

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

УДК 621.37:621.391

«Допущено до захисту»

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

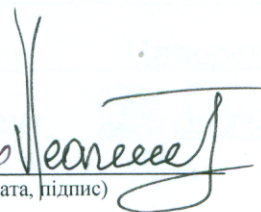
« 15 » 12 2020 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему «Розробка та дослідження дзеркальної антени супутникового
інтернету»

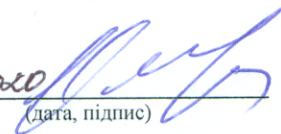
за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
освітній ступінь «магістр»

Виконавець роботи
студент 2 курсу, гр.ТРм-19-1

15.12.2020 
(дата, підпис)

Яцюк В.О.

Керівник роботи
к.т.н., доц.

15.12.2020 
(дата, підпис)

Ципоренко В.Г.

Житомир
2020

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

Пояснювальна записка
до кваліфікаційної магістерської роботи

на тему «Розробка та дослідження дзеркальної антени супутникового
інтернету»

Виконав: студент 2 курсу, групи ТРм-19-
1

спеціальності

172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Яцюк В.О.

Керівник Ципоренко В.Г.

Рецензент Дубина О.Ф.

Житомир
2020

«Затверджено»

Завідувач кафедри біомедичної
інженерії та телекомунікацій


Т.М. Нікітчук

« 28 » 06 2020 р.

Завдання на кваліфікаційну магістерську роботу

Яцюк Валентин Олегович
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Розробка та дослідження дзеркальної антени супутникового інтернету»

затверджено наказом по університету від «16» жовтня 2020 р. № 366/С

2. Мета дослідження характеристик дзеркальної антени системи супутникового інтернету з кінцевим рупором

3. Вихідні дані (характеристики об'єкта, умов дослідження та ін.)
Частотний діапазон – 10,7 – 11,7. Тип антени: супутниковий інтернет.

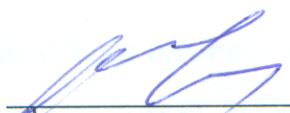
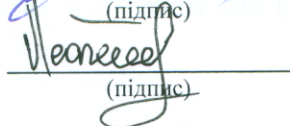
4. Основні задачі дослідження оцінка науково-тех. даних, розробка дзеркальної антени, розрахунок кінцевого рупорного опромінювача, довід. х-тик кінцевого рупору.

5. Термін подання роботи до захисту грудень 2020

6. Дата видачі завдання «26» червня 2020 р.

Науковий керівник

Завдання прийняв
до виконання


(підпис)

(підпис)

Ципоренко В.Г.
(прізвище, ініціали)
Яцюк В.О.
(прізвище, ініціали)

АНОТАЦІЯ

В даній магістерській роботі виконано дослідження параметрів дзеркальної антени системи супутникового інтернету. Особливу увагу було приділено дослідженню параметрів опромінювача дзеркальної антени.

В даній магістерській роботі виконано дослідження положення фазового центру кінцевого рупору.

Розроблено математичну модель розрахунку параметрів дзеркальної антени та рупорного опромінювача та положення фазового центру в залежності від розподілу поля в апертурі опромінювача.

Розроблено алгоритм розрахунку параметрів кінцевого рупору.

Розроблено програмну модель кінцевого рупору.

Проведено теоретичні та експериментальні дослідження положення фазового центру кінцевого рупору.

ANNOTATION

In this master's thesis the research of the parameters of the mirror antenna of the satellite internet system is performed. Particular attention was paid to the study of the parameters of the illuminator of the mirror antenna.

In this master's thesis, a study of the position of the phase center of the conical horn.

A mathematical model for calculating the parameters of the mirror antenna and horn irradiator and the position of the phase center depending on the field distribution in the aperture of the irradiator is developed.

An algorithm for calculating the parameters of a conical horn has been developed.

A software model of a conical horn has been developed.

Theoretical and experimental studies of the position of the phase center of a conical horn are carried out.

РЕФЕРАТ

Дипломна магістерська робота містить 83 сторінки, 23 рисунка, 7 таблицю, 14 джерел посилання.

Ключові слова: супутниковий інтернет, дзеркальна антена; рупорний опромінювач, фазовий центр.

Об'єктом дослідження виступає дзеркальна антена системи супутникового інтернету.

Предметом дослідження є метод визначення фазового центру опромінювача дзеркальної антени

Ціль дослідження – оптимізація положення опромінювача дзеркальної антени.

Теоретичне та практичне значення одержаних результатів:

1. Проведено розрахунок параметрів дзеркальної антени системи супутникового інтернету.

2. Розроблено математичний апарат визначення фазового центру кінцевого рупору. Цей апарат включає як наближені вирази, що можливо використовувати для інженерних та конструкторських розрахунків, так і точні вирази для наукових розрахунків.

3. Розроблено програмну модель кінцевого рупору для дослідження положення фазового центру.

ЗМІСТ

АНОТАЦІЯ	2
РЕФЕРАТ	3
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ СКОРОЧЕНЬ	6
ВСТУП	7
РОЗДІЛ 1. ОГЛЯД ТА АНАЛІЗ ВІДОМИХ МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ ВИЗНАЧЕННЯ ФАЗОВОГО ЦЕНТРУ АНТЕН.....	8
1.1 Огляд публікацій, в яких започатковано вирішення проблеми визначення фазового центру антен.....	8
1.2 Огляд методик визначення фазового центра антени.....	11
РОЗДІЛ 2. Теоретичні дослідження фазового центру рупорної антени.....	23
2.1 Дослідження розподілу поля в рупорній антені	23
2.2 Дослідження положення фазового центра рупорної антени	28
РОЗДІЛ 3. Дослідження параметрів антени.....	37
3.1 Розрахунок параметрів дзеркальної антени.....	37
3.2 Розрахунок параметрів кінцевого рупору.....	41
3.3 Дослідження діаграми направленості кінцевого рупору.....	46
3.3.1 Розробка алгоритму розрахунку діаграми направленості.....	49
3.3.2 Вибір мови програмування.....	51
3.3.3 Результати моделювання діаграми направленості.....	54
3.4 Дослідження коефіцієнта направленої дії.....	57
3.5 Дослідження положення фазового центру.....	61
3.5.1 Дослідження фазового центру при рівномірному розподілу полю.....	61
3.5.2 Фазовий центр при осесиметричному розподілі поля.....	65
3.5.3 Фазовий центр рупору при збудження хвилею H_{11}	68
ВИСНОВКИ.....	74
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ	75
Додаток 1.....	77
Додаток 2.....	79
Додаток 3.....	80

Додаток 4.....	81
Додаток 5.....	82
Додаток 6.....	83

ПЕРЕЛІК
використаних скорочень

ДН – діаграма направленості

ФЦА – фазовий центр антени

НВЧ – надвисокі частоти

ФДН – фазова діаграма направленості

ФЦ - фазовий центр

КНД – коефіцієнт направленої дії

ВСТУП

Одною із основних проблем на сучасному етапі розвитку радіосистем різноманітного призначення є підвищення їх ефективності, включаючи підвищення якості та надійності радіоканалу, підвищення швидкості передачі інформації, тощо. При цьому на перший план виходять задачі просторово-часової обробки сигналів, які враховують векторний характер електромагнітного поля. Особлива роль при цьому відводиться створенню оптимальних антенних систем. Такий підхід вимагає більш детального дослідження характеристик направленості антен, особливо фазових та поляризаційних.

З метою заповнити вказану прогалину в даній роботі досліджуються фазові характеристики рупорної антени, включаючи положення фазового центру та аналіз зміни його положення в залежності від параметрів антени.

Найбільш актуальними галузями, де необхідне визначення фазового центру антени є побудова антенних решіток, побудова дзеркальних антен та лінзових антен. В цих сферах застосування рупорних антен при правильному розміщенню можливо добитися суттєвого поліпшення як параметрів антенного пристрою, так і всієї радіотехнічної системи.

Можливість точного або наближеного визначення положення фазового центру рупорної антени дозволить пришвидшити розробку антенних систем, а також налагодження цих систем при виробництві.

Враховуючи факт недостатнього дослідження питання розрахунку положення фазового центру та актуальності цього дослідження на сучасному етапі розвитку радіотехнічних систем можливо сказати, що проведення такого дослідження є актуальним та доцільним.

РОЗДІЛ 1

ОГЛЯД ТА АНАЛІЗ ВІДОМИХ МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ ВИЗНАЧЕННЯ ФАЗОВОГО ЦЕНТРУ АНТЕН

Огляд публікацій, в яких започатковано вирішення проблеми визначення фазового центру антен

Історично так склалося, що до певного моменту розвитку антенної техніки досліджувались амплітудні характеристики, а фазові вважалися не важливими. Однак з розвитком техніки передачі та обробки сигналів вимоги до антен підвищувались і з виникненням певних галузей застосування радіоелектронної апаратури фазові характеристики антени стали відігравати не меншу роль, ніж амплітудні.

Прикладами таких задач є використання лінзових та дзеркальних антен, радіолокація, радіонавігація, тощо.

Так, в [1] описано систему глобального позиціонування (DGPS, DGLONASS) в якій використовується диференціальний метод, що визначає положення об'єкту використовуючи координати фазового центра антени.

В [2] показано побудову системи геодезичного дослідження в якій визначення параметрів досліджуваних об'єктів визначається з врахуванням положення фазового центру антени.

В радіотелескопах [3-5] використовуються або в стадії проектування трьох діапазонні S/X/Ka опромінювані з єдиним фазовим центром, які формують діаграми направленості(ДН) в трьох діапазонах з необхідними параметрами.

В [6] розглядається задача формування бортової навігаційної системи літального апарату багатофункціональної бортової радіолокаційної станції. Основною задачею є високоточне позиціонування фазового центра антени(ФЦА). В роботі використовується алгоритм корекції похибок позиціонування на основі оцінок інтегрально-супутникової навігаційної системи.

Таким чином задача визначення ФЦА стає все більш актуальною.

Існують декілька розробок та патентів, які дозволяють визначити ФЦА.

Так в [7] запропоновано спосіб визначення ФЦА, який включає випромінювання електромагнітного поля антеною, що досліджується, приймання його допоміжною антеною при розміщенні її послідовно в двох точках електромагнітного поля, вимірювання амплітуди і фази прийнятого сигналу. Запропонований спосіб має наступну особливість: з метою підвищення оперативності та спрощення процесу визначення ФЦА еліптичної поляризації, вимірювання амплітуди і фази виконують для трьох ортогональних компонент вектора електричного поля $E_x e^{i\alpha_x}$, $E_y e^{i\alpha_y}$, $E_z e^{i\alpha_z}$ визначають напрямок із фазового центра антени, в кожную точку по формулам:

$$\varphi = \arctg\left(\frac{E_y \sin(\alpha_y - \alpha_z)}{E_x \sin(\alpha_x - \alpha_z)}\right)$$
$$\theta = \arctg\left(\frac{\sqrt{(E_x \sin(\alpha_x - \alpha_z))^2 + (E_y \sin(\alpha_y - \alpha_z))^2}}{E_x E_y \sin(\alpha_x - \alpha_y)}\right)$$

де φ, θ - азимут та полярний кут відповідно в прямокутній системі координат, в якій виконувався розклад вектора електричного поля на ортогональні компоненти і початок якої розміщено в фазовому центрі допоміжної антени в кожному її положенні, і визначають положення фазового центра антени, що досліджується, як точку перетину двох вказаних напрямків.

Недоліком вказаного способу є придатність тільки для еліптичної поляризації антени, низька точність, а також висока трудомісткість проведення вимірювання при необхідності визначення фазового центра для спектра частот. Низька точність пояснюється тим, що точне визначення компонент вектора електричного поля є складною задачею, а знаходження точки перетину двох не точно відомих векторів із дальньої зони приводить до ще більших похибок.

Для рупорних антен положення запропоновано метод, який полягає у збудженні рупора НВЧ сигналом[8], прийманні відбитого від спеціального екрану сигналу, оцінки фази прийнятого сигналу і визначенні координат фазового центру антени, що досліджується.

Недоліком цього способу є обмежена область використання – тільки для рупорних антен, а також значна працесомність проведення вимірювань у випадку необхідності визначення фазового центру для спектра частот.

Відомий метод [9] визначення фазового центра параболічної антени, який оснований на тому явищі, що фазовий центр такої антени співпадає із фокусом параболоїда і може бути визначеним із геометричних принципів. Однак конструктивні та технологічні похибки приводять до зміщення фазового центру навіть у найпростіших конструкціях антен. В цьому випадку вимірювальну антену розміщують в область подвійної фокусної відстані параболічної антени, що досліджується, потім переміщують антенну систему в точку максимального прийому відбитого сигналу і визначають координати вказаної точки. Приймаючи знайдену точку за центр сфери, що апроксимує параболоїд, знаходять центр параболоїда, який розглядається як фазовий центр параболічної антени.

Недоліком цього способу є обмеженість області застосування — тільки для параболічних антен, а також значна працесомність проведення вимірювань при необхідності визначення фазового центру для спектра частот.

В [10] запропоновано спосіб визначення ФЦА, який полягає в тому, що встановлюють дві антени так, щоб одна по відношенню до іншої знаходилась в дальній зоні, зондують антену, що досліджується, для цього повертають її навколо осі обертання на обрані кути, в кожному положенні випромінюють сигнали з постійними характеристиками однієї, приймають їх іншою і оцінюють прийняті сигнали, фазовий центр антени, що досліджується, знаходять на перетині осей, що проходять через її фазовий центр. Особливістю запропонованого способу є те, що використовуються надширокосмугові сигнали і проводять попереднє зондування, при якому оцінюють і вибирають мінімальний розмір часового вікна приймання і його положення відносно

моменту випромінювання таким чином, щоб прийняті сигнали попадали у вікно приймання. Після цього проводять основне зондування, при якому приймають сигнали у вибраному часовому вікні приймання, оцінюють різниці часу поширення сигналів між фазовими центрами антен при різних кутах обертання антени, що досліджується, і знаходять іншу вісь, що проходить через фазовий центр антени, що досліджується.

Висновки: знаходження ФЦА є актуальною задачею на сучасному етапі розвитку радіотехнічних систем. Існуючі методи знаходження ФЦА мають ряд недоліків: велика складність та працездатність, вузька спеціалізація. Тому дослідження методів знаходження фазового центру антен є доцільним та актуальним.

1.2 Огляд методик визначення фазового центра антени

Під фазовою діаграмою направленості розуміють кутову залежність аргументу $\Phi(\vartheta, \varphi)$ у виразі для комплексної діаграми направленості:

$$F(\vartheta, \varphi) = |F(\vartheta, \varphi)| e^{i\Phi(\vartheta, \varphi)} \quad (1.1)$$

де $|F(\vartheta, \varphi)|$ - амплітудна діаграма направленості;

$\Phi(\vartheta, \varphi)$ - фазова діаграма направленості.

Фазова діаграма направленості (ФДН) визначається з точністю до довільної постійної складової. В багатьох випадках ФДН не представляє зацікавленості. Однак існує великий круг задач, де знання ФДН необхідно. Так при використанні випромінювачів, що використовуються в оптичних типах антен, доплеровські та фазові системи: інтерферометри, бортові антени вимірювальних радіоліній і т.д., знання ФДН необхідне.

У всіх вказаних вище випадках вимагається, щоб еквіфазна поверхня хвильового фронту в робочому секторі кутів діаграми антени співпадала з

поверхнею сфери. В цьому випадку кажуть про наявність у антени фазового центру, який співпадає з центром цієї сфери[11].

Якщо фазовий центр антени співпадає з початком системи координат, то функція

$$\Phi(\vartheta, \varphi) = \text{const},$$

тобто постійна в сфері радіуса r . Якщо фазовий центр (ФЦ) розміщено в точці $r_0(x_0, y_0, z_0)$, то

$$\begin{aligned} \Phi &= k \cdot r_0 = k \cdot x_0 \cdot \cos \alpha + k \cdot y_0 \cdot \cos \beta + k \cdot z_0 \cdot \cos \gamma + \Phi_0 = \\ &= k[r_0 \sin \vartheta \cos(\varphi - \varphi_0) + z_0 \cos \vartheta] + \Phi_0 \end{aligned} \quad (1.2)$$

де $\cos \alpha, \cos \beta, \cos \gamma$ - направляючі косинуси хвильового вектора k .

Векторний характер поля накладає певні обмеження на поняття ФЦ. Співвідношення (1.2) можливо використати тільки в скалярному випадку, тобто при вимірюванні фази лінійно-поляризованого поля в обмеженому секторі кутів. Можливо також розглядати фазу однієї із складових поля, яка вибирається за допомогою відповідно поляризованої допоміжної антени. В будь-якому випадку, поняття фазовий центр можливо вести тільки для поля певної поляризації(лінійної або еліптичної, але з фіксованим в секторі кутів параметрами поляризації). У випадку довільної еліптичної поляризації фазового центра не існує.

Сферичний хвильовий фронт випромінює ідеалізоване точкове ізотропне джерело. Фазова діаграма лінійного розкриву з постійним амплітудним і лінійним фазовим розподілом в межах кожного пелюстка амплітудної діаграми $\sin u/u$ також являє собою константу, стрибком змінюючись від пелюстка до пелюстка на π . З точністю до вказаних стрибків фазова характеристика такої антени у всьому секторі кутів постійна, і фазовий центр у неї співпадає з центром розкриву.

Реальні антени, як правило, фазового центру не мають із-за відхилень фазового розподілу в розкритті від рівномірного. З іншої сторони, при вимірюваннях ФЦА внаслідок випадкового характеру результатів вимірювання положення фазового центру, навіть якщо він є, можливо знайти лише в деякому наближенні. В будь-якому випадку необхідно знайти положення «ефективного» фазового центру [12] для обмеженої ділянки хвильового фронту поля, яке випромінюється антеною. Іноді ефективний фазовий центр називають «центром випромінювань» антени [13].

Вважаючи аргумент

$$\Phi = kr - \psi(\vartheta, \varphi) = \text{const},$$

знаходимо рівняння хвильового фронту чи поверхні постійної фази:

$$r(\vartheta, \varphi) = C + \frac{\psi(\vartheta, \varphi)}{k} \quad (1.3)$$

Вважаючи, що вісь z співпадає з напрямком головного максимуму діаграми $F(\vartheta, \varphi)$, будемо розглядати переріз хвильового фронту площиною $\varphi = \text{const}$ (площина z, ρ), який представляє собою лінію постійної фази хвилі, або еквіфазний контур. При визначенні еквіфазного контуру на кінцевій ($R_0 < \infty$) відстані від антени, яка має фазовий центр в точці z_0, ρ_0 , виникає додаткова похибка – у виразі для $r(\vartheta)$ з'являється квадратичний член. Наприклад, при $\varphi = \varphi_0$:

$$r(\vartheta) \cong R_0 + \rho_0 \sin \vartheta + z_0 \cos \vartheta - (\rho_0 \cos \vartheta - z_0 \sin \vartheta)^2 / 2R_0$$

Вказана похибка стає досить малою (менше $\lambda/16$) на відстанях, що перевищують відстань дальньої зони.

В площині $\varphi = \text{const}$ диференціал дуги еквіфазного контуру в координатах r, ϑ :

$$ds = \sqrt{r^2 + (r')^2} d\vartheta$$

Радіус кривизни даної ділянки перерізу поверхні S

$$R = \frac{ds}{d\alpha} = \frac{\sqrt{[r^2 + (r')^2]^3}}{r^2 + 2(r')^2 - rr''}.$$

Координати центру кривизни, який можливо назвати поточним, або локальним, фазовим центром, знаходять із співвідношень:

$$\begin{aligned} z_c &= r \cos \vartheta - \frac{R(r \cos \vartheta + r' \sin \vartheta)}{\sqrt{r^2 + (r')^2}} \\ \rho_c &= r \sin \vartheta - \frac{R(r \sin \vartheta - r' \cos \vartheta)}{\sqrt{r^2 + (r')^2}} \end{aligned} \quad (1.4)$$

Враховуючи, що похідні r' і r'' для розмірів розкриву обмежені, на певній відстані від нього виконуються нерівності:

$$\frac{r'}{r} \ll 1 \text{ і } \frac{r''}{r} \ll 1.$$

В цьому випадку із (1.4) можливо отримати:

$$\begin{aligned} z_c &= -r' \sin \vartheta - r'' \cos \vartheta \\ \rho_c &= r' \cos \vartheta - r'' \sin \vartheta \end{aligned} \quad (1.5)$$

Для ділянки хвильового фронту біля осі ($\vartheta = 0$) повздовжнє зміщення фазового центру рівне мінус r'' , поперечне r' .

В загальному випадку для ділянки еквіфазної поверхні, обмеженої кутами ϑ_1, ϑ_2 , координати центра кривизни змінюються в деякому інтервалі значень. Використовуючи принцип найменших квадратів можливо знайти ефективний фазовий центр антени, відносно якого групуються точки центру кривизни для окремих ділянок фронту. Відстань між вказаними точками рівне:

$$\Delta r = \sqrt{(\rho_c - \rho_0)^2 + (z_c - z_0)^2}$$

Умові мінімуму інтеграла

$$Q = \int_{\vartheta_1}^{\vartheta_2} \Delta r^2 d\vartheta$$

відповідають середні значення ρ_c і z_c по всьому інтервалу інтегрування. З врахуванням (1.5) отримуємо вираз для координат центра випромінювання(ефективного фазового центру):

$$\begin{aligned} z_0 &= \frac{1}{\vartheta_2 - \vartheta_1} \int_{\vartheta_1}^{\vartheta_2} (r' \sin \vartheta + r'' \cos \vartheta) d\vartheta \\ \rho_0 &= \frac{1}{\vartheta_2 - \vartheta_1} \int_{\vartheta_1}^{\vartheta_2} (r' \cos \vartheta - r'' \sin \vartheta) d\vartheta \end{aligned} \quad (1.6)$$

Існують два способи вимірювання фазових діаграм [14]. При першому вимірюють координати $r(\vartheta)$ точок еквіфазної поверхні. При другому на колі вибраного радіуса з центром на початку вказаної системи координат вимірюється фазовий кут поля відносно деякого значення. Обидва вказані способи повністю еквівалентні. Із (1.6) слідує, що постійна складова $r(\vartheta)$ несуттєва, оскільки в підінтегральний вираз входять тільки перші дві похідні.

Це означає, що $r(\vartheta)$ можливо вимірювати як відстань по радіусу від довільно вибраного кола, центр якого лежить на осі повороту стенда.

Вимірюючи фазовий кут φ визначають $r = \frac{\lambda \varphi}{2\pi}$, тобто відстань, на яку з точністю до цілого числа періодів точка еквіфазного контуру віддалена від деякого кола фіксованого радіуса. Тому формули для розрахунку фазового центру в обох випадках однакові (з врахуванням множника $\frac{\lambda}{2\pi}$ у другому випадку)[15].

Зазвичай положення фазового центру визначають по вимірюванням в обмеженому інтервалі кутів $\vartheta_1 \dots \vartheta_2$. Хоча граничні кути можуть бути задані довільно, для суттєвого спрощення розрахунків використовують симетричні границі $-\theta_0 \dots + \theta_0$. Для цього необхідно систему координат ρ', z' повернути в площині перерізу діаграми на кут ϑ_d відносно системи, полярна вісь якої співпадає з нормаллю до розкриву або віссю антени. Вісь z' співпадає в цьому випадку з напрямком на центр сектора кутів діаграми, що підлягає вимірюванню. В цьому випадку ϑ_d і θ_0 пов'язані з ϑ_1, ϑ_2 співвідношеннями:

$$\theta_{\text{ц}} = \frac{(\theta_1 + \vartheta_2)}{2},$$

$$\theta_0 = \frac{(\vartheta_2 - \theta_1)}{2},$$

$$\theta = \vartheta - \vartheta_{\text{ц}}.$$

Координати знайденого в цій системі фазового центра ρ'_0, z'_0 перераховуються до початкової за допомогою співвідношень:

$$\rho_0 = \rho'_0 \cos \vartheta_{\text{ц}} + z'_0 \sin \vartheta_{\text{ц}},$$

$$z_0 = -\rho'_0 \sin \vartheta_{\text{ц}} + z'_0 \cos \vartheta_{\text{ц}}.$$

В плоскому перерізі діаграми, що проходить через вісь z , зручно вважати, що полярний кут ϑ лежить в межах $-\pi/2 \dots \pi/2$. Це дозволить не розглядати кут $\varphi + \pi$ для лівого сектора.

Оскільки аналітичний вираз для еквіфазної поверхні зазвичай невідомий, то він задається дискретним рядом результатів вимірювань $r(\theta_k)$, то необхідно за допомогою дослідних формул знайти зручну для розрахунків апроксимуючу функцію $r(\theta) \cong \chi(\theta)$. Такою функцією, наприклад, може бути:

$$\chi(\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \theta^n \quad (1.7)$$

В залежності від ширини сектора кутів $\Delta\theta_0 = 2\theta_0$ можливо обмежитися першими трьома або п'ятьма членами полінома. Підбір полінома також може виконуватись по методу найменших квадратів. Із умови мінімуму інтеграла від квадрата різниці $r(\theta)$ і $\chi(\theta)$, диференціюючи його по параметрам a_m , отримуємо систему N лінійних рівнянь для визначення коефіцієнтів полінома:

$$\|a_n\| \cdot \|A_{mn}\| = \|I_m\|, \quad (1.8)$$

де $a_n = a_n \theta^n$ - коефіцієнти полінома $\chi(x)$ по нормованій координаті $x = \theta/\theta_0$;

$$\begin{aligned} A_{mn} &= 2\chi_{m+n}/(m+n+1); \\ \chi_k &= \begin{cases} 1 & \text{при } k = 2l; \\ 0 & \text{при } k = 2l+1; \end{cases} \quad l=0,1,2,\dots; \\ I_m &= \int_{-1}^1 r(x) x^m dx \approx \sum_{i=1}^M x_i^m r(x_i) \Delta x_i = \theta_0^{-(m+1)} \sum_{i=1}^M \theta_i^m r\left(\frac{\theta_i}{\theta_0}\right) \Delta\theta_i, \end{aligned} \quad (1.9)$$

Постійні складові a_0 в $r(\theta)$ не впливають на положення фазового центру. Відповідно із масиву результатів вимірювань $r(\theta_i)$ можливо виключити довільну константу. Хоча функції I_{2k} будуть залежати від неї, сумарний вклад цієї константи в коефіцієнти $a_{2n}, (n > 0)$ рівний нулю. Число членів поліному, що використовується, залежить від ширини сектора апроксимації: для малого сектора змінної x можливо обмежитись трьома членами ряду (1.7), для більшого сектора необхідно збільшувати число членів.

Функції I_m знаходяться численним інтегруванням результатів вимірювань $r\left(\frac{\theta}{\theta_0}\right)$ з вагою θ^m в діапазоні кутів $\pm \theta_0$.

Користуючись функціями $\chi(\theta)$ за допомогою (1.6) визначити положення ефективного фазового центру:

$$\rho_0 = \sum_{n=1}^{N-1} a_n p_n, \text{ де } n=2k-1, k=1,2,3,\dots;$$

$$z_0 = \sum_{n=2}^{N-1} a_n q_n, \text{ де } n=2k, k=1,2,3,\dots;$$

Множники p_n і q_n є функціями граничного кута θ_0 рівного половині ширини сектора вимірювань діаграми направленості $\Delta\theta_0$:

$$p_n = \begin{cases} n(C_{n-1} - \theta_0^{n-1} \sin \theta_0) / \theta_0 & \text{при } n = 2k - 1; \\ 0 & \text{при } n = 2k; \end{cases}$$

$$q_n = \begin{cases} n[\theta_0^{n-1} \cos \theta_0 - (n-1)C_{n-2}] / \theta_0 & \text{при } n = 2k; \\ 0 & \text{при } n = 2k - 1; \end{cases}$$

$$C_m = \int_{-\theta_0}^{\theta_0} \theta^m \cos \theta d\theta = \begin{cases} -m(m-1)C_{m-2} + 2\theta_0^{m-1}(m \cos \theta_0 + \theta_0 \sin \theta_0) & \text{при } m = 2k \\ 2 \sin \theta_0 & \text{при } m = 0 \\ 0 & \text{при } m = 2k - 1 \end{cases}$$

де $k=1,2,3,\dots$

При цьому:

$$\begin{aligned} p_1 &= \sin \theta_0 / \theta_0 ; \\ q_2 &= 2(\theta_0 \cos \theta_0 - 2 \sin \theta_0) / \theta_0 ; \\ p_3 &= 3(C_2 - \theta_0^2 \sin \theta_0) / \theta_0 ; \\ q_4 &= 2(\theta_0^3 \cos \theta_0 - 3C_2) / \theta_0 ; \end{aligned}$$

$$\text{де } C_2 = (\theta_0^2 - 2) \sin \theta_0 + 4\theta_0 \cos \theta_0.$$

Таким чином, координати наближеного фазового центра антени, які визначаються методом вимірювань, який оснований на апроксимації локальних фазових центрів, знаходяться із співвідношень:

$$\begin{aligned} \rho_0 &= \begin{cases} a_1 p_1, & \text{при } N = 3; \\ a_1 p_1 + a_3 p_3 & \text{при } N = 4, 5; \end{cases} \\ z_0 &= \begin{cases} a_2 p_2, & \text{при } N = 3, 4; \\ a_2 p_2 + a_4 p_4 & \text{при } N = 5; \end{cases} \end{aligned} \quad (1.10)$$

Інший метод [11] оснований на апроксимації еквіфазного контуру колом також з використанням метода найменших квадратів. За ефективний фазовий центр приймається центр кола, сума квадратів відхилень $Q = \sum_{i=1}^M (R_i - R_0)^2$ якої від точок еквіфазного контуру є найменшою.

$R_i(\vartheta_i)$ - відстань від точки P_i еквіфазного контуру до фазового центра. Умовою мінімуму Q відповідає значення R_0 , рівне середньому арифметичному всіх $R_i(\vartheta_i)$:

$$R_0 = \frac{\sum_{i=1}^M R_i}{M}$$

Для неперервних функцій мінімуму функціоналу

$$Q = \int_{\vartheta_1}^{\vartheta_2} (R_i - R_0)^2 d\vartheta$$

відповідає середнє

$$Q = \frac{1}{\vartheta_2 - \vartheta_1} \int_{\vartheta_1}^{\vartheta_2} R d\vartheta.$$

Початок відліку вибрано як і в попередньому випадку.

Підставляючи у вирази для Q і R_0 співвідношення вірне для дальньої зони

$$R_i = r_i - \rho_0 \sin \vartheta_i - z_0 \cos \vartheta_i.$$

Продиференціюємо Q по параметрам ρ_0 і z_0 і прирівнюючи похідні нулю, отримуємо систему рівнянь для їх визначення:

$$\sum_{i=1}^M (R_i - R_0) \sin \vartheta_i = 0,$$

$$\sum_{i=1}^M (R_i - R_0) \cos \vartheta_i = 0.$$

Прийmemo, як і в попередньому випадку, що ділянка, яка апроксимується, еквіфазного контуру, розміщена симетрично відносно осі z . В результаті вимірювань визначається відстань r_i від початку координат до точки P_i еквіфазного контуру.

Знаходимо

$$\varepsilon_i = r_i - \bar{r},$$

$$\bar{r} = \frac{1}{2\theta_0} \int_{-\theta_0}^{\theta_0} r d\theta \approx \frac{1}{2\theta_0} \sum_{i=1}^M r_i(\theta_i) \Delta\theta_i.$$

Розв'язок системи рівнянь для координат ефективного фазового центра має вигляд:

$$\rho_0 = J_B / A, \quad (1.11)$$

$$z_0 = J_c / B$$

де

$$J_c = \int_{-\theta_0}^{\theta_0} \varepsilon \cos \theta d\theta \approx \sum_{i=1}^M \varepsilon_i \cos \theta_i \Delta\theta_i \quad (1.12)$$

$$J_B = \int_{-\theta_0}^{\theta_0} \varepsilon \sin \theta d\theta \approx \sum_{i=1}^M \varepsilon_i \sin \theta_i \Delta\theta_i$$

$$A = \theta_0 \left(1 - \frac{\sin 2\theta_0}{2\theta_0} \right) \quad (1.13)$$

$$B = \theta_0 \left[1 + \frac{\sin 2\theta_0}{2\theta_0} - \frac{1 - \cos 2\theta_0}{\theta_0^2} \right]$$

Використавши представлення даних у вигляді полінома (1.7), отримаємо формули для визначення координат фазового центра:

$$\rho_0 = \sum_{n=1}^{N-1} a_n u_n, \text{ де } n=2k-1, k=1,2,3,\dots; \quad (1.14)$$

$$z_0 = \sum_{n=2}^{N-1} a_n v_n, \text{ де } n=2k, k=1,2,3,\dots;$$

$$u_n = \begin{cases} \frac{(nC_{n-1} - 2\theta_0^n \cos \theta_0)}{A} & \text{при } n = 2k - 1; \\ 0 & \text{при } n = 2k; \end{cases}$$

$$v_n = \begin{cases} \left[nC_n - \frac{(2\theta_0^n \sin \theta_0)}{n+1} \right] / B & \text{при } n = 2k; \\ 0 & \text{при } n = 2k - 1; \end{cases}$$

де $k=1, 2, 3 \dots$

При цьому:

$$u_1 = 2(\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0) / A;$$

$$v_2 = \left(C_2 - \frac{2}{3} \theta_0^2 \sin \theta_0 \right) / B ;$$

$$u_3 = (3C_2 - 2\theta_0^3 \cos \theta_0) / A ;$$

$$v_4 = \left(C_4 - \frac{2}{5} \theta_0^4 \sin \theta_0 \right) / B ;$$

де $C_4 = 2\theta_0^3(4 \cos \theta_0 + \theta_0 \sin \theta_0) - 12C_2$.

Координати ρ_0 і z_0 визначаються:

$$\rho_0 = \begin{cases} a_1 u_1, & \text{при } N = 3; \\ a_1 u_1 + a_3 u_3 & \text{при } N = 4, 5; \end{cases} \quad (1.15)$$

$$z_0 = \begin{cases} a_2 v_2, & \text{при } N = 3, 4; \\ a_2 v_2 + a_4 v_4 & \text{при } N = 5; \end{cases}$$

Висновки: в розділі розглянуто методи знаходження ФЦА. Більшість методів оснований на наближених методах і тому мають обмеженість по точності визначення положення фазового центру антени. Тому є доцільним розробка методу, що забезпечить меншу похибку знаходження положення ФЦА.

РОЗДІЛ 2

Теоретичні дослідження фазового центру рупорної антени

2.1 Дослідження розподілу поля в рупорній антені

Наближений закон розподілу фаз в розкритті кінцевого рупору може бути отриманий за умови припущення, що фронт хвилі має форму сфери з центром в точці O (рисунк 2.1).

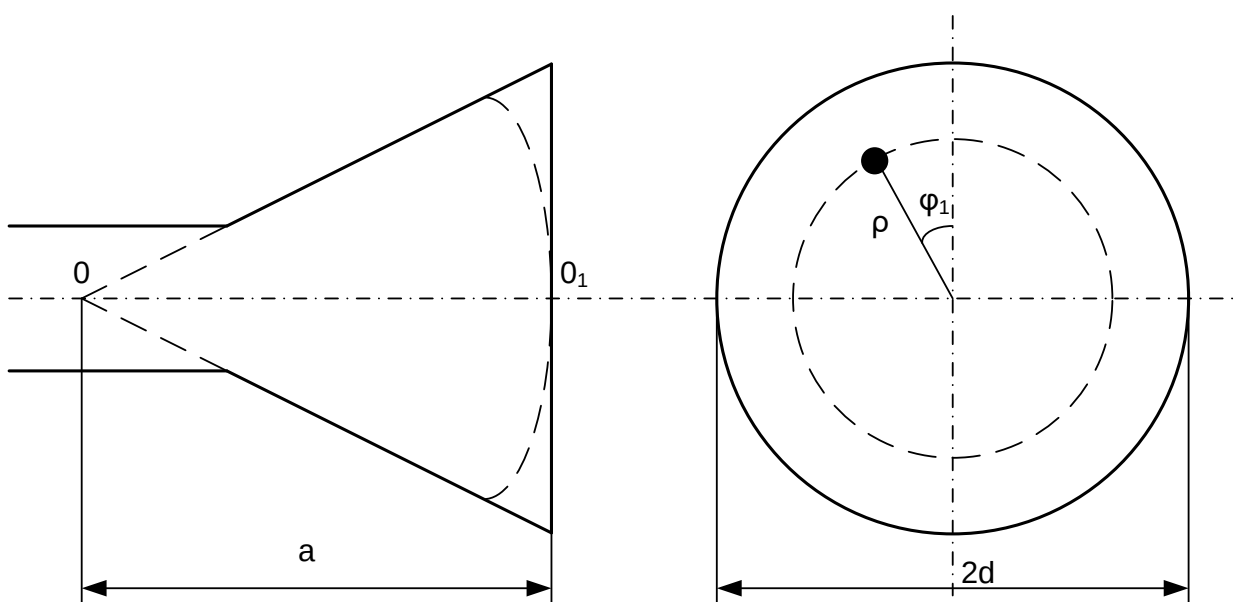


Рисунок 2.1 – Модель фронту хвилі

Відповідно розподіл фаз в розкритті кінцевого рупора визначається виразом:

$$\Phi_{\rho} \approx \frac{\pi \rho^2}{\lambda_p d}, \quad (2.1)$$

де Φ_ρ - кут відставання фази напруженості поля в довільній точці розкриву з координатою ρ відносно фази напруженості поля в центрі розкриву.

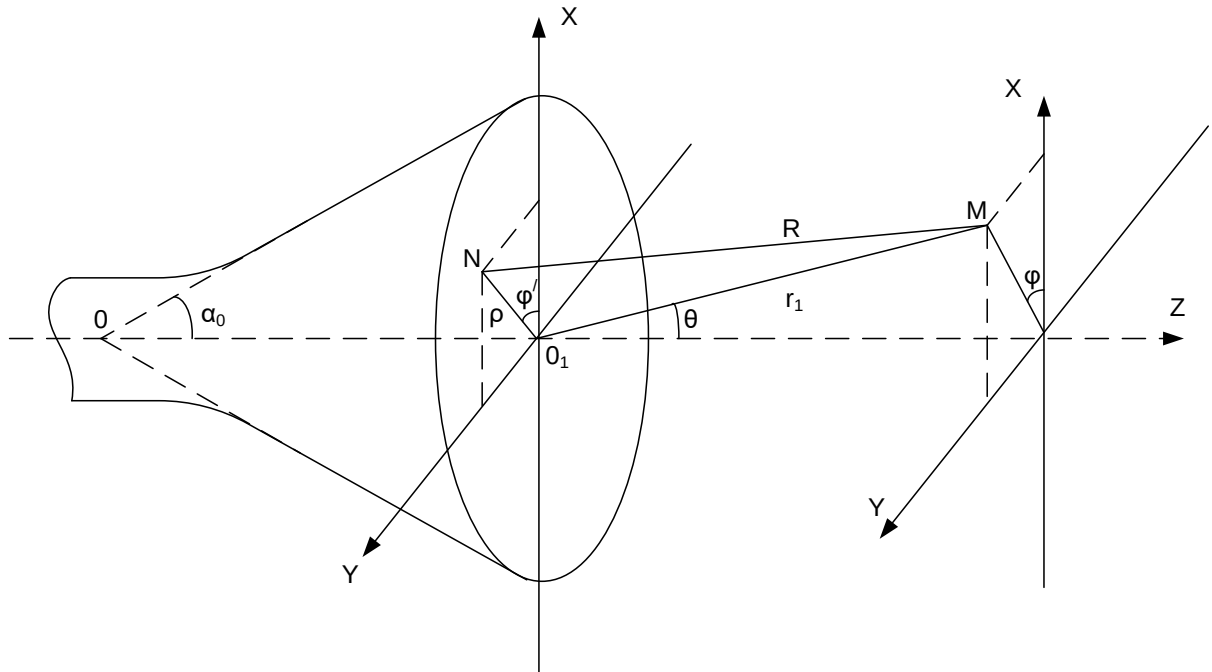


Рисунок 2.2 – Кут відставання напруженості поля

Фаза напруженості поля, що створюється випроміненням будь-якого елемента розкриву рупора, наприклад елемента у точці N, в довільній точці M сфери радіуса r_1 з центром в центрі рупора, що випромінює (рисунок 2.2):

$$\Phi_M = \Phi_\rho + \Phi_R,$$

де Φ_R - складова зсуву фаз, яка визначається різницею шляху променів. Φ_R відраховується від фази поля, яке створюється в точці M випромінюванням елементу, який знаходиться в центрі розкриву. Фаза, яка пов'язана з відстанню до точки спостереження:

$$\Phi_M = \beta \left[\sqrt{r_1^2 + \rho^2 + 2r_1 \sin \theta \cos(\varphi - \varphi')} - r_1 \right].$$

Обмежуючись такими відстанями, для яких виконується умова:

$$\frac{\pi \rho^2}{\lambda r_1} \sin^2 \theta \ll 1,$$

знаходимо:

$$\Phi_m \cong \frac{\beta \rho^2}{2r_1} + \beta \rho \sin \theta \cos(\varphi - \varphi'), \quad (2.2)$$

Відповідно до [11] поле в точці спостереження, яка розміщена в зоні Френеля, може бути представлено у вигляді:

$$E(\theta, \varphi) = -i \frac{E_0 e^{-i\beta r_1}}{2\lambda} (1 + \cos \theta) \int_0^1 \int_0^{2\pi} f(v, \varphi') e^{-i\gamma \frac{\rho^2}{a^2} - i\beta \rho \sin \theta \cos(\varphi - \varphi')} \frac{\rho}{R} d\rho d\varphi', \quad (2.3)$$

$$\text{де } \gamma = \frac{\beta a^2}{2r_1} + \frac{\beta a^2}{2d};$$

$$\gamma|_{r_1 \rightarrow \infty} \equiv \gamma_0 \equiv \frac{\beta a^2}{2d};$$

$$\gamma|_{d \rightarrow \infty} \equiv \gamma_1 \equiv \frac{\beta a^2}{2r_1}.$$

$f(v, \varphi')$ - розподіл амплітуд в площині розкриву рупора;

a - радіус розкриву рупора,

$\varphi = 0$ площина E ;

$\varphi = \frac{\pi}{2}$ площина H .

В (2.3) враховується тільки складова, що паралельна площині E . Складова, яка перпендикулярна площині E , не враховується оскільки вона не дає вкладу в поле в головних площинах.

Проведемо заміну змінної інтегрування $\rho = va$ та врахуємо, що в амплітудному множнику можливо прийняти $R \approx r_1$. В результаті отримаємо:

$$E(\theta, \varphi) = -i \frac{E_0 a^2}{2r_1 \lambda} (1 + \cos \theta) e^{-i\beta r_1} F(\theta, \varphi), \quad (2.4)$$

$$\text{де } F(\theta, \varphi) = \int_0^1 \int_0^{2\pi} f(v, \varphi') e^{-i\gamma v^2 - i\delta v \cos(\varphi - \varphi')} v dv d\varphi'$$

$$\delta = \beta a \sin \theta.$$

Величина γ характеризує сумарне розфазування, яке виникає в площині розкриття рупора. Це розфазування складається із наступних складових:

- квадратичного розфазування γ_0 , яке виникає в площині розкриття рупора внаслідок поширення поля живлення із точки 0;

- квадратичного розфазування γ_1 , яке пов'язане із тим фактом, що розмір рупора співмірний із відстанню до точки спостереження. Цей вид розфазування виникає у випадку використання рупора в якості опромінювача.

Функцію $f(v, \varphi')$, яка визначає закон зміни амплітуд поля в площині розкриття, зручно представляти у вигляді:

$$f(v, \varphi') = 1 + c_1 v^2 + (c_2 + c_3 v^2) v^2 \cos^2 \varphi', \quad (2.5)$$

Форма амплітудного розподілу (2.5) дозволяє розглядати наступні випадки:

- рівномірний розподіл амплітуд, при цьому коефіцієнти будуть рівними: $c_1 = c_2 = c_3 = 0$;

- осесиметричний розподіл, який має на краях рівень поля, рівний $1 + c_1$, причому $-1 \leq c_1$, а інші коефіцієнти $c_2 = c_3 = 0$, то розподіл амплітуд спадає від центра до краю апертури по квадратичному закону. Якщо $0 \leq c_1$, то амплітуди, навпаки зростають по напрямку від центра до краю.

- неосиметричний розподіл, який передає амплітудну структуру поля хвилі H_{11} хвилеводу, який живить рупор. Для цього слід порівняти:

$$c_1 = -0,370; c_2 = -0,845; c_3 = 0,215.$$

При розглянутих варіантах представлення розподілу поля інтеграли обраховуються. Результат інтегрування може бути представлено у вигляді:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{\pi e^{-i\gamma}}{\gamma} \{f_1[U_1(2\gamma, \delta) + iU_2(2\gamma, \delta)] + f_2J_0(\delta) + f_3J_1(\delta)\}, \quad (2.6)$$

$$\text{де } f_1 = 1 + \frac{c_1 + c_2 \cos^2 \varphi}{g^2} - \frac{i}{\gamma} \left(c_1 + \frac{c_2}{2} + c_3 \frac{1 + 6 \cos^2 \varphi}{2g^2} \right) - c_3 \left(\frac{1}{\gamma^2} - \frac{\cos^2 \varphi}{g^4} \right)$$

$$f_2 = i[c_1 + (c_2 + c_3)\cos^2 \varphi] + \frac{c_3}{2\gamma} (1 + 2\cos^2 \varphi) + i \frac{c_3}{g^2} \cos^2 \varphi$$

$$f_3 = -i \frac{c_2 + c_3}{\delta} \cos 2\varphi - \frac{c_1 + (c_2 + c_3)\cos^2 \varphi}{g} - \frac{c_3 \cos 2\varphi}{\delta\gamma} - \frac{c_3 \cos^2 \varphi}{g^3} + i \frac{c_3}{2g\gamma} (1 + 4\cos^2 \varphi)$$

$$g = \frac{2\gamma}{\delta}$$

У вираз (2.6) входять циліндричні функції від двох дійсних змінних - $U_1(y, x)$, $U_2(y, x)$ (функції Ломмеля) першого та другого порядків. Ці функції табулюванні [12]. Крім того, для них отримані асимптотичні представлення [13], які можливо застосовувати з великою точністю за умови $x > 4$ та будь-яких y . У випадку $x=0$ формули дають точний результат, а при $x < 4$ результат містить похибки.

Залежності, що дозволяють обраховувати функції Ломмеля з достатньою точністю у всіх областях зміни обох змінних, мають вигляд:

$$U_1(y, x) + iU_2(y, x) + U_1\left(\frac{x^2}{y}, x\right) + iU_2\left(\frac{x^2}{y}, x\right) = iJ_0(x) - ie^{-i\left(\frac{y}{2} + \frac{x^2}{2y}\right)} \quad (2.7)$$

Вираз (2.7) дозволяє отримати точний результат, тоді як наступний вираз – наближений:

$$U_1(y, x) + iU_2(y, x) \approx i \frac{y}{y+x} J_0(x) + \frac{\sqrt{2yx}}{y+x} \left[C_1\left(\frac{x-y}{\sqrt{\pi y}}\right) - iS_1\left(\frac{x-y}{\sqrt{\pi y}}\right) \right] e^{-i\left(\frac{y}{2} + \frac{x^2}{2y}\right)}. \quad (2.8)$$

$$\text{де } C_1(x) = \frac{1}{2} - C(x);$$

$$S_1(x) = \frac{1}{2} - S(x);$$

$C(x), S(x)$ - інтеграли Френеля, які можливо визначити за формулами:

$$C(x) = \int_0^x \cos\left(\frac{\pi t^2}{2}\right) dt$$

$$S(x) = \int_0^x \sin\left(\frac{\pi t^2}{2}\right) dt$$

Вираз (2.8) можливо використовувати при виконанні умови: $y \leq x$, x – будь-яке.

Висновки: в розділі розроблено математичну модель розподілу поля в розкриті рупорної антени. Отримані вирази дозволяють розраховувати розподіл амплітудні та фазові характеристики поля, що дозволить визначати параметри антени (діаграма направленості, коефіцієнт направленої дії, положення фазового центра антени, тощо).

2.2 Дослідження положення фазового центра рупорної антени

Представимо діаграму направленості антени А (рисунок 2.3) в дальній зоні у вигляді експоненційної залежності.

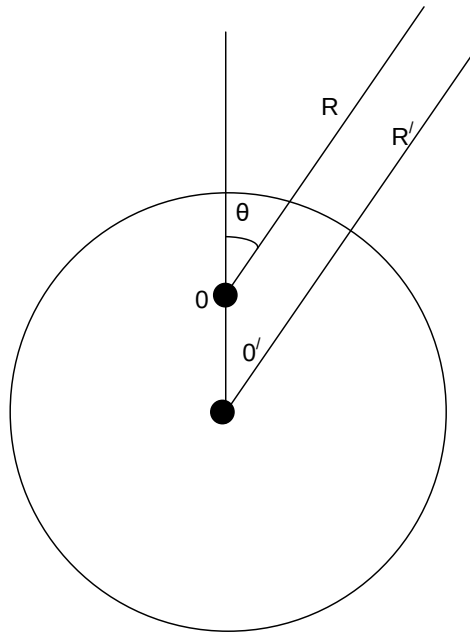


Рисунок 2.3 – Діаграма направленості антени

$$F(\theta) = e^{R(\theta)} = e^{T(\theta) + i\Phi(\theta)} \quad (2.9)$$

Розглянемо задачу визначення фазового центру в дальній зоні, де функції $T(\theta)$ і $\Phi(\theta)$ визначають амплітуду і фазу діаграми направленості.

Будемо вважати, що відлік фаз відбувається відносно деякої точки 0. Якщо антена має фазовий центр і він співпадає з точкою 0, то для деякого сектора кутів виконується умова: $\Phi(\theta) = \text{const}$.

Розглянемо випадок, коли $\Phi(\theta) \neq \text{const}$. Будемо вважати, що функція $\Phi(\theta)$ парна, тобто $\Phi(\theta) = \Phi(-\theta)$. Розглянемо можливість зміни точки відліку фаз таким чином, щоб в новій системі координат фазова діаграма стала постійною. Із рисунка 2.3 слідує, що в системі відліку з центром в точці 0' відстань до точки з координатою θ :

$$R' = R + x \cdot \cos \theta \quad (2.10)$$

де x – відстань між точками 0 та 0'.

Із порівняння (2.9) та (2.10) видно, що тільки в тому випадку, якщо фазова діаграма $\Phi(\theta)$, має залежність у вигляді косинуса, тобто визначається виразом:

$$\Phi(\theta) = p \cdot \cos \theta$$

антена має фазовий центр, який може бути визначений із умови:

$$\beta R' + \Phi(\theta) = \text{const}.$$

Тому маємо:

$$\beta \cdot x = -p \quad (2.11)$$

Вираз (2.11) дозволяє визначити зміщення фазового центру відносно точки, від якої відраховувались фази при визначенні діаграми направленості. Якщо фазова діаграма $\Phi(\theta)$ не має залежності у вигляді косинуса, то антена не має фазового центра в точному змісті цього слова.

Зазвичай сектор кутів, в якому необхідно визначити фазову діаграму, не великий і можливо вважати, що

$$\cos \theta = 1 - \frac{\theta^2}{2}.$$

Тому, якщо фазова діаграма квадратична, тобто

$\Phi(\theta) - \Phi(0) = q\theta^2$, то положення фазового центра визначається залежністю:

$$\beta \cdot x = 2q.$$

Діаграма спрямованості кінчного рупора визначається виразом:

$$F(\theta, \varphi) = \int_0^1 \int_0^{2\pi} f(v, \varphi') e^{-ikv^2 - i\beta\alpha v \sin \theta \cos(\varphi - \varphi')} v dv d\varphi' \quad (2.12)$$

де $E(v, \varphi')$ - розподіл напруженості поля в розкритті антени;

φ - кут між опорною площиною ($\varphi = 0$) і площиною, в якій визначається діаграма направленості;

$k = \frac{\beta a^2}{2d}$ - розфазування в розкритті рупора;

a – радіус апертури рупора;

d – висота рупора.

Величину d відраховують від точки перетину сторін рупора
рисунок 2.2.

Розкладемо експоненційний множник $e^{-i\beta\alpha v \sin \theta \cos(\varphi - \varphi')}$ в степеневий ряд:

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-i\beta\alpha \sin \theta)^n}{n!} \int_0^1 \int_0^{2\pi} E(v, \varphi') \cos^n(\varphi - \varphi') e^{-ikv^2} v dv d\varphi' \quad (2.13)$$

Зазвичай розподіл $E(v, \varphi')$ симетричний відносно якого-небудь діаметра розкриття. В цьому випадку:

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{(\beta\alpha \sin \theta)^{2n}}{(2n)!} \int_0^1 \int_0^{2\pi} E(v, \varphi') \cos^{2n}(\varphi - \varphi') e^{-ikv^2} v dv d\varphi' \quad (2.14)$$

Аналіз (2.14) показує, що для синфазного рупора ($k=0$) вираз для $F(\theta, \varphi)$ є чисто дійсним і тому фазовий центр співпадає з точкою 0_1 , тобто для синфазних рупорів фазовий центр знаходиться в розкритті.

Провівши нормування діаграми ($F(0) = 1$), отримуємо:

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{n=0}^{\infty} b_{2n} \sin^{2n} \theta, \quad (2.15)$$

де

$$b_{2n} = (-1)^n \frac{(\beta \alpha \sin \theta)^{2n}}{(2n)!} \frac{\int_0^1 \int_0^{2\pi} E(v, \varphi') \cos^{2n}(\varphi - \varphi') e^{-ikv^2} v dv d\varphi'}{\int_0^1 \int_0^{2\pi} E(v, \varphi') e^{-ikv^2} v dv d\varphi'} \quad (2.16)$$

Функцію $R(\theta)$, яка характеризує діаграму спрямованості, яка представлена в експоненційному вигляді виразом:

$$R(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} A_{2n} \sin^{2n} \theta, \quad (2.17)$$

де коефіцієнти A_{2n} можуть бути розраховані через коефіцієнти b_{2n} . Для коефіцієнтів з малим індексом, маємо:

$$A_2 = b_2, \quad (2.18)$$

$$A_4 = b_4 - \frac{b_2^2}{2}, \dots$$

Наведені вище вирази показують, що якщо існує розфазування в розкриві рупора ($k \neq 0$), то фазового центра в строгому змісті цього слова не існує. Однак, якщо коефіцієнти $A_4, A_6, \dots$ не великі, то можливо знайти таку точку, для якої фазова діаграма буде майже постійною. В подальшому таку точку будемо називати фазовим центром. місцезнаходження фазового центру в такому випадку визначається рівністю:

$$\beta \cdot x = 2 \operatorname{Im} A_2, \quad (2.19)$$

Рівність (2.19) виконується в секторі кутів θ , для яких виконується умова:

$$\operatorname{Im} A_2 \gg \operatorname{Im} A_4 \theta^2, \operatorname{Im} A_6 \theta^4.$$

Для напрямків θ , для яких в фазовій діаграмі визначне значення мають члени порядку вище другого, фаза поля, що випромінюється, виявляється далекою від постійної при будь-якому виборі точки відліку.

Визначимо коефіцієнти A_{2n} . У випадку рівномірного збудження апертури, тобто при $f(v, \varphi') \equiv 1$, маємо:

$$\left\{ \begin{array}{l} \int_0^1 e^{-ikv^2} v dv = \frac{1}{2} \cdot e^{-i\frac{k}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{k}{2}}{\frac{k}{2}} \\ \int_0^1 e^{-ikv^2} v^{2n+1} dv = \frac{1}{2} \cdot (i)^n \cdot \frac{d^n}{dk^n} \left[e^{-i\frac{k}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{k}{2}}{\frac{k}{2}} \right] \end{array} \right. \quad (2.20)$$

Із (2.20):

$$\left\{ \begin{array}{l} \operatorname{Im} A_2 = \frac{kd}{4} \left(\frac{2}{k} - \operatorname{ctg} \frac{k}{2} \right) \\ \operatorname{Im} A_4 = \left[\frac{k^2 d^2}{32} - \frac{kd}{12} \right] \left(\frac{2}{k} - \operatorname{ctg} \frac{k}{2} \right) \end{array} \right. \quad (2.21)$$

Для зміщення фазового центра маємо:

$$\frac{x_1}{d} = 1 - \frac{k}{2} \operatorname{ctg} \frac{k}{2}. \quad (2.22)$$

Аналіз (2.22) показує, що вираз можливо використовувати при розфазуванні поля в рупорі не більше, ніж π . При більших значеннях розфазування структура фазового фронту антени в межах головного пелюстка не має фазового центру.

При малих значеннях k вираз (2.22) матиме вигляд:

$$\frac{x_1}{d} = \frac{k^2}{12}. \quad (2.23)$$

На практиці широко використовуються рупорні випромінювачі з осесиметричною діаграмою направленості. У таких опромінювачів розподіл поля в розкритті наближено визначається рівністю:

$$E(v, \varphi') = 1 - v^2.$$

Коефіцієнт для цього випадку матиме вигляд:

$$\frac{x_2}{d} = \frac{2}{1 + \frac{1}{\left(\frac{2}{k} - \operatorname{ctg} \frac{k}{2}\right)^2}}. \quad (2.24)$$

Виразом (2.24) можливо користуватись при $k < \pi \div 1,3\pi$. При малих значеннях k вираз (2.24) можливо спростити до виразу:

$$\frac{x_2}{d} = \frac{k^2}{18}. \quad (2.25)$$

Велику практичну зацікавленість являє випадок збудження рупору хвилею H_{11} . Розподіл поля хвилі H_{11} з достатнім ступенем точності визначається виразом:

$$f(v, \varphi') = 1 - (p + q \cos^2 \varphi') v^2. \quad (2.26)$$

$$\text{де } p \approx \frac{1}{3}, \quad q \approx \frac{2}{3}.$$

Площині Е відповідає значення $\varphi = \frac{\pi}{2}$, а площині Н - $\varphi = 0$. В цьому випадку коефіцієнт матиме

$$A_2 = d_2 = -\frac{(\beta\alpha)^2}{2} \frac{\int_0^1 \int_0^{2\pi} [1 - (p + q \cos^2 \varphi') v^2] \cos^2(\varphi - \varphi') e^{-ikv^2} v dv d\varphi'}{\int_0^1 \int_0^{2\pi} [1 - (p + q \cos^2 \varphi') v^2] e^{-ikv^2} v dv d\varphi'} \quad (2.27)$$

Інтеграли, що входять до складу (2.27) можливо розрахувати у вигляді елементарних функцій. Вирази для зміщення фазового центру можливо отримати із (2.27) у вигляді:

Для площини Н ($\varphi' = 0$):

$$\beta \cdot x = 2 \operatorname{Im} \left[\frac{i \frac{e^{-ik}}{6k} + \frac{\frac{2}{3}e^{-ik} - 1}{k^2} + \frac{5}{3}i \frac{e^{-ik} - 1}{k^3}}{\frac{2i}{k} \left(\frac{1}{3}e^{-ik} - 1 \right) + \frac{4}{3} \frac{1 - e^{-ik}}{k^2}} \right], \quad (2.28)$$

Для площини Е ($\varphi' = \frac{\pi}{2}$)

$$\beta \cdot x = 2 \operatorname{Im} \left[\frac{\frac{e^{-ik}}{2k} + \frac{e^{-ik} - 1}{k^3}}{\frac{2i}{k} \left(\frac{1}{3} e^{-ik} - 1 \right) + \frac{4}{3} \frac{1 - e^{-ik}}{k^2}} \right]. \quad (2.29)$$

При малих значеннях k (практично при $k < 100 \div 120^0$) вирази (2.28) і (2.29) можливо перетворити і отримати :

$$\begin{cases} \frac{x_H}{d} = \frac{7}{144} k^2 \approx 0,049 \cdot k^2 (\text{площина Н}) \\ \frac{x_E}{d} = \frac{15}{144} k^2 \approx 0,104 \cdot k^2 (\text{площина Е}) \end{cases}. \quad (2.30)$$

Висновки: Розроблено математичну модель визначення положення фазового центру рупорної антени. Отримані вирази як в строгому вигляді, так і наближені. Строгий розв'язок задачі можливо використовувати при проведенні наукових досліджень, тоді як наближені – при інженерних та конструкторських розрахунках.

РОЗДІЛ 3

Дослідження параметрів антени

3.1 Розрахунок параметрів дзеркальної антени

Визначення діаметра розкриву

Дзеркальна антена – направлена антена, яка містить первинний опромінювач та відбивач антени у вигляді металевої поверхні. Параболічна дзеркальна антена представлена на рисунку 3.1.

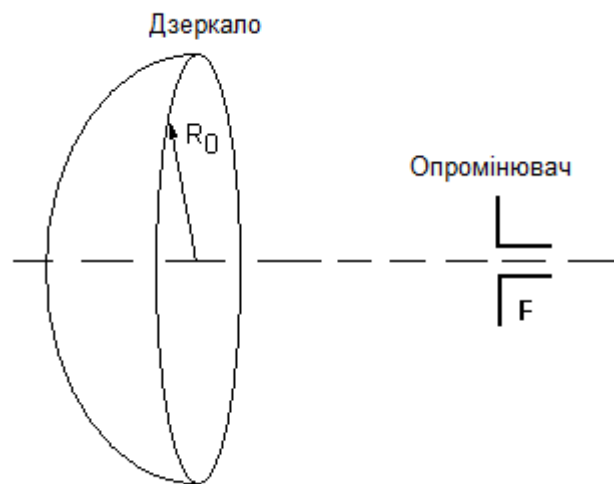


Рисунок 3.1 – Параболічна дзеркальна антена

У випадку рівномірного збудження розкриву параболічного дзеркала ширина ДН наближено визначається:

$$2\Theta_{0.5} \approx 1.02 \cdot \frac{\lambda}{2R_0},$$

де $2\Theta_{0.5}$ – ширина діаграми направленості на рівні половини потужності, рад.;

λ – довжина хвилі радіосигналу, що приймається антеною;

R_0 – радіус розкриву дзеркала (рисунок 3.1).

Довжина хвилі визначається виразом:

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

Частотний діапазон роботи супутникового інтернету складає 10.7 - 11.7 ГГц. Центральною частотою цього діапазону є 11,2 ГГц.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{11,2 \cdot 10^9} \approx 2,68 \text{ см.}$$

Нерівномірне збудження розкриву дзеркала призводить до деякого розширення головної пелюстки ДН, так як зменшується ефективна площа розкриву. Найчастіше діаграми спрямованості дзеркальних антен не мають осьову симетрію, тобто ширина головної пелюстки в площинах Е і Н різна. У більшості практичних випадків це призводить до наступної зміни:

$$2\Theta_{0.5}^H \approx 1.2 \cdot \frac{\lambda}{2 \cdot R_0}$$

$$2\Theta_{0.5}^E \approx 1.3 \cdot \frac{\lambda}{2 \cdot R_0}$$

де $2\Theta_{0.5}^H$, $2\Theta_{0.5}^E$ ширина ДН відповідно в площинах Н і Е.

Для Е та Н площин відповідно розрахуємо радіуси розкриву:

$$R_0^H \approx 1.2 \cdot \frac{\lambda}{2\Theta_{0.5}^H \cdot 2} = \frac{1.2 \cdot 0.0268}{49 \cdot 10^{-3} \cdot 2} = 0,33 \text{ м;}$$

$$R_0^E \approx 1.3 \cdot \frac{\lambda}{2\Theta_{0.5}^E \cdot 2} = \frac{1.3 \cdot 0.0268}{54 \cdot 10^{-3} \cdot 2} = 0,32 \text{ м.}$$

Розрахуємо діаметр розкриву:

$$d_p = 2 \cdot R_0 = 2 \cdot 0,33 = 0.66 \text{ м}$$

З точки зору оптимізації геометрії антени по максимальному відношенню сигнал/шум необхідно провести наступний розрахунок.

Чутливість γ визначається за виразом:

$$\gamma = S \cdot \alpha_2 \cdot \alpha_3 \cdot \eta \cdot \gamma',$$

Перші чотири коефіцієнти не залежать від ψ_0 , а γ' розраховуються:

$$\gamma' = \frac{g \cdot \alpha_1}{T_1 + \eta \cdot T_0 \cdot [\cos^{n+1} \psi_0 + u \cdot (1 - \cos^{n+1} \psi_0)]},$$

$$\text{де } T_1 = 1800 + 290(1 - 0,995) + 0,995 \cdot 5 = 1806$$

$u = (0.02 - 0.03)$ – коефіцієнт, що враховує «переливання» частини потужності опромінювання через край дзеркала:

$$u = 0.025;$$

S – площа апертури дзеркала

$$S = \pi \cdot R^2 = 3.142 \cdot 0.33^2 = 0,342 \text{ м}^2;$$

$n = 4$ – визначається типом опромінювача;

$$\alpha_1 = 1 - \cos^{n+1} \Psi_0;$$

$$\alpha_2 = (1 - 2 \cdot u)^2 = (1 - 2 \cdot 0.025)^2 = 0.9025;$$

$$\alpha_3 = \exp(-d^2);$$

$$d = \frac{4 \cdot \pi}{\lambda} \cdot \frac{\sigma_a}{2 \cdot R_0} \cdot 2 \cdot R_0 = \frac{4 \cdot 3.14}{0.3} \cdot 0.4 \cdot 10^{-3} \cdot 7.347 = 0.123,$$

$$\frac{\sigma_a}{2 \cdot R_0} = 0.4 \cdot 10^{-3} - \text{точність профіля зеркала};$$

$$\alpha_3 = \exp(-d^2) = e^{-0.123^2} = 0.985;$$

$$g = (n+1) \cdot \frac{2 \cdot \text{ctg}^2\left(\frac{\psi_0}{2}\right)}{1 - \cos^{n+1} \psi_0} \cdot \left[2 \cdot \left(\sin^4(\psi_0 / 2) + \ln\left(\cos\left(\frac{\psi_0}{2}\right)\right) \right) \right]^2$$

Побудуємо графік функції $\gamma(\Psi_0)$, по максимуму якого визначимо кут розкриття дзеркала:

$$\gamma(\Psi_0) = \frac{S \cdot \alpha_2 \cdot \alpha_3 \cdot \eta \cdot (n+1) \cdot 2 \cdot \text{ctg}^2\left(\frac{\psi_0}{2}\right) \cdot \left[2 \cdot \left(\sin^4(\psi_0 / 2) + \ln\left(\cos\left(\frac{\psi_0}{2}\right)\right) \right) \right]^2}{T_1 + \eta \cdot T_0 \cdot [\cos^{n+1} \psi_0 + u \cdot (1 - \cos^{n+1} \psi_0)]}$$

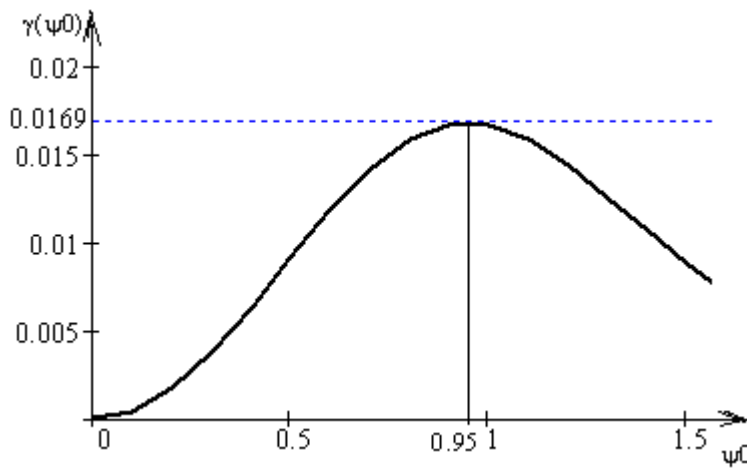


Рисунок 3.2 – Графік функції $\gamma(\Psi_0)$

Таблиця 3.1 – Аргументи функції $\gamma(\Psi_0)$ та її значення

Ψ_0	0.301	0.601	0.901	1.201	1.401	1.501
$\gamma(\Psi_0)$	3.779e-3	0.012	0.017	0.014	0.011	8.863e-3

По графіку (рисунок 3.2) можливо визначити:

$$\Psi_0 = 0.95 \text{ рад} = 54.431^\circ,$$

тоді

$$\alpha_1 = 1 - \cos^5(54.431^\circ) = 0.933$$

$$g = 0.88,$$

$$\gamma' = 4.466 \cdot 10^{-4},$$

$$\gamma = 0.0169.$$

Фокусна відстань f_0 може бути знайдена із наступного співвідношення:

$$\psi_0 = 2 \cdot \arctg\left(\frac{R_0}{2 \cdot f_0}\right) \Rightarrow f_0 = \frac{R_0}{2 \cdot \tg\left(\frac{\psi_0}{2}\right)} = \frac{0.33}{2 \cdot 0.508} = 0.325 \text{ м.}$$

Залежно від розміщення опромінювача щодо дзеркала можна отримати ту чи іншу значення КНД. При певному оптимальному відношенні R_0 / f_0 КНД найбільший. Заданий інтервал відносини $R_0/f_0 = (1.0 \div 1.25)$. Розрахункове відношення $R_0/f_0 = 1.029$, що задовольняє умові.

В якості опромінювача використаємо рупорну антену. В розділі 2 було наведено вирази, що описують характеристики рупорної антени, однак вони досить складні та не дозволяють проводити інженерні розрахунки розмірів та

конструкції рупора. Тому використаємо наближені методи розрахунку та дослідимо характеристики отриманого рупора точними виразами, отриманими в другому розділі.

3.2 Розрахунок параметрів конічного рупору

Основною задачею розрахунку рупорних антен є визначення головних розмірів рупора: діаметр розкриву(d) та висота рупору (a). Початковими даними для розрахунку є довжина робочої хвилі λ та ширина діаграми направленості в площинах Е та Н - $(2\theta_{0.5})_E$ та $(2\theta_{0.5})_H$ відповідно.

Для однозначного розв'язку задачі цих даних недостатньо. оскільки може бути багато рупорних антен, в яких на заданій довжині хвилі забезпечується задана ширина діаграми направленості, але які відрізняються іншими електричними параметрами: повна діаграма направленості, і відповідно КНД, коефіцієнт відбиття, положення фазового центру.

Тому розрахуємо параметри оптимального рупору, тобто рупора, який має максимальне значення КНД при заданій довжині.

Ширина діаграми направленості оптимального конічного рупору на рівні половини потужності наближено визначається згідно виразу:

$$\begin{aligned}(2\theta_{0.5})_E &\approx 60 \frac{\lambda_p}{d} \\ (2\theta_{0.5})_H &\approx 70 \frac{\lambda_p}{d}\end{aligned}$$

Оптимальні конічні рупори мають коефіцієнт використання площі розкриву $v=0,5$. Відповідно коефіцієнт підсилення наближено може бути розрахований за наступною формулою:

$$G = D = \frac{4\pi S v}{\lambda^2} = 5 \left(\frac{d}{\lambda} \right)^2$$

де S – площа розкриву рупора.

Довжина оптимального рупору пов'язана з діаметром його розкриву (d) та довжиною хвилі співвідношенням:

$$a = \frac{d^2}{2,4 \cdot \lambda} - 0,15 \cdot \lambda$$

Із виразів (3.1)-(3.3) наближено можливо визначити геометричні розміри кінцевого рупора.

Нехай необхідно розрахувати геометричні розміри оптимального рупора, який має наступні характеристики:

- $f = 11,2 \text{ ГГц}$;
- $(2\theta_{0,5})_E = 20^\circ$;
- $(2\theta_{0,5})_H = 23^\circ$.

Із виразу (3.1) знайдемо значення діаметрів кінцевого рупору в залежності від заданих параметрів діаграми направленості в Е та Н площинах:

$$d = 60 \frac{\lambda_p}{(2\theta_{0,5})_E} = 60 \frac{0,0268}{20} = 0,0804 \text{ м}$$

$$d = 70 \frac{\lambda_p}{(2\theta_{0,5})_H} = 70 \frac{0,0268}{23} = 0,0816 \text{ м.}$$

Отримані значення округлимо і приймемо значення діаметру розкриву рупора рівним: 0,08 м.

Підставимо значення в (3.3) та знайдемо довжину рупора:

$$a = \frac{d^2}{2,4 \cdot \lambda} - 0,15 \cdot \lambda = \frac{0,08^2}{2,4 \cdot 0,0268} - 0,15 \cdot 0,0268 = 0,095 \text{ м.}$$

Коефіцієнт підсилення наближено має наступне значення:

$$G = D = 5 \left(\frac{0,08}{0,0268} \right)^2 = 44,5$$

3.3 Дослідження діаграми направленості кінчного рупору

Вираз (2.4), що описує розподіл поля в залежності від напрямків, які визначаються кутами θ та φ .

Якщо взяти значення $\varphi = 0$, то отримаємо розподіл в площині Е, а $\varphi = \frac{\pi}{2}$

- в площині Н.

Діаграмою направленості називають про нормовану залежність розподілу поля від напрямку спостереження.

Для отримання діаграми направленості необхідно отримати залежність $\frac{E(\theta)}{E_{\max}}$ при $\varphi = \text{const}$.

Отримаємо вирази для розподілу поля в площині Е, за умови поширення в хвилеводі, що живить рупор, основної хвилі круглого хвилеводу H_{11} :

В цьому випадку вирази для f_1, f_2, f_3 в (2.6) можливо перетворити до виду з врахуванням $\varphi = 0$, $c_1 = -0,370$; $c_2 = -0,845$; $c_3 = 0,215$:

$$\begin{aligned} f_1 &= 1 + \frac{c_1 + c_2 \cos^2 \varphi}{g^2} - \frac{i}{\gamma} \left(c_1 + \frac{c_2}{2} + c_3 \frac{1 + 6 \cos^2 \varphi}{2g^2} \right) - c_3 \left(\frac{1}{\gamma^2} - \frac{\cos^2 \varphi}{g^4} \right) = \\ &= 1 + \frac{-0,37 - 0,845 \cos^2 0}{g^2} - \frac{i}{\gamma} \left(-0,37 + \frac{-0,845}{2} + 0,215 \frac{1 + 6 \cos^2 0}{2g^2} \right) - 0,215 \left(\frac{1}{\gamma^2} - \frac{\cos^2 0}{g^4} \right) = \\ &= 1 + \frac{-0,37 - 0,845 \cos^2 0}{g^2} - \frac{i}{\gamma} \left(-0,37 + \frac{-0,845}{2} + 0,215 \frac{1 + 6 \cos^2 0}{2g^2} \right) - 0,215 \left(\frac{1}{\gamma^2} - \frac{\cos^2 0}{g^4} \right) = \\ &= 1 - \frac{1,215}{g^2} - \frac{i}{\gamma} \left(-0,7925 + \frac{0,7525}{g^2} \right) - 0,215 \left(\frac{1}{\gamma^2} - \frac{1}{g^4} \right) \\ f_2 &= i \left[-0,37 + (-0,845 + 0,215) \cos^2 0 \right] + \frac{0,215}{2\gamma} (1 + 2 \cos^2 0) + i \frac{0,215}{g^2} \cos^2 0 = \\ &= -i + \frac{0,3225}{\gamma} + i \frac{0,215}{g^2} = \frac{0,3225}{\gamma} + i \left(\frac{0,215}{g^2} - 1 \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
f_3 &= -i \frac{c_2 + c_3}{\delta} \cos 2\varphi - \frac{c_1 + (c_2 + c_3) \cos^2 \varphi}{g} + \frac{c_3 \cos 2\varphi}{\delta \gamma} - \frac{c_3 \cos^2 \varphi}{g^3} + i \frac{c_3}{2g\gamma} (1 + 4 \cos^2 \varphi) = \\
&= -i \frac{-0,845 + 0,215}{\delta} \cos 0 - \frac{-0,37 + (-0,845 + 0,215) \cos^2 0}{g} - \frac{0,215 \cos 0}{\delta \gamma} - \\
&- \frac{0,215 \cos^2 0}{g^3} + i \frac{0,215}{2g\gamma} (1 + 4 \cos^2 0) = i \frac{0,63}{\delta} + \frac{1}{g} + \frac{0,215}{\delta \gamma} - \frac{0,215}{g^3} + i \frac{0,5375}{2g\gamma} = \\
&= i \left(\frac{0,63}{\delta} + \frac{0,5375}{g\gamma} \right) + \frac{1}{g} + \frac{0,215}{\delta \gamma} - \frac{0,215}{g^3}
\end{aligned}$$

Оскільки діаграма направленості визначається в дальній зоні, то

можливо вважати, що $r_1 \rightarrow \infty$, в цьому випадку $\gamma = \frac{\beta a^2}{2d}$.

Функції Ламеля, що входять до складу виразу (2.6) будемо визначати по наближеній формулі (2.8):

$$\begin{aligned}
U_1(2\gamma, \delta) + iU_2(2\gamma, \delta) &\approx i \frac{2\gamma}{2\gamma + \delta} J_0(\delta) + \\
&+ \frac{\sqrt{2 \cdot 2\gamma\delta}}{2\gamma + \delta} \left[C_1 \left(\frac{\delta - 2\gamma}{\sqrt{\pi 2\gamma}} \right) - iS_1 \left(\frac{\delta - 2\gamma}{\sqrt{\pi 2\gamma}} \right) \right] e^{-i \left(\frac{2\gamma}{2} + \frac{\delta^2}{2 \cdot 2\gamma} \right)}
\end{aligned}$$

Функції C_1 та S_1 виражаються через інтеграли Френеля:

$$C_1 = \frac{1}{2} - C(x) = \frac{1}{2} - \int_0^{\frac{\delta - 2\gamma}{\sqrt{\pi 2\gamma}}} \cos \left(\frac{\pi t^2}{2} \right) dt$$

$$S_1 = \frac{1}{2} - S(x) = \frac{1}{2} - \int_0^{\frac{\delta - 2\gamma}{\sqrt{\pi 2\gamma}}} \sin \left(\frac{\pi t^2}{2} \right) dt$$

Підставляючи вирази для функцій Ламеля в (2.6) та підставляючи результат в (2.4) отримуємо вираз для розподілу поля.

У випадку $\varphi = \frac{\pi}{2}$ вирази для f_1 , f_2 f_3 матимуть вигляд:

$$\begin{aligned}
f_1 &= 1 + \frac{c_1 + c_2 \cos^2 \varphi}{g^2} - \frac{i}{\gamma} \left(c_1 + \frac{c_2}{2} + c_3 \frac{1 + 6 \cos^2 \varphi}{2g^2} \right) - c_3 \left(\frac{1}{\gamma^2} - \frac{\cos^2 \varphi}{g^4} \right) = \\
&= 1 + \frac{-0,37}{g^2} - \frac{i}{\gamma} \left(-0,37 + \frac{-0,845}{2} + 0,215 \frac{1}{2g^2} \right) - 0,215 \left(\frac{1}{\gamma^2} \right) = \\
&= 1 - \frac{0,37}{g^2} - \frac{0,215}{\gamma^2} - \frac{i}{\gamma} \left(-0,7925 + \frac{0,215}{2g^2} \right) \\
f_2 &= i \left[-0,37 + (-0,845 - 0,215) \cos^2 \frac{\pi}{2} \right] + \frac{0,215}{2\gamma} \left(1 + 2 \cos^2 \frac{\pi}{2} \right) + i \frac{0,215}{g^2} \cos^2 \frac{\pi}{2} = \\
&= -0,37i + \frac{0,215}{2\gamma} \\
f_3 &= -i \frac{c_2 + c_3}{\delta} \cos 2\varphi - \frac{c_1 + (c_2 + c_3) \cos^2 \varphi}{g} - \frac{c_3 \cos 2\varphi}{\delta\gamma} - \frac{c_3 \cos^2 \varphi}{g^3} + i \frac{c_3}{2g\gamma} (1 + 4 \cos^2 \varphi) = \\
&= -i \frac{-0,845 + 0,215}{\delta} \cos 2\frac{\pi}{2} - \frac{-0,37 - (0,845 + 0,215) \cos^2 \frac{\pi}{2}}{g} - \frac{0,215 \cos 2\frac{\pi}{2}}{\delta\gamma} + \\
&+ i \frac{0,215}{2g\gamma} \left(1 + 4 \cos^2 \frac{\pi}{2} \right) = -i \frac{0,63}{\delta} + \frac{0,37}{g} + \frac{0,215}{\delta\gamma} + i \frac{0,215}{2g\gamma} = \\
&= i \left(-\frac{0,63}{\delta} + \frac{0,215}{2g\gamma} \right) + \frac{0,37}{g} + \frac{0,215}{\delta\gamma}
\end{aligned}$$

Функції Ламеля, інтеграли Френеля аналогічні попередньому випадку.

3.3.1 Розробка алгоритму розрахунку діаграми направленості

Для розрахунку діаграми направленості необхідно розрахувати значення амплітуди поля при зміні кута спостереження в межах від 0 до 360°. вирази для знаходження значення поля наведено в п. 3.3.

Розрахунок доцільно організувати наступним чином:

Розрахувати коефіцієнти, значення яких не залежать від кута спостереження: β та γ .

Задаємо значення кута спостереження $\theta = \theta_{\text{поч}}$.

Знаходимо значення коефіцієнтів δ та g ;

Розраховуємо значення функцій f_1, f_2, f_3 .

Розраховуємо інтеграли Френеля;

Розраховуємо функції Ламеля

Розраховуємо значення $F(\theta, \varphi)$

Знаходимо значення амплітуди поля.

Збільшуємо значення кута на величину кроку $\theta = \theta + h$.

10. Проводимо розрахунки амплітуди поля аналогічно п.3 - п. 9

Алгоритм розрахунку значень амплітуди поля наведено на рисунку 3.3.

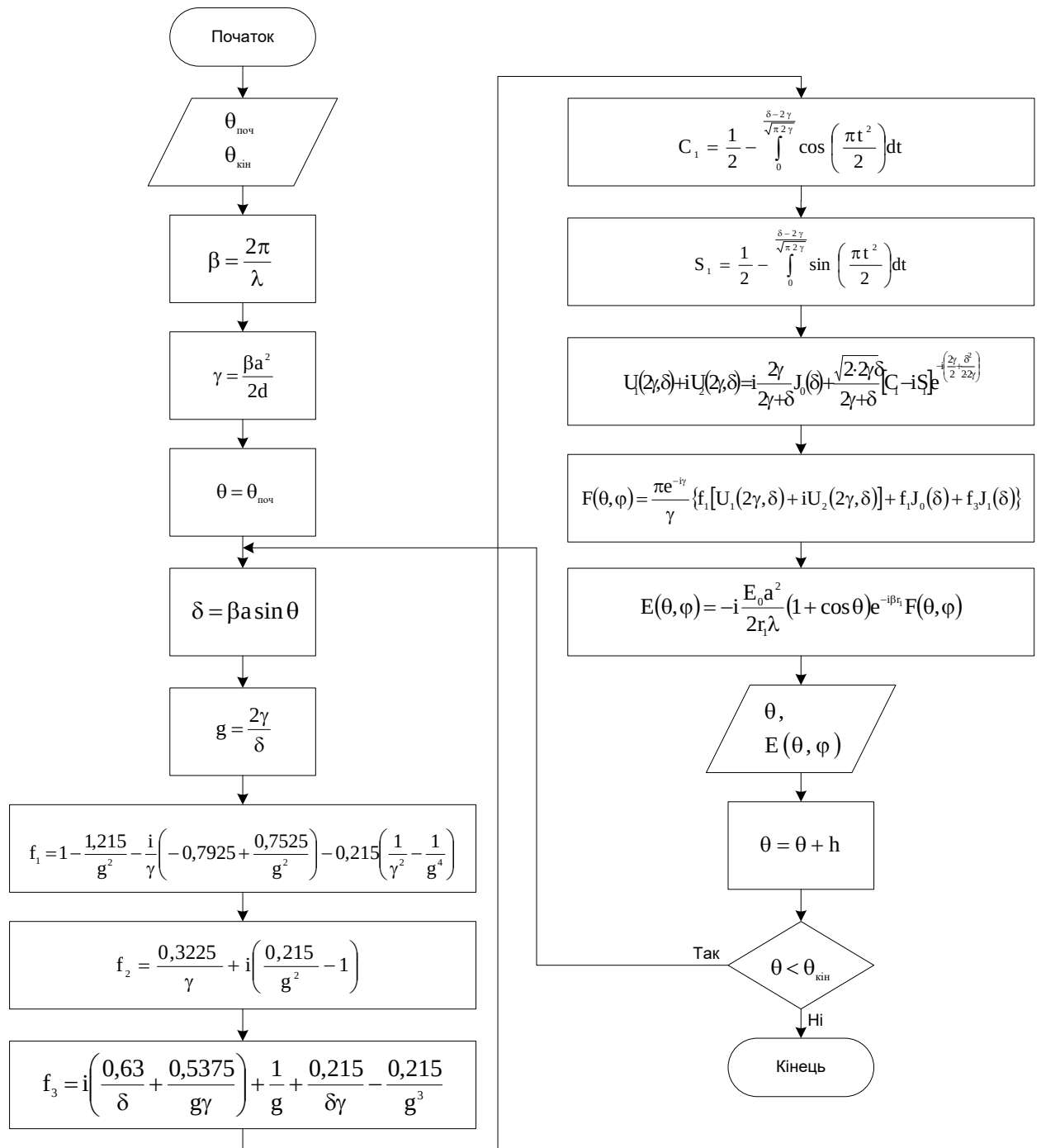


Рисунок 3.5 - Алгоритм розрахунку значень амплітуди поля

Алгоритм розрахунку діаграми направленості в площині Н аналогічний алгоритму, наведеному на рисунку 3.3. відмінність полягає у виразах для функцій f_1 , f_2 , f_3 . З врахуванням відмінностей алгоритм наведено на рисунку 3.5.

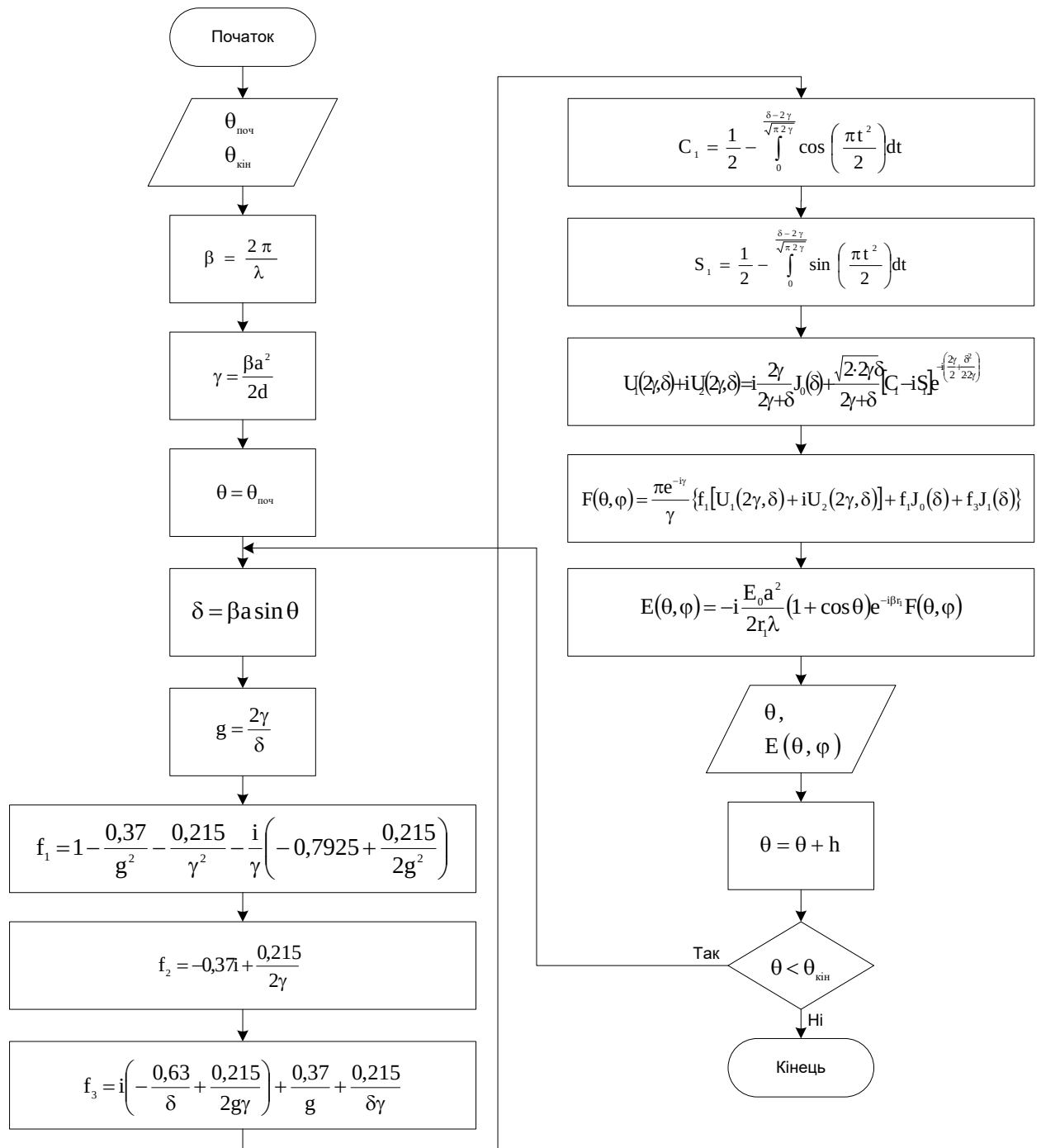


Рисунок 3.5 – Алгоритм з відмінностями, для площини Н

3.3.2 Вибір мови програмування

Сучасний етап розвитку комп'ютерних технологій надає широкий спектр засобів та методів створення програмних продуктів для вирішення різноманітних задач.

Проведення розрахунків можливо реалізувати за рахунок використання наступних програмних продуктів:

мови програмування загального призначення;

спеціалізовані середовища для розрахунків.

Проведемо аналіз приведених варіантів та виберемо більш кращий.

Так в першому варіанті використовуються різноманітні мови програмування високого рівня (C, C++, Паскаль, Фортран, тощо) та середовища програмування (Делфі, C++Builder, visual C++, MS Visual Studio, тощо). Перевагами запропонованих мов програмування є велика гнучкість чисельних методів, що використовуються. Оскільки одну задачу можливо вирішити декількома чисельними методами, то програміст має можливість вибрати той, який найбільш підходить для вирішення саме поставленої задачі з врахуванням усіх необхідних умов. До переваг можливо віднести швидкість виконання отриманого коду (швидкість проведення розрахунків).

До недоліків можливо віднести необхідність реалізовувати ці методи в явному вигляді, тобто створювати програмний код, який вирішуватиме поставлену задачу. Крім того, необхідно провести тестування отриманої реалізації та виправити всі помилки програмування та побудови алгоритмів.

Використання другого варіанту має наступні переваги: в спеціалізованих середовищах (MatLab, MathCad, Mathematica, тощо) вже існують стандартні методи вирішення найбільш поширених задач і від користувача середовища вимагається визначити тип задачі та початкові данні, а середовище підбере метод вирішення та сформує рішення поставленої задачі.

При цьому існують наступні недоліки: швидкість роботи набагато менша ніж при використанні мов програмування загального призначення. Це

пояснюється кращою оптимізацією програмного коду та типом коду: в першому варіанті формується код для виконання процесором, тоді як в другому код, що формується, виконується середовищем, яке формує код, що виконується процесором. Крім того, в більшості задач у користувача немає можливості вибору методів розв'язку задачі.

Для вибору варіанту мова програмування загального призначення чи спеціалізоване середовище необхідно провести аналіз задачі на можливість та трудомісткість її розв'язку. Аналіз алгоритмів, наведених на рисунках 3.3 та 3.2 показує, що майже всі операції можливо реалізувати досить просто як в першому так і в другому варіанті. Однак в алгоритмі присутні три операції, що досить складно реалізуються мовами програмування загального призначення:

Функції Бесселя

Комплексні числа

Інтеграли Френеля.

Функції Бесселя для реалізації в мовах програмування загального призначення представляються у вигляді безкінечного ряду. Для забезпечення достатньої точності необхідно використовувати досить велику кількість членів цього ряду. Крім того, амплітуди ряду вимагають обчислення гама-функції, яка також представляється у вигляді безкінечного ряду. При відкиданні певної кількості членів цих рядів похибки обрахунків накопичуються і можуть приймати великі значення.

В спеціалізованих середовищах функції Бесселя є стандартними елементами мови програмування.

Комплексні числа мають свою власну математику і тому в універсальних мовах програмування вони вимагають створення спеціалізованих модулів, які реалізують цю математику.

В спеціалізованих середовищах всі числа є комплексними і тому створення якихось модулів не потрібне.

Чисельне інтегрування в універсальних мовах вимагає створення спеціалізованих модулів, що їх реалізують, тоді як в спеціалізованих середовищах ці модулі вже існують.

Таким чином, наявність цих трьох операцій обумовлює необхідність використання спеціалізованого програмного забезпечення. Оскільки в універсальних мовах всі необхідні модулі можливо реалізувати, однак це вимагатиме більших зусиль.

Серед відомих спеціалізованих середовищ виберемо MathCad, оскільки в порівнянні з іншими пакетами воно має ті ж функції, однак має більш зручний інтерфейс введення формул та виразів. Крім того для роботи цього пакету необхідні персональні комп'ютери з меншими технічними характеристиками.

3.3.3 Результати моделювання діаграми направленості

Програма, що реалізує алгоритм, що показано на рисунку 3.3, приведено в додатку 1. Результати роботи зведено в таблицю 3.1.

Таблиця 3.1

δ	$E(\theta)$				
	$\gamma = \pi/2$	$\gamma = \pi$	$\gamma = 2\pi$	$\gamma = 3\pi$	$\gamma = 4\pi$
1	562,94	5,322	2,329	4,079	1,652
2,5	2,698	3,462	4,736	4,01	3,435
5	2,132	1,622	4,68	4,648	4,391
7,5	1,464	1,491	2,709	5,056	4,217
10	4,33	1,234	1,177	3,875	4,703
12,5	9,442	0,675	1,043	2,163	0,586
15	16,162	0,61	0,944	1,11	3,14
17,5	23,67	1,418	0,767	0,728	1,868
20	30,584	2,344	0,572	0,653	0,919
22,5	31,569	2,773	0,321	0,489	0,454
25	42,293	4,031	0,192	0,445	0,437
27,5	60,35	6,07	0,11	0,424	0,47

30	82,517	8,643	0,254	0,394	0,485
32,5	109,18	11,804	0,539	0,354	0,5
35	142,09	15,717	0,919	0,292	0,496
37,5	183,018	20,562	1,408	0,202	0,474
40	231,695	26,359	2,009	0,102	0,441

Залежності, що наведено в таблиці 3.1 у числовому вигляді, представлено в графічному вигляді на рисунку 3.5.

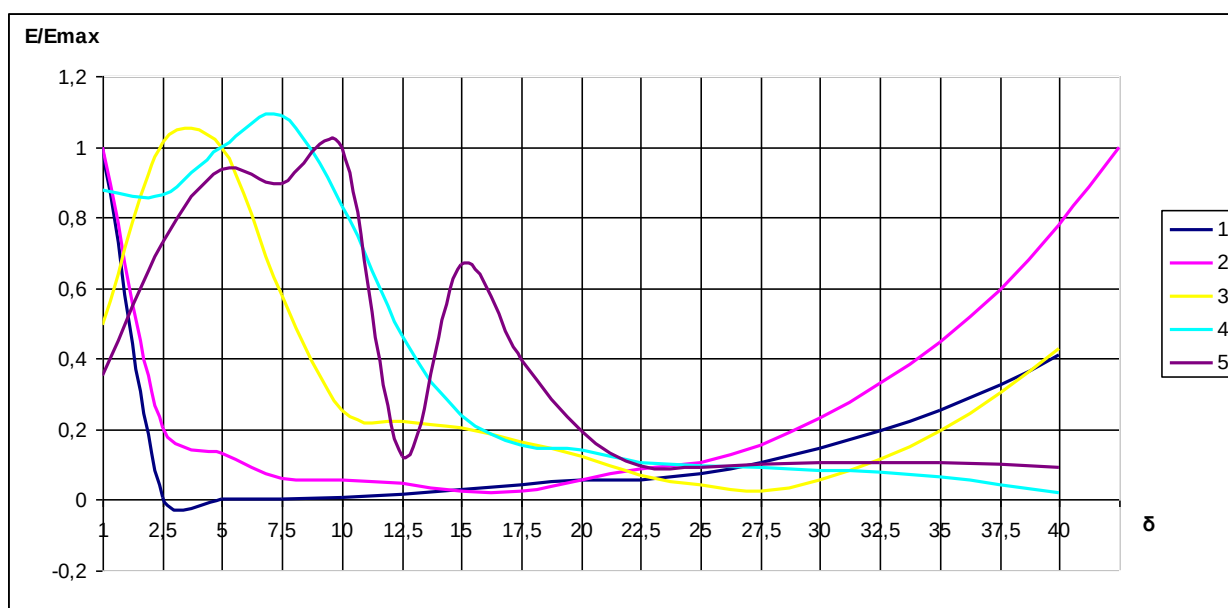


Рисунок 3.5 – Графік результатів

Роздруківка програми, що реалізує, алгоритм, наведений на рисунку 3.4 приведена в додатку 2. Результати розрахунків зведено в таблицю 3.2, графічне представлення отриманих результатів показано на рисунку 3.6.

Таблиця 3.2

δ	$E(\theta)$				
	$\gamma = \pi/2$	$\gamma = \pi$	$\gamma = 2\pi$	$\gamma = 3\pi$	$\gamma = 4\pi$
1	5,501	5,813	2,167	3,872	1,543
2,5	0,111	5,169	5,355	3,531	4,36
5	2,126	3,507	5,893	4,536	4,869

7,5	0,462	1,382	5,501	5,364	4,831
10	1,46	0,516	3,284	6,263	4,403
12,5	2,425	0,905	1,694	4,693	5,824
15	2,38	0,734	1,207	3,176	5,187
17,5	1,389	0,187	0,726	2,217	4,254
20	0,814	1,085	0,27	1,247	3,101
22,5	1,492	0,598	0,235	0,514	1,57
25	2,08	0,649	0,324	0,42	1,048
27,5	2,102	0,443	0,29	0,427	0,917
30	1,273	0,056	0,157	0,314	0,754
32,5	1,178	0,667	0,275	0,182	0,501
35	2,792	1,112	0,474	0,281	0,362
37,5	3,844	1,134	0,516	0,381	0,426
40	3,522	0,63	0,367	0,342	0,437

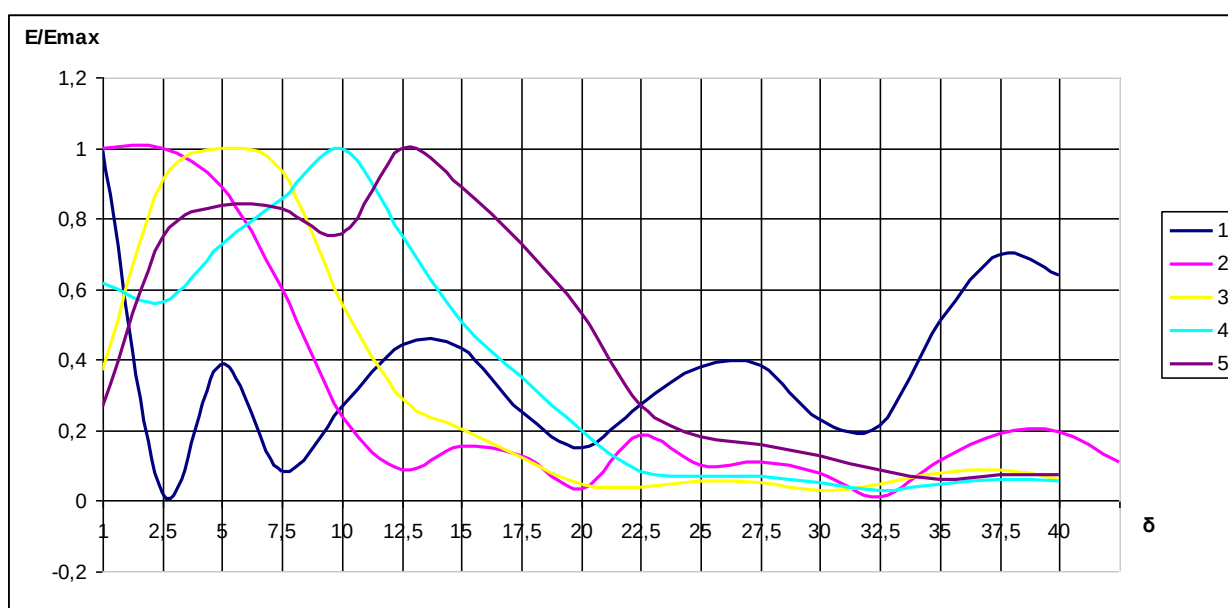


Рисунок 3.6 – Графік результатів

Графіки, що наведено на рисунках 3.5 та 3.6 побудовано на основі даних таблиць 3.1 та 3.2 відповідно. Оскільки при різних значеннях розфазування

поля в розкритті рупора отримано різний рівень значень поля, то для зручності роботи графіки пронормовано.

На графіках прийнято наступні позначення: графік з номером 1 відповідає $\gamma = \pi/2$, 2 - $\gamma = \pi$, 3 - $\gamma = 2\pi$, 4 - $\gamma = 3\pi$, 5 - $\gamma = 4\pi$.

Діаграми в площині Е при $\gamma > \pi$ мають більшу ширину, ніж діаграми в площині Н. При значеннях розфазування, кратних 2π , поле в головному напрямку при $\theta = 0$ має частковий мінімум. Діаграма направленості суттєво змінюється в порівнянні з випадком апертури, яка синфазно збуджується. Для рупорів з великим в порівнянні з довжиною хвилі розкривами в межах головного пелюстка діаграми направленості в площині Е поміщається багато часткових максимумів. Діаграма стає близькою по формі до столоподібної з малими коливаннями рівня та крутим спадом поля при певному значенні кута.

В площині Н з віддаленням від головного максимуму поле спадає без помітних коливань рівня.

3.4 Дослідження коефіцієнта направленої дії

Коефіцієнт направленої дії антени визначається як співвідношення потужності, що випромінюється в напрямку головного пелюстка до середньої потужності по всіх напрямкам:

$$G = \frac{P(0,0)}{P_{cp}}$$

Середню потужність можливо визначити:

$$P_{cp} = \frac{P_n}{4\pi R^2} = \frac{1}{4\pi} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi E^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi$$

Враховуючи, що $P(0,0) = \frac{E^2(0,0)}{\sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}}}$ та $E = AF(\theta, \varphi)$, отримуємо:

$$G = \frac{4\pi F^2(0,0)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi}$$

Підставивши в отриманий вираз для КНД залежність (2.6) після математичних перетворень отримуємо:

$$G = \frac{4\pi d^2}{\lambda^2} \frac{1,42}{\gamma^2} \left[\frac{9}{4} \sin^2 \frac{\gamma}{2} + \left(\frac{1}{\gamma} \sin \frac{\gamma}{2} - \frac{1}{2} \cos \frac{\gamma}{2} \right)^2 \right]$$

Для заданих параметрів рупорної антени КНД є числовою характеристикою. Дослідимо залежність КНД рупорної антени від величини розфазування поля в площині розкриву.

Для цього будемо змінювати параметр γ в виразі для КНД та побудуємо графік залежності КНД від величини розфазування. Алгоритм визначення КНД наведено на рисунку 3.7.

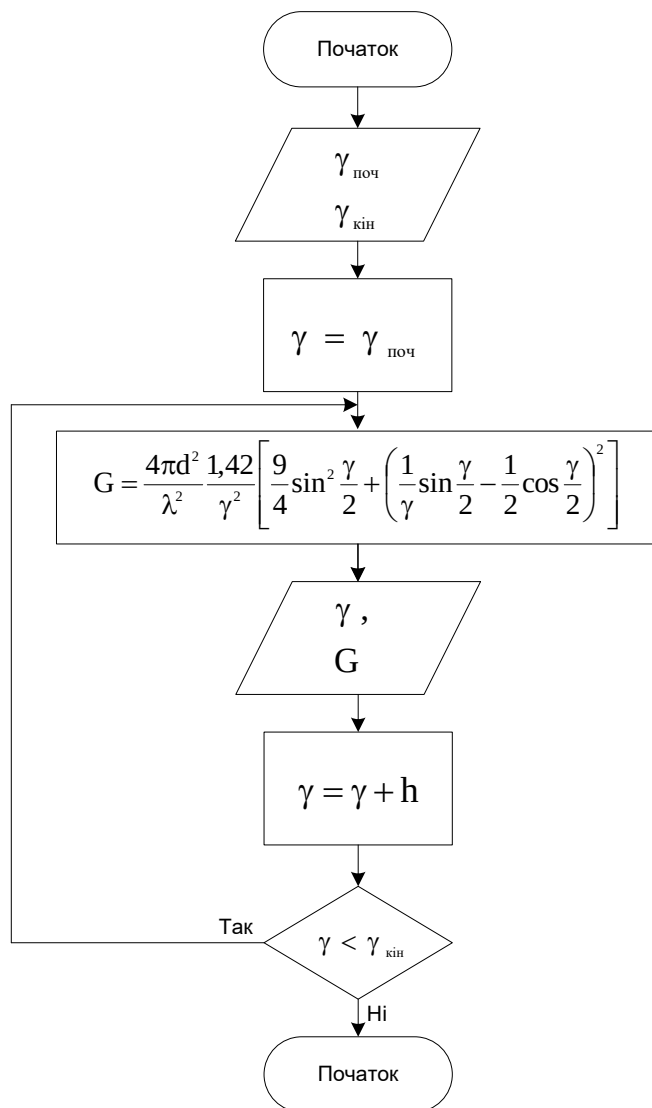


Рисунок 3.7 - Алгоритм визначення КНД

Роздруківка програми розрахунку КНД наведено в додатку 3.

Результати моделювання наведено в таблиці 3.3

Таблиця 3.3

γ , Рад	G	$\frac{G}{G_{\max}}$	$10 \lg \frac{G}{G_{\max}}$, дБ
0	23,7384	1	0
1	20,819	0,877018	-0,56992
2	16,211	0,682902	-1,65642
3	10,379	0,437224	-3,59296
4	5,141	0,216569	-6,64404
5	1,728	0,072793	-11,3791

6	0,35	0,014744	-18,3138
7	0,37	0,015587	-18,0725
8	0,842	0,03547	-14,5014
9	1,065	0,044864	-13,481
10	0,853	0,035933	-14,445
11	0,43	0,018114	-17,4198
12	0,21	0,008846	-20,5323
13	0,078	0,003286	-24,8336
14	0,221	0,00931	-20,3106
15	0,355	0,014955	-18,2522
16	0,348	0,01466	-18,3387
17	0,216	0,009099	-20,41
18	0,076	0,003202	-24,9464
19	0,029	0,001222	-29,1305
20	0,082	0,003454	-24,6164

В першому стовпці таблиці наведено значення розфазування. В другому – значення КНД. Оскільки КНД змінюється у великому діапазоні, то відображати у лінійному масштабі незручно для зчитування, тому в третьому стовпці наведено співвідношення $\frac{G}{G_{\max}}$. А в четвертому – це співвідношення у логарифмічному.

Графік залежності значення КНД від розфазування наведено на рисунку 3.8.

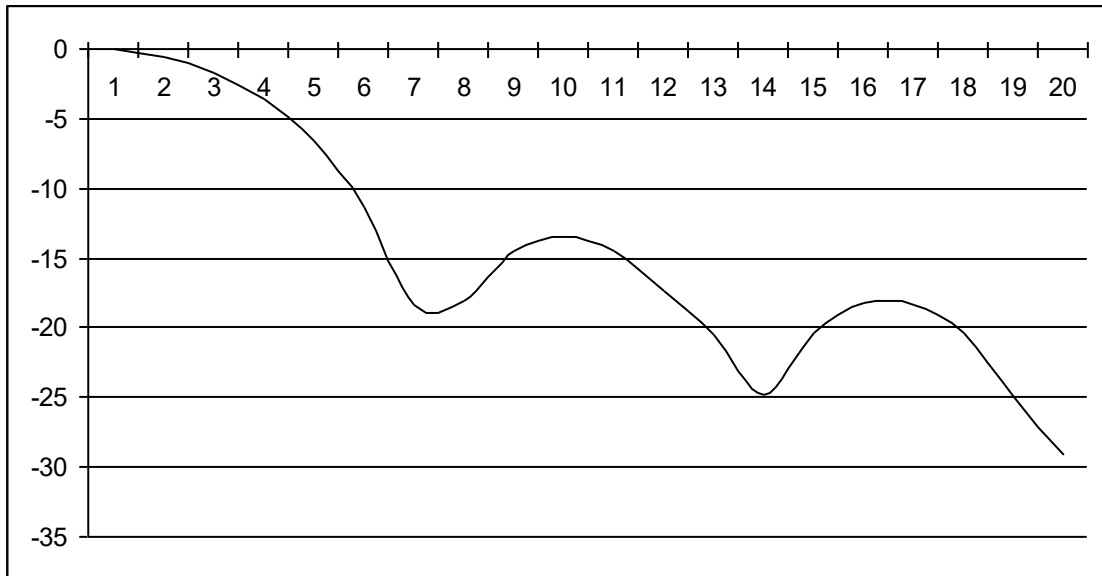


Рисунок 3.8 - Графік залежності значення КНД від розфазування

На рисунку 3.8 приведено зміну КНД розфазованого кінчного рупору (для головного напрямку), який збуджується хвилею H_{11} по відношенню до КНД синфазно збудженої апертури на краю розкриву. Аналіз графіка показує, що при значеннях розфазування рівних $\gamma = 2n\pi$, де $n=1, 2, 3, \dots$ КНД має мінімуми, а при $\gamma = (2n + 1)\pi$ - максимуми. Але слід зазначити, що в будь-якому випадку виконується залежність загального зменшення КНД при збільшенні розфазування рупора.

3.5 Дослідження положення фазового центру

3.5.1 Дослідження фазового центру при рівномірному розподілу поля

Випадок рівномірного розподілу поля в апертурі рупорного випромінювача було розглянуто в другому розділі і отримано вирази для визначення величини зміщення фазового центру в залежності від розфазування в розкриві рупора. Отримано точний вираз, що описується (2.22), та наближений вираз (2.23)

Для побудови залежності зміщення фазового необхідно змінювати значення k в межах від мінімального до максимального значення із заданим кроком та підставляти ці значення у вирази (2.22) та (2.23).

Алгоритми розрахунку наведено на рисунку 3.9.

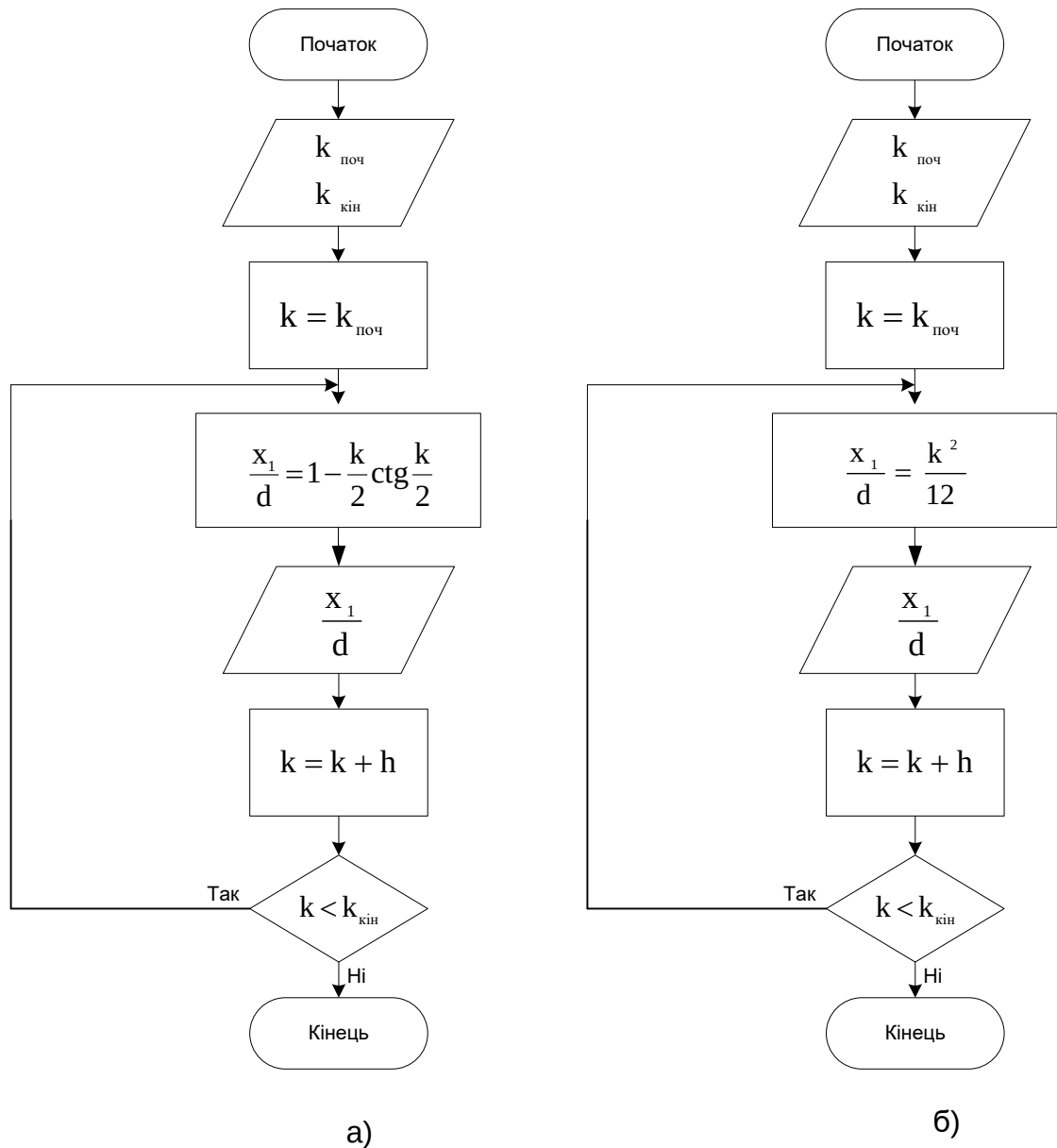


Рисунок 3.9 - Алгоритми розрахунку

Алгоритм розрахунку по точній формулі наведено на рисунку 3.9 а), а по наближеній на рисунку 3.9 б). Програма, що реалізує наведені алгоритми, приведена в додатку 4.

Результати розрахунку занесені в таблицю 3.4.

Таблиця 3.4

$k, ^0$	$\frac{x_1}{d}$	$\frac{x_1}{d}$	Δ	$\delta, \%$
10	0,002538	0,002536	0,000001288	0,050749
20	0,010166	0,010145	0,00002065	0,203128

30	0,022932	0,022827	0,0001049	0,457439
40	0,040915	0,040581	0,0003332	0,814371
50	0,064227	0,063408	0,000819	1,275165
60	0,09302	0,091308	0,001712	1,840464
70	0,127483	0,12428	0,003203	2,512492
80	0,167852	0,162325	0,005527	3,292782
90	0,214412	0,205443	0,008969	4,183068
100	0,267509	0,253633	0,014	5,233469
110	0,327553	0,306896	0,021	6,411176
120	0,395038	0,365232	0,03	7,594206
130	0,470552	0,42864	0,042	8,925687
140	0,5548	0,497121	0,058	10,45422
150	0,648628	0,570675	0,078	12,02538
160	0,753056	0,649301	0,104	13,81039

В таблиці 3.3 в другому стовпцю наведено дані, розраховані по (2.22) в третьому – по (2.23). В четвертому абсолютна різниця між розрахунками по точній і наближеній формулам, а в п'ятому - відносна похибка.

Залежність відхилення фазового центру рупорної антени від величини розфазування наведено на рисунку 3.10

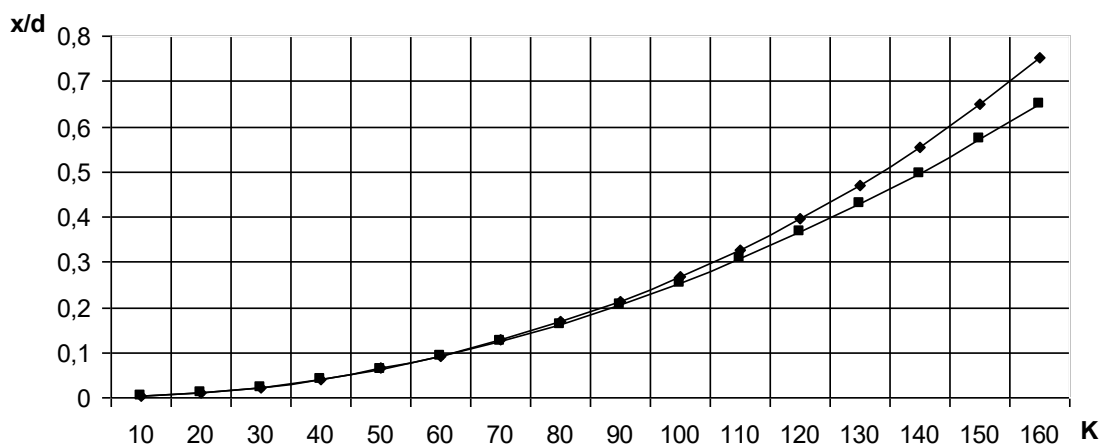


Рисунок 3.10 - Залежність відхилення фазового центру

На рисунку 3.10 показано графік з використанням ромбів для точного виразу, тоді як у вигляді квадратів – по наближеній.

Аналіз графіків показує, що із збільшенням розфазування фазовий центр рупорної антени зміщується від площини розкриву до горловини рупора. Тільки при невеликих значеннях розфазування (практично при $k < 40 \div 60^\circ$) можливо вважати, що фазовий центр знаходиться в розкриві.

Для визначення областей використання наближеного виразу побудуємо графік залежності відносної похибки розрахунку від величини розфазування. Вказана залежність наведена на рисунку 3.11.

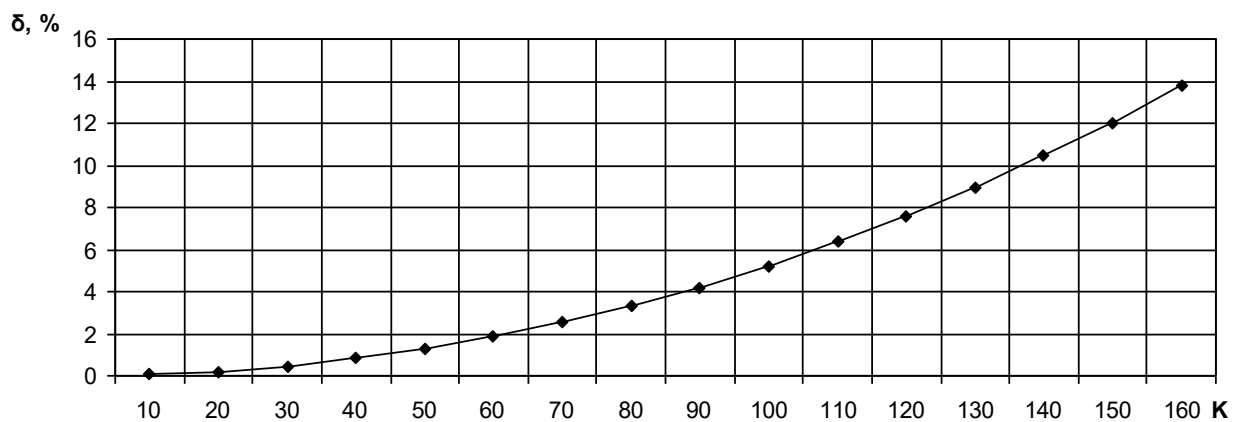


Рисунок 3.11 – Залежність відносної похибки розрахунку

Аналіз графіка, наведеного на рисунку 3.11 показує, що при малих значеннях k похибка не значна, так при $k < 40^\circ$ похибка не перевищує 1%. При збільшенні k похибка досить різко збільшується. При $k < 100^\circ$ похибка не перевищуватиме 5 %, що достатньо для більшості конструкторських розрахунків.

3.5.2 Фазовий центр при осесиметричному розподілі поля

Зміщення фазового центру рупорної антени при осесиметричному розподілу описується виразом (2.24). Вираз (2.24) є точним, тоді, як (2.25) - наближенням.

Для дослідження положення фазового центру кінчного рупору в виразах (2.24) та (2.25) будемо змінювати значення k в межах від $k_{\min}$ до $k_{\max}$. Алгоритм наведено на рисунку 3.12

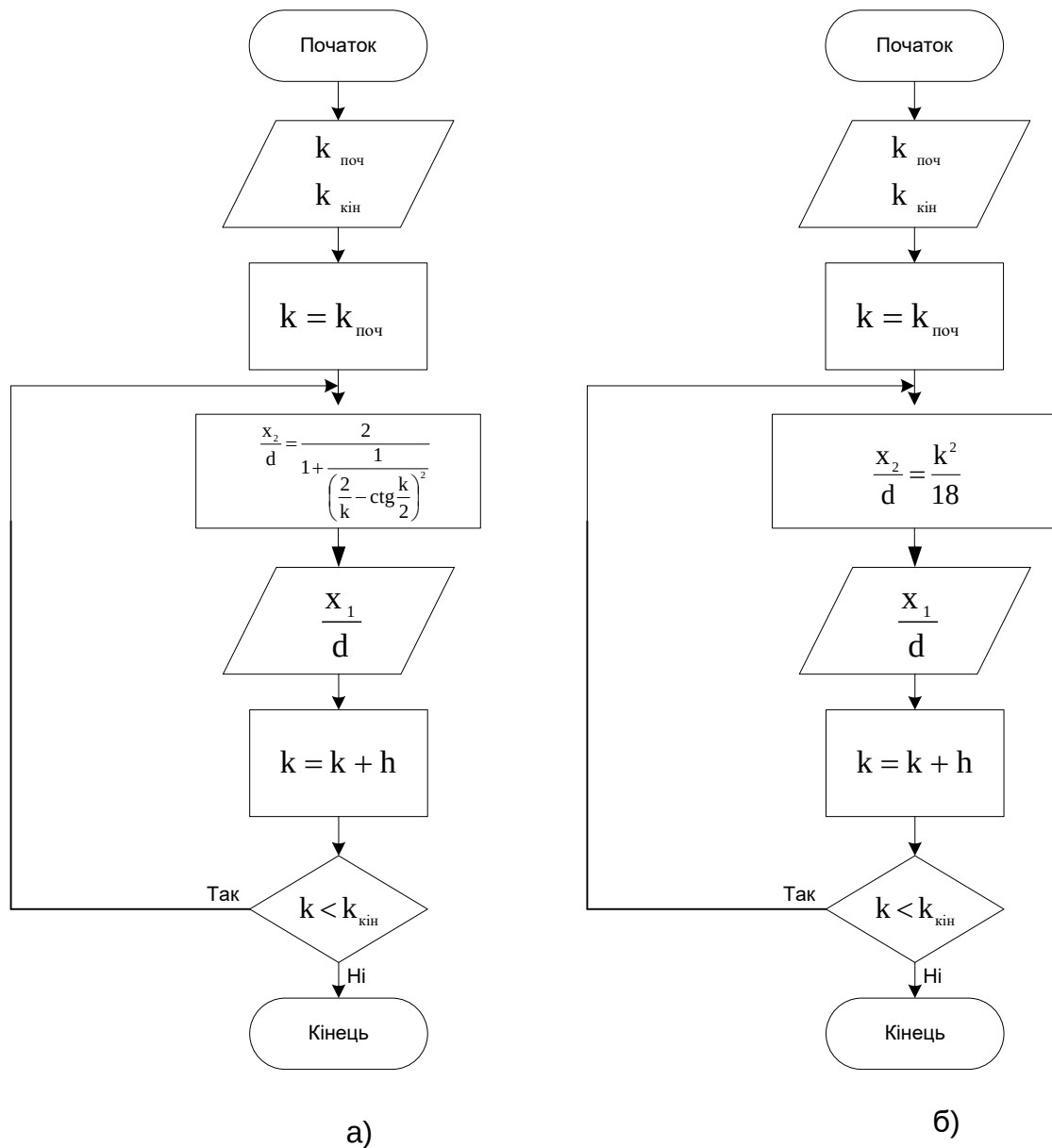


Рисунок 3.12 – Алгоритм дослідження положення фазового центру

На рисунку 3.12 а) наведено алгоритм розрахунку по точному виразу, тоді як на рисунку 3.12 б) – по наближеному.

Програма, що реалізує зазначені алгоритми, наведена в додатку 5

Результати розрахунків наведено в таблиці 3.5

Таблиця 3.5

$k, ^\circ$	$\frac{x_1}{d}$	$\frac{x_1}{d}$	Δ	$\delta, \%$
10	0,001691	0,001691	2,859E-07	0,016907
20	0,006768	0,006764	0,000004574	0,067583
30	0,015241	0,015218	0,00002315	0,151893
40	0,027127	0,027054	0,00007313	0,269584
50	0,042451	0,042272	0,0001784	0,420249
60	0,061242	0,060872	0,0003698	0,603834
70	0,083538	0,082854	0,0006844	0,819268
80	0,109383	0,108217	0,001166	1,065979
90	0,138827	0,136962	0,001865	1,343399
100	0,171926	0,169089	0,002837	1,650129
110	0,208741	0,204598	0,004144	1,985235
120	0,249339	0,243488	0,005851	2,346604
130	0,293788	0,28576	0,008028	2,732583
140	0,342162	0,331414	0,011	3,214851
150	0,394532	0,38045	0,014	3,548508
160	0,450969	0,432868	0,018	3,991405

Графіки залежності зміщення фазового центру рупора від величини розфазування наведено на рисунку 3.13 для випадку розрахунку з використанням точного виразу(позначено ромбами), та наближеними(квадрати).

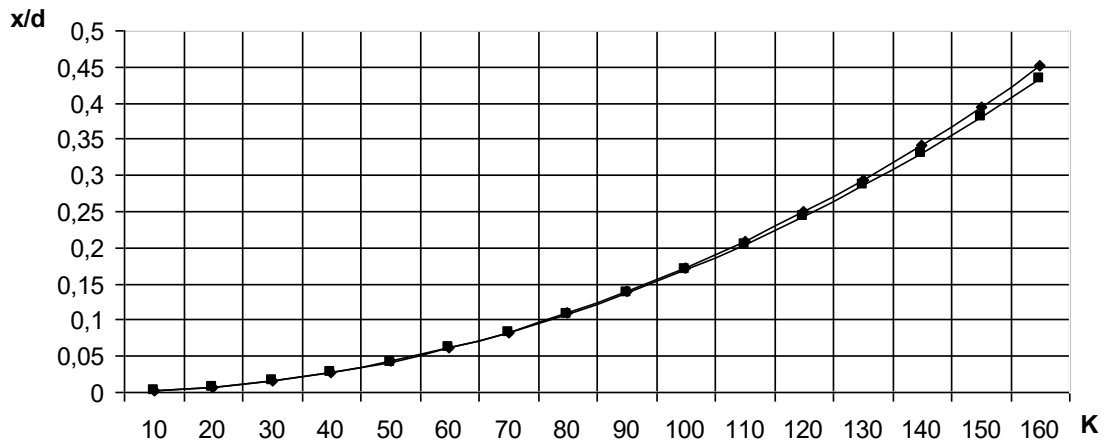


Рисунок 3.13 – Залежність зміщення фазового центру рупора від величини розфазування

Аналіз графіків залежностей, наведений на рисунку 3.13, показує, що і в цьому випадку фазовий центр зі збільшенням розфазування зміщується до горловини рупора, однак швидкість зміщення більш ніж в 1,5 рази менша ніж для випадку рівномірного збудження розкриття.

Залежність відносної похибки розрахунків по наближеному виразу відносно розрахунку по точному наведено на рисунку 3.14.

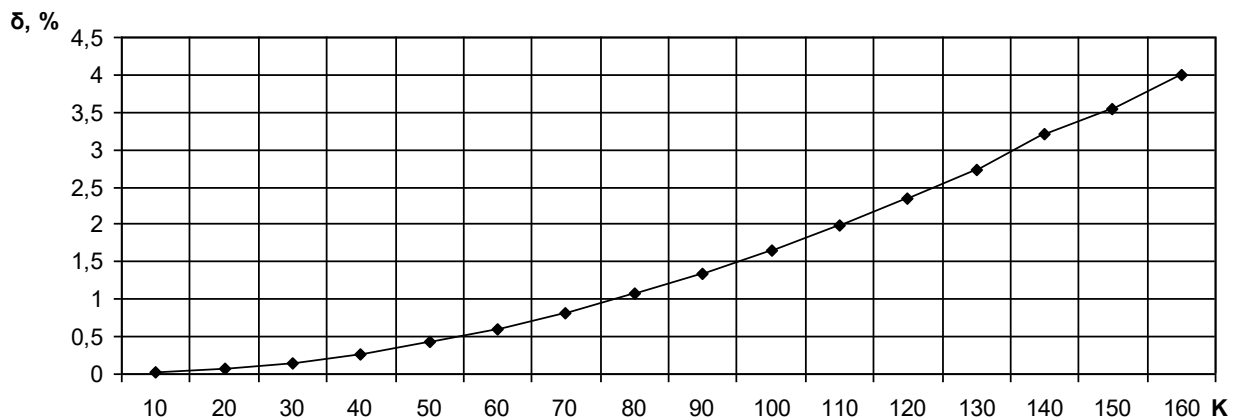


Рисунок 3.14 - Залежність відносної похибки розрахунків

Аналіз графіка показує значне збільшення області використання наближеного виразу для знаходження зміщення фазового центру в порівнянні із випадком рівномірного розподілу. Так, похибка досягає 1% приблизно при

значеннях розфазування 75° , в порівнянні із 40° , а при значенні розфазування похибка не перевищуватиме 5%, тоді як для випадку рівномірного розподілу близько 14%.

3.5.3 Фазовий центр рупору при збудження хвилею H_{11}

Зміщення фазового центру рупорної антени при збудженні хвилею H_{11} описується виразом (2.28) та (2.29). Область використання зазначених виразів не обмежена і k може приймати будь-які значення.

Наближений вираз, для знаходження фазового центру має вид, наведений в (2.30).

Проведемо як і в попередніх пунктах дослідження та порівняння точних та наближених виразів знаходження зміщення фазового центру антени.

Оскільки в різних площинах E та H вирази мають різний вигляд, то проведемо дослідження окремо для площини E та окремо для H .

Для дослідження положення фазового центру кінцевого рупору в виразах (2.28), (2.29) та (2.30) будемо змінювати значення k в межах від $k_{\min}$ до $k_{\max}$. Алгоритм визначення зміщення фазового центру в площині E наведено на рисунку 3.15

Роздруківка програмного коду, що реалізує, алгоритм, наведений на рисунку 3.3 приведено в додатку 6.

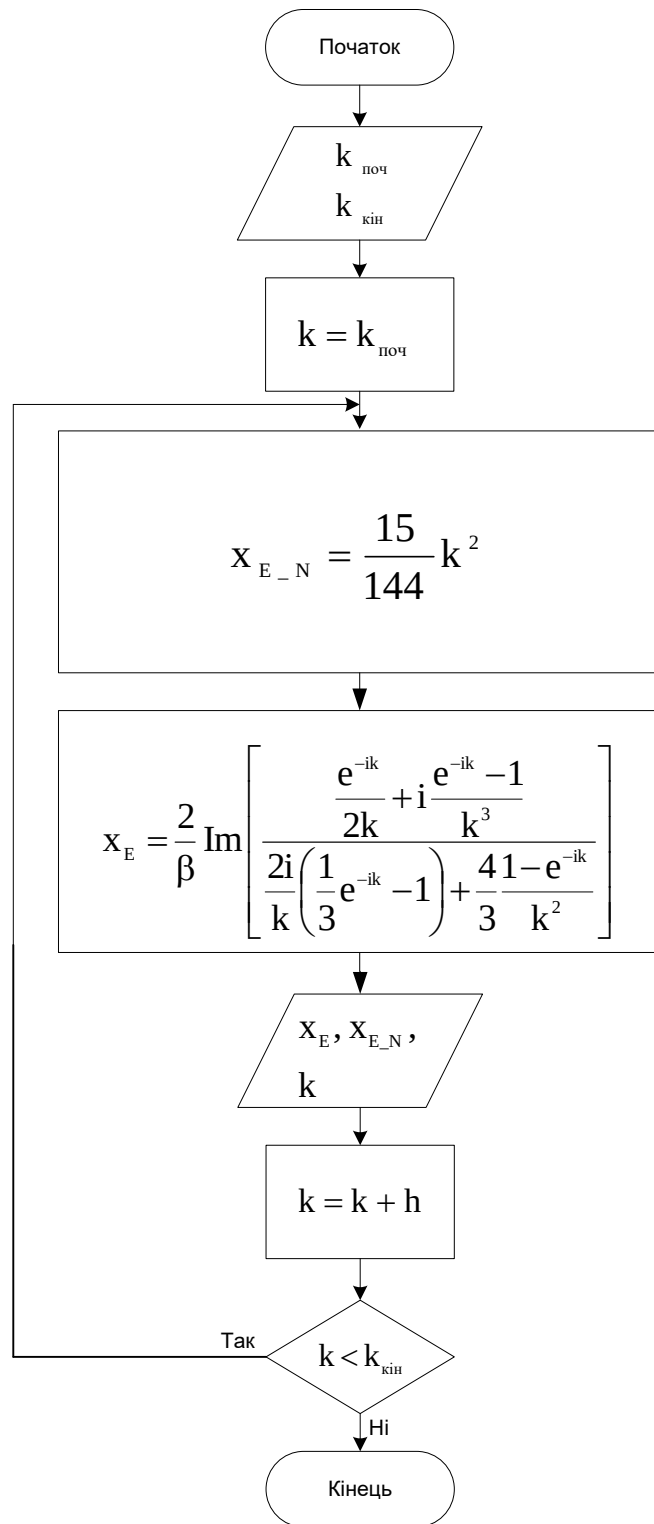


Рисунок 3.15 - Роздруківка програмного коду, що реалізує, алгоритм

Результати розрахунку зведено в таблицю 3.6

Таблиця 3.6

$K, ^\circ$	$\frac{x_1}{d}$	$\frac{x_1}{d}$	Δ	$\delta, \%$
10	0,003539	0,00317	0,0003687	10,4182
20	0,014	0,013	0,0009328	6,662857
30	0,029	0,029	0,0003528	1,216552
40	0,048	0,051	0,002907	6,05625
50	0,069	0,079	0,01	14,49275
60	0,092	0,114	0,01	10,86957
70	0,116	0,155	0,04	34,48276
80	0,14	0,2	0,063	45
90	0,165	0,257	0,092	55,75758
100	0,19	0,317	0,127	66,84211
110	0,215	0,384	0,169	78,60465
120	0,239	0,457	0,218	91,21339
130	0,262	0,536	0,274	104,5802
140	0,283	0,621	0,339	119,788
150	0,302	0,713	0,412	136,4238
160	0,317	0,812	0,495	156,1514

Графіки залежності зміщення фазового центру рупора від величини розфазування наведено на рисунку 3.16 для випадку розрахунку з використанням точного виразу(позначено ромбами), та наближеними(квадрати).

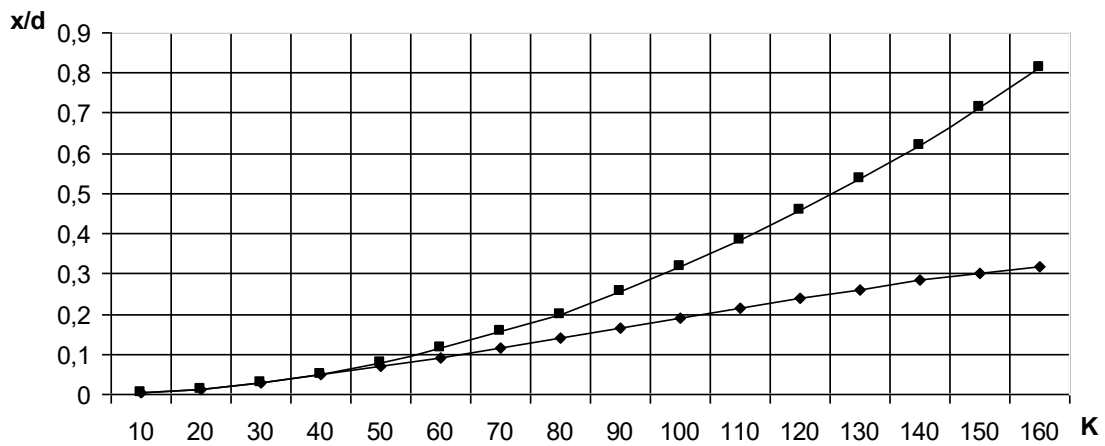


Рисунок 3.16 - Графіки залежності зміщення фазового центру рупора від величини розфазування

Для оцінки точності розрахунків по наближеній формулі побудуємо графік залежності відносної похибки розрахунків від величини розфазування, який наведено на рисунку 3.17

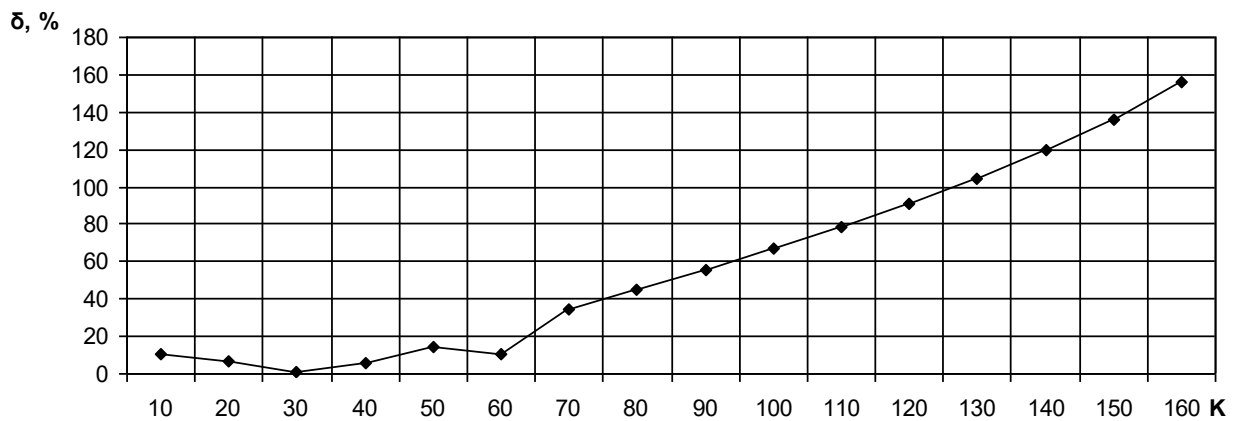


Рисунок 3.17 - Графіки залежності відносної похибки розрахунків від величини розфазування

Аналіз даних, наведених в таблиці 3.6 та рисунку 3.17 показує велику обмеженість можливості застосування наближених виразів для розрахунку положення фазового центру. Так, при значеннях розфазування більше 60° похибка перевищує 20 % і при значеннях розфазування більше 80° розрахунки

по наближеним формулам не мають сенсу, оскільки похибки перевищують 50%.

Алгоритм розрахунку зміщення фазового центру рупорної антени в Н площині наведено на рисунку 3.18. Роздруківка програмного коду наведена в додатку 7.

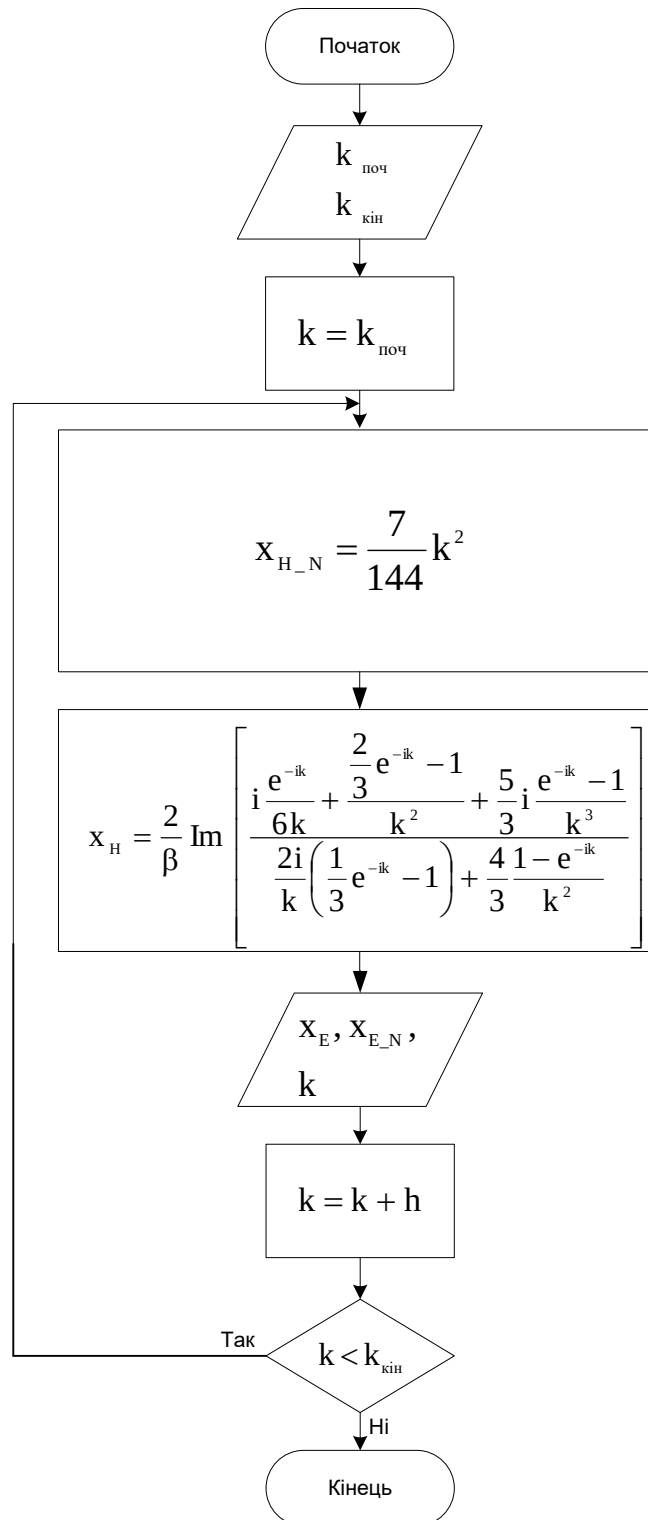


Рисунок 3.18 - Алгоритм розрахунку зміщення фазового центру рупорної антени в Н площині

Результати розрахунків зведено в таблицю 3.7.

Таблиця 3.7

$K, ^\circ$	$\frac{x_1}{d}$	$\frac{x_1}{d}$	Δ	$\delta, \%$
10	0,00065	0,00148	0,0008298	127,7205
20	0,005023	0,005918	0,0008953	17,82401
30	0,016	0,013	0,002734	17,0875
40	0,035	0,024	0,012	34,28571
50	0,063	0,037	0,026	41,26984
60	0,099	0,053	0,046	46,46465
70	0,142	0,072	0,07	49,29577
80	0,19	0,095	0,096	50,52632
90	0,242	0,12	0,122	50,41322
100	0,297	0,148	0,149	50,16835
110	0,352	0,179	0,173	49,14773
120	0,409	0,213	0,196	47,92176
130	0,465	0,25	0,215	46,23656
140	0,52	0,29	0,23	44,23077
150	0,575	0,333	0,242	42,08696
160	0,628	0,379	0,249	39,64968

Графіки залежності зміщення фазового центру рупора від величини розфазування наведено на рисунку 3.19 для випадку розрахунку з використанням точного виразу(позначено ромбами), та наближеними(квадрати).

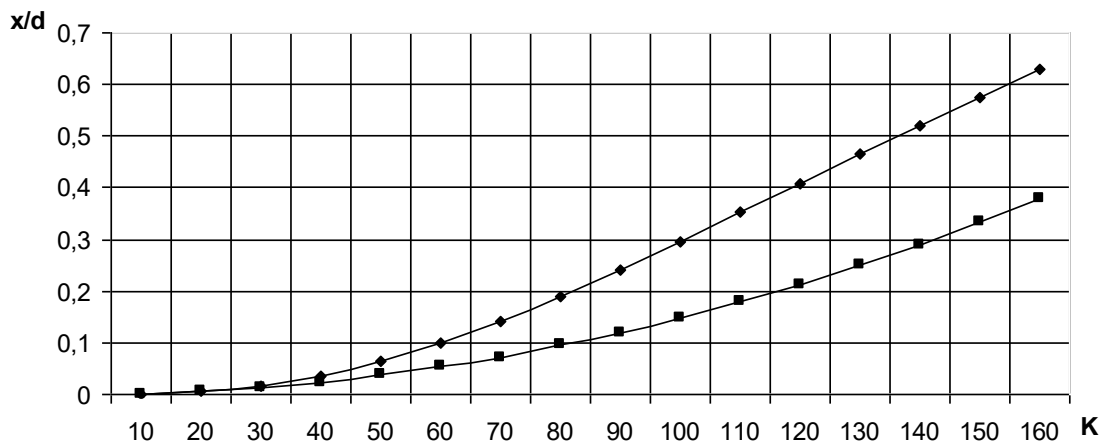


Рисунок 3.19 - Графік залежності зміщення фазового центру рупора від величини розфазування

Графік залежності похибки розрахунку наближеними виразами приведено на рисунку 3.20.

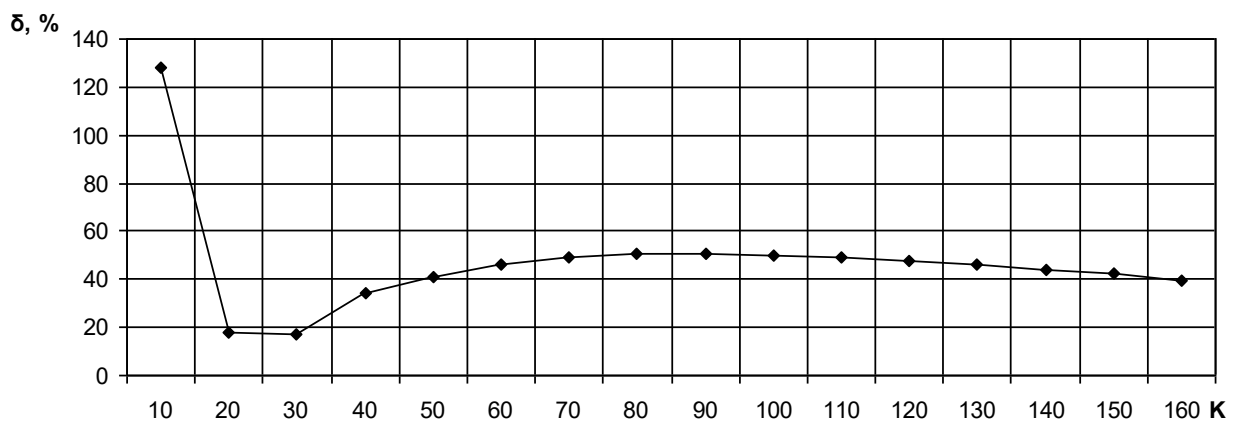


Рисунок 3.20 - Графік залежності похибки розрахунку наближеними виразами

Аналіз графіка, наведеного на рисунку 3.20 показує, що в площині Н наближені формули мають дуже обмежену область розфазування, де похибки не дуже великі. Так при розфазуванні від 15° до 35° похибка менша 20 %, тоді як в площині Е є області де похибка не перевищує 5%. Але на відміну від

площини Е в площині Н похибка в межах від 55^0 до 160^0 носить більш-менш стабільний характер.

На рисунках 3.16 та 3.19 приведена залежність зміщення фазового центра для випадку збудження рупора хвилею H_{11} в двох головних площинах. Із графіків видно, що при збільшенні розфазування швидкість зміщення фазового центра в площині Е більш ніж в 2 рази перевищує швидкість зміщення в площині Н.

В наслідок цього еквіфазна поверхня фронту хвилі, що випромінена, має різну кривизну в головних площинах. Ця обставина обов'язково приводить до розфазування поля в розкриві антени, що опромінюється рупором, і до зменшення коефіцієнта її підсилення.

Висновки: в розділі приведено результати дослідження параметрів дзеркально антени із репорним опромінювачем. Так розраховано геометричні розміри рупорного опромінювача та досліджено наступні його характеристики:

- діаграма направленості та залежність діаграми направленості від розподілу поля(розфазування);
- залежність коефіцієнта направленої дії від розфазування;
- зміщення фазового центру при різних характерах розподілу поля в розкриві рупора.

Досліджено області можливого застосування наближених виразів розрахунку положення фазового центру рупорного опромінювача.

ВИСНОВКИ

В магістерській роботі було виконано проведено розрахунок дзеркальної антени системи доступу до супутникового інтернет. В якості опромінювача дзеркальної антени використано конічний рупор. Було проведено розрахунок параметрів конічного рупору та проведено дослідження його основних характеристик. Особливої уваги було приділено такому параметру, як фазовий центр. Знання цього параметру дозволяє покращити параметри отриманої дзеркальної антени.

Проведено аналіз відомих методів визначення фазового центру антен, який показав, що в більшості випадків користуються наближеними методами визначення положення фазового центру антен. Початковими даними для таких методів є результати вимірювань характеристик поля, що випромінюється антеною. Це вимагає виконання складних операцій по вимірюванню, досить складної обробки результатів. Тому розробка теоретичних методів визначення положення фазового центру є доцільним.

Виконано розробку математичної моделі положення фазового центру конічного рупору та отримано аналітичні вирази. В отриманій математичній моделі враховано різні розподіли полі в апертурі антени.

Проведено розробку програмної моделі та виконано дослідження основних характеристик конічного рупора. Отримані залежності положення фазового центру від значень розфазування та різних розподілів поля в апертурі антени.

Проведені дослідження показали, що аналітичні наближені вирази при певних обмеженнях дають досить точні результати, так наближені вирази при рівномірному розподілу поля в апертурі можливо застосовувати при значеннях розфазування в межах від 0 до 110° при цьому похибка не перевищуватиме 10%, при осесиметричному розподілі в межах від 0 до 160° при похибці меншій 5%. Для хвилі H_{11} наближені вирази дають похибку меншу 20% в межах відносної похибки від 0 до 20%.

Таким чином, мета дослідження досягнута та вирішені усі задачі. Магістерська атестаційна робота виконана в повному обсязі у відповідності до технічного завдання та у встановленні терміни.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Balanis, C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. – 4th ed. – Hoboken, NJ: Wiley, 2016. – 1064 p.
2. Raghavan, M. R. Antennas: Principles, Analysis, and Design. – 2nd ed. – New York: Wiley, 2015. – 560 p.
3. Kraus, J. D., and Fleisch, D. A. Antennas. – 2nd ed. – New York: McGraw-Hill, 1988. – 860 p.
4. R. C. Johnson, and H. Jasik. Antenna Engineering Handbook. – 3rd ed. – New York:
5. Ільницький Л.Я., Сібрук Л.В., Щербина О.А. «Пристрої надвисоких частот та антени»: Навч. посібник. – К: НАУ, 2013. – 188с.
6. Ільницький Л.Я., Савченко О.Я., Сібрук Л.В. «Антени та пристрої надвисоких частот»: Підручник для ВНЗ/ За ред. Л.Я. Ільницького. – К: Укртелеком, 2003. – 496с.
7. Рубцов І. Ю. Технічні аспекти побудови цифрових антенних решіток у системах зв'язку / І. Ю. Рубцов // Системи озброєння і військова техніка. - 2015.- № 3. - С. 139-143.
8. Ільницький Л.Я., Сібрук Л.В., Слоболлдянюк П.В., Благодарний В.Г. «Антени телекомунікаційних та моніторингових систем», За ред Л.Я.Ільницького. – К., 2012. – 240 с
9. Ільїнов М.Д. Антена базової станції з секторною діаграмою направленості в азимутальній площині / Ільїнов М.Д., Мацаєнко А.Н
10. Ільїнов М.Д., Толюпа С.В., Шацький І.О. Широкосекторна низькопрофільна антена. // Науково- технічний журнал “Сучасний захист інформації”. – 2012. - №3. – С. 78-83
11. Sika Shrestha, Sun-Kuk Noh, Dong-You Choi Comparative Study of Antenna Designs for RF Energy Harvesting // Hindawi Publishing Corporation International Journal of Antennas and Propagation, Volume, January 2013, 10p.

12. Na Liu, Pengfei Yang, Weijiang Wang «Design of a Miniaturized Ultrawideband Compound Spiral Antenna» // School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, China – 2013.

13. Yangyi Zhao, Weidong Hu «Design Of A UWB Unidirectional Radiation. Compound Spiral Antenna» // Beijing Key Laboratory of Millimeter wave and Terahertz Technology, School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology Beijing, China – 2015.

14. Gurbinder Singh, Deepinder Singh “Design and analysis of conical horn antenna for Ku-band application.” International Journal of Science and Research (IJSR) ISSN (Online): 2319-7064

Додаток 1

Програма розрахунку діаграми направленості

$$\lambda := 0.1$$

$$\beta := 2 \cdot \frac{\pi}{\lambda}$$

$$p := \sqrt{-1}$$

$$a := 0.36$$

$$d := 0.15$$

$$\gamma := 3 \cdot \pi$$

$$\Delta := 2.5$$

$$g1 := 2 \cdot \frac{\gamma}{\Delta}$$

$$g1 = 7.54$$

$$f1 := \left[1 - \frac{1.215}{g1 \cdot g1} + \frac{p \cdot \left(\frac{-0.7525}{g1 \cdot g1} + 0.7925 \right)}{\gamma} + 0.215 \left(\frac{1}{g1 \cdot g1 \cdot g1 \cdot g1} - \frac{1}{\gamma \cdot \gamma} \right) \right]$$

$$f2 := \frac{0.3225}{\gamma} + p \cdot \left(\frac{0.215}{g1 \cdot g1} - 1 \right)$$

$$f3 := p \cdot \left(\frac{0.63}{\Delta} + \frac{0.5375}{g1 \cdot \gamma} \right) + \frac{1}{g1} + \frac{0.215}{\Delta \cdot \gamma} + \frac{-0.215}{g1 \cdot g1 \cdot g1}$$

$$gr := \frac{\Delta - 2 \cdot \gamma}{\sqrt{2\pi \gamma}}$$

$$C1 := \frac{1}{2} - \int_0^{gr} \cos \left(\pi \cdot \frac{t^2}{2} \right) dt$$

$$S1 := \frac{1}{2} - \int_0^{gr} \sin \left(\pi \cdot \frac{t^2}{2} \right) dt$$

$$La := p \cdot 2 \cdot \frac{\gamma \cdot J0(\Delta)}{2 \cdot \gamma + \Delta} + e^{p \cdot \left(\gamma + \Delta \cdot \frac{\Delta}{4 \cdot \gamma} \right)} \cdot \frac{(C1 - p \cdot S1)}{2 \cdot \gamma + \Delta} \cdot \sqrt{4\gamma \cdot \Delta}$$

$$Fb := \pi \cdot e^{-p \cdot \gamma} \cdot (f1 \cdot La + f2 \cdot J0(\Delta) + f3 \cdot J1(\Delta))$$

$$\theta := \arcsin\left(\frac{\Delta}{\beta \cdot a}\right)$$

$$\begin{aligned} \theta &= \blacksquare \\ E &:= Fb \cdot (1 + \cos(\theta)) \\ |E| &= \blacksquare \end{aligned}$$

Додаток 2

$$\lambda := 0.1$$

$$\beta := 2 \cdot \frac{\pi}{\lambda}$$

$$p := \sqrt{-1}$$

$$a := 0.36$$

$$d := 0.15$$

$$\gamma := 4 \cdot \pi$$

$$\Delta := 40$$

$$g1 := 2 \cdot \frac{\gamma}{\Delta}$$

$$g1 = 0.628$$

$$\theta := \arcsin \left(\frac{\Delta}{\beta \cdot a} \right) \cdot 0.37 + \frac{p \cdot \left(\frac{-0.215}{2 \cdot g1 \cdot g1} + 0.7925 \right)}{\gamma} + 0.215 \left(\frac{1}{\gamma \cdot \gamma} \right) \cdot (-1)$$

$$E \cdot 1 = \frac{0.215}{\Delta} + p \cdot (-0.37)$$

$$E := Fb \cdot (1 + \cos(\theta))$$

$$\theta = \arcsin \left(\frac{-0.63}{\Delta} + \frac{1.075}{g1 \cdot \gamma} \right) + \frac{0.37}{g1} - \frac{-0.215}{\Delta \cdot \gamma}$$

$$f3 =$$

$$gr := \frac{\Delta - 2 \cdot \gamma}{\sqrt{2 \pi \gamma}} \quad |E| =$$

$$f1 =$$

$$f2 =$$

$$C1 := \frac{1}{2} - \int_0^{gr} \cos \left(\pi \cdot \frac{t^2}{2} \right) dt$$

$$S1 := \frac{1}{2} - \int_0^{gr} \sin \left(\pi \cdot \frac{t^2}{2} \right) dt$$

$$La := p \cdot 2 \cdot \frac{\gamma \cdot J0(\Delta)}{2 \cdot \gamma + \Delta} + e^{p \cdot \left(\gamma + \Delta \cdot \frac{\Delta}{4 \cdot \gamma} \right)} \cdot \frac{(C1 - p \cdot S1)}{2 \cdot \gamma + \Delta} \cdot \sqrt{4 \gamma \cdot \Delta}$$

$$Fb := \pi \cdot e^{-p \cdot \gamma} \cdot (f1 \cdot La + f2 \cdot J0(\Delta) + f3 \cdot J1(\Delta))$$

Додаток 3

$$\gamma := 20$$

$$\lambda := 0.1$$

$$d := 0.15$$

$$f1 := \frac{\sin\left(\frac{\gamma}{2}\right)}{\gamma}$$

$$f2 := \frac{\cos\left(\frac{\gamma}{2}\right)}{2}$$

$$f3 := (f1 - f2) \cdot (f1 - f2)$$

$$f4 := 2.25 \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right)$$

$$f := f4 + f3$$

$$G1 := 4 \cdot 3.14 \cdot d \cdot \frac{d \cdot f \cdot 1.42}{(\lambda \cdot \lambda \cdot \gamma \cdot \gamma)}$$

$$G1 \cdot 1 = 0.082$$

Додаток 4

$$k := \frac{10}{57.32}$$

$$k = 0.174$$

$$f1 := 1 - \frac{k}{2} \cdot \frac{1}{\tan\left(\frac{k}{2}\right)}$$

$$f2 := k \cdot \frac{k}{12}$$

$$\Delta := f1 - f2$$

$$f1 \cdot 1000 = 2.538$$

$$f2 \cdot 1000 = 2.536$$

$$\Delta = 1.288 \times 10^{-6}$$

Додаток 5

$$k := \frac{160}{57.32}$$

$$k = 2.791$$

$$f1_0 := \frac{2}{k} - \frac{1}{\tan\left(\frac{k}{2}\right)}$$

$$f1_1 := \left(\frac{1}{f1_0}\right)^2$$

$$f1 := \frac{2}{1 + f1_1}$$

$$f2 := k \cdot \frac{k}{18}$$

$$\Delta := f1 - f2$$

$$f1 \cdot 1000 = 450.969$$

$$f2 \cdot 1000 = \blacksquare$$

$$\Delta = \blacksquare$$

Додаток 6

$$d := 0.15$$

$$\lambda := 0.1$$

$$p := \sqrt{-1}$$

$$k := \frac{160}{57.32}$$

$$f := e^{-p \cdot k}$$

$$x_1 := \frac{p \cdot f}{6k} + \frac{\left(\frac{2}{3}f - 1\right)}{k \cdot k} + 5 \cdot p \cdot \frac{(f - 1)}{3 \cdot k \cdot k \cdot k}$$

$$x_2 := 2p \cdot \frac{\left(\frac{f}{3} - 1\right)}{k} + 4 \cdot \frac{(1 - f)}{3 \cdot k \cdot k}$$

$$x := \frac{x_1}{x_2}$$

$$x1 := \frac{x_2}{x_1}$$

$$\beta := 2 \cdot \frac{\pi}{\lambda}$$

$$q := \frac{2}{\beta \cdot d} \cdot \text{Im}(x)$$

$$q = \blacksquare$$

$$q1 := \frac{2}{\beta \cdot d} \cdot \text{Im}(x1)$$

$$qe := 7 \cdot k \cdot \frac{k}{144}$$

$$\Delta := qe - q1$$

$$q1 = \blacksquare$$

$$qe = \blacksquare$$

$$\Delta = \blacksquare$$

$$\sigma := \frac{100 \cdot \Delta}{q1}$$

$$\sigma = \blacksquare$$