фазу $k(md_xu+nd_yv)$. Вектор/матриця спрямування:

$$a_{URA}(az,el) = \mathrm{vec}\left(e_x(u), e_y(v)^{\mathrm{T}}\right), \quad e_x(u) = \left[e^{jkd_x mu}\right]_m, \quad e_y(v) = \left[e^{jkd_y nv}\right]_n$$

Array factor (AF)

- ULA: $\mathrm{AF}(\theta)=w^{\mathrm{H}}a_{\mathrm{ULA}}(\theta)$

- URA: $\mathrm{AF}(az,el)=e_x(u)^{\mathrm{H}}\mathrm{Wey(v)}$, де W – ваги як матриця $N_x \times N_y$, w=vec(W).

2) Фазове спрямування (beam steering).

ULA: лінійний градієнт фази: $w_n \infty e^{jknd\sin\Theta}$

URA: два градієнти (по X і Y)

$w_{m,n} \infty e^{jk(md_x u_0 + nd_y v_0)}$, $u_0 = \sin(el_0)\cos(az_0)$, $v_0 = \sin(el_0)\sin(az_0)$

5G-зв'язок із OFDM:

- У гібридній архітектурі $W_{eff}[k] = W_{RF} W_{BB}[k]$

- W_{RF} (аналогова мережа) – частотно плоска (лише фази),

- $W_{BB}[k]$ (цифрово, на підносійній k) – частотно селективний.

Це дозволяє керувати променем на кожній підносійній і зменшувати відхилення променя.

3) Послаблення бічних (SLL) амплітудним тінюванням

Вводимо амплітуди a_n (ULA) або $a_{m,n}$ (URA) і множимо їх на фазові ваги.

- Dolph–Chebyshev: бічні задаються параметром A (дБ).

Ідея: підібрати апертурні коефіцієнти, щоб $|AF(\psi)| \approx \frac{1}{T_{N-1}(\xi_0)} T_{N-1}(\xi(\psi))$, де $T_n(\bullet)$ – поліноми Чебишова, ξ_0 залежить від бажаного A.

- Taylor ($\bar{n}$, SLL): плавні бічні при контрольованій ширині пелюстки.

Практика 5G: у міліметровому діапазоні аналогова мережа часто має тільки фазозсуви, тож точне амплітудне тінювання робиться або:

- цифрово (через $W_{BB}[k]$) – але це тінювання "після" зменшення розмірності (кількість RF-ланок < кількість елементів), або

- апаратно через векторні модулятори/атенюатори на елемент/підмасив (дорожче, але якісніше SLL).

4) Нулі/пригнічення завад (LCMV, MVDR, ZF)

Фіксовані нулі (LCMV / null-steering):

Складаємо матрицю обмежень C=[a(ціль),a(завада1),…],

задаємо f=[1,0,…]^T і розв'язуємо мінімальною нормою:

$w = C(C^H C)^{-1} f$

або з близької до ваших ваг w_0 проєкцією:

$w = w_0 + C(C^H C)^{-1}(f - C^H w_0)$

(Друге зручно в URA для «мінімальної зміни» базового тінювання.)

Адаптивні методи прийому (5G UL/NR TDD):

- MVDR/Capon: $w \propto R^{-1}a(\theta_0)$, з обмеженням $w^H a(\theta_0)=1$.

- Diagonal loading: R+δI для стійкої до похибок калібрування/оцінки.

- GSC/RLS/QR-RLS: швидке слідкування за рухомими перешкодами.

MU-MIMO (DL, 5G):

Для кількох користувачів застосовують Zero-Forcing (ZF) або MMSE прекодер на кожній підносійній: $w_{BB}[k] = \mathrm{H}(k)^{\mathrm{H}}(\mathrm{H}[k]\mathrm{H}[k]^{\mathrm{H}} + \alpha \mathrm{I})^{-1}$

Що «кладе нулі» у напрямках інших UE і зменшує міжкористувацькі завади (враховуючи α для потужності/стійкості).

5) Нормування (потужність, PA, EIRP)

В базовій станції – перо-антенна або загальні обмеження потужності:

$$\sum_{m.n} \left\| w_{RF} w_{BB}[k]_{m,n} \right\|^2 \le P_{tot}, \quad \max_{m,n} \left\| [\cdot]_{m,n} \right\| \le P_{PA}.$$

Типово роблять масштаб α[k] на кожній підносійній: $\tilde{w}_{eff}[k] = \alpha[k] w_{eff}[k]$.

Щоб виконати ліміти потужності (і утримати EVM у нормі). Для аналізу патернів – нормують |AF(ціль)|=1.

6) Перевірка метрик (HPBW, SLL, grating lobes, beam-squint)

- HPBW: визначайте чисельно з -3 дБ точок зі зрізів (аз/ел). Аналітичні оцінки для ULA (d=λ/2) грубі; на практиці – вимір/обчислення за тінюванням.

- SLL: максимум за межами головної пелюстки (поза ±HPBW).

- Гра́тчасті пелюстки: контролюються d≤λ/2 і кутом сканування.

- Beam-squint (широкосмуговість): мінімізується TTD у аналоговій мережі або частотно-селективним $W_{BB}[k]$.

На графіку бачимо два головних промені у заданих напрямках. У реальній системі замість ручного задання кутів і ваг використовується алгоритм (описаний в попередньому розділі, який, наприклад, на основі оцінки каналу або місцеположень користувачів обчислив би оптимальні F_{rf} та F_{bb}).

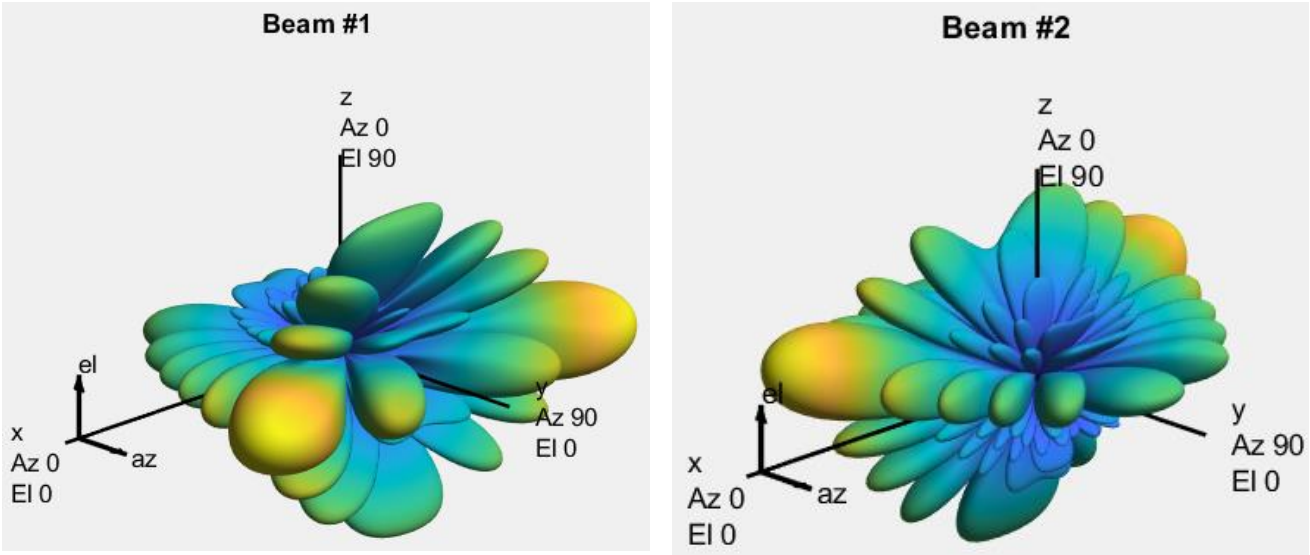

Рисунок 4.9 – Тривимірне зображення проміня антенної решітки

Зріз по азимуту для управління прямокутною фазованою антенною решіткою (URA) з використанням вікна Чебишева показаний на рисунку 4.10.

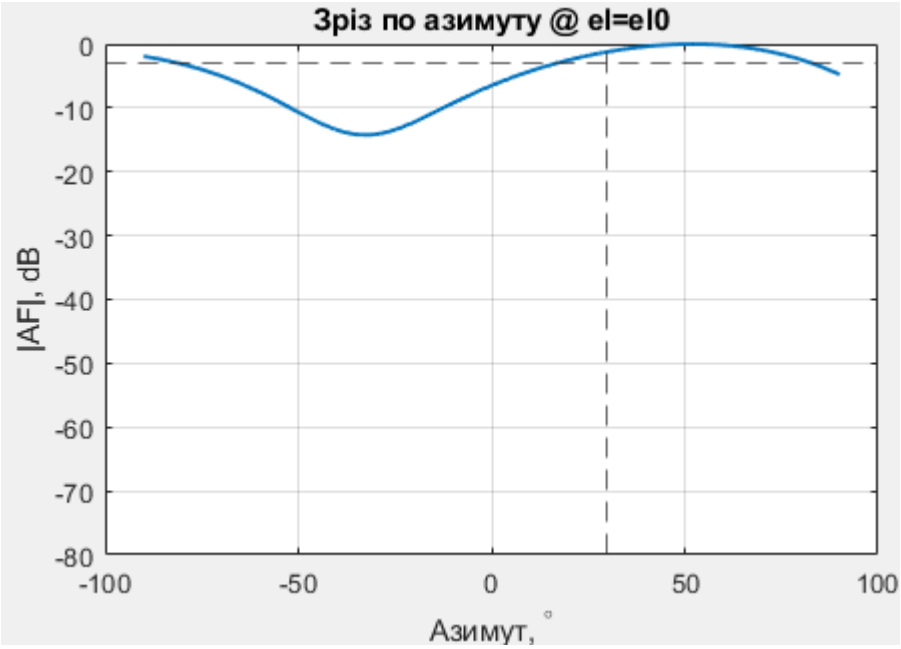

Рисунок 4.10 – Зріз по азимуту для управління URA

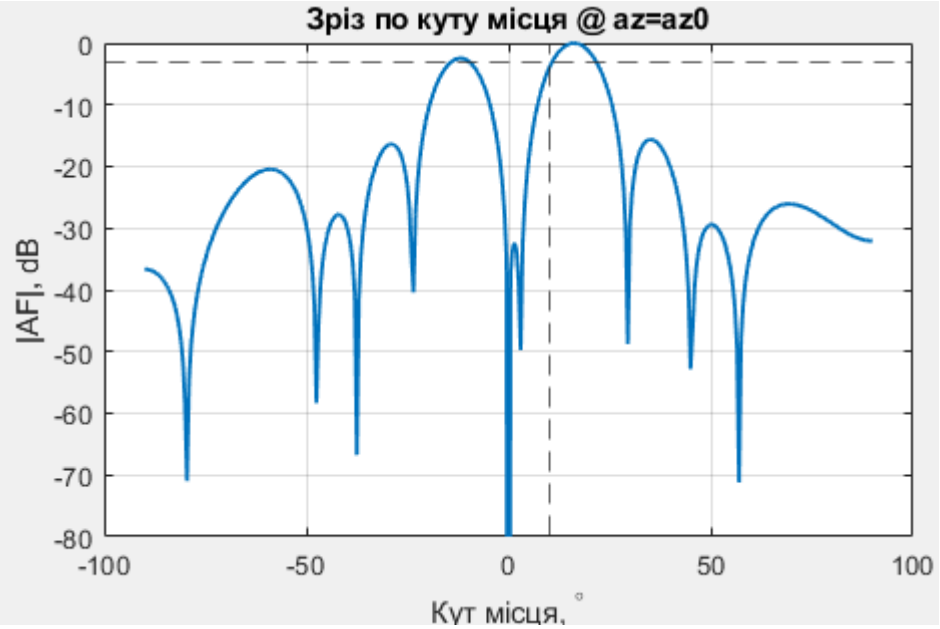

Рисунок 4.11 – Зріз по куту місця для управління URA

Амплітудне тінювання (tapering) – це просторова (по антенних елементах решітки) зміна амплітуд збудження для керування діаграмою спрямованості: знижує рівень бічних пелюсток (SLL), але трохи розширює головну пелюстку і зменшує ефективний коефіцієнт підсилення апертури.

При тінюванні ми виконуємо наступне:

- Для ULA (крок d, N елементів) масивний фактор:

$$AF(\Theta) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \exp(jknd\sin\Theta), \quad k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

Без тінювання: $a_n \equiv 1$ (прямокутне вікно) → вузька головна, але перший бік ≈ –13 дБ. З тінюванням (Chebyshev/Taylor): a_n змінюються за законом → бічні нижчі (напр., –30…–50 дБ), головна ширша.

Для URA Nx×Ny:

$$AF(az,el) = \sum_m \sum_n a_{m,n} e^{jk(md_x u + nd_y v)}, \quad u = \sin el \cos az, \quad v = \sin el \sin az$$

Тінювання зазвичай задають як добуток двох 1D-вікон: $a_{m,n} = w_x[m] \cdot w_y[n]$

Ефекти тінювання (компроміси):

- нижчі бічні пелюстки дають чистішу просторову селективність.

- ширша головна пелюстка призводить до меншої кутової роздільності.

- зменшується масивний виграш: втрата конусності (taper loss),

$$\eta_{taper} = \frac{\left(\sum |a_n|\right)^2}{N \sum |a_n|^2}, \quad TL(dB) = -10 \lg \eta_{taper}$$

Типово 0.5–1.5 дБ (залежно від вікна/бічних смуг).

Тінювання відбувається у просторі: формується кутова діаграма спрямованості; реалізується атенюаторами/векторними модуляторами на радіочастоті або вагами в baseband.

Фільтрування (частота/час): керує спектром сигналу (OOBE, ACLR). Це RRC/OFDM-вікна, цифрові/аналогові фільтри, DPD.

Що обрати на практиці (ULA/URA, 5G)

- Dolph–Chebyshev: задає потрібний SLL (напр., 30 дБ), мінімізує ширину головної за цього SLL.

- Taylor ($\bar{n}$, SLL): більш «пласкі» бічні та стійкі форми; часто

$\bar{n}$=3…5, SLL≈30 дБ.

- Hamming/Hann/Kaiser: прості, передбачувані (прибл. SLL: Hann ~–31 дБ, Hamming ~–42 дБ, Blackman ~–58 дБ; числа орієнтовні).

- У гібридних 5G-масивах амплітуди в аналоговій мережі інколи фіксовані (тільки фази). Тоді зниження SLL виконують або: на рівні цифрового прекодера (обмежено розмірністю), або через векторні модулятори в підмасивах.

Uniform – вузька головна пелюстка, SLL ≈ –13 дБ; Chebyshev/Taylor — ширша головна, але бічні $\lesssim$ –30 дБ.

Амплітудне тінювання – це просторове зважування апертури для керування діаграмою (знижуються бічні смуги, збільшується ширина діаграми направленості антенної решітки), як показано на рисунку 4.12 для різних видів вікон: Чебишева, Тейлора.

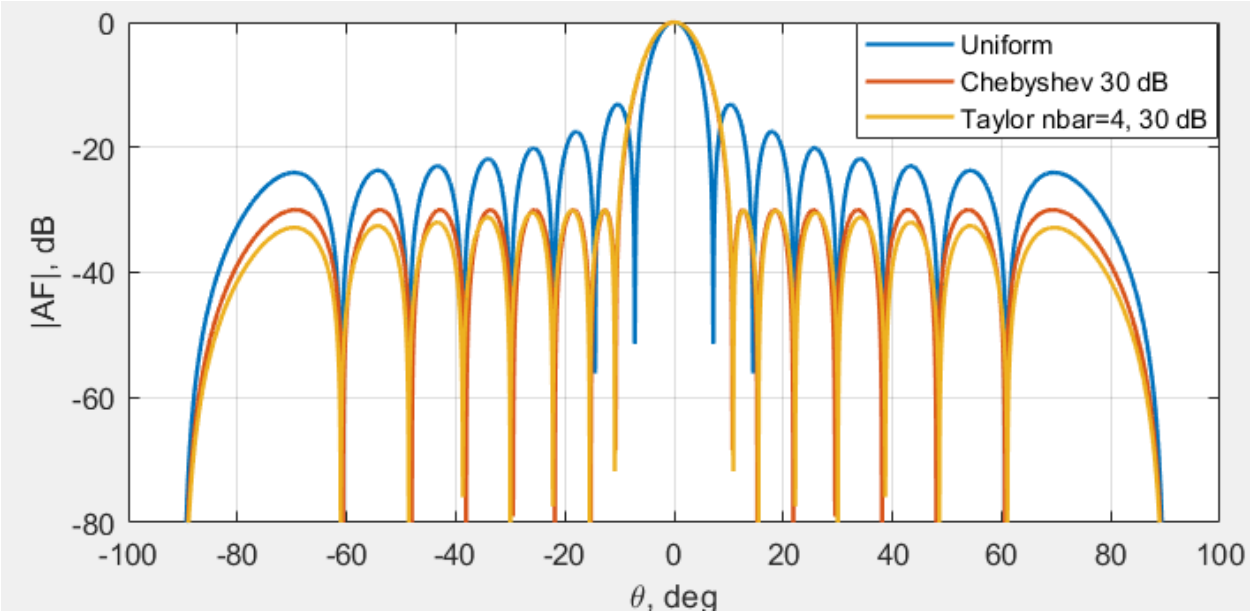

Рисунок 4.12 – Приклад амплітудного тінювання

Це не фільтр і не метод боротьби з OOBE. Для OOBE потрібні часово-частотні засоби (вікна/фільтри/DPD).

У 5G додають тінювання до фазового управляючого вектора; в гібридних масивах – як дозволяє апаратна архітектура.

Таким чином, метод формування діаграми спрямованості для фазованих антенних решіток можна сформулювати наступним чином.

4.3 Прямокутна фазована антенна решітка

Щоб прямокутна антенна решітка (URA) 8×8 була направлена на приймач, у передавачі відбувається послідовність наступних кроків.

1. Визначаємо напрямок на приймач:

Положення приймача: азимут ϕ_0, кут місця θ_0.

2. Обчислюємо напрямні косинуси (для URA з осями x, y):

$u_0=\sin\theta_0\cos\phi_0$, $v_0=\sin\theta_0\sin\phi_0$

3. Вибираємо крок між елементами d, зазвичай $d = \lambda/2$.

Це задає напрямок, на який ми хочемо повернути головний промінь.

2. Формування базового (одновимірного) радіосигналу

Тут усе як у звичайному передавачі без антенних «фокусувань»:

1. Біти → кодер каналу

Джерело даних → кодування (LDPC/Polar/Convolutional).

2. Кодовані біти → модуляція

QPSK, 16-QAM, 64-QAM тощо → отримуємо комплексні символи s[k].

3. (Якщо OFDM) IFFT + Cyclic Prefix → s(t) – комплексний сигнал.

4. На виході цього блоку маємо один (або кілька) комплексних потоків s(t) у базовій смузі частот (baseband).

Поки що напрямок цього сигналу не визначений.

3. Обчислюємо фазові (і амплітудні) ваги для URA 8×8. Нехай:

- $N_x = 8$ елементів по осі x,
- $N_\gamma = 8$ елементів по осі y,
- λ – довжина хвилі,
- $k = 2\pi/\lambda$ – хвильове число,
- d – крок між сусідніми елементами.

Нумеруємо елементи:

- $m = 0 \ldots N_x - 1$ – індекс по x,
- $n = 0 \ldots N_\gamma - 1$ – індекс по y.

Часто центрують решітку, тобто використовують:

$$m_c = m - \frac{N_x - 1}{2}, \quad n_c = n - \frac{N_y - 1}{2}$$

3.1. Фазовий зсув для наведення у напрямку (u_0, v_0)

Фаза для елемента (m,n): $\varphi_{m,n} = kd\left(m_c u_0 + n_c v_0\right)$.

(знак може бути «+» чи «−» залежно від прийнятої конвенції «вперед/назад», головне – послідовно).

3.2. Амплітудне тінювання (за потребою)

Щоб зменшити бічні пелюстки, вводимо амплітудні коефіцієнти:

- $w_x[m]$ – вікно вздовж осі x (Chebyshev, Taylor, Hann…),

- $w_y[n]$ – вікно вздовж осі y.

Тоді амплітуда елемента: $a_{m,n} = w_x[m]w_y[n]$.

3.3. Комплексна вага елемента $w_{m,n} = a_{m,n}e^{j\varphi_{m,n}}$.

У векторній формі (64×1): $w = vec(W)$, $W(m,n) = w_{m,n}$

4. Просторове перетворення: з одного потоку → 64 елементи

Варіант A. Повністю цифровий beamforming

Якщо у вас 64 незалежні цифрові тракти (64 DAC, 64 RF-ланцюги):

- Базовий сигнал s(t) розмножуємо на 64 копії.

- Кожну копію множимо на свою вагу: $x_{m,n}(t) = w_{m,n}s(t)$.

Формуємо вектор сигналів $x(t) = ws(t)$.

Варіант B. Гібридний beamforming (частіший для 8×8)

Якщо RF-ланцюгів менше, ніж елементів (наприклад, N_{RF} = 4 чи 8):

1. На базовому рівні:

- кілька потоків даних (N_s) перетворюються цифровим прекодером F_{BB} (матриця $N_{RF} \times N_s$),

- отримуємо N_{RF} базових сигналів.

2. На RF-рівні:

- N_{RF} сигналів розводяться по 64 елементах через фазозсувачі/атенюатори – це F_RF (матриця 64 × N_{RF}),

- сумарний просторовий прекодер F = N_{RF} N_{BB},

- його стовпці задають потрібні ваги для різних потоків/променів.

Кінцевий результат – комплексна вага для кожного з 64 елементів.

5. ЦАП, фільтрація, підсилення

Для кожного каналу (або для кожного RF-тракту, якщо гібридно):

1. ЦАП: цифровий $x_{m,n}(t)$ → аналоговий сигнал.

2. Фільтр нижніх частот – згладити «сходинки» ЦАП.

3. Підсилювач малої потужності (LNA) – підготовка до мікшера.

На цьому етапі ми маємо аналогові I/Q сигнали у базовій смузі.

6. Перенесення спектру сигналу в область радіочастоти

Для кожного каналу:

1. Змішуємо базову смугу з локальним генератором (LO) на частоті f_c:

- I/Q мікшер → отримуємо сигнал на носійній f_c.

2. Видаляємо небажані бічні компоненти фільтрами.

3. Додаємо фінальне підсилення потужності (PA).

7. Подача на елементи URA 8×8

1. Кожен RF-канал підключений до свого елемента решітки:

- узгоджувальні лінії, фідери, розв'язки.

2. У гібридній архітектурі до елемента підходить:

- один RF-сигнал,

- керований фазозсувач/атенюатор, які реалізують $w_{m,n}$ на RF-рівні.

8. Фізичне формування діаграми спрямованості

У просторі відбувається інтерференція усіх 64 хвиль:

- У цільовому напрямку (θ_0, ϕ_0) фази підібрані так, що хвилі складаються майже в фазі → максимум поля, вузький головний промінь.

- В інших напрямах фази розбігаються → часткове взаємне гасіння → менші рівні поля / бічні пелюстки.

Формально:

$$AF(\Theta,\phi) = \sum_{m=0}^{N_x-1} \sum_{n=0}^{N_y-1} w_{m,n} e^{jkd(m_c u + n_c v)}$$

де (u,v) – напрямні косинуси для довільного (θ,ϕ).

Діаграма спрямованості пропорційна $\left|AF(\Theta,\phi)\right|^2$.

Для прямокутної антенної решітки URA 8×8 передавача:

1. Визначити напрямок на приймач (θ_0, ϕ_0 → u_0, v_0).

2. Обрати d, λ, обчислити $k = 2\pi/\lambda$.

3. Побудувати фазові зсуви $\phi_{m,n}$ для кожного елемента (m,n).

4. (Опційно) Вибрати амплітудне тінювання $a_{m,n}$.

5. Сформувати комплексні ваги $w_{m,n} = a_{m,n} e^{j\phi_{m,n}}$.

6. Перемножити базовий цифровий сигнал s(t) з $w_{m,n}$ → 64 цифрових каналів $x_{m,n}$(t).

7. ЦАП + фільтри + підсилювачі → аналогові сигнали.

8. Up-conversion до f_c і підсилення потужності.

9. Подача на 64 елементи URA.

10. Діаграма спрямованості «автоматично» формується за рахунок інтерференції хвиль в просторі.

Розглянемо послідовність етапів гібридного формування променя з побудовою діаграми спрямованості в полярних координатах.

Для URA 8×8 (Nt = 64):

1. Задати геометрію решітки та частоту:

- fc, λ, кроки dx, dy,

- розмір [Ny Nx] = [8 8].

2. Створити об’єкт URA (Phased Array System Toolbox):

3. Сформувати аналоговий RF-прекодер F_{RF} (64 × N_{RF}):

- Вибрати кілька фіксованих напрямків променів (азимути/елевейшени),

- Для кожного напрямку взяти steering vector і залишити тільки фази→ отримаємо constant-modulus матрицю F_{RF} (тільки фазові зсуви, |w| ≈ 1).

4. Сформувати цифровий прекодер F_{BB} (N_{RF} × N_s):

- Для цільового напрямку (az_0, el_0) беремо steering vector a_0,

- Підбираємо FBB так, щоб $w = F_{RF} \cdot F_{BB} \approx a_0$

(наприклад, методом найменших квадратів).

Обчислити повний вектор ваг: $w = F_{RF} \cdot F_{BB}$ (64×1)

Саме цей вектор ваг потрібен для побудови діаграми спрямованості.

6. Побудувати діаграму спрямованості в полярних координатах:

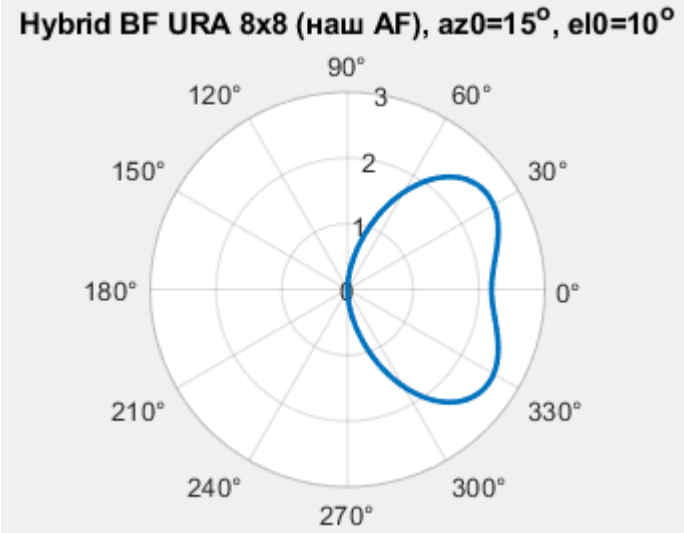

Рисунок 4.13 – Діаграма спрямованості антени

Використанінаступні позначення:

- F_{RF} – тільки фази (аналогові фазозсувачі),

- F_{BB} – комплексні коефіцієнти на рівні baseband,

- w = F_{RF} * F_{BB} – еквівалент повністю цифрового вектора ваг.

- Для кількох потоків (Ns > 1) ви просто робите:

- F_{BB} розміром N_{RF} x N_s,

- W = F_{RF} * F_{BB} (N_t x N_s),

- а потім будуєте ДС окремо по кожному стовпцю W(:,i).

Проведене дослідження методу формування променя засобами Матлаб

Якщо канал вузькосмуговий, гібридний метод (digital + analog precoding з фазозсувачами) і JPTA дадуть дуже схожі бічні пелюстки, ширину променя і точність напрямлення.

Залежність діаграми спрямованості фазованої антенної решітки від вектору управління в діапазові від -90° до 90° з кроком 22,5° приведена на рисунку 4.14.

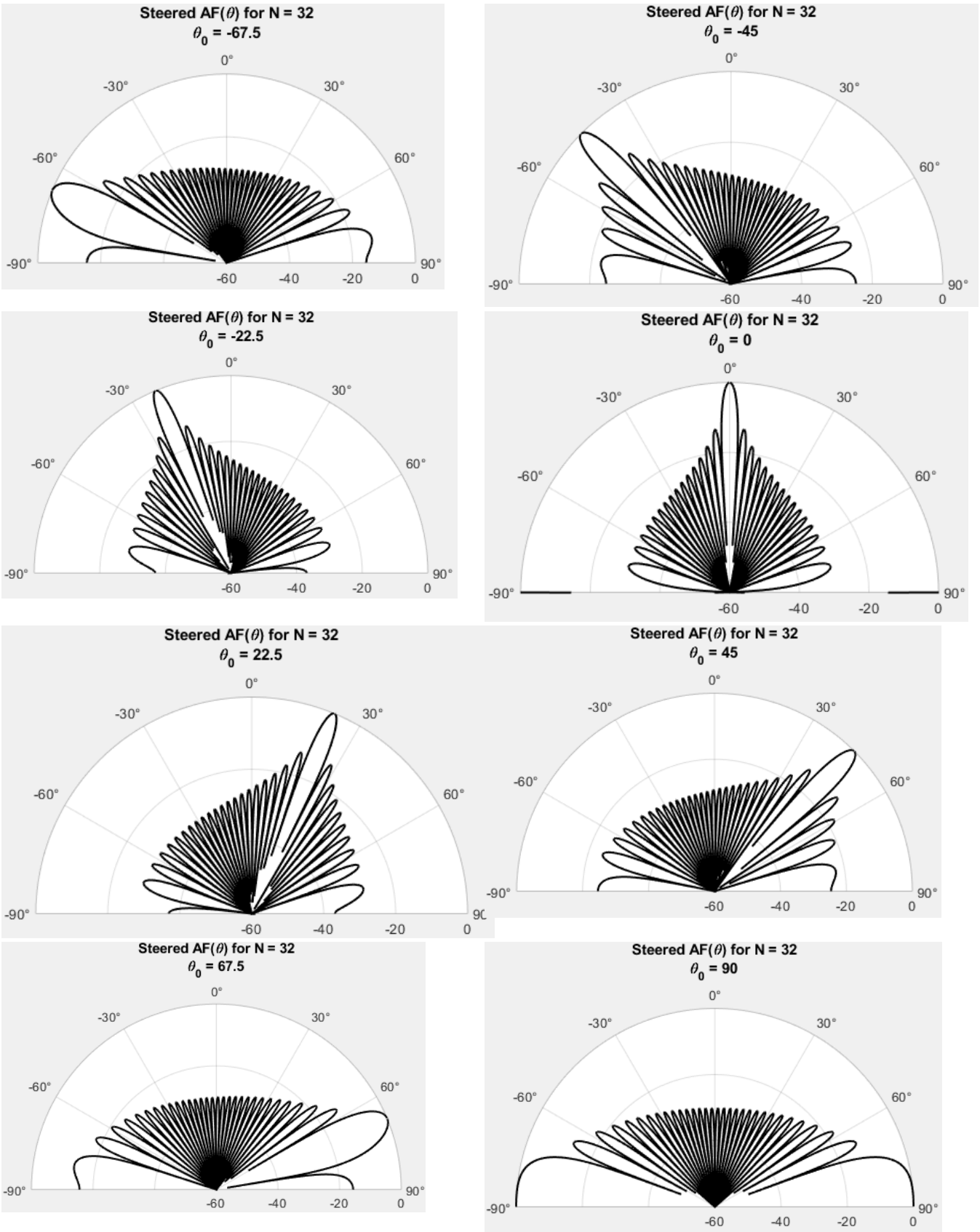

Рисунок 4.14 – Залежність діаграми спрямованості фазованої антенної решітки від вектору управління в діапазові від -90° до 90° з кроком 22,5°

Як тільки переходимо до широкої смуги (mmWave, 5G/6G) – JPTA майже завжди кращий: менший “розповз” променя з частотою, більш стабільні бічні пелюстки, вища точність напрямку.

Гібридний метод формування променя має головні риси:

- На цифровому рівні (baseband) – матриця F_{BB} (digital precoding).

- На RF-рівні – матриця F_{RF} з фазозсувачами (phase shifters), часто з обмеженням: $|F_{RF}(i,j)|=const$.

- Аналогова частина практично частотно-плоска: фазові зсуви не змінюються з частотою (або майже не змінюються).

Joint Phase-Time Array – Спільний фазово-часовий масив (JPTA) має наступні властивості: на RF-рівні одночасно: фазозсувачі; реальні часові затримки τ_n; для широкосмугового сигналу часова затримка реалізує однакове вирівнювання по всій смузі, а фазозсувачі – тонке підлаштування. Гібридний метод є phase-only в аналоговій частині; JPTA – це phase + time delay, що краще підходить для широкосмугових mmWave-сигналів.

Бічні пелюстки. Теоретично (одна частота, ідеальний синтез)

- Рівень бічних пелюсток визначається: розміром апертури (N, d); амплітудним тінюванням; фактором елемента.

- Якщо ви задаєте однаковий розподіл амплітуд для гібридного BF і для JPTA, то на центральній частоті: рівень бічних пелюсток буде однаковий.

В широкій смузі У гібридного phase-only BF фазові зсуви розраховані на одну частоту f_0. На частотах $f \neq f_0$ виникає перекручування діаграми:

- максимум “їде” від цільового кута;

- бічні пелюстки можуть підніматися і “розлазитись”.

У JPTA в широкий смузі частот часові затримки задають правильну геометричну затримку $\tau_n = nd\sin\theta_0/c$, яка коректна для всієї смуги: діаграма за формою менш спотворюється; середній рівень бічних пелюсток по смузі нижчий, ніж у чисто фазового гібридного варіанту.

Висновок по бічних пелюстках: вузькосмуговий сценарій: гібридний метод майже однаковий з JPTA (все залежить від обраного тінювання). Широкосмуговий mmWave: JPTA краще утримує форму діаграми та бічні пелюстки на допустимому рівні на краях смуги.

Ширина діаграми спрямованості ідеально для ULA (без тінювання):

$HPBW \approx \frac{\lambda}{Nd}$ (у радіанах),

Тобто залежить тільки від ефективної апертури N_d та довжини хвилі λ.

При одній частоті, якщо N, d і тінювання одні й ті самі – гібридний метод і JPTA мають однакову теоретичну ширину променя.

У широкій смузі у phase-only гібридного методу:на частотах вище f_0 ефективний кут променя змінюється, виникає відхилення променя; ширина променя діаграми спрямованості ефективно збільшується, бо енергія розподіляється по кутам і частотам.

У JPTA часова затримка забезпечує, що максимум майже в тому ж самому куті на всіх частотах, що забезпечує промені “паралельні” по частоті: «ефективна» ширина променя для всього OFDM-сигналу менша; передавач налаштовується на приймач більш концентровано по всій смузі.

Висновок по ширині променя: на одній частоті: різниці між гібридним і JPTA майже немає (визначає апертура й тінювання).

По всій смузі частот: JPTA забезпечує стабільнішу та “вужчу” ефективну діаграму. Точність напрямлення променя. Найбільш яскрава різниця:

- Гібридний phase-only метод формування променя - Фазові зсуви налаштовані під f_0. Для іншої частоти f:

$$\Theta(f) \approx \arcsin\left(\sin\Theta_0 \cdot \frac{f_0}{f}\right)$$

Це і є відхилення променя: на верхніх підносійних максимум зміщується в один бік; на нижніх – в інший.

Для широкої смуги (наприклад, 400–800 МГц на mmWave) помилка може бути кілька градусів, що вже критично для вузьких променів (1–3°).

JPTA (phase + time delay): Задаємо геометричні часові затримки τ_n, які не залежать від частоти: $e^{-j2\pi f\tau_n}$.

Цей множник правильний для будь-якого *f*, тому: максимум залишається в тому ж куті θ_0 для всіх частот в смузі; відхилення променя ≈ 0 або менший.

Висновок по точності: Гібридний метод: висока точність на f_0, погіршення на краях смуги. JPTA: висока точність напрямлення променя по всій смузі, особливо важливо для вузьких променів у mmWave.

Як необхідно порівнювати в моделюванні: щоб порівняння було коректним, фіксуємо однакове:

- кількість елементів N (наприклад, ULA 64 або URA 8×8);
- крок d (λ/2);
- тип тінювання (Chebyshev/Taylor з певним SLL);
- цільовий кут θ_0;
- носійну частоту f_0 і смугу B.

Тоді для двох архітектур: Гібридний метод формування (phase-only) – обчислюємо вектори ваг w_{hyb} на частоті f_0; рахуємо array factor $AF_{hyb}(\theta,f)$ для різних *f* у смузі.

Для JPTA задаємо часові затримки τ_n для θ_0; додаємо фазові ваги (для тонкого налаштування); рахуємо $AF_{JPTA}(\theta,f)$.

Потім порівнюємо три метрики:

- SLL(f) – рівень першої бічної пелюстки відносно максимуму;
- HPBW(*f*) – ширина променя по рівню –3 dB;
- Pointing Error(*f*) – різниця між кутом θ_0 і кутом максимуму $\theta_{max}(f)$.

Типові результати, які можна побачити:

- для гібридного BF: SLL(*f*) і HPBW(*f*) сильно змінюються на краях смуги; $\theta_{max}(f)$ – помітно “плаває” (відхилення променя);
- для JPTA: SLL(*f*) і HPBW(*f*) майже не змінюються з *f*; $\theta_{max}(f)\approx\theta_0$.

Діаграма спрямованості фазованої антенної решітки з гібридним методом формування променя приведена на рисунку 4.15.

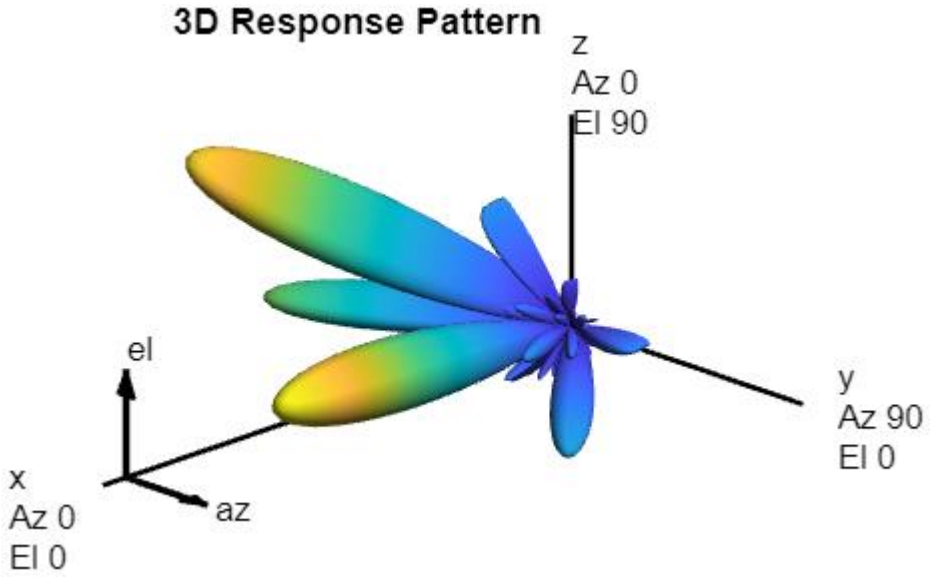

Рисунок 4.15 – Діаграма спрямованості антенної решітки

При однаковій апертурі та тінюванні гібридний та JPTA мають схожі характеристики на центральній частоті, але в широкосмугових mmWave-сценаріях JPTA забезпечує нижчі середні бічні пелюстки, стабільнішу (ефективно вужчу) діаграму спрямованості та істотно менший beam squint, а отже – вищу точність напрямлення променя [32, 33].

Одним із показників кращої продуктивності системи зв’язку є її спектральна ефективність. На рисунку 4.21 порівнюється спектральна ефективність використання оптимальних ваг з гібридними вагами. Передбачається наявність одного або двох потоків даних. Фазована антенна решітка передавача знаходиться на базовій станції з шириною променя 60° по азимуту та 20° по куту місця. Спектральна ефективність буде краще зі збільшенням кількості потоків даних [34]. Гібридне формування променя забезпечує близькі показники до оптимальних ваг, використовуючи менше обладнання.

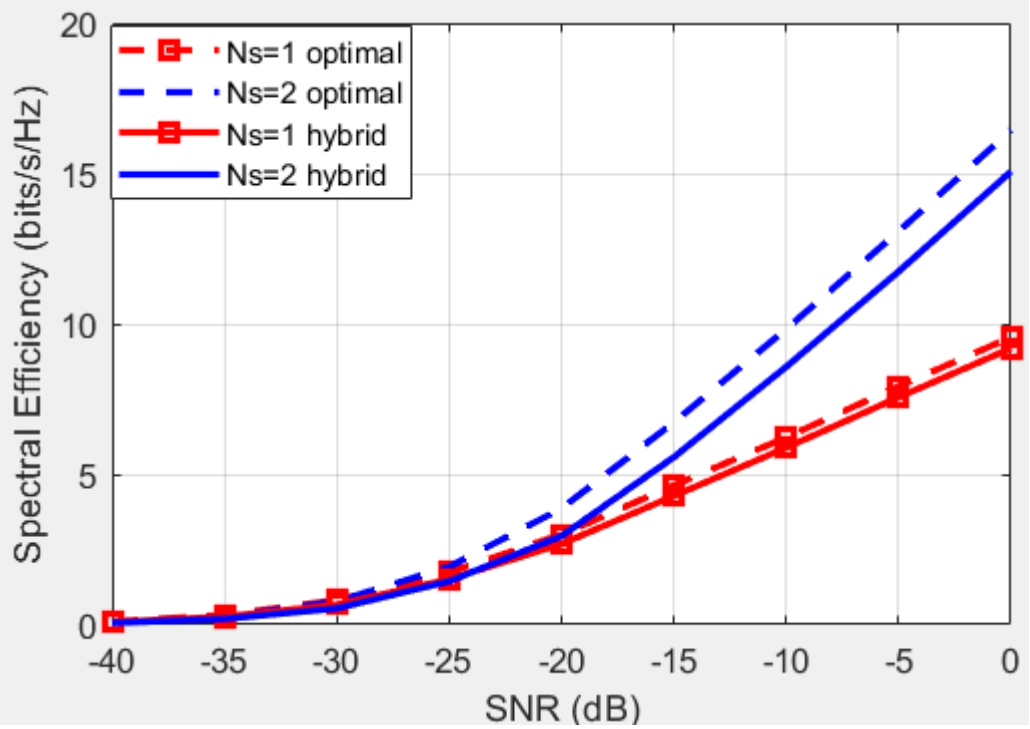

Рисунок 4.16 – Залежність спектральної ефективності антенної решітки від відношення сигнал-шум

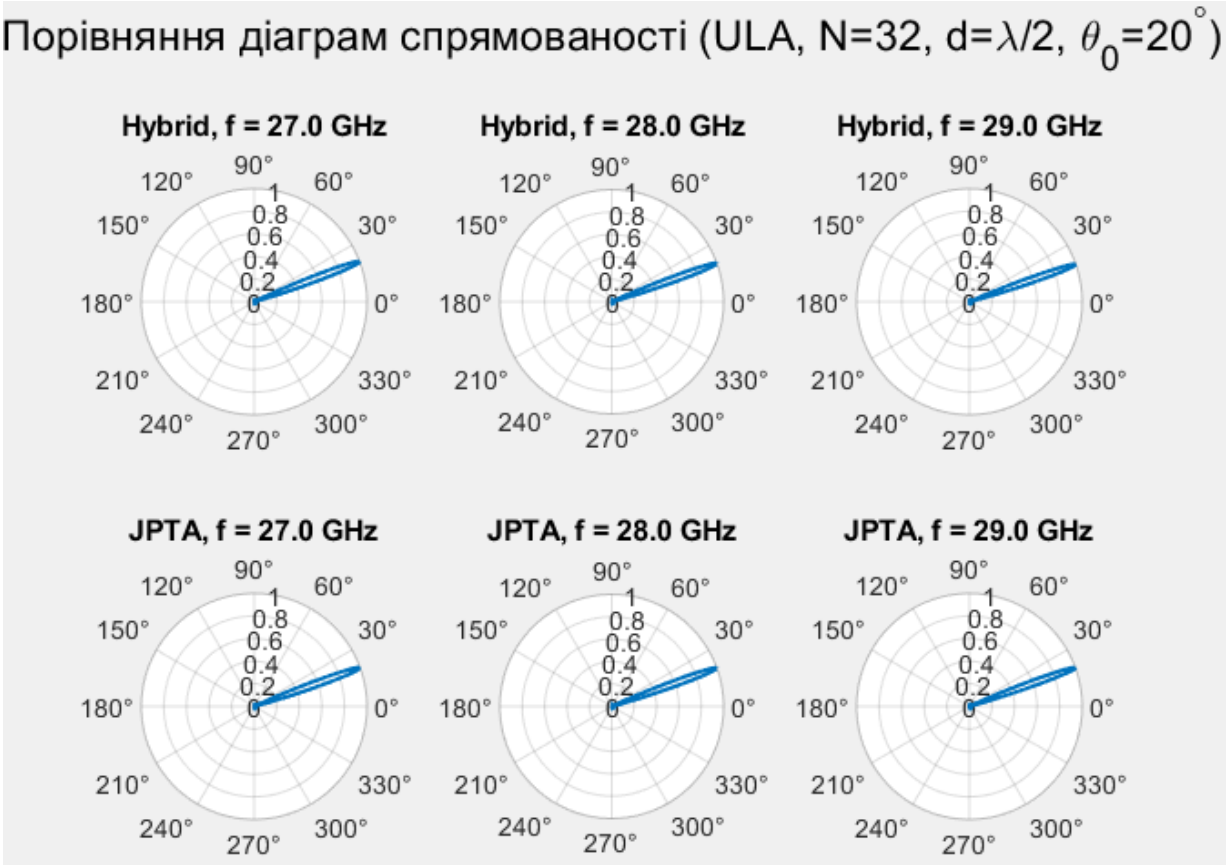

Рисунок 4.17 –Порівняння діаграм спрямованості прямокутної антенної решітки

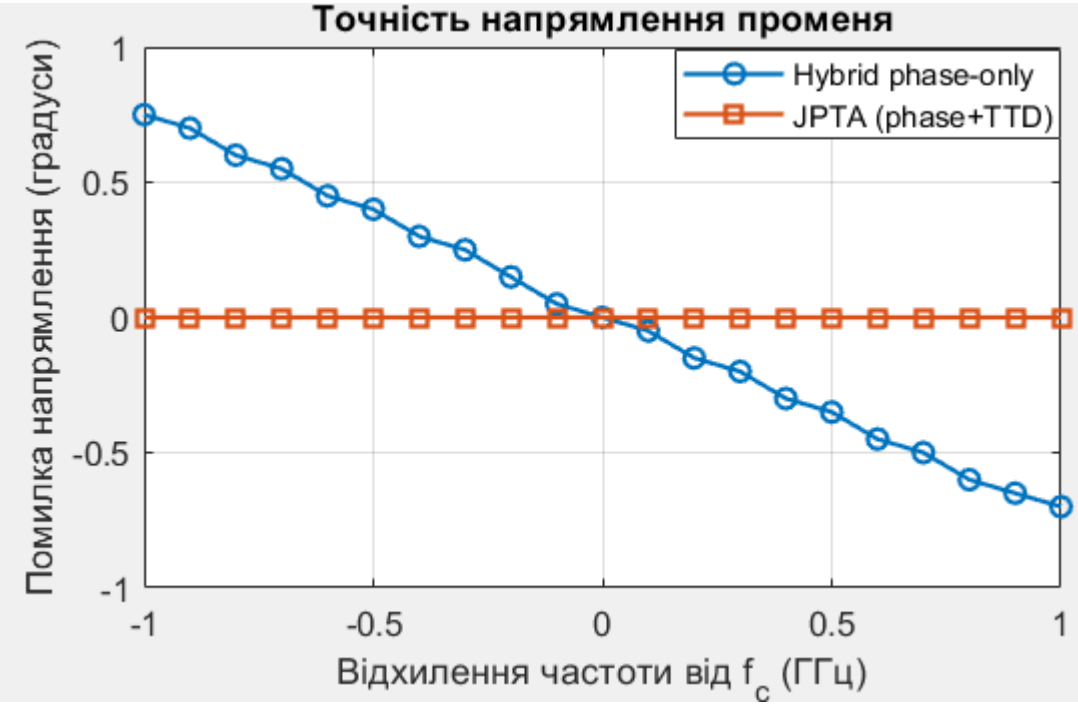

Рисунок 4.18 – Залежність помилки напрямлення променя від відхилення частоти

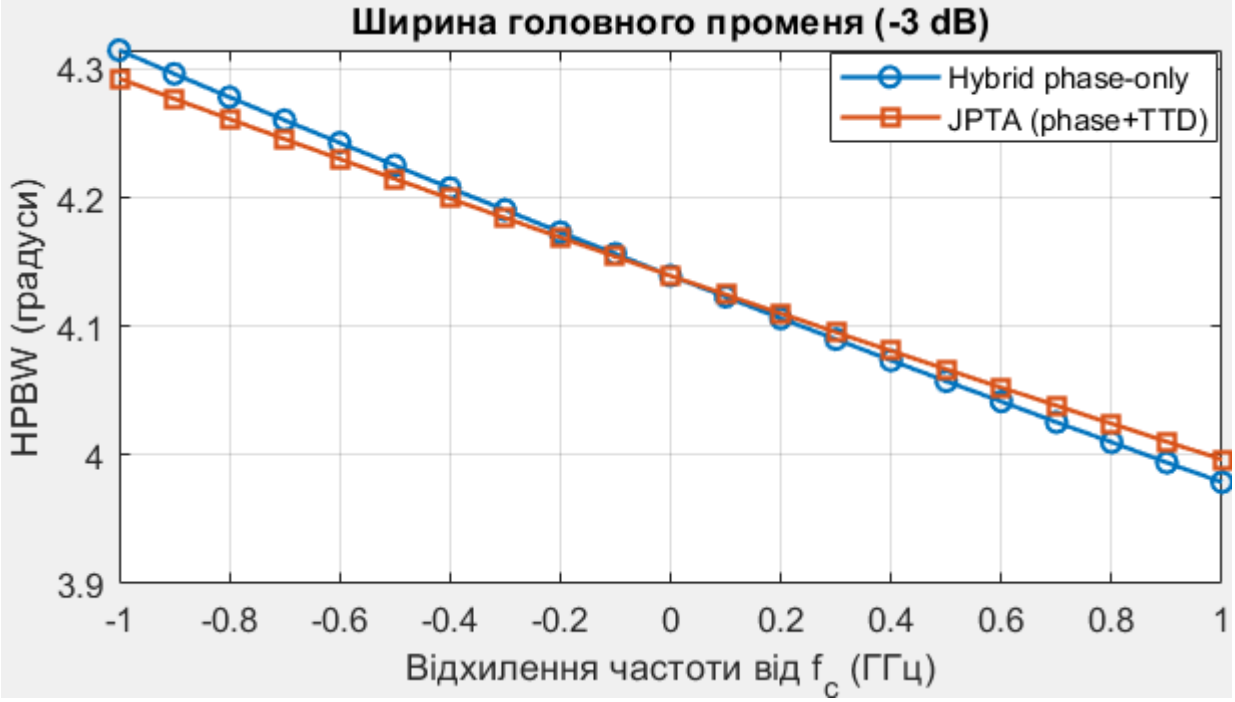

Рисунок 4.19 – Залежність ширини променя від відхилення частоти

Висновки до четвертого розділу

Досліджений метод формування діаграми спрямованості фазованих антенних решіток є універсальним підходом до синтезу променя, який однаково добре працює для лінійних (ULA) та прямокутних (URA) решіток, природно переходить до гібридного формування променя та може бути фізично реалізований у вигляді спільних фазово-часових масивів для широкосмугових систем 5G. Формування діаграми спрямованості зводиться до вибору та оптимізації комплексних ваг за амплітудою та фазою з метою: задати напрямок головного променя за азимутом та кутом місця; забезпечити потрібну ширину головної пелюстки; зменшити рівень бічних пелюсток. Це напряму пов’язано з підвищенням завадозахищеності, енергетичного та спектрального виграшу. Гібридний метод формування променя є компромісом між якістю та апаратною складністю. Отримані в Matlab вагові коефіцієнти можуть бути безпосередньо відображені на мережі фазозсувачів у аналоговій частині, на апаратних платформах, які реалізують цифровий прекодер або комбайнер, на лініях затримки або блоках справжньої затримки часу.

ВИСНОВКИ

1. Проведене дослідження гібридного методу формування променя для фазованих антенних решіток з електронним керуванням в діапазоні від -90° до 90° з кроком 22.5°

2. При збільшенні кількості антенних елементів зменшується ширина променя і збільшується кут можливої відстройки обладнання користувача від напрямку управління. При збільшенні кількості антенних елементів з 8 до 32 кути відстройки від основного напрямку можуть бути збільшені вдвічі (з -15°…15° до -30°…30°) без зміни ширини променя. Подальше збільшення відстройки за азимутом призводить до експоненційного збільшення ширини променя.

3. Ширина променя зменшується при збільшенні кількості антенних елементів у решітці і збільшенні відстані між антенними елементами. Так, при 32 антенних елементах у прямокутній антенній решітці ширина променя зменшується на 10° при збільшенні відстані між антенними елементами з $\lambda/8$ до $3\lambda/2$.

4. По результатам дослідження загасання сигналу від відстані можна зробити висновок, що на відстані між передавачем і приймачем 700 м, при зміні частоти від 0,9 до 45 ГГц, загасання збільшуються на 35 дБ, при цьому середньоквадратичне (RMS) значення шуму на приймальну антену зменшується на 55дБ.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. What Are Phased Arrays? - MATLAB & Simulink. – URL: https://www.mathworks.com/videos/what-are-phased-arrays-1666083087292.html (дата звернення: 14.10.2025).

2. Phased Array Antennas: Principles, Advantages, and Types. – URL: https://resources.system-analysis.cadence.com/blog/msa2021phased-array-antennas-principles-advantages-and-types (дата звернення: 14.10.2025).

3. phased.SteeringVector - Sensor array steering vector – MATLAB. – URL: https://www.mathworks.com/help/phased/ref/phased.steeringvector-system-object.html (дата звернення: 14.10.2025).

4. What is Beam Squint?. Everything RF. – URL: https://www.everythingrf.com/community/what-is-beam-squint (дата звернення: 12.10.2025).

5. Phased Array Beamforming ICs Simplify Antenna Design. Analog Devices. – URL: https://www.analog.com/en/resources/analog-dialogue/articles/phased-array-beamforming-ics-simplify-antenna-design.html (дата звернення: 12.10.2025).

6. Microwaves101. Phased Array Antennas. – URL: https://www.microwaves101.com/encyclopedias/phased-array-antennas (дата звернення: 12.10.2025)

7. mmW Beamforming IC and Antenna Modules with Bi-directional Transceiver Architecture: //NEC Technical Journal.NEC. – URL: https://www.nec.com/en/global/techrep/journal/g23/n01/230109.html (дата звернення: 12.10.2025)

8. 28GHz | Millimeter-wave Wireless Communications Module. Fujikura. – URL: https://www.fujikura.co.jp/lp/mmwavetech/5g/ (дата звернення: 12.10.2025)

9. Phased Array Beamforming ICs Simplify Antenna Design. Analog Devices. – URL: https://www.analog.com/en/resources/analog-dialogue/articles/phased-array-beamforming-ics-simplify-antenna-design.html (дата звернення: 12.10.2025)

10. ADMV4828 Datasheet and Product Info. Analog Devices – URL: https://www.analog.com/en/products/admv4828.html (дата звернення: 15.10.2025)

11. First 5G mmWave Antenna Module for Smartphones //Microwave Journal. – 2018-12-05. – URL: https://www.microwavejournal.com/articles/31448-first-5g-mmwave-antenna-module-for-smartphones (дата звернення: 15.10.2025)

12. Phased Array Beamforming ICs Simplify Antenna Design //Analog Devices. – URL: https://www.analog.com/en/resources/analog-dialogue/articles/phased-array-beamforming-ics-simplify-antenna-design.html (дата звернення: 15.10.2025)

13. mmW Beamforming IC and Antenna Modules with Bi-directional Transceiver Architecture: //NEC Technical Journal. – URL: https://www.nec.com/en/global/techrep/journal/g23/n01/230109.html (дата звернення: 15.10.2025)

14. New Transceiver IC Eases mmW 5G Front End Design. – URL: https://www.qorvo.com/-/media/files/qorvopublic/white-papers/new-transceiver-ic-eases-mmw-5g-front-end-design.pdf (дата звернення: 15.10.2025)

15. Microwaves101 //Phased Array Antennas. – URL: https://www.microwaves101.com/encyclopedias/phased-array-antennas (дата звернення: 15.10.2025)

16. 28GHz. Millimeter-wave Wireless Communications Module //Fujikura. – URL: https://www.fujikura.co.jp/lp/mmwavetech/5g/ (дата звернення: 15.10.2025)

17. Research Papers //Samsung Research. – URL: https://research.samsung.com/research-papers/A-140-GHz-RF-Beamforming-Phased-Array-Receiver-in-22-nm-CMOS-FDSOI-for-6G-Communication (дата звернення: 15.10.2025)

18. Y. Yang and D. Chen, "Robust Adaptive Beamforming Method Based on Steering Vector Correction and Diagonal Loading," 2024 7th International Conference on Mechatronics and Computer Technology Engineering (MCTE), Guangzhou, China, 2024, pp. 1420-1425, doi: 10.1109/MCTE62870.2024.11118077.

19. L. Zhang, X. Wang and D. Hu, "Robust Null-Steering Beamforming Design under Steering Vector Mismatches," 2025 10th International Conference on Computer and Communication System (ICCCS), Chengdu, China, 2025, pp. 586-590, doi: 10.1109/ICCCS65393.2025.11069675.

20. Y. Mei et al., "A Novel Adaptive Beamforming Method based on Steering Vector and Interference Estimation," 2022 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES-China), Xuzhou, China, 2022, pp. 1-2.

21. S. Futamata and N. Nakashima, "A Beamforming Antenna using Analog Phase Shifter for 5.7GHz RF Wireless Power Transfer System," 2024 IEEE Wireless Power Technology Conference and Expo (WPTCE), Kyoto, Japan, 2024, pp. 114-119.

22. R. Bonjour et al., "Ultra-Fast Millimeter Wave Beam Steering," in IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. 52, no. 1, pp. 1-8, Jan. 2016, Art no. 0600708, doi: 10.1109/JQE.2015.2509242.

23. N. Srinivas, Y. Vellisetty and P. C. Jain, "Beam Steering and Tracking for 5G Mobile Communication Network in mm Wave Frequency Band," 2021 7th International Conference on Signal Processing and Communication (ICSC), Noida, India, 2021, pp. 21-25, doi: 10.1109/ICSC53193.2021.9673419.

24. H. Chung, Y. M. Park and S. Kim, "A Sidelobe Suppression Technique for Millimeter Wave Beamforming," 2018 24th Asia-Pacific Conference on Communications (APCC), Ningbo, China, 2018, pp. 592-597, doi: 10.1109/APCC.2018.8633485.

25. S. Vu, T. T. Do, X. Q. Nguyen, Q. C. Nguyen and M. T. Le, "Adaptive Hybrid Beamforming in Millimeter Wave MIMO System," 2024 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC), Ho Chi Minh City, Vietnam, 2024, pp. 295-298, doi: 10.1109/ATC63255.2024.10908142.

26. M. Z. Islam and P. K. Saha, "Power Efficient Smart Antenna Array for Wireless Communication," 2024 27th International Conference on Computer and Information Technology (ICCIT), Cox's Bazar, Bangladesh, 2024, pp. 1630-1635.

27. H. Liu, S. Gao and T. H. Loh, "Compact Dual-Band Antenna With Electronic Beam-Steering and Beamforming Capability," in IEEE Antennas and

Wireless Propagation Letters, vol. 10, pp. 1349-1352, 2011, doi: 10.1109/LAWP.2011.2177059.

28. M. Saleem, Z. U. Rehman, A. Sadiq, U. Zahoor and M. R. Anjum, "Study of beamforming methods of phased array antenna with steering angle," 2016 Sixth International Conference on Innovative Computing Technology (INTECH), Dublin, Ireland, 2016, pp. 617-620, doi: 10.1109/INTECH.2016.7845109.

29. D. -H. Truong, L. Deneire and F. Ferrero, "Hybrid Beamforming for dual-polarized antenna," 2019 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), Marrakesh, Morocco, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/WCNC.2019.8885767.

30. S. Bhattacharyya, M. Saikumar and G. Aruna, "Capacity and Radiation Pattern Analysis Using Analog Beamforming in Millimeter Wave Systems," 2020 International Conference on Wireless Communications Signal Processing and Networking (WiSPNET), Chennai, India, 2020, pp. 195-199, doi: 10.1109/WiSPNET48689.2020.9198340.

31. J. Mo et al., "Beamforming with Joint Phase and Time Array: System Design, Prototyping and Performance," 2024 58th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove, CA, USA, 2024, pp. 875-881, doi: 10.1109/IEEECONF60004.2024.10942922.

32. J. Boiko, O. Polıkarovskykh, V. Tkachuk, H. Yehoshyna, and L. Karpova, “Design concepts for mobile computing direction finding systems,” in Mobile Computing and Sustainable Informatics: Proceedings of ICMCSI 2023, Singapore: Springer Nature Singapore, 2023, pp. 89–107.

33. J. Boiko and L. Karpova, “Increasing efficiency in the correlation processing of information signals for radar,” in Proceedings of the Fourth International Conference on Communication, Computing and Electronics Systems (ICCCES 2022), Singapore: Springer Nature Singapore, Mar. 2023, pp. 549–569.

34. J. Boiko, O. Polikarovskykh, and V. Tkachuk, “Development and modeling of the antenna system of the direction finder unmanned aerial vehicle,” Informatyka, Automatyka, Pomiary w Gospodarce i Ochronie Środowiska, vol. 13, no. 1, pp. 26–32, 2023.

Додаток А. Презентація

Кваліфікаційна робота

Рівень вищої освіти: Другий (магістерський)
Галузь знань: Електроніка, автоматизація та електронні комунікації
Спеціальність: 172 Електронні комунікації та радіотехніка
Освітня програма: Електронні інформаційно-комунікаційні системи та мережі

Метод формування діаграми спрямованості для фазованих антенних решіток

Коротун М.В., гр. ЕКРм-24-1
Керівник – д.т.н., проф. Бойко Ю.М.

Мета, об'єкт та предмет дослідження

Мета і задачі дослідження. Метою роботи є розроблення методики формування діаграми спрямованості фазованої антенної решітки, яка забезпечує високі показники напрямленості випромінювання та гнучке електронне керування променем при мінімальному рівні бічних пелюсток.

Для досягнення цієї мети поставлені наступні завдання.

– провести аналіз принципів та існуючих методів формування діаграм спрямованості фазованих антенних решіток;

– дослідити модель випромінювання антенної решітки;

– розробити метод оптимального фазо-амплітудного розподілу вагових коефіцієнтів фазованої антенної решітки.

Об'єктом дослідження є процес передачі сигналів у фазованій антенній решітці.

Предметом дослідження є методи та засоби підвищення гнучкості управління променем фазованої антенної решітки.

Наукова новизна та практичне значення одержних результатів

Наукова новизна одержаних результатів :

1. Набув подальшого розвитку підхід до синтезу діаграми спрямованості шляхом використання віконних амплітудних коефіцієнтів до елементів решітки у поєднанні з електричним скануванням променя.
2. Набула подальшого розвитку методика гібридного формування променя прямокутних фазованих антенних решіток.

Практичне значення одержаних результатів:

Проведене дослідження методів формування діаграми спрямованості для фазованих антенних решіток. Розроблено програмні засоби в середовищі MATLAB, які реалізують запропонований метод формування діаграми спрямованості для лінійних та прямокутних фазованих антенних решіток, дозволяючи швидко оцінювати вплив параметрів решітки на форму діаграми.

СТРУКТУРНА СХЕМА СИСТЕМИ ЗВ’ЯЗКУ

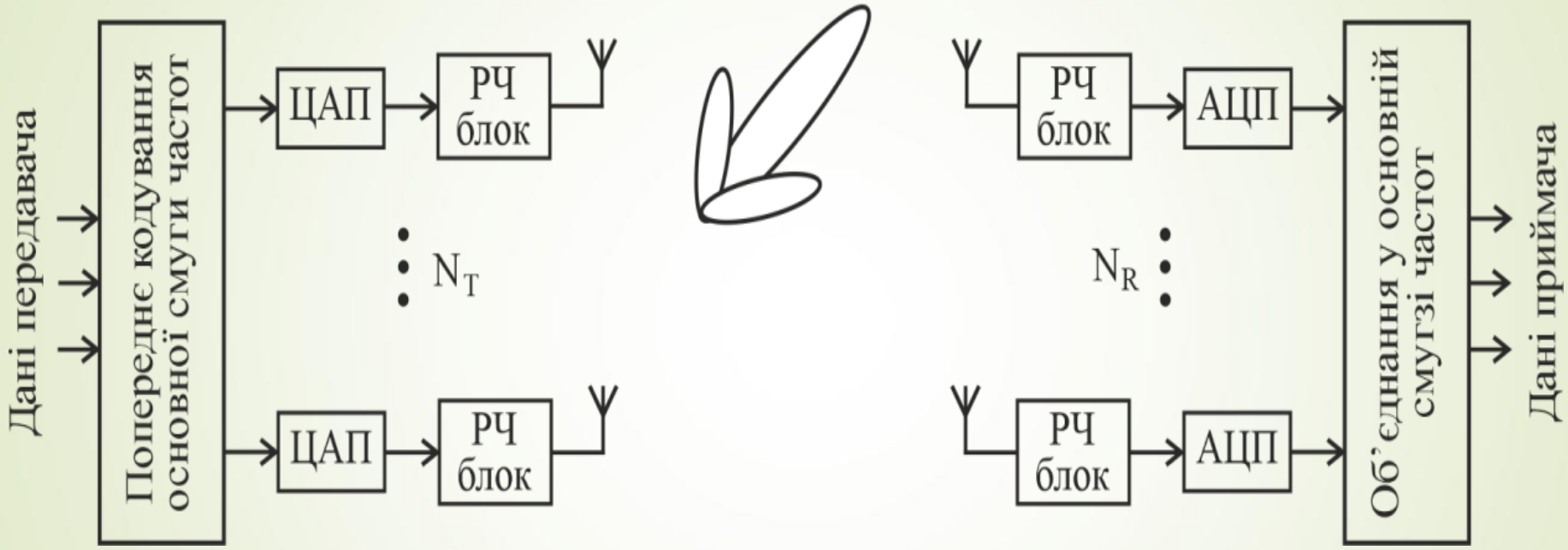

Рисунок 4.1 – Структурна схема системи MIMO з формуванням променя

Інтегральні схеми Analog Devices для фазованих антенних решіток

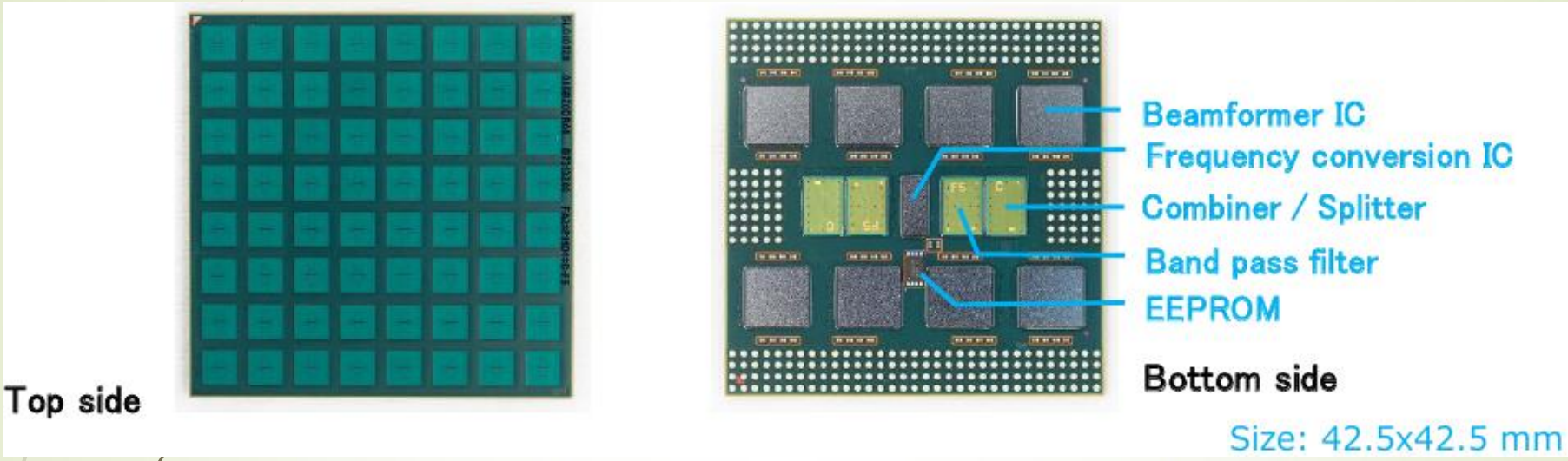

Рисунок 5.1 - Для базових станцій використовують плати, що містять антенну решітку (наприклад, 8x8 елементів) з встановленими поруч схемою формування променя, блоком змішувача/конвертера, смуговим фільтром, комбінерами сигналів та схемами живлення і керування PLL

Фазована антенна решітка приймача

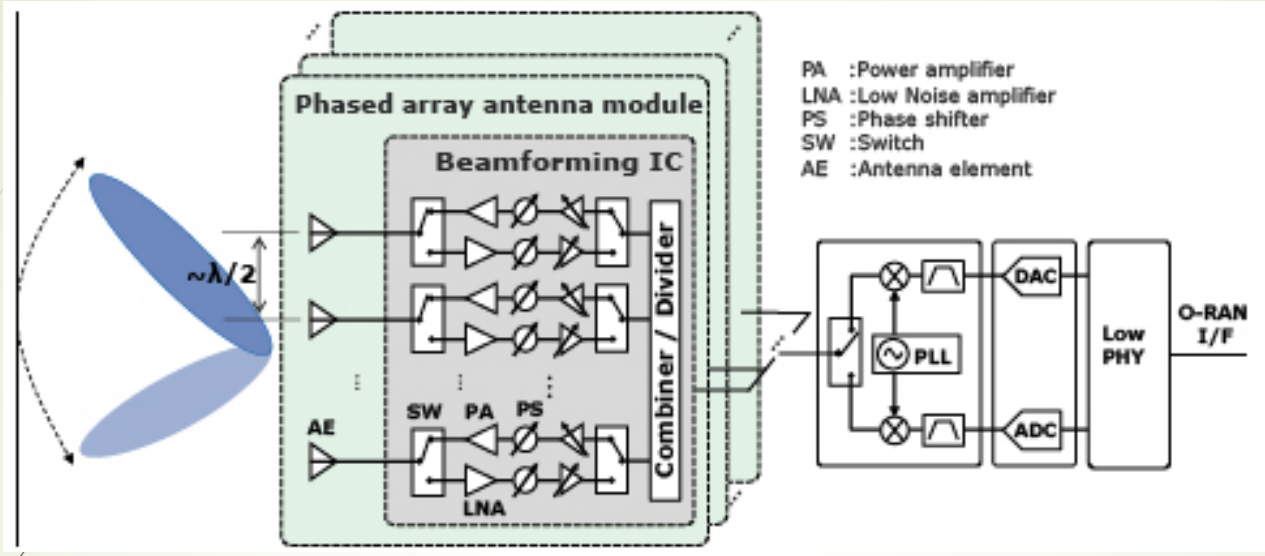

Рисунок 6.1 – Конфігурація приймача з фазованими антенними решітками.

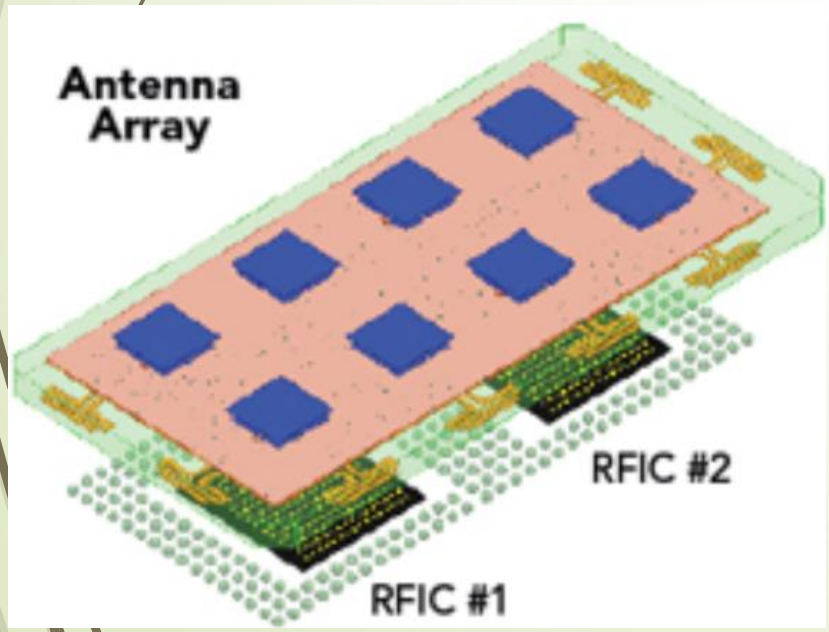

Рисунок 6.2 – Інтегральна схема приймача-передавача радіочастотного діапазону, встановлена на задній стороні плати антенної решітки

Гібридний метод формування променя

Гібридний метод формування променя – це поєднання аналогової частини (зсув фази біля кожного елемента антени) і цифрової частини (ваги в базовій смузі на обмеженій кількості радіоканалів).

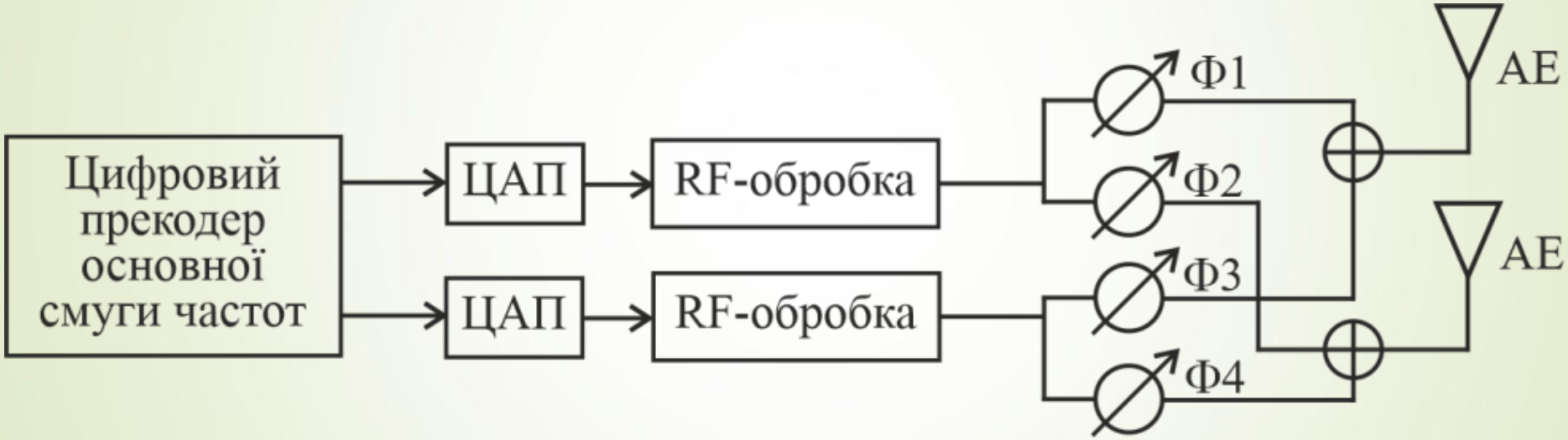

Рисунок 7.1 – Гібридний метод формування променя

Фазована антенна решітка

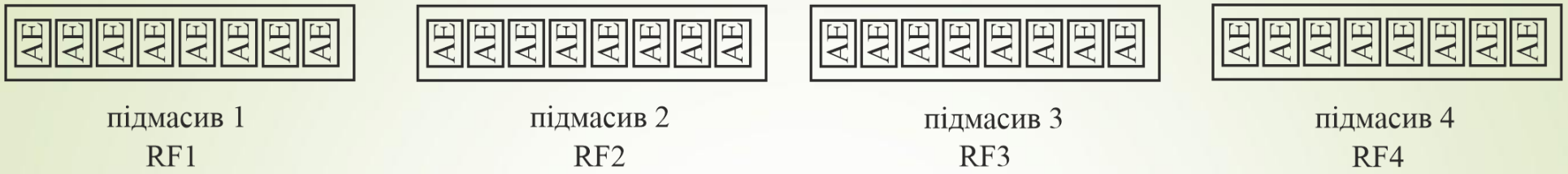

Рисунок 8.1 – Лінійна антенна решітка (АЕ – антенний елемент)

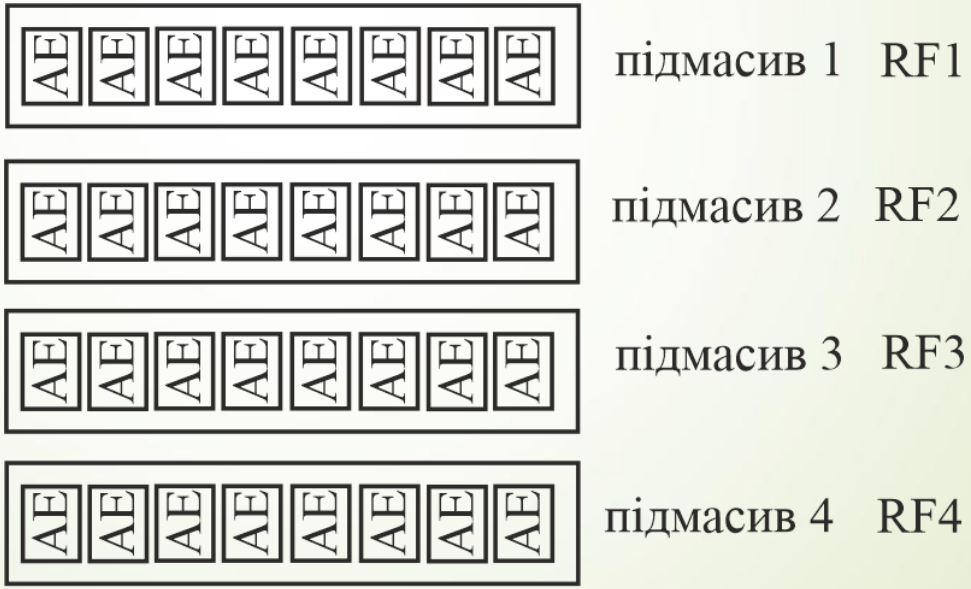

Рисунок 8.2 – Прямокутна антенна решітка (АЕ – антенний елемент)

Тривимірне зображення діаграми спрямованості фазованої антенної решітки

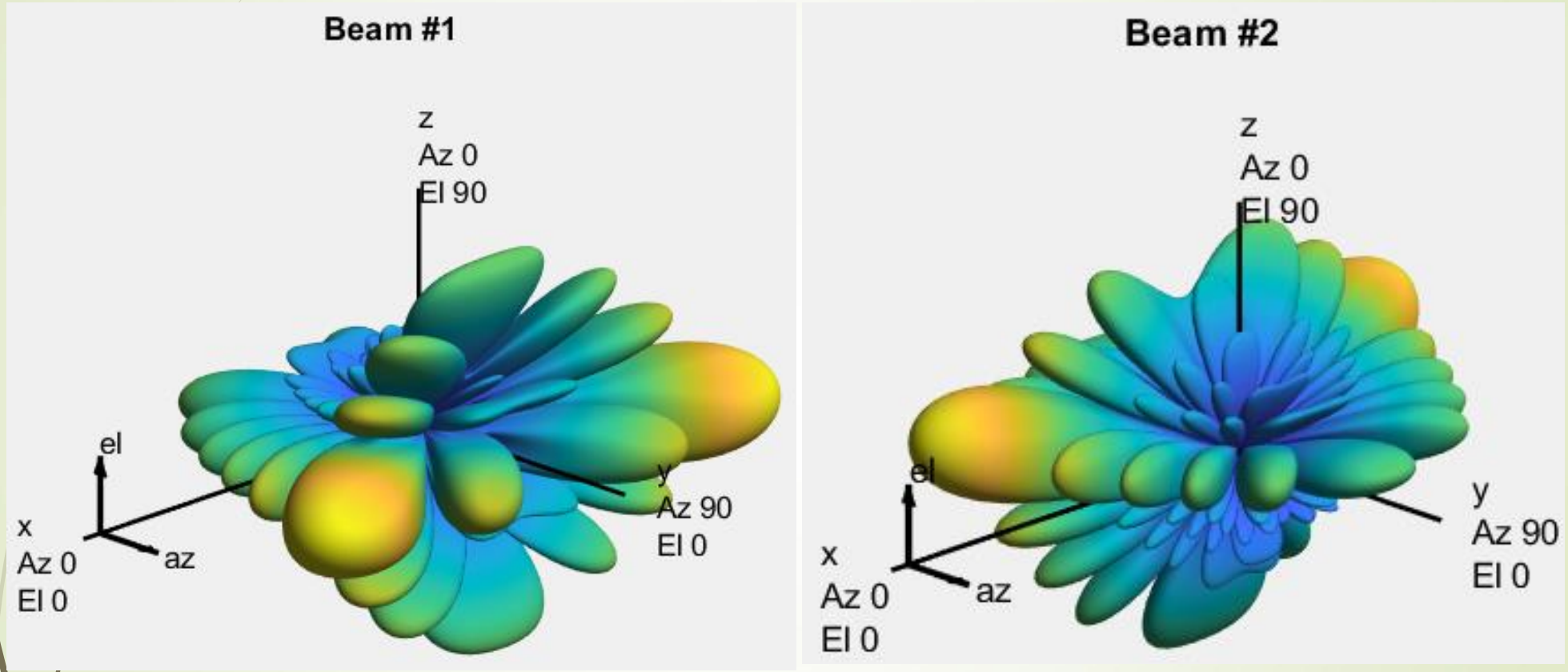

Рисунок 9.1 – Тривимірне зображення діаграми спрямованості фазованої антенної решітки

Дослідження фазованих антенних решіток

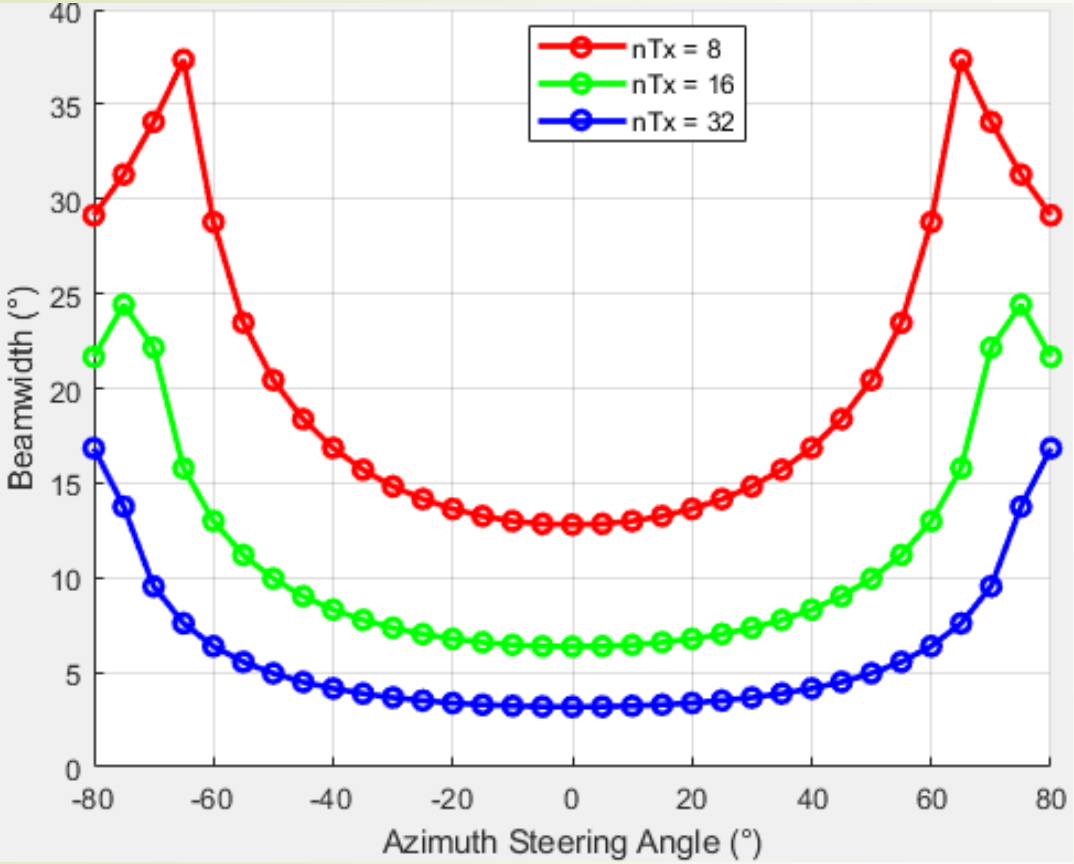

Рисунок 10.1 - Залежність ширини променя від напрямку при різній кількості антен передавача

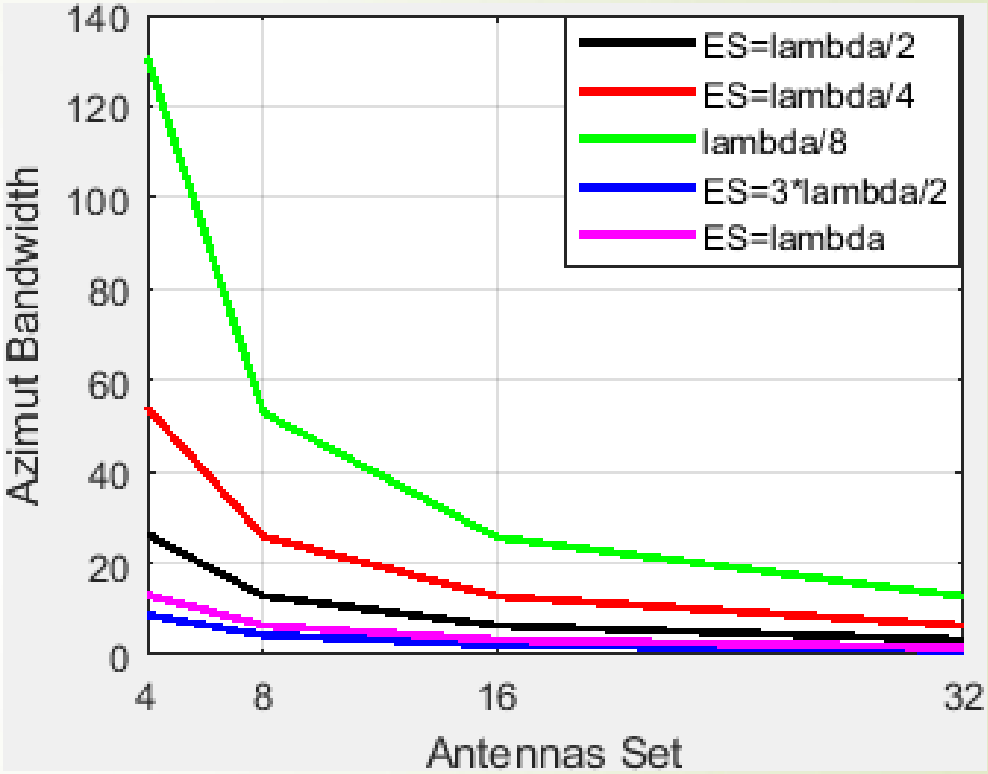

Рисунок 10.2 - Залежність ширини променя від відстані між антенними елементами

Дослідження фазованих антенних решіток (продовження)

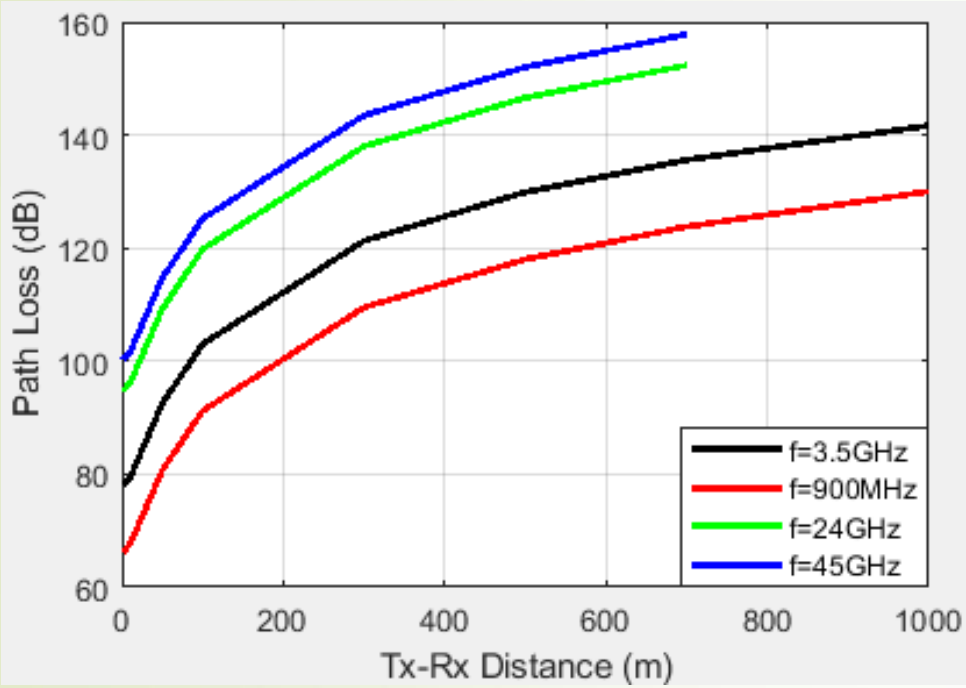

Рисунок 11.1 - Залежність загасання від відстані між передавачем і приймачем

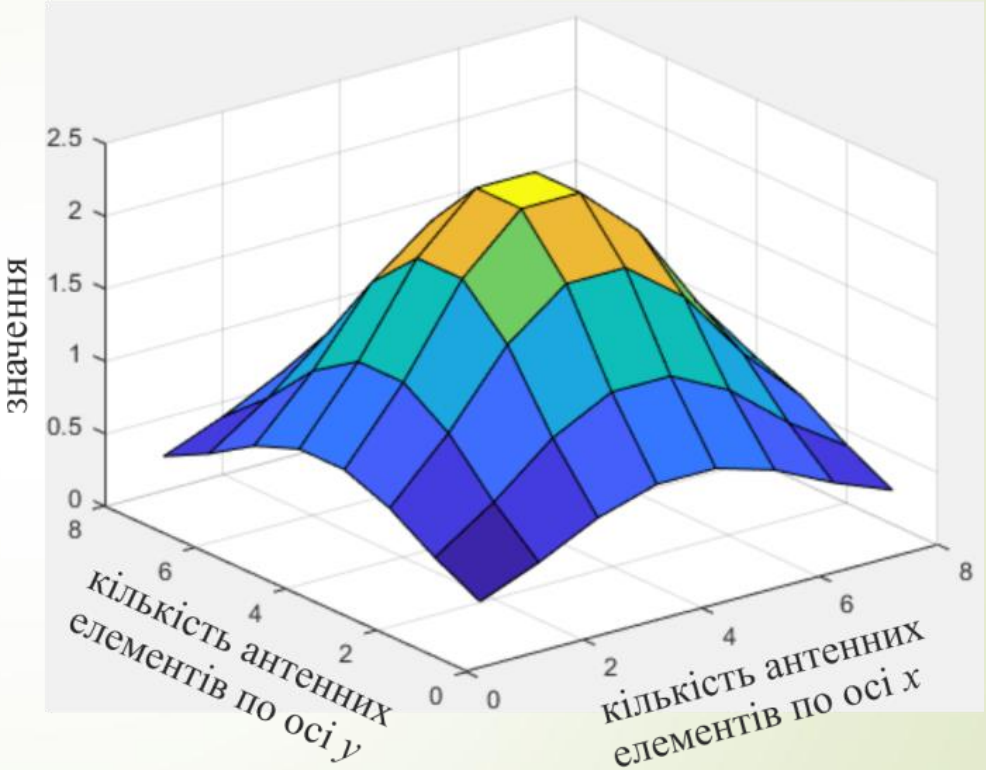

Рисунок 11.2 - Ваги для азимуту і піднесення прямокутної антенної решітки

Приклад амплітудного тінювання

Амплітудне тінювання – це просторове зважування апертури для керування діаграмою (знижуються бічні смуги, збільшується ширина діаграми направленості антенної решітки), як показано на рисунку 12.1 для різних видів вікон: Чебишева, Тейлора.

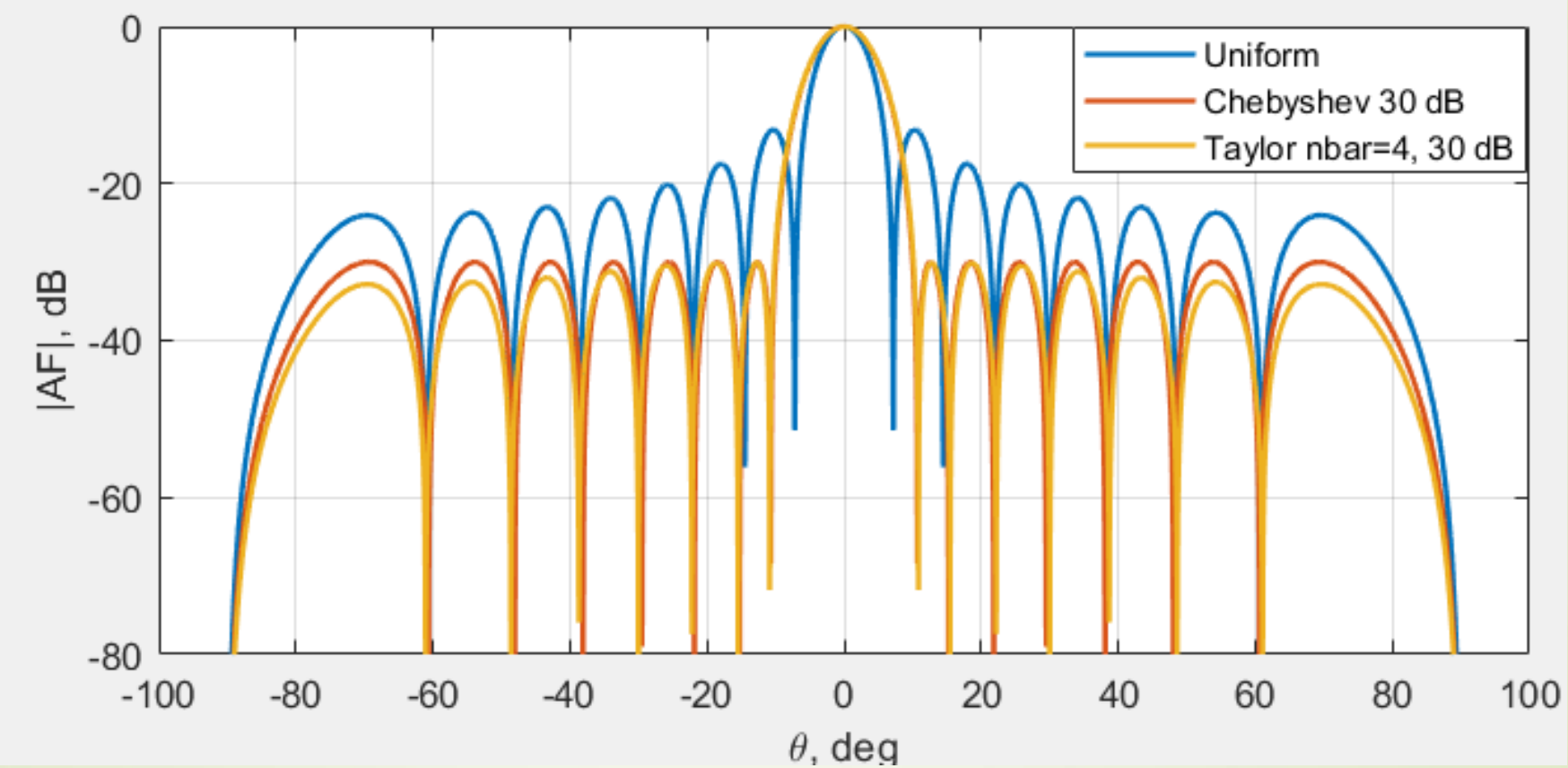

Рисунок 12.1 – Приклад амплітудного тінювання

Архітектура фазованої антенної решіткі

Об’єднані масиви час-фаза – це така архітектура фазованої антенної решітки, у якій одночасно використовують фазові зсуви і справжні часові затримки (true-time delay, TTD) в аналоговій частині тракту. Завдяки цьому одна решітка з одним RF-ланцюгом може формувати декілька променів на різних частотах у різні боки.

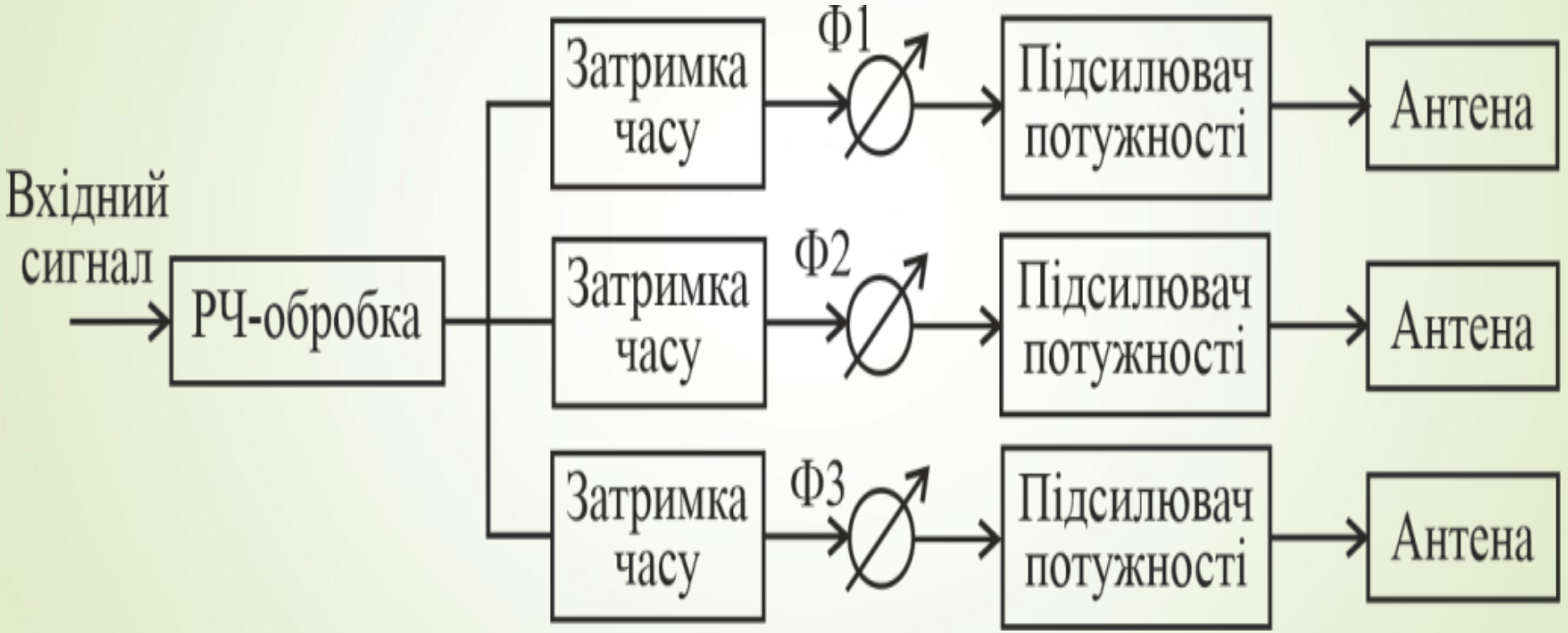

Рисунок 13.1 – Прямокутна антенна решітка (АЕ – антенний елемент)

Принципи гібрідного формування променя

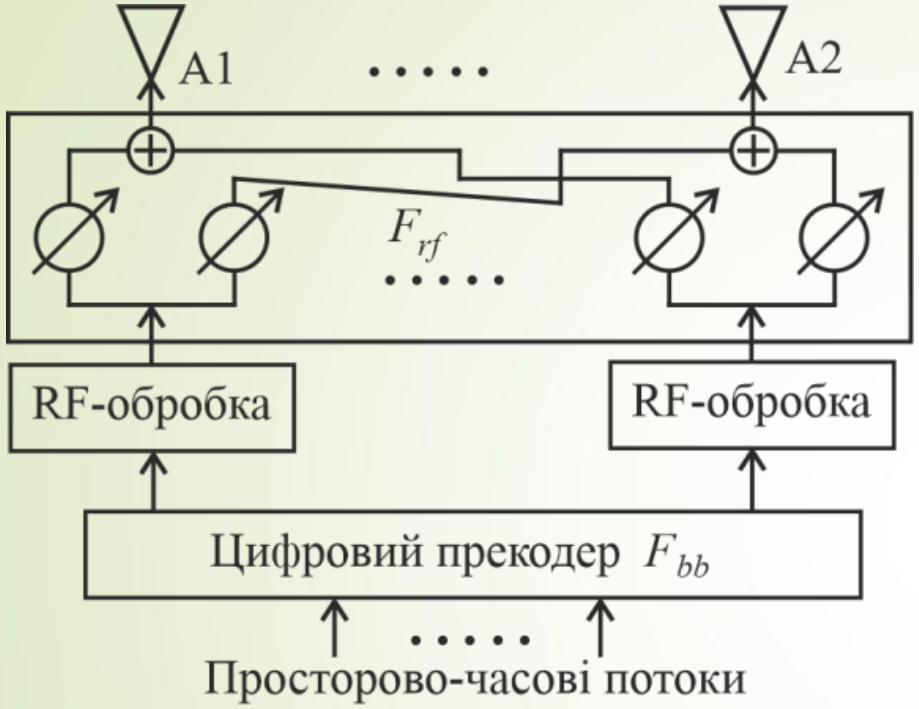

Рисунок 14.1 – Структурна схема гібридного формування променя

$$f = \left[W_{RF} \quad w_{BB} \right]$$

Повні ваги складаються з аналогових і цифрових компонентів

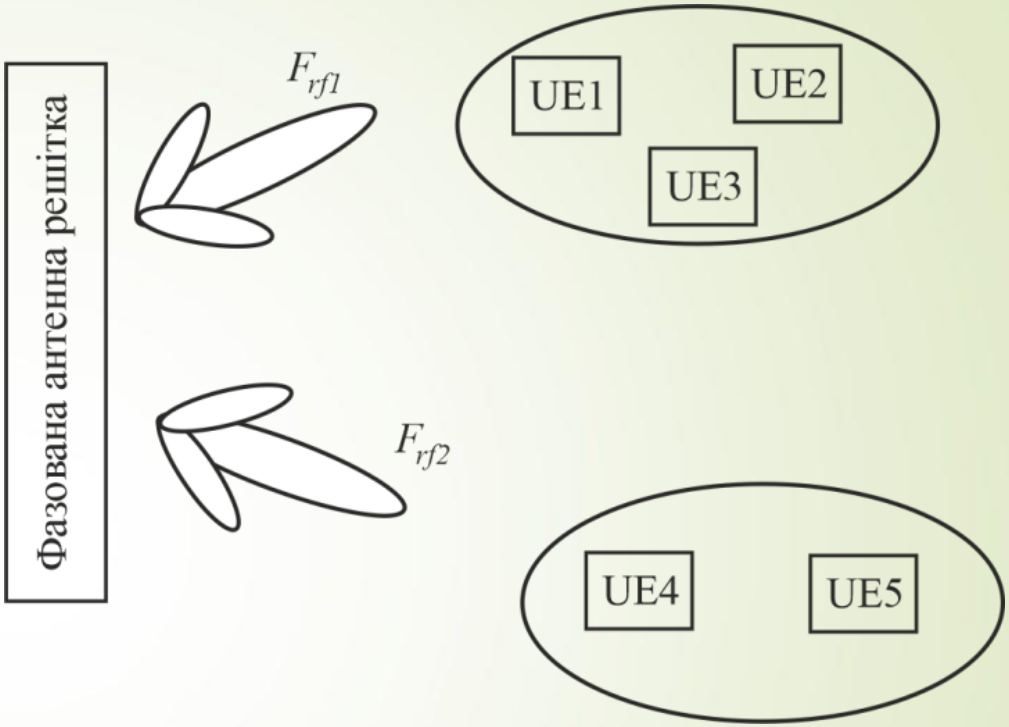

Рисунок 14.2 –Декілька просторово рознесених променів у фазованій антенній решітці

$$AF(\Theta) = \left| a(\Theta)^H \, f \right|^2$$

Фактор антени

Діаграма спрямованості антенної решітки з об’єднаними масивами час-фаза

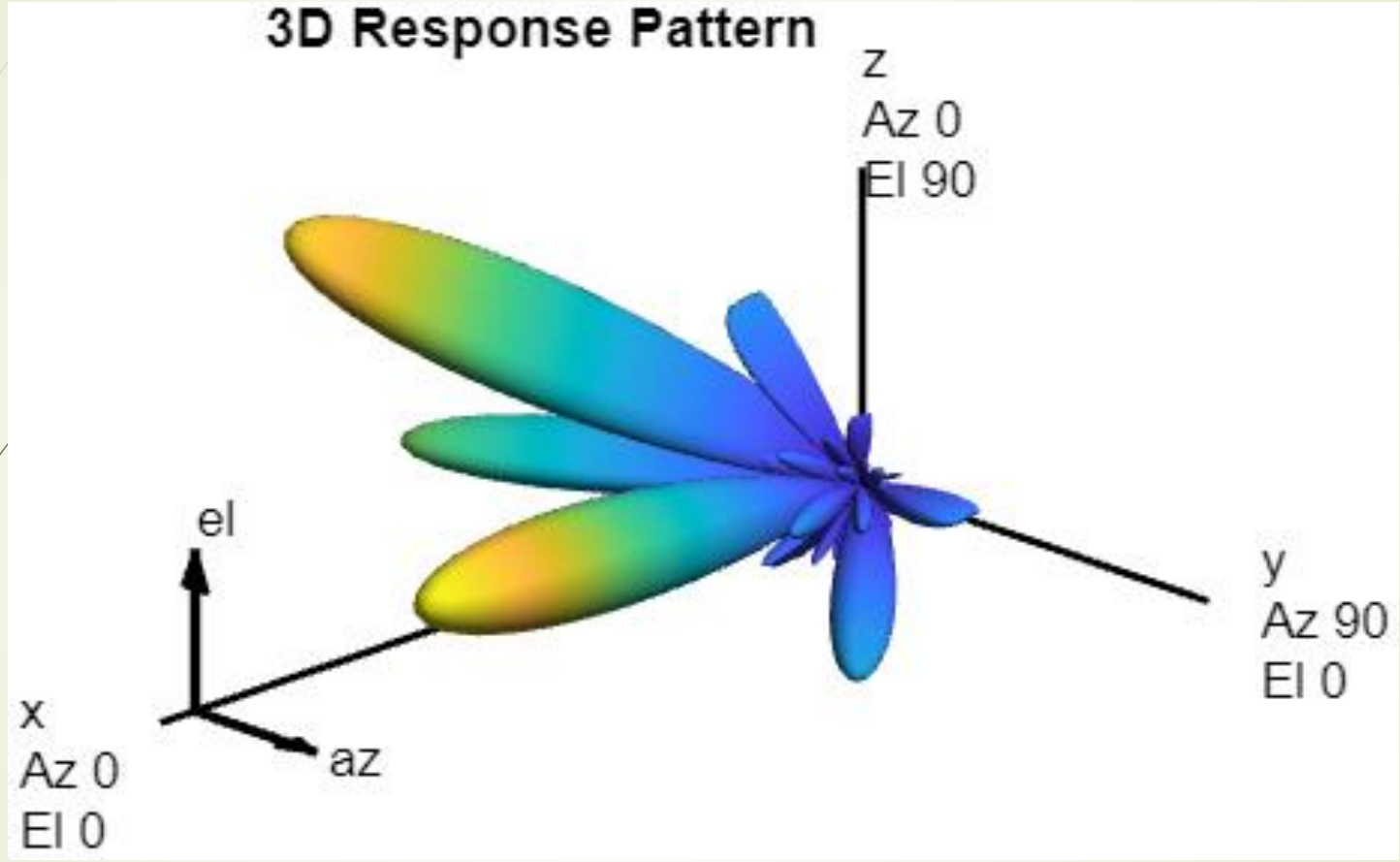

Рисунок 15.1 – Діаграма спрямованості антенної решітки з об’єднаними масивами час-фаза

Зміщення променя

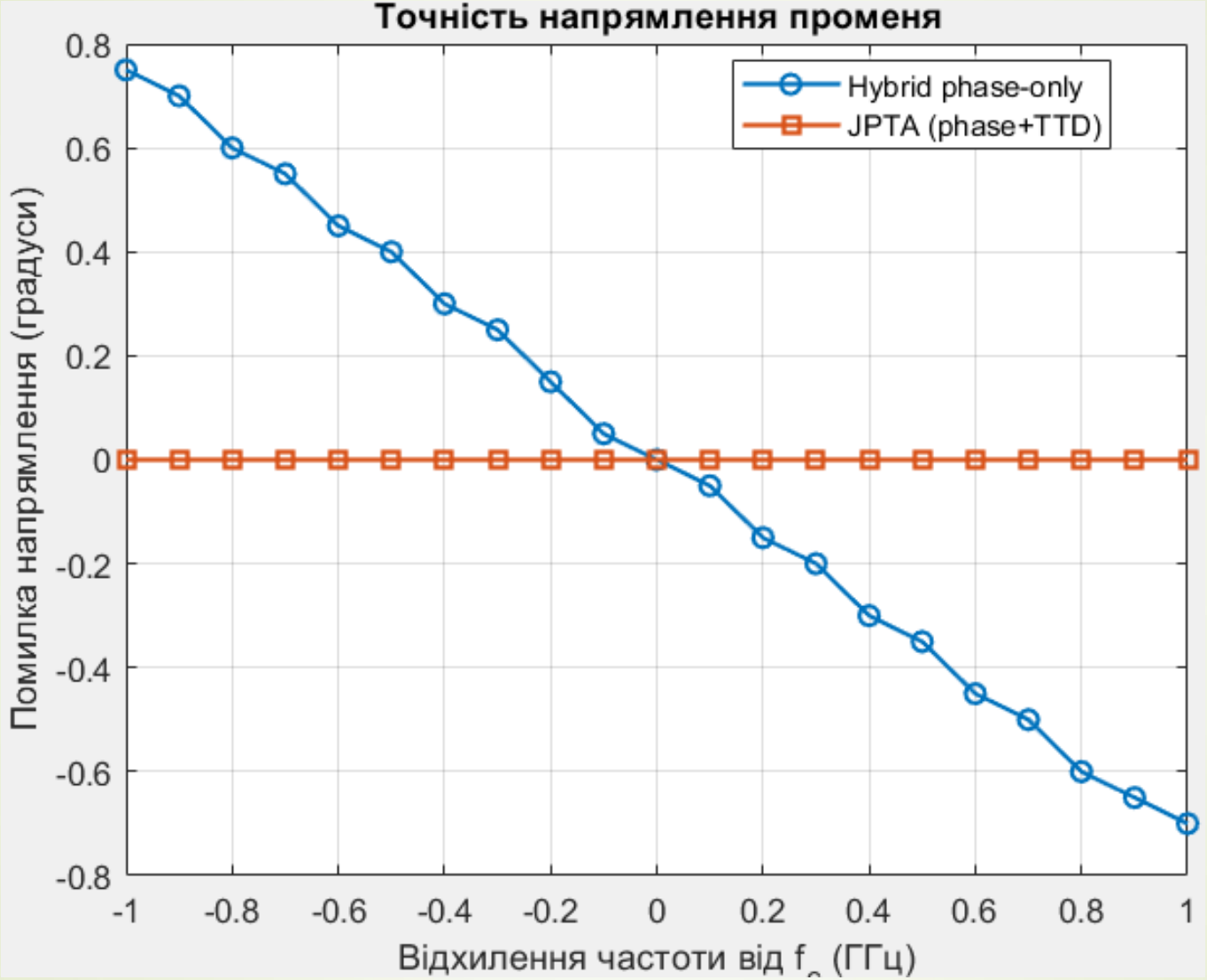

Рисунок 16.1 – Залежність помилки напрямлення променя від відхилення частоти

Дослідження методу формування променя для фазованих антенних решіток

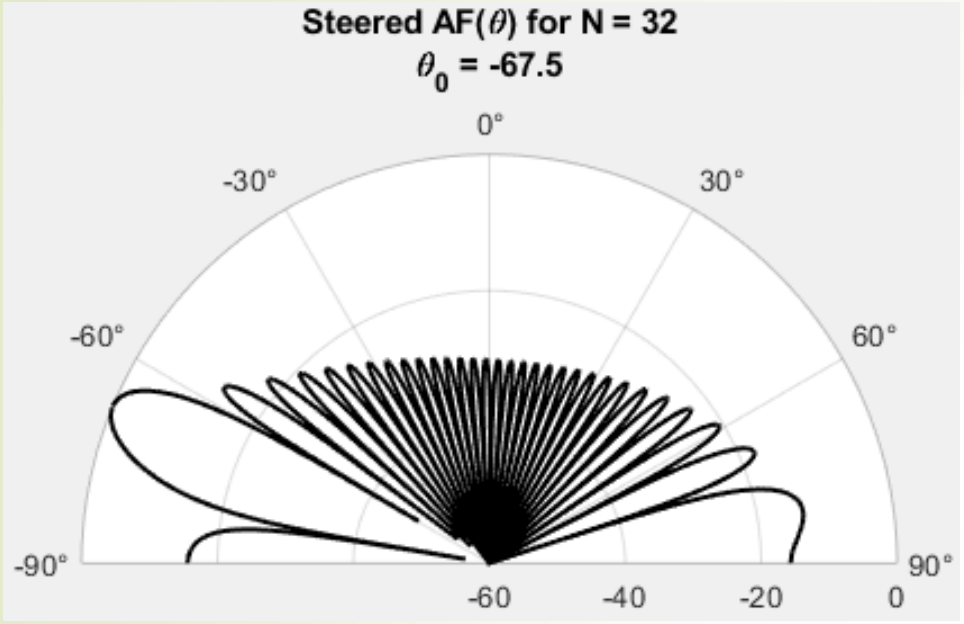

Рисунок 17.1 – Відхилення променя на -67,5 градусів

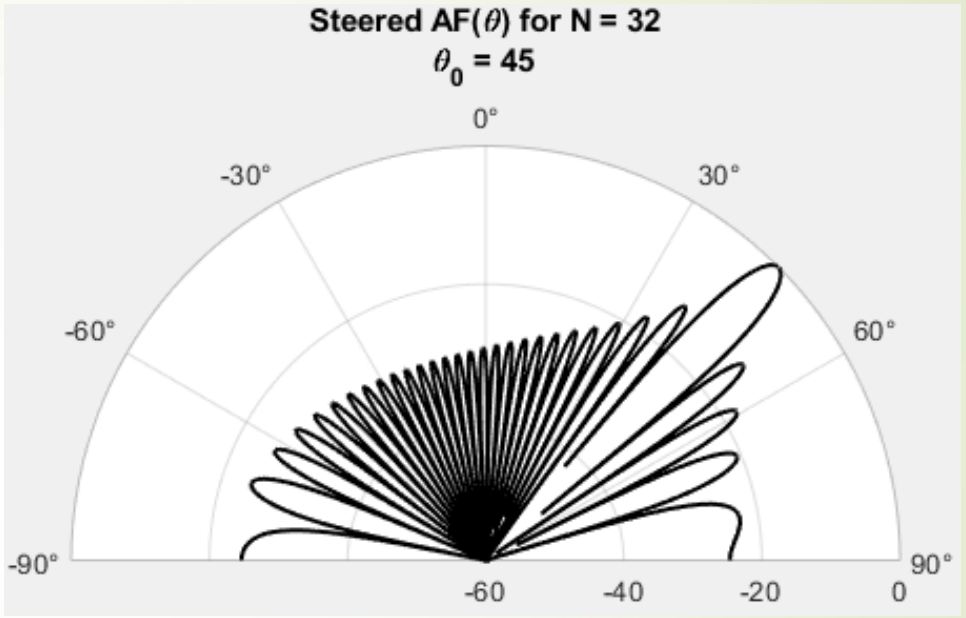

Рисунок 17.2 – Відхилення променя на 45 градусів

Дослідження спектральної ефективності антенної решітки від відношення сигнал-шум

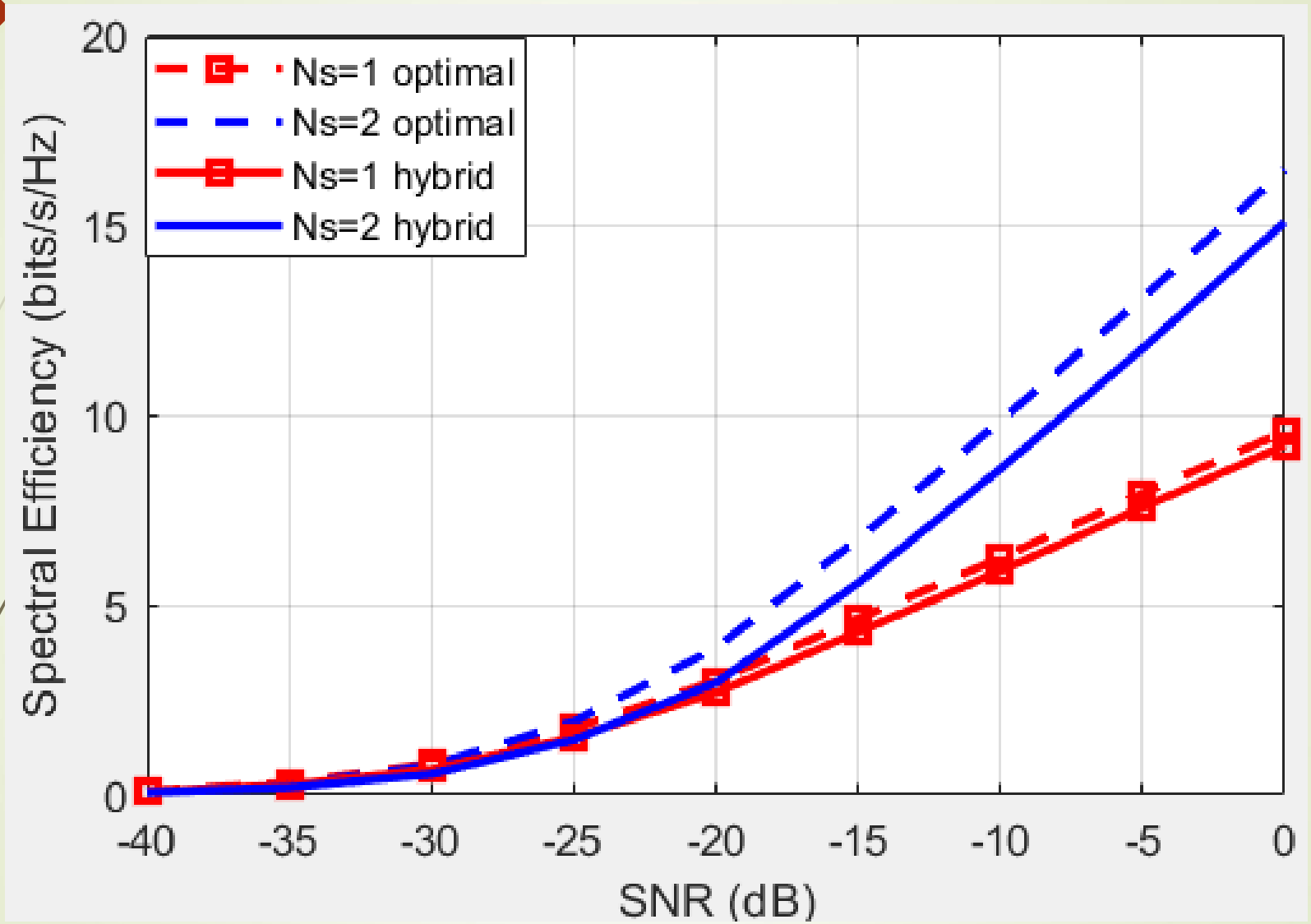

Рисунок 18.1 – Залежність спектральної ефективності антенної решітки від відношення сигнал-шум

Висновки

1. Проведене дослідження гібридного методу формування променя для фазованих антенних решіток з електронним керуванням в діапазоні від -90° до 90° з кроком 22.5°
2. При збільшенні кількості антенних елементів зменшується ширина променя і збільшується кут можливої відстройки обладнання користувача від напрямку управління. При збільшенні кількості антенних елементів з 8 до 32 кути відстройки від основного напрямку можуть бути збільшені вдвічі (з -15°…15° до -30°…30°) без зміни ширини променя. Подальше збільшення відстройки за азимутом призводить до експоненційного збільшення ширини променя.
3. Ширина променя зменшується при збільшенні кількості антенних елементів у решітці і збільшенні відстані між антенними елементами. Так, при 32 антенних елементах у прямокутній антенній решітці ширина променя зменшується на 10° при збільшенні відстані між антенними елементами з $\lambda/8$ до $3\lambda/2$.
4. По результатам дослідження загасання сигналу від відстані можна зробити висновок, що на відстані між передавачем і приймачем 700 м, при зміні частоти від 0,9 до 45 ГГц, загасання збільшуються на 35 дБ, при цьому середньоквадратичне (RMS) значення шуму на приймальну антену зменшується на 55дБ.

Додаток Б. Апробація роботи

Довідка: ВХНУ ТН 13/11/25

Видання: Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки

Категорія фаховості видання: фахове видання України, у якому можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора наук, кандидата наук та ступеня доктора філософії, категорії «Б» філософії, категорії «Б» (наказ МОН №1643 від 28.12.2019, наказ МОН №409 від 17.03.2020).

Напрям – технічні науки за спеціальностями – 101, 121, 122, 123, 124, 125, 141, 151, 161, 172, 181, 182 (28.12.2019), спеціальності – 131, 132, 133 (17.03.2020)

Назва статті:

МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСУ РОЗГОРТКИ ПРОМЕНЯ ПІД ЧАС ПОЧАТКОВОГО ДОСТУПУ В МЕРЕЖАХ 5G NR

Автори:
БОЙКО Ю.М. (Хмельницький національний університет)
ПЯТІН І.С. (Хмельницький політехнічний фаховий коледж національного університету «Львівська політехніка»)
ГАВРОНСЬКИЙ В. Є. (Хмельницький політехнічний фаховий коледж національного університету «Львівська політехніка»)
КОРОТУН М. В. (Хмельницький національний університет)

Номер, у який попередньо прийнято статтю: №6 до друку орієнтовно буде рекомендовано до 01 грудня 2025 року.

13.11.2025

Начальник відділу
інтелектуальної власності та трансферу технологій Ю.В.Кравчик

ВІДДІЛ КАДРІВ
Ідентифікаційний код 02071234
І.С.Мартичюк

УДК 621.396.2
DOI:

БОЙКО Ю.М.
Хмельницький національний університет
https://orcid.org/0000-0003-0603-7827
e-mail: boiko_julius@ukr.net
ПЯТІН І.С.
Хмельницький політехнічний фаховий коледж національного університету «Львівська політехніка»
https://orcid.org/0000-0003-1898-6755
e-mail: ilkhmel@ukr.net
ГАВРОНСЬКИЙ В. Є.
Хмельницький політехнічний фаховий коледж національного університету «Львівська політехніка»
https://orcid.org/0000-0002-1529-1272
e-mail: gavronskiy@gmail.com
КОРОТУН М. В.
Хмельницький національний університет
e-mail: korotunmikola310@gmail.com

МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСУ РОЗГОРТКИ ПРОМЕНЯ ПІД ЧАС ПОЧАТКОВОГО ДОСТУПУ В МЕРЕЖАХ 5G NR

В роботі розглянуті процедури керування променем у 5G. Генерується пакет сигналу синхронізації NR і формується промінь кожного SSB в пакеті, що дозволяє здійснити сканування за напрямками азимуту і кута місця. Сформований промінь передається просторовим каналом розсіювання. Отриманий сигнал обробляється за допомогою кількох променів приймача, вимірюється потужність прийнятого опорного сигналу (RSRP) для кожної пари променів передачі-прийому і визначається краща пара променів з максимальним RSRP. Досліджені спектрограма пакету сигналів синхронізації, діаграми спрямованості антен передавача і приймача. Розглянуті показники, що дозволяють оцінити пакет сигналів синхронізації: рівні RSRP, RSSI, RSRQ при різній ширині смуги часто. Розглянута опорна сітка первинного сигналу синхронізації. Досліджена розгортка променя на боці передавача. Проведено дослідження втрат на шляху розповсюдження сигналу та середньоквадратичного значення шуму на приймачі від відстані між передавачем і приймачем.

Ключові слова: Управління променем, міліметрові хвилі, діаграма спрямованості, сканування променя, фазована антенна решітка, 5G.

BOIKO J.M., KOROTUN M.V.
Khmelnytskyi National University
PYATIN I.S., GAVRONSKIY V.E.
Khmelnytskiy Politechnic Professional College by Lviv Politechnic National University

MODELING OF THE BEAM SWEEPING PROCESS DURING INITIAL ACCESS IN 5G NR NETWORKS

The paper discusses the procedures for controlling the 5G beam. A packet of the NR synchronization signal is generated and a beam of each SSB in the packet is formed, which allows scanning in the azimuth and elevation directions. The formed beam is transmitted via a spatial scattering channel. The received signal is processed using several receiver beams, the power of the received reference signal (RSRP) is measured for each pair of transmit-receive beams, and the best pair of beams with the maximum RSRP is determined. The spectrogram of the synchronization

signal packet, the directivity diagrams of the transmitter and receiver antennas are studied. The indicators that allow evaluating the synchronization signal packet are considered: RSRP, RSSI, RSRQ levels at different frequency bandwidths, a map of RSRP values, which allows you to visually see which pair of beams gives the highest power of the received signal. The reference grid of the primary synchronization signal is considered. The beam sweep on the transmitter side is studied. The control vector for the transmitter antenna array has been calculated, the angle of the scatterer relative to the antenna array has been determined. The signal propagation losses and the mean square noise value at the receiver have been studied depending on the distance between the transmitter and the receiver. The beam width in azimuth has been studied depending on the number of antennas in the antenna array. The beam width in azimuth and elevation has been studied depending on the control direction. The investigated Beam Sweeping and Beam Determination procedures indicate that transmitting eight SSB blocks every 20 ms (one full sweep on the gNB side) requires 8×20 = 160 ms for a full duplex sweep (8 Tx × 8 Rx) if the UE changes direction for each SSB packet. From the results of the study of signal loss versus distance, it can be concluded that at a distance between the transmitter and receiver of 700 m, when changing the frequency from 0.9 to 45 GHz, the path loss increases by 35 dB, while the root mean square (RMS) noise value on the receiving antenna decreases by 55 dB. When studying the beam width in azimuth from the number of antennas in the antenna array at different distances between antenna elements, it can be concluded that the beam width decreases with an increase in the number of antenna elements in the array and an increase in the distance between antenna elements. When studying the beam width from the control direction in a three-dimensional plane, it can be concluded that the central angles of the beam in the direction of wave propagation have a smaller width. At the edges of the control range (±60° in azimuth), the beam will be wider due to larger side lobes.

Keywords: Beam steering, millimeter waves, radiation pattern, beam scanning, phased array antenna, 5G.

Постановка проблеми

У зв'язку з зростанням кількості користувачів мобільних мереж та сервісів з високою пропускною здатністю, спектр на частотах нижче 6 GHz вже практично вичерпаний. Частоти мікрохвильового діапазону (mmWave) – понад 24 ГГц, надають ширші смуги пропускання, що дозволяє значно підвищити загальну швидкість передачі даних у мережі 5G. У діапазоні mmWave виникають суттєво відмінні фізичні характеристики: високе затухання сигналу; блокування лінії прямої видимості (тілом людини або стіною); часті втрати зв'язку, обумовлені рухом UE; потреба у високоточному спрямуванні променів. Тому розробка надійного механізму управління променем, здатного забезпечити стійкий канал зв'язку є актуальною задачею.

Складність управління спрямованими зв'язками випливає з того, що через надвисоку спрямованість променів, потрібно забезпечити: початкову синхронізацію між мобільним абонентом (UE) і базовою станцією (gNB); регулярне оновлення інформації про якість каналу (RSRP, CSI-RS, SRS); швидке виявлення і компенсацію відмови променя (beam failure recovery); оптимальний вибір променя для кожної фази зв'язку (від початкового доступу до активного режиму передачі). Це потребує розробки інтелектуальних процедур і алгоритмів адаптації до змін у радіоканалі. Неефективне управління променем може стати причиною втрати зв'язку, перепідключення до іншої комірки, зменшення пропускної здатності.

Аналіз останніх джерел

У роботах [1-4] наведено аналіз процедур управління променями в системах 5G NR, зокрема в mmWave-діапазонах, і виділені основні виклики та майбутні напрямки розвитку цієї технології. Наголошено на високих втратах на шляху розповсюдження хвилі, блокуванні лінії прямої видимості через перешкоди, складність налаштування променя. У цих роботах не проведена кількісна оцінка ефективності процедур управління променем, зокрема для пакету сигналів синхронізації [5], для визначення оптимальних параметрів променів та мінімізації втрат на шляху в залежності від зміни впливаючих факторів.

Метою роботи є: дослідження процедур управління променем у мобільних телекомунікаціях 5G на міліметрових хвилях, оцінка впливу різних факторів на ширину променя, вибір оптимальної пари променів.

Система зв'язку з підсистемою управління променем

На рис. 1 приведена структурна схема системи зв’язку з підсистемою управління променем.

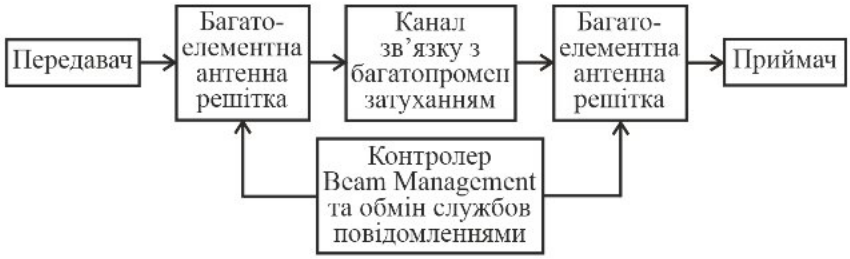

Рис. 1. Структурна схема системи зв’язку з підсистемою управління променем

У 5G запроваджено нові процедури керування променем (Beam Management) для встановлення і підтримання стійкого з’єднання за допомогою оптимальних пар променів gNB-UE. Ці процедури дозволяють забезпечити високу пропускну здатність і надійність з’єднання в mmWave.

Базова станція (gNB) представлена передавачем, оснащеним фазованою антенною решіткою, здатною до формування вузькоспрямованих променів. Передавач формує сигнал відповідно до стандарту 5G NR. Під час початкового доступу [6] генерується пакет сигналів синхронізації SSB (Synchronization Signal Block), що включає: Primary SSS (PSS) для синхронізації, Secondary SSS для ідентифікації стільника (ID), а також фізичний широкомовний канал PBCH (з опорними сигналами демодуляції) для передачі основної системної інформації (MIB). Кожний блок SSB тривалістю 4 символи OFDM займає 20 ресурсних блоків по частоті і передається з певною діаграмою спрямованості. Група з кількох SSB утворює пакет SSB, тривалістю 5 мс, який повторюється з періодом 20 мс [6]. Передавач здійснює сканування променів (beam sweeping) – тобто послідовно випромінює кожен SSB-блок у різних напрямках, охоплюючи увесь сектор. Таким чином UE (мобільний абонент) може відсканувати всі напрямки і визначити, з якого променя сигнал найсильніший.

Модель каналу зв’язку повинна враховувати реальні умови поширення сигналу в діапазоні mmWave. Для цього використовується канал з багатопроменевим затуханням. Він враховує: втрати поширення на великій відстані (значно більші на mmWave порівняно з частотами нижче 6 GHz); втрати сигналу через перешкоди і непостійність середовища; багатопроменеві затримки та завмирання. Залежність втрат на шляху розповсюдження сигналу від відстані між передавачем і приймачем приведена на рис. 2. та рис. 3.

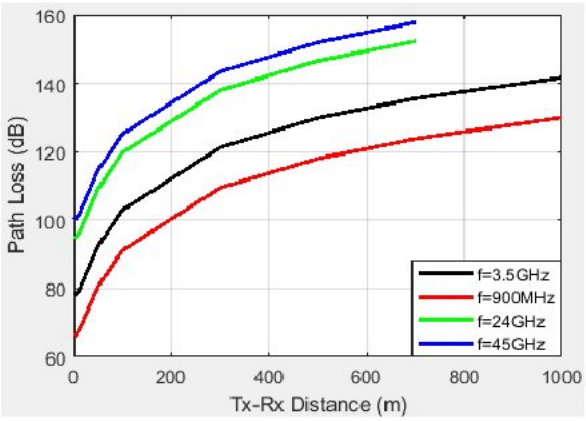

Рис. 2. Залежність втрат на шляху розповсюдження сигналу від відстані між передавачем і приймачем

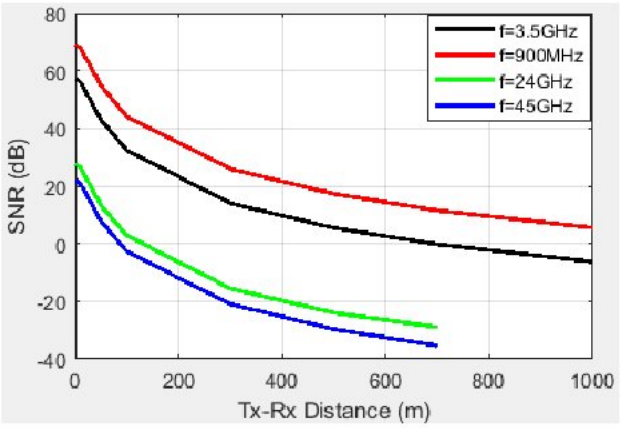

Рис. 3. Залежність середньоквадратичного значення шуму на приймачі від відстані між передавачем і приймачем

Визначимо параметри конфігурації каналу зв’язку для розрахунку SNR на елемент ресурсу (RE), отриманого з потужності передавача, шуму прийому, смуги пропускання і втрат на трасі. Середній сигнал, що приймається на RE, а також потужність приймальної антени і шуму на RE визначаються виразом:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{dB} = 10\lg(P_{Tx}) - 10\lg(L) + 10\lg\left(\frac{N_{FFT}}{12N_{grid}^{size}}\right) - 10\lg(2N_0^2)\,.$$

де P_{Tx} - загальна потужність на вході передаючої антенної решітки. N_{FFT} - Кількість точок швидкого перетворення Фур'є (FFT), що використовуються для модуляції OFDM. N_{grid}^{size} - Розмір сітки OFDM [5] в ресурсних блоках. L - Втрати на трасі. $\sqrt{2N_0}$ - Середньоквадратичне значення шуму на приймальну антену.

Приймання та вимірювання сигналу обумовлене наступними механізмами.. Мобільний абонент (UE) в моделі також оснащений антенною решіткою (з можливістю формувати та приймати направлені промені). На етапі початкового доступу UE виконує пошук комірки та синхронізацію. Модель UE повинна:

- приймати сигнал з різних напрямків: здійснюється власна розгортка променя. В результаті для кожної пари передавальний-приймальний промінь отримаємо оцінку потужності.

- скоригувати синхронізацію і демодуляцію: після вибору найкращого променя UE повинен виконати корекцію часу, OFDM-демодуляцію [7-9] та вилучити сигнали SSB.

- виміряти якість сигналу (RSRP/SINR): UE вимірює отриману потужність кожного SSB (або відповідного опорного сигналу) і на основі цих вимірів визначає найсильніший промінь.

- визначення найкращого променя: Отримавши виміри, UE обирає промінь з максимальною потужністю сигналу. Ця пара буде використана для подальшого обміну даними після встановлення зв'язку.

У 5G NR визначено три ключові процедури управління променем: P-1 – первинний пошук і вибір променя (SSB-based); P-2 – уточнення передавального променя (transmit-side CSI-RS-based); P-3 – уточнення приймального променя (receive-side CSI-RS-based), що схематично приведено на рис. 4.

Процедура 1 (P-1): SSB-Based Beam Sweeping, рис. 4, а.

Ця процедура фокусується на початковому захопленні на основі SSB для UE у режимі очікування. Під час початкового захоплення відбувається розгортка променя як на передавальному, так і на приймальному боці для вибору кращої пари променів на основі вимірів RSRP. В цілому, вибрані промені широкі і не можуть бути оптимальною парою променів передачі та прийому даних. Після з'єднання промені додатково уточнюються з використанням CSI-RS (для низхідної лінії зв'язку).

Для моделювання P-1 нам потрібно згенерувати пакет синхронізації. Наступний крок - сформувати промінь кожного з SSB в пакеті для охоплення як азимутального, так і вертикального напрямків і передати цей сигнал променем по просторовому каналу розсіювання.

Рис. 4. Схематичне зображення процедур управління променем: а – процедура P-1; б – Процедура P-2; в – процедура P-3 (БС – базова станція; МА – мобільний абонент; Прд – передавач; Прм - приймач)

Конфігурація пакета сигналу синхронізації. Для початкового доступу періодичність SSB складає 20 мс. Розглянемо пакет сигналів синхронізації (SS). Блок первинного сигналу синхронізації займає 240 підносійних та 4 символи OFDM. Щоб досягти розгортки променя на передавальному кінці, необхідно сформувати промінь кожного з блоків SS у згенерованому пакеті. Для заданих блоків SS у пакеті та вказаних діапазонів розгортки необхідно визначити азимут та піднесення різних променів. Потім сформувати промінь окремих блоків у пакеті у кожному з цих напрямків і передати його просторовим каналом розсіювання. Спектрограма пакету сигналів синхронізації (SS) показано на рис. 5. На рис. 6 показано залежність RSRP від шуму (NocdBm).

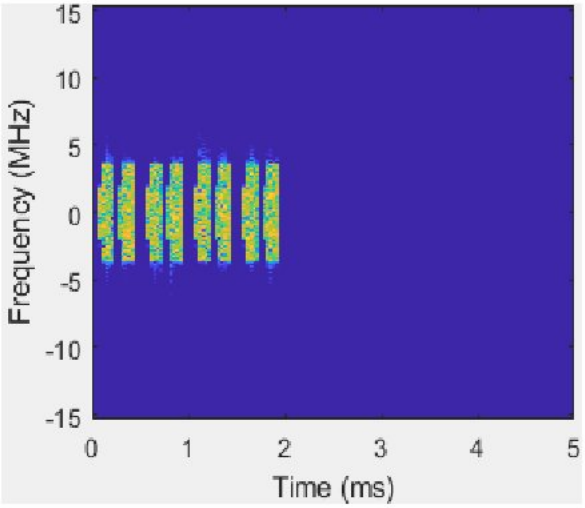

Рисунок 5. Генерація пакета SS у MATLAB

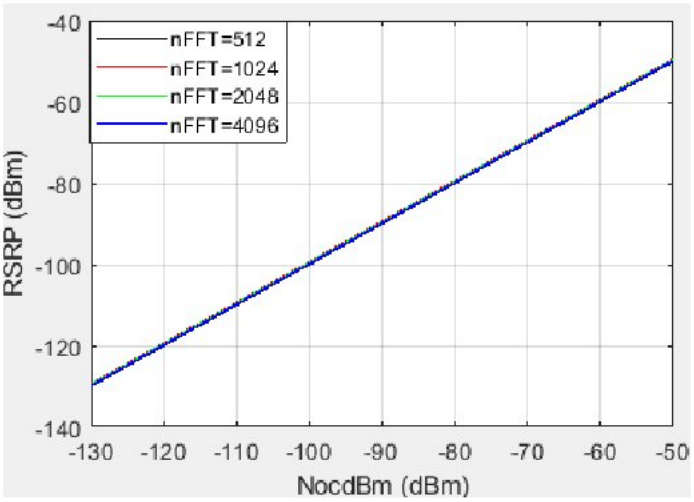

Рис. 6. Залежність RSRP від NocdBm

У стандарті 5G три типи вимірювань опорного сигналу CSI-RS, включають:

- RSRP (Reference Signal Received Power) – потужність прийнятого опорного сигналу CSI – рис.6.
- RSSI (Received Signal Strength Indicator) – індикатор рівня прийнятого сигналу CSI – рис.7.
- RSRQ (Reference Signal Received Quality) – якість прийнятого опорного сигналу CSI – рис. 8.

NocdBm - потужність завад від інших елементів і шум від інших джерел, що моделюється як адитивний білий гаусовий шум (AWGN) і вимірюється у децибелах на міліват.

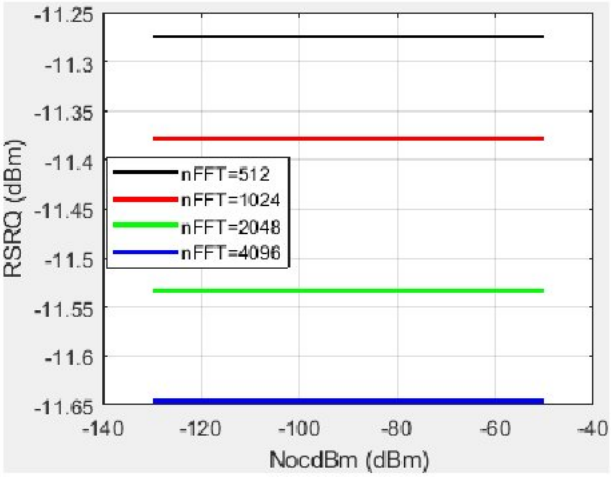

Рис. 7. Залежність RSRQ від NocdBm

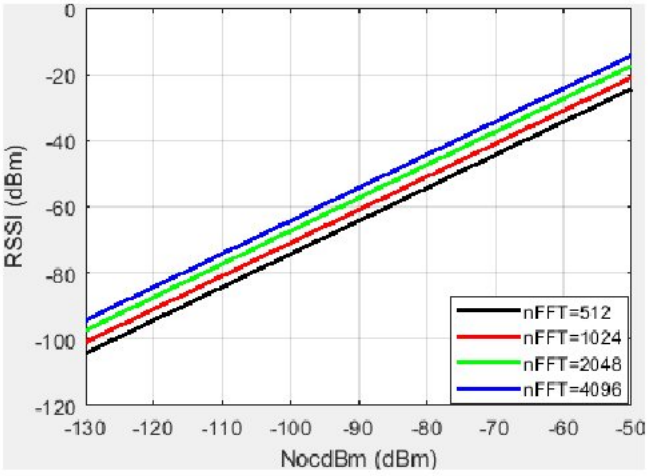

Рис. 8. Залежність RSSI від NocdBm

Залежність ширини променя від кількості антенних елементів приведена на рис. 9.

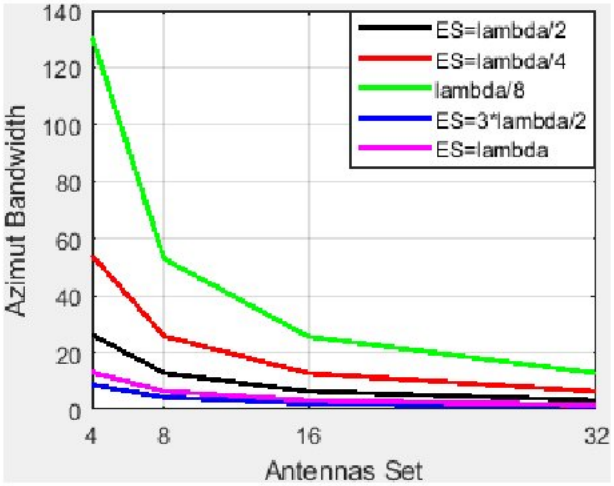

Рис. 9. Залежність ширини променя від кількості антенних елементів у антенній решітці

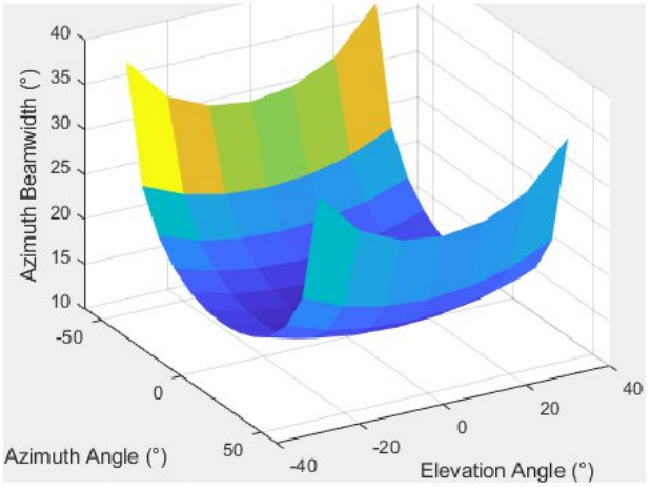

Рис. 10. Дослідження ширини променя від напрямку управління

Дослідження ширини променя від напрямку управління у тривимірній площині (рис. 10). Центральні кути променя у напрямку розповсюдження мають меншу ширину.

Залежність ширини променя від напрямку при різній кількості антен передавача приведена на рис. 11. та рис. 12.

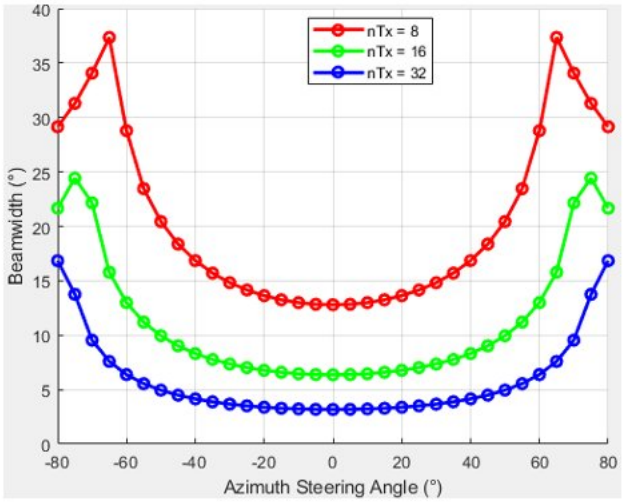

Рис. 11. Залежність ширини променя від напрямку при різній кількості антен передавача

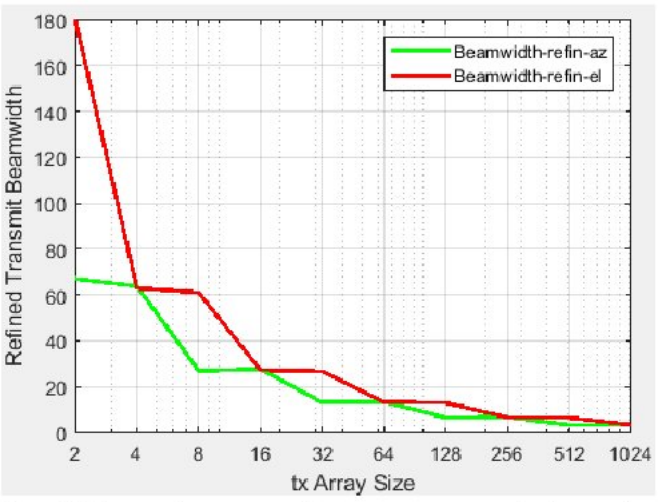

Рис. 12. Залежність уточненої ширини променя від кількості антен передавача

Процедура 2 (P-2), рис. 4, б: уточнення променя на боці передавача на основі CSI-RS. Після того, як початковий промінь встановлений, для отримання одноадресної передачі даних з високою спрямованістю і високим підсиленням потрібно промінь набагато тонший, ніж промінь SSB. Таким чином, набір ресурсів опорного сигналу налаштовується і передається в різних напрямках з використанням тонших променів в кутовому діапазоні променя початкового процесу захоплення.

На рис. 13 показаний сценарій 3D розсіювання MIMO [9], змодельований за допомогою MATLAB. Він включає діаграми спрямованості антенної решітки передавача та приймача, положення розсіювачів та їх шляху.

Процедура 3 (P-3), рис. 4, в: уточнення променя на боці приймача на основі CSI-RS.

P-3 фокусується на регулюванні променя на боці приймача з урахуванням поточного передаючого променя. Цей процес спрямований на пошук найкращого приймального променя, який може бути сусіднім або уточненим променем. Для цієї процедури набір ресурсів опорного сигналу (ненульової потужності CSI-RS для

низхідного каналу і SRS для висхідного каналу) передається з тим же променем, а UE або gNB [5] приймає сигнал з використанням різних променів з різних напрямків, що охоплюють кутовий діапазон.

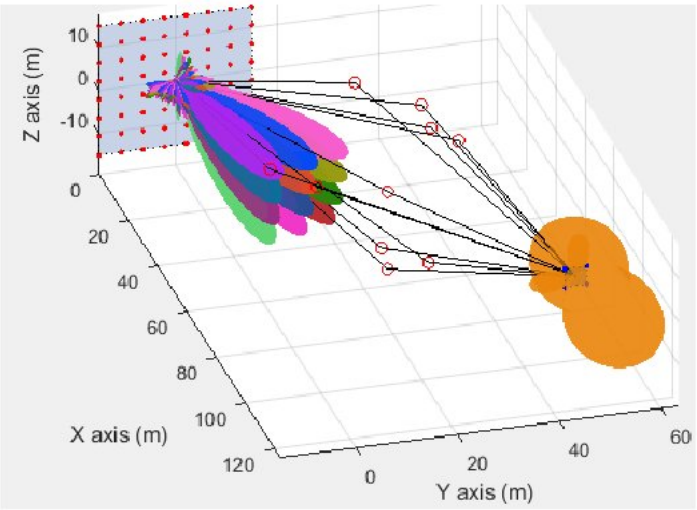

Рис. 13. Моделювання просторової сцени P-2 у MATLAB

Нарешті, найкращий приймальний промінь вибирається з урахуванням вимірювань RSRP всіх прийомних променях.

Висновки

В роботі проведено моделювання та дослідження процедур керування променями в системах мобільного зв'язку п'ятого покоління (5G NR) у діапазоні міліметрових хвиль. Проаналізовано схеми обробки сигналів для процедур P-1 та P-2. Дослідження процедур Сканування променя та Визначення променя показало, що передача восьми SSB-блоків кожні 20 мс (одна повна розгортка на стороні gNB) потребує 160 мс для повної двобічної розгортки (8 Tx × 8 Rx), якщо UE змінює напрямок для кожного пакета SSB. Аналіз залежності втрат на шляху від відстані виявив, що при віддаленні між передавачем та приймачем на 700 м і зміні робочої частоти з 0,9 до 45 ГГц втрати на шляху зростають на 35 дБ. При цьому середньоквадратичне значення шуму на приймальній антені зменшується на 55 дБ. Дослідження залежності ширини променя від кількості елементів антенної решітки та міжелементного інтервалу показало, що збільшення кількості елементів і міжелементної відстані призводить до зменшення ширини променя. Зокрема, для URA з 32 елементами ширина променя зменшується на 10° при збільшенні міжелементного інтервалу з $\lambda/8$ до $3\lambda/2$. Аналіз просторової залежності ширини променя у тривимірній площині виявив, що найменша ширина променя спостерігається у напрямку поширення хвилі (0°), тоді як на краях діапазону керування (±60° по азимуту) спостерігається розширення променя через зростання рівня бічних пелюсток. Для площини підйому мінімальна ширина променя також відповідає напрямку (0°). При відхиленні до ±60° або ±30° ширина збільшується через перерозподіл енергії між основною та бічними пелюстками. Вертикальна ширина може бути більшою, що зумовлено меншою кількістю елементів у вертикальному напрямку решітки. Дослідження впливу кількості антен передавача на ширину променя та допустимий кут відстройки UE показало, що при збільшенні кількості елементів з 8 до 32 кут відстройки без зміни ширини променя може зростати від ±15° до ±30°. Подальше збільшення кута призводить до експоненційного зростання ширини променя.

Література

1. Li, Y. -N. R., Gao, B., Zhang, X. & Huang, K. (2020). Beam Management in Millimeter-Wave Communications for 5G and Beyond. *IEEE Access*, *8*, 13282-13293, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2963514.

2. Chatzoglou, E. & Goudos, S.K. (2023). Beam-Selection for 5G/B5G Networks Using Machine Learning: A Comparative Study. *Sensors*, *23*, 2967, https://doi.org/10.3390/s23062967.

3. Xue, Q., Guo, J., Zhou, B., Xu, Y., Li, Z. & Ma, S. (2024). AI/ML for Beam Management in 5G-Advanced: A Standardization Perspective. *IEEE Vehicular Technology Magazine, 19*(4), 64-72, doi: 10.1109/MVT.2024.3431790.

4. Al-Hatim Y. M. & Al Janaby A. O. (2024). Artificial-Intelligence-Enhanced Beamforming for Power-Efficient User Targeting in 5G Networks using Reinforcement Learning. *International Journal of Computing and Digital Systems*, *16*(1), 1083-1095. doi: 10.12785/ijcds/160179.

5. Boiko, J., Pyatin, I., & Eromenko, O. (2022). Analysis of signal synchronization conditions in 5G mobile information technologies. *In Proceedings of the 16th IEEE International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET 2022),* IEEE Press (pp. 1–6). https://doi.org/10.1109/TCSET55632.2022.9766899.

6. Пятін, І.С., Макаришкін, Д.А. & Мішан В.В. (2021). Дослідження процедури початкового доступу до мережі зв'язку п'ятого покоління. *Вісник Хмельницького національного університету*, *5*, 141-149.

7. Park, J., Lee, E., Park, S., Raymond, S., Pyo, S. & Jo, H. (2019). Modeling and Analysis on Radio Interference of OFDM Waveforms for Coexistence Study. *IEEE Access, 7*, 35132-35147, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2896280.

8. Лужанський, В.І. & Макаришкін, Д.А. (2019). Дослідження діаграми направленості плоскої еквідистантної рівноамплітудної фазованої антенної решітки залежно від довжини електромагнітної хвилі, кількості випромінюючих елементів та відстані між ними. *Вісник Хмельницького національного університету*, *6*, 161-167.

9. Boiko, J., Pyatin, I. & Eromenko, O. (2022). Signal Processing in the Synchronization System of Communication Channel with OFDM. *In Proceedings of the 2022 IEEE 4th International Conference on Advanced Trends in Information Theory (ATIT),* IEEE Press (14-18). doi: 10.1109/ATIT58178.2022.10024232.

References

1. Li, Y. -N. R., Gao, B., Zhang, X. & Huang, K. (2020). Beam Management in Millimeter-Wave Communications for 5G and Beyond. *IEEE Access, 8*, 13282-13293, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2963514.

2. Chatzoglou, E. & Goudos, S.K. (2023). Beam-Selection for 5G/B5G Networks Using Machine Learning: A Comparative Study. *Sensors, 23*, 2967, https://doi.org/10.3390/s23062967.

3. Xue Q. et. al. (2024). AI/ML for Beam Management in 5G-Advanced: A Standardization Perspective. arXiv:2309.10575.

4. Al-Hatim Y. M. & Al Janaby A. O. (2024). Artificial-Intelligence-Enhanced Beamforming forPower-Efficient User Targeting in 5G Networks using Reinforcement Learning. International Journal of Computing and Digital *Systems, 16*(1), 1083-1095. doi: 10.12785/ijcds/160179.

5. Boiko, J., Pyatin, I., & Eromenko, O. (2022). Analysis of signal synchronization conditions in 5G mobile information technologies. *In Proceedings of the 16th IEEE International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET 2022),* IEEE Press (pp. 1–6). https://doi.org/10.1109/TCSET55632.2022.9766899.

6. Piatin, I.S., Makaryshkin, D.A. & Mishan V.V. (2021). Doslidzhennia protsedury pochatkovoho dostupu do merezhi zviazku piatoho pokolinnia. *Visnyk Khmelnytskoho natsionalnoho universytetu, 5*, 141-149.

7. Park, J., Lee, E., Park, S., Raymond, S., Pyo, S. & Jo, H. (2019). Modeling and Analysis on Radio Interference of OFDM Waveforms for Coexistence Study. *IEEE Access, 7*, 35132-35147, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2896280.

8. Luzhanskyi, V.I. & Makaryshkin, D.A. (2019). Doslidzhennia diahramy napravlenosti ploskoi ekvidystantnoi rivnoamplitudnoi fazovanoi antennoi reshitky zalezhno vid dovzhyny elektromahnitnoi khvyli, kilkosti vyprominiuiuchykh elementiv ta vidstani mizh nymy. *Visnyk Khmelnytskoho natsionalnoho universytetu, 6*, 161-167.

9. Boiko, J., Pyatin, I. & Eromenko, O. (2022). Signal Processing in the Synchronization System of Communication Channel with OFDM. *In Proceedings of the 2022 IEEE 4th International Conference on Advanced Trends in Information Theory (ATIT),* IEEE Press (pp. 14-18). doi: 10.1109/ATIT58178.2022.10024232.

В І Д Г У К

на дипломну роботу ст. гр. ЕКРм-24-1 Коротуна М.В.

«Метод формування діаграми спрямованості для фазованих антенних решіток»

Актуальність дипломної роботи.

Фазовані антенні решітки набули великої популярності в радіолокації, супутниковому зв'язку та бездротових телекомунікаціях завдяки можливостям електронного керування променем без механічного повороту антени. Принцип роботи ФАР полягає у використанні множини випромінювачів, сигнали з яких підсумовуються в просторі. За умови синфазного випромінювання на певному напрямку ці сигнали інтерферують конструктивно, створюючи інтенсивний головний промінь у вибраному напрямку, а в інших напрямах відбувається часткове взаємне гасіння. Таким чином досягається висока напрямленість випромінювання без фізичного переміщення антени.

В першому розділі дипломної роботи здійснено огляд принципів побудови фазованих антенних решіток, їх апаратна реалізація. У другому розділі роботи представлений аналіз параметрів антенних решіток, побудовані графіки зміни основних показників від впливаючих факторів. В третьому розділі дипломної роботи розглянуті методи зменшення бічних пелюсток: використання амплітудного тінювання, блоків справжньої затримки часу. Четвертий розділ кваліфікаційної роботи присвячений дослідженню гібридного методу формування променя, дослідженню будови управляючого вектора, електронного управління діаграмою спрямованості.

Дипломна робота виконана на високому науково-технічному рівні і заслуговує оцінку «відмінно», а Коротун М.В. – присвоєння кваліфікації магістра з спеціальності «Електронні комунікації та радіотехніка».

Доктор техн. наук, проф. Бойко Ю.М.

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

РЕЦЕНЗІЯ НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ

Дипломник: *Коротун Микола Вікторович*
Тема роботи: *Метод формування діаграми спрямованості для фазованих антенних решіток*
Спеціальність *172 «Електронні комунікації та радіотехніка»*

Обсяг дипломної роботи

Кількість листів креслень *19* Кількість сторінок записки *132*

1. Короткий зміст роботи та прийнятих рішень в результаті виконаного наукового дослідження *розробці методики формування діаграми спрямованості фазованої антенної решітки, яка забезпечує високі показники напрямленості випромінювання та гнучке електронне керування променем при мінімальному рівні бічних пелюсток.. В першому розділі дипломної роботи здійснено огляд принципів побудови фазованих антенних решіток, їх апаратна реалізація. У другому розділі роботи представлений аналіз параметрів антенних решіток, побудовані графіки зміни основних показників від впливаючих факторів. В третьому розділі дипломної роботи розглянуті методи зменшення бічних пелюсток: використання амплітудного тінювання, блоків справжньої затримки часу. Четвертий розділ кваліфікаційної роботи присвячений дослідженню гібридного методу формування променя, дослідженню будови управляючого вектора, електронного управління діаграмою спрямованості.*

2. Висновок про відповідність роботи дипломному завданню *Дипломна робота відповідає виданому завданню*

3. Характеристика виконання кожного розділу, ступінь використання останніх досягнень науки та техніки і передових методів роботи: *Апартне забезпечення фазованих антенних решіток дозволяє електронно керувати променем 5G-антени як у базових станціях, так і в користувацьких пристроях. Ключові елементи – фазозсувники, підсилювачі на кожен елемент, цифрові контролери для швидкого налаштування – тепер об'єднані в єдині рішення. Проведений аналіз параметрів та діаграм спрямованості фазованих антенних решіток показав, що збільшення кількості елементів і оптимізація амплітудно-фазового розподілу дозволяють суттєво звузити головний промінь та контролювати рівень бічних пелюсток. Блоки справжньої затримки часу дозволяють зменшити зміщення променя в широкій смузі частот.*

Досліджений метод формування діаграми спрямованості фазованих антенних решіток є універсальним підходом до синтезу променя, який однаково добре працює для лінійних (ULA) та прямокутних (URA) решіток.

4. Позитивні сторони роботи: *Проведений аналіз параметрів та діаграм спрямованості фазованих антенних решіток. Проведене дослідження гібридного методу формування променя для фазованих антенних решіток з електронним керуванням. Досліджені параметри, що впливають на ширину променя антенної решітки.*

5. Негативні сторони роботи: *У роботі бажано було би провести поступове дослідження всіх кроків, що включаються у метод формування діаграми спрямованості для фазованих антенних решіток, а не тільки кінцевий результат. Присутні невеликі граматичні помилки. Однак, ці недоліки не мають принципового значення, суттєво не впливають на кінцевий результат і не знижують загального враження від проведеної роботи.*

6. Оцінка графічного оформлення та пояснювальної записки роботи: *немає*

7. Відгук про роботу в цілому: *Дипломна робота виконана на високому технічному рівні, має безперечну актуальність в області фазованих антенних решіток. Результати дослідження мають важливе практичне застосування для дослідження вплиув параметрів антенної решітки на форму діаграми.*

8. Інші зауваження: *немає*

9. Оцінка дипломної роботи: *Дипломна робота відповідає встановленим вимогам і заслуговує оцінки «відмінно» (5.00/A), а її автору Коротуну М.В, присвоєння кваліфікації магістра з спеціальності «Електронні комунікації та радіотехніка»*

10. Рецензент (прізвище, ім'я, по батькові, місце роботи) *Єрьоменко Олександр Іванович – к.т.н., доцент кафедри фізики, математики та інформатики*

«24» листопада 2025р.

підпис

Anti-Plagiarism (UA) v-16.644

Максимальне співпадіння з одним документом 1.0%

Словники перевірки: UA, US, RU. **Помилок в документах: 14%**

	Документ		Сумарний збіг по Базі Даних	
ID: 250196 Назва: Метод формування діаграми спрямованості для фазованих антенних решіток Додано в БД: 2025-11-23 Автора: Коротун Микола Вікторович Керівники: Бойко Юлій Миколайович Консультанти: Опоненти:	Символи	Лексеми	Символи	Лексеми
	97780	1494	1273 (1%)	22 (1%)

Джерело плагіату

ID	Опис	Наявність плагіату в документі	
		Символи	Лексеми

Протокол аналізу звіту подібності науковим керівником

Заявляю, що я ознайомився (-лась) з Повним звітом подібності, який був згенерований Системою виявлення і запобігання плагіату щодо роботи:

Автор: Микола КОРОТУН ЕКРм-24-1

Співавтор:

Назва: Метод формування діаграми спрямованості для фазованих антенних решіток

Науковий керівник: Юлій БОЙКО д.т.н., проф.

Підрозділ: Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

Коефіцієнт подібності 1:1.6%

Коефіцієнт подібності 2:0.7%

Мікропробіли: 0

Заміна букв: 48

Інтервали: 0

Білі знаки: 0

Дата створення звіту: 2025-11-24 18:13:12.0

Після аналізу Звіту подібності констатую наступне:

☑ **Запозичення, виявлені в роботі є законними і не є плагіатом. Рівень подібності не перевищує допустимої межі. Таким чином робота незалежна і приймається.**

☐ **Запозичення не є плагіатом, але перевищено граничне значення рівня подібностей. Таким чином робота повертається на доопрацювання.**

☐ **Виявлено запозичення і плагіат або навмисні текстові спотворення (маніпуляції), як передбачувані спроби укриття плагіату, які роблять роботу невідповідною вимогам законодавства (Ст. 32. ЗУ Про вищу освіту, пункт 3.1, Ст. 42. ЗУ Про освіту) та вимог НАЗЯВО (Критерій 5), а також кодексу етики і процедурам. Таким чином робота не приймається.**

Обгрунтування: Після аналізу повного звіту подібності вважаю, що виявлені системою збіги мають технічний характер, зумовлений термінів і стандартних формулювань. Рівень подібності (К1=1,6%, К2=0,7%) є значно нижчим за допустимі межі. Роботу кваліфікаційну магістерську можна приймати без зауважень.

Дата 25.11.2025 експерт Олег ПИВОВАР

РІШЕННЯ ЕКСПЕРТНОЇ КОМІСІЇ КАФЕДРИ ТМТП

ПРО ДОПУСК КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ ДО ЗАХИСТУ

Назва кваліфікаційної роботи Метод формування діаграми спрямованості фазованих ант. решіт.
Автор Микола Корощук
Освітня програма Електронні інформаційно-комунікаційні системи та мережі
Рівень вищої освіти Другий (магістерський)
Спеціальність 172 Електронні комунікації та радіотехніка
Науковий керівник: Юрій Бойко

На основі аналізу кваліфікаційної роботи на дотримання вимог академічної доброчесності (у т.ч. відсутності ознак академічного плагіату) з урахуванням результатів перевірки роботи спеціалізованим програмним засобом(ами) комісія зробила такий висновок:

№	Висновок	Позначка про відповідність
1	Ознаки академічного плагіату	
1.1	Запозичення, виявлені в роботі, є законними і не є академічним плагіатом (далі – зазначаються підстави віднесення запозичень до правомірних, якщо потрібно). Робота приймається до захисту.	відповідність
1.2	Виявлені запозичення не є академічним плагіатом, розміщені в розділах, які не описують безпосередньо авторське дослідження, але кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи (далі – зазначаються детальні та аргументовані підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту, але має бути відкоригована.	
1.3	Виявлені запозичення не є академічним плагіатом, але частково розміщені в розділах, які описують безпосередньо авторське дослідження, а кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи. Робота може бути допущена до захисту після того як буде відкоригована та доопрацьована і успішно пройде повторну перевірку на академічний плагіат.	
1.4	Робота містить навмисні текстові спотворення, передбачувані спроби укриття текстових запозичень або інші прояви академічного плагіату. Робота містить фабрикацію або фальсифікацію даних. Робота не допускається до захисту.	
2	Інші види порушень академічної доброчесності	

Підтвердження:
За результатами перевірки системою встановлено, що виявлені збіги є правомірними і технічного характеру, ознак академічного плагіату не виявлено (КІ=16%). Рівень подібності відповідає нормам. Робота допускається до захисту.

Дата 25.11.25р.

Завідувач кафедри [підпис] Підченко С.
Підпис Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

Гарант освітньої програми [підпис] Підченко С.
Підпис Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

Керівник кваліфікаційної роботи [підпис] Юрій Бойко
Підпис Ім'я, ПРІЗВИЩЕ