

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Харківський національний університет

імені В. Н. Каразіна

Факультет радіофізики, біомедичної електроніки та комп'ютерних систем

Кафедра кафедра прикладної електродинаміки

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ підпис
ініціали, прізвище

“ ____ ” _____ 20__ року

Кваліфікаційна робота магістра

на тему: ХАРАКТЕРИСТИКИ СПРЯМОВАНOSTІ ХВИЛЕВОДНО-ЩІЛИННОЇ
РЕШІТКИ З ДЕКІЛЬКОМА ДІЕЛЕКТРИЧНИМИ ШАРАМИ У ХВИЛЕВОДІ.

Виконав: студент II курсу магістратури, групи РР-67
спеціальності 105 Прикладна фізика та наноматеріали,
освітньо-професійна програма «Радіофізика і електроніка»

Гура Володимир Віталійович

Науковий керівник

канд. фіз.-мат. наук, Н.К. Блинова

Харків – 2022

РЕФЕРАТ

Дослідження за темою «Характеристики спрямованості хвилеводно-щілинної решітки з декількома діелектричними шарами у хвилеводі», була зроблена студентом 6-го курсу Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна факультету радіофізики, біомедичної електроніки і комп'ютерних систем Гурою В. у 2022 році. Обсяг роботи складає сторінки 45, кількість рисунків (15), джерел (51).

У дипломній роботі проведено розрахункові дослідження характеристик спрямованості, кутчастотних характеристик, коефіцієнтів матриці розсіювання та коефіцієнтів уповільнення хвилі в діапазоні довжин хвиль хвилеводно-щілинної антени з поперечних щілинних випромінювачів з двошаровим діелектричним заповненням хвилеводу та повітряним зазором під щілинами. Проведено порівняльний аналіз характеристик спрямованості для різних варіантів заповнення хвилеводу діелектриками за умови рівності коефіцієнта уповільнення на центральна довжина хвилі в середині діапазону. Показані умови оптимального співвідношення діелектричних проникностей шарів, та їх товщини, розташовані всередині хвилеводу для отримання необхідних спрямованих та енергетичних характеристик решітки в діапазоні довжин хвиль.

Abstract

Research on the topic "Characteristics of directivity of a waveguide-slit grating with several dielectric layers in a waveguide" was carried out by a 6th-year student of V.N. Kharkiv National University. Karazin of the Faculty of Radiophysics, Biomedical Electronics and Computer Systems Gura V. in 2022. The volume of the work is 45 pages, the number of drawings (17), sources (18).

In the thesis, calculation studies of the characteristics were carried out directionality, angular frequency characteristics, matrix coefficients dispersion and wave retardation coefficients in the range of wavelengths waveguide-slit antenna from transverse slit emitters with double-layer dielectric filling of the waveguide and air gap under the slits. A comparative analysis of the directivity characteristics for different options for filling the waveguide with dielectrics was carried out under the condition that the retardation coefficient is equal to the central wavelength in the middle of the range. The conditions for the optimal ratio of the dielectric permittivity of the layers and their thickness located inside the waveguide for obtaining the necessary directional and energy characteristics of the grating in the range of wavelengths are shown.

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ ТА УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

ДС - діаграма спрямованості;

ХЩР – хвилеводно – щілинна решітка

КСХН – коефіцієнт стоячої хвилі за напругою

ЗМІСТ

РЕФЕРАТ	2
ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ ТА УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	4
ВСТУП	7
1. ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ	8
1.1 Предмет досліджень та визначення поняття хвилевідно-щілинної антени.	8
1.2 Історичний огляд предмета досліджень та основні теоретичні методи дослідження характеристик хвилеводно-щілинних антенних решіток.....	12
1.3 Хвильово-щілинні антени із застосуванням діелектричних матеріалів	19
2. ХВИЛЕВІДНО-ЩІЛИННІ РЕШІТКИ З ДІЕЛЕКТРИЧНИМИ ШАРАМИ У ХВИЛЕВОДІ	25
2.1 Постановка задачі	25
2.2 Рішення задачі	26
3.РЕЗУЛЬТАТИ РОЗРАХУНКУ ХАРАКТЕРИСТИК СПРЯМОВАНOSTІ ТА S - ПАРАМЕТРІВ ХВИЛЕВОДНО-ЩІЛИННОЇ РЕШІТКИ З ДІЕЛЕКТРИЧНИМИ ШАРАМИ У ХВИЛЕВОДІ	28
3.1 Результати розрахунку S - параметрів антенної решітки з різними діелектричними шароми у хвилеводі.....	28
3.2. Результати розрахунку діаграм спрямованості хвилевідно- щілиної решітки з різними діелектричними шароми у хвилеводі	32
ВИСНОВКИ	39
ЛІТЕРАТУРА	40

ВСТУП

Хвильоводно-щілинним антенам (ХЩР) приділяється велика увага в сучасній літературі по антенній техніці. Ці антени являються перспективними для використання в різних телекомунікаційних і системах радіолокацій. Нині досить добре розвинена теорія щілин, які прорізають в стінках порожнистих хвильоводів. Рішення завдань управління електродинамічними характеристиками, як поодиноких щілинних випромінювачів, так і їх систем є актуальним [1]. Одним з напрямів розширення функціональних можливостей ХЩР являється часткове заповнення хвильоводу діелектриком [2-7]. У лінійних ХЩР використовують як подовжні щілинні випромінювачі, так і поперечні. Поперечні щілини використовують для отримання горизонтальній поляризації. Щілини прорізають на $d_z = \lambda_g$, де λ_g , довжина хвилі в хвильоводі на резонансній частоті антени. Для того, щоб в діаграмі спрямованості не виникали інтерференційні максимуми вищого порядку необхідно використати уповільнюючі системи в хвильоводі у вигляді його діелектричного заповнення. У роботі [8] представлений короткий опис літературних джерел з цієї тематики, опублікованих за останній час. У представлених роботах було показано, що для отримання необхідного уповільнення хвилі в хвильоводі використовувалося часткове заповнення хвильоводу діелектриком у вигляді одного шару. Проте можна використати і багат шарове заповнення хвильоводу діелектриками для того, щоб отримати необхідне уповільнення. У роботі [8] були проведені дослідження енергетичних характеристик ХЩР, що має багат шарову структуру. Показані умови оптимального співвідношення в діапазоні довжин хвиль таких параметрів, як діелектрична проникність шарів і їх товщина. Справжня дипломна робота є продовженням. Досліджень подібних структур [8]. Метою роботи, являється дослідження характеристик спрямованості ХЩР, що має усередині, хвильоводу багат шарову діелектричну структуру

1. ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ

1.1 Предмет досліджень та визначення поняття хвилевідно-щілинної антени.

У цьому розділі досліджено розробленість теми щілинних антен на складних хвилеводних структурах в доступних наукових літературних джерело. Наведено огляд літератури на тему хвилеводно-щілинних антен з застосуванням діелектричних матеріалів, за результатами якого отримано висновок про необхідність досліджувати щілинні антенні решітки на прямокутних хвилеводах з шаруватим діелектричним заповненням. Далі розібрані найбільш значущі роботи на тему Застосування хвилеводів зі складним перетином в якості живильної структури для щілинних антен.

Хвилевідно-щілинна антена – це простий тип антен, що складається з металевої поверхні і одного або декількох прорізів, або щілин. Щілинні випромінювачі або щілинні антени використовуються у діапазоні частот від 300 МГц до 25 ГГц. Вони є популярними антенами в навігаційних, радіолокаційних та інших високочастотних системах. Ці антени прості у виготовленні, мають низькі втрати (висока ефективність антени) та випромінюють лінійну поляризацію з низькою крос-поляризацією. Хвилеводно – щілинні антени часто використовуються в літаках, тому що їх можна зробити таким чином, щоб вони відповідали поверхні, де вони встановлені. Щілини зазвичай тонкі (менше 0,1 довжини хвилі) і мають довжину 0,5 довжини хвилі (на центральній робочій частоті).

Хвилеводно-щілинна антена (ХЩР) відноситься до класу лінійних (плоских) багатоелементних антен. Випромінюючими елементами таких антен є щілини, що прорізаються в стінках хвилеводів, об'ємних резонаторів або металевих підставах полоскових ліній. На практиці знаходять застосування ХЩР з нерухомою в просторі діаграмою спрямованості (ДН), а також ХЩР з механічним, електромеханічним і електричним скануванням .

До достоїнств ВЩА можна віднести:

- відсутність частин, що виступають, що дозволяє поєднувати їх випромінюючу поверхню із зовнішньою поверхнею корпусу літальних апаратів, не вносячи при цьому додаткового аеродинамічного опору;
- порівняно нескладний збудливий пристрій і простота в експлуатації.

Основним недоліком ХЩР є обмеженість діапазонних властивостей. При зміні частоти в нескануючій ХЩР промінь відхиляється від заданого положення в просторі, що супроводжується зміною ширини ДН і порушенням узгодження антени з тим, що живить фідер.

За принципом, на якому ґрунтована робота ХЩР, розрізняють резонансні і нерезонансні хвильоводно-щілинні антени.

У резонансних антенах відстань між сусідніми щілинами вибирають рівним $l\lambda$ (щілини, синфазні пов'язані з полем хвильоводу) або $l\lambda/2$ (щілини, змінно-фазні пов'язані з полем хвильоводу), де $l\lambda$ - довжина хвилі в хвильоводі, і на кінці хвильоводу встановлюють короткозамикаючий поршень. Таким чином, резонансні антени є синфазними і, отже, напрям їх максимального випромінювання співпадає з нормаллю до подовжньої осі антени. Синфазне збудження подовжніх щілин, розташованих по різні сторони відносно середньої лінії, забезпечується за рахунок додаткового фазового зрушення по фазі на 180° , обумовленого протилежними по напрямку струмами по обох сторонах осьової лінії широкої стінки хвильоводу.

Характерною особливістю отримуваної таким чином нерезонансної хвильоводно-щілинної антени (НВЩА) є ширша смуга частот, в межах якої має місце хороше узгодження, оскільки окремі відображення при великому числі випромінювачів майже повністю компенсуються. Проте відмінність відстані між щілинами від $l\lambda/2$

призводить до їх несинфазного збудження хвилею, що падає, і відхиленню напрямку головного максимуму випромінювання від нормалі до осі антени. Для усунення відображення від кінця хвилеводу зазвичай встановлюють ту, що крайову, що поглинає напругу.

Недоліком НХЩР є менший, ніж у резонансних антен, коефіцієнт корисної дії (для його збільшення слід підвищувати інтенсивність збудження щілин) і не усуні амплітудні спотворення (для їх зменшення слід знижувати інтенсивність збудження щілин). Виходячи з цього, інтенсивність збудження необхідно вибирати з компромісних міркувань.

Різновиди ХЩР:

По принципу, на якому заснована робота ХЩР, розрізняють резонансні та нерезонансні хвилеводно-щілинні антени.

У резонансних антенах відстань між сусідніми щілинами вибирають рівним (щілини, синфазно пов'язані з полем хвилеводу) або $B/2$ (щілини, змінно-фазно пов'язані з полем хвилеводу), де B - довжина хвилі в хвилеводі, і на кінці хвилеводу встановлюють короткозамикаючий поршень. Таким чином, резонансні антени є синфазними і, отже, напрямом їхнього максимального випромінювання збігається з нормаллю до поздовжньої осі антени. Синфазне збудження поздовжніх щілин, розташованих по різні сторони щодо середньої лінії, забезпечується за рахунок додаткового фазового зсуву по фазі на 180° , обумовленого протилежними у напрямку струмами по обидва боки осьової лінії широкої стінки хвилеводу.

Резонансну антену можна добре узгодити з фідером, що живить, в досить вузькій смузі частот. Дійсно, так як кожна щілина окремо не узгоджена з хвилеводом, всі відбиті від щілин хвилі складаються на вході антени синфазно і коефіцієнт відображення системи стає великим. Тому зазвичай відмовляються від синфазного збудження окремих щілин і вибирають відстань між ними $d/2$.

Характерною особливістю одержуваної таким чином нерезонансної хвилеводно-щілинної антени (НВЩА) є більш широка смуга частот, у межах якої має місце гарне узгодження, так як окремі відображення при великій кількості випромінювачів майже повністю компенсуються. Однак відмінність відстані між щілинами від $\lambda/2$ призводить до їх несинфазного збудження падаючою хвилею і відхилення напрямку головного максимуму випромінювання від нормалі до осі антени. Для усунення відображення від кінця хвилеводу зазвичай встановлюють кінцеве поглинаюче навантаження.

1.2 Історичний огляд предмета досліджень та основні теоретичні методи дослідження характеристик хвильоводно-щілинних антенних решіток

Перші науково-дослідні роботи, присвячені хвильоводно-щілинним антенним ґратам, були опубліковані в 40-х роках минулого століття. З того часу інтерес до даного виду антен, і як наслідок, число наукових досліджень на цю тему зростає з кожним роком. На даний момент момент у базі наукових публікацій IEEE Xplore на запит «slotted waveguide antenna array» - «хвильово-щілинна антенна решітка» налічується більше 3000 робіт. Актуальність та затребуваність антен даного типу в сучасних системах зв'язку, радіонавігації, системах бездротової передачі інформації, радіолокації, автомобільних системах запобігання ДТП, системах моніторингу погодної обстановки та моніторингу навколишнього середовища. За різними типами хвильоводно-щілинних антенних ґрат накопичена.

Велика науково-дослідна база. Виявимо ключові закономірності, що призвели до виникнення підвищеного інтересу до хвильоводно-щілинних антен. У період з 60-х по 80-і роки минулого століття хвильоводно-щілинні АР активно вивчаються шляхом натурних експериментів, а також теоретично з допомогою методу теорії ланцюгів у різних науково-дослідних лабораторіях, що входять до складу відомих інститутів та університетів, цьому основний замовник проведених досліджень – спеціалізовані підприємства. З початку 80-х років минулого століття набули поширення чисельні та аналітичні методи розрахунку: метод моментів (МоМ), метод кінцевих різниць у часовій області (FDTD), метод кінцевих елементів (FEM).

Сформувалася база наукових методів, придатних до розрахунку хвильоводнощелевих антенних решіток необхідного типу, у цей час відбувається стрімке зростання обчислювальних потужностей. З'являються автоматизовані системи проектування (CAD), а потім при їх використанні розробляється програмне забезпечення спочатку 2D, а потім та 3D електромагнітного моделювання НВЧ-структур.

З початку поточного століття відбувається експоненційне зростання кількості науково-дослідних робіт з хвильоводно-щілинних антен.

Удосконалення базових методів розрахунку відбувається у складі програмного забезпечення електромагнітного моделювання НВЧ-структур. Безперервне зростання обчислювальних потужностей, а також поява нових методів розрахунку: методу швидких мультиполів (FMM), розривного методу Галеркіна (DG), методу дипольного моменту (DM) - все це сукупності продовжує збільшувати науковий інтерес до вивчення нових структур для побудови хвильоводно-щілинних АР з урахуванням нових науково-практичних можливостей.

Теоретичний розрахунок хвильоводно-щілинних антенних решіток вперше був застосований в 50-х роках минулого століття і з тих пір методи розрахунку безперервно вдосконалюється. Однією з перших робіт по створенню методів електродинамічного аналізу хвильоводно-щілинних АР було дослідження Р.Еліотта і Л. Куртца [10]. У даній роботі автори створили, на той момент, ефективний метод наближеного розрахунку характеристик поздовжніх щілин в широкій стінці хвильоводу як для резонансної антенної решітки, так і для антенної решітки біжучої хвилі.

У роботі [11] метод опису зовнішнього зв'язку між щілинними випромінювачами був узятий з методики розрахунку дротяних антен за аналогією з диполями. Розвиток даного методу розрахунку було отримано на основі припущення, що полукосінусное еквіфазное розподіл поля на апертурі щілини також вірно і для щілин, вирізаних в хвильоводах з діелектричним заповненням. Вивчення взаємного впливу щілин один на одного в процесі випромінювання електромагнітної хвилі з хвильоводу призвело до отримання виразу, що описує цей ефект для нерезонансної хвильоводно-щілинної антенної решітки в роботі [12]. У реалізації даного методу особливо важливі провідність і резонансна довжина щілини, так як ці параметри залежать від довжини щілини і величини її зміщення від центральної осі хвильоводу.

Важливо відзначити, що даний висновок був отриманий за допомогою експерименту в 60-70-х роках минулого століття.

Метод розрахунку хвильоводно-щілинних АР і фідерів, що використовує модель електричного кола, був описаний в роботі [13]. Велика трудомісткість і комерційна вартість експериментальних вимірювань характеристик хвильоводно-щілинних АР змусили прискорити процес створення методів аналізу, що використовують обчислювальні процеси. В результаті з'явився метод моментів, вперше використовувався для вирішення інтегральних рівнянь електричного поля на апертурі щілини. У роботах [14-15] даний метод був використаний для вивчення поздовжніх щілин в прямокутному хвильоводі. Розрахункові значення провідності щілини, отримані за допомогою зазначених методів, були досить точними, але коректність обчислення резонансної довжини щілини була під питанням через використання імпульсної функції розкладання, яка створює переривчастий апертурний розподіл з ненульовими значеннями на гострих ребрах щілин.

У роботах [16,17] було покладено початок використанню методу Галеркіна з синусоїдальним базисом. Цей метод відразу показав свою перевагу в тому, що перший член розкладання дуже добре апроксимував розподіл струму на апертурі резонансної щілини. Тому, для адекватного вирішення в більшості випадків виявилось достатньо всього одного члена розкладання. Такі функції апроксимації електричного поля на щілині є гладкими і прагнуть до нуля на краях щілини, що дає хорошу точність для розрахунку резонансної довжини щілини. Однак, як правило, щоб отримати більшу, ніж 0,5% точність розрахунку резонансної довжини щілини може знадобитися близько 9 функцій розкладання.

У роботі [18] Р.Еліотт і співавтори отримали ряд важливих результатів. У даній роботі було встановлено, що загальний метод Галеркіна з синусоїдальним базисом і метод Галеркіна з кусочно-гладким синусоїдальним базисом мають чудову збіжність. Результати розрахунків хвильоводно-щілинних антенних решіток без

урахування товщини металевої стінки хвилеводу добре збігалися з вимірними даними для хвилеводно-щілинних антенних решіток з дуже тонкою стінкою. Р. Еліотт з співавторами також встановили, що для хвилеводів з малою висотою і великих зсувів щілини від центральної осі хвилеводу модель з шунтуючими щілинами не працювала. В результаті було отримано висновок, що поле на апертурі щілини має дійсний непарно-симетричний член по відношенню до центру хвилеводу. Як підсумок, всі первинні методи розрахунку можна застосовувати для антенних решіток при відповідних обмеженнях на висоту хвилеводу і віддаленість щілини від осі хвилеводу.

У роботах, які з'явилися пізніше, Р. Еліотт із співавторами запропонували новий метод розрахунку хвилеводно-щілинних антенних ґрат [19], який використав метод моментів і включав ітераційне рішення інтегральних рівнянь для хвилеводно-щілинний АР в цілому. Це рішення було застосовне тільки для хвилеводно-щілинних АР з невеликим кількістю випромінюючих елементів зважаючи на можливості обчислювальні засобів того часу.

Рішення інтегральних рівнянь за допомогою методу моментів завдяки його універсальності, було відразу ж використано для розрахунків хвилеводно-щілинних АР з різними щілинними випромінювачами, у тому числі з щілинами із складним живленням. Щілинний випромінювач із складним живленням - це зміщена і похила по відношенню до центральної осі

хвилеводу щілина. Рішення показало цікаву властивість, що зміщення і нахил щілини дозволяє змінювати амплітуду і фазу за умови збереження умови резонансу [20]. Для вузьких щілин умови особливості поля на ребрі вважали несуттєвими, і лише припущення про вклад поперечного розподілу було підтверджено досить точними результатами. Ефект кінцевої товщини стінки брався в розгляд строго по відношенню до ширини апертури як до порожнини [21] чи як до погодженої навантаженню на кінці хвилеводу [22]. Був зроблений висновок, що похила

випромінювальна шпара по центру - це корисний щілинний випромінювач, який поводить як відмінний послідовний елемент. Обчислювальні складнощі, з якими зіткнулися при вивченні поперечних щілин з використанням імпульсних розкладань, і процедури вибору характерних точок були здолані з допомогою використання функції розкладання на ребрі [23].

У роботах [23,24] були вивчені подовжні щілинні випромінювачі в широкій стінці гребеневого хвилеводу. Хвилевід мав два гребені різною висоти, розплоджені один навпроти одного. При дослідженні [23] було використано наближення з робіт Стивенсона по прямокутному хвилеводу, згідно У роботі [25] описаний строгий метод електродинамічного аналізу хвилеводно-щілинних АР з повітряним заповненням. Зшивання електромагнітних полів відбувається на апертурах щілин. В результаті виходить система інтегральних рівнянь, яка зводиться до СЛАУ методом Галеркіну з базисом у вигляді поліномів Чебышева 1-2 роди. Такий вибір базисних функцій обґрунтований швидкою збіжністю чисельною реалізації і підтверджений перевіркою на збіжність залежно від кількості базисних функцій, що задаються, як уподовж, так і упоперек щілини.

Огляд літератури на тему нових технічних рішень в області розробки хвилеводно-щілинних антенних ґрат приведений роботі [26]. Описані найбільш поширені методи розрахунку щілинних антен, використовуваних в комерційних системах зв'язку. Приведений розрахунок

багатощілинних (кількість щілин більше 100) антенних ґрат з допомогою строгого методу, описаного в попередній роботі.

У роботі [27] Елиотт зі своїм молодшим колегою розповсюдив свій метод розрахунку хвилеводно-щілинних антен на П-хвилевід. З огляду на те, що електричне поле усередині П-хвилеводу відрізняється від поля в прямокутному хвилеводі, були отримані нові вирази для провідності щілини.

Рішення з використанням методу моментів було використане для аналізу нескінченно довгих антенних ґрат, а також була встановлена його працездатність на ґратах, що складаються з 7×7 елементів [28].

У роботі [29] розвинена гібридна теорія розрахунку випромінювання подовжньою щілини в П-хвильоводі в зовнішній напівпростір. Рішення задачі отримане на основі системи інтегральних рівнянь для тангенціального електричного поля на апертурі щілини, яка вирішувалася методом Галеркіну з використанням синусоїдальних функцій. Функція Гріна внутрішньої області була знайдена чисельно шляхом розрахунку власних значень і власних функцій П-хвильоводу методом кінцевих елементів із застосуванням поліномів

Лагранжа 4-го порядку. Відмічено, що розрахункові характеристики щілини добре узгоджуються з результатами вимірів. У роботі [30] запропонований метод розрахунку критичних частот П-хвильоводу на основі аналізу власних значень з використанням функції Гріна в спектральній області. Відзначається хороший збіг результатів розрахунку з даними, отриманими при моделюванні в пакеті HFSS.

Дослідження антенних ґрат з щілинним хвильоводним зв'язком проведені Еліоттом і Рангаранджаном, показали, що мода TE_{20} дає істотний вклад у збудження сусідніх випромінювальних подовжніх шпар якщо ці щілини розташовані близько до осі хвильоводу [31-32]. Рангаранджан в роботі [33] представив інтегральні рівняння вирішені методом моментів. Уздовж щілини були вибрані синусоїдальні функції, а уперек щілини був узятий рівномірний розподіл.

Щілинна антена на прямокутному хвильоводі з хрестоподібними щілинами була досліджена за допомогою методу Галеркіну з базисом у виді тригонометричних функцій [34]. У роботі був застосований принцип еквівалентності Щелкунова, який дозволяє використати тангенціальну компоненту електричного поля і розподіл еквівалентних струмів на поверхні, що обмежує деякий об'єм для знаходження електромагнітного поля усередині цього об'єму.

У роботі [35] для розрахунку плоскої хвильоводно-щілинний АР розмірністю 4×4 з подовжніми щілинними випромінювачами в широкій стінці використовувалося програмне забезпечення, розроблене з використанням методу моментів з базисом у вигляді тригонометричних функцій. Строгий метод аналізу плоских двовимірних хвильоводно-щілинних АР представлений в [35]. У методі задіяні: принцип еквівалентності для отримання ИУ, диадические функції Гріна джерел магнітного поля для кожній області, метод моментів, метод Галеркіну з тригонометричним базисом для переходу від ИУ до СЛАУ, а також виключена сингулярність в ядрах інтегралів з узагальненої матриці провідності. Поєднання методу рівномірної теорії дифракції і методу моментів було використано в [37] для розрахунку плоскою хвильоводною АР, встановленою на великій вежі артилерійської установки, що проводить поверхні, або корабельною вежі артилерійської установки або корабельної рубки.

Аналіз бортових антенних грат великого електричного розміру з допомогою методу декомпозиції областей представлений в [37]. Цей метод розбиває досліджувану структуру на під області, які, у свою чергу аналізуються за допомогою методу моментів вищого порядку. Предметом дослідження являлися щілинні антенні грати на 22 хвильоводах різної довжини із загальною кількістю щілин рівним 1978. У результаті поверхня повітряного судна було розділена на 7 під областей, при цьому отримане 3 339 858 невідомих. Для вирішення завдання був притягнений обчислювальний кластер з 60 комп'ютерів, кожен з яких був оснащений двома 12-ядерними процесорами моделі Intel Xeon E5 с тактовою частотою 2,2 ГГц і ОЗУ з об'ємом 64000 МБ. У результаті тривалість процесу розрахунку на 1440 процесорних ядрах склала 406 секунд.

1.3 Хвильово-щілинні антени із застосуванням діелектричних матеріалів

До складу структури хвильоводно-щілинної антенної решітки діелектричні матеріали можуть входити в різних виконаннях в залежності від їх призначення. Це можуть бути діелектричні пластини, розташовані поза хвильоводу, а також діелектричні шари всередині порожнини хвильоводу, що заповнюють її частково або повністю. Розглянемо основні види застосування діелектричних матеріалів у складі структури хвильоводно-щілинних АР.

У роботі 1962 року [38] наведено експериментальне дослідження двовимірної АР з 8 хвильоводів WR90 загальною довжиною близько 500 мм. по центру широкої стінки кожного хвильоводу була прорізана суцільна Довга щілина змінної товщини. Поверх всієї конструкції антени був розташований діелектричний лист, щоб щілини, розташовані по центральній осі хвильоводів, могли випромінювати. Отримані експериментально дані показали, що ширина діаграми спрямованості структури склала близько 5 і 8 градусів В Е - і Н-площинах відповідно. У роботі було відзначено, що при розміщенні діелектричного шару всередині порожнини хвильоводу щілину, розташовану по центральній осі хвильоводу також зможе випромінювати. Діелектричне покриття зовнішньої стінки хвильоводно-щілинної антеною решітки, що містить випромінюючі щілини, може застосовуватися також для механічного захисту антени. У роботі [39] розглянуто прямокутний хвильовід з дискретними щілинами, поверх яких розташований захисний діелектричний шар. Наведено графіки залежності резонансної довжини щілини від її зміщення від осі хвильоводу для різних значень діелектричної проникності ϵ від 2 до 10 із зазначенням розрахункових значень імпедансу щілини.

Захисний діелектричний шар поверх випромінюючих щілин може використовуватися для підтримки необхідного тиску повітря в порожнині хвильоводу з метою збільшення пробивної міцності. У роботі [40] розглянуто планарну структуру з п'яти випромінюючих хвильоводів WR90 половинної висоти, кожен з яких містить по 10 поздовжніх щілин довжиною 17,1 мм і шириною 1,5 мм з

класичним шаховим розташуванням. По центру структури розташовувався живить хвилевід, а зверху антенна решітка накрита суцільним шаром діелектрика з діелектричною проникністю $\epsilon = 2,2$ і товщиною шару 0,381 мм. теоретичний аналіз, а також порівняння з розрахунками в пакеті електромагнітного моделювання HFSS. Авторами в роботі [41] розвинений строгий метод вирішення задачі з опису діелектричного шару, застосовуваного в захисних цілях для хвилеводу кінцевої товщини з похилій щілиною в його широкій стінці. Новий швидкий метод розрахунку характеристик щілин у хвилеводі з діелектричним покриттям зверху описаний у роботі [42]. Ефективний метод розрахунку характеристик поздовжніх щілин з верхнім діелектричним покриттям описаний в дослідженні [43], де виконано розрахунок модуля коефіцієнта відбиття / S_{11} / в залежності від частоти в інтервалі від восьми до дев'яти гігагерц і показано його зниження від 0,2 до 0,1. Введення діелектрика в порожнину хвилеводу резонансних щілинних антенних решіток з поперечним розташуванням щілин надає додаткові можливості для управління характеристиками щілини. В статті [44] зазначено, що введення діелектричних шарів в порожнину прямокутного хвилеводу щілинний АР дозволяє контролювати довжину щілин і відстань між ними для усунення побічних максимумів діаграми спрямованість. Авторами проведено стислий теоретичний аналіз. В роботі [45] розглянуто поперечну щілину в широкій стінці прямокутного хвилеводу, порожнина якого частково заповнена діелектриком, розташованим уздовж вузької стінки. В цьому випадку за рахунок вибору товщини і проникності діелектричного шару можна домогтися зниження побічних максимумів діаграми спрямованості для резонансних антен.

Поперечні щілини в прямокутному хвилеводі, частково заповненому діелектриком, описані в роботі [46] Для усунення появи побічних максимумів в н-площині міжелементна відстань скорочено до 0,8 довжини хвилі у вільному просторі. Крім того зазначено, що часткове заповнення діелектриком дозволяє забезпечити

додаткову гнучкість в налаштування опору щілини з метою збільшення частотного інтервалу.

Напрямок головного максимуму діаграми спрямованості при цьому досить стабільно і має слабку залежність від частоти. Автори провели власний експеримент, а потім порівняли його з результатами в пакеті електродинамічного моделювання HFSS.

Суворий теоретичний метод та програмне забезпечення, розроблене на його основі, дозволили провести аналіз поперечної щілини в широкій стінці хвилеводу, в порожнину якого поміщена діелектрична пластина [47]. У цьому дослідженні автори отримали: широку смугу частот, стабільний промінь і зниження рівня побічних максимумів діаграми спрямованості.

У роботі [48] розглянуто резонансну хвилеводно-щілинну антену решітка з поперечними щілинами і діелектричної пластиною, вміщеній на деякій відстані від них. Пластина металізована з двох сторін, і має відкриті ділянки тільки навпроти щілин. Між пластиною і хвилеводами передбачена спеціальна розділова структура, підбором висоти якої, а також товщини діелектрика можна збільшити спрямованість АР і знизити рівень побічних максимумів.

Детальний аналіз мод, що виникають в антенній решітці на прямокутному хвилеводі з поперечними щілинами і суцільним заповненням внутрішньої порожнини хвилеводу матеріалом з діелектричною проникністю $\epsilon = 2,2$, представлений в роботі [49]. Зазначено, що можливими модами є витікаючі хвилі, поверхневі хвилі, а також звичайні моди прямокутного хвилеводу. Наведено власний теоретичний аналіз, доповнений порівнянням з результатами моделювання в пакеті HFSS. Параметри розглянутої хвилеводно-щілинної антенної решітки: хвилевід перетином 12×1 , 524 мм, Довжина щілини 6 мм, ширина щілини 0,5 мм і відстань між щілинами 3 мм. автори відзначають, що в різних частотних діапазонах виникають різні типи хвиль.

У роботі [50] автори вкрили декількома діелектричними шарами антенну решітку з поздовжніми щілинами в широкій стінці хвилеводу. При моделюванні структури

була врахована забарвлення антенного обтічника. Робочий діапазон частот даної хвильоводно-щілинної АР лежить в Х-діапазоні.

Діелектричні матеріали, включаючи магнітодіелектричні, також знаходять застосування в структурі хвильоводно-щілинної антенної решітки, наприклад, для управління променем. У роботі [51] експериментально розглянута можливість управління променем антеною решітки з 12-ю поперечними щілинами в широкій стінці хвильоводу. Феритовий шар знаходиться на дні хвильоводу, який в свою чергу поміщений в підмагнічуючий механізм.

Підмагнічуєче поле змінювалося від нуля до семисот Ерстед, при цьому напрямок головного максимуму діаграми спрямованості змінилося від -

26,5 градусів до -58 градусів до поперечного напрямку. Авторами в дослідженні отримано прийнятне значення КСВ в широкому діапазоні частота. Хвильвід мав поперечний переріз 7,9x5 мм, товщина феритового шару становила 2,2 мм, Робоча частота 10 ГГц, хвильоводна довжина хвилі становила $\lambda_v = 14,2$ мм при відсутності підмагнічування і $\lambda_v = 18,0$ мм при поле 800 Ерстед. Вимірний коефіцієнт посилення склав 10 дБ без підмагнічування, а за допомогою підмагнічуючого поля 200 Ерстед отриманий коефіцієнт посилення 8,3 дБ і 5,5 дБ для 700 Ерстед. Теоретично розраховані значення виявилися трохи вище значень, отриманих експериментально.

У роботі [51] розглянуто можливість управління променем нерезонансної щілинної антеною решітки за допомогою обертових діелектричних пластин, розташованих, як показано на рис. 1.3, всередині прямокутного хвильоводу WR62 з критичною

частотою основної хвилі $f_{кр} = 9,49$ ГГц.

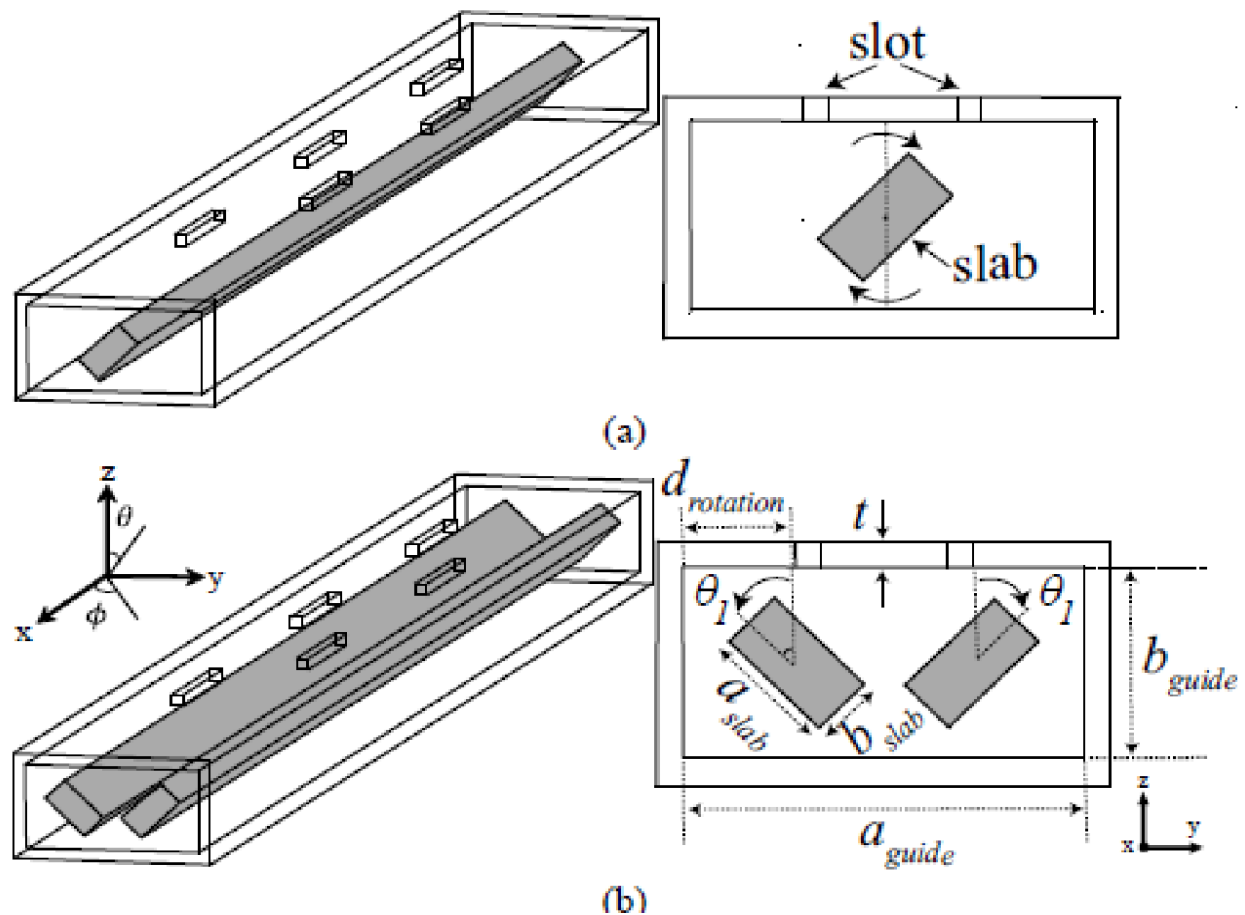
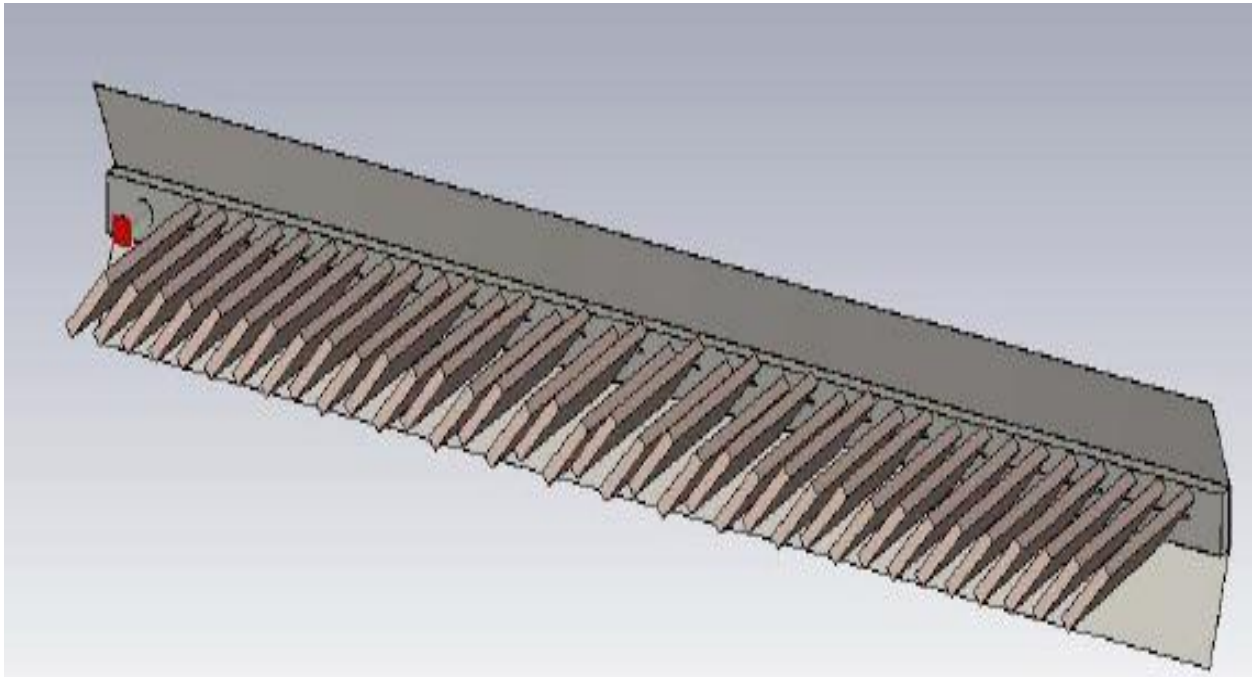


Рис. 1.3. Хвильоводно-щілинна антенна решітка з обертовими всередині порожнини хвильоводу діелектричними пластинами.

Експериментальний зразок являв собою хвильоводно-щілинну антенну решітку з 20-ма щілинами при відстані між ними $0,6 \lambda_0$. В результаті авторами був отриманий скануючий в секторі 14 градусів промінь. Діапазон сканування лежить від $\Theta = 4$ градусів до $\Theta = 18$ градусів в Н-площині. При цьому коефіцієнт посилення змінювався від 18,33 ГГц до 19,11 ГГц на частоті 9,35 ГГц. Важливо відзначити застосування П-хвильоводу з критичною частотою основної хвилі $f_{кр} = 7,8$ ГГц для узгодження АРР по харчуванню.

Антенна решітка, що працює в діапазоні 25 ГГц, складалася з 36 поздовжніх щілин в широкій стінці хвильоводу. Для забезпечення кругової поляризації випромінювання

запропоновано використовувати тефлонові пластини з діелектричною проникністю $\epsilon = 2,2$, розташовані перпендикулярно площині хвилеводу з кутом нахилу 45 градусів до його осі, як показано на рис. 1.4.



Розміри пластин становили 15x40x2, 5 мм. кругова поляризація досягалася без зміни структури АР тільки за рахунок додавання діелектричних пластин.

У роботах розглянуто комп'ютерну модель плоскої антенної решітки з поздовжніми парними щілинами у хвилеводах, повністю заповнених матеріалом з діелектричною проникністю $\epsilon = 2,2$. Мета даного дослідження полягала в оцінці впливу діелектричного заповнення порожнини хвилеводу щілинною антенною решітки на рівень побічних максимумів плоскої АР. Автори порівнювали плоску АР на основі 5 прямокутних хвилеводів перетином 22,86x10,16 мм і повітряним заповненням зі щілинною АР на основі 7 прямокутних хвилеводів перетином 15,8x7,9 мм і діелектричним заповненням. Використання різної кількості хвилеводів забезпечило рівність поперечних розмірів порівнюваних плоских АР. В результаті встановлено істотне зниження побічних максимумів діаграми спрямованості плоскої щілинної АР на хвилеводах 15,8x7,9 мм, порожнина яких була заповнена матеріалом з діелектричною проникністю $\epsilon = 2,2$.

2. ХВИЛЕВІДНО-ЩІЛИННІ РЕШІТКИ З ДІЕЛЕКТРИЧНИМИ ШАРАМИ У ХВИЛЕВОДИ

2.1 Постановка задачі

На малюнку 1 схемний представлений хвильоводно-щілинний ґрати (ВЩР). У широкій стінці стандартного хвильоводу прорізають поперечні щілини. Їх довжини і їх ширина були однакові $L=13,7\text{мм}$, $d=1,5\text{мм}$. Кількість щілин в ґратах $N=13$. Відстань між випромінювачами $d_z=18.725\text{мм}$, при якому забезпечувалося еквіфазне збудження щілин на довжині хвилі $\lambda=27\text{мм}$. Простір усередині хвильоводу розділено на три області. Перша область, що знаходиться під щілинними випромінювачами має діелектричну проникність $\varepsilon_1=1$ і відповідає повітряному проміжку. Друга і третя області відповідають двом шарам з діелектриків, які мають різну діелектричну проникність ε_2 , ε_3 .

Параметрами завдання є: ε_2 , ε_3 . шарів, їх різна ширина. Для усіх досліджуваних варіантів часткового заповнення хвильоводу необхідно провести розрахунки залежностей коефіцієнтів уповільнення хвилі, коефіцієнтів матриці розсіювання, діаграм спрямованості (ДН) ВЩР в діапазоні довжин хвиль. Побудувати залежності відхилення головного максимуму ДН від довжини хвилі.

Для порівняння характеристик різних варіантів часткового заповнення хвильоводу провести розрахунки за умови рівності коефіцієнтів уповільнення на центральній довжині хвилі аналізованого діапазону. Метою роботи є дослідження характеристик спрямованості ВЩА, має багат шарову діелектричну структуру.

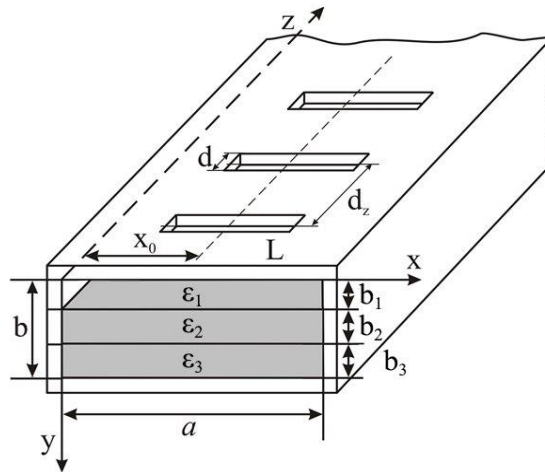


Рисунок 2.1 – Схематичне зображення хвильоводно-щілинних решіток.

2.2 Рішення задачі

В роботі для того, щоб у ДН решітки випромінювачів не з'являлися дифракційні пелюстки, необхідно, щоб коефіцієнт уповільнення був більшим ніж 1.1. Нехай коефіцієнт уповільнення на довжині хвилі $\lambda = 30,5 \text{ мм}$ (центральна довжина хвилі) набуває значення, наприклад, $v = 1.2$. Такий коефіцієнт уповільнення можна отримати, заповнюючи хвильовід одним або декількома шарами з різних діелектричних матеріалів, які можуть мати різну товщину b_1, b_2 і по-різному розташовуватися всередині хвильоводу. В роботі проведено розрахунки енергетичних характеристик ВЩР при незмінному становищі шарів двошарового діелектричного заповнення хвильоводу, розглядалися варіанти $\epsilon_3 > \epsilon_2$ при значеннях незначно від ϵ_2 . Цікаво було дослідити коефіцієнти матриці розсіювання та спрямовані характеристики ВЩР у більшому діапазоні зміни діелектричних постійних різних шарів, що заповнюють хвильовід. Завдання

вирішували комбінованим методом – методом магніторушійних сил та методом послідовних наближень. Необхідно знайти амплітудно-фазовий розподіл у решітці випромінювачів, а потім коефіцієнти матриці розсіювання та діаграми спрямованості на різних частотах аналізованого діапазону. Знайшовши ДН, можна побудувати залежності відхилення головного максимуму ДН від довжини хвилі.

3.РЕЗУЛЬТАТИ РОЗРАХУНКУ ХАРАКТЕРИСТИК СПРЯМОВАНOSTІ ТА S - ПАРАМЕТРІВ ХВИЛЕВОДНО-ЩІЛИННОЇ РЕШІТКИ З ДІЕЛЕКТРИЧНИМИ ШАРАМИ У ХВИЛЕВОДІ

3.1 Результати розрахунку S - параметрів антенної решітки з різними діелектричними шаромиу хвилеводі

Спочатку досліджувалися у діапазоні довжин хвиль залежності коефіцієнтів уповільнення хвилі у хвилеводі антеною хвилеводно-щілинної решітки для різних варіантів заповнення хвилеводу шарами з різних діелектриків. Досліджувалися такі варіанти, які забезпечували на центральній довжині хвилі приблизно однакове уповільнення:

- 1) $\epsilon_1=1, \epsilon_2=2, \epsilon_3=3; b_1=2.65\text{mm}, b_2=4,8\text{mm}, b_3=2,55\text{mm};$
- 2) $\epsilon_1=1, \epsilon_2=2, \epsilon_3=4; b_1=3.25\text{mm}, b_2=4,8\text{mm}, b_3=1,95\text{mm};$
- 3) $\epsilon_1=1, \epsilon_2=2, \epsilon_3=6; b_1=4.25\text{mm}, b_2=4 \text{ mm}, b_3=1,75\text{mm};$
- 4) $\epsilon_1=1, \epsilon_2=2, \epsilon_3=8; b_1=5.75\text{mm}, b_2=2,4\text{mm}, b_3=1,85\text{mm};$
- 5) $\epsilon_1=1, \epsilon_2=2, \epsilon_3=10; b_1=6.9\text{mm}; b_2=1.2\text{mm}; b_3=1.9\text{mm}$

На малюнку 3.2 подано ці залежності.

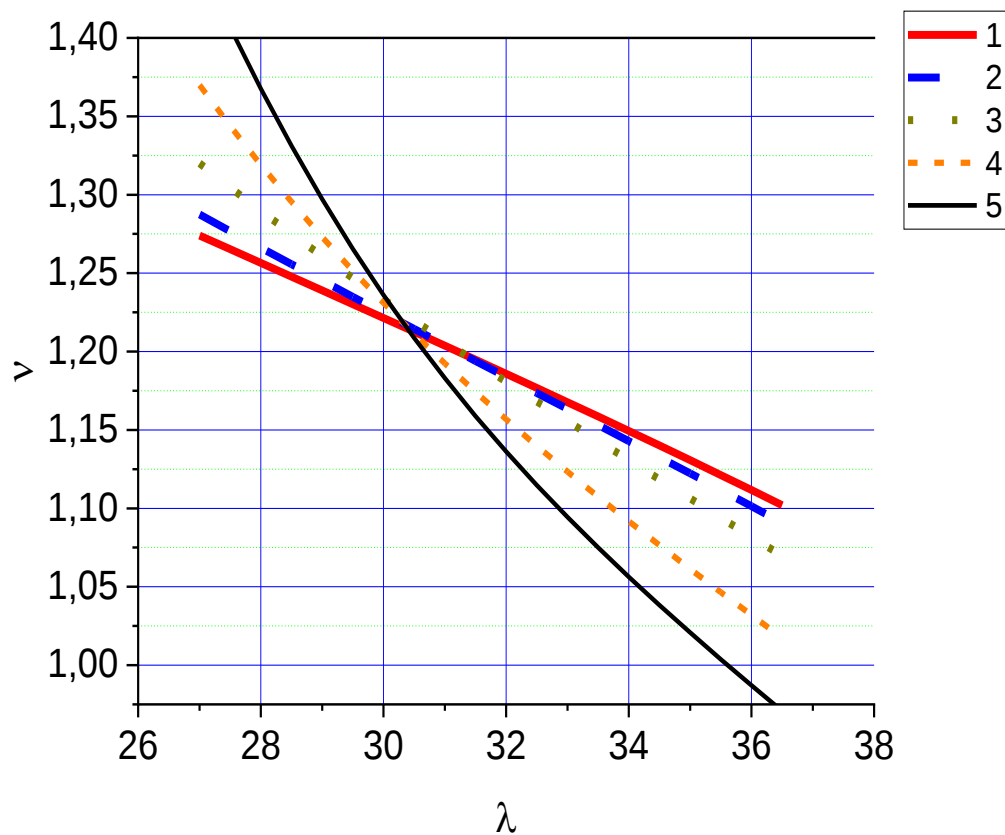


Рисунок 3.1 – Залежності коефіцієнтів уповільнення в діапазоні довжин хвиль для різних варіантів заповнення хвильоводу шарами з діелектриків (варіанти 1-5)

Діелектрична проникність другого шару була постійною $\varepsilon_2=2$. Видно, що зі збільшенням діелектричної проникності нижнього шару діелектрика ε_3 , розташованого біля широкої стінки хвильоводу шириною b_3 коефіцієнт уповільнення зростає в короткохвильовій частині діапазону в області довжин хвиль менше 30мм і зменшується в довгохвильовій частині діапазону. Як очевидно з малюнка 3.1 не бажано використовувати діелектрики з діелектричною проникністю більш ніж значення рівні 8 на довжинах хвиль більше, ніж 33мм, т.к. на цих частотах можуть виникати дифракційні пелюстки ДН.

Також було проведено розрахунки коефіцієнтів матриці розсіювання для представлених варіантів. На малюнку 3.2 представлені залежності коефіцієнтів випромінювання в діапазоні довжин хвиль для різних варіантів (варіанти 1-5).

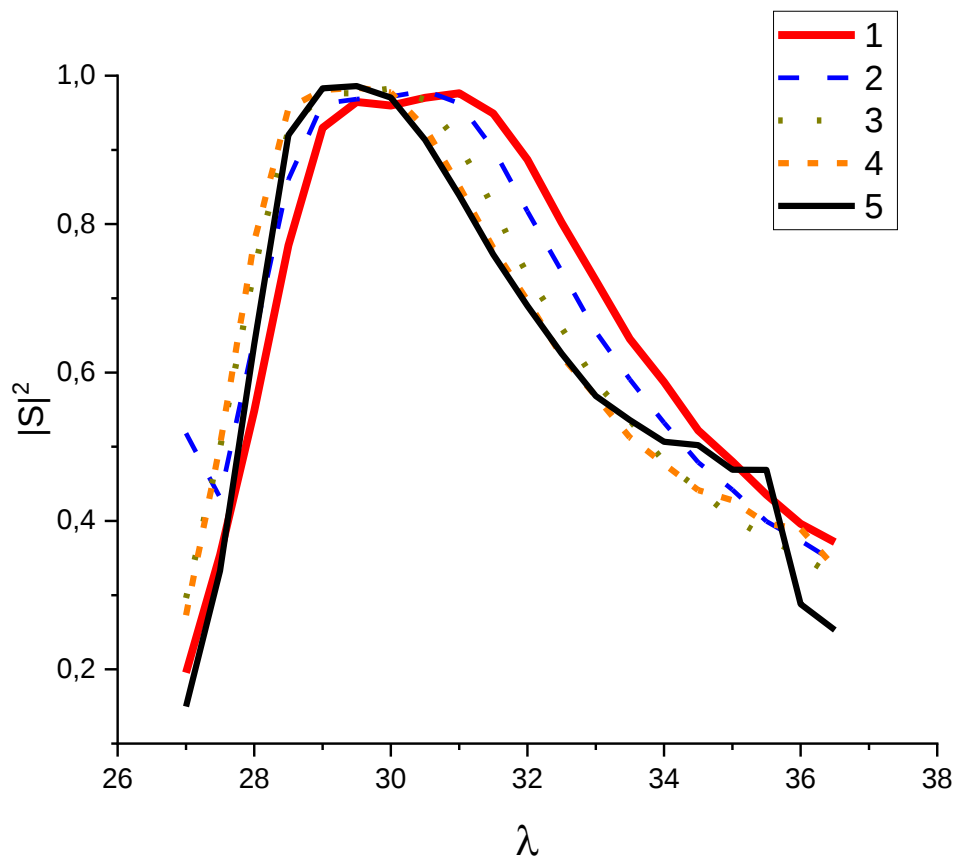


Рисунок 3.2 – Залежності коефіцієнтів випромінювання в діапазоні довжин хвиль для різних варіантів заповнення хвилеводу шарами з діелектриків

З представлених на рис.3.2 кривих видно, що при збільшенні діелектричної проникності третього шару ϵ_3 криві стають більше вузькосмуговими і максимальні значення їх зміщуються в область $\lambda \leq 30$ мм.

Розрахункові криві коефіцієнтів КСХН від довжини хвилі для цих же варіантів представлені на рис.3.3. Можна побачити, що зі збільшенням діелектричної проникності третього шару ϵ_3 рівень КСХН падає в області $28\text{мм} \leq \lambda \leq 31\text{мм}$, що відповідає максимальному випромінюванню в цьому діапазоні. Можна побачити, що в 5 варіанті найкращі значення КСХН спостерігаються в діапазоні $27,5\text{мм} \leq \lambda \leq 34,5\text{мм}$.

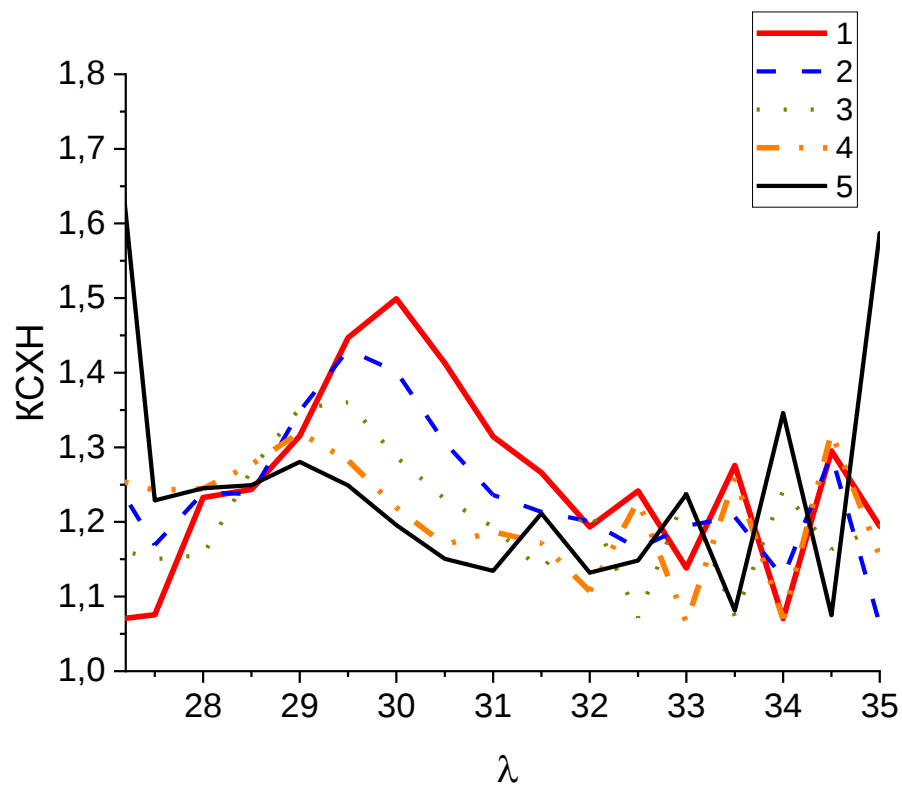


Рисунок 3.3 – Залежності КСХН в діапазоні довжин хвиль для різних варіантів заповнення хвилеводу шарами з діелектриків

3.2. Результати розрахунку діаграм спрямованості хвильовідно- щілиної решітки з різними діелектричними шароми у хвильоводі

Далі були проведені розрахунки спрямованих характеристик таких антенних ґрат. На мал. 3.4 представлені результати розрахунків ДН для першого варіанту:

$$1) \ \varepsilon_1=1, \ b_1=2,65\text{mm}, \ \varepsilon_2=2, \ b_2=4,8\text{mm}, \ \varepsilon_3=3; \ b_3=2,55\text{mm};$$

на довжинах хвиль від $\lambda=27$ мм до $\lambda=35$ мм. Видно, що зі зміною довжини хвилі в межах від $\lambda=27$ мм до $\lambda=35$ мм відбувається поворот максимуму ДН від значення -10° до -45° . Сектор сканування дорівнює 35° . Можна побачити, що на

$\lambda=30$ мм, и $\lambda=31$ мм. ДН мають високий рівень бічних пелюсток, рівень нулів запливає. При подальшій зміні довжини хвилі від $\lambda=32$ мм до $\lambda=35$ мм. Рівень бічного випромінювання зменшується і вбирається у рівня 0,3. Цікаво відзначити, що ширина головної пелюстки ДН на рівні половинної потужності збільшується приблизно в 2 рази при зміні довжини хвилі від значення $\lambda=27$ мм до $\lambda=35$ мм. Таким чином, при зменшенні коефіцієнта уповільнення (зі зміною λ від $\lambda=27$ мм до $\lambda=35$ мм) ширина головної пелюстки збільшується.

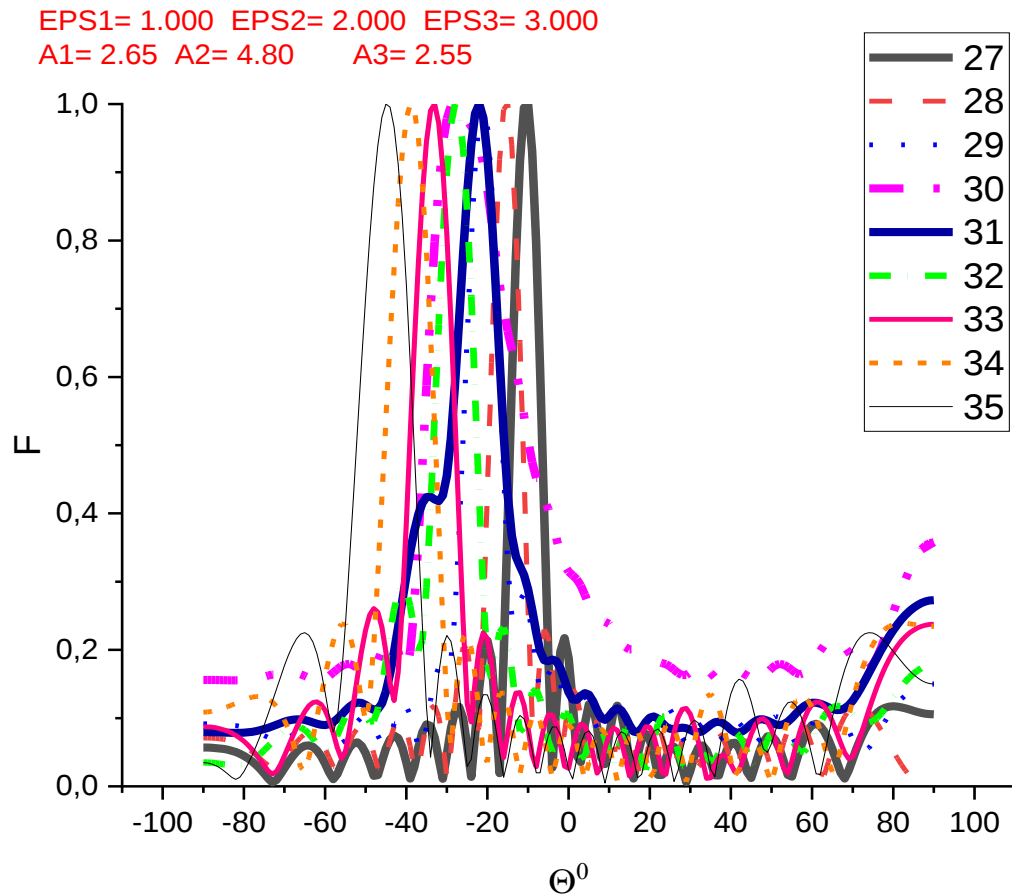


Рисунок 3.4 – Діаграми спрямованості решітки ХЦВ в діапазоні довжин хвиль для першого варіанту заповнення хвильоводу шарами з діелектриків

Були проведені розрахунки діаграм спрямованості для інших варіантів заповнення хвильоводу шарами з різних діелектриків. На малюнку 3.5 представлені ДН для третього варіанту заповнення хвильоводу діелектриками з різною діелектричною проникністю. Видно, що зі збільшенням ε_3 ($\varepsilon_3=6$) і зменшенням товщини цього шару, тим самим збільшення повітряного проміжку, що знаходиться під щілинами ДН на усіх довжинах хвиль досліджуваного діапазону мають рівень бічного випромінювання нижче рівня 0,3. Видно, що зі зміною довжини хвилі в межах від $\lambda = 27\text{мм}$ до $\lambda = 35\text{мм}$ відбувається поворот максимуму ДН від значення

-8° до -47° . Сектор сканування дорівнює 39° . Тут також можна помітити, що ширина ДН зі зменшенням коефіцієнта уповільнення і збільшенням довжини хвилі збільшується приблизно в два рази.

Аналогічні ДН були розраховані і побудовані для варіантів 4 і 5, які представлені на малюнках 3.6 ; 3.7 відповідно. З мал. 3.6 видно, що зі зміною довжини хвилі в межах від $\lambda = 27\text{мм}$ до $\lambda = 35\text{мм}$ відбувається поворот максимуму ДН від значення -5° до -51° . Сектор сканування дорівнює 46° . Для варіанту 5 представлені залежності на мал. 3.7 з нього видно, що зі зміною довжини хвилі в межах від $\lambda = 27\text{мм}$ до $\lambda = 35\text{мм}$ відбувається поворот максимуму ДН від значення 0° до -55° . Сектор сканування дорівнює 55° . Таким чином, зі збільшенням діелектричної проникності третього шару діелектрика ε_3 збільшується сектор сканування.

З малюнків 3.5 - 3.7 видно, що на $\lambda = 31\text{мм}$ ДН мають високий рівень бічної пелюстки. На інших довжинах хвиль ДН мають рівень бічних лепестків рівень, що не перевищує, 0,21. Також можна спостерігати для 4 і 5 варіантів поява дифракційних пелюсток в ДН. Це корелює з графіком коефіцієнтів уповільнення рис.3.1. при $\lambda = 34\text{мм}$ і вище коефіцієнт уповільнення нижче рівня 1.1, що призводить до появи дифракційних пелюсток в ДН. Також, як і раніше, ширина головної пелюстки ДН зі збільшенням довжини хвилі і зменшенням коефіцієнта уповільнення розширюється приблизно в два рази.

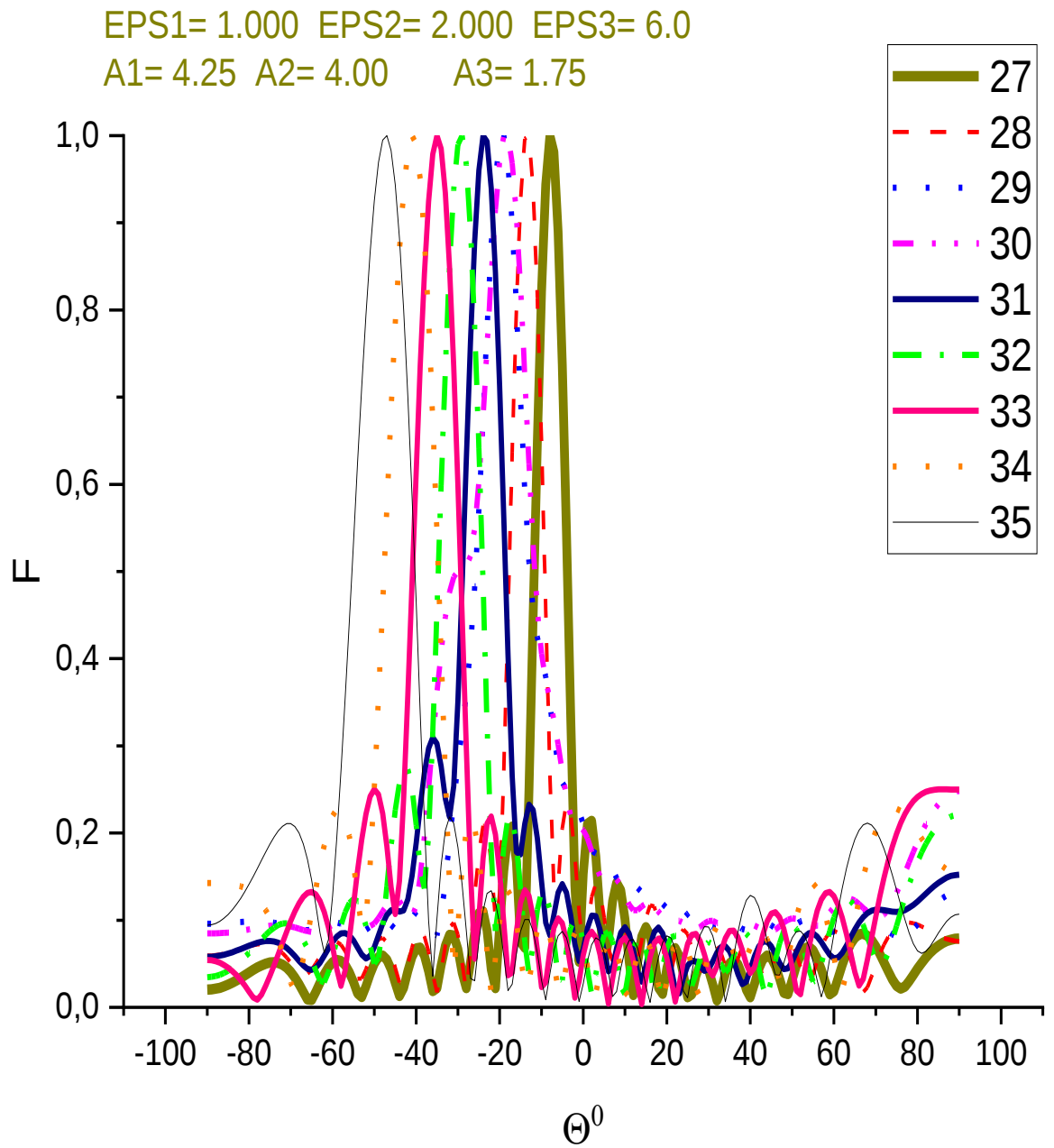


Рисунок 3.6 – Діаграми спрямованості решітки ХЦВ в діапазоні довжин хвиль для четвертого варіанту заповнення хвильоводу шарами з діелектриків

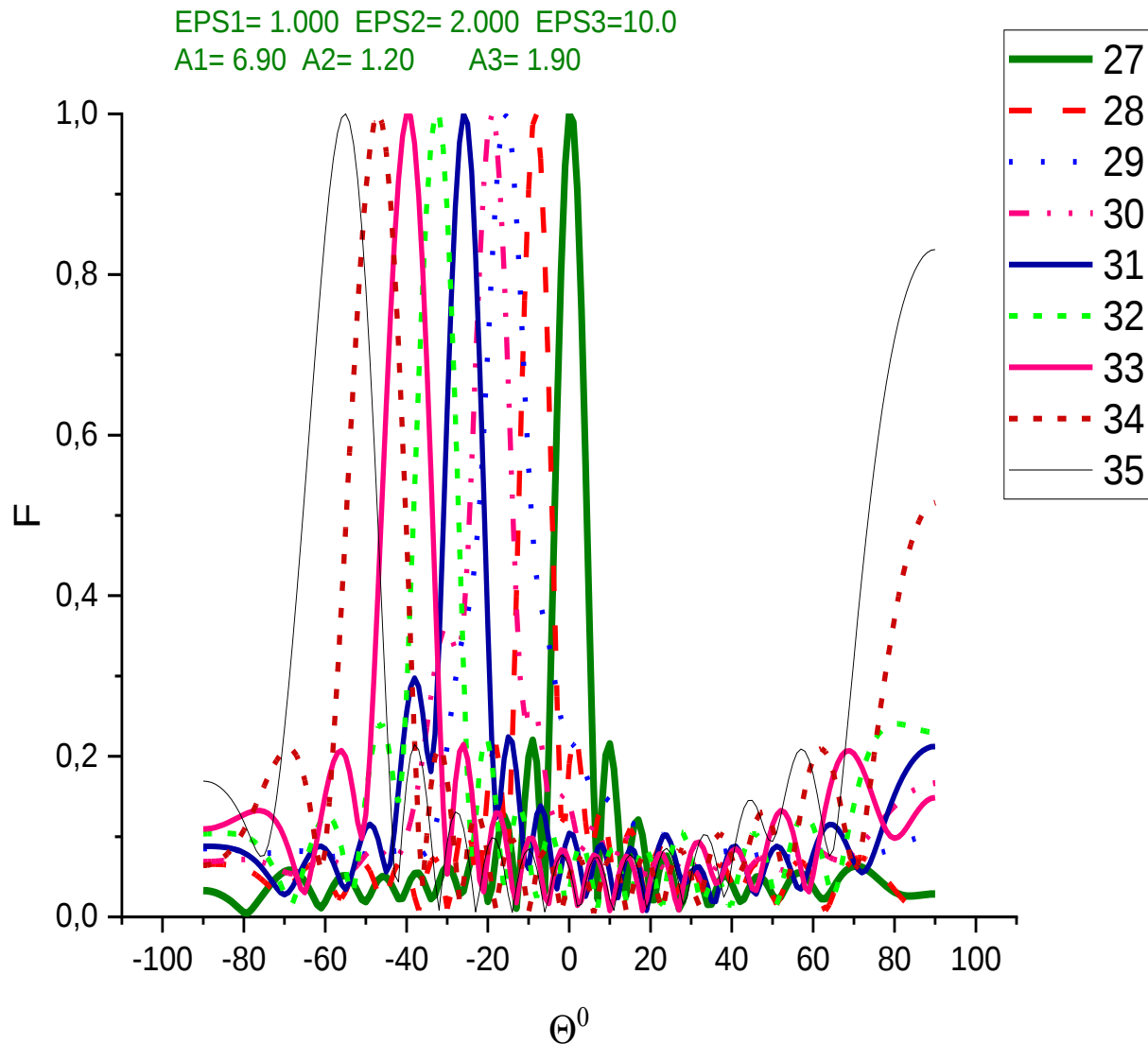


Рисунок 3.7 – Діаграми спрямованості решітки ХЦВ в діапазоні довжин хвиль для п'ятого варіанту заповнення хвильоводу шарами з діелектриків

За результатами розрахунків ДН для шести варіантів різного часткового заповнення хвильоводу ВЦР було побудовано залежності кута відхилення головного максимуму ДН у діапазоні довжин хвиль. На рис. 3.8 представлені відповідними кривими шість варіантів залежностей (криві 1-6). Перші 5 варіантів відповідають наведеним вище, а шостий відповідає наступним значенням: $\epsilon=1$, $\epsilon=2.5$, $\epsilon=10$; $b_1=7.25\text{mm}$; $b_2=0.85\text{mm}$; $b_3=1.9\text{mm}$.

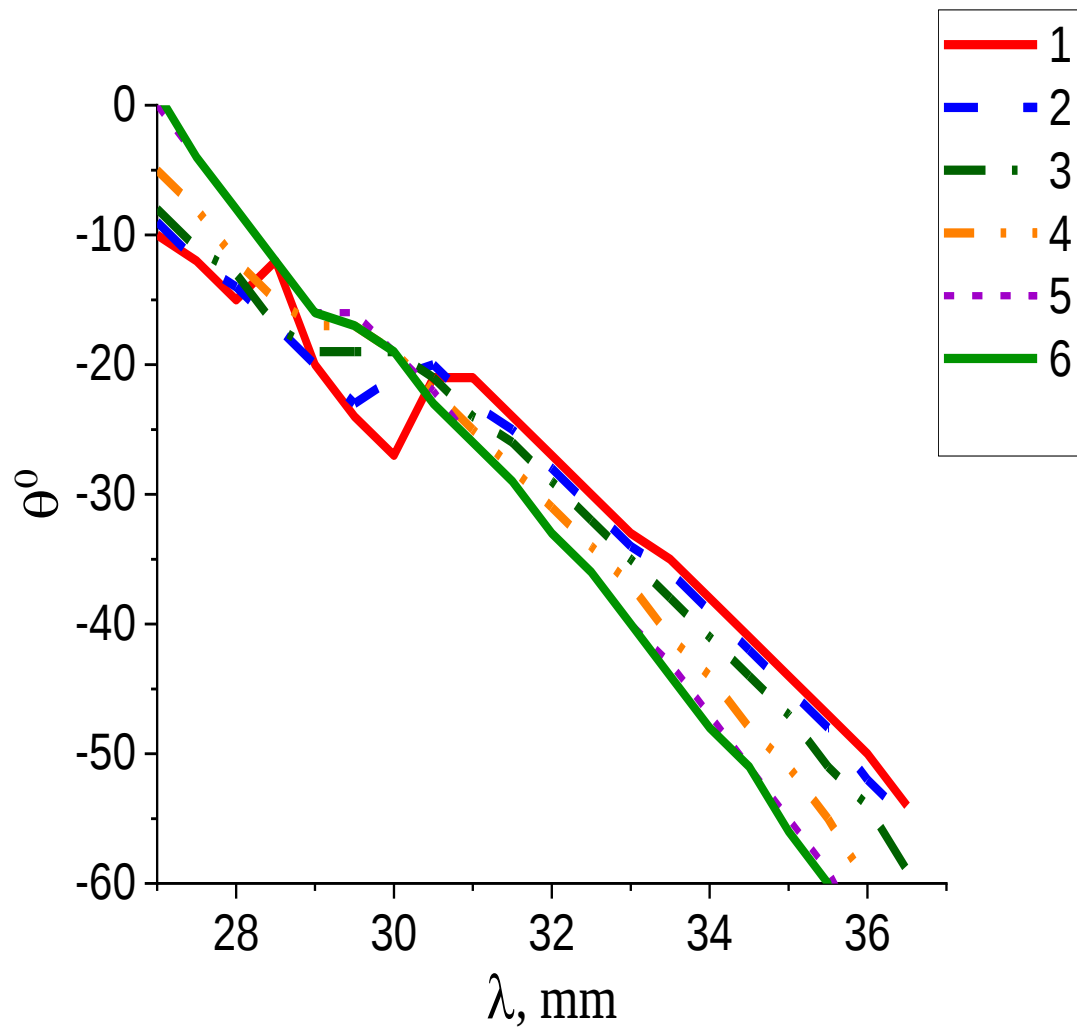


Рисунок.3.8 Залежність кута відхилення головного максимуму діаграми спрямованості від довжини хвилі для різних варіантів часткового заповнення двошаровим діелектриком хвилеводу ВЦА

Видно, що зі збільшенням ϵ_3 від 3 до 10 при постійному $\epsilon_2=2$, або при збільшенні діелектричної проникності відразу двох шарів, наприклад $\epsilon_2=2.5$, $\epsilon_3=10$ з відповідним зменшенням товщини цих шарів, а отже збільшенням повітряного проміжку углочастотная залежність придбаває близький до

лінійному характер (крива 6). Помітно йде нелінійна ділянка кривої у виді сходинки. Таким чином, показано, що при використанні діелектриків з великими

значеннями ε_2 , ε_3 , близько 5-10, а отже тоншими при умові $\nu=1.2$ на $\lambda=30,5\text{мм}$ система матиме близьку до лінійної куточастотну залежність, $K_{CXH}(\lambda) < 1.5$

ВИСНОВКИ

Проведені розрахунки в діапазоні довжин хвиль спрямованих і енергетичних характеристик ВЦР з поперечними щілинами з шаруватим діелектричним заповненням хвилеводу і повітряним проміжком під щілинами. Досліджувалися різні варіанти діелектричного заповнення шарів, ε_2 , ε_3 і їх товщини.

Показано, що при використанні шарів діелектриків з невеликими значеннями діелектричної проникності $\varepsilon_2 = 2$, $\varepsilon_3 = 3$ прийнятніше, щоб $\varepsilon_2 < \varepsilon_3$, оскільки $K_{СХН}(\lambda) < 1.5$ і коефіцієнт випромінювання вищий $|S|^2 > 0.8$ в діапазоні $28\text{мм} < \lambda < 32.5\text{мм}$, проте куточастотні залежності мають нелінійні ділянки.

Показано, що при використанні діелектриків з великими значеннями близько 5-10, при $\varepsilon_2 = 2$, а отже тоншими за умови $\nu = 1.2$ на $\lambda = 30.5\text{мм}$ система матиме близьку до лінійної куточастотну залежність $K_{СХН}(\lambda) < 1.5$ високий коефіцієнт випромінювання, але у вузькій смузі частот.

Показано, що зі збільшенням ε_3 від значення рівного 3 до 10, при $\varepsilon_2 = 2$, при зміні довжини хвилі в межах від $\lambda = 27\text{мм}$ до $\lambda = 35\text{мм}$ збільшується сектор сканування ДН від значення 35° до 55° .

ЛІТЕРАТУРА

1. В.А. Катрич, В.А.Лященко, М.В. Нестеренко, Л.П.Яцук, С.Л. Бердник , “ Теория волноводно-щелевых структур ,”- ХНУ імені В.Н. Каразіна. 2014.-400с.
2. L.P. Yatsuk, “Physical properties of transverse slots in a rectangular waveguide filled with a layered dielectric”, Radio engineering, Kharkov: All-Ukrainian. interdepartmental. scientific and technical collection., 1997, issue 104, pp. 13-20.
3. N.K. Blinova., L.P.Yatsuk, A.A Lyakhovsky, V.A Katrich. “ The influence of dielectric Layer in Waveguide on the Characteristics of Multi Slot Antenna” , Proceedings of Second International Workshop Ultrawideband And Ultrashort Impulse Signals, Sevastopol, Ukraine, pp.257-258, September, 2004.
4. J. Liu, D. R. Jackson, and Y. Long, ” Modal analysis of dielectric-filled rectangular waveguide with transverse slots”. IEEE Trans. Antennas and Propagation, 2011, Vol. 59, No. 9, pp. 3194-3203.
5. V.I. Kalinichev, A.A. Babaskin, “Frequency scanning of a leaky wave antenna on a rectangular waveguide filled with a dielectric”, Journal of Radio Electronics, N8, 2016, ISSN, pp. 1684-1719.
6. V.A.Kaloshin, V.I. Kalinichev, Waveguide-Linear Antenna Array with a 180° Frequency Scanning Sector. Journal of Communications Technology and Electronics, 64, 675-679 (2019).
7. V. A. Kaloshin, V. I. Kalinichev, D. T. Le. "Waveguide Slot Array with Wide Frequency Scanning", Journal of Communications Technology and Electronics, 2020 volume 65, pp.584-591.
8. Blinova, N., Selutin, A. Energy characteristics of an antenna array of transverse slots for various combinations of filling the waveguide with a multilayer dielectric //Proceedings of International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory, DIPED, 2021, 2021-September, pp.

155–159.

9. Yatsuk L.P., Blinova N.K., Lyakhovsky A. A., Lyakhovsky A. F., 2012, ‘Regularities of frequency scanning in waveguide-slot antenna excited by slow wave’, *Physical Basis for Instrumentation*, Moscow, V1, N.1, 7-15.
10. R.S. Elliott L.A. Kurtz. The design of small slot arrays // *IEEE trans. Antennas Propagat.*, Mar. 1978, vol. AP-26, no. 2, pp. 214-219.
11. R.S. Elliott. An improved design procedure for small arrays of shut slots // *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Jan. 1983, vol. AP-31, no. 1, pp. 48-53.
12. R.S. Elliott. On the design of traveling-wave-fed longitudinal shunt slot arrays // *IEEE Trans Propagat.*, Sept. 1979, vol AP-27, no.5, pp. 717-720.
13. G. Mazzarella and G. Panariello. Design of slot arrays for SAR applications // *Alta Frequenza*, Nov.-Dec. 1986, vil. LV, no. 6, pp359-364, incl. Addenda< Feb.-Mar.1988, vol. LVII, no. 2, pp. 157-158.
14. T.V. Khac and C.T. Carson. Coupling by slots in rectangular waveguides with arbitrary wall thickness // *Electronics Letters*, 1972, vol.8, pp. 296-297.
15. T.V. Khac. A study of some slot discontinuities in rectangular waveguides», Ph.D. dissertation, Monash University, Australia, 1974
16. R.W. Lyon and A.J. Sangster. Efficient moment method analysis of radiating slot in a thick-walled rectangular waveguide // *Proc. IEE*, 128, Aug. 1981, no. 4, pp. 197-204.
17. L.G. Josefsson. Analysis of longitudinal slots in rectangular waveguide // *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Dec. 1987, vol. 35, no. 12, pp. 1351- 1357
18. G.J. Stern and R.S. Elliot. Resonant length of longitudinal slot and validity of circuit representation: theory and experiment // *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Nov. 1985, vol. 33, no. 11, pp. 1264-1271.

19. J.J. Gulick and R.S. Elliot. The design of linear and planar arrays of waveguide-fed longitudinal slots // *Electromagnetics*, 1990, vol. 10, pp. 327-347.
20. B.J. Maxum. Resonant slots with independent control of amplitude and phase // *IRE Trans. Antennas Propagat.*, Jul. 1960, vol. AP-8, no. 4, pp. 383-388
21. S.R. Rengarajan. Scattering characteristics of a centred-inclined slot in a broad wall of a rectangular waveguide // *IEE Proc.* Dec. 1990, vol. 137, pt. H, no. 6, pp. 343-348.
22. P.K. Park, G.J. Stern, and R.S. Elliott. An improved technique for the evaluation of transverse slot discontinuities in rectangular waveguide // *IEEE Trans. Antennas Propagate.*, Jan. 1983, vol. AP-31, no. 1, pp. 148-154.
23. K. Falk. Conductance of a longitudinal resonant slot in a ridge waveguide // *IEE Proc.*, Feb. 1987, vol. 134, H, pp. 98-100.
24. K. Falk. Admittance of a longitudinal resonant slot in a ridge waveguide // *IEE Proc.*, Aug. 1988, pt. H, pp. 263-268.
25. Мануилов М.Б. Электродинамический анализ конечных волноводных антенных решеток, частотно-селективных и распределительных устройств на гребневых и прямоугольных волноводах: диссертация... д.ф.-м.н.: 01.04.03: защищена 26.10.07: утв. 20.06.08. — Ростов-на-Дону, 2007. — 463 с.
26. Мануилов М.Б., Лерер В.А., Синявский Г.П. Методы расчета и новые применения волноводно-щелевых антенных решеток // *Успехи современной радиоэлектроники*, 2007, № 5, с. 3-28.
27. D.J. Kim and R.S. Elliott. A design procedure for slot arrays fed by singleridge waveguide // *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Nov. 1988, vol. 36, pp. 1531-1535.
28. H.Y. Yee. The design of large waveguide arrays of shunt slots» // *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, July 1992, vol. 40, no. 7, pp.775-781.

29. K. Garb, R. Meyerova and R. Kastner. Analysis of longitudinal slots in ridged waveguides using a hybrid finite element-Galerkin technique // IEEE Trans. Antennas Propagat., June 1994, vol. 42, pp. 833-839.
30. T. Suzuki, J.C. Young. Eigenvalue analysis of a ridged waveguide using a spectral domain Green's functions // Antennas and Propagation Society International Symposium, July 2012, pp. 1-2.
31. R.S. Elliot and W.R. O'Loughlin. The design of slot arrays including internal mutual coupling // IEEE Trans. Antennas Propagat., Sept 1986, vol. 34, no. 9, pp 1149-1154.
32. S.R. Rengarajan and G.M. Shaw. Accurate Characterization of coupling junctions in waveguide-fed planar slot arrays // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Dec. 1994, vol. 42, no. 12, pp. 2239-2248
33. Liang Hongyu, Feng Zhenghe, Yang Qiji et al. Analysis of an offset cross slot in the broadwall of a rectangular waveguide using the Galerkin method // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, June 1998, vol.3, pp. 1702-1705.
34. X.Z. Zhang. Longitudinal Slotted-Waveguide Array: Design by MOM // IEEE International Antennas and Propagation Symposium Digest, Atlanta, GA, July 1998, pp. 1933-36.
35. Bastani A. and Rashed-Mohassel J. Analysis of planar slotted waveguide array antennas with longitudinal slots using method of moments // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004, Vol.1, pp. 129-132.
36. K. Tap, T. Lertwiriayaprapa, P.H. Pathak and K. Sertel. A hybrid MoM-UTD analysis of the coupling between large multiple arrays on a large platform // IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. Digest, 2005-Jul, pp. 175-178.

37. Yanyan Li, Zhongchao Lin, Yu Zhang et al. Analysis of large airborne waveguide slotted array using DDM // 2015 IEEE 4th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP), July 2015, pp. 597-598.
38. E. D. Sharp and E. M. T. Jones. An antenna array of longitudinally-slotted dielectric-loaded waveguides // IRE Trans. on Antennas and Propagation, March 1962, vol. AP-10, pp. 179-187.
39. P. B. Katehi. Dielectric-covered waveguide longitudinal slots with finite wall thickness // IEEE Trans. Antennas Propag., Jul. 1990, vol. 38, no. 7, pp. 1039-1045.
40. J. H. Hwang and Y. Oh. Millimeter-wave waveguide slot-array antenna covered by a dielectric slab and arrayed patches // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., 2009, vol. 8, pp. 1050-105.
41. G. Mazzarella, G. Montisci. Analysis of dielectric-covered series slots with finite wall thickness // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1998 Digest. Antennas: Gateways to the Global Network. June 1998, pp. 1910-1913.
42. S. Choi, Y. Lee. Efficient analysis of dielectric-covered waveguide longitudinal slots using analytical transform technique // 11th International Conference 'Microwave and Telecommunication Technology'. Conference Proceedings, Sept. 2001, pp. 379-38.
43. S. Choi, Y. Lee. Efficient analysis of dielectric-covered waveguide longitudinal slots using analytical transform technique // 11th International Conference 'Microwave and Telecommunication Technology'. Conference Proceedings, Sept. 2001, pp. 379-380.
44. S.R. Rengarajan and M. Steinbeck. Longitudinal slots in dielectric filled rectangular waveguides // Proc. Antennas Propag. Soc. Int. Symp., 1991, vol. 2, pp. 1276-1279.
45. J. Joubert. A transverse slot in the broad wall of in homogeneously loaded rectangular waveguide for array applications // IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Feb. 1995, vol. 5, pp. 37-39.

46. X. Shan and Z. Shen. Transverse slot antenna array in the broad wall of a rectangular waveguide partially filled with a dielectric slab // Antennas and Propagation IEEE Transactions on, 2004, vol. 52, no. 4, pp. 1030-1038.
47. X. Shan and Z. Shen. A mode-matching analysis of transverse radiating slots in an H-plane dielectric-filled rectangular waveguide // 12 International Conference on Antennas and Propagation, 2003, vol. 2, pp. 682-68.
48. S. Yamaguchi et al. A slotted waveguide array antenna covered by a dielectric slab with a post-wall cavity // IEICE Tech. Rep., Apr. 2012 vol. 112, no. 7, pp. 21-26.
49. J. Liu, D. Jackson and Y. Long. Modal analysis of dielectric-filled rectangular waveguide with transverse slots // IEEE Trans. Antennas Propag., Sep. 2011, vol. 59, no. 9, pp. 3194-3203.
50. Z. Jin, G. Montisci, G. Mazzarella, M. Li, H. Yang and G. A. Casula. Effect of a multilayer dielectric cover on the behavior of waveguide longitudinal slots // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., Oct. 2012, vol. 11, pp. 1190-1193.
51. X. Shan; Z. Shen. A ferrite-filled rectangular waveguide slot antenna array // Twelfth International Conference on Antennas and Propagation, 2003 (ICAP 2003). (Conf. Publ. No. 491), March-April 2003, vol.2, pp. 678 – 681.
50. Калиничев В.А., Бабаскин А.А. Частотно-фазовое сканирование волноводно-щелевых антенных решеток, заполненных диэлектриком // Журнал радиоэлектроники. 2017. №9, с. 1-24.
51. Kalinicheev V.I., Kaloshin V.A, Frolova E.V. et al. Slotted-waveguide antenna arrays with frequency-phase scanning // Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), June 2017, pp. 25.

