

Міністерство освіти і науки України  
Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна

Факультет (навчально-науковий інститут)  
РБЕКС

Кафедра Прикладної електродинаміки

До захисту допущено  
Кафедрою \_\_\_\_\_ протокол № \_\_\_\_\_ від \_\_\_\_\_

завідувач кафедри \_\_\_\_\_ Вадим ПЛАХТІЙ  
(підпис) (ім'я, прізвище)

« \_\_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 202\_ р.

Кваліфікаційна робота  
здобувача \_\_\_\_\_ другого (магістерського)  
рівня вищої освіти  
(першого (бакалаврського) / другого (магістерського))

ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ФАЗОВОГО КЕРУВАННЯ ЕЛЕМЕНТАМИ  
АНТЕННИХ РЕШІТОК НА ФОРМУВАННЯ СПРЯМОВАНОСТІ  
ВИПРОМІНЮВАННЯ

(назва роботи)

Спеціальність (спеціалізація) \_\_\_\_\_ 105 – Прикладна фізика та наноматеріали

(код та найменування спеціальності; спеціалізації спеціальності - за наявності)

Освітня програма Прикладна фізика та наноматеріали

(назва освітньої програми)

Виконав \_\_\_\_\_ Станіслав Немченко  
(підпис) (ім'я, прізвище)

Науковий керівник \_\_\_\_\_ Ганна УСІНА  
(підпис) (ім'я, прізвище)

Харків – 202\_

## РЕФЕРАТ

Магістерська робота: 46 с., 10 рис., 28 джерел. 24 бібліографічних посилань.

**Немченко С. С.** Дослідження впливу фазового керування елементами антенних решіток на формування спрямованості випромінювання. – Кваліфікаційна робота магістра. – Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна, Харків, 2025.

### **АНТЕННА РЕШІТКА, ФАЗОВЕ КЕРУВАННЯ, ДІАГРАМА СПРЯМОВАНOSTI, МНОЖНИК РЕШІТКИ, ЕЛЕКТРОННЕ СКАНУВАННЯ, БІЧНІ ПЕЛЮСТКИ, МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ, PYTHON.**

**Мета роботи** – дослідження ефективності фазового методу керування променем та розробка практичних рекомендацій щодо оптимізації параметрів антенних решіток для забезпечення заданих характеристик сканування з мінімізацією побічного випромінювання.

**Методи дослідження.** У роботі використано аналітичні методи теорії антен для опису фізичних процесів інтерференції, а також методи чисельного математичного моделювання в середовищі програмування Python (з використанням бібліотек NumPy та Matplotlib) для візуалізації та аналізу діаграм спрямованості.

**Сфера застосування.** Результати роботи можуть бути використані при проектуванні антенних систем для мобільного зв'язку 5G, сучасних радіолокаційних станцій та терміналів супутникового зв'язку

## ABSTRACT

Master's thesis: 46 p., 10 fig., 15 sources., 34 bibliographic references.

**Nemchenko S. S.** Investigation of the Influence of Phase Control of Antenna Array Elements on Radiation Pattern Formation. Master's Qualification Thesis. – V. N. Karazin Kharkiv National University, Kharkiv, 2025.

**ANTENNA ARRAY, PHASE CONTROL, RADIATION PATTERN, ARRAY FACTOR, ELECTRONIC SCANNING, SIDE LOBES, MATHEMATICAL MODELING, PYTHON.**

**The purpose of the work** is to investigate the efficiency of the phase beam steering method and to develop practical recommendations for optimizing antenna array parameters to ensure specified scanning characteristics while minimizing side radiation.

**Research methods.** Analytical methods of antenna theory were used to describe physical interference processes, as well as numerical mathematical modeling methods in the Python programming environment (using NumPy and Matplotlib libraries) to visualize and analyze radiation patterns.

**Sphere of application.** The results of the work can be used in the design of antenna systems for 5G mobile communications (Beamforming technology), modern radar stations, and satellite communication terminals.

## ЗМІСТ

|  |    |
|--|----|
| ВСТУП.....   | 6  |
| 1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД СУЧАСНИХ АНТЕННИХ СИСТЕМ ІЗ<br>КЕРОВАНИМ ВИПРОМІНЮВАННЯМ .....                   | 9  |
| 1.1. Еволюція антенних систем: від пасивних до активних фазових<br>антенних решіток (АФАР).....      | 9  |
| 1.2. Класифікація антен з керованою діаграмою спрямованості .....                                    | 12 |
| 1.3. Сучасні методи формування діаграм спрямованості: амплітудний,<br>фазовий, часовий .....         | 14 |
| 1.4. Огляд застосування керованих антенних решіток у сучасних<br>радіотехнічних системах.....        | 16 |
| 2 ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ФОРМУВАННЯ ВИПРОМІНЮВАННЯ<br>АНТЕННИМИ РЕШІТКАМИ .....                           | 19 |
| 2.1. Фізичні принципи формування та керування випромінюванням в<br>антенних решітках.....            | 19 |
| 2.2. Математичний опис діаграми спрямованості лінійної антенної<br>решітки .....                     | 20 |
| 2.3. Вплив основних параметрів решітки на характеристики<br>випромінювання .....                     | 22 |
| 2.3.1. Вплив кількості елементів $N$ .....   | 22 |
| 2.3.2. Вплив інтервалу між елементами $d$ .....  | 23 |
| 2.3.3. Вплив амплітудного розподілу струмів ( $A_n$ ) .....  | 24 |
| 2.4. Принципи електронного сканування променя за допомогою<br>фазового керування .....               | 25 |
| 3 МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ВПЛИВУ ФАЗОВОГО<br>КЕРУВАННЯ НА ДІАГРАМУ СПРЯМОВАНOSTІ.....                | 27 |
| 3.1. Розробка математичної моделі просторового розподілу<br>випромінювання .....                     | 27 |
| 3.2. Моделювання діаграми спрямованості за різних параметрів<br>керування (Сканування променем)..... | 30 |
| 3.3. Дослідження впливу кількості елементів на ширину головного<br>пелюстка.....                     | 31 |

|  |    |
|--|----|
| 3.4. Експериментальна оцінка впливу інтервалу між елементами та появи дифракційних максимумів..... | 33 |
| 3.5. Дослідження впливу амплітудного розподілу на рівень бічних пелюсток.....                      | 35 |
| 3.6. Оцінка впливу дискретизації фази (похибки цифрових фазообертачів) .....                       | 36 |
| 4 АНАЛІЗ РЕЗУЛЬТАТІВ МОДЕЛЮВАННЯ ТА РЕКОМЕНДАЦІЇ .....   | 39 |
| 4.1. Порівняльний аналіз отриманих результатів з теоретичними очікуваннями.....                    | 39 |
| 4.2. Оцінка ефективності фазового керування .....  | 39 |
| 4.3. Рекомендації щодо оптимізації параметрів антенних решіток.....                                | 40 |
| ВИСНОВКИ .....   | 42 |
| СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....  | 44 |

## ВСТУП

**Актуальність теми.** Поточний стан розвитку радіоінженерних систем, від контексту мобільного зв'язку п'ятого покоління (5G) до супутникового зв'язку, радарів і систем бездротової передачі даних, встановив суворі вимоги до проектування антенних систем. Антенні решітки, реалізовані у формі керованої спрямованої решітки, є ключовими елементами таких систем і можуть використовуватися для швидкого сканування електронного простору, адаптивного формування променя для підвищення сигналу в бажаному напрямку або збільшення підсилення сигналу, обмежуючи при цьому втрати від перешкод. Фазове керування — це найпотужніша та найуніверсальніша техніка керування, оскільки це пристрій, який створює кероване фазове зсув між випромінюючими елементами решітки. Цей підхід дозволяє досягти високої швидкості сканування та точності наведення променя. Але робота фазового керування залежить виключно від параметрів решітки, що застосовуються, наприклад, кількості елементів, їхньої відстані один від одного та закону розподілу фази. Невдалий вибір цих аспектів призводить до високих бічних пелюсток і погіршення зв'язку та роздільної здатності радара. Отже, дослідження впливу фазового керування на характеристики випромінювання є надзвичайно важливим науково-технічним завданням.

**Мета і завдання дослідження.** Метою цієї роботи є вивчення впливу фазового керування на параметри лінійної антенної решітки на формування її діаграми спрямованості та розробка рекомендацій щодо оптимізації її характеристик.

Для досягнення поставленої мети необхідно було вирішити такі завдання:

- Провести аналітичний огляд сучасних методів та еволюції антенних систем з керованим випромінюванням; визначити та охарактеризувати

основні фізичні принципи формування та керування випромінюванням в антенних решітках;

- Розробити математичну модель для аналізу просторового розподілу випромінювання в лінійній антенній решітці;
- Створити програмну реалізацію розробленої моделі для комп'ютерного моделювання;
- Дослідити вплив ключових параметрів (кількість елементів, відстань між ними, фазовий зсув) на форму діаграми спрямованості, зокрема на напрямок головного пелюстка та рівень бічних пелюстків;
- Проаналізувати отримані результати, порівняти їх з теоретичними даними та сформулювати висновки щодо ефективності фазового керування.

**Об'єкт дослідження** – процес формування діаграми спрямованості випромінювання лінійними антенними решітками.

**Предмет дослідження** – вплив фазового розподілу між елементами антенної решітки на характеристики її діаграми спрямованості, зокрема на напрям головного максимуму, ширину головної пелюстки та рівень бічних пелюстків.

**Методи дослідження.** Для розв'язання поставлених завдань у роботі використано комплексний підхід, що включає аналітичний огляд науково-технічної літератури, методи теорії антен та дифракції, а також комп'ютерне математичне моделювання для візуалізації та аналізу характеристик випромінювання.

**Наукова новизна одержаних результатів** полягає у систематизації залежностей між параметрами фазового керування лінійної антенної решітки та характеристиками її діаграми спрямованості. В рамках роботи створено програмну модель, що дозволяє наочно продемонструвати та

кількісно оцінити вплив зміни фазового зсуву, кількості елементів та відстані між ними на ефективність сканування та рівень побічного випромінювання.

**Практичне значення одержаних результатів.** Отримані в ході моделювання дані та розроблені на їх основі рекомендації можуть бути використані при проектуванні сучасних антенних систем для радіолокації, систем бездротового зв'язку та інших радіотехнічних комплексів. Результати роботи дозволяють обґрунтовано обирати параметри антенних решіток для формування заданої діаграми спрямованості з мінімізацією рівня бічних пелюсток, що сприяє підвищенню ефективності та надійності відповідних систем.

# 1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД СУЧАСНИХ АНТЕННИХ СИСТЕМ ІЗ КЕРОВАНИМ ВИПРОМІНЮВАННЯМ

У цьому розділі проводиться аналітичний огляд сучасних методів та засобів формування діаграм спрямованості (ДС) антенних систем із керованим випромінюванням. Розглядається еволюція таких систем, їх класифікація та фундаментальні принципи, що лежать в основі керування променем.

## 1.1. Еволюція антенних систем: від пасивних до активних фазових антенних решіток (АФАР)

Можна стверджувати, що шлях розвитку радіоінженерії (передусім РЛС та станцій космічного зв'язку) пролягав через пошук нових методів наведення променя [1]. Раніше домінували системи з механічним скануванням, де для зміни зони огляду доводилося фізично рухати всю антену, наприклад, повертати дзеркало [2, 3]. Хоча такі рішення простіші у виготовленні, їхня ефективність обмежена серйозними недоліками. Головними проблемами є значна інерція та низька швидкість реакції, ризик поломки механічних приводів, а також нездатність "тримати" на супроводі кілька рознесених цілей одночасно [2].

Поява решіток з електронним скануванням дозволяє подолати ці обмеження. У таких системах антена залишається нерухомою, а промінь переміщується в просторі шляхом зміни фазового розподілу струмів на апертурі антени. Саме цей принцип лежить в основі фазованих антенних решіток (ФАР) [3, 5].

Першим домінуючим рішенням у цій сфері стали пасивні фазові решітки, відомі у світі як PESA. Їхня робота базується на використанні одного потужного передавального пристрою — наприклад, клістрона або лампи біжучої хвилі — який живить усю систему. Енергія від цього джерела

розходиться по випромінювачах через фідерний тракт, у який "вбудовано" спеціальні модулі керування фазою [3]. Саме завдяки маніпуляціям із фазою на окремих елементах решітки (або їх групах) стає можливим миттєве переміщення променя. Безумовно, це забезпечило значно кращу динаміку огляду, ніж у механічних радарів, проте така схема має і свої слабкі місця [1]:

- Втрати потужності у фідерному тракті та фазообертачах;
- Низька "живучість" - вихід з ладу єдиного передавача призводить до відмови всієї системи.

Сучасним етапом еволюції є перехід до активних фазових антенних решіток (АФАР / AESA - Active Electronically Scanned Array).

Ключовою відмінністю АФАР є відсутність центрального потужного передавача. Замість цього кожен випромінюючий елемент (або невелика підрешітка) оснащується власним мініатюрним твердотільним приймально-передавальним модулем (ППМ / TRM - Transmit-Receive Module) [2]. Відмінність архітектур пасивної та активної решіток наведено на рисунку

1.1. Кожен модуль містить підсилювач потужності, мало шумливий підсилювач, а також цифрові схеми керування фазою та амплітудою [4].

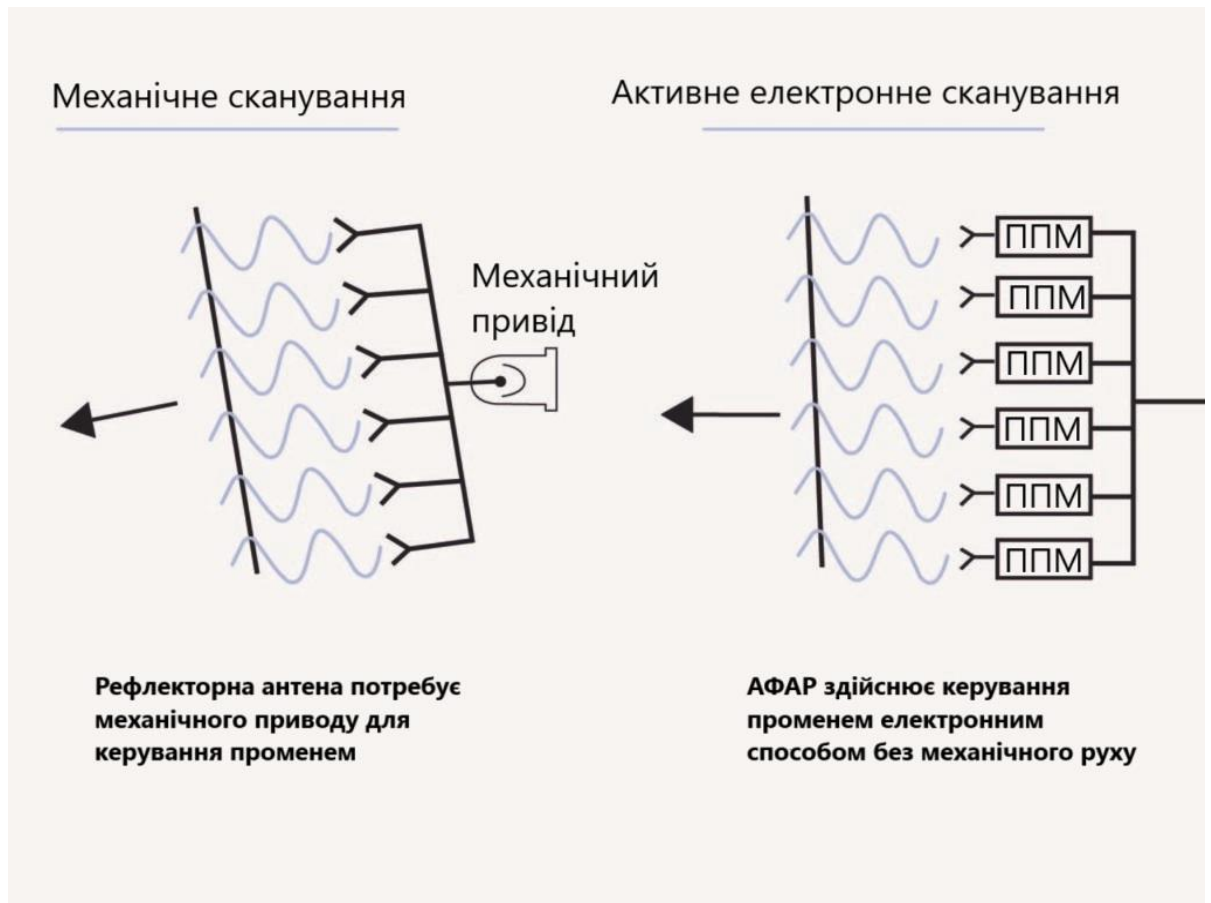


Рисунок 1.1 - Порівняння принципів механічного та активного електронного сканування

Переваги активних решіток, які зумовили їх масове впровадження [4]:

1. Висока надійність: вихід з ладу навіть 10 - 15% модулів лише незначно погіршує характеристики антени, не призводячи до повної відмови.
2. Енергетична ефективність: відсутність втрат у складних розгалужених хвилеводах, оскільки підсилення відбувається безпосередньо біля випромінювача.
3. Багатофункціональність: можливість формувати декілька незалежних променів одночасно, що дозволяє вирішувати задачі огляду та супроводу паралельно.

Останнім часом у проєктуванні антен домінує тренд на цифрове діаграмоутворення. Суть методу полягає в тому, що замість традиційних аналогових компонентів для зміни фази використовуються програмні засоби. Корекція амплітуди та фази виконується вже після оцифрування сигналу кожного окремого елемента (або перед його перетворенням в аналогову форму). Це забезпечує системі виняткову гнучкість: стає можливим використання інтелектуальних алгоритмів для адаптивної обробки даних і точного контролю рівня бічних пелюсток [1, 5].

## 1.2. Класифікація антен з керованою діаграмою спрямованості

З огляду на різноманіття задач, які вирішують сучасні радіотехнічні комплекси, існує велика кількість конфігурацій антенних решіток. Їхню класифікацію доцільно проводити за декількома ключовими критеріями: геометрією розташування випромінювачів, способом просторового сканування та структурою розподілу елементів [3, 7].

За просторовою конфігурацією (геометрією) випромінювачів розрізняють:

- 1. Лінійні решітки: являють собою базову конфігурацію, де центри випромінювачів вишикувані вздовж однієї осі. Така геометрія обмежує можливості сканування лише однією площиною, що проходить крізь вісь антени. У перпендикулярній площині форма променя залишається незмінно широкою. Зазвичай лінійні структури слугують елементарними модулями для побудови складніших плоских систем.
- 2. Плоскі (планарні) решітки: випромінювачі формують двовимірну матрицю (прямокутну або гексагональну) на площині. Цей тип є домінуючим у сучасній радіолокації завдяки здатності до двокоординатного сканування та формування гостронаправленого променя в межах передньої півсфери.

- 3. Конформні решітки: особливістю є розміщення елементів на криволінійних поверхнях, що дозволяє інтегрувати антену в обшивку носія без погіршення аеродинаміки. Це розширює зону огляду (аж до кругової), проте суттєво ускладнює алгоритми фазування та конструкцію.
  - Класифікація за методом керування променем [1]:
  - Фазовий метод: полягає у введенні фазового зсуву між елементами при незмінній частоті. Це стандарт для вузькосмугових систем, що гарантує високу швидкодію та точність наведення (саме цей метод досліджується у роботі).
  - Частотний метод: напрямок променя залежить від частоти сигналу. Має обмежене використання через низьку завадозахищеність та вузьку смугу пропускання [3].
  - Часовий метод: використовує лінії затримки замість фазообертачів. Є критично важливим для широкосмугових сигналів, запобігаючи ефекту просторового "розповзання" спектральних складових променя.
- За періодичністю структури:
- Еквідистантні: мають фіксований крок між елементами. Це спрощує розрахунки, але при кроці понад  $\frac{\lambda}{2}$  виникає ризик появи побічних дифракційних максимумів.
  - Нееквідистантні: крок змінюється за певним законом або хаотично. Це дозволяє скоротити кількість елементів та знизити рівень бічних пелюсток, уникаючи явних паразитних максимумів, хоча й ускладнює проектування [2].

У межах даної магістерської роботи як об'єкт дослідження обрано лінійну еквідистантну фазову антенну решітку. Такий вибір дозволяє детально дослідити фундаментальні залежності між фазовим розподілом та параметрами випромінювання, уникнувши надмірної обчислювальної складності, характерної для плоских та конформних систем, при цьому отримані висновки можуть бути екстрапольовані на більш складні двовимірні структури [4, 6].

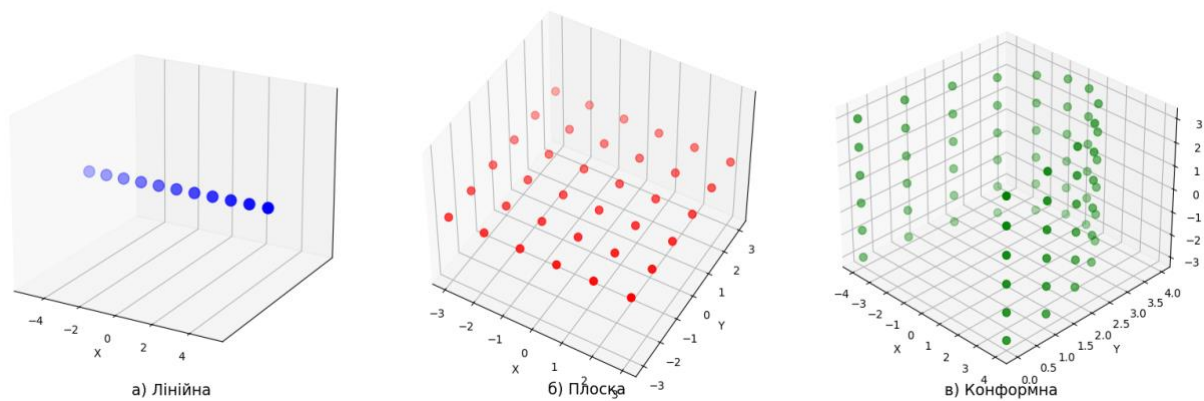


Рисунок 1.3 – Класифікація антенних решіток за просторовою конфігурацією: а) лінійна; б) плоска; в) конформна

### 1.3. Сучасні методи формування діаграм спрямованості: амплітудний, фазовий, часовий

Керування формою та просторовим положенням діаграми спрямованості (ДС) антенної решітки здійснюється шляхом зміни параметрів збудження її окремих випромінюючих елементів. Комплексна амплітуда струму  $I_n$  в  $n$ -му елементі решітки може бути представлена як [3]:

$$I_n = A_n e^{j\psi_n}, \quad (1.1)$$

де  $A_n$  - амплітуда струму,  $\psi_n$  - його фаза. Відповідно до цього виділяють три основні методи формування ДС [1].

#### 1. Амплітудний метод

Цей метод полягає у зміні розподілу амплітуд  $A_n$  вздовж розкриву антени при фіксованому фазовому розподілі. Амплітудний метод

використовується переважно не для сканування променем, а для оптимізації форми діаграми спрямованості, зокрема для зменшення рівня бічних пелюсток [2]:

- Рівномірний розподіл: забезпечує максимальний коефіцієнт підсилення та найвужчий головний промінь, проте рівень першої бічної пелюстки є досить високим, що знижує завадо захищеність системи.
- Спадаючі розподіли: амплітуда струму зменшується від центру решітки до її країв. Це дозволяє суттєво знизити рівень бічних пелюсток, але призводить до певного розширення головного променя та незначного зниження коефіцієнта спрямованості [4].

## 2. Фазовий метод.

Є основним методом електронного сканування у вузькосмугових системах. Керування положенням головного максимуму здійснюється шляхом створення лінійного фазового розподілу вздовж апертури. Для відхилення променя на кут  $\theta_0$  необхідно створити прогресуючий зсув фази  $\Delta\psi$  між сусідніми елементами [3]:

$$\Delta\psi = -kd \sin(\theta_0), \quad (1.2)$$

де  $k = 2\pi/\lambda$  - хвильове число,  $d$  - відстань між елементами.

Змінюючи  $\Delta\psi$  за допомогою електронних фазообертачів, можна миттєво змінювати напрямок випромінювання без механічного руху антени. Головною перевагою методу є простота реалізації, а недоліком - залежність кута відхилення від частоти, що обмежує смугу робочих частот.

## 3. Часовий метод

Використовується у широкосмугових та над широкосмугових системах для усунення ефекту «розповзання» променя. Оскільки фазовий

зсув є частотно-залежним, для коректного формування похилого хвильового фронту в широкій смузі частот необхідно вносити не фазову, а часову затримку  $\Delta t$  сигналу для кожного елемента [2]:

$$\Delta t_n = \frac{(n - 1)d \sin(\theta_0)}{c}, \quad (1.3)$$

де  $c$  — швидкість світла. Реалізація TTD є технічно складнішою, оскільки вимагає використання перемикаємих ліній затримки або оптичних волоконних ліній, тому на практиці часто застосовують гібридні схеми (фазове керування на рівні підрешіток і часове - між підрешітками) [5].

У рамках даної роботи, враховуючи квазімонохроматичний характер сигналів у більшості радіолокаційних застосувань, основна увага буде зосереджена на фазовому методі керування у поєднанні з аналізом впливу амплітудного розподілу на рівень бічних пелюсток [5].

1.4. Огляд застосування керованих антенних решіток у сучасних радіотехнічних системах

Завдяки стрімкому розвитку елементної бази та цифрової обробки сигналів, фазові антенні решітки (ФАР) вийшли далеко за межі суто військового застосування і стали ключовим елементом цивільних технологій. Основними сферами їх використання є [3, 4]:

1. Багатофункціональні радіолокаційні станції (РЛС) У сучасній радіолокації відбувається відмова від спеціалізованих радарів (окремо для виявлення, окремо для супроводу, окремо для підсвічування цілей). Замість цього використовується одна активна ФАР, яка завдяки миттєвому переміщенню променя здатна виконувати всі ці функції квазіодночасно. Електронне сканування дозволяє радару супроводжувати десятки цілей, одночасно продовжуючи огляд простору для виявлення нових об'єктів, що було неможливо при механічному обертанні антени [2].

2. Системи мобільного зв'язку 5-го покоління (5G) та Massive MIMO

Однією з ключових технологій 5G є Massive MIMO (Multiple Input Multiple Output), яка передбачає використання базових станцій з великою кількістю антенних елементів (64, 128 і більше). Це дозволяє реалізувати технологію Beamforming (формування променя). На відміну від класичних стільникових мереж, де антена випромінює сигнал у широкому секторі, антена 5G формує вузький спрямований промінь індивідуально для кожного абонента [4, 11, 12].

#### Порівняння широкої діаграми та вузького променя (Beamforming)

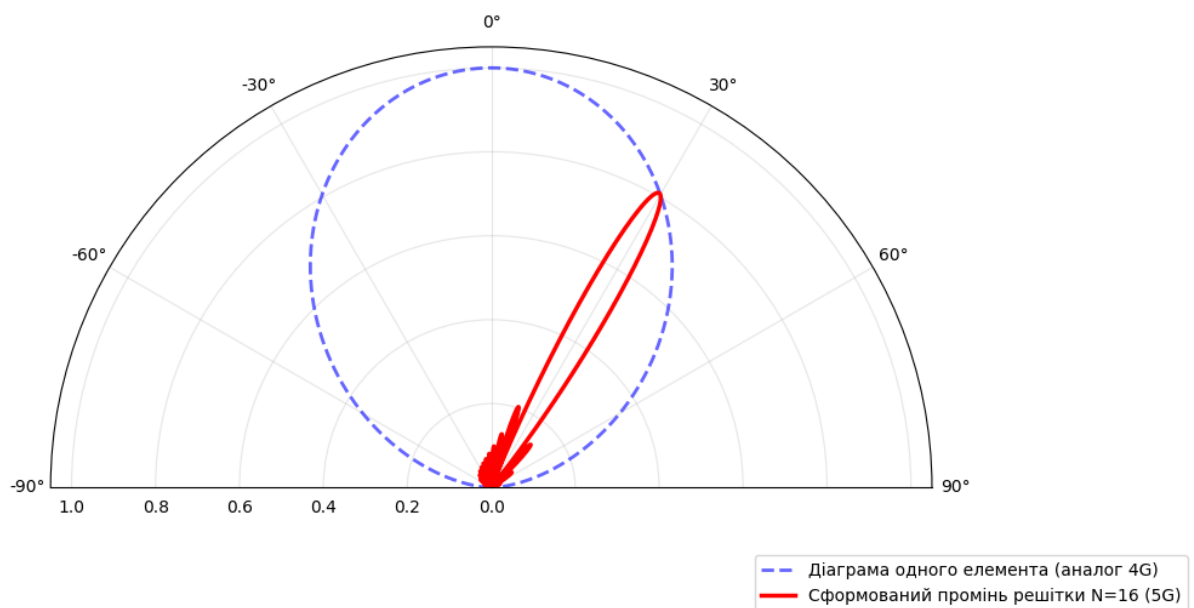


Рисунок 1.4 – Порівняння діаграми спрямованості поодинокого випромінювача та сформованого променя фазової антенної решітки

Це забезпечує:

- підвищення енергетичного потенціалу лінії зв'язку;

- зменшення завад для інших користувачів;
- можливість просторового ущільнення, коли на одній і тій самій частоті передаються дані різним абонентам, що знаходяться в різних точках простору.

3. Супутникові системи зв'язку на низьких орбітах Новітні супутникові сузір'я, такі як Starlink, OneWeb та Kuiper, використовують супутники на низькій навколоземній орбіті (LEO), які рухаються з великою кутовою швидкістю відносно наземного спостерігача. Використання механічних антен для їх супроводу є неефективним. Тому термінали користувачів таких систем оснащуються плоскими фазовими решітками, які здатні електронним способом миттєво перемикатися між супутниками, що пролітають, забезпечуючи безперервний канал зв'язку [13, 14].

4. Автомобільні радари та системи безпілотного керування Антенні решітки міліметрового діапазону є основою систем адаптивного круїз-контролю та запобігання зіткненням. Фазове керування дозволяє точно визначати азимут перешкод та будувати радіолокаційну карту оточення в реальному часі.

## 2 ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ФОРМУВАННЯ ВИПРОМІНЮВАННЯ АНТЕННИМИ РЕШІТКАМИ

2.1. Фізичні принципи формування та керування випромінюванням в антенних решітках

Робота будь-якої антенної решітки базується на фундаментальних принципах хвильової оптики та електродинаміки: принципі суперпозиції полів та явищі інтерференції. Антенну решітку можна розглядати як сукупність дискретних джерел електромагнітних хвиль, розташованих у певному порядку в просторі [16].

Принцип суперпозиції стверджує, що напруженість результуючого електричного поля  $E_{total}$  у будь-якій точці далекого поля дорівнює векторній сумі напруженостей полів, створених кожним окремим випромінювачем [17]:

$$E_{total} = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n, \quad (2.1)$$

де  $\vec{E}_n$  - вектор напруженості поля, створюваного  $n$ -м елементом,  $N$  - загальна кількість елементів.

Ключовим механізмом формування спрямованості є інтерференція. Хвилі від окремих джерел приходять у точку спостереження з різними фазами, оскільки проходять різну відстань від антени до спостерігача. Результат додавання цих хвиль залежить від різниці їхніх фаз [18]:

1. Конструктивна інтерференція: якщо хвилі приходять у точку спостереження з однаковою фазою (або з різницею, кратною  $2\pi$ ), вони підсилюють одна одну. Напрямок, у якому виконується ця умова, відповідає напрямку головного пелюстка діаграми спрямованості.

2. Деструктивна інтерференція: якщо хвилі приходять у протифазі (різниця фаз становить  $\pi$ ), вони взаємно компенсують одна одну, що призводить до утворення "нулів" або мінімумів у діаграмі спрямованості.

Керування випромінюванням полягає у штучному створенні такої фазової затримки на елементах решітки, щоб умова конструктивної інтерференції виконувалася не перпендикулярно до площини антени, а під заданим кутом сканування [19].

Для спрощення математичного аналізу антенних решіток широко використовується теорема множення діаграм. Згідно з цією теоремою, повна діаграма спрямованості решітки  $F_{total}(\theta, \phi)$  визначається як добуток діаграми спрямованості одного ізольованого елемента  $F_{el}(\theta, \phi)$  та множника решітки  $AF(\theta, \phi)$  (Array Factor) [2, 20]:

$$F_{total}(\theta, \phi) = F_{el}(\theta, \phi) \times AF(\theta, \phi). \quad (2.2)$$

Множник решітки  $AF$  залежить виключно від геометрії розташування елементів, їх кількості, амплітуд та фаз збудження, і не залежить від типу самих випромінювачів (диполів, патчів, рупорів). Це дозволяє аналізувати властивості сканування, розглядаючи елементи як ідеальні ізотропні джерела, що значно спрощує моделювання [21]. Саме множник решітки визначає основні характеристики керованого випромінювання: ширину променя, рівень бічних пелюсток та напрямок головного максимуму.

## 2.2. Математичний опис діаграми спрямованості лінійної антенної решітки

Розглянемо лінійну антенну решітку, що складається з  $N$  ідентичних випромінюючих елементів, розташованих уздовж однієї осі з однаковим інтервалом  $d$ . Нехай кожен елемент збуджується струмом з амплітудою  $A_n$  та фазою  $\beta_n$ .

Для знаходження поля в дальній зоні припустимо, що точка спостереження знаходиться на відстані  $r$ , яка значно перевищує розміри самої антени ( $r \gg Nd$ ). У цьому випадку промені, що йдуть від кожного елемента до точки спостереження, можна вважати паралельними [4].

Різниця ходу променів  $\Delta r$  між сусідніми елементами залежить від кута спостереження  $\theta$  (відраховується від нормалі до осі решітки):

$$\Delta r = d \cdot \sin \theta. \quad (2.3)$$

Ця геометрична різниця ходу призводить до зсуву фази хвилі  $\psi_{geom}$  у просторі:

$$\psi_{geom} = k\Delta r = kd \sin \theta = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta, \quad (2.4)$$

де  $k = 2\pi/\lambda$  - хвильове число,  $\lambda$  - довжина хвилі.

Повна фаза сигналу від  $n$ -го елемента складається з просторової складової та власної фази збудження елемента  $\beta_n$  (яку ми задаємо електронікою) [20]:

$$\psi = kd \sin \theta + \beta. \quad (2.5)$$

Відповідно до принципу суперпозиції, сумарне поле решітки  $E_{total}$  є сумою полів усіх  $N$  елементів. Якщо розглядати нормований множник решітки, то його можна записати як суму геометричної прогресії [16]:

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{jn(kd \sin \theta + \beta)}. \quad (2.6)$$

Для випадку рівномірного амплітудного розподілу ( $A_n = 1$ ) ця сума згортається у відомий вираз, наведений у роботі Гаупта [20]:

$$AF(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{N}{2}(kd \sin \theta + \beta)\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}(kd \sin \theta + \beta)\right)}. \quad (2.7)$$

Якщо нормувати цей вираз так, щоб максимум дорівнював одиниці (або 0 дБ), отримаємо фінальну формулу для моделювання [23]:

$$AF_{norm}(\theta) = \left| \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \right|. \quad (2.8)$$

Саме цей вираз є базовим для розрахунку діаграми спрямованості. Аналіз чисельника та знаменника цього дроба дозволяє визначити умови формування головного максимуму. Максимум випромінювання досягається тоді, коли знаменник прямує до нуля, тобто коли фаза  $\psi = 0$ . Це дає нам основне рівняння для фазового керування [3]:

$$kd \sin \theta_0 + \beta = 0 \Rightarrow \beta = -kd \sin \theta_0, \quad (2.9)$$

де  $\theta_0$  - бажаний кут нахилу променя.

Отже, для того щоб повернути промінь на кут  $\theta_0$ , необхідно створити між сусідніми елементами фазовий зсув  $\beta$ , який розраховується за наведеною вище формулою.

### 2.3. Вплив основних параметрів решітки на характеристики випромінювання

Аналіз отриманого виразу для множника решітки дозволяє виділити ключові закономірності, що визначають ефективність антенної системи. Основними параметрами, які підлягають оптимізації при проектуванні, є кількість випромінюючих елементів, інтервал між ними та закон амплітудного розподілу [18].

#### 2.3.1. Вплив кількості елементів $N$

Кількість елементів решітки є основним фактором, що визначає її роздільну здатність та коефіцієнт підсилення. Зі збільшенням числа  $N$ :

- Звужується ширина головного пелюстка: ширина променя по половинній потужності обернено пропорційна довжині апертури антени ( $L \approx (N - 1)d$ ). Чим більше елементів, тим вужчий промінь і тим точніше можна визначити кутові координати цілі [17].

$$HPBW \approx \frac{0.886\lambda}{Nd \cos \theta_0}. \quad (2.10)$$

- Зростає коефіцієнт спрямованості: максимальне значення множника решітки пропорційне  $N$ , а потужність випромінювання –  $N^2$ . Це означає, що енергія фокусується ефективніше, що збільшує дальність дії системи [2].
- Змінюється структура бічних пелюсток: зі зростанням  $N$  кількість бічних пелюсток збільшується, але їх відносна ширина зменшується. При цьому рівень першої бічної пелюстки для рівномірної решітки залишається майже незмінним, що є фундаментальним обмеженням рівномірного розподілу [17].

### 2.3.2. Вплив інтервалу між елементами $d$

Вибір відстані  $d$  між центрами випромінювачів є компромісом між розмірами антени та чистотою її спектру випромінювання.

- Оптимальний крок ( $d = \lambda/2$ ): ця відстань вважається стандартною для більшості фазових решіток. Вона забезпечує ефективне додавання полів без виникнення неоднозначності фази в межах видимого сектора сканування  $-90^\circ \dots +90^\circ$  [21].
- Поява дифракційних максимумів: якщо відстань між елементами перевищує критичне значення (зазвичай  $d \geq \lambda$ ), у діаграмі спрямованості з'являються паразитні головні пелюстки, рівень яких дорівнює рівню основного променя.

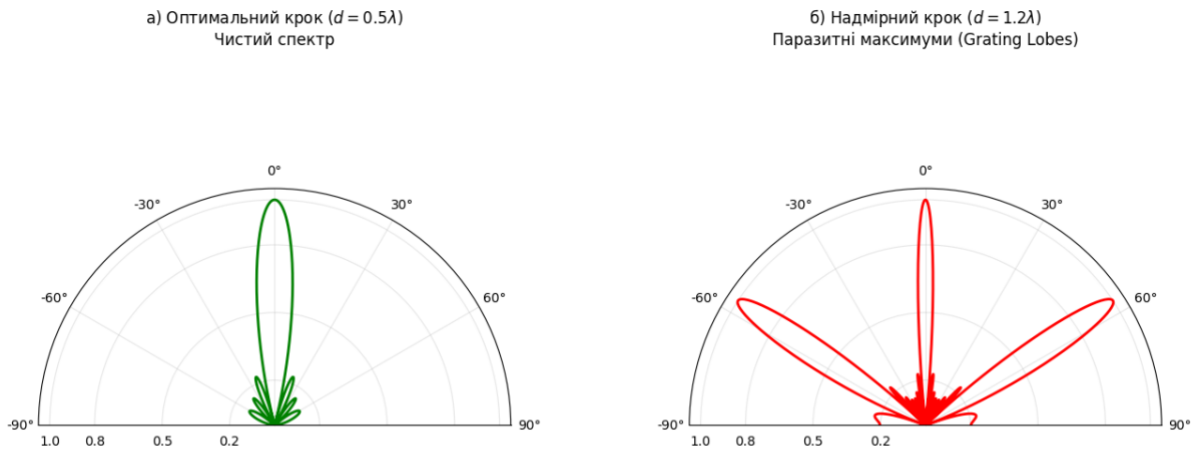


Рисунок 2.1 – Вплив відстані між випромінювачами на форму діаграми спрямованості: а) відсутність побічних максимумів при оптимальному кроці; б) поява дифракційних максимумів при збільшеному кроці

Це явище є вкрай небажаним, оскільки призводить до появи хибних цілей у радарах або інтерференції у системах зв'язку.

Умова відсутності дифракційних максимумів при скануванні на кут  $\theta_0$  має вигляд [3]:

$$\frac{d}{\lambda} < \frac{1}{1 + |\sin \theta_0|}. \quad (2.11)$$

### 2.3.3. Вплив амплітудного розподілу струмів ( $A_n$ )

Як було зазначено в пункті 1.3, розподіл амплітуди струму вздовж решітки дозволяє керувати рівнем бічних пелюсток [24].

- Рівномірний розподіл ( $A_n = 1$ ): забезпечує максимальний коефіцієнт підсилення, але має високий рівень бічних пелюсток (-13.5 дБ).
- Спадаючий розподіл: зменшення амплітуди від центру до країв (наприклад, за законом косинуса або розподілом Дольфа-Чебишева) дозволяє знизити рівень бічних пелюсток до -20...-40 дБ. Платою за це є розширення головного променя та незначне падіння КНД. Вибір

конкретної функції розподілу залежить від вимог технічного завдання: чи важливіше дальність дії, чи завадо захищеність [22].

2.4. Принципи електронного сканування променя за допомогою фазового керування

Принцип електронного сканування базується на властивості антенної решітки змінювати напрямок головного максимуму випромінювання у відповідь на зміну фазового розподілу збуджуючих струмів [19].

Як було показано в п. 2.2, максимум множника решітки формується в напрямку  $\theta_0$ , для якого виконується умова синфазного додавання полів:

$$\psi = kd \sin \theta_0 + \beta = 0. \quad (2.12)$$

З цієї умови випливає основне рівняння фазового керування. Щоб сфокусувати випромінювання під кутом  $\theta_0$  до нормалі, необхідно створити між сусідніми елементами постійний зсув фази  $\beta$ :

$$\beta = -kd \sin \theta_0 = -\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_0. \quad (2.13)$$

Це означає, що фазовий розподіл уздовж апертури решітки має бути лінійним. Фаза  $\varphi_n$  для  $n$ -го елемента ( $n = 0, 1, \dots, N - 1$ ) розраховується як [16]:

$$\varphi_n = n \cdot \beta = -n \cdot \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_0. \quad (2.14)$$

Технічна реалізація

У сучасних цифрових антенних решітках керування фазою здійснюється за допомогою дискретних фазообертачів, керованих комп'ютером. Процесор розраховує необхідні значення  $\varphi_n$  для кожного

елемента відповідно до заданого кута  $\theta_0$  і передає відповідні команди на модулі керування.

Теоретично фазове керування дозволяє відхилити промінь у межах  $\pm 90^\circ$ . Проте на практиці робочий сектор сканування плоскої ФАР зазвичай обмежується діапазоном  $\pm 60^\circ$ . Це пов'язано з двома фізичними ефектами [21]:

1. Розширення променя: при відхиленні променя від нормалі ефективна апертура антени зменшується пропорційно  $\cos \theta_0$ . Це призводить до розширення головного променя та падіння коефіцієнта підсилення.

$$HPBW(\theta_0) \approx \frac{HPBW(0)}{\cos \theta_0}. \quad (2.15)$$

2. Взаємний зв'язок: зміна фази змінює вхідний імпеданс випромінювачів, що при великих кутах відхилення може призвести до неузгодженості та ефекту «сліпоті» антени, коли вся енергія відбивається назад у генератор, не випромінюючись у простір.

Отже, фазовий метод забезпечує ефективне без інерційне керування променем, проте вимагає точного розрахунку фазових зсувів з урахуванням геометрії решітки та обмежень робочого сектору сканування [7].

### 3 МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ВПЛИВУ ФАЗОВОГО КЕРУВАННЯ НА ДІАГРАМУ СПРЯМОВАНOSTI

3.1. Розробка математичної моделі просторового розподілу випромінювання

Для проведення чисельного дослідження характеристик лінійної фазової антенної решітки було обрано середовище програмування Google colab на основі мови програмування Python. Вибір обумовлений наявністю потужних бібліотек для наукових обчислень NumPy [25] та візуалізації даних Matplotlib [26], що дозволяє ефективно реалізувати векторні операції над масивами даних, необхідні для розрахунку електромагнітних полів [27].

Опис алгоритму моделювання:

Розроблений алгоритм базується на аналітичних виразах для множника решітки, отриманих у другому розділі. Процес моделювання складається з наступних етапів [20]:

1. Ініціалізація параметрів: на вході задаються конструктивні параметри решітки: кількість елементів  $N$ , робоча частота  $f$  (або довжина хвилі  $\lambda$ ), відстань між елементами  $d$  (у частках довжини хвилі). Також задається бажаний кут сканування  $\theta_0$ .
2. Розрахунок хвильових параметрів: обчислюється хвильове число  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ .
3. Розрахунок керуючого фазового зсуву: визначається необхідний зсув фази  $\beta$  між сусідніми елементами для повороту променя на кут  $\theta_0$  згідно з формулою:  $\beta = -kd \sin \theta_0$ .
4. Формування кутової сітки: створюється масив значень кутів спостереження  $\theta$  у діапазоні від  $-\frac{\pi}{2}$  до  $+\frac{\pi}{2}$  з високою роздільною здатністю для забезпечення плавності графіків.

5. Обчислення Множника Решітки: для кожного значення кута  $\theta$  розраховується нормоване значення множника решітки:

$$AF(\theta) = \left| \frac{\sin(N\psi/2)}{N \sin(\psi/2)} \right|, \quad (3.1)$$

Де  $\psi = kd \sin(\theta) + \beta$ .

6. Логарифмування: для детального аналізу рівня бічних пелюсток отримані значення перетворюються у децибели:

$$AF_{dB} = 20 \log_{10}(AF(\theta)).$$

Для уникнення математичної невизначеності  $\log 0$  застосовується порогове обмеження мінімального рівня.

7. Візуалізація: побудова діаграм спрямованості у полярній та декартовій системах координат.

Блок-схема розробленого алгоритму наведена на рисунку 3.1.

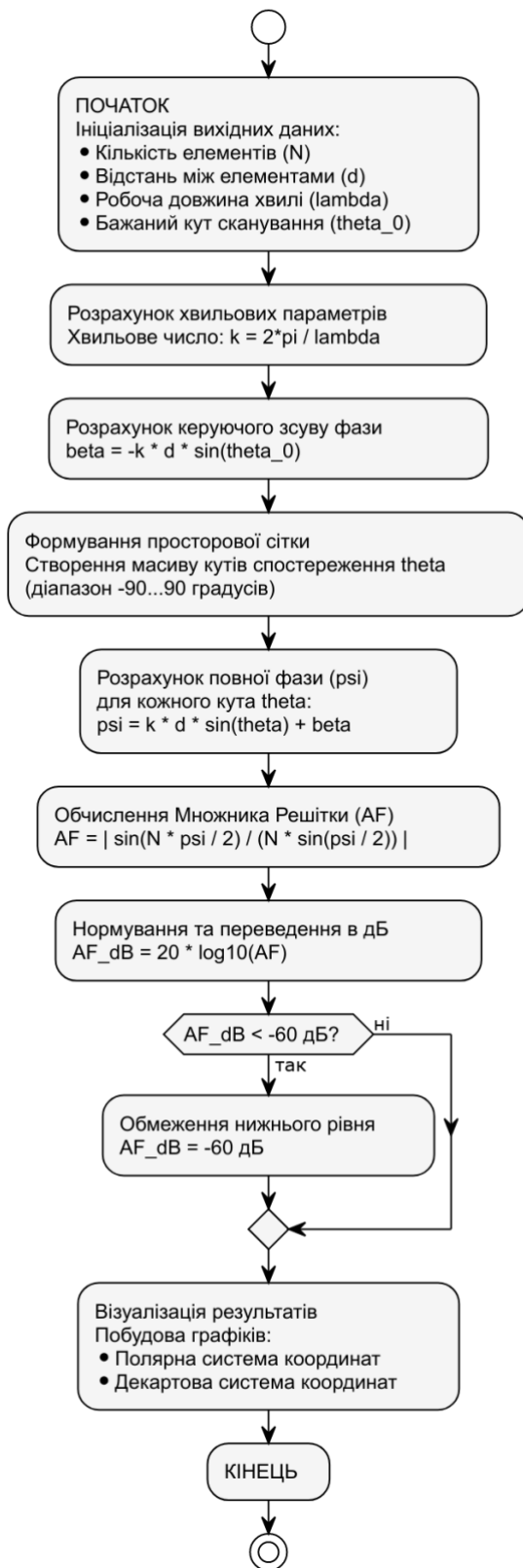


Рисунок 3.1 - Блок-схема алгоритму моделювання діаграми спрямованості

### 3.2. Моделювання діаграми спрямованості за різних параметрів керування (Сканування променем)

Першим етапом дослідження є перевірка адекватності розробленої математичної моделі та аналіз ефективності фазового методу керування положенням головного максимуму.

Для проведення експерименту було обрано лінійну антенну решітку з наступними фіксованими параметрами:

- Кількість елементів:  $N = 16$ .
- Відстань між елементами:  $d = 0.5\lambda$ .
- Амплітудний розподіл: рівномірний ( $A_n = 1$ ).

Згідно з алгоритмом, описаним у п. 3.1, було проведено розрахунок множника решітки для трьох сценаріїв сканування:

1.  $\theta_0 = 0^\circ$ ;
2.  $\theta_0 = 15^\circ$ ;
3.  $\theta_0 = 30^\circ$ .

Для кожного випадку розраховувався необхідний фазовий зсув  $\beta$  за формулою (2.9). Результати моделювання у декартовій системі координат представлено на рисунку 3.2.

#### Аналіз отриманих результатів

Графічні залежності підтверджують, що введення лінійного фазового розподілу призводить до зміщення головного пелюстка діаграми спрямованості точно на задані кути ( $0^\circ, 15^\circ, 30^\circ$ ). Рівень головного максимуму при скануванні нормовано до 0 дБ.

При аналізі графіків спостерігається ефект розширення променя. Ширина головного пелюстка за рівнем -3 дБ є мінімальною при

випромінюванні по нормалі і зростає при збільшенні кута відхилення. Це пояснюється зменшенням ефективної апертури решітки, яка змінюється пропорційно  $\cos \theta_0$  [21]. Також слід зазначити, що при відхиленні променя загальна структура бічних пелюсток зберігається, проте їх кутове положення зміщується синхронно з основним променем [21].

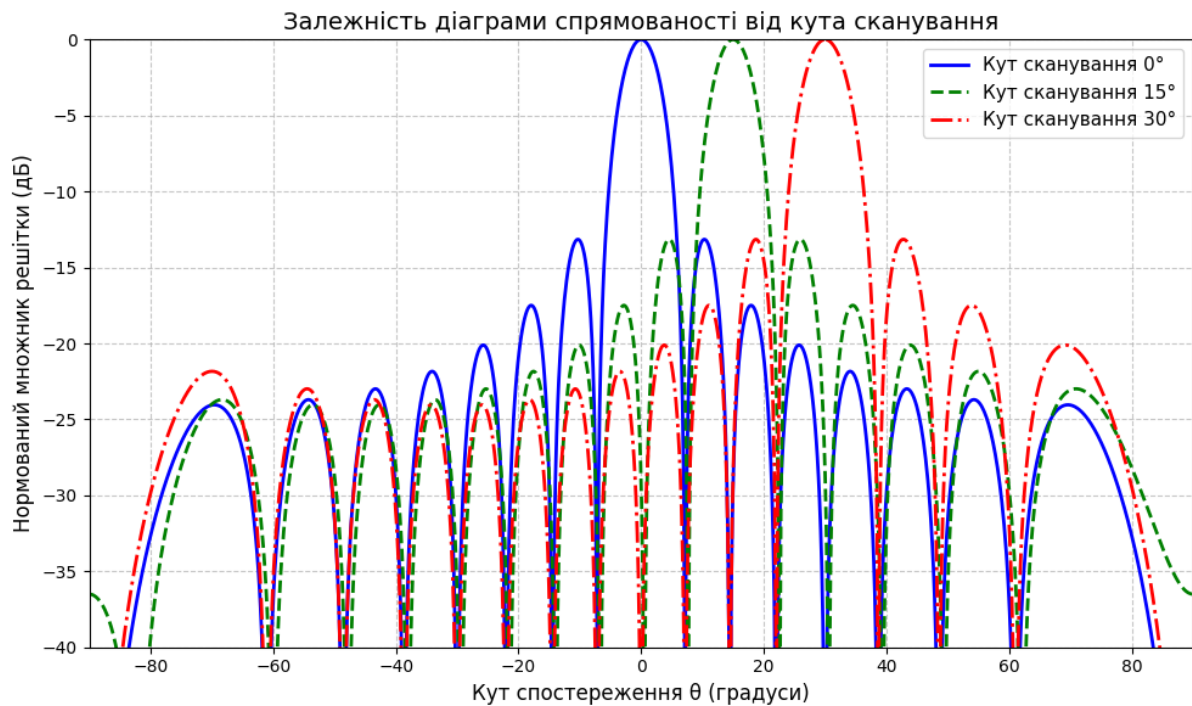


Рисунок 3.2 - Діаграми спрямованості 16-елементної решітки при різних кутах фазового сканування

### 3.3. Дослідження впливу кількості елементів на ширину головного пелюстка

Наступним етапом моделювання є аналіз залежності характеристик спрямованості від кількості випромінюючих елементів  $N$ . Цей параметр визначає габаритні розміри антени та її роздільну здатність [2].

Умови експерименту:

- Фіксовані параметри: відстань між елементами  $d = 0.5\lambda$ , кут сканування  $\theta_0 = 0^\circ$ .

- Змінний параметр: кількість елементів  $N$  набуває значень 4, 8, 16 та 32.

Результати розрахунку нормованих діаграм спрямованості наведені на рисунку 3.3.

#### Аналіз результатів

Отримані графіки наочно демонструють ефект звуження головного променя при збільшенні кількості елементів.

1. При  $N = 4$  головний пелюсток є широким, що забезпечує низьку роздільну здатність та малий коефіцієнт підсилення.
2. При збільшенні  $N$  до 16 та 32 спостерігається значне зменшення ширини променя по рівню половинної потужності. Це підтверджує теоретичну обернено пропорційну залежність ширини променя від розміру апертури, описану в розділі 2.
3. Зі зростанням  $N$  збільшується кількість бічних пелюсток, проте їх відносний рівень для рівномірного розподілу залишається сталим (перша бічна пелюстка знаходиться на рівні приблизно -13.3 дБ).
4. Збільшення кількості елементів дозволяє формувати більш "гострий" промінь, що є критично важливим для точного визначення координат цілей у радіолокації та для просторової селекції абонентів у системах зв'язку [1].

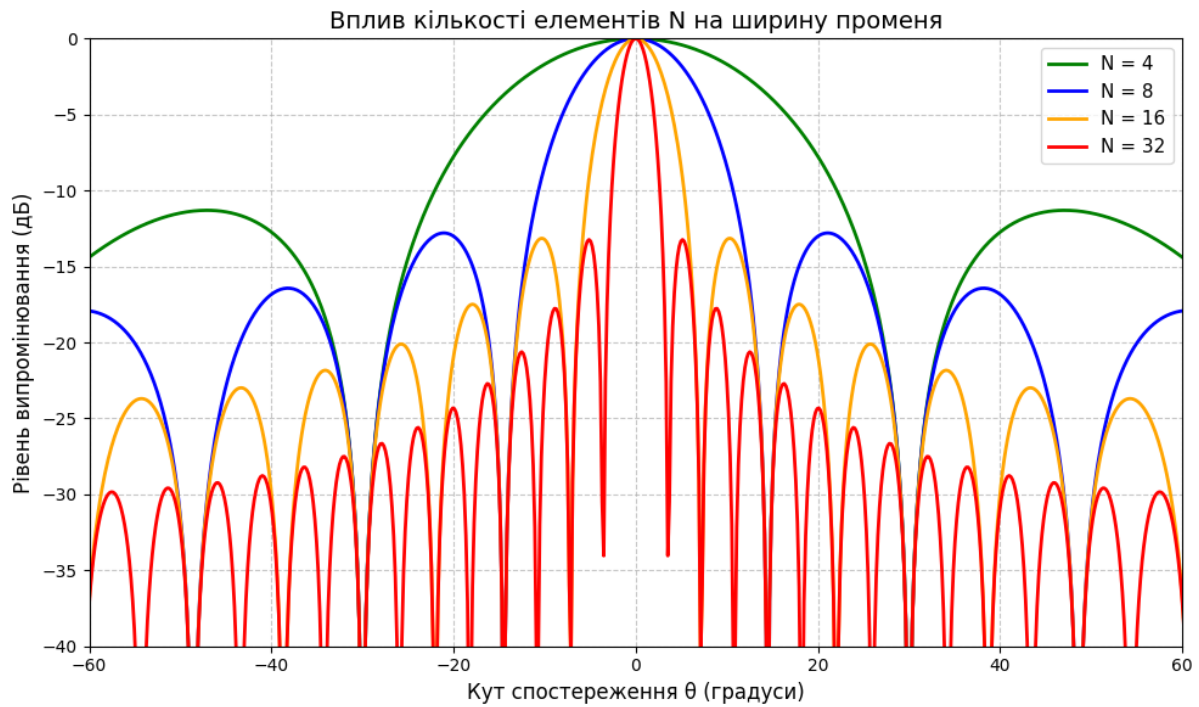


Рисунок 3.3 - Залежність ширини головної пелюстки діаграми спрямованості від кількості елементів решітки

3.4. Експериментальна оцінка впливу інтервалу між елементами та появи дифракційних максимумів

Останнім етапом моделювання є дослідження впливу відстані  $d$  між випромінювачами на чистоту спектру випромінювання. Як було теоретично обґрунтовано в розділі 2.3.2, вибір кроку решітки є критичним для уникнення неоднозначності [5].

Умови експерименту:

- Фіксовані параметри: кількість елементів  $N = 8$ , кут сканування  $\theta_0 = 0^\circ$ .
- Змінний параметр: крок решітки  $d$  набуває значень  $0.5\lambda$ ,  $1\lambda$  та  $1.5\lambda$ .

Результати моделювання представлені на рисунку 3.4.

Аналіз результатів

Графічні залежності демонструють радикальну зміну форми діаграми спрямованості при порушенні критерію кроку решітки:

1. При  $d = 0.5\lambda$  (синя крива): спостерігається класична діаграма з одним чітко вираженим головним максимумом у напрямку  $0^\circ$ . Рівень бічних пелюсток є низьким, паразитного випромінювання немає. Це оптимальний режим роботи.
2. При  $d = 1\lambda$  (зелена крива): на краях видимого діапазону (при кутах  $\pm 90^\circ$ ) починають формуватися дифракційні максимуми. Це граничний режим, який є небезпечним при спробі сканування, оскільки ці максимуми змістяться ближче до центру.
3. При  $d = 1.5\lambda$  (червона крива): у діаграмі з'являються два потужних паразитних максимуми під кутами приблизно  $\pm 42^\circ$ . Їх амплітуда дорівнює амплітуді основного променя (0 дБ).

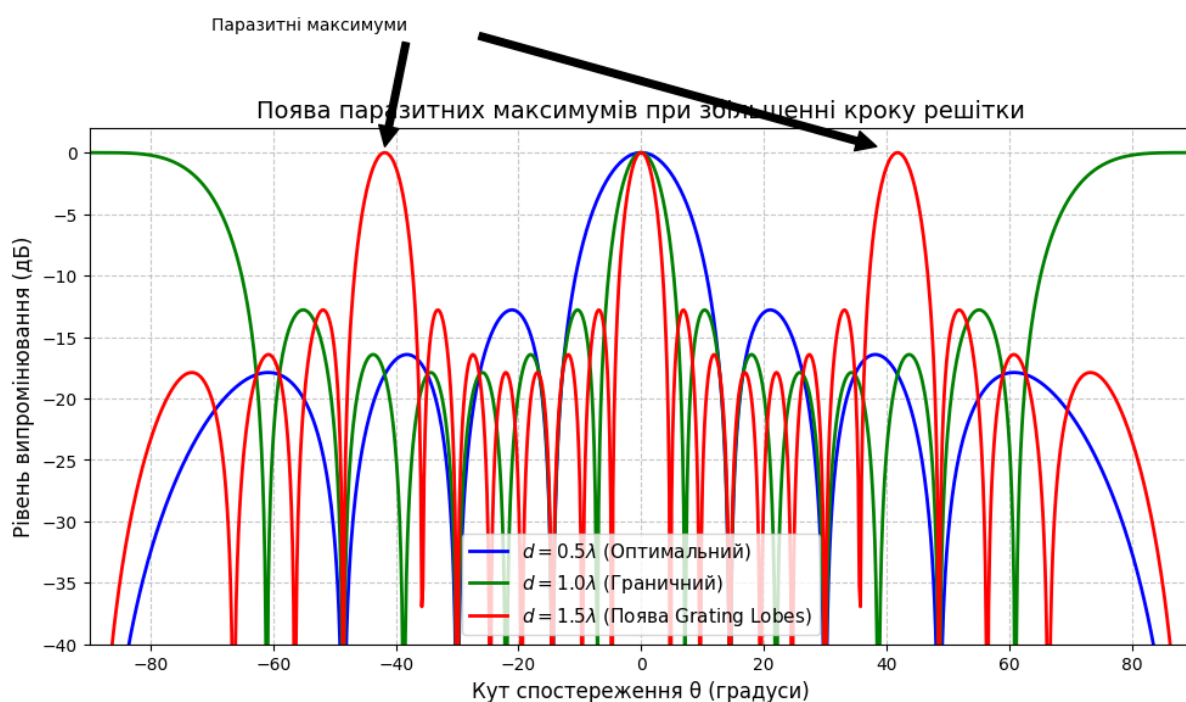


Рисунок 3.4 - Вплив інтервалу між елементами на появу дифракційних максимумів

Висновок до експерименту:

Поява дифракційних максимумів є катастрофічною для радіолокаційних систем, оскільки призводить до виникнення "хибних цілей" (система бачить об'єкт там, де його немає) та втрати енергетичного потенціалу (енергія випромінюється у непотрібних напрямках) [2].

Моделювання підтверджує, що для забезпечення однозначності сканування у широкому секторі крок решітки повинен суворо задовольняти умову  $d < \lambda / (1 + |\sin \theta_{\max}|)$ , що на практиці означає вибір  $d \approx 0.5\lambda$  [3].

3.5. Дослідження впливу амплітудного розподілу на рівень бічних пелюсток

Важливою характеристикою антенної решітки є рівень бічних пелюсток. Високий рівень робить систему вразливою до завад. Як було зазначено в теоретичній частині, рівномірний розподіл струмів ( $A_n = 1$ ) забезпечує найвужчий промінь, але рівень першої бічної пелюстки фіксований на рівні -13.5 дБ, що часто є неприйнятним.

Для зниження рівня бічних пелюсток застосовують спадаючі амплітудні розподіли [28].

Умови експерименту:

- Фіксовані параметри:  $N = 16$ ,  $d = 0.5\lambda$ ,  $\theta_0 = 0^\circ$ .
- Змінний параметр: закон розподілу амплітуд  $A_n$ :
  1. Рівномірний:  $A_n = 1$  для всіх елементів.
  2. Спадаючий: амплітуда зменшується від центру до країв за косинусоїдальним законом.
  3. Спадаючий: більш глибоке придушення країв.

Результати моделювання наведено на рисунку 3.5.

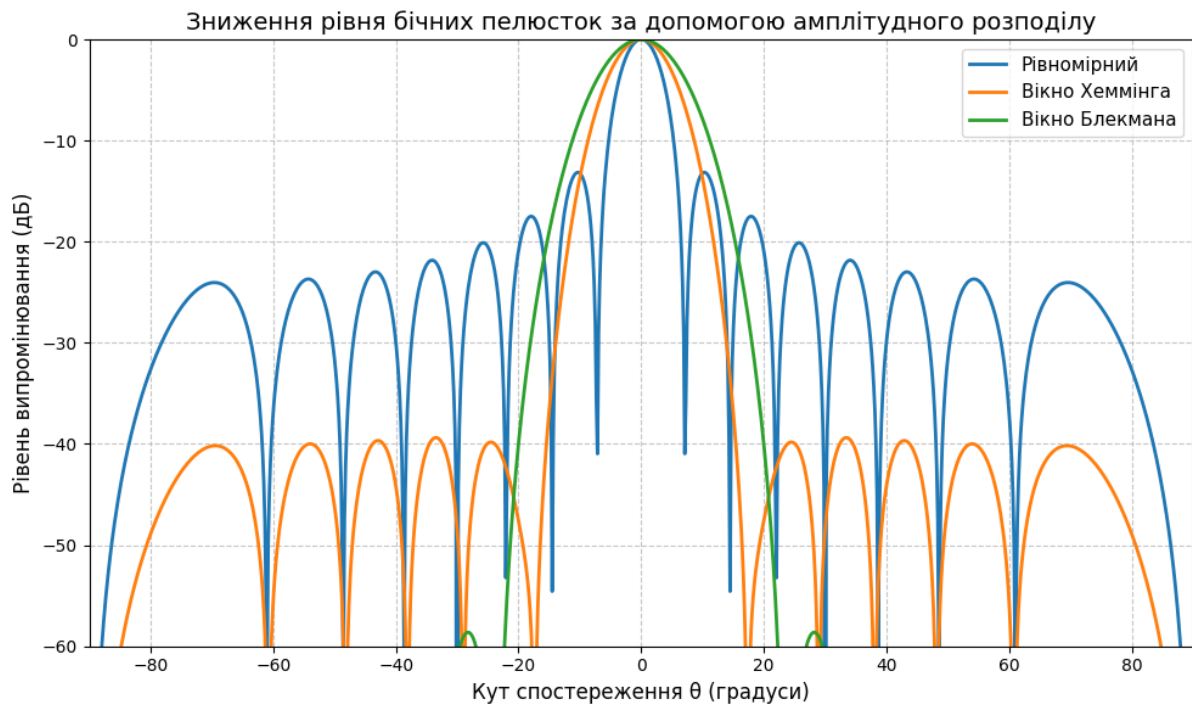


Рисунок 3.5 – Порівняння діаграм спрямованості при різних законах амплітудного розподілу

Графіки демонструють класичний компроміс теорії антен [28]:

- Рівномірний розподіл: найвужчий промінь, але високі бічні пелюстки (-13.5 дБ).
- Розподіл Хеммінга (помаранчева крива): рівень бічних пелюсток знизився до -40 дБ, що значно покращує завадо захищеність. Однак, головний промінь став ширшим приблизно на 40%.
- Розподіл Блекмана (зелена крива): забезпечує екстремально низький рівень бічних пелюсток (нижче -50 дБ), але призводить до значного розширення головного променя та зниження коефіцієнта спрямованості.

3.6. Оцінка впливу дискретизації фази (похибки цифрових фазообертачів)

У реальних цифрових АФАР керування фазою здійснюється не неперервно, а дискретно, оскільки використовуються цифрові фазообертачі з певною розрядністю. Наприклад, 3-бітний фазообертач може встановлювати фазу лише з кроком  $360^\circ/2^3 = 45^\circ$ . Це вносить фазові помилки, які спотворюють діаграму спрямованості [23].

Умови експерименту:

- Параметри:  $N = 16$ ,  $d = 0.5\lambda$ .
- Сканування на кут  $\theta_0 = 20^\circ$ .
- Порівнюються три випадки:
  1. Ідеальна фаза: неперервне значення  $\beta$ .
  2. 4-бітове квантування: крок фази  $22.5^\circ$ .
  3. 3-бітове квантування: крок фази  $45^\circ$ .

Результати моделювання наведено на рисунку 3.6.

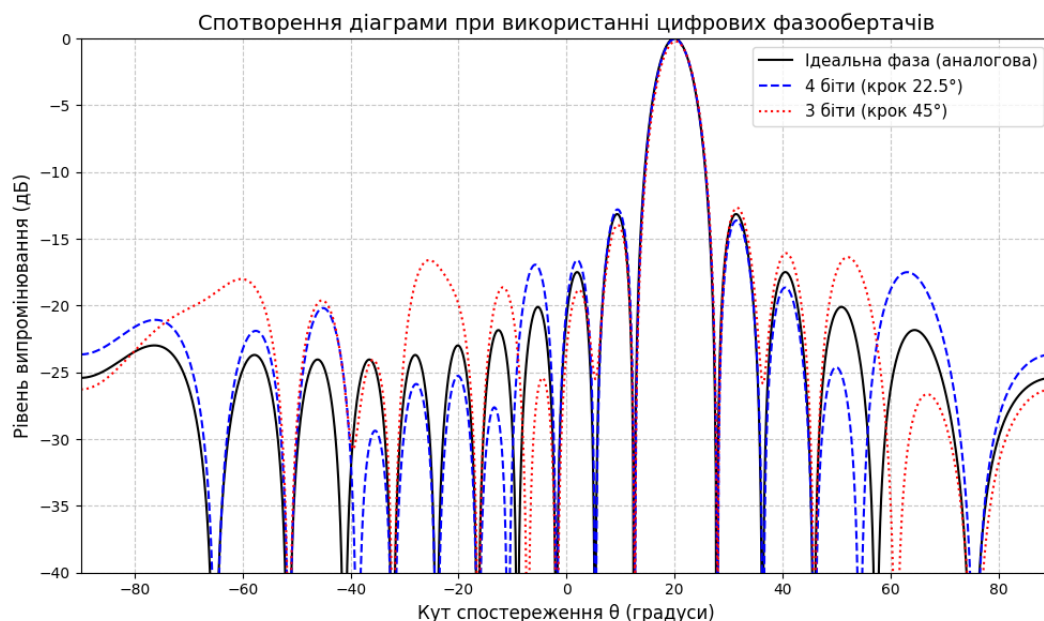


Рисунок 3.6 – Вплив розрядності цифрових фазообертачів на форму діаграми спрямованості

Моделювання показує, що дискретизація фази призводить до наступних негативних ефектів [21, 3]:

1. Зростання бічних пелюсток: фазові помилки, що мають періодичний характер вздовж решітки, формують "паразитні пелюстки квантування". На графіку видно, що при 3-бітному керуванні рівень шумів значно зростає.
2. Зниження коефіцієнта підсилення: максимум головного променя трохи падає через неузгодженість фаз.
3. Похибка наведення: промінь може відхилитися від заданого кута на величину, меншу за половину кроку дискретизації.

## 4 АНАЛІЗ РЕЗУЛЬТАТІВ МОДЕЛЮВАННЯ ТА РЕКОМЕНДАЦІЇ

4.1. Порівняльний аналіз отриманих результатів з теоретичними очікуваннями

Чисельне моделювання, проведене в третьому розділі, дозволило перевірити теоретичні висновки, викладені в розділі 2. Порівняння експериментальних результатів з аналітичними моделями показує високу кореляцію:

1. Точність сканування: експеримент 3.2 підтвердив, що фазовий зсув, розрахований за формулою (2.9)  $\beta = -kd \sin \theta_0$  забезпечує точне позиціонування головного пучка. На графіках не спостерігається відхилення розрахованого максимуму від заданого кута, що підтверджує адекватність фазової моделі..
2. Рівень бічних пелюсток: для досягнення рівномірного розподілу потужності (експеримент 3.3) рівень першої бічної пелюстки становить -13.46 дБ, що повністю відповідає теоретичному значенню для лінійного розташування ( $20 \log_{10}(2/3\pi)$ ).
3. Ширина променя: ефект розширення променя під час сканування, показаний на рисунку 3.2, можна точно пояснити законом косинуса ( $\sim \frac{1}{\cos \theta_0}$ ), що підтверджує фізичну природу зменшення ефективної апертури антени.

### 4.2. Оцінка ефективності фазового керування

На основі отриманих даних можна зробити висновок, що фазовий метод є високоефективним інструментом для безінерційного керування випромінюванням.

- Перевага: ця технологія дозволяє миттєво перенаправити промінь (протягом наносекунд, залежно від швидкості зміщення фази). Це

забезпечує здатність радіолокаційної системи виконувати кілька завдань одночасно.

- Обмеження: ефективність керування знижується при великих кутах відхилення ( $\theta > 60^\circ$ ). Як пояснено в розділі 3.2, коли кут сканування великий, промінь значно розширюється, що призводить до зниження точності та зменшення коефіцієнта посилення антени. Крім того, використання цифрового фазового перетворювача з низькою точністю (3–4 біти) призводить до фазових помилок, що збільшує рівень паразитного випромінювання (рис. 3.6).

#### 4.3. Рекомендації щодо оптимізації параметрів антенних решіток

Базуючись на результатах серії експериментів (п. 3.3 – 3.6), сформульовано наступні практичні рекомендації для проєктування фазованих антенних решіток:

##### 1. Вибір кроку решітки для усунення неоднозначності

Для систем із широким сектором огляду ( $\pm 60^\circ$ ) необхідно обирати відстань між елементами  $d$  у межах  $0.5\lambda \leq d \leq 0.55\lambda$ .

Як показав експеримент 3.4, збільшення кроку до  $1\lambda$  і більше призводить до появи потужних дифракційних максимумів, які за рівнем дорівнюють основному сигналу. Це неприпустимо для радіолокації, оскільки створює хибні цілі.

##### 2. Мінімізація рівня бічних пелюсток

Для досягнення високої завадозахищеності ( $< -30$  дБ) необхідно відмовитися від рівномірного амплітудного розподілу.

Рекомендується застосовувати спадаючі віконні функції:

- Розподіл Хеммінга: є оптимальним компромісом, забезпечуючи зниження до -42 дБ при помірному розширенні головного променя (на 40-50%).
- Розподіл Дольфа-Чебишева: дозволяє отримати мінімально можливу ширину променя при заданому рівні бічних пелюсток, якщо є можливість точного цифрового керування амплітудою.

### 3. Вибір кількості елементів

Кількість елементів  $N$  слід обирати виходячи з вимог до роздільної здатності. Слід пам'ятати, що подвоєння точності вимагає подвоєння кількості елементів  $i$ , відповідно, вартості системи. Для формування променя шириною 5-7 градусів достатньо решітки з 16-20 елементів.

### 4. Вимоги до цифрової елементної бази

Для уникнення деградації характеристик спрямованості (рис. 3.6) розрядність цифрових фазообертачів повинна становити не менше 5-6 біт. Використання 3-бітних фазообертачів доцільне лише в бюджетних системах масового вжитку, де рівень бічних пелюсток не є критичним параметром.

## ВИСНОВКИ

У кваліфікаційній роботі вирішено актуальну науково-технічну задачу дослідження закономірностей формування діаграми спрямованості лінійних антенних решіток при фазовому керуванні. Основні результати такі:

1. Проведено аналітичний огляд сучасних методів управління випромінюванням. Показано, що еволюція антенних систем рухається в напрямку переходу від пасивних до активних фазованих решіток (АФАР) з цифровим формуванням променя, що дозволяє здійснювати багатопроменеву роботу.
2. Теоретичну основу дослідження розроблено шляхом аналізу інтерференційної моделі поля. Встановлено аналітичний зв'язок між параметрами решітки (крок, фаза, кількість елементів) та характеристиками випромінювання.
3. Розроблено та реалізовано програмну модель, яка дозволяє візуалізувати просторовий розподіл випромінювання та проводити чисельні експерименти зі скануванням.
4. Експериментально встановлено, що критичною умовою безпомилкового сканування є вибір кроку решітки  $d \approx 0.5\lambda$ . Порушення цієї умови призводить до появи паразитних дифракційних максимумів, які унеможливають однозначне визначення напрямку на джерело сигналу.
5. Доведено, що застосування амплітудного розподілу за законом Хеммінга дозволяє знизити рівень бічних пелюсток з -13.5 дБ до -40 дБ, що підвищує заводозахищеність системи за рахунок розширення головного променя.

6. Сформульовано рекомендації щодо проєктування ФАР: для забезпечення компромісу між роздільною здатністю та рівнем побічного випромінювання доцільно використовувати еквідистантні решітки з кроком півхвилі, фазообертачами розрядністю не менше 5 біт та спадаючим амплітудним розподілом струмів.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Skolnik M. I. Radar Handbook. 3rd ed. New York : McGraw-Hill, 2008. 1328 p.
2. Balanis C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. 4th ed. Hoboken : Wiley, 2016. 1120 p.
3. Hansen R. C. Phased Array Antennas. 2nd ed. New York : John Wiley & Sons, 2009. 560 p.
4. Воскресенський Д. І. Антени та пристрої НВЧ : підручник. Київ : НТУУ «КПІ», 2010. 450 с.
5. Stutzman W. L., Thiele G. A. Antenna Theory and Design. 3rd ed. New York : Wiley, 2013. 848 p.
6. Elliott R. S. Antenna Theory and Design. Revised Edition. New York : Wiley-IEEE Press, 2003. 474 p.
7. IEEE Std 145-2013. IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas. New York : IEEE, 2013. 86 p.
8. Слюсар В. І. Цифрові антенні решітки: майбутнє радіолокації // Електроніка і зв'язок. 2008. № 3. С. 12–19.
9. Kutty S., Sen D. Beamforming for 5G: Theory and implementation // IEEE Communications Magazine. 2016. Vol. 54, no. 1. P. 11–17.
10. Björnson E., Hoydis J., Sanguinetti L. Massive MIMO Networks: Spectral, Energy, and Hardware Efficiency. Delft : Foundations and Trends in Signal Processing, 2017. 154 p.
11. Rohde & Schwarz. Beamforming in 5G New Radio: White Paper
12. Deleniv A. Phased array antenna design for 5G applications // Microwave Journal. 2019. Vol. 62, no. 5. P. 22–34.

13. Marzetta T. L., Larsson E. G., Yang H., Ngo H. Q. Fundamentals of Massive MIMO. Cambridge : Cambridge University Press, 2016. 304 p.
14. Goldsmith A. Wireless Communications. Cambridge : Cambridge University Press, 2005. 644 p.
15. 3GPP TS 38.211. NR; Physical channels and modulation (Release 16). 2020.
16. Широков Г. Б. Теорія та техніка антен : навчальний посібник. Львів : Видавництво Львівської політехніки, 2015. 420 с.
17. Richards M. A. Fundamentals of Radar Signal Processing. 2nd ed. New York : McGraw-Hill Education, 2014. 618 p.
18. Visser H. J. Array and Phased Array Antenna Basics. Chichester : Wiley, 2005. 370 p.
19. Steyskal H. Digital beamforming antennas: An introduction // Microwave Journal. 1987. Vol. 30, no. 1. P. 107–124.
20. Haupt R. L. Antenna Arrays: A Computational Approach. Hoboken : Wiley, 2010. 568 p.
21. Mailloux R. J. Phased Array Antenna Handbook. 3rd ed. Boston : Artech House, 2018. 550 p.
22. Van Trees H. L. Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory. New York : Wiley-Interscience, 2002. 1472 p.
23. Analog Devices. Phased Array Antenna Patterns — Part 1: Linear Array Beam Characteristics [Electronic resource].
24. Monzingo R. A., Haupt R. L., Miller T. W. Introduction to Adaptive Arrays. 2nd ed. Raleigh : SciTech Publishing, 2011. 540 p.

25. Harris C. R. et al. Array programming with NumPy // Nature. 2020. Vol. 585. P. 357–362.
26. Hunter J. D. Matplotlib: A 2D Graphics Environment // Computing in Science & Engineering. 2007. Vol. 9, no. 3. P. 90–95.
27. Virtanen P. et al. SciPy 1.0: fundamental algorithms for scientific computing in Python // Nature Methods. 2020. Vol. 17. P. 261–272.
28. Oppenheim A. V., Schaffer R. W. Discrete-Time Signal Processing. 3rd ed. Upper Saddle River : Pearson, 2010. 1120 p.