

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЛЬВІВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»**

Кваліфікаційна наукова  
праця на правах рукопису

**Тепляков Іван Юрійович**

УДК 621.371+537.862

**ДИСЕРТАЦІЯ**

**ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ РЕБРИСТО-СТЕРЖНЕВОЇ  
ВИПРОМІНЮВАЛЬНОЇ СТРУКТУРИ З ВИКОРИСТАННЯМ  
ПЛАЗМОВОГО РОЗРЯДУ**

05.12.13 – радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій  
(шифр і назва спеціальності)

05 «Технічні науки»  
(галузь знань)

Подається на здобуття наукового ступеня  
кандидата технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання  
ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне  
джерело

\_\_\_\_\_ /І.Ю. Тепляков/

Науковий керівник:  
Гоблик Віктор Васильович,  
кандидат фізико-математичних наук, доцент

**Ідентичність всіх примірників дисертації  
ЗАСВІДЧУЮ:**

Вчений секретар спеціалізованої  
вченої ради

/М.І. Бешлей /

**Львів – 2020**

## АНОТАЦІЯ

*Тепляков І.Ю.* Підвищення ефективності ребристо-стержневої випромінювальної структури з використанням плазмового розряду. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук (доктора філософії) за спеціальністю 05.12.13 – «Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій» (172 – Телекомунікації та радіотехніка). – Національний університет «Львівська Політехніка» МОН України, Львів, 2020.

Дисертаційна робота присвячена підвищенню ефективності параметрів та характеристик випромінювання засобів передавання електромагнітної енергії, таких як антени, що розроблені на основі ребристо-стержневої структури, шляхом вдосконалення її методу розрухунку з використанням плазмового розряду та модуляції поверхневого імпедансу, а також вдосконалення існуючих моделей.

В першому розділі на основі літературного огляду досліджено сучасний стан та перспективи розвитку засобів передавання електромагнітної енергії, принцип роботи яких оснований на використанні фізичних властивостей поверхневих плазмонів та плазмового розряду. Встановлено, що історія експериментальних досліджень поверхневих плазмонів розпочалася наприкінці XIX століття, хоча до середини XX століття не були теоретично осмислені фундаментальні ефекти, пов'язані з природою поверхневих плазмонів. Виявлено, що поверхневі плаزمони виникають на границі розділу двох середовищ, наприклад, метала та діелектрика, а їхня основна властивість полягає у швидкому загасанні амплітуди при віддаленні від межі розділу середовищ у напрямку поперечному до площини розділу двох середовищ. Основними методами оптичного збудження поверхневих плазмонів стали схеми, названі на честь своїх винахідників – А. Отто та Е. Кретчманна. Значну увагу приділено огляду сучасних засобів передавання електромагнітної енергії,

принцип роботи яких оснований на фізичних властивостях поверхневих плазмонів та плазми. Встановлено, що такі засоби використовуються в різних областях науки і техніки, а саме: мікроскопії, біосенсорики, спектроскопії, інтерферометрії, антенній техніці тощо.

Дослідження показало, що залишаються маловивченими періодично-неоднорідні діелектричні та метал-діелектричні структури, виготовлені на основі штучного діелектрика у вигляді періодичної системи металевих кілець або металевої ґратки, в яких збуджуються поверхневі електромагнітні хвилі. Особливістю таких структур є модуляція поверхневого імпедансу за певним законом, зміна параметрів якого дає можливість отримати розподіл електромагнітного поля в дальній зоні необхідної форми. Відомо, що такі структури використовуються під час виготовлення антен поверхневої хвилі.

Досліджено ребристо-стержневу структуру, яка використовується як засіб передавання та приймання електромагнітної енергії діапазону НВЧ. Така структура складається з металевого стержня, системи металевих кілець та металевих радіальних неоднорідностей. При цьому досліджувалися потенційні можливості ребристо-стержневих структур, які були недостатньо вивченими, а саме: можливість побудови засобів передавання електромагнітної енергії на базі ребристо-стержневих структур, в яких центральний стержень замінено плазмою, а також проаналізовано можливості конструювання засобів інтерферометрії на основі ребристо-стержневих структур з використанням плазмового розряду.

Встановлено, що у зв'язку з розвитком сучасних інформаційно-комп'ютерних технологій з боку науковців та інженерів спостерігається підвищення інтересу до задач, пов'язаних з дослідженням приладів та пристроїв діапазону НВЧ, виготовлених на базі плазмового розряду. При цьому досліджувалися засоби передавання електромагнітної енергії, робота яких основана на фізичних властивостях як газорозрядної, так і твердо тільної плазми. Річ у тім, що завдяки використанню плазми в інформаційно-комп'ютерних та загалом у інфокомунікаційних засобах, на відміну від

звичайних метал-діелектричних засобів, виникають можливості передачі набагато більшого об'єму інформації за однакові проміжки часу. Наприклад, потенційно можливим в найближчий час стане перехід на трьох діапазонний стандарт WiGig, що характеризується високою швидкістю передачі даних (до 7 Гбіт/с), а основна особливість пристроїв, робота яких ґрунтується на цьому стандарті, обумовлена використанням твердотільної плазми в структурі кристалу.

З іншого боку, завдяки використанню газорозрядної плазми як структурного компонента засобів передавання електромагнітної енергії, вдається отримати значні переваги у порівнянні з традиційними засобами, виготовленими з метала, діелектрика або комбінації метала та діелектрика. Наприклад, в останні роки зростає тенденція розвитку засобів радіоелектронної боротьби, пов'язаної з використанням високоіонізованого газу для прийому та передачі радіохвиль. Актуальність даного напрямку досліджень обумовлена практичним військовим призначенням, а саме: розробленням нових та покращенням ефективності існуючих засобів прихованої радіолокації. Прикладом можуть слугувати плазмові антени, які, на відміну від традиційних металевих антен, можуть бути джерелом ненавмисних завад для інших близько розташованих радіоелектронних систем. При цьому ймовірність виявлення ворогом таких радіоелектронних систем дуже висока.

У цій роботі значну увагу приділено дослідженню основних фізичних параметрів плазми, які необхідно враховувати під час проектування та конструювання засобів передавання електромагнітної енергії, принцип роботи яких оснований на базі плазмового розряду. Такими параметрами є: провідність плазми, плазмова частота та діелектрична проникність плазми.

Отже, перед автором було поставлено завдання розробити ребристо-стержневу структуру зі складним профілем поверхневого імпедансу, в якій металевий стержень замінено плазмою, що дасть змогу покращити ефективність випромінюючих характеристик та параметрів засобів передавання електромагнітної енергії даного класу. Огляд літературних джерел за

тематикою дисертаційної роботи дав можливість встановити, що використання таких структур в сфері інфокомунікацій, телекомунікацій, приладобудування та для потреб військового призначення має важливе практично-наукове значення. Для вирішення поставленого завдання, автор вважає доцільним використати математичне та імітаційне моделювання, адекватність якого буде перевірено експериментально.

У другому розділі поставлено задачу дослідити параметри ребристо-стержневої структури, які впливають на умови випромінювання, а саме форму розподілу електричної складової електромагнітного поля в дальній зоні. Для досягнення поставленої мети застосовано два підходи: 1) запропоновано використання математичної моделі, яка є результатом строгого рішення електродинамічної задачі збудження метал-діелектричної структури стороннім джерелом поля у вигляді кільця магнітного струму; 2) використано наближену теорію симетричного диполя. З метою реалізації першого запропонованого підходу до вирішення поставленої проблеми, використано математичну модель, що належить до класу гіллястих ланцюгових дробів. Така математична модель є розв'язком інтегрального рівняння Фредгольма другого роду. Використання цієї математичної моделі дає змогу передбачити розподіл електричної складової електромагнітного поля метал-діелектричної структури при різних фізичних та електричних параметрах: ширини та періоду прямокутних імпульсів, амплітуди модуляції поверхневого імпедансу, діелектричної проникності тощо. В цій роботі обрано імпедансні граничні умови у вигляді функції *rect*, яка модулює поверхневий імпеданс структури послідовністю прямокутних імпульсів з періодом  $0,672\lambda_0$ . Це обґрунтовано тим, що саме таке математичне представлення поверхневого імпедансу легко відтворити фізично під час проведення експерименту. На основі проведених досліджень розглянуто питання побудови ребристо-стержневих структур, співрозмірних з довжиною хвилі, котрі характеризуються поперечним до осі структури випромінюванням. Воно зачіпає вибір ширини імпульсної функції та її періоду, що особливо впливає на форму розподілу електромагнітного поля. Як наслідок, досліджено

можливість побудови антен та інтерферометрів на базі ребристо-стержневої структури. Результатом досліджень математичної моделі стали розраховані розподіли напруженості у вигляді нормованих за амплітудою діаграм спрямованості. Діаграми спрямованості отримані за допомогою комп'ютерного середовища MATLAB. Сформовано умови виникнення поперечного випромінювання відносно головної осі структури та багатопелюсткового інтерференційного розподілу електромагнітного поля. Виявлено, що основним недоліком такої математичної моделі є те, що висока точність розрахунку розподілу електромагнітного поля буде забезпечена тоді, коли довжина структури буде набагато більшою від довжини хвилі, що збуджує ребристо-стержневу структуру. Це пояснюється тим, що така математична модель призначена для розрахунку розподілу поля нескінченно довгих метал-діелектричних структур, в яких не виникатимуть відбиті зворотні біжучі поверхневі електромагнітні хвилі. У зв'язку з цим виникла необхідність дослідження нових математичних методів, придатних для ефективного розрахунку розподілу електромагнітних полів ребристо-стержневих структур співрозмірних з поверхневими хвилями, в яких враховано зворотню біжучу хвилю.

В результаті літературного огляду встановлено, що залишаються недостатньо вивченими питання, пов'язані з використанням наближеного чисельного методу моментів для розв'язку задач аналізу ребристо-стержневих структур. Встановлено, що найбільш універсальним та ефективним є метод наведених електрорушійних сил, відомий як узагальнений метод моментів в теорії антенних решіток. Цей метод призначений для розв'язку задач аналізу планарних антен, антен Уда-Яги та загалом антенних решіток, а отримані результати близькі до експериментальних. На підставі проведеного огляду літературних джерел за темою дисертаційної роботи поставлено задачу аналізу ребристо-стержневої структури по заданій функції спрямованості з використанням методу наведених електрорушійних сил. При цьому під задачею аналізу в цій роботі розуміється вибір певного числа диполів, їх довжин та

розміщення, а також визначення розподілу напруги живлення цих диполів для досягнення необхідної форми діаграми спрямованості, а також максимуму коефіцієнта спрямованої дії в поперечному напрямку відносно головної осі ребристо-стержневої структури. Для дослідження розподілу напруженості електричного поля обрано ребристо-стержневу структуру, що складається з 14 металевих кілець, використаних як штучний діелектрик, та 4 металевих радіальних неоднорідностей, інтерпретованих системою ізотропних диполів. Пояснено можливість ефективного використання енергії зворотної біжучої поверхневої хвилі на перевипромінювання металевими радіальними неоднорідностями, що досягається завдяки вибору оптимальних по довжині диполів, якими інтерпретовано металеві радіальні неоднорідності. Це сприяє підвищенню ефективності коефіцієнта спрямованої дії для ребристо-стержневої структури, співрозмірною з довжиною хвилі у вільному просторі. В роботі наведено відносні конструктивні параметри, а також конструкцію та модель ребристо-стержневої структури. Використано загальну методику розрахунку власних та взаємних імпедансів диполів, якими інтерпретовано металеві радіальні неоднорідності та металеві кільця. Розрахунки проводилися в частотному діапазоні 2,2..2,5 ГГц, що відповідає співрозмірності електричної довжини ізотропних диполів з довжиною хвилі. Досліджено серію розподілів електричної складової електромагнітного поля у вигляді нормованих за амплітудою діаграм спрямованості в полярній системі координат для різних значень коефіцієнтів відбиття та згасання напруги живлення диполів. З метою автоматизації задачі синтезу ребристо-стержневої структури використано відкриту інтерпретовану мову програмування «Python». Наведено основні фрагменти програмного коду, які реалізують основні етапи задачі синтезу ребристо-стержневої структури методом наведених електрорушійних сил.

У третьому розділі за допомогою чисельного моделювання методом скінченних елементів в Ansoft HFSS розроблено імітаційну модель ребристо-стержневої структури довжиною  $4\lambda_0$  в тривимірній декартовій системі координат з використанням запропонованих та досліджуваних у попередньому

розділі геометричних параметрів ребристо-стержневої структури. Така модель складається з прямокутного хвилеводу, конічного рупора, металевого стержня, на якому розташовані металеві кільця та металеві радіальні неоднорідності. Досліджено особливості та режими роботи металеві ребристо-стержневої структури довжиною  $4\lambda_0$  та отримано розподіли напруженості електричної складової електромагнітного поля в смузі частот. Виявлено, що при відношенні періоду прямокутних імпульсів, які фізично мають зміст металевих радіальних неоднорідностей, до  $\lambda_0$  в межах  $0,58..0,72$ , проявляється синфазність випромінювання двох біжучих хвиль, які поширюються в прямому та в зворотному, що спричинено відбиттям від кінця структури, напрямках. Це призводить до формування близького до дископодібного просторового електромагнітного поля в дальній зоні відносно головної осі структури.

Досліджено теорію плазми, основні математичні співвідношення та вплив параметрів плазми на просторовий розподіл електромагнітного поля випромінюючих засобів телекомунікацій, виготовлених на основі плазмового розряду. Використовуючи методику на основі теорії Друде розроблено модель середовища з фізичними параметрами газорозрядної плазми, а саме: діелектрична проникність, провідність та плазмова частота. Це середовище використано для розрахунку електродинамічних характеристик ребристо-стержневої структури, в якій металевий стержень замінено скляною колбою, заповненою попередньо розрахованим середовищем з параметрами плазми. В частотному діапазоні 2..3 ГГц проведено розрахунок електродинамічних параметрів, а саме: розраховано частотні залежності зворотних втрат за параметром  $S_{11}$  та коефіцієнта стоячої хвилі, що дало змогу виявити резонансні частоти в згаданому діапазоні частот. На резонансних частотах досліджено режими роботи ребристо-стержневої структури в якій використано середовище з фізичними параметрами газорозрядної плазми. Виявлено та проаналізовано ефект виникнення поперечного до осі структури випромінювання в площині вектора напруженості електричного поля при відносних конструктивних параметрах ребристо-стержневої структури  $d_1/\lambda_0 = 0.62$  та  $d_1/\lambda_0 = 0.63$ ,



особливість якого зумовлена тим, що поперечне випромінювання зникає при відсутності в імітаційній моделі ребристо-стержневої структури середовища з параметрами плазми, при цьому зростає рівень випромінювання під кутом  $30^\circ$ . Подальше дослідження показало, що заміна ребристо-стержневої структури, що складається зі скляної колби, заповненої середовищем з фізичними параметрами плазми, а також металевих радіальних неоднорідностей та металевих кілець на ідентичну за конструкцією скляну структуру, заповнену середовищем з фізичними параметрами плазми, зменшує рівень бокового випромінювання в 1,25 раз при умові відсутності плазми в цій структурі. При відносних конструктивних параметрах ребристо-стержневої структури  $d_1/\lambda_0 = 0.80$  отримано багатопроменевий просторовий розподіл електромагнітного поля, що представляє особливий інтерес з точки зору розробки засобів інтерферометрії на основі ребристо-стержневої структури в якій використано плазмовий розряд. Постає питання адекватності отриманих результатів чисельного моделювання фізичній ситуації.

У четвертому розділі наведено результати експериментального дослідження ребристо-стержневої структури з використанням плазмового розряду та надано оцінку підвищенню ефективності випромінювання ребристо-стержневої структури. З метою верифікації адекватності чисельних моделей отриманих у попередніх розділах, автором розроблено фізичний зразок металеві ребристо-стержневої структури, а також ребристо-стержневої структури з використанням плазмового розряду на основі яких проведено ряд експериментальних досліджень. Новизна цієї роботи також полягає у використанні газорозрядної лампи як конструктивного компонента ребристо-стержневої структури, здатного поширювати поверхневу хвилю. Наведено структурну схему експерименту, в ході якого відбувалися дослідження розподілу напруженості електричної складової електромагнітного поля в дальній зоні для фізичного зразка ребристо-стержневої структури, відносна довжина якого становить  $4\lambda_0$ . Особливу увагу приділено розробці способу

живлення газорозрядної лампи як конструктивного компонента ребристо-стержневої структури.

При вивченні металеві ребристо-стержневої структури під час експериментальних досліджень виявлено, що основною умовою існування поперечного випромінювання відносно головної осі такої структури є забезпечення електричного контакту між плоскими кільцями та центральним стержнем. Дослідження проведено при відносних конструктивних параметрах ребристо-стержневої структури  $d_1/\lambda_0 = 0.712$ , що підтверджує результати розрахунку розподілу напруженості електричної складової електромагнітного поля, отриманих під час чисельного моделювання.

При використанні газорозрядної лампи замість металевого стержня, використано відносні конструктивні параметри ребристо-стержневої структури, які досліджувалися при чисельному моделюванні в технології Ansoft HFSS. При відносних параметрах  $d_1/\lambda_0 = 0.62$  та  $d_1/\lambda_0 = 0.63$  спостерігалось поперечне випромінювання в дальній зоні в площині вектора напруженості електричного поля, яке зникло при відсутності плазми в структурі.

Проведено ряд експериментальних досліджень для визначення коефіцієнта спрямованої дії, як основного параметра, ефективність якого потребує покращення. Аналізуючи отримані результати встановлено, що розроблений метод розрахунку ребристо-стержневої структури, який ґрунтується на заміні металевого стержня плазмовим розрядом та модуляції поверхневого імпедансу, підвищив ефективність спрямованого випромінювання в поперечному напрямку відносно головної осі структури, при цьому досягнуто зменшення рівня бокового випромінювання.

При чисельному моделюванні отримано двопробенеу діаграму спрямованості при значенні відносного періоду металевих радіальних неоднорідностей  $d_1/\lambda_0 = 0.81$ . Експериментальне дослідження підтвердило адекватність математичної моделі, отриманої в результаті строгого рішення задачі збудження метал-діелектричної структури стороннім джерелом поля, математичної моделі ребристо-стержневої структури, отриманої методом

наведених електрорушійних сил, та імітаційної моделі, отриманої в технології HFSS. Розраховуючи середнє квадратичне відхилення встановлено, що найбільшу точність розрахунку розподілу електричного поля в дальній зоні забезпечує модель на основі методу наведених електрорушійних сил.

Ключові слова: ребристо-стержнева структура, плазмовий розряд, математичне моделювання, імітаційне моделювання, метод наведених електрорушійних сил, метод скінченних елементів, діаграма спрямованості.

Список публікацій здобувача:

*Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації:*

1. Гоблик В.В. Моделювання плазмон-поляритонних структур з інтерференційним розподілом поля / В.В. Гоблик, І.В. Гадьо, О.М. Ліске, І.Ю. Тепляков // Журнал нано- та електронної фізики. – 2018. – Т.10, № 6. – 06022. (Scopus).

2. Гоблик В.В. Поле антенної решітки ромбічних випромінювачів на основі щілинної лінії передавання / В.В. Гоблик, О.М. Ліске, І.Ю. Тепляков // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка». Радіотехніка та телекомунікації. – 2017. – № 874. – С. 31–38. (Index Copernicus).

3. Тепляков І.Ю., Ліске О.М., Гадьо І.В., Маслаков С.О. Досвід розроблення та використання засобів інформаційних технологій на підставі метал-діелектричних структур та плазмового розряду // Науковий вісник Національного лісотехнічного університету України: збірник науково-технічних праць. – 2018. – т. 28, № 8. – С. 95–100. (Index Copernicus).

4. Тепляков І.Ю. Моделювання плазмової ребристо-стержневої антени. – Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка». Радіоелектроніка та телекомунікації. – 2018. – № 909. – С. 10-15. (Index Copernicus).

5. Ivan Teplyakov, Viktor Hoblyk, Oleksiy Liske, Irina Gado, Serhiy Maslakov and Ivan Pylypiak. Synthesis of Plasma Corrugated-Rod Antenna for Multi-Gigabit Wireless Technology. Internet of Things (IoT) and Engineering Applications, Vol. 3, Issue 1, 2018. Pp. 34–43. (DOAJ, Google Scholar).

6. Teplyakov I.Yu. Modelling of the metal corrugated-rod antenna with transverse radiation. – Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2019. – № 3. – С. 109-115 (Index Copernicus).

*Наукові праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:*

7. V. Hoblyk. «Modelling Radiativ Properties of Metallodielectric Structures» / V. Hoblyk, V. Pavlysh, N. Goblyk, I. Nychai, O. Liske, M. Zelenku, I. Teplyakov // Proceedings of the XIIIth International Conference “Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science” (TCSET 2016). – Lviv-Slavske, 2016. – P. 105. (Scopus).

8. V. Hoblyk. «Achievements in Antennas Research at Lviv Polytechnic National University» / V. V. Hoblyk, V. A. Pavlysh, N. M. Hoblyk, Ye. I. Yakovenko, O. M. Liske, I. V. Nychai, D. V. Nevinskyi, D. A. Nikolayev, I. Yu. Teplakov // 2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Kyiv, Ukraine pp. 50-55. (Scopus).

9. Щадило Я.С. «Вплив параметрів модульованої метал-діелектричної структури на роздільну здатність інтерферометра» / Щадило Я., Ліске О., Жарий А., Тепляков І., Зіняк Б. (GEOFORUM 2018). – Львів-Яворів-Брюховичі 2018. – с. 107.

10. Щадило Я.С. «Досвід та перспективи використання плазмового розряду в системах та засобах військового призначення» / Щадило Я.С., Ліске О.М., Гресь М.В., Жарий А.А., Тепляков І.Ю., Євстафієв В.І. («Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ»). – Львів 2018. – с. 183.

11. Щадило Я.С. «Моделювання плазмової ребристої стержневої антени для потреб прихованої радіолокації» / Щадило Я.С., Ліске О.М., Верстівський А.А., Тепляков І.Ю., Зіняк Б.Б. («Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ»). – Львів 2018. – с. 183.

12. Щадило Я.С. «Покращення характеристик антени на основі щілинної лінії передачі, призначеної для прийому теплового випромінювання» / Щадило Я.С., Ліске О.М., Піко О.Т., Тепляков І.Ю., Тарасенко Л.О. («Перспективи

розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ»). – Львів 2018. – с. 184.

## ABSTRACT

*Тепляков І.Ю.* Efficiency improvement of the radiating corrugated-rod structure using plasma discharge. – Proficiency scientific treatise on the rights of the manuscript.

A thesis submitted in fulfilment of the candidate of sciences (Ph.D.) degree in technical sciences on specialty 05.12.13 «Radio Engineering Devices and Telecommunication Means» (172 – Telecommunications and Radio Engineering). – Lviv Polytechnic National University of Ministry for Education and Science of Ukraine, Lviv, 2020.

The thesis is devoted efficiency improvement of parameters and radiation characteristics of electromagnetic energy transmission means, such as antennas that are based on the corrugated-rod structure, by improving its design method using plasma discharge and surface impedance modulation, as well as improving existing simulation and mathematic models.

Current state and prospects of electromagnetic energy transmission means development, operation principle of which is based on physical properties of surface plasmons and plasma discharge using, were investigated in the first section based on literature review. It was established that the history of experimental researches of surface plasmons began in the late nineteenth century, although the fundamental physical effects that are associated with the surface plasmons nature were not theoretically understood until the middle of the twentieth century. Surface plasmons occur at the interface of two media, for example, metal and dielectric, and their main property is the rapid amplitude attenuation at a distance from the interface in the direction transverse to the interface of the two media. The main optical excitation methods of surface plasmons were schemes named after their inventors - A. Otto and

E. Kretschmann. Considerable attention was paid to the review of modern means for electromagnetic energy transmission, the operation principle of which is based on the physical properties of surface plasmons and plasma. It was observed that such tools are used in various fields of science and technology, that are: microscopy, biosensors, spectroscopy, interferometry, antenna technology etc.

The research showed that periodically inhomogeneous dielectric and metal-dielectric structures that are based on artificial dielectric in the form of periodic system of metal rings or a metal grid, in which surface electromagnetic waves are excited, remain poorly known. The feature of such structures is the surface impedance modulation according to a certain order, the parameters variation of which makes it possible to acquire electromagnetic field distribution with the desired shape in the far zone. It is known that such structures are used for surface wave antennas manufacture.

The corrugated-rod structure, which is used as a mean for transmitting and receiving electromagnetic energy in the microwave range, has been studied. This structure consists a metal rod, a system of metal rings and metal radial inhomogeneities. The corrugated-rod structures potentials, which were insufficiently studied, has been investigated, that are: the possibility of constructing means of electromagnetic energy transmission on the basis of ribbed-rod structures in which the central rod is replaced by plasma, and the possibilities of constructing interferometer on the basis of ribbed-rod structures using plasma discharge.

It was established that in connection with the development of modern information and computer technologies by scientists and engineers there is an increasing interest in problems related to the study of microwave means and devices, made on the basis of plasma discharge. The means for electromagnetic energy transmission, the operation of which is based on the physical properties of both gas-discharge and solid-state plasma, have been studied. The fact is that the applying of plasma in information and computer and in general in infocommunication means, in contrast to conventional metal-dielectric means, there is a possibility of transmitting a much larger amount of information at equal time intervals. For example, the

transition to a three-band WiGig standard, characterized by high data rates (up to 7 Gbps), is potentially possible in the near future, and the main feature of devices based on this standard is due to the use of solid plasma in the crystal structure.

On the other side, due to gas-discharge plasma using as a structural component of the electromagnetic energy transmission means, it is possible to obtain significant advantages over traditional means that are made of metal, dielectric or a combination of metal and dielectric. For example, in recent years there has been a growing trend in the development of electronic warfare devices associated with using of highly ionized gas for radio waves reception and transmission. The relevance of this research area is due to the practical military purpose, namely: the development of new and improving the efficiency of existing means of covert radar. An example is plasma antennas, which, unlike traditional metal antennas, can be a source of unintentional interference for other nearby electronic systems. At the same time, the probability of the enemy detecting such electronic systems is very high.

In this work considerable attention is paid to the study of the basic physical parameters of plasma, which must be taken into account during the design and construction of electromagnetic energy transmission means, the operation principle of which is based on the plasma discharge. Such parameters are: plasma conductivity, plasma frequency and dielectric constant of plasma.

Thus, the author was tasked to develop a corrugated-rod structure with a complex surface impedance profile, in which the metal rod is replaced by plasma, which will improve the efficiency of radiating characteristics and parameters of electromagnetic energy transmission this class means. The literature sources review on the topic of the thesis showed that the applying of such structures in the field of infocommunications, telecommunications, instrumentation and for military purposes has big practical and scientific importance. The author considers it is appropriate to use mathematical and simulation modeling, the adequacy of which will be tested experimentally, for solving this problem.

In the second section, the task was to investigate the corrugated-rod structure parameters that affect the radiation conditions, which is the shape of the distribution

of the electric component of the electromagnetic field in the far zone. For achievement this goal, two approaches were used: 1) the applying of a mathematical model was proposed, which is the strict solution result of the electrodynamic problem of a metal-dielectric structure excitation by an external field source in the form of a magnetic current ring; 2) the approximate theory of a symmetric dipole was used. In order to implement the first proposed approach for solving the problem, a mathematical model was used that belongs to the continued fraction class. Such mathematical model is solution of Fredholm's integral equation of the second kind. The using of this mathematical model makes it possible to predict the distribution of the electric component of the electromagnetic field of the metal-dielectric structure at different physical and electrical parameters: width and period of rectangular pulses, amplitude of surface impedance modulation, dielectric constant and so on. In this paper, the impedance boundary conditions are chosen in the form of the *rect* function, which modulates the surface impedance of the structure by a sequence of rectangular pulses with period of  $0.672\lambda_0$ . This is justified by the fact that such mathematical representation of the surface impedance is easy to reproduce physically. On the basis of the conducted researches the question about construction of corrugated-rod structures that are proportionate with wavelength and characterized by radiation transverse to the main axis of the structure, is considered. It affects the choice of the width and period values of the pulse function, which especially affects the shape of the electromagnetic field distribution. As a result, constructing antennas and interferometers possibility on the basis of a corrugated-rod structure was investigated. The results of the mathematical model studies were calculated voltage distributions in the form of amplitude-normalized radiation patterns. Radiation patterns were obtained using the MATLAB computing environment. The conditions of transverse radiation occurrence relative to the main axis of the structure and the multi-petal interference distribution of the electromagnetic field were explained. It was noticed that the main disadvantage of such mathematical model is that the high accuracy of the electromagnetic field distribution calculation will be provided when the structure length is much greater than the wavelength that excites the corrugated-rod structure.



This is explained by the fact that such mathematical model is designed to calculate the field distribution of infinitely long metal-dielectric structures in which the reflected reverse traveling surface electromagnetic waves will not occur. Therefore, it is necessary to study new mathematical methods suitable for effective calculation of the electromagnetic fields distribution of corrugated-rod structures proportionate with the surface waves, which take into account the reverse traveling wave.

As a result of the literature review it was found that the issues related to using of the induced electromotive forces method for radiation patterns calculation of corrugated-rod structures remain insufficiently studied. This method is effective for solving problems of analysis and/or synthesis of planar antennas, Uda-Yaga antennas and antenna arrays, and the obtained research results are close to experimental ones. Based on the review of the literature, the author set the task of analyzing the corrugated-rod structure for a given function of directivity using of the induced electromotive forces method. The author supposed the problem of analysis for our paper is the choice of dipoles number, their lengths and positions, as well as setting the supply voltage of these dipoles to achieve the desired shape of the pattern, as well as the maximum of directivity in the transverse direction relative to the main axis of the corrugated-rod structure. The corrugated-rod structure which consists 14 metal rings used as artificial dielectric and 4 metal radial inhomogeneities interpreted by a system of isotropic dipoles was chosen for the investigation of the electric field distribution in far zone. The possibility of efficient energy using of the reverse traveling surface wave for re-radiation by metal radial inhomogeneities is explained, which is achieved due to the choice of optimal dipoles length, which interpret radial metal inhomogeneities. This helps to increase the directivity efficiency for the corrugated-rod structure, proportional to the wavelength in free space. The paper presents the relative design parameters, as well as the design and model of the corrugated-rod structure. The general method of calculation of self and mutual impedances of dipoles, which interpret radial metal inhomogeneities and metal rings, was used. The calculations were performed for 1.5..3.0 GHz frequency range, which corresponds to the proportionality of the electric length of isotropic dipoles to

wavelength. Electric component distributions of the electromagnetic field in the form of amplitude-normalized radiation patterns in the polar coordinate system for different values of the reflection and attenuation coefficients of the dipole supply voltage were investigated. The main code fragments of the program are given and explained, which implement the main phases of the corrugated-rod structure analysis problem by the induced electromotive forces method.

Simulation model of a corrugated-rod structure with a length of  $4\lambda_0$  in a three-dimensional Cartesian coordinate system using finite element method solver Ansoft HFSS has been developed in the third section based on the geometric parameters of a corrugated-rod structure proposed and studied in the previous section. This model consists of a rectangular waveguide, a conical horn, a metal rod with metal rings and metal radial inhomogeneities. Peculiarities and operation modes of the metal corrugated-rod structure with a length of  $4\lambda_0$  were investigated and the distributions of the electric component of the electromagnetic field in the frequency band were obtained. It was found that the rectangular pulses period ratio, which physically are radial metal inhomogeneities, to  $\lambda_0$  in the range from 0.697 to 0.742 shows the in-phase radiation of two traveling waves: propagating in the forward and reverse direction reflected from the end of the structure, leading to formation of close to disk-shaped patterns.

The theory of plasma, basic mathematical relations and the influence of plasma parameters on the electromagnetic field spatial distribution of radiating means of telecommunications, made on the basis of plasma discharge, were investigated. Model of the medium with the physical parameters of the gas-discharge plasma was developed based on Drude's theory, that are: dielectric constant, conductivity and plasma frequency. This medium was used for electrodynamic characteristics calculation of the corrugated-rod structure where the metal rod is replaced by a glass flask filled by pre-calculated medium with plasma parameters. The calculation of electrodynamic parameters was performed in the frequency range 2..3 GHz, namely: return losses and values of the standing wave coefficient were calculated. The author investigated operation modes of the corrugated-rod structure in which the medium

with the physical parameters of the gas-discharge plasma at resonant frequencies was used. The appearance effect of transverse radiation relatively to main structure axis in the plane of the electric field vector at relational structure parameters  $d_1/\lambda_0 = 0.62$  and  $d_1/\lambda_0 = 0.63$  of the corrugated-rod structure has been studied and as a result the feature is that transverse radiation disappears when medium with plasma parameters is absent in rod structure and the radiation level increasing at an angle of  $30^\circ$  is observed. Further study showed that the replacement of the corrugated-rod structure which is consisted glass flask filled by the medium with physical plasma parameters, as well as metal radial inhomogeneities and metal rings on an identical in construction glass structure filled with a medium with physical plasma parameters reduces the level of lateral 1.25 times in the absence of plasma in this structure. Interference distribution in the plane of the electric field vector in the form of a bifurcated main petal and lateral radiation was obtained when relative design parameters of the corrugated-rod structure  $d_1/\lambda_0 = 0.81$ . The question about acquired results adequacy of numerical modeling to physical situation arises.

The fourth section presents the experimental study results of the corrugated-rod structure using a plasma discharge and provides assessment of the radiation efficiency increasing. The author developed a physical sample of a metal corrugated-rod structure, as well as a corrugated-rod structure based on plasma discharge and performed experimental researches for adequacy verification of the numerical models obtained in the previous sections. The novelty of this work also is fluorescent tube using as a structural component of the corrugated-rod structure which is capable to propagate surface electromagnetic waves. The experiment design scheme was presented for research of electric component distribution of the electromagnetic field in the far zone for the physical sample of the corrugated-rod structure, which relative length is  $4\lambda_0$ . The author paid particular attention for the power method development of the fluorescent tube as a construction component of the corrugated-rod structure.

The author was revealing during experimental research that the main condition of transverse radiation relatively to the structure axis was an electrical contact ensuring between metal rings and central rod. The experimental investigation was

carried out at the relative design parameters  $d_1/\lambda_0 = 0.712$  of the corrugated-rod structure, which confirms the results of the electric component distribution calculation of the electromagnetic field that were obtained during numerical simulations.

The relative design parameters of the corrugated-rod structure were being used during fluorescent tube using instead of a metal rod, which had been researched in numerical simulations on Ansoft HFSS technology. The transverse radiation was observed in the far zone in the plane of the electric field vector, which disappeared if plasma discharge was absent in the structure when the relative parameters  $d_1/\lambda_0 = 0.62$  and  $d_1/\lambda_0 = 0.63$ .

The number of experimental researches has been conducted to determine the directivity coefficient as the main parameter, the effectiveness of which needs to be improved. The results analysis showed that the developed method of corrugated-rod structure calculation, which is based on the replacement of the metal rod by plasma discharge and surface impedance modulation, increased the directional radiation efficiency in the transverse direction relative to the main axis of the structure.

Two-beam pattern has been obtained applying numerical simulation, when relative period value  $d_1/\lambda_0 = 0.81$  of the metal radial inhomogeneities. The experimental research confirmed the adequacy of the mathematical model obtained as a result of a strict solution of the metal-dielectric structure excitation problem by an external field source, the mathematical model of the corrugated-rod structure obtained by the induced electromotive forces method and the simulation model obtained on HFSS technology. It has been established based on standard deviation calculation, that the biggest accuracy in calculating the distribution of the electric field in the far zone provides the model which had been obtained using the induced electromotive forces method.

Key words: corrugated-rod structure, plasma discharge, mathematical modeling, simulation, induced electromotive forces method, finite element method, radiation pattern.

The list of author's publications:

*Proceedings where basic scientific results of thesis were published:*

1. Hoblyk V.V. Modeling of plasmon-polariton structures with interference field distribution / V.V. Hoblyk, I.V. Gado, O. M. Liske, I. Yu. Teplyakov // Journal of Nano- and Electronic Physics. – 2018. – V.10, № 6. – 06022. (Scopus).

2. Hoblyk V.V. The antenna array of rhombic radiators on the basis of the slot transmission line / V.V. Hoblyk, O.M. Liske, I.Yu. Teplyakov // Bulletin of Lviv Polytechnic National University. Radio Electronics and Telecommunications. – 2017. – № 874. – P. 31-38. (Index Copernicus)

3. Teplyakov I.Yu. Experience of development and using of information technology based on metal-dielectric structures and plasma discharge / I.Yu. Teplyakov, O.M. Liske, I.V. Gado, S.O. Maslakov // Scientific Bulletin of UNFU: collection of scientific and technical works. – 2018. – V. 28, № 8. – P. 95-100. (Index Copernicus).

4. Teplyakov I.Yu. Modeling of plasma corrugated-rod antenna. – Bulletin of Lviv Polytechnic National University. Radio Electronics and Telecommunications. – 2018. – № 909. – P. 10-15. (Index Copernicus).

5. Ivan Teplyakov, Viktor Hoblyk, Oleksiy Liske, Irina Gado, Serhiy Maslakov and Ivan Pylypiak. Synthesis of Plasma Corrugated-Rod Antenna for Multi-Gigabit Wireless Technology. Internet of Things (IoT) and Engineering Applications, Vol. 3, Issue 1, 2018. Pp. 34-43. (DOAJ, Google Scholar).

6. Teplyakov I.Yu. Modelling of the metal corrugated-rod antenna with transverse radiation. – Bulletin of Khmelnytsky National University. Engineering sciences. – 2019. – № 3. – P. 109-115 (Index Copernicus).

*Proceedings that certify an improvement of thesis materials:*

7. V. Hoblyk. Modelling Radiativ Properties of Metallodielectric Structures / V. Hoblyk, V. Pavlysh, N. Goblyk, I. Nychai, O. Liske, M. Zelenku, I. Teplyakov // Proceedings of the XIIIth International Conference “Modern Problems of Radio

Engineering, Telecommunications and Computer Science” (TCSET 2016). – Lviv-Slavske, 2016. – P. 105. (Scopus).

8. V. Hoblyk. Achievements in Antennas Research at Lviv Polytechnic National University / V. V. Hoblyk, V. A. Pavlysh, N.M. Hoblyk, Ye.I. Yakovenko, O. M. Liske, I. V. Nychai, D. V. Nevinskyi, D. A. Nikolayev, I. Yu. Teplakov // 2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Kyiv, Ukraine pp. 50-55. (Scopus).

9. Schadilo Ya.S. Parameters influence of modulated metal-dielectric structure on interferometer resolution / Schadilo Ya.S., Liske O. M., Jariy A.A., Teplyakov I., Zinyak B. // (GEOFORUM`2018). – Lviv-Yavoriv- Briukhovychi 2018. – P. 107.

10. Schadilo Ya.S. Experience and prospects of using plasma discharge in military systems and means / Schadilo Ya.S., Liske O. M., Gress M.V., Jariy A.A., Teplyakov I., Evstafiev V.I. («Development prospects of armaments and military equipment of the land forces»). – Lviv 2018. – P. 183.

11. Schadilo Ya.S. Modeling of plasma corrugated-rod antenna for the hidden radar needs / Schadilo Ya.S., Liske O. M., Verstivskiy A.A., Teplyakov I.Yu, Zinyak B.B. («Development prospects of armaments and military equipment of the land forces»). – Lviv 2018. – P. 183.

12. Schadilo Ya.S. Performance improving of an antenna based on a slotted transmission line designed to thermal radiation receiving / Schadilo Ya.S., Liske O. M., Piko O.T., Teplyakov I.Yu, Tarasenko L.O. («Prospects for the development of armaments and military equipment of the land forces»). – Lviv 2018. – P. 184.

## ЗМІСТ

Перелік умовних скорочень .....	26
Вступ.....	27
Розділ 1. Сучасний стан розвитку засобів інфокомунікаційних систем, виготовлених на основі метал-діелектричних структур та плазмового розряду.....	38
1.1. Історичні аспекти, пов'язані з дослідженням та використанням поверхневих плазмонів.....	38
1.2. Роль плазми, поверхневих плазмонів та поверхневих електромагнітних хвиль в сучасних засобах передавання електромагнітної енергії.....	41
1.2.1. Мікроскоп на базі поверхневих плазмонів.....	42
1.2.2. Біосенсорні системи на базі поверхневого плазмонного резонансу ...	43
1.2.3. Спектрометр на базі поверхневого плазмонного резонансу .....	44
1.2.4. Інтерферометри на базі поверхневого плазмонного резонансу .....	45
1.2.5. Гетеродинний інтерферометр на базі поверхневих електромагнітних хвиль .....	46
1.2.6. Спазер на базі поверхневих плазмонів .....	47
1.2.7. Антени на базі біжучих поверхневих електромагнітних хвиль .....	48
1.2.7.1. Діскові діелектричні антени.....	51
1.2.7.2. Імпедансні антени .....	52
1.2.7.3. Стержневі антени поверхневої хвилі .....	53
1.2.8. Антени на базі плазмового розряду .....	56
1.3. Досвід використання плазми в засобах передавання та приймання електромагнітної енергії.....	57
1.3.1. Плазма як середовище .....	57
1.3.1.1. Плазма газового розряду .....	58
1.3.1.2. Твердотільна плазма .....	59
1.3.2. Дослідження параметрів газорозрядної плазми.....	61
1.3.2.1. Провідність плазми .....	61
1.3.2.2. Плазмова частота .....	64
1.3.2.3. Діелектрична проникність плазми .....	66
1.4. Висновки до першого розділу.....	67

Розділ 2. Моделі та метод аналізу ребристо-стержневої структури.....	69
2.1. Математична модель метал-діелектричної структури.....	69
2.1.1. Формування задачі збудження періодично-модульованої метал-діелектричної структури стороннім джерелом поля.....	70
2.1.2. Рішення задачі збудження метал-діелектричної структури стороннім джерелом поля у вигляді кільця магнітного струму.....	72
2.1.3. Результати моделювання розподілу напруженості електричного поля метал-діелектричної структури.....	75
2.2. Аналіз ребристо-стержневої структури методом наведених електрорушійних сил.....	79
2.2.1. Основні математичні співвідношення.....	84
2.2.2. Розроблення програмного засобу для автоматизації розв'язку задачі аналізу ребристо-стержневої структури методом наведених електрорушійних сил.....	90
2.2.3. Результати чисельного дослідження.....	95
2.2.4. Моделювання розподілу напруженості електричного поля ребристо-стержневої структури.....	96
2.3. Висновки до другого розділу.....	98
Розділ 3. Проектування та моделювання ребристо-стержневої структури з використанням плазмового розряду в середовищі HFSS.....	100
3.1. Особливості моделювання електродинамічних структур в технології HFSS.....	100
3.2. Алгоритм побудови моделі ребристо-стержневої структури в технології HFSS.....	104
3.3. Розробка моделі ребристо-стержневої структур.....	106
3.4. Розробка моделі плазми.....	109
3.5. Моделювання електродинамічних характеристик ребристо-стержневої структури.....	112
3.6. Дослідження впливу плазми на розподіл електромагнітного поля ребристо-стержневої структури.....	118
3.7. Порівняння результатів моделювання розподілу напруженості електричного поля, отриманих на базі методу наведених електрорушійних сил та методу скінчених елементів.....	123



3.8. Висновки до третього розділу .....	125
Розділ 4. Практична реалізація та оцінка ефективності випромінювання ребристо-стержневої структури з використанням плазмового розряду.....	126
4.1. Планування та опис методики проведення експерименту .....	126
4.2. Дослідження діаграми спрямованості ребристо-стержневої структури на базі металевого стержня .....	134
4.3. Розробка схеми живлення ребристо-стержневої структури з використанням плазмового розряду.....	136
4.4. Результати експериментального дослідження випромінювальної ребристо-стержневої структури з використанням плазмового розряду .....	138
4.4.1. Дослідження частотних залежностей коефіцієнта стоячої хвилі ребристо-стержневої структури при наявності та відсутності плазми в структурі.....	139
4.4.2. Експериментальна верифікація умов поперечного випромінювання ребристо-стержневої структури.....	140
4.4.3. Дослідження параметру ефективності ребристо-стержневої структури на основі оцінки коефіцієнту спрямованої дії .....	143
4.4.4. Дослідження умов поперечного випромінювання ребристо-стержневої структури із наявністю та відсутністю плазми .....	146
4.4.5. Дослідження умов формування двопроменевої діаграми спрямованості .....	148
4.5. Висновки до четвертого розділу.....	150
Основні результати та висновки.....	152
Список використаних джерел .....	154
Додаток А. Список публікацій здобувача за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації.....	167
Додаток Б. Впровадження результатів роботи.....	171
Додаток В. Текст програми для автоматизованого розв'язку задачі аналізу ребристо-стержневої структури методом наведених ЕРС у середовищі «Python».....	172
Додаток Г. Конструктивні параметри експериментального зразка ребристо-стержневої структури.....	182

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АЦП – аналогово-цифровий перетворювач

ЕРС – електрорушійна сила

ДС – діаграма спрямованості

ККД – коефіцієнт корисної дії

КП – коефіцієнт підсилення

КСД – коефіцієнт спрямованої дії

КСХ – коефіцієнт стоячої хвилі

МДС – метал-діелектрична структура

НВЧ – надвисокі частоти

ПЕХ – поверхнева електромагнітна хвиля

РСА – ребристо-стержнева антена

РСС – ребристо-стержнева структура

## ВСТУП

Інтенсивний розвиток сучасних інформаційних технологій супроводжується великою кількістю теоретичних та експериментальних досліджень метал-діелектричних структур, в яких стороннім джерелом поля на межі метала та діелектрика збуджуються поверхневі електромагнітні хвилі. В науковій літературі часто такі хвилі називають поверхневими плазмонами, а хвилі на межі середовищ з високою провідністю (метали, напівпровідники) і повітрям – поверхневими плазмон-поляритонами. Таким чином поверхневі плазмони та поверхневі плазмон-поляритони є окремими випадками поверхневих електромагнітних хвиль, утворених на межі розділу двох різних середовищ. При цьому спостерігається загасання амплітуди напруженості поверхневих електромагнітних хвиль за експоненціальним законом у напрямку, перпендикулярному до границі розділу метала та діелектрика.

До недавнього часу поверхневі електромагнітні хвилі використовували в інфрачервоному та видимому діапазонах хвиль радіофізиками та спеціалістами у галузі спектроскопії при дослідженні якості поверхонь. З кінця ХХ століття виріс інтерес до поверхневих плазмонів у зв'язку з можливостями їхнього використання в приладах інтегральної оптики, а також з відкриттям явища аномального пропускання світла отворами субхвильових розмірів, механізм якого пов'язують з фізичними властивостями поверхневих плазмонів. Нарешті, в останні роки поверхневі електромагнітні хвилі досліджуються у терагерцовому діапазоні частот.

Серед інфокомунікаційних пристроїв побудованих на основі метал-діелектричних структур особливе місце займають антени поверхневої хвилі, які призначені для передачі та приймання радіосигналів дециметрового, сантиметрового та міліметрового діапазону хвиль. В антенах поверхневої хвилі існує ефект взаємодії поверхневої електромагнітної хвилі зі структурою, який проявляється у її сповільненні. Антени поверхневої хвилі можуть представляти собою періодично модульовану металеву структуру або комбінацію двох

матеріалів: провідник та діелектрик. Використання сповільнюючої структури, яка виконана з діелектрика, має ряд недоліків: значні втрати, зріст ваги та вартості при збільшенні довжини хвилі та розмірів антени. Цих недоліків позбавлені антени поверхневої хвилі, в яких замість діелектрика використовується «штучний діелектрик» – періодична металева ребриста структура. Саме таку антену в літературі називають ребристо-стержневою антеною, якщо вона виконана на основі стержня, проте зустрічаються антени поверхневої хвилі, основою яких є диски або плоскі екрани, виготовлені з металу. Такі антени характеризуються простотою конструкції та малими розмірами поперечного перерізу, а відсутність в їхній структурі діелектрика сприяє високому значенню коефіцієнта корисної дії, малій масі, а також незначним втратам.

На сьогоднішній день в теорії антен поверхневої хвилі розвинуті методи математичного моделювання основані на розв'язку інтегрального рівняння Фредгольма другого роду. На основі отриманих математичних моделей, які належать до класу гіллястих ланцюгових дробів, розраховані розподіли електромагнітного поля антен біжучих хвиль. Основним недоліком таких математичних моделей є те, що висока точність розрахунку розподілу електромагнітного поля буде забезпечена тоді, коли довжина структури буде набагато більшою від робочої довжини хвилі. Це пояснюється тим, що такі математичні моделі описують розподіли поля нескінченно довгих структур, в яких не виникатимуть зворотні поверхневі електромагнітні хвилі. Натомість у промисловості набули широкого використання системи автоматизованого чисельного моделювання високочастотних електромагнітних полів та загалом електродинамічних параметрів для НВЧ структур, такі як CST Microwave Studio, Ansoft HFSS, AWR Microwave Office, EMpro та інші. Аналіз літературних джерел виявив, що основними недоліками таких програмних засобів є значні витрати часу, необхідність у ліцензійному використанні програмного засобу та потреба у високій продуктивності комп'ютера. У зв'язку з цим виникає необхідність дослідження нових математичних методів

придатних для розрахунку просторового розподілу електромагнітного поля антен поверхневої хвилі скінченних розмірів.

На основі літературного огляду виявлено, що залишаються недостатньо вивченими питання, пов'язані з використанням методу наведених електрорушійних сил для розрахунку розподілу електромагнітного поля ребристо-стержневих антен. Зазначений метод є ефективний для розрахунку діаграм спрямованості планарних антен, антен Уда-Яги та антенних решіток, а результати обрахунку близькі до експериментальних. Відомо, що ребристо-стержнева структура за формою розподілу електромагнітного поля подібна до антени Уда-Яги, а систему металевих кілець, які прикріплені до центрального стержня, можна розглядати як систему плоских диполів. Тоді для розрахунку розподілу електромагнітного поля ребристо-стержневої структури можна застосувати два підходи: 1) систему металевих кілець з центральним стержнем можна трактувати як циліндричну імпедансну сповільнюючу структуру. Тоді розрахунок ребристо-стержневої структури знайти у вигляді строгого рішення задачі збудження метал-діелектричної структури стороннім джерелом у вигляді кільця магнітного струму; 2) використати наближену теорію симетричного вібратора.

Стрімкий розвиток сучасних інформаційно-комп'ютерних технологій та зростання кількості споживачів, як наслідок, супроводжується низкою вимог до бездротових засобів передавання та приймання електромагнітних сигналів, а саме: підвищення надійності та швидкості передачі мультимедійної інформації, а також технологічність виготовлення конструкції, економічне обґрунтування тощо. Це зумовлює дослідників вдосконалювати існуючі та шукати нові засоби інфокомунікацій, які задовольняють вищезгадані вимоги. В останні роки активно досліджуються можливості використання високо іонізованого газу для передавання та приймання електромагнітних сигналів сантиметрового та міліметрового діапазонів. З літературного огляду відомі такі основні сучасні напрямки побудови плазмових антен: 1) твердотільні плазмові антени (PSiAN); 2) плазмові антени виконані на базі діелектричних трубок; 3) побудова

плазмових антен на основі сформованого в атмосфері провідного каналу; 4) вибухові методи формування плазмових струменів у відкритому просторі. При цьому широкого використання набули твердотільні плазмові антени, які будуються на базі кремнієвих мікросхем та забезпечують управління формою діаграми спрямованості. Їхня основна перевага полягає у високій швидкості передачі даних (до 7 Гбіт/с), що обумовлено використанням трьохдіапазонного стандарту WiGig [6, 7].

На початку XX століття було запропоновано використання високо іонізованого газу для прийому та передачі радіохвиль. З того часу відбуваються дослідження електродинамічних характеристик та параметрів антен, виконаних на основі плазмового розряду, для потреб прихованого радіозв'язку. На відміну від звичайних традиційних металевих антен, в плазмовій антені замість металевих дротів або поверхонь використовується іонізований газ як провідне середовище для випромінювання та приймання сигналів. Коли газ в плазмовій антені не є іонізованим, зменшуються розсіяне нею електромагнітне поле та наведені нею завади на інші близько розташовані антени. Така антена стає електрично невидимою для радарів та інших засобів радіоелектронної боротьби. Завдяки впливу насиченості плазми на електродинамічні характеристики та параметри плазмові антени можуть бути динамічно налаштовані та переконфігуровані, таким чином виникає можливість заміни необхідності використання декількох звичайних антен. Покоління плазмових антен здатне забезпечити велику швидкість передачі даних, а також, на відміну від звичайних металевих антен, для них характерний набагато менший тепловий шум. Основні недоліки плазмових антен зумовлені високою вартістю та складністю виготовлення.

В літературі добре відомі результати чисельного моделювання та експериментального дослідження плазмових антен, в яких поширення поверхневих електромагнітних хвиль відбувається в гладкій діелектричній трубці, заповненій парами ртуті, поверхневий імпеданс якої не змінюється уздовж всієї структури. Натомість відсутні результати досліджень плазмових

антен зі складним профілем поверхневого імпедансу. Прототипом такої антени може слугувати ребристо-стержнева структура, в якій поверхневий імпеданс змінюється за імпульсним законом, а металевий стержень замінений плазмою. При цьому використання плазмового розряду як компонента ребристо-стержневої структури дасть змогу не тільки отримати цікаві випромінюючі ефекти, пов'язані з наявністю плазми в структурі, але й покращити її електродинамічні характеристики та параметри при певних конструктивних параметрах.

Складність дослідження, поставленого в цій роботі, з одного боку, полягає у вивченні плазми як середовища здатного поширювати біжучі поверхневі хвилі, а з іншого – у вивченні умов випромінювання та, як наслідку, конструювання ребристо-стержневої структури на базі плазмового розряду, придатної до випромінювання електромагнітної енергії.

**Актуальність теми.** Привабливість цього напрямку досліджень, перш за все, полягає у тому, що завдяки плазмам можна концентрувати електромагнітну енергію в малих (відносно довжини хвилі світла) об'ємах. Окрім цього, властивостями плазмонів можна керувати в дуже широких межах. Завдяки унікальним фізичним властивостям поверхневих плазмонів в гігагерцовому та терагерцовому діапазонах частот набули широкого використання модульовані метал-діелектричні структури як компоненти інфокомунікаційної техніки, наприклад, в засобах інтерферометрії, мікроскопії, біосенсорики та спектроскопії для передавання, приймання електромагнітних сигналів та вимірювання фазової швидкості поверхневих електромагнітних хвиль. Це відкриває нові можливості у конструюванні широкого класу радіотехнічних приладів та пристроїв, таких як антени, інтерферометри, коліматори, спектрометри та інші. Вони характеризуються високою надійністю та точністю роботи, низькими енергетичними та економічними затратами, малими геометричними розмірами та простотою виготовлення конструкції.

Вагомий внесок у дослідження та розвиток теорії радіотехнічних та телекомунікаційних засобів, виготовлених на основі модульованих метал-

діелектричних структур, зокрема ребристо-стержневих структур, в яких інформаційні процеси поширюються за допомогою ПЕХ, плазмонів та плазми, належить вітчизняним та зарубіжним вченим: Боргу Г., Андерсону Т., Алексеєву І., Маркову Г. Т., Чапліну А. Ф., Міллеру М. А., Таланову В. І., Сазонову Д. М., Драбкіну А. Л., Гоблику В. В., Болесті І. М., Дубровці Ф. Ф., Овсянікову В. В., Пістолькорсу А. А., Отто А., Кретчману Е. та іншим.

Нині спостерігається значне підвищення інтересу до задач, пов'язаних з дослідженням розподілу напруженості електричного поля в дальній зоні засобів передавання електромагнітної енергії, виготовлених на основі твердотільної або газорозрядної плазми, а також до методів їхнього аналізу, зокрема, моделювання розподілу електричного поля в дальній зоні. Ключову роль при цьому відіграють поверхневі електромагнітні хвилі, які здатні поширюватися на межі плазмоподібного середовища та ребристої структури, що є перспективним механізмом передачі електромагнітної енергії. Така задача є актуальною, оскільки має важливе практичне значення для потреб військового призначення, а саме: розроблення нових та покращення ефективності існуючих засобів прихованої радіолокації; удосконалення існуючих та створення нових засобів інфокомунікацій, робота яких основана на трьохдіпазонному стандарті Wi-Gig.

Із літературних джерел відомо, що радіотехнічні та телекомунікаційні засоби передавання електромагнітної енергії, виготовлені на базі плазмового розряду, мають ряд вагомих переваг над звичайними металевими, діелектричними та метал-діелектричними засобами, а саме: можливість динамічного варіювання робочою частотою, спрямованістю, підсиленням, пропускною здатністю. При цьому засоби передавання інформації, які побудовані на базі плазмового розряду характеризуються тим, що у разі вимкнення плазмового генератора, плазма миттєво повертається в стан звичайного непровідного газу, стаючи непомітною для радара. Ця властивість є важливою та актуальною з точки зору розроблення нових засобів прихованої радіолокації, стійких до радіоелектронної боротьби.



Отже, розробка нових технічних рішень для підвищення ефективності параметрів та характеристик випромінювання модульованих метал-діелектричних структур шляхом розроблення нового методу синтезу ребристо-стержневої структури на основі плазмового розряду та зміни параметрів модуляції поверхневого імпедансу, удосконалення математичних та імітаційних моделей розрахунку розподілу електричної складової електромагнітного поля в дальній зоні є актуальним науково-практичним завданням.

**Зв'язок роботи з науковими планами.** Тема дисертації відповідає науковому напрямку кафедри електронних засобів інформаційно-комп'ютерних технологій Національного університету «Львівська політехніка».

Дисертація виконана в межах науково-дослідних робіт:

- Розв'язання нових дифракційних задач для розвитку електромагнітного та акустичного неруйнівного контролю конструкційних матеріалів, номер держ. реєстрації 0115U000122;
- Моделювання процесів електромагнітного відклику в модульованих нанорозмірних метал-діелектричних та напівпровідникових структурах (ДБ/Теза), номер держреєстрації 0113U001354.

**Мета і завдання дослідження.** Метою дисертаційної роботи є розроблення методу підвищення ефективності випромінювання ребристо-стержневої структури шляхом використання плазмового розряду та зміни параметрів модуляції поверхневого імпедансу.

Для досягнення поставленої мети необхідно виконати такі завдання:

1. Проаналізувати та узагальнити літературні дані щодо сучасного стану та перспектив розвитку радіотехнічних та телекомунікаційних засобів передавання електромагнітної енергії, принцип роботи яких оснований на використанні фізичних властивостей поверхневих плазмонів та плазми.
2. Запропонувати та обґрунтувати шляхи покращення параметрів випромінювання для засобів передавання електромагнітної енергії, виготовлених на основі ребристо-стержневої структури в присутності плазмового розряду та розвинути методи визначення цих параметрів.

3. Розробити нові моделі, числовий алгоритм та прикладний комп'ютерний комплекс для дослідження електродинамічних параметрів широкого класу компонентів та засобів передавання електромагнітної енергії, виготовлених на основі ребристо-стержневої структури з використанням плазмового розряду.

4. На основі запропонованих моделей ребристо-стержневої структури дослідити вплив параметрів поверхневого імпедансу, а також присутності та відсутності газорозрядної плазми в структурі на форму розподілу електричної складової електромагнітного поля в дальній зоні.

5. Створити фізичний зразок ребристо-стержневої структури з використанням плазмового розряду, провести експериментальну верифікацію запропонованих моделей та надати оцінку отриманого підвищення ефективності випромінюючих властивостей ребристо-стержневої структури.

6. Запропонувати конкретні практичні рекомендації щодо використання ребристо-стержневих структур, виконаних на основі плазмового розряду, як компонентів антенної техніки при потребі забезпечення дископодібного розподілу електромагнітного поля, що сприятиме підвищенню коефіцієнта спрямованої дії.

**Об'єкт досліджень:** процеси випромінювання електромагнітної хвилі випромінювальними компонентами на основі ребристо-стержневої структури.

**Предмет досліджень:** моделі та методи підвищення ефективності випромінювальних компонентів на основі ребристо-стержневих структур для пристроїв радіотехнічних та телекомунікаційних систем.

**Методи дослідження:** для реалізації поставлених завдань використано методи математичного аналізу, методи математичної фізики, засоби комп'ютерної алгебри (пакети програм Python та MATLAB). Для знаходження вхідних опорів диполів із заданим розподілом напруг на вході застосовано метод наведених електро-рушійних сил. Імітаційне моделювання електродинамічних параметрів ребристо-стержневої структури з використанням плазмового розряду виконано на основі методу скінченних

елементів та моделі Друде. Експериментальну перевірку результатів моделювання з метою верифікації удосконаленої математичної та розробленої імітаційної моделей виконано методом вимірювання напруженості електричного поля випромінювання ребристо-стержневої структури в дальній зоні.

#### **Наукова новизна одержаних результатів:**

1. Вперше запропоновано *метод розрахунку* ребристо-стержневої структури, який, на відміну від відомих, на основі використання методу А.Ф. Чапліна, призначеного для задач збудження модульованих імпедансних структур, модуляції поверхневого імпедансу металевими радіальними неоднорідностями та завдяки заміні металевого стержня плазмовим розрядом, дає змогу підвищити ефективність спрямованого випромінювання в площині вектора напруженості електричного поля.

2. Вперше запропоновано *імітаційну модель* ребристо-стержневої структури, яка, на відміну від відомих, використовує газорозрядну плазму з методикою розрахунку її параметрів за теорією Друде, що дало змогу дослідити випромінювальні властивості ребристо-стержневої структури в умовах наявності та відсутності плазми.

3. Удосконалено *математичну модель* для ребристо-стержневої структури зі скінченними, на відміну від відомих, розмірами, що дало змогу оцінити характеристики випромінювання та дослідити вплив на них ширини та періоду металевих радіальних неоднорідностей, а також відбитої від кінця структури поверхневої електромагнітної хвилі у заданій смузі частот.

#### **Практичне значення одержаних результатів:**

1. Удосконалено конструкцію ребристо-стержневої структури з коефіцієнтом поширення рівним 1.09 шляхом використання плазмового розряду, що дало змогу отримати поперечне випромінювання в площині вектора напруженості електричного поля та підвищити коефіцієнт спрямованої дії на 3,59 дБ, як основного параметра ефективності ребристо-стержневої структури.

2. На основі методу наведених електро-рушійних сил удосконалено алгоритм розрахунку нормованої за амплітудою діаграми спрямованості в дальній зоні для ребристо-стержневої структури, який, на відміну від існуючих, дає змогу врахувати вплив коефіцієнтів поширення, відбиття та загасання біжучої хвилі на особливості формування розподілу напруженості електричного поля.

3. На основі розробленої імітаційної моделі ребристо-стержневої структури методом скінченних елементів встановлено, що використання 9 ітерацій є достатнім для розрахунку електродинамічних параметрів в технології HFSS та отримано смугу робочих частот 12% за рівнем коефіцієнта стоячої хвилі  $< 2$  в частотному діапазоні 2..3 ГГц.

4. На базі відкритої інтерпретованої мови програмування Python розроблено програмний комплекс для автоматизованого отримання розподілу напруженості електричного поля ребристо-стержневої структури у вигляді нормованої за амплітудою діаграми спрямованості в дальній зоні.

5. Розроблено експериментальний зразок ребристо-стержневої структури з використанням плазмового розряду довжиною  $4\lambda_0$ , на основі якого підтверджено, що отримане значення амплітуди вектора напруженості електричного поля на 50% більше в напрямку, поперечному відносно головної осі досліджуваної структури, у порівнянні з результатом, отриманим в умовах відсутності плазми в цій структурі.

**Особистий внесок здобувача** полягає у самостійному виконанні теоретичної та експериментальної частин роботи та інтерпретації одержаних результатів. У публікаціях, написаних автором дисертації у співавторстві: у роботах [1-3] запропоновано та обґрунтовано доцільність використання ребристо-стержневих структур, розроблених на основі плазмового розряду, з метою виготовлення нового класу випромінювальних надвисокочастотних приладів та пристроїв; запропоновано алгоритм, за допомогою якого розв'язано задачу синтезу ребристо-стержневої структури на основі методу наведених електро-рушійних сил [5]; у роботах [7-9] виконано огляд сучасного стану та

перспектив розвитку метал-діелектричних структур; запропоновано та обґрунтовано доцільність використання ребристо-стержневої структури з використанням плазмового розряду [10]; проаналізовано можливість їхнього використання в засобах інфокомунікацій [11]; досліджено можливість побудови інтерферометра на основі метал-діелектричної структури та виконано дослідження параметрів поверхневого імпедансу на роздільну здатність інтерферометра [12].

**Апробація результатів роботи.** Основні результати роботи доповідались та обговорювались на таких конференціях:

- 13th International Conference «Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science» (Lviv-Slavske, Ukraine, 2016);
- 11th International Conference «International Conference on Antenna Theory and Techniques» (Kyiv, Ukraine, 2017);
- Міжнародна науково-технічна конференція «GEOFORUM`2018» (Львів-Яворів-Брюховичі, Україна, 2018);
- Міжнародна науково-технічна конференція «Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ» (Львів, Україна, 2018).

**Публікації.** За результатами дисертаційної роботи опубліковано 12 друкованих наукових праць, з них: 1 стаття у науковому періодичному виданні іншої держави, 1 стаття у науковому фаховому виданні України, яке індексується міжнародною науко-метричною базою Scopus та 4 статті, що індексуються у НМБ Index Copernicus International, з них дві написані одноосібно, праць у збірниках матеріалів і тез доповідей конференцій – 6 (з них 2 індексуються науко-метричною базою Scopus).

**Структура та обсяг роботи.** Дисертаційна робота складається зі вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел і 4 додатків. Загальний обсяг роботи 182 сторінок, з них 113 сторінки – основного тексту. Дисертація містить 61 рисунок і 10 таблиць. Список використаних джерел нараховує 117 найменувань.

# **РОЗДІЛ 1. СУЧАСНИЙ СТАН РОЗВИТКУ ЗАСОБІВ ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ, ВИГОТОВЛЕНИХ НА ОСНОВІ МЕТАЛ-ДІЕЛЕКТРИЧНИХ СТРУКТУР ТА ПЛАЗМОВОГО РОЗРЯДУ**

В цьому розділі розглянуто історичний розвиток теорії поверхневих електромагнітних хвиль, які виникають на межі розділу метала та діелектрика. Коротко описано деякі фізичні властивості поверхневих плазмонів, що поширюються уздовж плоскої та гофрованої поверхні. За темою дисертації проведено огляд літературних джерел, проаналізовано сучасний стан розвитку випромінюючих приладів та пристроїв, в результаті якого було з'ясовано, що існують можливості розробки нових засобів передачі електромагнітної енергії, таких як антени та інтерферометри з використанням плазмового розряду, для потреб військового призначення, телекомунікацій та приладобудування. З'ясовано, що їхня відмінність від традиційних метал-діелектричних засобів зумовлена унікальними властивостями плазми, яка характеризується високою електропровідністю. Встановлено, що основними методами зазначеного наукового дослідження є математичне та імітаційне моделювання, адекватність результатів яких перевіряється експериментально.

## **1.1. Історичні аспекти, пов'язані з дослідженням та використанням поверхневих плазмонів**

На початку ХХ століття вчені почали інтенсивно досліджувати електромагнітні хвилі, що поширюються уздовж поверхні діелектричного середовища. Згодом такі електромагнітні хвилі почали називати поверхневими електромагнітними хвилями (ПЕХ). Особливість таких ПЕХ полягає у тому, що їхня амплітуда спадає за експоненціальним законом при збільшенні відстані від поверхні розділу діелектрика та контактуючого з ним вакууму або іншого середовища, наприклад, метала або напівпровідника. Найбільший внесок у розуміння фізичних властивостей ПЕХ належали німецькому фізику-теоретику

А. Зоммерфельду, який першим описав поширення ПЕХ вздовж циліндричного провідника [1].

Перші експериментальні дослідження поверхневих плазмонів належать американському оптику Роберту Вуду, який у 1902 році вивчав спектри металевих дифракційних ґраток, виявивши так звані аномалії Вуда: світло з деякими довжинами хвиль не відбивалося, а отже, його поглинала ґратка [2]. Особливості, які він спостерігав, наведено на рис.1.1, де коефіцієнт відбиття визначається як функція кута падіння ( $\theta$ ) визначеного від нормалі до середини площини ґратки.

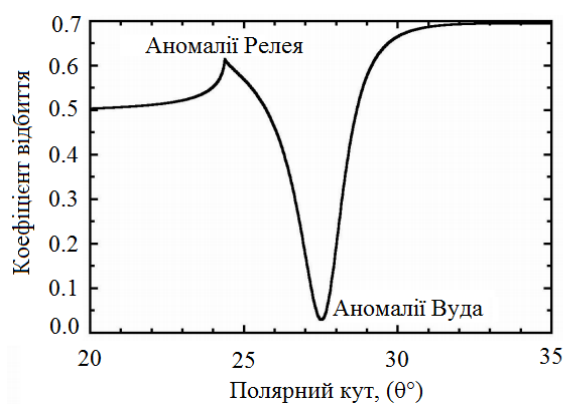


Рисунок 1.1 – Аномалії Вуда

На рис. 1.1 представлені теоретично отримані дані про відбивну здатність ґратки, покритої золотом, які ілюструють яскраві (Релея) та темні (Вудівські) аномалії, спостережувані Вудом (1902). У 1941 році це явище було пояснене італійським фізиком-теоретиком Уго Фано: енергія падаючої електромагнітної хвилі, яка не відбивалася від ґратки, збуджувала коливання електронів провідності в плазмі, які отримали назву «плазмони»[1,3].

Теорія збудження та виникнення плазмонів на гладкій поверхні в оптичному діапазоні хвиль була запропонована в кінці 60-х років Андреасом Отто. Від цього моменту стало можливим експериментально досліджувати поверхневі плазмони в оптичному діапазоні. А. Отто, а через три роки Е. Кретчман запропонували два основних методи оптичного збудження поверхневих плазмонів: метод порушеного повного відбиття на межі розділу

призма-речовина на базі планарних структур і метод дифракції на основі дифракційних ґраток [4-5,9].

На початку вісімдесятих років ХХ століття шведська фірма Pharmacia почала використовувати поверхневі плазмони в аналітичних засобах, що послугувало виникненню нового наукового напрямку досліджень задля практичного використання поверхневих плазмонів, який отримав назву біосенсорика. У 1984 році були виготовлені перші аналітичні прилади, робота яких ґрунтувалася на використанні фізичних властивостей поверхневих плазмонів [1].

У 1988 році німецькі фізики В. Кноль та Б. Ротенхойсер запропонували використовувати поверхневі плазмони в області мікроскопії. Ними було розроблено мікроскоп на основі поверхневих плазмонів, які збуджувалися за схемою Кретчмана. Результати роботи такого мікроскопа були настільки вражаючими, що практично одразу з'явилися нові пропозиції його використання у фізиці, біології, хімії та інженерії [6, 7].

Починаючи з 1980-х років ведуться дослідження теорії поверхневих плазмонів, а також поверхневих плазмон-поляритонів, як окремий випадок ПЕХ, в результаті чого розроблено пристрої та прилади НВЧ, які успішно експлуатуються сьогодні. Експериментальне та теоретичне вивчення ПЕХ проводиться також в Україні, зокрема й у Національному університеті «Львівська політехніка». Значний теоретичний та практичний внесок у розвиток даної тематики належить Чапліну А.Ф. та Гоблику В.В. Ними було розроблено та запатентовано ряд антен на основі ПЕХ, які нині успішно експлуатуються в різних сферах науки та техніки.

В Інституті фізики напівпровідників ім. В.Є. Лашкарьова Національної академії наук України на початку 90-х років ХХ століття запроваджено розвиток експериментальних досліджень прикладних аспектів побудови біосенсорів на основі поверхневого плазмонного резонансу. Наприкінці дев'яностих років було розроблено модель спектрометра «ПЛАЗМОН-6», робота якого основана на поверхневому плазмонному резонансі. Особливістю



цього спектрометра є те, що він придатний для експлуатації в умовах лабораторій біохімічного та біофізичного профілю [1,8].

## **1.2. Роль плазми, поверхневих плазмонів та поверхневих електромагнітних хвиль в сучасних засобах передавання електромагнітної енергії**

Використання плазмонів в засобах передавання електромагнітної енергії відкрило новий етап виробництва приладів та пристроїв діапазону НВЧ. До недавнього часу поверхневі плазмони використовували в галузі спектроскопії при дослідженні якості поверхонь, а в кінці минулого століття розпочалося використання поверхневих плазмонів в приладах інтегральної оптики. Одним з перспективних напрямків розробки аналітичних приладів є використання ПЕХ в наноструктурах, а також спостереження явища поверхневого плазмонного резонансу, що виникає у цьому випадку [10].

В монографії [11] проведено дослідження, яке присвячене історичним аспектам розвитку та огляду сучасного стану приладів та пристроїв діапазону НВЧ, робота яких основана на використанні фізичних властивостей плазмонів та плазми. Перевагою таких засобів є висока точність роботи, мала споживана потужність, простота технології виробництва засобів цього класу, простота роботи та обслуговування, а також малі економічні витрати.

Сучасні плазмові технології дають можливість виготовляти напівпровідникові прилади, інтегральні схеми та загалом засоби передавання електромагнітної енергії в яких використовуються плазмони та плазма, як складові та конструктивні компоненти для передачі інформації [12]. Зокрема деяких сучасних продуктів виробництва та їхніх характеристик можна досягти лише за допомогою плазмових процесів, наприклад, комп'ютерних, сенсорних та комунікаційних систем основаних на напівпровідниках, що виготовлені на основі плазмових методів. З [13] відомо, що синтез наноматеріалів та модифікація полімерів на основі плазми є перспективними методами для компонентів, необхідних для проектування паливних систем, засобів для

зберігання водню, нових акумуляторів та інших технологій зберігання енергії, включаючи суперконденсатори та системи сонячної енергії.

### 1.2.1. Мікроскоп на базі поверхневих плазмонів

У 1987 вийшла перша доповідь про мікроскоп на базі поверхневих плазмонів, який використовував розширений колімований промінь у конфігурації Кретчмана. Згодом були опубліковані схожі результати досліджень, відмінність яких полягала у конструкції мікроскопа, що використовував скануючий промінь [14].

В загальному схема мікроскопа на базі поверхневих плазмонів складається з наступних компонентів: 1 – лазер; 2 – поляризатор світла; 3 – координатно-поворотний пристрій; 4 – трикутна призма, на діагональну грань якої нанесена металева плівка – джерело збудження поверхневих плазмонів; 5 – телескоп; 6 – фотоматриця (рис.1.2) [15].

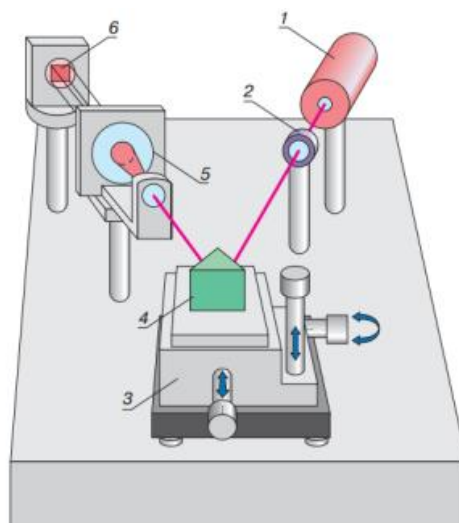


Рисунок 1.2 – Мікроскоп на базі поверхневих плазмонів

Принцип роботи мікроскопа на базі поверхневих плазмонів описаний в роботах [15, 16]. Основна особливість роботи такого мікроскопа полягає в тому, що він реагує на добуток діелектричної проникності та товщини вимірюваного об'єкта. Роздільна здатність залежить від відстані, на яку розповсюджується поверхневий плазмон, що в свою чергу залежатиме від рівності поверхні

металевої плівки та від уявної частини діелектричної проникності матеріалу плівки. Встановлено, що найкращим у цьому відношенні матеріалом є срібло (довжина шляху розповсюдження плазмонів сягає 100 мкм).

### 1.2.2. Біосенсорні системи на базі поверхневого плазмонного резонансу

Біосенсори на базі поверхневого плазмонного резонансу — це найсучасніша на даний момент розроблена технологія біосенсорів, оскільки вона є найбільш доступною та практично вживаною для потреб біохімічного аналізу на глюкозу, сечовину, аналізів гормонів, білків, стероїдів вірусів, аналізу ДНК, ліків, а також для дослідження кінетики дії ліків в реальному масштабі часу [1,17,20]. Усі біосенсори, робота яких основана на фізичних властивостях поверхневого плазмонного резонансу, використовують характерність поверхневих плазмонів до сильної локалізації поблизу поверхні розділу та високої чутливості до зміни діелектричних властивостей середовища поверхні.

На рис.1.3 наведено основну методику збудження поверхневих плазмонів в біосенсорах на базі поверхневого плазмонного резонансу — оптична конфігурація, яка дістала назву Кретчмана (в деякій літературі її називають геометрією Кретчмана) [1].

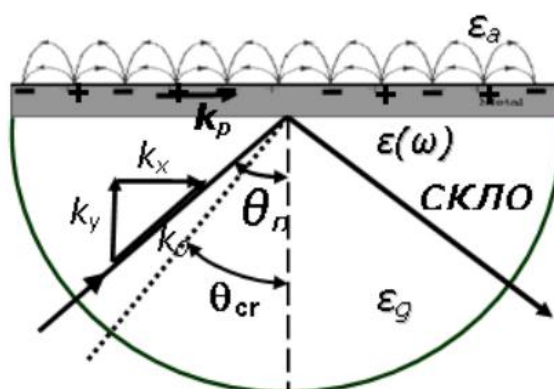


Рисунок 1.3 – Схема збудження поверхневого плазмонного резонансу в геометрії Кретчмана

Конфігурація Кретчмана складається з призми повного внутрішнього відбиття з нанесеною на робочу поверхню тонкою (50 нм) плівкою золота. Падаюче електромагнітне випромінювання, утворене від зовнішнього джерела, спрямоване на робочу поверхню під певним кутом  $\theta^\circ$  і поляризоване у площині падіння, викликаючи при цьому збудження поверхневих плазмонів [1, 17-20].

### 1.2.3. Спектрометр на базі поверхневого плазмонного резонансу

В інститут фізики напівпровідників ім. В.Є. Лашкарьова НАН України протягом багатьох років проводять експериментальні дослідження для потреб проектування біосенсорів, робота яких основана на фізичних властивостях поверхневого плазмонного резонансу [21]. Тут розроблено модель спектрометра «PLASMON-6» (рис. 1.4), яка успішно зарекомендувала себе під час експериментальних досліджень в лабораторіях біохімічного та біофізичного профілів.



Рисунок 1.4 – Спектрометр «PLASMON-6»

Спектрометр «PLASMON-6» за своєю суттю є керованою ЕОМ, яка реалізована у конфігурації Кретчмана та придатна вимірювати зразок досліджуваної речовини в автоматизованому режимі. Цей пристрій дозволяє працювати з аналітиками, показник заломлення яких знаходиться в діапазоні 1.33 – 1.7. Введення паралельного додаткового контрольного каналу – є основною особливістю такого спектрометра. Детальному опису та принципу роботи, а також результатам експериментальних досліджень на основі цього пристрою, присвячені роботи [9,21-22].

#### 1.2.4. Інтерферометри на базі поверхневого плазмонного резонансу

Відомі [23] інтерферометри на базі поверхневого плазмонного резонансу (рис. 1.5), розроблені для потреби визначення фазового зсуву ПЕХ шляхом аналізу інтерференційної картини, прототипом якого став інтерферометр Маха-Цендера. Зазначимо, що існують модифікації сенсорів на базі поверхневого плазмонного резонансу, робота яких основана на методах інтерферометрії. Прототипами використовують інтерферометри Майкельсона [24] та Фабрі-Перо [25].

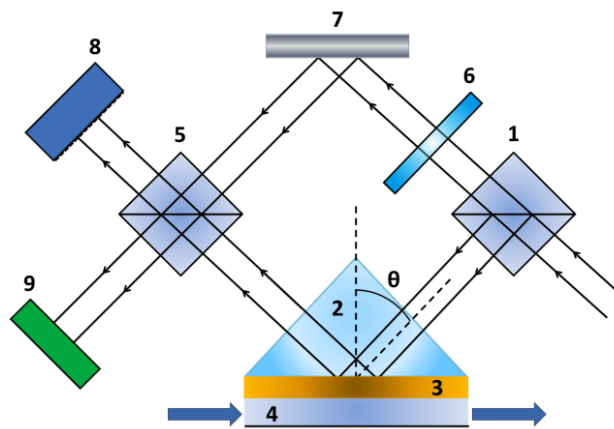


Рисунок 1.5 – Схема інтерферометра на базі поверхневого плазмонного резонансу

Згаданий інтерферометр (рис. 1.5) складається з таких основних конструктивних елементів: 1, 5 – світло розподільвачі; 2 – призма, 3 – золота плівка, 4 – газова камера; 6 – поглинаючий фільтр; 7 – дзеркало; 8 – CCD-матриця; 9 – широкоапертурний діод.

Принцип роботи інтерферометра, що під час роботи використовує ефект поверхневого плазмонного резонансу, полягає у наступному: промінь світла, утворений лазером, розділяється на дві складові – сигнальний та опорний. Сигнальний промінь скеровується в комірку для поверхневого плазмонного резонансу, де утворюється зсув по фазі р-поляризованої складової променя. На відміну від сигнального, опорний промінь світла відбивається від дзеркала без

фазового зсуву. Наступним етапом є скерування сигнального та опорного променів на детектор, де відбувається складання їхніх амплітуд та утворення інтерференційної картини, аналізуючи яку, розраховується фазовий зсув.

### 1.2.5. Гетеродинний інтерферометр на базі поверхневих електромагнітних хвиль

Гетеродинний інтерферометр на базі ПЕХ був винайдений та експериментально апробований для потреб вимірювання фазової швидкості ПЕХ [26]. Схему цього інтерферометра наведено на рис. 1.6. Основними конструктивними компонентами наведеної схеми є такі: 1 – лазер; 2 – розподільвач світла; 3, 4 – обертове дзеркало; 5 – кутовий відбивач; 6 – дифракційна ґратка введення ПЕХ; 7, 8 – дифракційна ґратка виведення ПЕХ; 9, 10 – фотодетектор; 11 – металева основа.

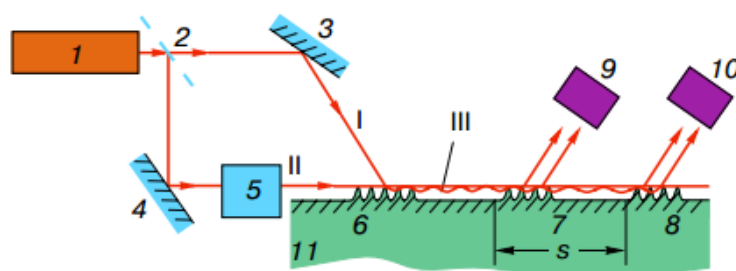


Рисунок 1.6 – Схема гетеродинного інтерферометра на основі поверхневих електромагнітних хвиль

Принцип роботи гетеродинного інтерферометра на базі ПЕХ полягає у наступному: промінь світла, що генерується зовнішнім джерелом електромагнітної енергії (1) розділюється на два пучки (I та II) при проходженні розподільвача світла (2). При цьому кожен з них проходить певну довжину оптичного шляху. Перший пучок світла (I) призначений для резонансного збудження ПЕХ на металевій поверхні за допомогою дифракційної ґратки (6). Другий пучок світла (II) направлений на кутовий відбивач (5), призначений для утворення доплерівського зсуву частот випромінювання на величину порядку 1 кГц. Зсунутий по частоті пучок світла

(II) поширюється над поверхнею метала та водночас є колінеарним до напрямку поширення ПЕХ. Дифракційні ґратки (7 та 8) знаходяться на відстані  $s$  одна від іншої і призначені для зворотної трансформації ПЕХ в об'ємне випромінювання.

В результаті складання амплітуд пучків світла I та II, утворюється результуючий пучок III, виявити який вдається за допомогою фотодетекторів (9 та 10), де спостерігаються низькочастотні биття на різній частоті ( $\Delta\omega$ ). За допомогою використання піроелектричних фотодетекторів вдається досить легко виявити утворені биття. Різниця показів на обох фотодетекторів  $\Delta\varphi$  визначається фазовим зсувом, накопиченим на шляху довжиною  $s$  за рахунок різниці швидкості розповсюдження ПЕХ та випромінювання, утвореного пучком III:

$$\Delta\varphi = \omega s (v^{-1} - c_0^{-1}) = s(k_s - k_0),$$

де  $k_0 = \omega/c_0$  – хвильове число світла.

### 1.2.6. Спазер на базі поверхневих плазмонів

Термін «спазер» є аббревіатурою від англійського «Surface Plasmon Amplification by Stimulated Emission of Radiation» [27], що дослівно означає підсилення поверхневих плазмонів за допомогою вимушеного випромінювання. За принципом роботи спазер подібний до лазера, але випромінює плаزمони. Вперше питання про можливість генерування та підсилення плазмових хвиль були розглянуті в роботі [27]. Авторами вказано можливість створення нанопристроїв, в середині яких створюється сильне когерентне електромагнітне поле у просторовій області набагато меншій ніж довжина хвилі.

Подальший розвиток цього наукового напрямку наведено в роботі [28], в якій автори вважають можливим створення спазера на основі комбінації фотонного метаматеріалу та когерентного джерела вузько направленої електромагнітної випромінювання.

Назва «lasing spaser» з'явилася в результаті використання двовимірної ґратки джерелом когерентного випромінювання, схема якої наведена на рис. 1.7.

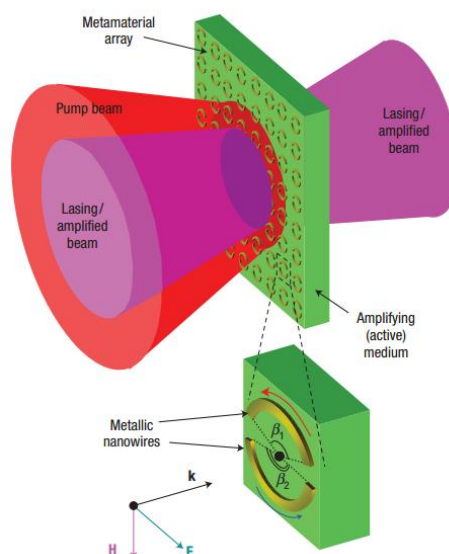


Рисунок 1.7 – Спазер на базі поверхневих плазмонів

Найголовніша перевага спазера у порівнянні зі звичайним лазером полягає у його субхвильових розмірах. Довгий час вважалося, що джерело когерентного електромагнітного випромінювання повинно мати розміри не менші ніж половина довжини електромагнітної хвилі згенерованої ним – умова резонансу в оптичній системі. Використання плазмового резонатору дозволило подолати цей бар'єр та відкрило шлях новим технологіям [29].

### 1.2.7. Антени на базі біжучих поверхневих електромагнітних хвиль

Антени поверхневих хвиль (АПХ) в діапазоні НВЧ становлять широкий клас випромінюючих електродинамічних пристроїв. До них відносять діелектричні дискові та стержневі антени, спіральні антени, імпедансні антени та антени Уда-Яги [30-33].

Відомо [34-37], що в теорії синтезу та аналізу антен, систем радіозв'язку та радіолокації діапазону НВЧ часто використовують сповільнюючі імпедансні поверхні, коли необхідно синтезувати об'єкти із заданими розсіюючими



властивостями, а також при дослідженні проблем, що виникають при розв'язці розташованих на спільних поверхнях антен, з метою зменшення взаємного впливу між передаючою та приймаючою антенами. Розв'язуючими засобами в таких випадках зазвичай виступають металеві поверхні, в яких вирізані металеві канавки [36].

В АПХ замість діелектрика з гладкою поверхнею часто використовують періодичну структуру у вигляді гофрованої металевої поверхні, глибина канавки зазвичай становить  $0.1\lambda$ . Таку гофровану структуру можна розглядати як шар штучного діелектрика, в якому відбувається сповільнення швидкості ПЕХ. Процес сповільнення ПЕХ в канавках пояснюється збільшенням віддалі проходження поверхневого струму за рахунок його проникнення у канавки. Антени на базі біжучих ПЕХ зазвичай використовуються в сантиметровому діапазоні радіохвиль, хоча можлива їхня експлуатація в метровому та міліметровому діапазонах.

Згаданий клас антен виготовляють на базі діелектричних та метал-діелектричних структур (МДС), в яких за допомогою стороннього джерела електромагнітної енергії збуджуються ПЕХ. Як правило, структура АПХ зазвичай являє собою різноманітні хвилевідні випромінювачі, покриті шаром діелектрика [32]. Такі антени збуджуються спеціальним пристроєм – пірамідальним або конічним рупором, збуджувачем у вигляді штирового вібратора та інших. Відомо, що швидкість поширення збуджених ПЕХ у структурі уздовж поверхні діелектрика зменшується, відповідно фазова швидкість поширення є меншою за швидкість поширення електромагнітної хвилі у вільному просторі. При цьому концентрація основної потужності, що переноситься ПЕХ, локалізована поблизу поверхні АПХ [33]. При зміні робочої частоти, зазвичай спостерігається різка зміна фазової швидкості в сповільнюючій системі, а також ефективність та якість узгодження збуджуючої системи [31].

На рис. 1.8 наведено класифікацію АПХ, зокрема, за формою поверхні, методом живлення та за типом конструкції.



Рисунок 1.8 – Класифікація антен поверхневих хвиль

При малих розмірах поперечного перерізу випромінюючої системи, проявляється унікальність АПХ, яка полягає у високому значенні коефіцієнта спрямованої дії, особливо для антен зворотного випромінювання [37].

Значний прорив у дослідженні процесу трансформації біжучої поверхневої хвилі в об'ємну хвилю та особливостей формування розподілів електромагнітного поля імпедансних антен належить Г.Т. Маркову, М.А. Міллеру, В.И. Таланову, А.Ф. Чапліну та В.В. Гоблику. Ними на базі ряду строгих аналітичних виведень розроблено теорію, що адекватно описує антени на базі ПЕХ, зокрема розроблено новий клас АПХ з використанням модульованих МДС, особливість яких обумовлена високим значенням коефіцієнта спрямованої дії (КСД), коефіцієнта підсилення (КП) та коефіцієнта корисної дії (ККД).

### 1.2.7.1. Діскові діелектричні антени

Типова схема дискової діелектричної АПХ зображена на рис. 1.9 в прямокутній системі координат  $XYZ$ . Така антена збуджується за допомогою чверть хвильового вертикального вібратора, розташованого в центрі диска. Діскові діелектричні антени використовують для формування відносно вузьких діаграм спрямованості (ДС), ширина головної пелюстки яких знаходиться в межах від  $15^\circ$  до  $25^\circ$ .

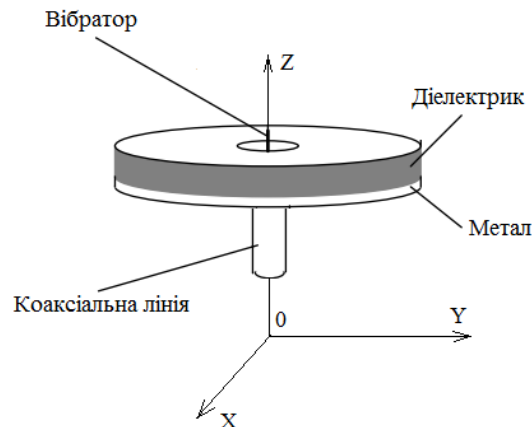


Рисунок 1.9 – Діскова діелектрична антена

Як видно на рис.1.9 шар діелектрика розташований на металевому екрані. Через осьову симетричність форма розподілу електромагнітного поля такої антени є ненаправленою в горизонтальній площині в дальній зоні.

В роботі [38] наведено результати дослідження розподілу електромагнітного поля дискової МДС. Особливістю якої стало покриття діелектрика металевією смужкою, що в загальному має вигляд спіралі Архімеда (рис. 1.10).

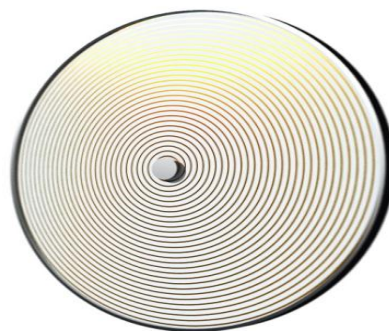


Рисунок 1.10 – Діскова модульована структура

Така система збуджується за допомогою радіально напрямленої ПЕХ, яка поширюється від центра диску. На основі цієї дискової МДС автори розробили серію коліматорів зі спіральними неоднорідностями.

### 1.2.7.2. Імпедансні антени

В діапазоні НВЧ хвиль використовують імпедансні антени, що належать до плоских антен на базі поверхневих хвиль. Це обумовлено наявністю в такій антені плоских імпедансних структур, здатних підтримувати поширення ПЕХ. На рис. 1.11 зображена плоска метал-діелектрична антена, в якій шар діелектрика розташований на металевому екрані.



Рисунок 1.11 – Імпедансна антена

Така імпедансна антена складається з модульованого діелектричного покриття нанесеного на металевий екран або з металевієї пластини, гофрованої за періодичним законом канавками. Живлення імпедансних антен досягається за допомогою прямокутного рупора, на вхід якого від генератора подається електромагнітна хвиля. В деяких випадках можлива заміна рупора системою прорізаних в екрані щілинних випромінювачів. ПЕХ поширюється уздовж ребристої структури, при цьому амплітуда ПЕХ зменшується за законом близьким до експоненціального, Якщо відносне значення довжини такої імпедансної антени  $> 10\lambda_0$ , вплив зворотної (відбитої від кінця структури ПЕХ) на форму ДС значно зменшується, що пояснюється загасанням амплітуди ПЕХ через випромінювання та малим значенням відбиття хвилі від кінця структури.

На поверхні модульованої канавками структури антени виникають тангенціальні компоненти  $H_y$  та  $E_z$  електромагнітного поля. Згідно з теоремою еквівалентності цим компонентам можна поставити у відповідність

еквівалентні поверхневі струми на площині  $YZ$ . Розподіл цих струмів уздовж осі  $Z$  відповідає закону біжучої хвилі зі сповільненою фазовою швидкістю. Таким чином, ребриста структура є еквівалентною лінійній випромінюючій системі біжучої хвилі зі сповільненою фазовою швидкістю. Роботи [39-42] присвячені розробці теорії та аналітичним розрахункам розподілів складових електромагнітного поля АПХ, поверхневий імпеданс яких модульований прямокутними імпульсами. Розвиток зазначеного наукового напрямку продовжено, про що свідчать роботи [41, 42] в яких розроблено теорію та математичні моделі плоских імпедансних структур, поверхневий імпеданс яких модульований трикутними функціями. При цьому наведено порівняння розподілів напруженості електричного поля імпедансних структур, у котрих математичними функціями *tripulse* та *rect* модульовано поверхневий імпеданс.

Для того, щоб сповільнена хвиля підтримувалася такою структурою, поверхневий імпеданс ребристої структури повинен визначатися величиною:

$$Z = \frac{E_z}{H_z} = \frac{-p}{j\omega\alpha_0},$$

та, оскільки  $p > 0$ , він повинен бути виключно реактивний і мати індуктивний характер [31]. Приклад розв'язку задачі знаходження поверхневого розподілу струму на імпедансній поверхні наведено в роботі [43].

### 1.2.7.3. Стержневі антени поверхневої хвилі

Поряд з плоскими імпедансними антенами існують стержневі антени на базі ПЕХ, в яких поширення біжучих поверхневих хвиль відбувається уздовж прямолінійного стержня [30]. За геометричною конфігурацією стержня виділяють такі різновиди антен: конусоподібні, циліндричні, спіральні та ребристо-стержневі. В перших двох випадках стержень може бути як суцільним, так і порожнім [31]. Унікальність ребристо-стержневої структури (РСС) обумовлена тим, що як імпедансну сповільнюючу структуру використано систему металевих дисків (кілець), насаджених або прорізаних уздовж центрального стержня [44]. Загальний вигляд РСС можна побачити на

рис. 1.12, де зазначену структуру використано для конструювання ребристо-стержневої антени (РСА), живлення якої можна виконати дротовим вібратором або рупором.



Рисунок 1.12 – Ребристо-стержнева антена

Максимум випромінювання РСА, зображеної на рис. 1.12, направлений уздовж головної осі антени. Така властивість РСА робить можливим їхнє використання на поверхні літаючих космічних апаратів, яким необхідно забезпечити направлений радіозв'язок з Землею [30].

Чисельний розрахунок ДС директорних антен (в зарубіжній літературі така антена отримала назву Уда-Яги), загальну конструкцію якої показано на рис. 1.13, наведено в роботі [30], при цьому розрахункову модель директорної антени представлено як систему диполів, яка інтерпретує директори.

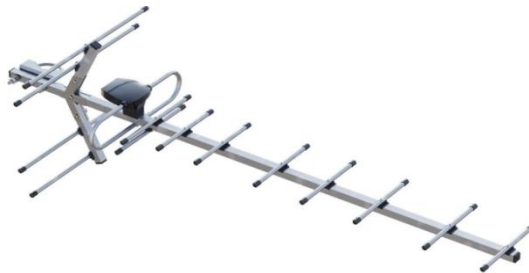


Рисунок 1.13 Директорна антена

Відомо [30], що РСА та директорна антена схожі за направленими властивостями. Це дає можливість зробити припущення, що для чисельного або аналітичного розрахунку розподілу поля РСА, систему дисків можна представити у вигляді системи диполів.

В роботі [45] продовжено вивчення циліндричних МДС, поверхневий імпеданс яких змінюється за періодичним законом. Авторами розроблено

математичні моделі, що належать до класу гіллястих ланцюгових дробів, на базі яких було розраховано площинні та просторові розподіли поля в дальній зоні. Шляхом математичного моделювання та експериментального дослідження було виявлено, що зміна параметрів циліндричної МДС призводить до зміни форми розподілу просторового поля. Саме цей факт дозволяє використовувати такі структури як базові для розробки різноманітних радіотехнічних пристроїв та засобів телекомунікацій. Авторами роботи [45] було розроблено серію стержневих антен на базі поверхневої хвилі, деякі з них наведені на рис. 1.14.

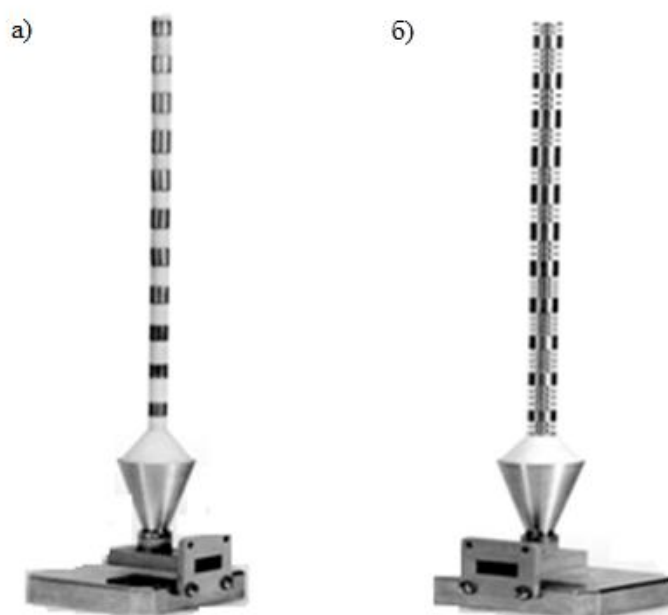


Рисунок 1.14 – Стержневі антени поверхневої хвилі

Як видно на рис.1.14 відмінність стержневих антен полягає в тому, що в першому випадку (рис.1.14а) використано періодичну МДС, яка була ефективно удосконалена заміною діелектрика металевими кільцями (рис.1.14б). Це можна пояснити такими висновками: відсутність діелектрика сприяє малій масі, високому значенню ККД та, як наслідок, незначним втратам електромагнітної енергії. Натомість використання сповільнюючої структури, виконаної з діелектрика, має ряд недоліків: значні втрати електромагнітної енергії, збільшення ваги і вартості при зростанні робочої довжини хвилі та розміру антени.

Аналізуючи літературні джерела виявлено, що основна відмінність стержневих антен, зображених на рис.1.12 та на рис.1.14, полягає у відмінності форм ДС. Для РСА (рис.1.12) напрям основного випромінювання розподілу електромагнітного поля спрямований у напрямку осі антени. Натомість напрям основного випромінювання РСА, наведених на рис.1.14, варіюється в широких межах. Це досягається за допомогою зміни конструктивних параметрів РСС, а саме: періоду та довжини металевих радіальних неоднорідностей, які математично мають зміст прямокутних імпульсних функцій в математичній моделі, розробленої в роботі [45], а також амплітуди (глибини канавок) модуляції, та через зміну електричних параметрів антени (діелектричної проникності тощо). За рахунок таких варіацій параметрів РСС відбувається зміна форми розподілу електромагнітного поля в дальній зоні, що дало можливість розробити ряд АПХ, призначених для вирішення прикладних задач де необхідно забезпечити дископодібне та конусоподібне випромінювання.

Збудження ПЕХ в АПХ, показаних на рис. 1.14, досягається за допомогою прямокутного хвилеводу, параметри якого підібрані таким чином, що на його вхід подається електромагнітна хвиля типу  $H_{10}$ , котра за допомогою конічного рупора трансформується в біжучу ПЕХ. Як було зазначено раніше, такий випадок ПЕХ можна віднести до поверхневих плазмон-поляритонів, оскільки в РСС ПЕХ поширюється на межі двох середовищ: метала та повітря.

Враховуючи той факт, що зміна параметрів РСС призводить до зміни форми просторового розподілу електромагнітного поля, можна досягти ефект багатопроменевого випромінювання, необхідного під час розроблення інтерферометрів на базі ПЕХ.

### **1.2.8. Антени на базі плазмового розряду**

Антени, здатні випромінювати електромагнітну хвилю від випромінювача, виготовленого з плазми, в літературі отримали назву «плазмові антени» [47-49]. Особливості плазмових антен відкривають значно ширші можливості у порівнянні з традиційними металевими антенами, наприклад:



1) плазмові антени можна реконструювати змінюючи щільність та частоту зіткнень електронів, таким чином динамічно змінювати спрямованість антени, коефіцієнт підсилення, смугу пропускання тощо;

2) коли плазма повертається в непровідний газ, плазмова антена стає фактично непомітною для радара;

3) плазмові антени представляють інтерес для засобів передавання інформації військового призначення, оскільки такі антени, на відміну від звичайних металевих, є стійкими в умовах радіоелектронної боротьби.

Відомо [50], що в плазмовій антені сигнал поширюється вздовж плазми за формою поверхневої хвилі. Цей факт підтверджує можливість використати випромінювальну імпедансну структуру АПХ для конструювання ребристо-стержневої випромінювальної структури з використанням плазмового розряду.

### **1.3. Досвід використання плазми в засобах передавання та приймання електромагнітної енергії**

В цьому підрозділі поставлено задачу коротко розглянути четвертий агрегатний стан речовини – плазму, яку можна класифікувати за двома основними типами: зіштовхувальну та беззіштовхувальну. В першій частині підрозділу основна увага присвячена огляду сучасного стану та тенденції розвитку засобів з використанням плазми, зокрема, методам її отримання. Друга частина підрозділу присвячена теорії та прикладним аспектам плазми, у тому числі охоплено такі поняття, як провідність плазми, плазмова частота, частота зіткнень електронів в плазмі та діелектрична проникність плазми.

#### **1.3.1. Плазма як середовище**

Середовище плазми або високо іонізованого газу часто називають четвертим агрегатним станом, оскільки вона володіє властивостями, що сильно відрізняються від властивостей газоподібних, рідких та твердих станів речовини [51,52]. Терміни «плазма» та «плазмові коливання» були введені у 1920-х роках групою вчених на чолі з І. Ленгмюром під час досліджень

високочастотних електричних коливань в нейтральному та квазі-нейтральному іонізованому газі [53,54]. У твердому стані вагому роль відіграє величина енергії зв'язку молекул у кристалічній решітці. Якщо середня кінетична енергія молекули перевищує енергію зв'язку, як правило, це частка електрон-вольта, структура кристала розпадається, а сама речовина переходить або в рідкий, або в газоподібний агрегатний стан. Подібним чином, для перетворення рідини в газ необхідно забезпечити молекулі певну мінімальну кінетичну енергію для розриву зв'язків Ван-дер-Ваальсових сил [55]. Для того, щоб речовина переходила до четвертого агрегатного стану (плазми), кінетична енергія на одну плазмову частинку повинна перевищувати іонізуючий потенціал атомів (як правило, кілька електрон-вольт). Таким чином, стан речовини в основному визначається середньою кінетичною енергією, що приходить на одну молекулу [56]. Плазма буде існувати, коли електрони відриваються від атомів через високу кінетичну енергію, що в літературі отримало назву «іонізації». Плазма є середовищем з високою електропровідністю, що реагує на наявність електричних та магнітних полів. Відомо [57], що плазма може бути ефективним джерелом випромінювання. Якщо кінетичної енергії недостатньо для забезпечення умов існування плазми, остання рекомбінується в газ.

#### **1.3.1.1. Плазма газового розряду**

Плазмовий розряд можна отримати у скляній трубці, заповненої інертним газом. Типовими газами, які використовуються як джерела плазмового розряду, є благородні гази, такі як гелій (He), неон (Ne), аргон (Ar) і криптон (Kr). Ці гази відрізняються хімічною неактивністю, тому вони безпечні для використання джерелами світла. Кожен зі згаданих газів має власні характеристики плазми, що обумовлено фізичними параметрами плазми, оскільки атоми кожного з газів мають різну кількість енергетичних рівнів, а загальна енергія, необхідна для збудження кожного атома, також є різною. Іншими словами, необхідна енергія для перетворення атомів газу в стан плазми теж відрізняється [58].

Проте більшість джерел плазмового розряду містять не тільки іонізований газ, але й інші хімічні речовини для пришвидшення процесу іонізації. Наприклад, у високоінтенсивні газорозрядні лампи додають пари ртуті, за винятком побутових люмінесцентних ламп. У стандартних люмінесцентних лампах тиск парів ртуті відіграє вагомую роль при визначенні електронної густини [59]. Зважаючи на те, що електропровідність плазми залежить від електронної густини та електронно-іонних зіткнень, тиск парів ртуті також відіграє важливу роль при визначенні електропровідності плазми [60]. Даний параметр є важливим при використанні плазми для потреб передавання та приймання радіосигналів. На рис. 1.15 наведено газорозрядну лампу, виконану із скла, яка заповнена інертним газом низького тиску.



Рисунок 1.15 – Газорозрядна лампа

Форма газорозрядних ламп залежить від призначення, через це їх виготовляють у різноманітних формах та розмірах. На рис. 1.15 наведено приклад газорозрядної лампи, яка зазвичай використовується у побуті. Технологія виготовлення газорозрядних ламп щорічно розвивається з метою досягнення різноманітних варіантів для вибору споживачів. Одним з варіантів є компактна люмінесцентна лампа, яка, у свою чергу, також доступна у багатьох розмірах та формах [51]. Завдяки своїй високій ефективності та компактному розміру, люмінесцентна лампа на сьогоднішній день стає найпопулярнішим енергозберігаючим джерелом світла [56].

### **1.3.1.2. Твердотільна плазма**

В твердих тілах, а точніше в металах та напівпровідниках, існує практично вільний газ заряджених частинок, який володіє багатьма властивостями плазми газового розряду. Але існує одна особливість, що

відрізняє плазму газового розряду від твердотільної плазми – газ заряджених частинок в металах абсолютно стійкий [61,62]. Тобто для утворення твердотільної плазми потрібно затратити значно меншу кількість енергії активації плазми. Така особливість обґрунтовує відносно низьку вартість використання твердотільної плазми в різних сучасних мікро- та нанотехнологіях, як правило, для засобів діапазону НВЧ (на сьогоднішній день до 60 ГГц). Інша важлива характеристика твердотільної плазми – це наявність кристалічної ґратки, здатної підтримувати акустичні коливання [56].

Отже, твердотільна плазма – це сукупність позитивних та негативних носіїв заряду (електронів та дірок) у твердих тілах. При цьому розрізняють заряджену твердотільну плазму (плазма в металах, напівметалах, сплавах, напівпровідниках) та нейтральну твердотільну плазму (плазма в напівметалах та напівпровідниках).

В різних твердих тілах густина плазми коливається у широкому діапазоні, від 0 до  $10^{22}$  см<sup>-3</sup> для зарядженої плазми та до  $10^{17}$  см<sup>-3</sup> для нейтральної плазми. Деякі властивості твердої плазми, такі як термодинамічні властивості та кінетичні коефіцієнти, пов'язані з типом та особливостями кристалічної ґратки твердої речовини та, відповідно, взаємодією носіїв заряду з цією ґраткою. З іншого боку, у багатьох випадках твердотільну плазму можна розглядати як ізольовану підсистему твердого тіла (що слабо взаємодіє з кристалічною ґраткою), а властивості цієї підсистеми можна досліджувати окремо [56].

Однак, якщо твердотільну плазму реалізувати як антену для передавання та приймання електромагнітних низькочастотних коливань, даний тип плазми не є хорошим кандидатом. Це пояснюється тим, що розмір типового твердотільного пристрою занадто малий у порівнянні з електричною довжиною антени, що використовується в діапазоні низьких частот. Таким чином, якщо твердотільна плазма призначена для пристроїв на базі діапазону радіохвиль 2,4 ГГц, антена вимагатиме декілька таких твердотільних пристроїв. Завдяки своїй

природі твердотільні пристрої повинні збуджуватися індивідуально, в результаті схема пристрою стає складною, яку неможливо побудувати [56].

### **1.3.2. Дослідження параметрів газорозрядної плазми**

При роботі з плазмою, необхідно враховувати значення деяких параметрів, оскільки їхня зміна призводить до зміни властивостей плазми [63-65]. Нижче наведено перелік параметрів, якими можна змінювати властивості газорозрядної плазми, тим сам досягти заданих вимог засобів передавання та приймання електромагнітної енергії, що виготовлені на основі плазмового розряду:

- 1) напруга, яка підводиться до електродів;
- 2) тиск газу, яким заповнено діелектричну трубку;
- 3) тип газу або суміш газів.

Зміна цих величин призведе до зміни наступних параметрів плазми:

- 1) плазмова частота;
- 2) діелектрична проникність плазми;
- 3) провідність плазми.

Отже, провідність плазми, діелектрична проникність плазми та плазмова частота є основними фізичними параметрами, необхідними під час роботи з плазмою. Наступні підрозділи присвячені детальному огляду та опису цих параметрів.

#### **1.3.2.1. Провідність плазми**

Для знаходження виразу, що визначає провідність плазми, виведення легше почати з моделі частинки одного заряду. Розглянемо як таку частинку електрон, який реагує на прикладену силу Лоренца (рівняння збереження імпульсу) [66].

$$m_e \frac{dv}{dt} = q(E + v \times B), \quad (1.1)$$

де:  $v$  – швидкість електрона;

$E$  та  $B$  – відповідно складові електричного та магнітного полів, які впливають на електрон.

Розглянемо загальний випадок, коли значення  $E$  та  $B$  змінюються в просторі з часом в залежності від значення  $e^{j\omega t}$ . Напрямок вектора напруженості електричного поля співпадає з напрямком осі  $X$ , відповідно вектор магнітної індукції співпадає з напрямком осі  $Y$ . Тоді рівняння для складових електромагнітного поля можна виразити наступними співвідношеннями:

$$E = E_0 e^{j\omega t} a_x, \quad (1.2)$$

$$B = \frac{E_0}{c} e^{j\omega t} a_y, \quad (1.3)$$

де:  $c$  – швидкість світла у вакуумі.

Оскільки ці складові електромагнітного поля впливають на електрон, швидкість останнього може бути визначена підстановкою рівнянь (1.2) та (1.3) в рівняння (1.1). Таким чином отримаємо наступний вираз:

$$a = \frac{dv}{dt} = \frac{q}{m_e} \left( E_0 e^{j\omega t} a_x + \left[ v \times \frac{E_0}{c} e^{j\omega t} a_y \right] \right). \quad (1.4)$$

З метою отримання спрощеного виразу для визначення прискорення електронів, перетворимо отримане рівняння в диференціальну форму.

$$\begin{aligned} \frac{d^2x}{dt^2} a_x + \frac{d^2y}{dt^2} a_y + \frac{d^2z}{dt^2} a_z &= \frac{q}{m_e} \left( E_0 e^{j\omega t} a_x + \left[ v \times \frac{E_0}{c} e^{j\omega t} a_y \right] \right) = \\ &= \frac{q}{m_e} \left( E_0 e^{j\omega t} a_x - \frac{E_0}{c} \frac{dz}{dt} e^{j\omega t} a_x + \frac{E_0}{c} \frac{dx}{dt} e^{j\omega t} a_z \right). \end{aligned} \quad (1.5)$$

Тоді кожен з компонентів прискорення можна записати як:

$$\frac{d^2x}{dt^2} = \frac{q}{m_e} \left( 1 - \frac{1}{c} \frac{dz}{dt} \right) E_0 e^{j\omega t}, \quad (1.6)$$

$$\frac{d^2y}{dt^2} = 0, \quad (1.7)$$

$$\frac{d^2z}{dt^2} = \frac{q}{m_e} \frac{E_0}{c} \frac{dx}{dt} e^{j\omega t}. \quad (1.8)$$

Швидкість одної зарядженої частинки можна визначити з рівнянь (1.6 – 1.8) за умови, що рух даної частинки є нерелятивістський, тобто швидкість у напрямку поширення повинна бути меншою ніж швидкість світла у вільному просторі. Тоді складова прискорення в напрямку осі  $X$  описується наступним рівнянням:

$$\frac{d^2x}{dt^2} = \frac{q}{m_e} E_0 e^{j\omega t}. \quad (1.9)$$

Тоді швидкість частинки у напрямку осі  $X$  отримаємо у вигляді:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{q}{m_e} \frac{E_0}{j\omega} e^{j\omega t}, \quad (1.10)$$

$$x = \frac{q}{m_e} \frac{E_0}{(j\omega)^2} e^{j\omega t} = -\frac{qE_0}{m_e \omega^2} e^{j\omega t}. \quad (1.11)$$

В результаті отримано швидкість та зміщення в напрямку осі  $X$  для одного електрона. Оскільки плазма складається з багатьох заряджених частинок, необхідно враховувати сумарний вплив складових електромагнітного поля на ці частинки. Для цього розглянемо електричний струм, який виникає внаслідок руху усіх частинок. Математично це вектор густини струму:

$$J_E = qn_e v a_x. \quad (1.12)$$

Підставляючи рівняння (1.10) в (1.12) отримаємо наступний вираз для вектора густини струму:

$$J_E = qn_e \left( \frac{q}{m_e} \frac{E_0}{j\omega} e^{j\omega t} \right) a_x. \quad (1.13)$$

Рівняння (1.13) припускає, що струм тече тільки в напрямку осі  $X$ , оскільки швидкістю руху частинок в напрямку осі  $Y$  можна знехтувати. Використовуючи диференціальний закон Ома, виразимо густину струму через добуток провідності та вектору напруженості електричного поля:

$$J_E = \sigma E. \quad (1.14)$$

Тоді прирівнюючи рівняння (1.13) та (1.14) отримаємо вираз для провідності плазми.

$$\sigma E_0 e^{j\omega t} = q n_e \left( \frac{q}{m_e} \frac{E_0}{j\omega} e^{j\omega t} \right), \quad (1.15)$$

$$\sigma = -j \frac{n_e q^2}{\omega m_e}. \quad (1.16)$$

З рівняння (1.16) видно, що провідність є скалярною величиною, яка не залежить від складової магнітного поля  $B$ .

Якщо врахувати зіткнення електронів та припустити, що електрони в результаті зіткнень втрачають всю свою енергію, тоді рівняння (1.1) запишеться в наступний вигляд:

$$m \frac{dv}{dt} + m v v_{col} = q(E + v \times B). \quad (1.17)$$

Вводячи параметр  $v_{col}$  (ефект зіткнень) та враховуючи залежність від часу  $e^{j\omega t}$  в рівнянні (1.17), перезапишемо останнє наступним чином:

$$j\omega m v \left( 1 + \frac{v_{col}}{i\omega} \right) = j\omega m v \left( \frac{\omega - jv_{col}}{\omega} \right). \quad (1.18)$$

Отриманий результат говорить про те, що можна замінити параметр  $m_e$  на  $m \left( \frac{\omega - jv_{col}}{\omega} \right)$  в рівнянні (1.16), тим самим врахувати ефект зіткнення електронів. Отже, перезапишемо співвідношення провідності наступним чином:

$$\sigma = -j \frac{n_e q^2}{m(\omega - jv_{col})}. \quad (1.19)$$

Припускаючи, що існує тільки електричне поле постійного струму та ненамагнічена плазма (ізотропні випадки), рівняння провідності плазми стає таким:

$$\sigma = \frac{n_e q^2}{m v_{col}}. \quad (1.20)$$

### 1.3.2.2. Плазмова частота

Через те, що плазма є середовищем вільних носіїв заряду, в ній існують коливання, спричинені дією теплових та електричних збурень. Розглядаючи рух електронів у середовищі плазми, важливо проаналізувати гармонічне коливання



електрона навколо іонів. Припускаючи, що завдяки гармонічному коливанню електрона навколо іонів, густина електронів може коливатися з кутовою частотою  $\omega_p$ , в результаті величина напруженості електричного поля  $E$  також буде коливатися на тій же частоті.

Коливання електронної густини призводять до збільшення загальної густину вільних зарядів  $\rho$ , а це, в свою чергу, пов'язано з об'ємною густиною струму  $J$ , відоме як рівняння неперервності [14].

$$\nabla J = -\frac{d\rho}{dt} \neq 0. \quad (1.21)$$

Підставляючи (1.14) в рівняння (1.12) отримаємо наступне співвідношення:

$$\nabla(\sigma E) = \sigma(\nabla E) = -\frac{d\rho}{dt}. \quad (1.22)$$

Зв'язок між густиною вільних зарядів та електричним полем визначається в рівнянні (1.23):

$$\nabla E = \frac{\rho}{\varepsilon_0} \quad (1.23)$$

Для того, щоб отримати вираз густини вільних зарядів  $\rho$ , який враховує вплив напруженості електричного поля  $E$ , підставимо (1.16) та (1.23) в рівняння (1.22). В результаті отримаємо:

$$-j \frac{n_e q^2}{\omega_p m_e \varepsilon_0} \frac{\rho}{\varepsilon_0} = -\frac{d\rho}{dt}. \quad (1.24)$$

Враховуючи той факт, що маса іонів набагато більша за вагу електронів, коливання іонів триватимуть не так довго, як коливання електронів. Таким чином, будемо вважати, що об'ємна густина зарядів в рівнянні (1.24) залежить лише від коливань електронів. Розв'язуючи диференціальне рівняння (1.24) отримаємо вираз для знаходження  $\rho$ :

$$\rho = \rho_0 \exp\left(j \frac{n_e q^2}{\omega_p m_e \varepsilon_0} t\right). \quad (1.25)$$

Кутова частота коливань густини вільних зарядів  $\rho$ , також рівна  $\omega_p$ , отже:

$$\omega_p = \sqrt{\frac{n_e q^2}{m_e \varepsilon_0}} \quad (1.26)$$

### 1.3.2.3. Діелектрична проникність плазми

На основі рівняння Максвелла, враховуючи середовище з втратами, можна визначити діелектричну проникність плазми:

$$\nabla \times H = j\omega\varepsilon_0 \left( 1 + \frac{\sigma}{j\omega\varepsilon_0} \right) E. \quad (1.27)$$

На базі рівняння (1.27) можна отримати діелектричну проникність плазми для двох випадків, а саме: з врахуванням та без врахування зіткнень зарядів. Після підстановки співвідношення (1.16) в праву частину рівняння (1.27) отримаємо наступне:

$$j\omega\varepsilon_0 \left( 1 + \frac{\sigma}{j\omega\varepsilon_0} \right) E = j\omega\varepsilon_0 \left( 1 - \frac{n_e q^2}{\omega^2 \varepsilon_0 m_e} \right) E. \quad (1.28)$$

Отже, відносна діелектрична проникність плазми без врахування зіткнень зарядів визначається як [56]:

$$\varepsilon_r = \left( 1 - \frac{n_e q^2}{\omega^2 \varepsilon_0 m_e} \right) = \left( 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2} \right), \quad (1.29)$$

і підставляючи в праву частину рівняння (1.27) співвідношення (1.19) отримаємо:

$$j\omega\varepsilon_0 \left( 1 + \frac{\sigma}{j\omega\varepsilon_0} \right) E = j\omega\varepsilon_0 \left( 1 - \frac{n_e q^2}{\omega\varepsilon_0 m_e (\omega - j\nu_{col})} \right) E. \quad (1.30)$$

Відносна діелектрична проникність плазми з врахуванням зіткнень зарядів визначається наступним чином:

$$\varepsilon_r = \left( 1 - \frac{n_e q^2}{\omega\varepsilon_0 m_e (\omega - j\nu_{col})} \right) = \left( 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega(\omega - j\nu_{col})} \right). \quad (1.31)$$

З рівняння Гельмгольца відомо, що константа  $k^2$  дорівнює  $\omega^2\mu\epsilon$ , а хвильове число постійних поширення для двох випадків (з врахуванням зіткнень (1.32) та без врахування зіткнень зарядів (1.33)) виглядає так:

$$k = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon_0 \left(1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2}\right)}. \quad (1.32)$$

$$k = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon_0 \left(1 - \frac{\omega_p^2}{\omega(\omega - j\nu_{col})}\right)}. \quad (1.33)$$

В роботі [56] показано умову поширення плоскої електромагнітної хвилі в плазмі: значення  $k$  в рівнянні (1.32) повинно бути більшим нуля, тобто бути дійсним числом.

$$\nu_p = \frac{1}{\sqrt{(\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r)}}. \quad (1.34)$$

Підсумовуючи отримані результати (співвідношення (1.29) та (1.31)), зазначимо, що частота електромагнітних сигналів радіочастотного діапазону, які взаємодіють з плазмою, перевищує плазмову частоту, значення діелектричної проникності плазми стає меншою за одиницю, тому плазма має діелектричні властивості. Якщо плазмова частота більша за радіочастоту електромагнітного сигналу, плазма проявляє властивості провідників, інакше вона відбиватиме або поглинатиме падаючу електромагнітну хвилю в залежності від частоти зіткнень позитивно та негативно заряджених частинок.

#### 1.4. Висновки до першого розділу

1. Проведений огляд літературних джерел за темою дисертації дав можливість проаналізувати сучасний стан розвитку приладів та засобів, що працюють в діапазоні НВЧ, а принцип роботи яких оснований на базі ПЕХ. Встановлено, що на сьогоднішній день досягнуті значні успіхи в розумінні теорії та практичного використання поверхневих плазмонів, поверхневого плазмонного резонансу та плазми в засобах передавання електромагнітної енергії діапазону НВЧ.

2. Доведено, що завдяки простоті виготовлення конструкції та унікальним фізичним властивостям ребристо-стержневих структур можна будувати прилади та пристрої, такі як антени та інтерферометри з заданими формами розподілу просторового поля.

3. З'ясовано, що завдяки використанню високо іонізованого газу в засобах передавання та приймання електромагнітної енергії, таких як антени та інтерферометри, відкриваються принципово нові можливості для розвитку антен, інтерферометрів та коліматорів, обумовлених фізичними властивостями плазми. Проведено вивчення основних параметрів газорозрядної плазми, необхідних для конструювання засобів передавання та приймання електромагнітної енергії з використанням плазмового розряду.

4. У цьому розділі поставлено задачу розробки моделі ребристо-стержневої структури з використанням плазмового розряду та дослідження умов роботи засобу згаданого класу під час варіації конструктивних та електричних параметрів ребристо-стержневої структури.

## РОЗДІЛ 2. МОДЕЛІ ТА МЕТОД АНАЛІЗУ РЕБРИСТО-СТЕРЖНЕВОЇ СТРУКТУРИ

У другому розділі наведено результати строгого розв'язку задачі збудження ребристо-стержневої структури стороннім джерелом електромагнітного поля. На базі математичної моделі досліджено вплив параметрів ребристо-стержневої структури на форму амплітудної діаграми спрямованості в дальній зоні, а саме: вплив періоду та довжини прямокутних імпульсів, за допомогою яких модульовано поверхневий імпеданс досліджуваної структури.

Запропоновано та обґрунтовано конструктивні параметри ребристо-стержневої структури, співрозмірної з довжиною хвилі, використання яких дає можливість отримати поперечне випромінювання відносно головної осі структури. Наведено результати аналізу ребристо-стержневої структури методом наведених електро-рушійних сил (ЕРС) та обговорено можливості виготовлення засобів передавання енергії діапазону НВЧ на основі ребристо-стержневих структур таких як антени та інтерферометри.

### 2.1. Математична модель метал-діелектричної структури

Метою цього розділу є дослідження залежності формування розподілу електромагнітного поля РСС за допомогою математичного моделювання. Поставлена задача досягається двома шляхами: в першому підрозділі наведений аналітичний розв'язок зазначеного завдання шляхом використання математичної моделі, що описує розподіл електромагнітного поля періодично-модульованої МДС. Особливістю такої математичної моделі став той факт, що така модель описує нескінченно довгі МДС, яких фізично в природі не існує, проте її використання забезпечує високу точність розрахунку розподілу електричної або магнітної складової електромагнітного поля в дальній зоні для МДС, відносні розміри якої більше  $10\lambda_0$ . Другий підрозділ присвячений розв'язку задачі аналізу РСС методом наведених ЕРС, яка, на відміну від

попередньо досліджуваної математичної моделі періодично-модульованої МДС, характеризується скінченими розмірами. Така методика може бути ефективнішою з точки зору результату обрахунку розподілу складової електричного поля в дальній зоні для структур, які є співрозмірними з довжиною хвилі у вільному просторі.

Відомо, що задачі збудження модульованих діелектричних та імпедансних МДС зводяться до вивчення аналітичних співвідношень, отриманих у формі гіллястого ланцюгового дробу, на базі методів, які були розвинутими в роботах [38-46].

Для представлення математичної моделі РСС використано результати строгого розв'язку електродинамічної задачі збудження періодично-модульованої МДС стороннім джерелом поля, наведених у роботах [39, 69]. Така математична модель коректно описує модульовані МДС, на основі яких можна конструювати інтерферометри, АПВ та РСА. Про це свідчать роботи [67-69], в яких наведені результати обрахунку просторового розподілу електромагнітного поля періодично-модульованої МДС прямокутними імпульсними функціями.

### **2.1.1. Формування задачі збудження періодично-модульованої метал-діелектричної структури стороннім джерелом поля**

Нехай нескінченна площина (рис. 2.1), яка є межею розділу двох середовищ 1 і 2, характеризується імпедансною граничною умовою [69, 70]:

$$Z_{E(y)} = \frac{E_{y=0}}{H_{x=0}}, \quad (2.1)$$

де  $E_y$  и  $H_x$  – складові напруженості відповідно електричного та магнітного поля.

Приймемо, що розподіл сторонніх джерел поля в об'ємі  $V'$  з площею поперечного перерізу  $S(y', z')$  і значення поверхневого імпедансу  $Z_{E(y)}$  не залежить від координати  $x$ . Це дозволяє скористатися представленням поля у верхньому півпросторі ( $z \geq 0$ ) у вигляді накладення двовимірних електричних і магнітних хвиль [43].

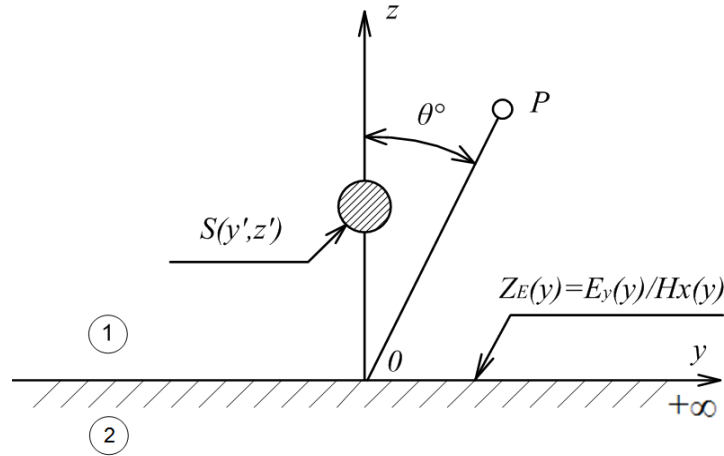


Рисунок 2.1 – Модульована імпедансна площина

Розглянемо поле електричних хвиль (Е-хвиль). Запишемо базове співвідношення для сумарної напруженості електричного поля (поле Е-хвиль), що складається з поля сторонніх джерел і поля, відбитого від площини (рис. 2.1), імпедансну граничну умову (2.1) в такому вигляді [39, 44]:

$$Z_E(y) = \frac{i}{\omega \varepsilon'_a} \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} [f_1(\chi) - F^e(\chi)] \frac{e^{-i\chi y}}{\chi} d\chi}{\int_{-\infty}^{+\infty} [f_1(\chi) - F^e(\chi)] \frac{e^{-i\chi y}}{\chi \sqrt{\chi^2 - k^2}} d\chi}, \quad (2.2)$$

де:

- $F^e(\chi)$  – спектральна густина функції розподілу сторонніх джерел для Е-хвиль;  $f_1(\chi)$  – спектральна густина відбитого поля;
- $k$  – хвильове число для вільного простору ( $k = 2\pi/\lambda$ );
- $\lambda$  – довжина хвилі у вільному просторі ( $k^2 = \omega^2 \varepsilon'_a \mu'_a$ );
- $\chi$  – узагальнене просторове число (рад/м);
- $\omega$  – циклічна частота (рад/с);  $\omega = 2\pi/T$ ;
- $T$  – період електромагнітних коливань джерела;
- $\varepsilon'_a$  та  $\mu'_a$  – діелектрична і магнітна проникності середовища;
- $F^e(\chi)$  визначається сторонніми джерелами поля, що займає об'єм  $V'$  [55]:

$$F^e(\chi) = \frac{1}{4\pi} \oint \left[ \frac{\chi^2}{i\omega \varepsilon'_a} j_z^3 - i\chi \left( \frac{\pm \sqrt{\chi^2 - k^2}}{i\omega \varepsilon'_a} j_z^3 + j_x^M \right) \right] e^{i\chi y' \sqrt{\chi^2 - k^2} z'} dy' dz', \quad (2.3)$$

де  $j_z^3, j_y^3, j_x^M$  – задані розподіли сторонніх електричних і магнітних струмів.

Сформулюємо задачу аналізу в такій постановці. Нехай розподіл поверхневого імпедансу  $Z_{E(y)}$  описується математичною моделлю:

$$Z_{E(y)} = Z_0 + Z_{M1} \sum \text{rect}\left(\frac{y - nd_1}{\Delta}\right), \quad (2.4)$$

де:

- $\Delta$  – ширина імпульсної функції;
- $d_1$  – період послідовності імпульсної функції ( $d_1 = 2\lambda_0, 3\lambda_0, 5\lambda_0, 10\lambda_0$ );
- $n$  – нескінченна послідовність цілих чисел;
- $Z_{M1}$  – амплітуда прямокутної імпульсної функції;
- $Z_0$  – постійна складова поверхневого імпедансу;
- $\text{rect}$  – математичний оператор, який задає форму прямокутних імпульсів.

Закон розподілу поверхневого імпедансу в графічному вигляді наведено на рис.2.2.

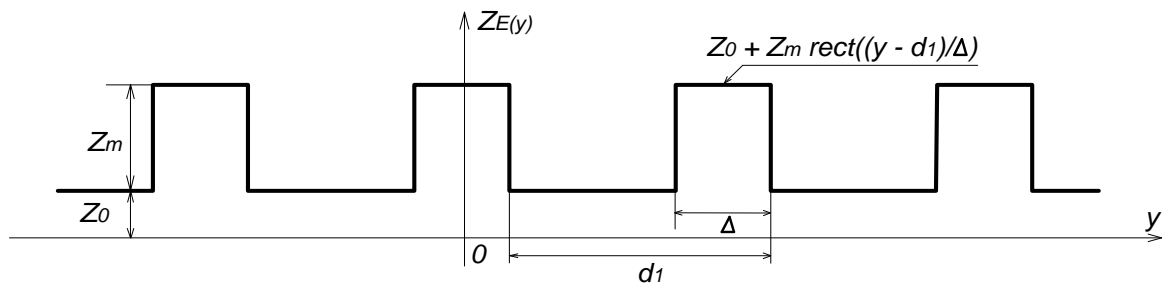


Рисунок 2.2 – Закон розподілу поверхневого імпедансу

Необхідно знайти поле Е-хвиль у верхньому півпросторі площини ( $z \geq 0$ ), яке задовольняє імпедансній граничній умові (2.2) [39].

### 2.1.2. Рішення задачі збудження метал-діелектричної структури стороннім джерелом поля у вигляді кільця магнітного струму

Нехай періодично-модульована МДС збуджується джерелом стороннього поля у вигляді кільця магнітного струму, яке розміщено на такій структурі перпендикулярно до напрямку модуляції поверхневого імпедансу періодичними неоднорідностями у вигляді імпульсних функцій прямокутної



форми. Саме таке джерело стороннього електромагнітного поля зручно технічно реалізувати в гігагерцовому та терагерцовому діапазонах хвиль на основі МДС. Нитку магнітного струму зручно реалізовувати у вигляді щілинної лінії передачі з використанням діелектричної підкладки з відносною діелектричною проникністю  $\epsilon_a$ . Згідно з методом розв'язку задачі, наведеним в роботі [69], підставляємо в формулу (2.2) спектральну густину кільця магнітного струму.

В роботі [67] отримано рішення задачі збудження періодично неоднорідній МДС довільним джерелом стороннього поля в наступному вигляді:

$$\xi_1(\chi) \cong \xi_0(\chi) - G(\chi) \frac{Z_{M1} \frac{\Delta}{2d_1} \sum_{n=-N}^N \xi_0(\chi - n_1 T_1) \operatorname{sinc}\left(\frac{n_1 \pi \Delta}{2d_1}\right)}{D_{1,\Delta}(\chi)} \quad (2.5)$$

Перший доданок в формулі (2.5) описує спектральну густину поля, відбитого від площини з постійним опором. Другий доданок описує спектральну густину поля, що виникає за рахунок дії періодичної модуляції на поле основної ПЕХ.

Нехай МДС описується умовами (2.1) і збуджується джерелом струму у вигляді синфазного кільця магнітного струму, що має наступне математичне представлення [45]:

$$J_\varphi^M(z', r') = I_0^M \delta(z' - 0) \delta(r' - a), \quad (2.6)$$

де:

- $I_0^M$  – амплітуда магнітного струму, виражена у вольтах;
- $r'$  – радіус кільця магнітного струму;
- $a$  – радіус періодично-неоднорідної МДС.

Підстановка (2.6) в (2.3) дає вираз для спектральної густини функції розподілу сторонніх джерел поля у вигляді:

$$\begin{aligned} \Phi(\chi_1) &= \Phi(\chi_1 - n_1 T_1) = -i \left( \frac{I_{x_0}^M}{4\pi} \right) = \Phi_0; \\ \Phi(\chi_2) &= \Phi_0 \operatorname{sinc}(b * \chi_2). \end{aligned} \quad (2.7)$$

В роботі [43] показано, що в разі, коли спектральна густина стороннього джерела поля є константою, то спектральна щільність  $\xi_1(\chi)$  описується виразом:

$$\xi_1(\chi) \cong \Phi_0 \varphi_0(\chi) \varphi_{1,\Delta}(\chi), \quad (2.8)$$

де:

$$\varphi_0(\chi) = \frac{2}{\beta_0(\chi)}; \quad \varphi_1(\chi) = \frac{1}{D_{1,\Delta}(\chi)}; \quad \Delta \ll \lambda. \quad (2.9)$$

Підстановка в (2.7)  $\chi = k \cdot \sin(\theta^\circ)$  дає такі аналітичні вирази для розрахунку розподілу електромагнітного поля стержневої (циліндричної) за геометричною формою МДС, яку можна розглядати прототипом досліджуваної РСС:

$$E(\theta^\circ) = \frac{\cos(\theta^\circ)}{\left[ \cos(\theta^\circ) - Z_0 \right] \left( 1 - Z_1 \frac{\Delta}{2d_1} \sum_{n=-N}^N \frac{\text{sinc}\left(\frac{n\pi\Delta}{2d_1}\right)}{\sqrt{\left(\sin(\theta^\circ) - \frac{n\lambda}{d_1}\right)^2 - 1 - Z_0}} \right)}; \quad (2.10)$$

$$E(\varphi^\circ) = \Phi_0 \left| \text{sinc}\left(\sin(\varphi^\circ) \frac{b}{\lambda}\right) \right|. \quad (2.11)$$

де:

- $\lambda$  – довжина хвилі у вільному просторі;
- $\Delta$  – ширина імпульсної функції (рис. 2.1.2);
- $d_1$  – період послідовності імпульсної функції (рис. 2.2);
- $Z_0$  та  $Z_1$  – нормовані величини поверхневого імпедансу, що визначається

величиною діелектричної проникності діелектричної пластини та її товщиною, величина якої змінюється уздовж МДС за періодичним законом.

Математичні моделі (2.10) та (2.11) являють собою розв'язок неоднорідного інтегрального рівняння Фредгольма другого роду (2.2) відносно спектральної густини  $\varphi(\chi)$  відбитого, від поверхні МДС, поля [43].

$$\varphi(\chi) = \psi(\chi) - i\omega\epsilon_a \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{Z_E(\chi - \eta)}{\sqrt{\eta^2 - k^2}} \varphi(\eta) d\eta. \quad (2.12)$$

Функція  $\psi(\chi)$  повністю визначена розподілом сторонніх джерел та грає роль вільного члена в інтегральному рівнянні, ядром якого є відношення  $Z_E(\chi - \eta) / \sqrt{\eta^2 - k^2}$ .

Математична модель (10) є аналітичною функціональною залежністю, яка описує нормовану величину напруженості електричного поля  $E$  в залежності від кута спостереження  $\theta^\circ$  для заданих параметрів конструкції стержневої за геометричною формою МДС. У свою чергу математична модель (2.11) описує нормовану величину напруженості електричного поля  $E$  в залежності від кута спостереження  $\varphi^\circ$  для цієї МДС. Перевагою таких математичних моделей є те, що вони отримані в аналітичному вигляді, що спрощує розробку комп'ютерної програми для автоматизації розрахунків. На основі математичної моделі (2.10) розроблена комп'ютерна програма для дослідження МДС в середовищі MATLAB. Алгоритми побудови аналітичних моделей для плоских та циліндричних періодично-неоднорідних МДС, зокрема РСС, у вигляді гіллястих ланцюгових дробів можна знайти в роботах [42, 46] відповідно.

Далі наведено результати дослідження розподілу напруженості електричного поля, представлених у вигляді серії нормованих за амплітудою ДС для значень  $\theta = 0^\circ..180^\circ$ , які отримані на основі математичної моделі (2.10), та проведено оцінку ефективності розподілу напруженості електричного поля за результатами аналітичного розрахунку.

### **2.1.3. Результати моделювання розподілу напруженості електричного поля метал-діелектричної структури**

В роботі [71] розроблено АПХ на базі металевій РСС, поверхневий імпеданс якої модульований металевими радіальними неоднорідностями, що математично має зміст прямокутних імпульсів, проведено дослідження впливу параметрів РСС, а саме: ширини та періоду імпульсної функції на форму розподілу електричної складової електромагнітного поля. Розраховано серію ДС на базі математичної моделі (2.10) для різних значень параметрів РСС. Отримані результати дали можливість виявити параметри поверхневого імпедансу, що уможлиблює забезпечення поперечного випромінювання для АПХ довжиною  $4\lambda_0$ , виготовленої на базі РСС.

На рис. 2.3 та рис. 2.4. наведено розраховані нормовані по амплітуді ДС РСС для значень  $\theta = 0..180^\circ$  на базі математичної моделі (2.10). На рис. 2.3 ДС отримані при  $d_1/\lambda_0 = 0.712$  для різних значень  $\Delta/\lambda_0$ .

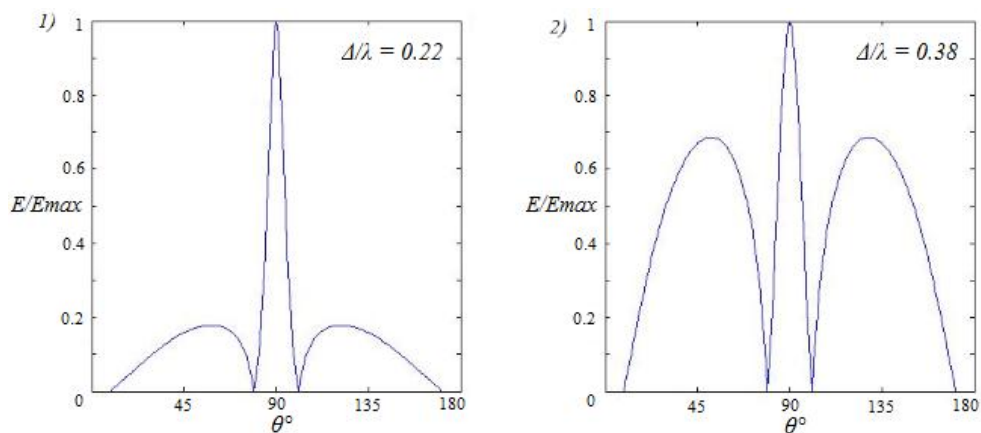


Рисунок 2.3 – Діаграми спрямованості при  $d_1/\lambda_0 = 0.712$

Аналіз рис. 2.3 дозволяє зробити висновок, що ширина імпульсної функції впливає на ДС МДС, що проявляється в зростанні рівня бокових пелюсток при зростанні відношення ширини імпульсної функції до  $\lambda_0$ .

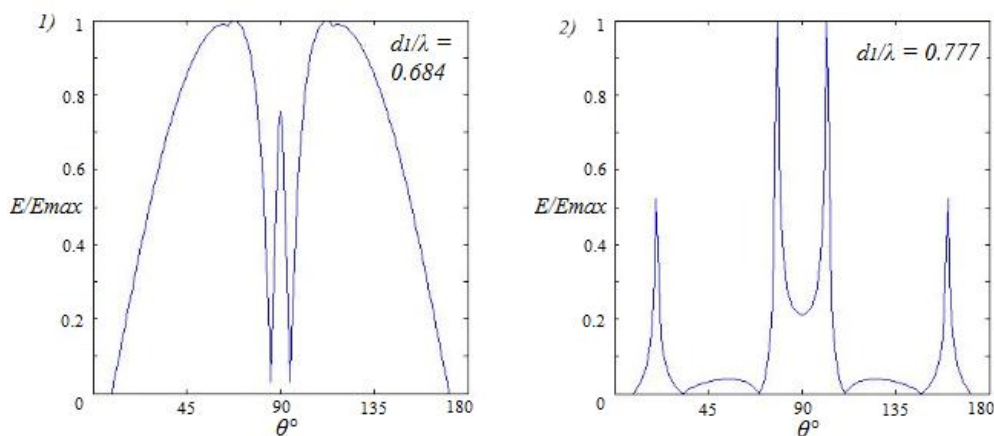


Рисунок 2.4 – Діаграми спрямованості при різних значеннях  $d_1/\lambda_0$

Як видно на рис. 2.4, вплив зміни значень конструктивних параметрів РСС проявляється в роздвоєнні головного пелюстка, що характерне при збільшенні відносного періоду неоднорідностей. Спостерігається вузьконаправлений характер випромінювання головного та бокових пелюсток

досліджуваної структури. Цей ефект можна використовувати при розробці інтерферометрів на базі МДС та РСС, які характеризуватимуться високою роздільною здатністю. Таке припущення можна пояснити наступним чином: порівнюючи результати розрахунку ДС, наведених на рис. 2.4., видно, що при збільшенні відносної довжини періоду прямокутних імпульсів, спостерігається багатопроменевий ефект випромінення РСС. Отже, підбираючи параметри поверхневого імпедансу можна в результаті отримати багатопроменеву ДС, що є необхідним для розроблення інтерферометрів діапазону НВЧ, виготовлених на основі МДС, про що свідчать результати роботи [72]. Продовження вивчення випромінюючих властивостей РСС на основі математичної моделі (2.10) було проведено в роботі [73], присвячене аналізу можливостей конструювання випромінюючих засобів НВЧ (у тому числі інтерферометрів) на базі РСС з використанням плазмового розряду. Використання математичної моделі (2.10) дало можливість дослідити значення параметрів  $\Delta/\lambda_0$  та  $d_1/\lambda_0$ , необхідних для отримання багатопроменевої ДС.

Нижче на рис. 2.5 та рис. 2.6 наведені розраховані інтерференційні розподіли напруженості електричного поля, на основі попередньо отриманих результатів дослідження математичної моделі (2.10). При різних значеннях відношень  $\Delta/\lambda_0$  та  $d_1/\lambda_0$  отримані різні інтерференційні розподіли напруженості електричного поля у вигляді нормованих за амплітудою ДС для значень  $\theta = 0..180^\circ$ .

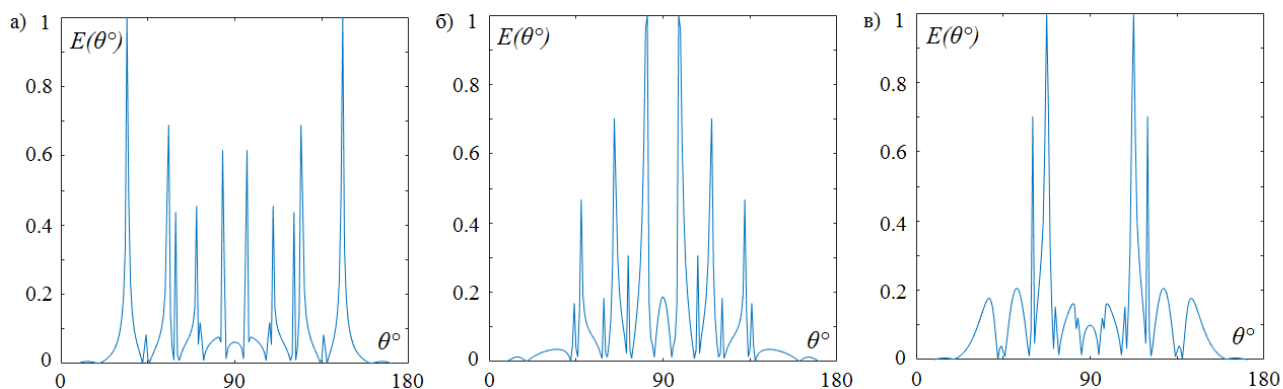


Рисунок 2. 5 – Інтерференційний розподіл напруженості електричного поля ребристо-стержневої структури: а –  $\Delta/\lambda_0 = 0.2$ ; б –  $\Delta/\lambda_0 = 0.3$ ; в –  $\Delta/\lambda_0 = 0.4$

На рис. 2.5 наведені інтерференційні розподіли напруженості електричного поля для випадку, коли значення величини  $d_1/\lambda_0 = 4.5$  залишається сталим упродовж дослідження, а змінюються лише значення  $\Delta/\lambda_0$ . З метою порівняння впливу значення величини відношення  $d_1/\lambda_0$  на формування інтерференційних полів МДС, аналогічні дослідження проведені при  $d_1/\lambda_0 = 5.5$  (рис. 2.6).

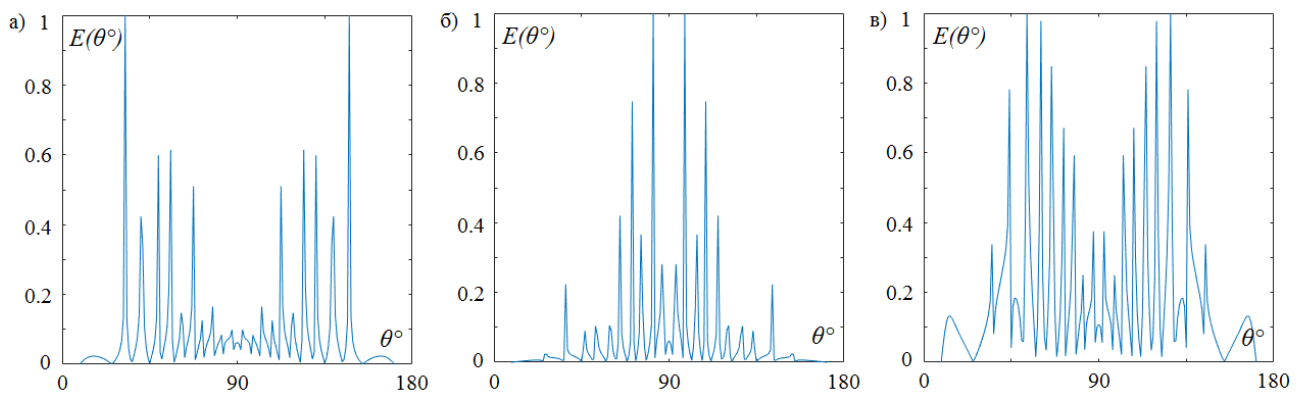


Рисунок 2.6 – Розподіл інтерференційного поля метал-діелектричної структури: а –  $\Delta/\lambda_0 = 0.2$ ; б –  $\Delta/\lambda_0 = 0.3$ ; в –  $\Delta/\lambda_0 = 0.4$

Дослідження показали, що РСС проявляє інтерференційні властивості при значеннях відношення  $d_1/\lambda_0$  більших за одиницю, тобто коли довжина хвилі є меншою ніж період прямокутних імпульсів. Отже, отримані результати дослідження підтвердили припущення про те, що РСС може слугувати прототипом інтерферометра. Форма отриманих інтерференційних розподілів напруженості електричного поля залежить від обох значень відношень  $\Delta/\lambda_0$  та  $d_1/\lambda_0$ . Аналізуючи отримані результати, можна зробити висновок, що спостерігається періодичний характер пелюсток на розрахованих ДС. При заданих значеннях відношень  $\Delta/\lambda_0$  та  $d_1/\lambda_0$  отримані інтерференційні розподіли з високою роздільною здатністю, що є важливим параметром вимірювальних приладів, до яких відносять інтерферометри.

Основним недоліком математичної моделі (2.10) є те, що вона не враховує відбиту від кінця структури ПЕХ, оскільки ця модель описує розподіли поля безмежно довгих МДС. При розробці моделі РСС на базі МДС кінцевих розмірів необхідно забезпечити синфазне випромінювання РСС прямої та відбитої ПЕХ. Також необхідно забезпечити випромінювання елементами, внесеними в РСС, рівної кількості енергії. При цьому точність розрахунку зменшується при зменшенні відносних розмірів досліджуваної структури. На основі цього висновку було поставлено задачу розроблення моделі РСС співрозмірної з довжиною хвилі у вільному просторі, яка буде враховувати відбиту від кінця структури біжучу ПЕХ.

## **2.2. Аналіз ребристо-стержневої структури методом наведених електрорушійних сил**

Огляд літературних джерел виявив, що залишаються недостатньо вивченими питання, пов'язані з використанням методу наведених ЕРС для розрахунку розподілу електромагнітного поля РСС. Цей метод є ефективним для задач аналізу та синтезу антенних решіток, планарних антен та антен Уда-Яги, а результати обчислення близькі до експериментальних, про що свідчать роботи [74-79]. Відомо, що РСА за формою розподілу електромагнітного поля подібні до антен Уда-Яги, тоді систему металевих кілець, що прикріплені до центрального стержня, можна розглядати як систему плоских вібраторів [31]. Враховуючи сказане для розрахунку ДС РСС можна застосувати два підходи: 1) використати наближену теорію симетричного вібратора; 2) систему металевих кілець з центральним стержнем можна трактувати як циліндричну імпедансну сповільнюючу структуру.

У цьому підрозділі наведено основні математичні співвідношення, використанні для розв'язку задачі аналізу РСС методом наведених ЕРС.

В роботі [80] досліджено, запропоновано та обґрунтовано алгоритм розв'язку задачі синтезу імпедансної РСС. При цьому під задачею синтезу розумілося знаходження таких конструктивних параметрів РСС, які

забезпечують заданий розподіл напруженості електричного поля в дальній зоні. Суть розв'язку полягала у інтерпретації випромінюючих компонентів РСС, а саме: металевих радіальних неоднорідностей системою диполів. Використання методу наведених ЕРС дало можливість отримати рішення поставленої задачі для РСС, відносна довжина якої рівна  $4\lambda_0$ . При цьому отримані результати математичного моделювання підтверджені експериментальним дослідженням для випадку, коли під час експерименту використовувалася РСС на базі плазмового розряду.

Для чисельного розрахунку та експериментального дослідження обрано РСС загальною довжиною  $L = 4\lambda_0$ , що містить 4 металеві радіальні неоднорідності довжиною  $l_i$ . На рис. 2.8а в системі координат XYZ наведена структурна модель досліджуваної РСС, яка складається з металевого стержня (1), чотирнадцяти плоских кілець (2), що використані як штучний діелектрик для сповільнення біжучої ПЕХ, та чотирьох металевих радіальних неоднорідностей, виконаних у вигляді циліндрів (3). Останні інтерпретовані системами, які складаються з  $N$ -ї кількості ізотропних вібраторів довжиною  $l_i$  та радіусом  $a \ll l_i$  (рис. 2.8б).

Проведено дослідження, яке дало можливість виявити оптимальну геометричну конструкцію РСС, параметри якої забезпечують форму ДС у вигляді головної пелюстки, напрямленої під кутом  $90^\circ$ , та бокових пелюсток, що дає змогу підвищити ефективність КСД в напрямку поперечному відносно головної осі досліджуваної структури в дальній зоні. Зазначене пояснюється підбором таких конструктивних параметрів РСС (довжини, періоду, діаметра та кількості) металевих радіальних неоднорідностей, що забезпечують поперечне випромінювання електромагнітної енергії у простір з мінімально можливим боковим випромінюванням.

Отримані в результаті оптимізації за формою ДС відносні довжини кожної з металевих радіальних неоднорідностей  $l_i$  наведені в таблиці 2.1. Такі відносні довжини забезпечують однакову енергію, що випромінюється кожною металевою радіальною неоднорідністю.



Таблиця 2.1 – Відносні довжини металевих радіальних неоднорідностей

№	1	2	3	4
$\Delta_i/\lambda_0$	0,216	0,3	0,372	0,25

Електромагнітна енергія, яка поширюється уздовж РСС, випромінюється радіальними металевими неоднорідностями, при цьому, як було вже зазначено, при певних їхніх відносних геометричних параметрах можна отримати випромінювання в заданому напрямку. За експериментальний взірець було обрано РСС загальною довжиною  $4\lambda_0$ , що відповідає випадку співрозмірності структури та довжини ПЕХ. У цьому випадку частина електромагнітної енергії, досягши кінця структури, не випромінюється повністю, а, відбиваючись від кінця структури, поширюється в зворотньому напрямку, таким чином перевипромінюється металевими радіальними неоднорідностями.

Завдяки перевипромінюванню частини електромагнітної енергії, що відбилася від кінця РСС, вдається досягти поперечного випромінювання до осі РСС, оскільки кожна металева радіальна неоднорідність випромінює однакову кількість електромагнітної енергії біжучої ПЕХ.

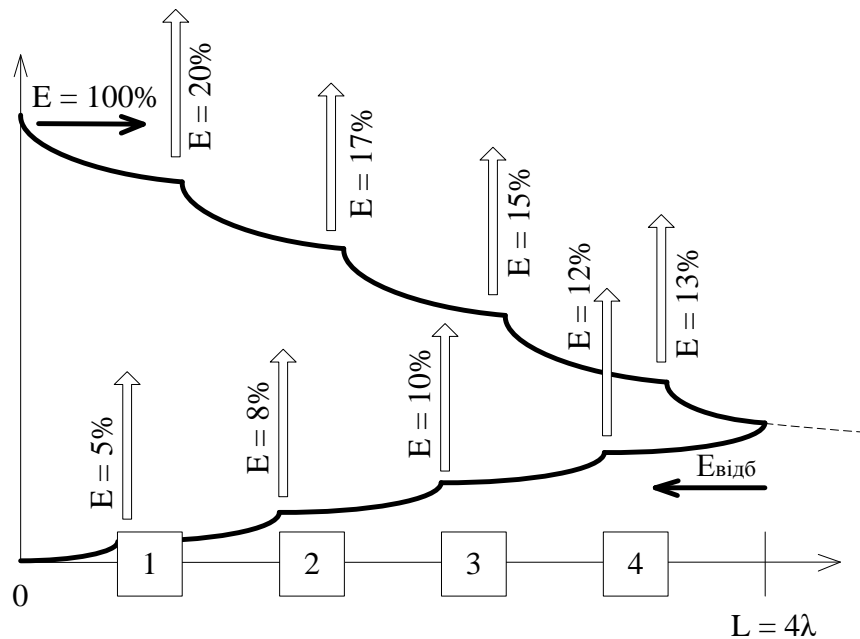


Рисунок 2.7 – Процес поширення та випромінення поверхневої хвилі

На рис. 2.7 умовно показано процес поширення та випромінювання електромагнітної енергії, що відбувається в досліджуваній РСС: нехай початкове значення енергії, яке збуджує РСС, рівне певній невідомій величині, при цьому це значення максимальне в початковий момент часу (100%). Поширюючись уздовж структури, значення електромагнітної енергії зменшується за експоненціальним законом.

Вертикальними стрілками (рис. 2.7) показано умовно прийняте значення електромагнітної енергії, виражене у відсотках, яке випромінюється металевими радіальними неоднорідностями. Як видно на рис. 2.7, сумарне значення електромагнітної енергії, випромінюване кожною металевою радіальною неоднорідністю, однакове. Це можна пояснити так: ПЕХ, поширюючись уздовж РСС, збуджує поверхневі струми в металевих радіальних неоднорідностях, які, в свою чергу, випромінюють частину електромагнітної енергії в простір, що поширюється вздовж структури. Це призводить до того, що величина амплітуди ПЕХ зменшується за законом подібним до експоненціального, оскільки на металевих радіальних неоднорідностях випромінюється більша частина електромагнітної енергії ніж у порівнянні з гладким стержнем. З теорії АПХ відомо, що ПЕХ, досягнувши кінця структури (через відбиття), поширюється в зворотному напрямку. При цьому амплітуда відбитої від кінця структури ПЕХ буде аналогічним чином зменшуватися за близьким до експоненціального законом, випромінюючи значно більше значення електромагнітної енергії при збудженні поверхневих струмів в металевих радіальних неоднорідностях.

Умови такого випромінювання для РСС вдається забезпечити за допомогою вибору оптимальних конструктивних та фізичних параметрів, а саме амплітуди, довжини та періоду металевих радіальних неоднорідностей, які мають зміст прямокутних імпульсів в математичній моделі (2.10), а також відносної довжини РСС, коефіцієнта відбиття та загасання біжучих хвиль у структурі.

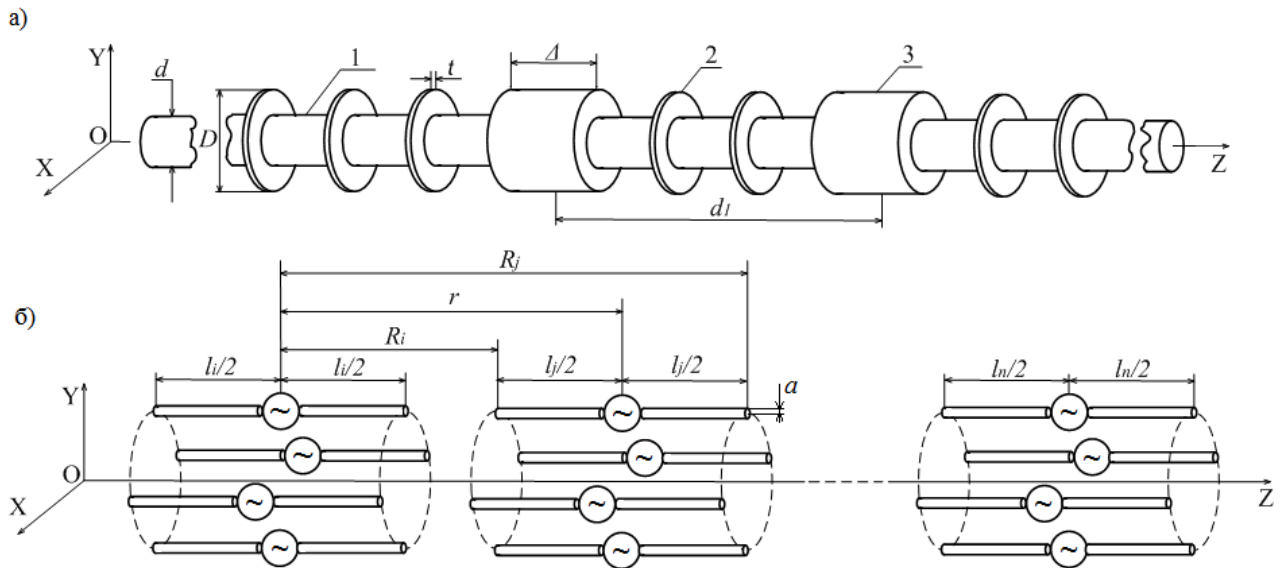


Рисунок 2.8 – Структура (а) та модель (б) ребристо-стержневої структури

Для того, щоб врахувати вплив системи металевих кілець на ДС РСС, модель для розрахунку, зображену на рис. 2.8б було вдосконалено, шляхом інтерпретації металевих кілець, як і в попередньому випадку, системою ізотропних диполів (рис.2.9). Така вдосконалена модель дасть змогу врахувати додатковий вплив повздовжнього до осі структури випромінювання, що виникає за рахунок присутності металевих кілець в структурі, на результуючу форму розподілу напруженості електричного поля в дальній зоні.

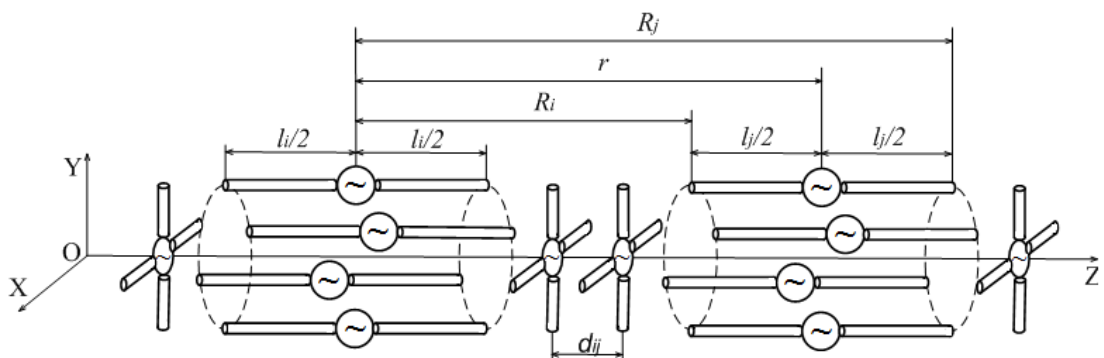


Рисунок 2.9 – Вдосконалена модель ребристо-стержневої структури

Алгоритм та основні математичні співвідношення, використані під час розв'язку задачі аналізу РСС методом наведених ЕРС зображено далі. Зокрема

показано результати розрахунку живлення системи ізотропних диполів, що інтерпретують металеві радіальні неоднорідності та кільця.

### 2.2.1. Основні математичні співвідношення

Згідно з теоремою про перемноження ДС, напруженість електричного поля  $E(\theta)$  в дальній зоні РСС можна знайти у вигляді добутку векторної комплексної ДС одного елемента  $f_{el}(\theta)$  на скалярний множник спрямованості  $f_{\Sigma}(\theta, \varphi)$ . В нашій роботі аналіз РСС проведено за загальною методикою, наведеною в роботах [74-80]:

1. Якщо диполь тонкий та близький до пів хвильового, задати струм в кожному диполі можна у вигляді:

$$I = I_n \sin(k(l_n - |z|)), \quad (2.13)$$

де:

- $I_n$  – невідома амплітуда струму на n-му вібраторі;
- $l_n$  – довжина плеча плоского вібратора;
- $k = 2\pi/\lambda$  – хвильове число середовища, що оточує випромінювач.

2. При фіксованих положеннях плоских диполів та розрахованих значеннях власних та взаємних імпедансів невідомі значення амплітуд струму можна знайти, застосовуючи матричний опис напруг та струмів, діючих у системі випромінювачів:

$$\begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1n} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Z_{n1} & Z_{n2} & \dots & Z_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \dots \\ I_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \dots \\ U_n \end{pmatrix}, \quad (2.14)$$

де:

$Z_{nn} = R_{nn} + jX_{nn}$  – значення власних імпедансів;

$Z_{mn} = R_{mn} + jX_{mn}$  – значення взаємних імпедансів.

3. Для знаходження невідомих значень активних та реактивних складових власних та взаємних імпедансів можна використати рівняння [79]:

$$R_{ii} = \frac{\eta}{2\pi} \{ C - \ln(kl_{ii}) - C_i(kl_{ii}) + 0.5 \sin(kl_{ii}) [S_i(2kl_{ii}) - 2S_i(kl_{ii})] + \\ + 0.5 \cos(kl_{ii}) [C + \ln(kl_{ii}/2) + C_i(2kl_{ii}) - 2C_i(kl_{ii})] \}, \quad (2.15)$$

$$X_{ii} = \frac{\eta}{4\pi} \{ 2S_i(kl_{ii}) + \cos(kl_{ii}) [2S_i(kl_{ii}) - S_i(2kl_{ii})] + \\ + \sin(kl_{ii}) [2C_i(kl_{ii}) - C_i(2kl_{ii}) - C_i(2ka^2/l_{ii})] \}, \quad (2.16)$$

$$Z_{ij} = Z_{ij \text{ in}} \sin\left(\frac{kl_i}{2}\right) \sin\left(\frac{kl_j}{2}\right), \quad (2.17)$$

де:

- $S_i, C_i$  – інтегральний синус та косинус відповідно;
- $C = 0.5772$  – стала Ейлера;
- $\eta = 120\pi$  – хвильовий опір вільного середовища;
- $Z_{ij \text{ in}}$  – вхідний опір, який визначається наступним співвідношенням:

$$Z_{ij \text{ in}} = j \frac{30}{\sin\left(\frac{kl_i}{2}\right) \sin\left(\frac{kl_j}{2}\right)} \int_{-\frac{l_j}{2}}^{\frac{l_j}{2}} \sin\left[k\left(\frac{l_j}{2}\right) - |z|\right] * \\ * \left[ \frac{\exp(-jkR_i)}{R_i} + \frac{\exp(-jkR_j)}{R_j} - 2 \cos\left(k\frac{l_i}{2}\right) \frac{\exp(-jkr)}{r} \right] dz \quad (2.18)$$

Для випадку, коли диполі розташовані у конфігурації типу «Side-by-Side» (рис. 2.10), доцільно використати математичні співвідношення для розрахунку активної та реактивної складових взаємного імпедансу:

$$R_{ii} = \frac{\eta}{4\pi} [2C_i(u_0) - C_i(u_1) - C_i(u_2)], \quad (2.19)$$

$$X_{ii} = -\frac{\eta}{4\pi} [2S_i(u_0) - S_i(u_1) - S_i(u_2)]. \quad (2.20)$$

Де складові  $u_0, u_1$  та  $u_2$  визначаються наступними формулами:

$$u_0 = kd, \\ u_1 = k\left(\sqrt{d^2 + l^2} + l\right), \\ u_2 = k\left(\sqrt{d^2 + l^2} - l\right).$$

Складові  $u_0$ ,  $u_1$  та  $u_2$  можна знайти, знаючи геометричні параметри взаємно розташованих диполів  $d$  та  $l$ , які наведені на рис.2.8 та рис.2.9.

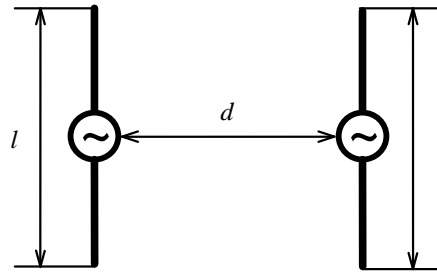


Рисунок 2.10 – Конфігурація типу «Side-by-Side»

Така конфігурація двох диполів являє практичний інтерес, оскільки її використання в цій роботі дозволяє вжити наведені рівняння (2.19) та (2.20) і, таким чином, ефективніше використати машинний час розрахунку активної та реактивної складових взаємного імпедансу для двох диполів.

Зазначимо, що таку методику розрахунку активних та реактивних складових взаємного імпедансу для двох диполів у нашій роботі використано для ізотропних диполів, інтерпретуючих систему металевих кілець, а також диполів, що інтерпретують одну і ту саму металеву радіальну неоднорідність.

4. Розв'язуючи матричну систему лінійних рівнянь (2), знаходимо невідомі значення амплітуд струмів на кожному диполі. Тоді множник системи  $f_{\Sigma(\theta, \varphi)}$  можна знайти з такого співвідношення:

$$f_{\Sigma}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N A_n \exp(j(\Phi_n + kR_n \cos \alpha_n)), \quad (2.21)$$

де:

- $R_n$  – відрізок, що з'єднує початок системи координат XYZ з входом n-го диполя;
- $\alpha_n$  – кут між напрямком від початку координат до n-го елемента і напрямком від початку координат до точки спостереження;
- $A_n$  та  $\Phi_n$  – амплітудний та фазовий розподіл у моделі відповідно.

5. Для масиву диполів ДС можна представити як суперпозицію розподілу напруженості електричного поля в дальній зоні, що випромінюється кожним окремим елементом масиву [81]. Отже, загальний розподіл напруженості електричного поля можна обчислити за формулою:

$$F_{tot}(\theta, \varphi) = f_{\Sigma}(\theta, \varphi) f_{el}(\theta, \varphi), \quad (2.22)$$

де  $f_{el}(\theta, \varphi)$  – ДС одного елемента.

Як зазначалося раніше, напрямляючу поверхню, уздовж якої поширюється біжуча ПЕХ, прийнято характеризувати поверхневим імпедансом, величина котрого визначається відношенням дотичних до сповільнюючої поверхні складових електричного та магнітного полів. У випадку хвилі електричного типу ( $H_z = 0$ ) поверхневий імпеданс визначається як відношення повздовжньої складової електричного поля (дотична до сповільнюючої поверхні) до поперечної складової напруженості магнітного поля.

З розв'язку рівнянь Максвелла відомо, що вектор напруженості електричного поля має тільки дві складові: поперечну та повздовжню:

$$E_x = \frac{\beta_z}{\omega \varepsilon_0} H_0 e^{-\alpha x} e^{-i\beta_z z}, \quad (2.22.1)$$

$$E_z = -\frac{\alpha}{i\omega \varepsilon_0} H_0 e^{-\alpha x} e^{-i\beta_z z}. \quad (2.22.2)$$

Для визначення напруги живлення диполів в моделі РСС (рис. 2.9) вдосконалено математичну модель падаючої та відбитої хвилі в довгій лінії передачі:

$$U(z) = U_0 \left( e^{-\gamma z} + \rho e^{-\gamma |z-L|} \right). \quad (2.23)$$

Звідси випливає, що розподіл напруги живлення системи диполів дорівнюватиме сумі падаючої і відбитої від кінця структури хвиль, де:

- $U_0$ , – амплітуда напруги умовно прийнята рівною 1В;
- $\gamma = \alpha + j\beta$  – комплексна стала поширення;
- $\alpha$  – коефіцієнт затухання;

- $\beta$  – коефіцієнт фази;
- $\rho$  – коефіцієнт відбиття.

Таке математичне представлення напруги вздовж РСС дає змогу врахувати зворотну, відбиту від кінця структури, біжучу ПЕХ, яка забезпечує додаткове живлення вібраторів з урахуванням різниці фаз.

Як було зазначено раніше, сповільнюючі структури на основі діелектриків мають ряд недоліків, тому в цій роботі діелектрик замінений на систему з металевих дисків. В роботі [30] наведено приклад конструкції РСС біжучої хвилі. Залежність відносного коефіцієнта поширення  $P$  від параметрів конструкції РСС біжучої хвилі наведена в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 – Залежність коефіцієнта поширення  $P$  від геометричних параметрів ребристо-стержневої структури

№ п/п	$(D - d)/\lambda_0$	$P$	№ п/п	$(D - d)/\lambda_0$	$P$
<b>1</b>	0.15	1.03	<b>6</b>	0.275	1.23
<b>2</b>	0.175	1.05	<b>7</b>	0.30	1.31
<b>3</b>	0.20	1.08	<b>8</b>	0.325	1.47
<b>4</b>	0.225	1.12	<b>9</b>	0.35	1.67
<b>5</b>	0.25	1.16	<b>10</b>	0.375	1.92

Ребристу поверхню можна розглядати як шар штучного діелектрика, в якому відбувається сповільнення швидкості поширення ПЕХ згідно з табл. 2.2 в залежності від її відносних геометричних розмірів. Розрахунок напруги живлення вібраторів в моделі РСС зі скінченими розмірами отримано при конструктивних параметрах  $(D - d)/\lambda_0 = 0.22$ . Відомо [30], що між відносним коефіцієнтом поширення  $P$  та коефіцієнтом затухання існує зв'язок:

$$P = \sqrt{1 + \alpha^2} \quad (2.24)$$

Це дає можливість розрахувати значення коефіцієнта затухання для нашої РСС.



Далі подано приклад розрахунку напруги живлення диполів в моделі, отриманої під час розв'язку задачі аналізу РСС методом наведених ЕРС, для випадку, коли відносна довжина структури рівна  $4\lambda_0$ .

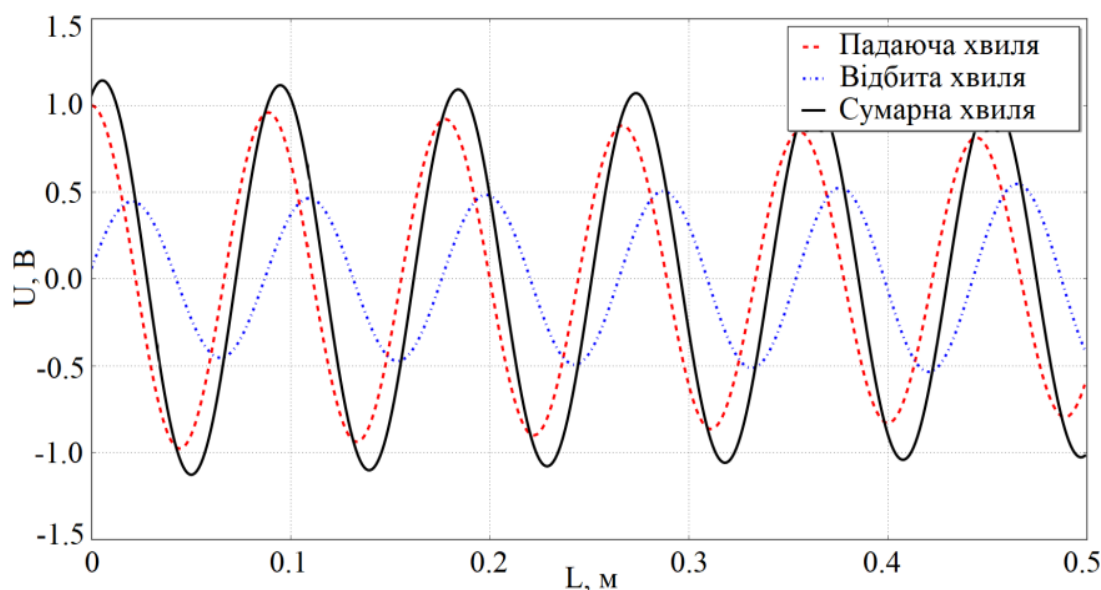


Рисунок 2.11 – Розподіл  $U(z)$  вздовж ребристо-стержневої структури

На рис. 2.11 штриховою лінією показано розподіл напруги, що утворений падаючою хвилею, амплітуда котрого загасає за експоненціальним законом; штрих-пунктирною лінією показано розподіл напруги, утворений в результаті відбиття від кінця структури. Суцільною лінією показано розподіл напруги, отриманий шляхом складання двох хвиль – падаючої та відбитої від кінця структури хвиль. Даний розподіл напруги забезпечує живлення вібраторів в розрахунковій моделі.

Варто зазначити для випадку, якщо амплітуда результуючого розподілу напруги живлення системи диполів є більшою за амплітуду падаючої хвилі, це не означає, що ми в результаті отримали більшу амплітуду напруги живлення ніж подали на структуру. Під цим варто розуміти врахування зворотної хвилі, як джерела додаткового живлення диполів в моделі РСС, тому, у випадку синфазності падаючої та відбитої хвиль, результуюча амплітуда напруги живлення стає більшою за амплітуду падаючої хвилі.

### **2.2.2. Розроблення програмного засобу для автоматизації розв’язку задачі аналізу ребристо-стержневої структури методом наведених електрорушійних сил**

З метою автоматизації розв’язку задачі аналізу ребристо-стержневої структури методом наведених ЕРС, зокрема, розрахунку розподілу напруженості електричного поля в дальній зоні та його візуалізації у вигляді нормованої за амплітудою ДС РСС, зображеної на рис. 2.9, в нашій роботі значну увагу присвячено розробці програмного засобу, використання якого дозволяє автоматизовано проводити згадані обчислення. Для цього застосовано відкриту кросплатформну інтерпретовану мову програмування високого рівня «Python» версії 2.7.12, яка є зручною у використанні при вирішенні проблем як загального призначення так і великого кола інженерних задач. Мова програмування «Python» містить потужний математичний апарат представлений у вигляді бібліотек, таких як: *math*, *cmath*, *matplotlib*, *scipy*, *numpy*, *sympy* та інші. Наприклад, бібліотеки *numpy* та *sympy* дозволяють виконувати чисельні та, відповідно, символічні обчислення засобами «Python».

Варто відзначити той факт, що програмний засіб розроблено з використанням об’єктно-орієнтованої методології програмування, оскільки в нашій роботі РСС можна розглядати як множину сутностей (металеві радіальні неоднорідності, металеві кільця, диполі тощо), що взаємодіють між собою. Річ у тому, що такі сутності володіють своїми особистими властивостями (атрибутами) та поведінкою (методом), наприклад, диполь характеризується власним імпедансом, а значення своєї довжини наслідуює від металевої радіальної неоднорідності або металевого кільця. Оскільки користувачеві надано можливість визначати кількість диполів для інтерпретації компонентів РСС, виникає потреба у визначенні координат кожного диполя, що будуть змінюватися при кожній зміні числа диполів. Цю проблему зручно вирішувати з використанням фундаментального поняття «Метод» для кожної сутності «Диполь». Тоді доцільно скористатися поняттям «Клас» для представлення цієї сутності множиною екземплярів (об’єктів) такого класу «Диполь», що дає

зможу визначити абстрактні характеристики згаданої, як приклад, сутності, зокрема, координат кожного диполя.

Отже, використання об'єктно-орієнтованої методології програмування для розробки програмного засобу, призначеного автоматизувати розв'язок задачі аналізу РСС, є доцільною в нашому випадку.

На рис. 2.12 наведено функцію *selfImpedance*, яка дозволяє розрахувати активну та реактивну складову власного імпедансу диполя  $l_i$ .

```
def selfImpedance(self):
    '''Definition of the self dipole impedance'''

    self.C = 0.5772
    self.a = 0.0001

    self.Rii = (W0 / (2 * pi)) * (self.C + sy.ln(k * self.dipoleLength) -\
    sici(k * self.dipoleLength)[1] + 0.5*sin(k * self.dipoleLength) *\
    (sici(2 * k * self.dipoleLength)[0] - 2 * sici(k * self.dipoleLength)[0]) +\
    0.5*cos(k * self.dipoleLength) * (self.C + sy.ln(k * self.dipoleLength/2) +\
    sici(2 * k * self.dipoleLength)[1] - 2 * sici(k * self.dipoleLength)[1]))

    self.Xii = (W0 / (4 * pi)) * ((2 * sici(2*k*self.dipoleLength)[0] +\
    cos(k * self.dipoleLength)*(2*sici(k*self.dipoleLength)[0] -\
    sici(2*k*self.dipoleLength)[0])) - sin(k*self.dipoleLength)*\
    (2*sici(k*self.dipoleLength)[1] - sici(2*k*self.dipoleLength)[1]) -\
    sici((2*k*self.a**2) / self.dipoleLength)[1]))

    self.Zii = complex(self.Rii, self.Xii)
```

Рисунок 2.12 – Функція *selfImpedance*

Проаналізуємо основні об'єкти цієї функції:

- *sici(arg)* – функція бібліотеки *scipy*, яка дозволяє розрахувати значення інтегрального синуса та інтегрального косинуса для аргументу *arg*;
- *self.Rii* та *self.Xii* – відповідно активна та реактивна складові власного імпедансу;
- *complex(self.Rii, self.Xii)* – функція, яка повертає комплексне значення (в нашому випадку на основі активної та реактивної складових власного імпедансу диполя), входить в стандартний пакет функцій з інтерпретатором мови програмування «Python».

Для розрахунку взаємного імпедансу між двома диполями, що інтерпретують одну і ту саму металеву радіальну неоднорідність розроблено функцію *mutualImpedanceSameInhomogeneous* (рис 2.13).

```

def mutualImpedanceSameInhomogeneous(dipol_1, dipol_2):
    '''Definition of the mutual impedances between two dipoles which are located
    in the same inhomogeneous'''

    if cos(radians(dipol_2.angle * abs(dipol_2.number - dipol_1.number))) == 1 or\
    cos(radians(dipol_2.angle * abs(dipol_2.number - dipol_1.number))) == -1:
        d = 2 * RADIUS
    else:
        d = RADIUS * sqrt(2 * (1 - cos(radians(dipol_2.angle * abs(dipol_2.number - dipol_1.number))))))

    u0 = k * d
    u1 = k * (sqrt(d**2 + dipol_1.dipoleLength**2) + dipol_1.dipoleLength)
    u2 = k * (sqrt(d**2 + dipol_2.dipoleLength**2) - dipol_2.dipoleLength)

    Rij = (W0 / (4 * pi)) * ( 2 * sici(float(u0))[1] - sici(float(u1))[1] - sici(float(u2))[1] )
    Xij = (-W0 / (4 * pi)) * ( 2 * sici(float(u0))[0] - sici(float(u1))[0] - sici(float(u2))[0] )
    Zij = complex(Rij, Xij)

    return Zij

```

Рисунок 2.13 – Функція *mutualImpedanceSameInhomogeneous*

Аналізуючи функцію, наведену на рис. 2.13, варто відзначити *sici(arg)* – функція бібліотеки *scipy*, яка дозволяє розрахувати значення інтегрального синуса та інтегрального косинуса для аргументу *arg*.

Для розрахунку взаємного імпедансу між двома диполями, що інтерпретують різні металеві радіальні неоднорідності розроблено функцію *mutualImpedanceDifferentInhomogeneous* (рис.2.14).

```

def mutualImpedanceDifferentInhomogeneous(dipol_1, dipol_2):
    '''Definition of the mutual impedances between two dipoles which are located
    in the different inhomogeneous'''

    r = sqrt( (abs(dipol_1.coordinate['z'] - dipol_2.coordinate['z']))**2 +\
    2*(RADIUS**2) - 2*(RADIUS**2)*cos(abs(dipol_1.angle - dipol_2.angle)) )

    R1 = sqrt( (abs(dipol_1.coordinate['z'] - dipol_2.coordinate['z']) +\
    dipol_1.dipoleLength)**2 - 2*(RADIUS**2)*cos(abs(dipol_1.angle - dipol_2.angle)) )

    R2 = sqrt( (abs(dipol_1.coordinate['z'] - dipol_2.coordinate['z']) -\
    dipol_1.dipoleLength)**2 - 2*(RADIUS**2)*cos(abs(dipol_1.angle - dipol_2.angle)) )

    CONST_VALUE = j * 30 / ((sin(k * dipol_1.dipoleLength / 2) * sin(k * dipol_2.dipoleLength / 2)))

    z = sy.Symbol('z')
    integral = CONST_VALUE * sy.sin(k * (dipol_2.dipoleLength/2 - z)) * (sy.exp(-j * k * R1)/R1 +\
    sy.exp(-j * k * R2)/R2 - 2 * sy.cos(k * dipol_1.dipoleLength / 2) * sy.exp(-j * k * r)/r)

    I = sy.Integral(integral, (z, -dipol_2.dipoleLength/2, dipol_2.dipoleLength/2)).doit().evalf()
    Z_input = I * sy.sin(k*dipol_1.dipoleLength/2) * sy.sin(k*dipol_2.dipoleLength/2)

    r = sp.re(Z_input)
    x = sp.im(Z_input)
    Z_input = complex(r, x)
    Zij = Z_input
    Zji = Z_input

    return Zij

```

Рисунок 2.14 – Функція *mutualImpedanceDifferentInhomogeneous*

Проаналізуємо основні об'єкти цієї функції:

- $r$ ,  $R1$ ,  $R2$  – геометричні співвідношення між взаємно розташованими диполями, які інтерпретують металеві радіальні неоднорідності (рис. 2.2.2);
- $integral$  – змінна, якій присвоєно значення інтегралу (2.18);
- $sy(SymPy)$  – бібліотека для символьного обчислення, яка повністю написана на мові Python;
- $sy.re(arg)$  та  $sy.im(arg)$  – функції бібліотеки  $sympy$ , які дозволяють отримати відповідно дійсну та уявну частини комплексного числа  $arg$ .

Як було зазначено попередньо, невідомі значення амплітуд струму можна знайти, розв'язуючи матричне рівняння (2.15). Наступна розроблена функція  $computeCurrent$  (рис.2.15) демонструє розв'язок такого рівняння.

```
def computeCurrent():  
    '''Current calculation of on the inhomogeneous'''  
  
    global U, I  
    U = np.array(U)  
    I = np.linalg.solve(Z, U).tolist()
```

Рисунок 2.15 – Функція  $computeCurrent$

Проаналізуємо основні об'єкти цієї функції:

- $np.array(U)$  – функція модуля  $numpy$ , яка повертає вектор значень напруги, для рівняння (2.15);
- $np.linalg.solve(Z, U).tolist()$  – функціонал, що дає можливість провести розрахунок матричного рівняння напруг та струмів за формулою (2.15) та вернути отриманий результат у вигляді списку.

Нижче (рис.2.16) наведений фрагмент програми, розроблений на базі бібліотеки  $matplotlib$ , що дає можливість отримати графічне представлення нормованих за амплітудою ДС в прямокутній системі координат.

```
def plot(Enorm_sys):  
    '''Drawing of antenna pattern'''  
  
    fig = plt.figure()  
    ax1 = fig.add_subplot(111)  
    plt.plot(psi2, Enorm_sys, '-', label = u'30 dipoles, f = 2.4GHz', color = 'blue', linewidth = 3.0)  
    plt.legend = ax1.legend(loc='upper right', shadow=True, fontsize='x-large')  
    ax1.grid(True)  
    plt.show()
```

Рисунок 2.16 – Функція  $plot$

На рис. 2.17 наведено розроблену функцію *computeRadiationPatern* для розрахунку нормованої за амплітудою ДС. При цьому є можливість отримати ДС як за напругою так і за потужністю.

```
def computeRadiationPatern():
    '''Calculation of antenna pattern'''

    E_sys = 0
    F_sys = 0
    angle = (360 / DIPOLE_NUMBER)
    inhomogeneousCounter = 0
    dipoleCounter = 0

    while inhomogeneousCounter < INHOMOGENEOUS_NUMBER:
        while dipoleCounter < DIPOLE_NUMBER * INHOMOGENEOUS_NUMBER:
            for A, f, ri in zip(An, fi, rn):
                F_sys += A * np.exp(j * (f + k * ri * np.cos(psi) + \
                    k * RADIUS * np.cos(angle * dipoleCounter)) )
                dipoleCounter += 1
            inhomogeneousCounter += 1

        for l in li:
            E_sys += abs((np.cos(k * l * np.cos(psi)) - np.cos(k * l)) / np.sin(psi) * F_sys )

    Enorm_sys = [(item / max(E_sys))**2 for item in E_sys]
    plot(Enorm_sys)
```

Рисунок 2.17 – Функція *computeRadiationPatern*

Результатом роботи розробленого програмного засобу є графічне представлення розрахунку нормованої за амплітудою ДС в дальній зоні для РСС довжиною  $4\lambda_0$  в прямокутній та полярній системах координат, а також закону розподілу напруги вздовж РСС, зокрема, значень напруги живлення диполів.

Перевагою такої програми є те, що вона дозволяє користувачеві вибирати робочу частоту, конструктивні параметри РСС, а також визначати кількість диполів, інтерпретуючих металеві радіальні неоднорідності та металеві кільця. Користувачеві надано можливість зберігати та опрацьовувати отримані результати в зручному для нього вигляді.

В додатку В міститься повний пакет програмного продукту для автоматизованого розрахунку задачі аналізу РСС. Далі показано основні результати розв'язку задачі аналізу РСС, які було отримано на основі розробленої комп'ютерної програми.

### 2.2.3. Результати чисельного дослідження

Розв'язок задачі аналізу РСС, модель якої зображена на рис. 2.9, проведено в частотному діапазоні 1,5..3,0 ГГц, що відповідає співрозмірності електричної довжини ізотропних диполів з довжиною хвилі, зокрема, особливу увагу було присвячено дослідженню поведінки випромінюючих характеристик РСС на робочій частоті 2,4 ГГц. Попередньо зазначалося, що за допомогою програмного засобу «Python» розроблено програму для автоматизованого розрахунку власних та взаємних імпедансів диполів (2.16 - 2.18), розв'язку матричного рівняння (2.15) та кінцевого розрахунку ДС РСС.

В табл. 2.3 наведені розраховані за (2.16 - 2.18) власні та взаємні значення імпедансів для системи, що складається з 12 ізотропних диполів.

Таблиця 2.3 – Значення імпедансів для системи із 12 диполів

n/n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	3.9-189.3j	20.7-10.2j	15.5-13.5j	17.2-1.1j	16.3-1.9j	13.9-3.8j	-4.7+6.0j	-4.5+6.1j	-4.0+6.2j	-0.8-2.5j	-0.9-2.5j	-0.1-2.4j
2	20.7-10.2j	3.9-189.3j	20.7-10.2j	16.3-1.9j	17.2-3.7j	16.3-1.9j	-4.5+6.1j	-4.7+6.0j	-4.5+6.1j	-0.9-2.5j	-0.8-2.5j	-0.9-2.5j
3	15.5-13.5j	20.7-10.2j	3.9-189.3j	13.9-3.8j	16.3-1.9j	17.2-1.1j	-4.0+6.2j	-4.5+6.9j	-4.7+6.0j	-1.0-2.4j	-0.9-2.5j	-0.8-2.5j
4	17.2-1.1j	16.3-1.9j	13.9-3.8j	13.2-216.1j	29.1-20.0j	29.1-20.0j	36.9+8.0j	34.9+5.0j	30.1-1.0j	-4.7+4.7j	-4.6+4.7j	-4.1+4.9j
5	16.3-1.9j	17.2-3.7j	16.3-1.9j	29.1-20.0j	13.2-216.1j	29.1-20.0j	34.9+5.0j	36.9+8.0j	34.9+5.0j	-4.6+4.7j	-4.6+4.7j	-4.6+4.7j
6	13.9-3.8j	16.3-1.9j	17.2-1.1j	29.1-20.0j	29.1-20.0j	13.2-216.1j	30.1-1.0j	34.9+5.0j	36.8+8.0j	-4.1+4.9j	-4.6+4.7j	-4.7+4.7j
7	-4.7+6.0j	-4.5+6.1j	-4.0+6.2j	36.9+8.0j	34.9+5.0j	30.1-1.0j	28.3-179.7j	32.0-27.7j	32.0-27.7j	27.3+16.3j	25.8+11.6j	22.3+3.9j
8	-4.5+6.1j	-4.7+6.0j	-4.5+6.9j	34.9+5.0j	36.9+8.0j	34.9+5.0j	32.0-27.7j	28.3-179.7j	32.0-27.7j	25.8+11.6j	27.3+16.3j	25.8+11.6j
9	-4.0+6.2j	-4.5+6.1j	-4.7+6.0j	30.1-1.0j	34.9+5.0j	36.8+8.0j	32.0-27.7j	32.0-27.7j	28.3-179.7j	22.3+3.9j	25.8+11.6j	27.3+16.3j
10	-0.8-2.5j	-0.9-2.5j	-1.0-2.4j	-4.7+4.7j	-4.6+4.7j	-4.1+4.9j	27.3+16.3j	25.8+11.6j	22.3+3.9j	5.87-203.5j	23.6-12.9j	23.6-12.9j
11	-0.9-2.5j	-0.8-2.5j	-0.9-2.5j	-4.6+4.7j	-4.6+4.7j	-4.6+4.7j	25.8+11.6j	27.3+16.3j	25.8+11.6j	23.6-12.9j	5.8-203.5j	23.6-12.9j
12	-0.1-2.4j	-0.9-2.5j	-0.8-2.5j	-4.1+4.9j	-4.6+4.7j	-4.7+4.7j	22.3+3.9j	25.8+11.6j	27.3+16.3j	23.6-12.9j	23.6-12.9j	5.8-203.5j

## 2.2.4. Моделювання розподілу напруженості електричного поля ребристо-стержневої структури

На підставі розрахованих значень власних та взаємних імпедансів розраховано серію нормованих по амплітуді ДС в площині напруженості електричного поля в полярній системі координат. Досліджено вплив параметрів напруги живлення диполів  $\alpha$  та  $\rho$  на форму розподілу напруженості електричного поля.

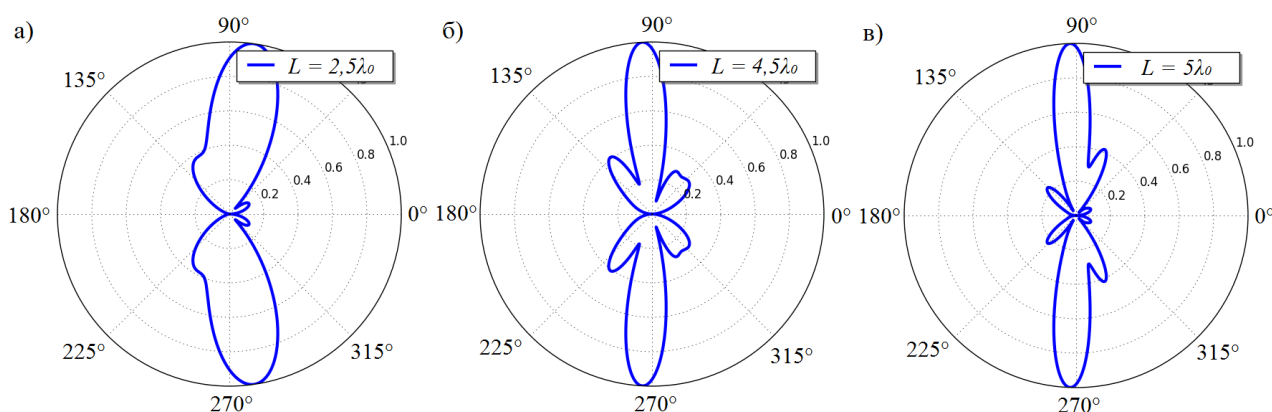


Рисунок 2.18 – Сканування амплітудної характеристики електричної складової електромагнітного поля

На рис. 2.18 показано ефект сканування амплітудної характеристики електричної складової електромагнітного поля за рахунок зміни відносної довжини РСС при розрахованих параметрах живлення  $\alpha = 0,42$  та  $\rho = 0,20$ , що відповідає коефіцієнту поширення  $P = 1,09$ . Як видно з отриманих результатів, форма розподілу вектора напруженості електричного поля в дальній зоні близька до дископодібної. Отримані в результаті оптимізації за формою ДС відносні довжини металевих радіальних неоднорідностей  $\Delta_i$  наведені в таблиці 2.1. При збільшенні відносної довжини структури РСС зменшується ширина головної пелюстки на ДС.



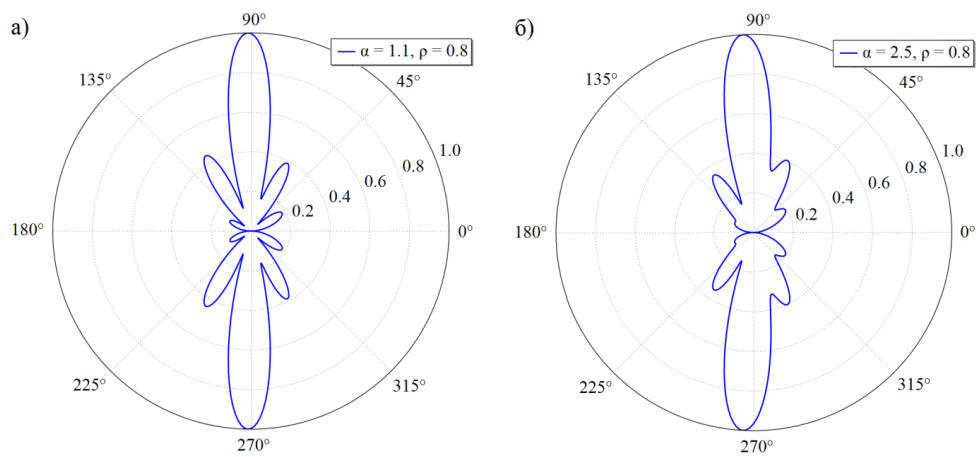


Рисунок 2.19 – Дослідження впливу коефіцієнта затухання біжучої поверхневої хвилі на форму розподілу напруженості електричного поля

Як видно на рис.2.19 форма ДС РСС залежить від значення коефіцієнта затухання біжучої поверхневої хвилі. Аналіз отриманих розподілів поля виявив, що форма основного випромінювання близька до дископодібної відносно головної осі РСС, при заданих значеннях коефіцієнтів затухання та відбиття (рис.2.19а), відхилення від якої проявляється при збільшенні значення коефіцієнта затухання (рис.2.19б). При цьому в обох випадках проявляється незначне випромінювання у вигляді бокових пелюсток, а ширина головної пелюстки для обох випадків по рівню 0.7 сягає  $20^\circ$  та  $25^\circ$  відповідно.

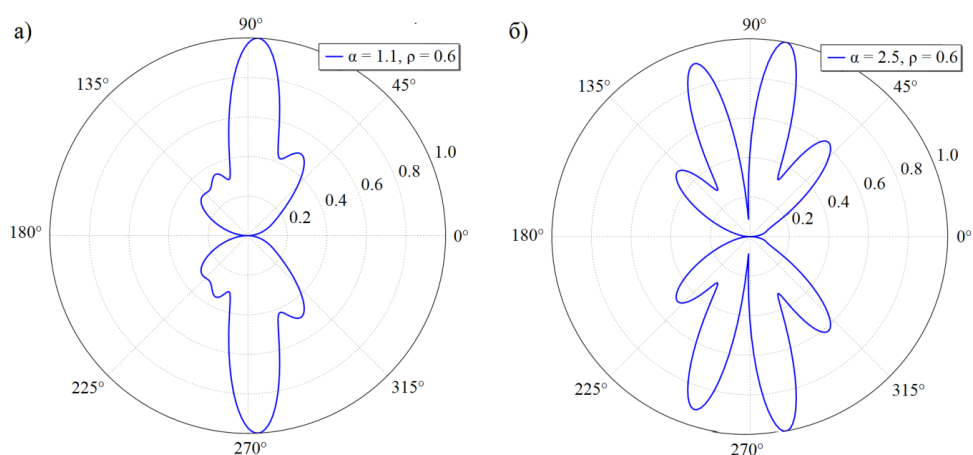


Рис.2.20 – Дослідження впливу коефіцієнта відбиття на форму розподілу напруженості електричного поля

На рис.2.20 продемонстровано вплив величини коефіцієнта відбиття на форму розподілу напруженості електричного поля для значення коефіцієнта затухання, що обговорювався попередньо. Методом порівняльного аналізу ДС, які наведені на рис.2.19а та рис.2.20а виявлено, що напрям головної пелюстки залежить від  $\rho$ . Якщо значення  $\alpha$  менше одиниці, форма ДС залишається дископодібною, натомість змінюється кут основного випромінювання, а ширина головної пелюстки збільшується до  $30^\circ$  по рівню 0.5.

Порівнюючи результати чисельного моделювання, які наведені на рис.2.19б та рис.2.20б, встановлено, що при зменшенні значення  $\rho$ , форма ДС РСС проявляє багатопелюстковий характер. При цьому зникає дископодібне направлене випромінювання, а значення ширини та рівнів бокових пелюсток значно перевищують отримані попередньо. Дослідження саме таких форм розподілів просторового поля актуальне та необхідне для потреб інтерферометрії, коли необхідно забезпечити інтерференційний розподіл поля.

### **2.3. Висновки до другого розділу**

1. Запропоновано та обґрунтовано використання методу А.Ф. Чапліна, призначеного для задач збудження модульованих імпедансних структур, до яких належить досліджувана РСС. Використання математичної моделі, отриманої в результаті розв'язку неоднорідного інтегрального рівняння Фредгольма другого роду, дало можливість дослідити вплив ширини та періоду прямокутних імпульсів, за допомогою яких модульовано поверхневий імпеданс РСС, на форму ДС в площині вектора напруженості електричного поля в дальній зоні.

2. Вперше запропоновано алгоритм для розв'язку задачі аналізу РСС скінченних розмірів на базі методу наведених ЕРС, використання якого дає можливість врахувати вплив відбитої від кінця структури біжучої ПЕХ на форму ДС. Розроблено модель РСС довжиною  $4\lambda_0$ , новизна якої полягає в тому, що для розрахунку ДС систему металевих радіальних неоднорідностей та металевих кілець інтерпретовано системою ізотропних диполів.

3. За допомогою високорівневої інтерпретованої мови програмування «Python» розроблено комп'ютерний засіб з використанням об'єктно-орієнтованої методології програмування, призначений для автоматизації розв'язку задачі аналізу РСС, зокрема, візуалізації розподілу напруженості електричного поля в дальній зоні у вигляді нормованої за амплітудою ДС для РСС довжиною  $4\lambda_0$  в прямокутній та полярній системах координат, а також розподілу напруги живлення системи диполів вздовж РСС.

4. Виявлено, що модуляція поверхневого імпедансу металевими радіальними неоднорідностями впливає на ефективність випромінювання ребристо-стержневої структури.

### **РОЗДІЛ 3. ПРОЕКТУВАННЯ ТА МОДЕЛЮВАННЯ РЕБРИСТО-СТЕРЖНЕВОЇ СТРУКТУРИ З ВИКОРИСТАННЯМ ПЛАЗМОВОГО РОЗРЯДУ В СЕРЕДОВИЩІ HFSS**

Математичне моделювання розподілу електричної складової електромагнітного поля в дальній зоні, виконане в попередньому розділі, дало можливість в першому наближенні оцінити ефективність випромінювання ребристо-стержневої структури.

В третьому розділі розроблено імітаційну модель ребристо-стержневої структури скінченних розмірів з використанням плазми на основі конструктивних параметрів, запропонованих у попередньому розділі, що дало можливість в другому наближенні провести оцінку ефективності випромінювання ребристо-стержневої структури. Проведено ряд електродинамічних досліджень методом скінченних елементів в технології HFSS, з метою визначення особливостей формування електромагнітного поля ребристо-стержневої структури на базі плазмового розряду скінченних розмірів, як в площині електричної складової електромагнітного поля, так і у вигляді просторового розподілу.

#### **3.1. Особливості моделювання електродинамічних структур в технології HFSS**

Завдяки стрімкому розвитку інформаційно-обчислювальної техніки, нині у промисловості широкого використання набули системи автоматизованого моделювання високочастотних електромагнітних полів. Такі програмні засоби дозволяють розв'язувати широкий клас прикладних інженерних задач. Прикладами таких систем можуть бути: CST Microwave Studio, Ansoft HFSS, COMSOL Multiphysics, AWR Microwave Office, EMpro та інші. Основна перевага таких програмних засобів полягає у тому, що процес розрахунку повністю автоматизований, користувачеві необхідно всього лише

сконструювати тривимірну модель досліджуваної НВЧ структури, визначити властивості матеріалів, ідентифікувати порти та шукані величини [82, 83]. В результаті обчислень будуть знайдені багатомодові S-параметри, а також електромагнітні поля всередині і поза структурами.

В роботі [74] наведений порівняльний аналіз результатів моделювання планарних антен, отриманих різними системи автоматизованого моделювання НВЧ структур. У результаті отримано розподіли поля в площині вектора напруженості електричного поля та розраховано зворотні втрати, а адекватність розрахованих моделей підтверджено експериментально. Як можна переконатись, такі системи автоматизованого моделювання НВЧ структур забезпечують достовірний результат розрахунку, проте можна виділити їхні основні недоліки:

- 1) значні витрати часу розрахунку електродинамічних характеристик НВЧ структур;
- 2) потреба у ліцензії та високій продуктивності комп'ютера.

Сьогодні стрімко розвивається технологія High Frequency System Simulator (HFSS) версії 13, що розроблена американською фірмою Ansoft. Ця технологія призначена для аналізу двовимірних та тривимірних НВЧ структур, у тому числі і антен. В технології HFSS можна виконувати розрахунок електричних і магнітних полів, струмів, S-параметрів, випромінювань полів в ближній і дальній зонах, часові зміни електромагнітного поля, а також перехідні процеси [84, 85]. Цей програмний продукт є високопродуктивним інструментом, призначеним для розробки моделей НВЧ структур з подальшим дослідженням їхніх електродинамічних характеристик на базі методу скінченних елементів та/або методу інтегральних рівнянь [86]. Проте можливим є і гібридний підхід до вирішення задачі: одночасне використання методу скінченних елементів та методу інтегральних рівнянь.

Кожен метод в технології HFSS реалізований у вигляді програми, в якій потрібно розробити конструкцію досліджуваної структури, визначити

параметри матеріалів та шукані характеристики. Після цього технологія HFSS генерує сітку для вирішення задачі методом скінченних елементів.

При використанні методу скінченних елементів як основного інструменту розв'язку електродинамічних задач, технологія HFSS розбиває тривимірну модель НВЧ структури на тетраедри (рис. 3.1), в середині яких електромагнітне поле представлено у вигляді об'ємних базисних функцій з невідомими коефіцієнтами, що будуть знайдені при розв'язанні системи лінійних рівнянь [87].

Електромагнітне поле всередині кожного тетраедра може бути наближено представлене лінійним поліномом [79]:

$$U(x, y, z) = a + bx + cy + dz, \quad (3.1)$$

де невідомі коефіцієнти  $a, b, c, d$  можна знайти з матричного рівняння за умови, що напруга у чотирьох вузлах тетраедра  $V_i$  є відомою:

$$\begin{pmatrix} 1 & x_1 & y_1 & z_1 \\ 1 & x_2 & y_2 & z_2 \\ 1 & x_3 & y_3 & z_3 \\ 1 & x_4 & y_4 & z_4 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \\ c \\ d \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_1 \\ U_1 \\ U_1 \\ U_1 \end{pmatrix}, \quad (3.2)$$

Напругу в довільній точці тетраедра можна визначити користуючись принципом суперпозиції потенціалів у вузлах тетраедра:

$$U(x, y, z) = \sum_{i=1}^n U_i \alpha_i(x, y, z). \quad (3.3)$$

Коефіцієнти  $\alpha_i(x, y, z)$  задовольняють інтерполяційній умові:

$$\alpha_i(x, y, z) = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases}. \quad (3.4)$$

Напруга у вузлах тетраедрів є екіпотенціальною при об'єднанні двох чи більше тетраедрів у групу.

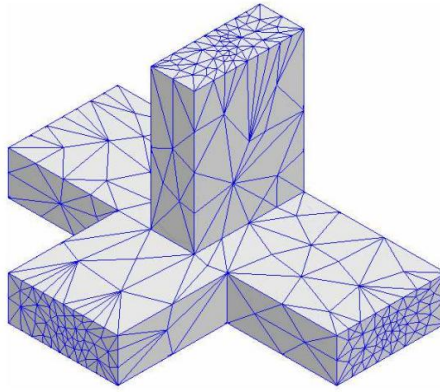


Рисунок 3.1 – Представлення тривимірної моделі НВЧ структури у вигляді розрахункової моделі методу скінченних елементів

В технології HFSS розрахунок електромагнітного поля в дальній зоні полягає в розрахунку поля на поверхнях випромінювання, використовуючи відоме з електродинаміки рівняння теорема еквівалентності (3.5). Коли поле на поверхні випромінювача знайдене, ця технологія починає розрахунок поля в дальній зоні [88,89].

$$E(x, y, z) = \int_S ([i\omega\mu_0 H_\tau] G + [E_\tau \times \nabla G] + [E_n \nabla G]) ds, \quad (3.5)$$

де:

- $S$  – поверхня випромінювання;
- $i$  – уявна одиниця;
- $\omega$  – радіальна частота;
- $\mu_0$  – абсолютна магнітна проникність вільного простору;
- $H_\tau$  – тангенціальна складова магнітного поля;
- $G$  – функція Гріна вільного простору, яка визначається рівнянням (3.6)

$$G = \frac{e^{-jk_0|r-r'|}}{|r-r'|}, \quad (3.6)$$

де:

- $k_0$  – хвильове число вільного простору;
- $|r-r'|$  – радіус-вектори, що визначають точку спостереження ( $r$ ) і точку на поверхні  $S$  випромінювання ( $r'$ ).

Метод інтегральних рівнянь, який іноді ще називають методом моментів, реалізований у програмному модулі HFSS-IE версії 13 HFSS. Згаданий модуль, використовуючи двовимірні базисні функції для опису поверхневих струмів, що дозволяє описувати металеві та діелектричні структури з втратами, призначений для моделювання великих випромінюючих НВЧ структур. Метод інтегральних рівнянь розраховує просторове електромагнітне поле у безмежно віддаленому просторі [88].

Технологія HFSS також обчислює абсолютні величини електромагнітного поля для подальшого графічного представлення, при цьому певний вид представлення поля залежить від типу рішення, яке було виконано.

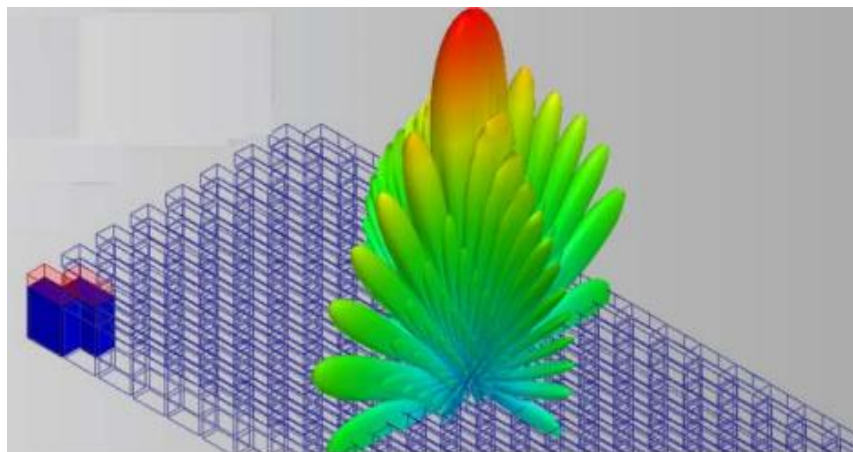


Рисунок 3.2. – Розподіл електромагнітного поля антенної решітки

На рис. 3.2. наведено приклад результату розрахунку просторового розподілу електромагнітного поля антенної решітки, елементами якої в технології HFSS можуть бути дипольні, щілинні, спіральні антени та інші випромінюючі засоби.

### **3.2. Алгоритм побудови моделі ребристо-стержневої структури в технології HFSS**

Алгоритм розробки та дослідження моделі РСС проведено на основі огляду літературних джерел [66-69] та представлено на рис. 3.3. Цей алгоритм передбачає виконання низки послідовних етапів, а саме:



- 1) налаштування робочого інтерфейсу технології (визначення типу рішення, режиму та одиниць вимірювання);
- 2) конструювання досліджуваної структури (визначення геометричних параметрів та матеріалів структури);
- 3) встановлення параметризованої порожнини, визначення граничних умов та вибір порту;
- 4) виконання розрахунку та аналіз отриманих результатів.

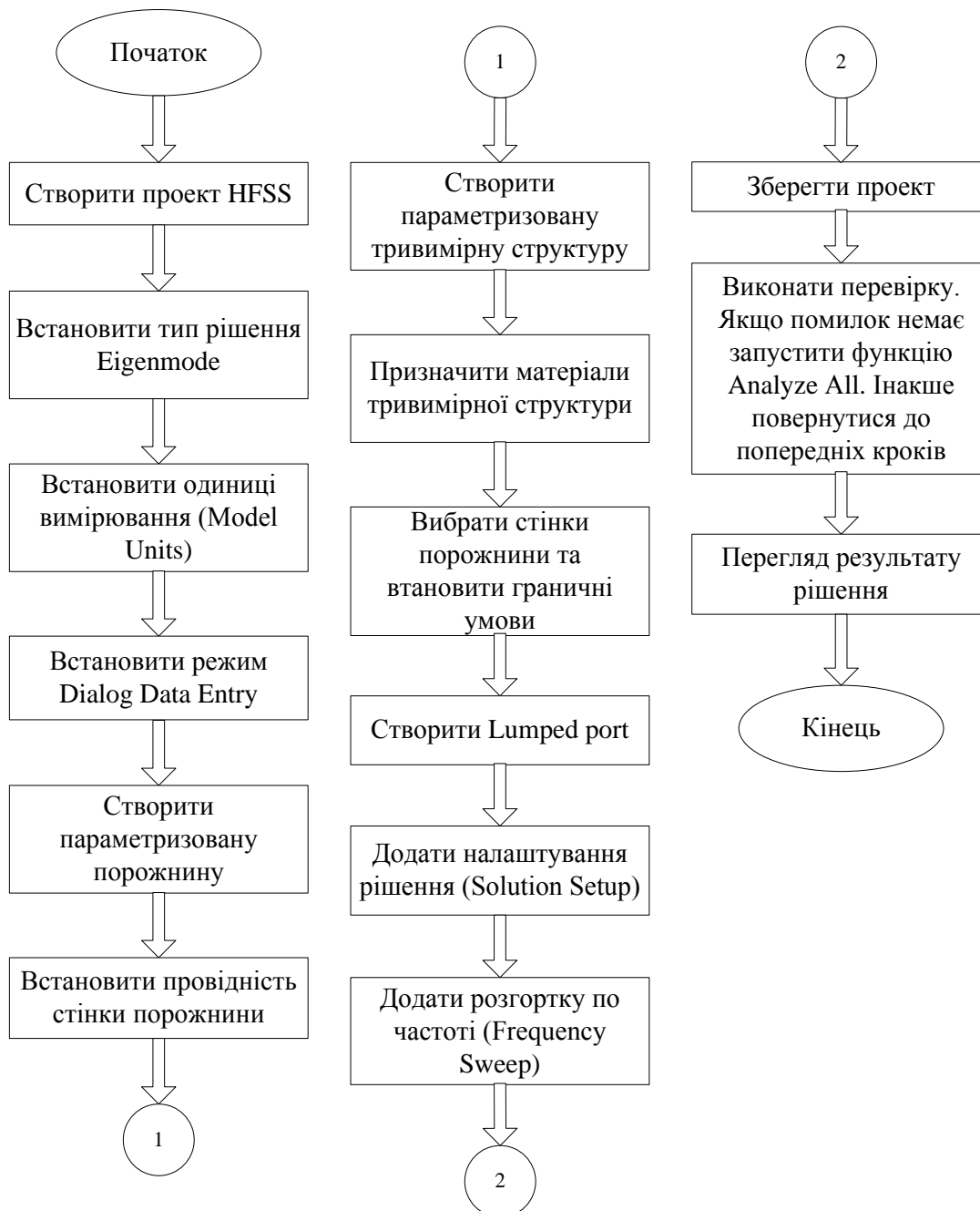


Рисунок 3.3 – Алгоритм побудови моделі ребристо-стержневої структури в технології HFSS

Використання цього алгоритму дало можливість розробити імітаційну модель РСС зі скінченими розмірами та провести дослідження впливу параметрів структури, зокрема, параметрів поверхневого імпедансу, а саме: амплітуди, ширина та періоду металевих радіальних неоднорідностей на розподіл електромагнітного поля, отримати результати та проаналізувати можливість виготовлення фізичного зразка РСС.

### **3.3. Розробка моделі ребристо-стержневої структур**

В роботі [33] наведено ряд прикладів живлення АПХ, котрі мають різну конфігурацію. У нашій роботі РСС збуджується за допомогою конічного рупора, з якого електромагнітна хвиля переходить в структуру циліндричної поверхневої хвилі, що поширюється вздовж металевого ребристого стержня. При наявності уздовж стержня металевих радіальних неоднорідностей, ПЕХ збуджує в них поздовжні високочастотні кільцеві магнітні струми, які викликають поширення і випромінювання РСС спектра просторових гармонік поля. При цьому, ПЕХ (основна просторова сповільнена гармоніка поля), поширюючись уздовж модульованого стержня, втрачає свою енергію на перевипромінювання металевими радіальними неоднорідностями. Період  $d_1$ , який дорівнює відстані між металевими радіальними неоднорідностями, рівний довжині сповільненої ПЕХ, що поширюється уздовж РСС.

Основні результати розв'язку задачі розрахунку РСС на базі МДС методом скінчених елементів в технології HFSS представлені в роботі [71-73], де було розроблено модель РСС та розраховано серію амплітудних ДС. Дослідження показало, що для забезпечення близького до поперечного випромінювання відносно головної осі РСС, необхідно забезпечити значення параметру поверхневого імпедансу  $d_1/\lambda_0 = 0.697..0.742$ .

Також попередньо було отримано відносні довжини металевих радіальних неоднорідностей, які забезпечують однакову кількість енергії, що випромінюється РСС.

Результати моделювання, отримані в попередньому розділі, дали змогу розробити в технології HFSS модель РСС, яка буде забезпечувати близьке до поперечного, відносно головної осі цієї структури, випромінювання. На рис. 3.3 наведено модель досліджуваної РСС, яка складається з наступних компонентів:

- 1) прямокутний хвилевід;
- 2) конічний рупор;
- 3) металевий стержень;
- 4) металеві кільця;
- 5) металеві радіальні неоднорідності.

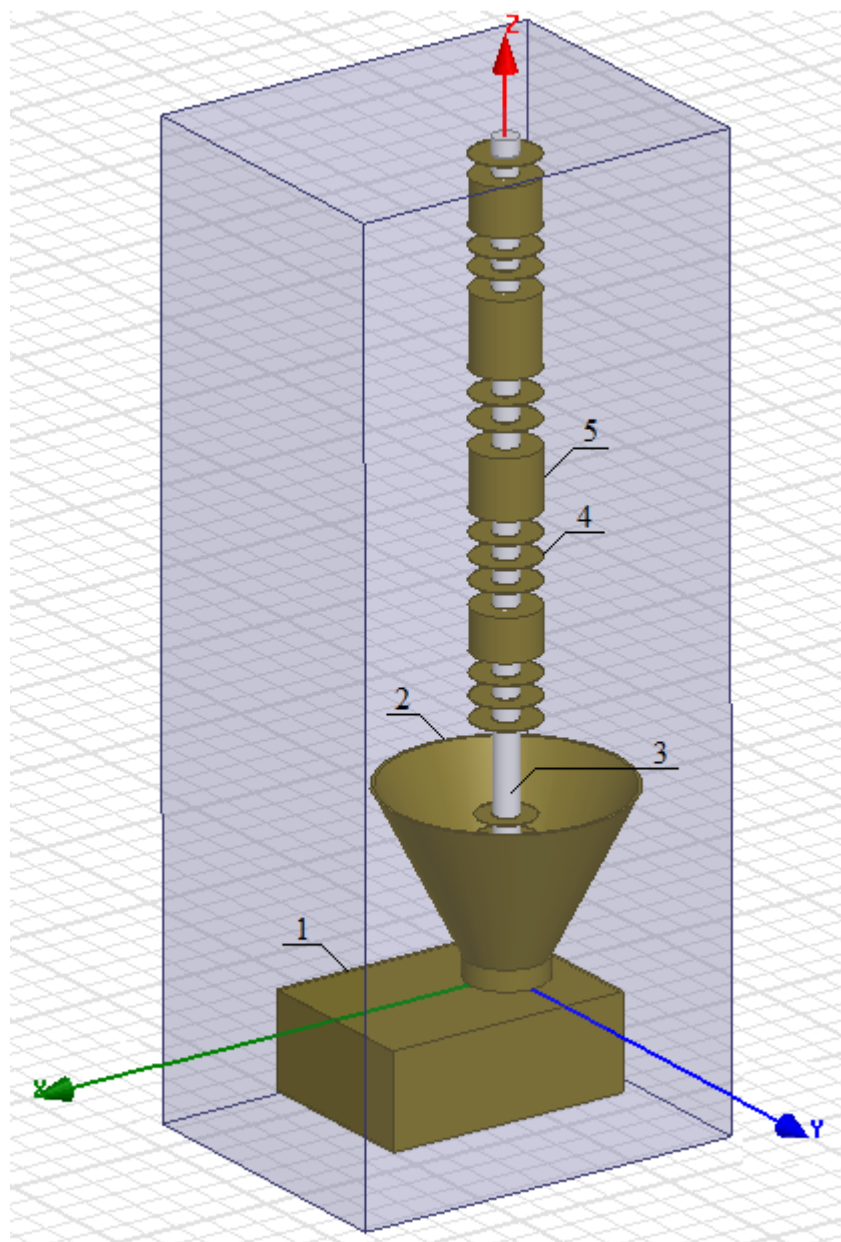


Рисунок 3.4 – Модель ребристо-стержневої структури в технології HFSS

На рис. 3.4 показано розподіли електричного поля РСС при різних відносних розмірах структури, отримані за допомогою методу скінченних елементів в технології HFSS. Сумарне поле в дальній зоні РСС є результатом накладення поля стороннього джерела і поля наведених струмів поляризації в середовищі металевих радіальних неоднорідностей. ДС на рис. 3.5. були розраховані для структури РСС, відносна довжина якої становить  $4\lambda_0$ , з параметром  $(D - d)/\lambda_0 = 0.22$ , що визначає коефіцієнт сповільнення ПЕХ (табл. 2.2).

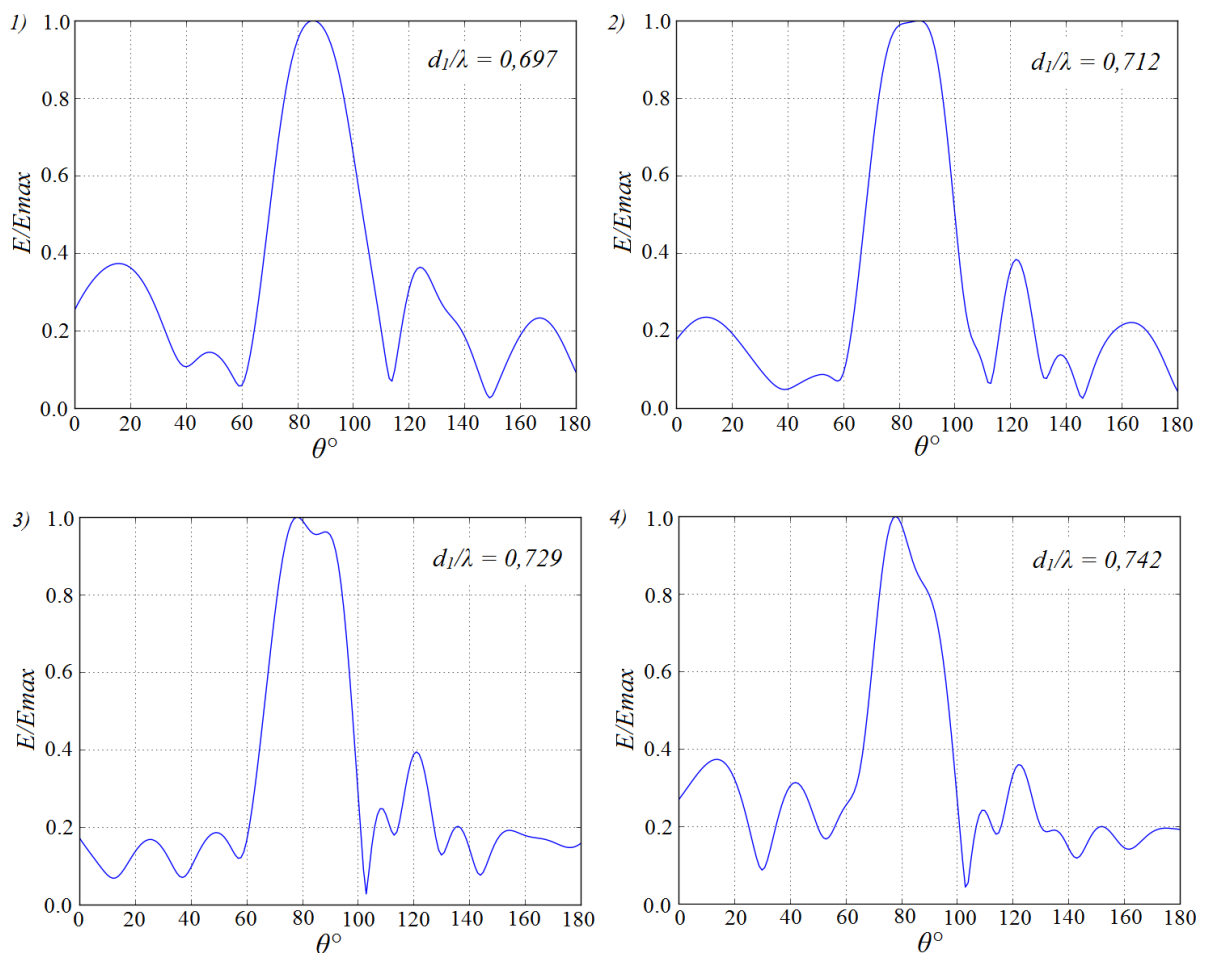


Рисунок 3.5 – Діаграми спрямованості металевої ребристо-стержневої структури

Як видно на рис. 3.5, напрямок основного випромінювання у вигляді головних пелюсток коливається від  $78^\circ$  до  $85^\circ$  в залежності від відношення  $d_1/\lambda_0$ , ширина ДС коливається від  $20^\circ$  при  $d_1/\lambda_0 = 0,697$  до  $19^\circ$  при  $d_1/\lambda_0 = 0,742$  за рівнем 0,7. При порівнянні рис. 2.3 та рис. 3.5 видно, що РСС скінчених

розмірів має більшу ширину головної пелюстки у зіставленні з модульованою МДС нескінчених розмірів. При цьому рівень бокових пелюсток значно менший.

Проведене дослідження дало змогу визначити умови випромінювання РСС та отримати ряд ДС близьких до дископодібних. Далі наведено результати моделювання середовища плазми, використання якого дає змогу отримати принципово нову модель РСС з використанням плазмового розряду.

### 3.4. Розробка моделі плазми

Огляд робіт [90–97], присвячених розробці антен на базі плазмового розряду, дав змогу зрозуміти основні підходи до розробки моделі нового матеріалу з параметрами плазми в технології HFSS. У згаданих роботах розроблено моделі плазмових антен, які складаються зі скляних трубок, заповнених інертним газом та/або парами ртуті. Відомо, що під час роботи плазмових антен використовуються два типи сигналів: сигнал живлення, який іонізує газ в трубці, призводячи до утворення плазми, та НВЧ сигнал для передачі інформації.

Як згадувалося раніше, існує два типи плазми, а саме: зіштовхувальна та незіштовхувальна. В цій роботі плазма моделюється як холодна плазма на основі моделі Друде, а ефект електронного зіткнення асоціюється з моделлю. Модель середовища з параметрами плазми розроблено з метою його використання під час чисельного розрахунку електродинамічних параметрів РСС.

В розроблюваній моделі РСС плазму задано як середовище, що описується по теорії Друде, згідно з якою, значення діелектричної проникності плазми визначено за наступним математичним співвідношенням:

$$\varepsilon(\omega) = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega(\omega - iv_e)}, \quad (3.7)$$

де:

- $\omega$  – циклічна частота радіосигналу;

- $i$  – уявна одиниця;
- $\omega_p$  – плазмова частота, що визначається за наступним співвідношенням:

$$\omega_p = \sqrt{\frac{n_e e^2}{\varepsilon_0 m_e}}. \quad (3.8)$$

Провідність плазми  $\sigma$  обчислено за наступним співвідношенням [78]:

$$\sigma = \frac{n_e e^2}{m_e \nu_e}. \quad (3.9)$$

В табл. 3.2 наведено відомі параметри плазми, які були використані під час розробки моделі плазми.

Таблиця 3.2 – Параметри плазми

Назва	Позначення	Величина
Концентрація плазми	$n_e$	$4 \cdot 10^{17} \text{ м}^{-3}$
Частота зіткнень електронів в плазмі	$\nu_e$	$10^8 \text{ Гц}$
Відносна магнітна проникність плазми	$\mu_r$	$1 \text{ Н/А}^2$
Діелектрична проникність вакууму	$\varepsilon_0$	$8,85 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м}$
Маса електрона	$m_e$	$9 \cdot 10^{-31} \text{ кг}$
Заряд електрона	$e$	$1,6 \cdot 10^{-19} \text{ Кл}$

В табл. 3.3 наведено параметри моделі плазми, які отримано, використовуючи математичні співвідношення (3.5, 3.6, 3.7).

Таблиця 3.3 – Значення розрахованих параметрів плазми

Назва	Позначення	Величина
Діелектрична проникність плазми	$\epsilon$	-5,367 Ф/м
Плазмова частота	$\omega_p$	$3,569 \cdot 10^8$ рад/с
Провідність плазми	$\sigma$	112.717 См

Розраховані параметри, наведені в табл. 3.3, дали змогу створити новий матеріал в технології HFSS з параметрами плазми. На рис. 3.6 показаний процес створення нового матеріалу.

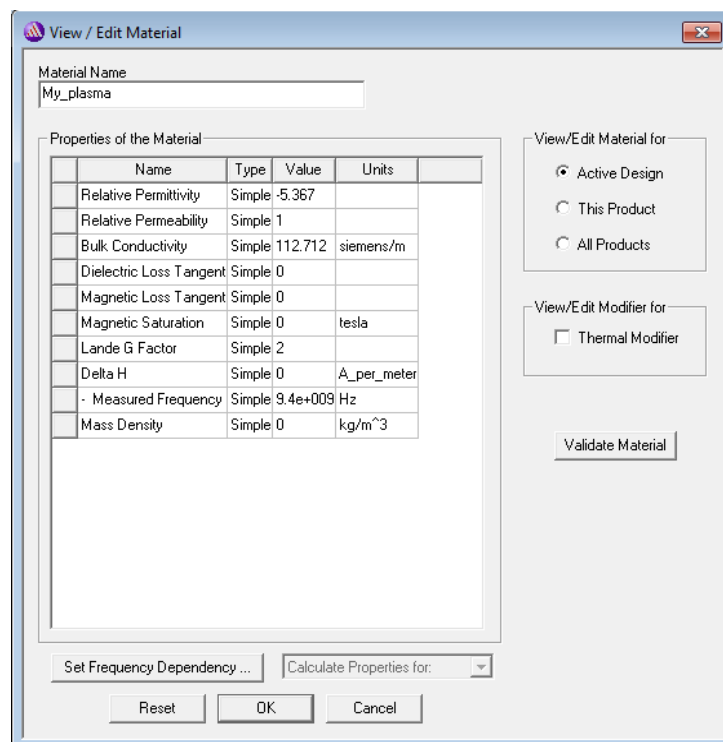


Рисунок 3.6 – Створення нового матеріалу в технології HFSS

Цей матеріал з параметрами газорозрядної плазми дав змогу удосконалити попередньо розроблену модель РСС у такий спосіб: замість металевого стержня використано скляну трубку, заповнену моделлю плазми. Тим самим, було отримано принципово нову конструкцію РСС, яка

характеризується унікальними, на відміну від звичайної РСС, виконаної на основі металевого стержня, властивостями, що обумовлено наявністю плазми в структурі. Зазначимо, що така РСС дозволяє забезпечити можливість розповсюдження ПЕХ на межі двох середовищ: плазми та скляної колби, про що свідчить огляд робіт, проведений в цій роботі, присвячений вивченню плазмових антен.

### **3.5. Моделювання електродинамічних характеристик ребристо-стержневої структури**

Для того, щоб визначити, як технологія HFSS буде виконувати процес розрахунку електродинамічних параметрів аналізованої структури, необхідно налаштувати параметри рішення задачі. В нашій роботі виконано наступні налаштування:

- 1) *Solution frequency* – задання фіксованої робочої частоти, за якою буде виконуватися пошук рішення;
- 2) *Maximum Number Of Passes* – визначення максимальної кількості ітерацій для отримання точності розрахунку;
- 3) *Maximum Delta S* – визначення точності розрахунку;
- 4) *Convergence per pass* – визначення критерію збіжності рішення;
- 5) *Sweep* – параметр, що дає розв’язок у діапазоні частот.

Для розрахунку електродинамічних параметрів РСС встановлено максимальну кількість ітерацій рівну 10, при цьому в налаштуваннях параметрів рішення задачі величину *Maximum Delta S* задано рівною 0.02, що є стандартним значенням для отримання високої точності результатів моделювання під час розрахунку НВЧ структур в технології HFSS. На рис. 3.7 та в табл. 3.4 наведено інформацію про хід розв’язку та числові результати рішення задачі, а саме: дані про проведену кількість ітерацій, кількість тетраедрів, за допомогою якої при кожній ітерації проводився розрахунок, та дані про збіжність. Розрахунок проведено за наступним алгоритмом: на заданій частоті генерується сітка, що складається з певної кількості тетраедрів,



розрахованих при кожній наступній ітерації; як було зазначено раніше, у вузлах сітки (вершини тетраедрів) обчислюється електромагнітне поле, яке задовольняє граничним умовам рівнянь Максвелла; розраховується параметр *Maximum Delta S*, визначаючий степінь відмінності матриць розсіювання, розрахованих для двох сусідніх ітерацій. У випадку, якщо значення даного параметра стає меншим від заданого під час налаштувань, розрахунок припиняється. Інакше, розрахунок буде продовжено до заданої кількості ітерацій.

Результати досліджень умов поперечного випромінювання в площині напруженості електричного поля РСС з використанням плазмового розряду опубліковані в [98-100]. Виявлено, що РСС з використанням плазмового розряду змінює властивість поперечного випромінювання (відносно осі структури) в умовах, коли в структурі відсутня плазма. Така властивість РСС з використанням плазмового розряду має практичну цінність, оскільки існує потреба розробки нових та вдосконалення існуючих засобів передавання електромагнітної енергії, які є стійкими до засобів радіоелектронної боротьби [99,100]. Результати досліджень амплітудної ДС, проведені в роботі [98], для РСС, виконаної на базі плазмового розряду з відносною довжиною структури  $4\lambda_0$ , підтверджені експериментально.

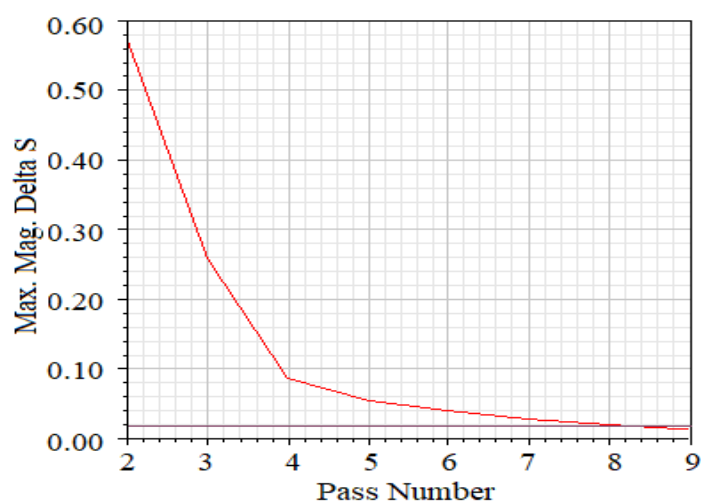


Рисунок 3.7 – Зміна величини *Max. Delta S* при 9 ітераціях рішення задачі

Аналізуючи рис.3.7 видно, що при збільшенні номера ітерації значення параметра *Maximum Delta S* зменшується за експоненціальним законом. Загалом отриманні результати про хід розв'язку задачі показують, що на 9 ітерації досягнуто необхідного значення параметра *Maximum Delta S*, після чого подальший розрахунок припинено. Це дозволяє зробити висновок про те, що даної кількості ітерацій вистачає для забезпечення досягнення вказаної величини ступеня відмінності матриць розсіювання, які були розраховані для двох сусідніх ітерацій.

В табл. 3.4 наведено статистику про кількість тетраедрів при кожній ітерації. Зазначимо, що на останній ітерації, коли було досягнуто задану точність рішення, кількість тетраедрів становила 126104.

Таблиця 3.4 – Дані про кількість тетраедрів при 9-х ітераціях рішення задачі

<b>Номер ітерації</b>	<b>Кількість тетраедрів</b>
1	26116
2	31671
3	38769
4	47164
5	58608
6	71987
7	84409
8	100009
9	126104

Проведене дослідження дало змогу отримати наступні результати рішення задачі:

1) розраховано частотні залежності зворотних втрат (параметр  $S_{11}$ ) та коефіцієнта стоячої хвилі (КСХ) в частотному діапазоні 2..3 ГГц;

2) на підставі розрахованих значень параметра  $S_{11}$  та КСХ виявлено резонансні частоти в заданому частотному діапазоні;

3) встановлено, що на частоті 2,4 ГГц, забезпечено узгодження РСС з хвильовим трактом, оскільки значення параметра  $S_{11}$  на цій частоті менше 10 dB (рис. 3.8).

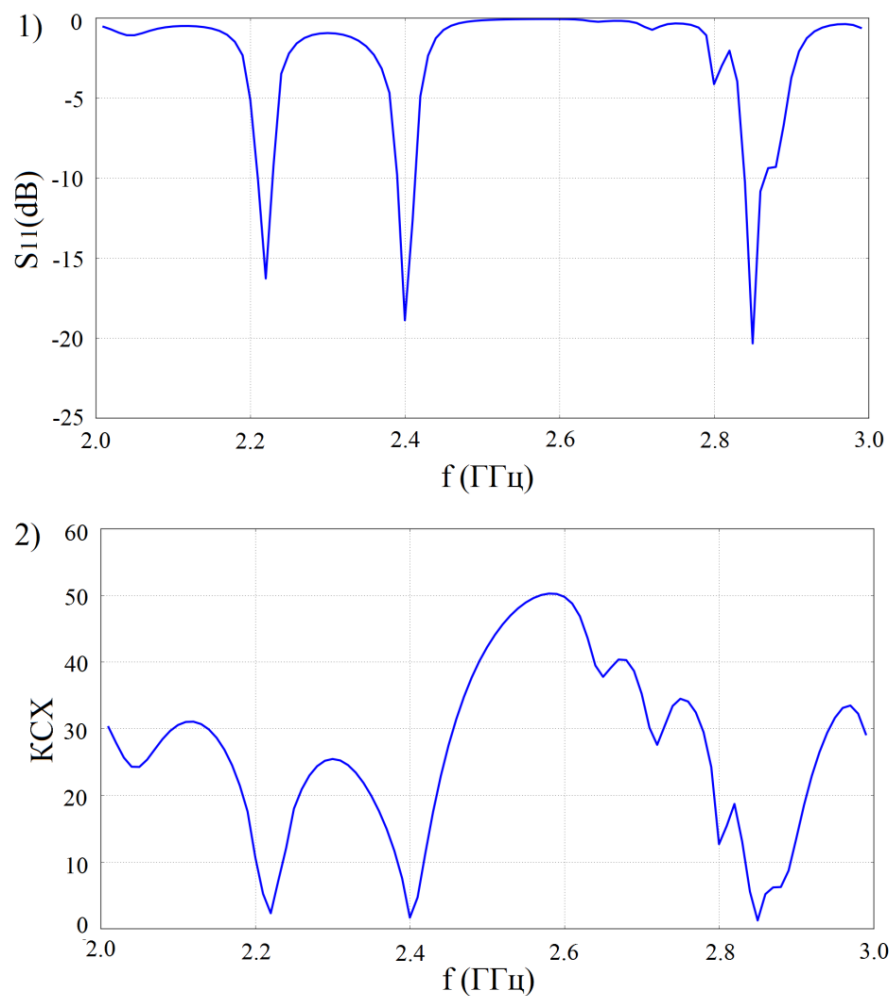


Рисунок 3.8 –  $S_{11}$  параметри (1); Значення КСХ (2)

Як видно на рис. 3.8, плазмова РСС має три резонансні частоти в частотному діапазоні від 2 ГГц до 3 ГГц. Сказане обумовлено числовими

значеннями зворотних втрат та КСХ. На рисунку 3.8 видно, що на резонансних частотах значення КСХ має задовільний результат, оскільки співвідношення  $КСХ < 2$ . В табл. 3.5 наведені резонансні частоти та відповідні зворотні втрати і значення КСХ.

Таблиця 3.5 – Дослідження резонансних частот

№ п/п	Резонансна частота (ГГц)	Зворотні втрати (dB)	КСХ
1	2,23	-16.5	1.93
2	2,40	-19.0	1.59
3	2,87	-20.5	1.17

На рис. 3.9 наведено результати дослідження просторового розподілу електромагнітного поля РСС в якій використано середовище з параметрами плазми у тривимірній прямокутній системі координат для значень  $\theta = 0..180^\circ$  та  $\varphi = 0..360^\circ$ , коли на резонансній робочій частоті відносна довжина періоду радіальних металевих неоднорідностей рівна  $d_r/\lambda_0 = 0.712$ .

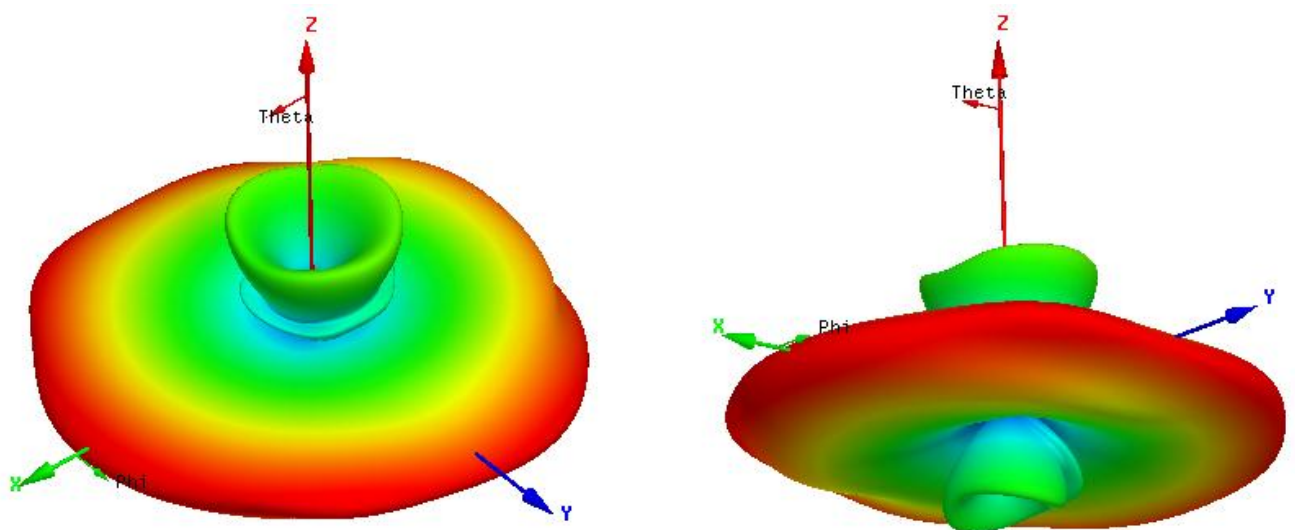


Рисунок 3.9 – Просторовий розподіл електромагнітного поля ребристо-стержневої структури

Аналіз отриманих результатів моделювання просторового розподілу поля виявив наступні особливості:

1) форма просторового розподілу поля, отримана під час моделювання, подібна до дископодібної відносно головної осі антени, що обумовлено напрямком головної пелюстки, близької до поперечної відносно головної осі РСС;

2) ширина основного випромінювання РСС коливається в межах 25..35°;

3) рівень основного поперечного випромінювання значно переважає рівень бокового випромінювання.

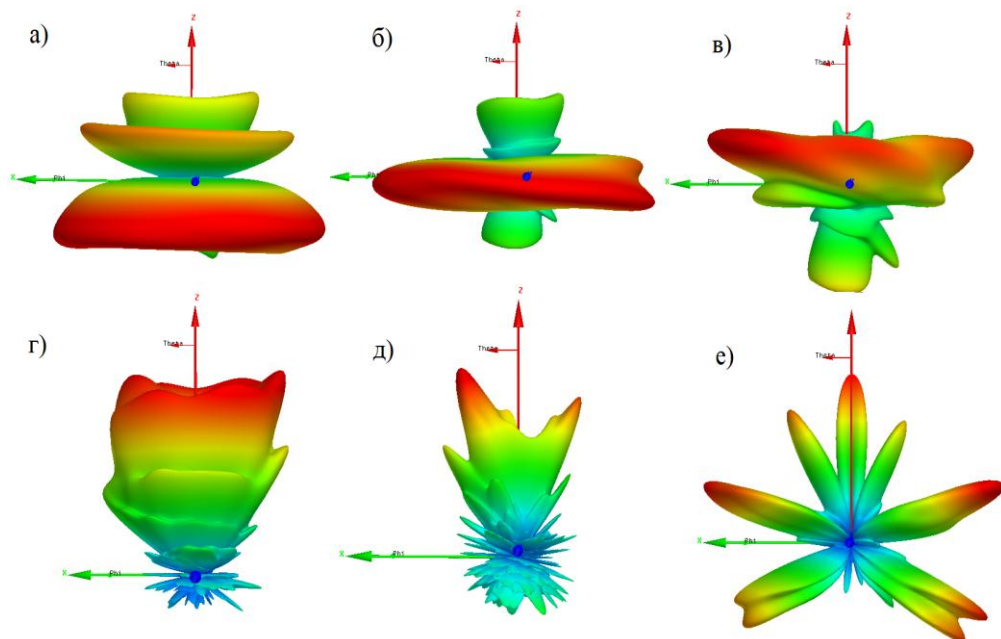


Рисунок 3.10 – Процес переходу від дископодібної форми просторового розподілу поля до конусоподібного: а –  $d_1/\lambda_0 = 0,56$ ; б –  $d_1/\lambda_0 = 0,67$ ; в –  $d_1/\lambda_0 = 0,73$ ; г –  $d_1/\lambda_0 = 0,77$ ; д –  $d_1/\lambda_0 = 0,8$ .

Багатопротенева діаграма спрямованості: е –  $d_1/\lambda_0 = 0,82$

На рис. 3.10 наведено результати дослідження процесу сканування тривимірної ДС в дальній зоні при зміні відносних параметрів РСС. З отриманих результатів видно, що зміна відносної величини  $d_1/\lambda_0$  призводить до зміни форми розподілу електромагнітного поля, у такий спосіб можна отримати як розподіл поля у вигляді диску, так і конусоподібний розподіл поля. У тому

числі існує можливість досягнення багатопроменевої ДС (рис. 3.10e), що є цікавим ефектом з точки зору конструювання інтерферометрів на основі РСС з використанням плазмового розряду.

### **3.6. Дослідження впливу плазми на розподіл електромагнітного поля ребристо-стержневої структури**

Попередньо встановлено, що основними конструктивними параметрами РСС, що досліджувалися в цій роботі з метою підвищення ефективності характеристик та параметрів її випромінювання, є період  $d_1$  та ширина  $\Delta$  металевих радіальних неоднорідностей (рис. 2.8a). У зв'язку з тим, що такими конструктивними параметрами легко варіювати не тільки під час теоретичних досліджень за допомогою методів моделювання, а і в процесі проведення експерименту, в цій роботі досліджено вплив відносного періоду металевих радіальних неоднорідностей  $d_1/\lambda_0$  на форму ДС РСС в якій використано середовище з параметрами плазми. При цьому проведено дослідження, присвячене спостереженню впливу присутності та відсутності середовища з параметрами плазми на форму розподілу напруженості електричного поля РСС в дальній зоні.

Актуальність цього дослідження зумовлена тим, що в останні роки спостерігається тенденція розвитку засобів радіоелектронної боротьби, основаної на використанні плазмових антен. З огляду літератури відомо, що плазмові антени у вимкненому стані, тобто, коли газ в структурі таких антен є неіонізованим, зменшують рівень розсіюваних ними електромагнітних полів та рівень наведених завад на інші близько розташовані радіоелектронні системи. В такому «вимкненому» режимі роботи плазмові антени стають електрично невидимими для радарів та інших засобів радіоелектронної боротьби.

Результати чисельного моделювання, виконані на основі методу скінчених елементів, наведено на рис. 3.11, під час якого отримано серію нормованих за амплітудою ДС для значень кута  $\theta = 0..180^\circ$ . Для цього застосовано модель РСС в якій використано попередньо розроблене

середовище з параметрами плазми. Результати досліджень отримані при значеннях відносної довжини періоду металевих радіальних неоднорідностей  $d_1/\lambda_0 = 0.62$  та  $d_1/\lambda_0 = 0.63$  в режимі роботи, коли матеріал плазми присутній в РСС, та при відсутності матеріалу плазми в цій структурі.

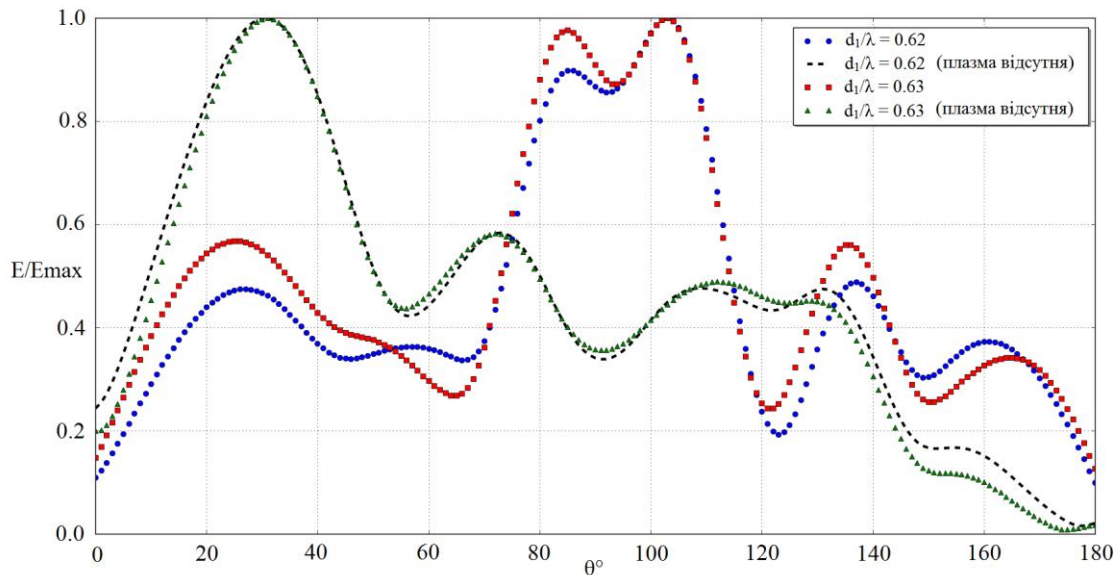


Рисунок 3.11 – Вплив плазми на форму розподілу електричного поля ребристо-стержневої структури

Як видно на рис. 3.11, напрям основного випромінювання у вигляді головної пелюстки ДС коливається в межах від  $75^\circ$  до  $112^\circ$  по рівню 0.7, при цьому рівні бічних пелюсток значно менші за рівень головної пелюстки. Дослідження показало, що при відсутності матеріалу плазми в РСС зникає поперечне випромінювання, натомість спостерігається зріст бокового випромінювання під кутом  $30^\circ$ . Зміна значення відносного параметра конструкції РСС  $d_1/\lambda_0$  впливає на її форму ДС. При порівнянні ДС, розрахованих в попередніх розділах на основі математичних моделей, та ДС, отриманих за допомогою імітаційного моделювання в технології HFSS, видно, що ширина головних пелюсток та рівень бокового випромінювання РСС перевищують, результат, отриманий шляхом математичного моделювання. Це можна пояснити впливом прямокутного хвилеводу та конічного рупора,

виконаних з металу, но форму розподілу електричної складової електромагнітного поля. При досліджуваних конструктивних параметрах РСС спостерігається незначне роздвоєння головної пелюстки. Подібні ефекти спостерігалися під час аналітичного моделювання розподілу в площині вектора напруженості електричного поля РСС на базі математичної моделі (2.10). Це явище також має науковий інтерес, оскільки його можна використати під час розроблення засобів та пристроїв НВЧ, таких як інтерферометри та світчери.

Під час проектування бездротових систем передачі інформації для потреби ближнього або дальнього радіозв'язку необхідно обирати робочу частоту в діапазоні неліцензованих частот [101-103]. В побуті та промисловості широкого використання знайшли такі радіочастоти з неліцензованого діапазону:

- 1) 13,56 МГц – призначена для радіозв'язку на малих відстанях;
- 2) 40 МГц – призначена для використання в бездротових телефонах;
- 3) 433 МГц – призначена для використання в малопотужних пристроях (до 10 мВт) телеметрії, радіопередавальних пристроях, портативних раціях та сигналізації. В зоні прямої видимості максимальна відстань передачі сигналів коливається в межах 1..2 км;

- 4) 868/915 МГц – призначена для використання в ISM-пристроях («Instrumentation, Science and Medicine» – «приладобудування, наука та медицина») з невеликою швидкістю передачі даних. Цей стандарт знайшов широкого використання в країнах Європи, США, Канади та Австралії;

- 5) 2,4 ГГц – призначена для використання побутовими та промисловими пристроями, основаними на стандартах IEEE 802.11 та Bluetooth;

- 6) 5,8 ГГц – призначена для використання побутовими та промисловими пристроями, основаними на стандарті IEEE 802.11.

На сьогоднішній день однією з найбільш поширених радіочастот є частота рівна 2.4 ГГц, оскільки саме вона використовується для стандартів, що підтримуються бездротовими технологіями, наприклад, Wi-Fi та Bluetooth. Під час роботи пристроїв на базі стандарту Bluetooth на робочій частоті 2,4 ГГц по



одному каналу радіоканал забезпечує передачу інформації зі швидкістю до 722кбіт/с та по трьох голосових каналах передачу голосової інформації [101, 104].

Забезпечення безпроводного зв'язку на відстані до 70 км зі швидкістю передачі даних 100 Мбіт/с вдалося досягнути на базі технології WiMAX (802.16). Однак необхідно враховувати, що зазначена швидкість являє собою сумарну швидкість передачі даних для всіх абонентів базової станції, а вказана відстань відповідає обслуговуванню базової станції єдиного абонента за умови прямої видимості. В такому випадку при зростанні числа абонентів базової станції ефективна швидкість і радіус дії значно скорочуються. Крім того, на відміну від технології Wi-Fi, побудова мереж технології WiMAX вимагає ретельного частотного планування [105].

В технології HFSS на базі моделі PCC розраховано амплітудну ДС на частоті 2,4 ГГц в умовах, коли модель PCC містить матеріал з параметрами плазми, а також коли таке середовище в цій моделі відсутнє.

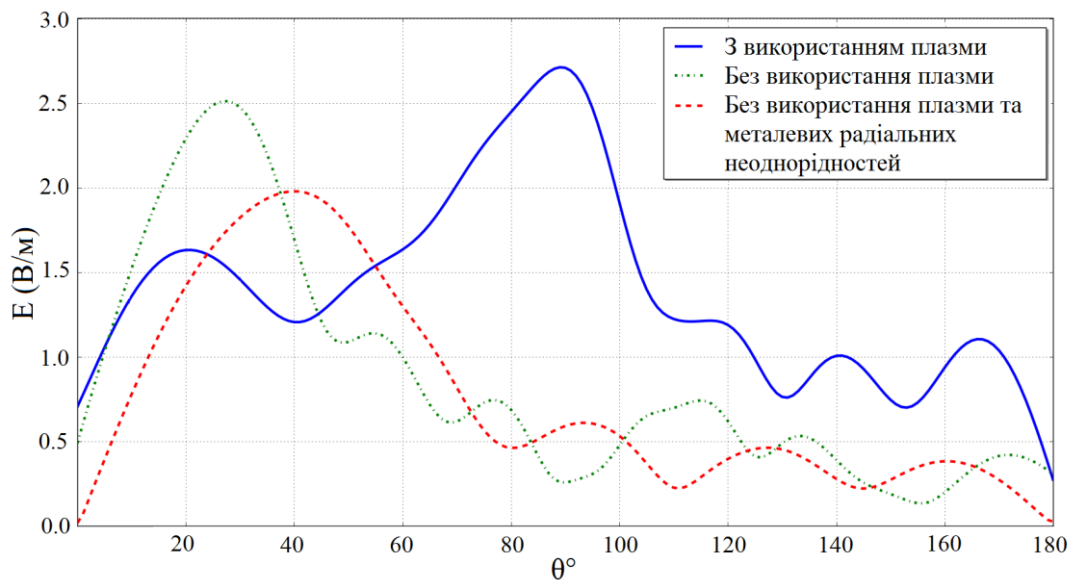


Рисунок 3.12 – Залежність величини напруженості електричного поля від кута спостереження при відсутності та наявності плазми в моделі ребристо-стержневої структури

Аналізуючи випадок (суцільна лінія на рис. 3.12), коли присутній матеріал плазми в РСС, максимум випромінювання спостерігається при куті спостереження  $89^\circ$  відносно головної осі структури. При цьому значення величини напруженості електричного поля сягає 2.7 В/м при  $\theta = 89^\circ$ , а напруженість електричного поля бокового випромінювання перевищує значення 1.5 В/м при  $\theta = 20^\circ$ . Проте у випадку відсутності плазми в РСС (штрих-пунктирна лінія на рис. 3.12), максимум випромінювання напрямлений під кутом  $27^\circ$  відносно головної осі структури, при цьому напруженість електричного поля рівна 2.5 В/м. Спостерігається значно менший рівень випромінювання при кутах спостереження  $\theta = 47..177^\circ$ . Варто зазначити, що значення величини напруженості електричного поля в дальній зоні приблизно рівне 0.25 В/м при  $\theta = 90^\circ$  у випадку відсутності матеріалу плазми в структурі, що свідчить про зникнення поперечного випромінювання відносно головної осі структури.

Наявність суттєвого рівня бокового випромінювання при відсутності плазми в досліджуваній структурі, у порівнянні з результатом, отриманим в умовах присутності плазми в РСС, можна пояснити наявністю в конструкції РСС деталей (кілець, радіальних неоднорідностей, конічного рупору та прямокутного хвилеводу), виконаних з металу, що призводить до небажаного випромінювання.

Зменшити рівень бокового випромінювання можна за рахунок використання діелектричної трубки з плазмою, конструктивні параметри та форма якої повністю відповідають РСС, розробленій в нашій роботі. Це дозволить позбутися використання металевих кілець та металевих радіальних неоднорідностей в конструкції РСС. Сказане підтверджено результатами наступного дослідження, наведеного на рис. 3.12 з використанням пунктирної лінії. Як видно з отриманих результатів, при відсутності в моделі деталей, виготовлених з металу, а саме: кілець та радіальних неоднорідностей, в дальній зоні РСС рівень напруженості електричного поля зменшується в 1,25 раз.

### **3.7. Порівняння результатів моделювання розподілу напруженості електричного поля, отриманих на базі методу наведених електрорушійних сил та методу скінченних елементів**

В попередньому розділі запропоновано методику розрахунку розподілу напруженості електричного поля на базі методу наведених ЕРС та розроблено програму для автоматизації розв'язку задачі аналізу РСС, зокрема, розрахунку амплітудної ДС для значень кутів  $\theta = 0..180^\circ$  в прямокутній та полярній системах координат. Особливістю такої методики є те, що вона дала можливість врахувати коефіцієнти сповільнення та відбиття від кінця структури для ПЕХ, що поширюється вздовж РСС, тим самим врахувати вплив відбитої біжучої хвилі на характер розподілу напруженості електричного поля РСС в дальній зоні.

Підсумовуючи результати досліджень, проведених в цьому розділі, зазначимо, що модель РСС скінченних розмірів, розроблена в зазначеному розділі, є імітаційною моделлю, електродинамічні параметри якої обчислюється на основі методу скінченних елементів. Особливий інтерес являє порівняння результатів розрахунку нормованих по амплітуді ДС РСС в дальній зоні для двох чисельних моделей, отриманих різними математичними методами: методом наведених ЕРС та методом скінченних елементів.

Для проведення зазначеного дослідження необхідно визначити початкові дані для розрахунку. При цьому кожен метод визначає свої параметри, які впливатимуть на результат моделювання, наприклад, для методу скінченних елементів визначальними будуть такі:

- 1) кількість ітерацій;
- 2) відносні конструктивні параметри РСС;
- 3) параметри матеріалів;
- 4) граничні умови;
- 5) параметри живлення НВЧ структури;
- 6) робоча частота.

Для методу наведених ЕРС параметрами для розрахунку слугуватимуть:

- 1) кількість диполів, які інтерпретують металеві радіальні неоднорідності;
- 2) відносні конструктивні параметри РСС;
- 3) робоча частота;
- 4) параметри живлення диполів.

Аналіз показує, що спільними параметрами для обох методів є робоча частота та відносні конструктивні параметри РСС. Для такого дослідження підібрано довжину робочого сигналу, що забезпечує значення відносних довжин металевих радіальних неоднорідностей, наведених в табл.2.1. Для розрахунку методом скінчених елементів в налаштуваннях параметрів рішення задачі обрано значення *Maximum Number of Passes*, яке рівне 10, при цьому, величину *Maximum Delta S* задано рівною 0.02. Результат розрахунку наведено на рис. 3.13 у вигляді нормованих по амплітуді ДС в дальній зоні для значень  $\theta = 0..180^\circ$ .

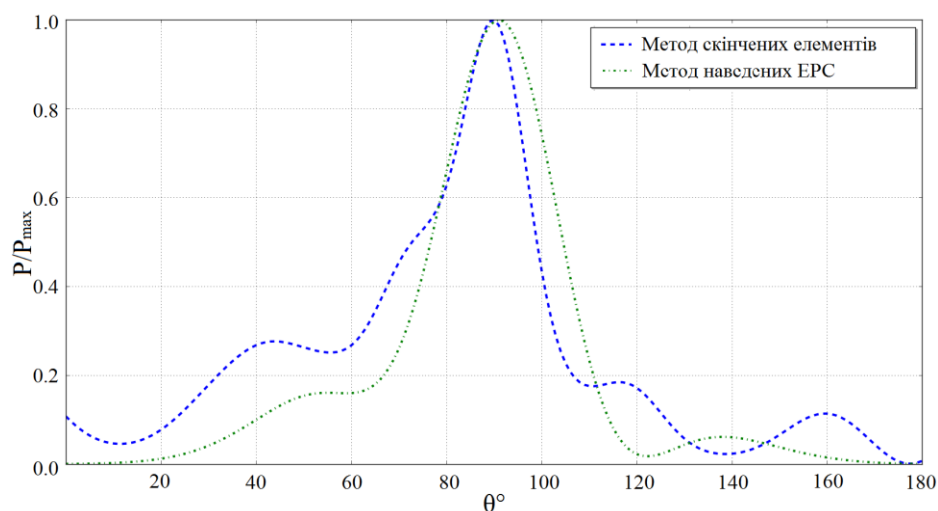


Рисунок 3.13 – Діаграми спрямованості, отримані на основі методу скінчених елементів та методу наведених електро-рушійних сил

На основі аналізу та методу порівняння результатів розрахунку нормованих по амплітуді ДС, отриманих на основі різних математичних методів (рис.3.13) можна зробити такий висновок: ДС подібні, при цьому в обох випадках максимум випромінювання спрямований під кутом, близьким до  $90^\circ$ . Рівень бокових пелюсток на ДС, розрахованої на основі методу скінчених

елементів, більший на 0,17 у порівнянні з ДС, розрахованої на основі методу наведених ЕРС, що можна пояснити впливом конічного металевого рупору та металевого прямокутного хвилеводу на форму розподілу електричного поля в дальній зоні. Варто відзначити, що ширини головних пелюсток на ДС (рис. 3.13) в обох випадках рівні  $28^\circ$  за рівнем 0,5 від їх максимальних значень за потужністю.

Доцільно провести верифікацію отриманих результатів розрахунку розподілу напруженості електричного поля з експериментальним результатом для підтвердження адекватності розрахованих моделей.

### **3.8. Висновки до третього розділу**

1. Розроблено імітаційну модель ребристо-стержневої структури в технології HFSS, новизною якої є те, що така модель враховує параметри газорозрядної плазми, отриманих на основі теорії Друде для розрахунку електродинамічних параметрів ребристо-стержневої випромінювальної структури.

2. Методом скінчених елементів розв'язано задачу розрахунку ребристо-стержневої випромінювальної структури, в якій замість металевого стержня використано плазмовий розряд. Досліджено параметри поверхневого імпедансу та характеристики ребристо-стержневої структури, які забезпечують поперечне до осі структури випромінювання. Аналізуючи якість узгодження хвильового тракту ребристо-стержневої структури, відносна довжина якої складає  $4\lambda_0$ , було встановлено, що смуга робочих частот становить 12% за рівнем КСХ  $< 2$ .

3. Виявлено, що форма розподілу електромагнітного поля в дальній зоні залежить від відносних конструктивних параметрів досліджуваної структури, а також від наявності або відсутності плазми в структурі. Це дає можливість зробити припущення, що такі ефекти можна використовувати під час виготовлення приладів та пристроїв радіотехнічних та телекомунікаційних систем з наперед заданими випромінювальними характеристиками.

## **РОЗДІЛ 4. ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ ТА ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ ВИПРОМІНЮВАННЯ РЕБРИСТО-СТЕРЖНЕВОЇ СТРУКТУРИ З ВИКОРИСТАННЯМ ПЛАЗМОВОГО РОЗРЯДУ**

В цьому розділі поставлено задачу перевірки адекватності результатів, отриманих у попередніх розділах під час моделювання шляхом проведення фізичного експерименту. Наведено та проаналізовано основні результати досліджень РСС, виконаної на основі металевого стержня, а також РСС з використанням плазмового розряду, отриманих під час виконання ряду експериментів. Проведено оцінку підвищення ефективності випромінювання ребристо-стержневої структури на основі розрахунку КСД. Надано практичні рекомендації щодо застосування конструктивних параметрів РСС з використанням плазмового розряду при розробці радіотехнічних та телекомунікаційних засобів, таких як антени та інтерферометри.

### **4.1. Планування та опис методики проведення експерименту**

Чисельне моделювання РСС дало можливість передбачати форму розподілу електромагнітного поля в дальній зоні при зміні конструктивних та електричних параметрів структури. Натомість постає питання адекватності запропонованих у попередньому розділі моделей. Тому в цьому розділі поставлено задачу експериментальної верифікації результатів, отриманих попередньо під час чисельного моделювання.

При проектуванні антен на базі біжучих поверхневих хвиль (до яких належить РСС), а також під час їхнього калібрування, розрахунок яких здійснювався за загальновідомими чисельними та експериментально-розрахунковими методами, зазвичай відбувається експериментальне дослідження характеристик випромінювання в лабораторних умовах, адекватних натурним. При цьому точність результатів залежить від похибки досліджень характеристик та параметрів випромінювання антен. Зазвичай

комплекс для експериментального дослідження характеристик випромінювання антен на базі біжучих поверхневих хвиль складається з вимірювального устаткування та систем імітації та контролю зовнішнього впливу. Для отримання повної інформації про особливості випромінювання антен та їх девіаціях в умовах зовнішнього впливу необхідно вимірювати ДС в ближній та дальній зонах, фазову ДС, а також КП в різних площинах, що проходять через головну вісь антени [32].

Для оцінки точності та відповідності запропонованих моделей автором було розроблено експериментальний зразок РСС довжиною  $4\lambda_0$ , який збуджується рупором, при цьому було використано попередньо досліджені конструктивні параметри:  $d_1/\lambda_0 = 0,712$  і розміри металевих радіальних неоднорідностей  $\Delta i$ , значення яких можна знайти в табл. 2.1. Для розробки експериментального зрізця РСС було використано різноманітні матеріали, а саме: мідь, пінопласт, металева фольга.

Експериментальне дослідження фізичного зразка РСС з використанням плазмового розряду було проведено з метою дослідження ДС в дальній зоні та порівнянням одержаних результатів з результатами, отриманими попередньо під час моделювання, а також задля оцінки підвищення ефективності РСС з використанням плазмового розряду. Це дослідження актуальне, оскільки на даний момент залишаються малодослідженими питання, пов'язані з експериментальним вивченням електродинамічних параметрів РСС на базі плазмового розряду. При проведенні дослідження необхідно було відштовхуватися від інформації, отриманої у попередніх розділах: відносні геометричні розміри РСС з довжиною  $4\lambda_0$ , що забезпечують поперечне випромінювання відносно осі структури.

Експериментальне дослідження РСС проводилося з використанням еталонної вимірювальної рупорної антени типу П6-23А [106], наведеної на рис. 4.1, вимірювального панорамного приймача (індикатор КСХН та послаблення) типу Я2Р-67 та генератором хиткої частоти ГКЧ-53 [107]. Основні технічні

характеристики перелічених лабораторних приладів наведено в табл. 4.1.  
Використано загальну методику проведення експерименту [107-109].



Рисунок 4.1. Еталонна рупорна антена П6-23А

Таблиця 4.1 – Основні технічні характеристики лабораторних приладів

№ п/п	Найменування засобів вимірювання	Технічні характеристики	Значення
1	Вимірювальна антена типу П6-	Діапазон частот, ГГц	1,00..17,44
		КСХ	< 1,7



	23А	Ефективна площа в діапазоні частот: (1,00 - 15) ГГц, см <sup>2</sup> (15 - 17,44) ГГц, см <sup>2</sup>	> 150 > 110
		Межа допустимої похибки ефективної площі в діапазоні частот, не більше: (1,00 - 17,44) ГГц	± 26%
		Поляризація лінійна, рівень сигналу ортогональної поляризації, не більше, дБ	-25
		Рівень бічних пелюсток ДС, не більше, дБ	-10
2	Індикатор КСХН і послаблення Я2Р-67	Межі вимірювання ослаблення	від 0 до мінус 35 дБ
		Межі вимірювання КСХН	від 1,035 до 5
		Межі індикації ослаблення	від 0 до мінус 40 дБ
		Похибка вимірювання ослаблення в лінійному масштабі в децибелах не більше величин, що визначаються за формулами: $\delta A = \pm(0,01  A_x  + 0,2)$ , (1) і $\delta A = \pm(0,015  A_x  + 0,2)$ , (2), де А-вимірюване ослаблення, дБ.	до 20 дБ, (1), понад 20 дБ, (2)
		Діапазон входних напруг каналу падаючої хвилі	0,03-10 мВ
		Рівень напруги в каналі відбитої хвилі	> 1 мкВ

3	Генератор хиткої частоти ГХЧ-53	Діапазон частот	2.4 ГГц
		Межа допустимої основної похибки визначення частоти і граничних частот смуги коливання ГХЧ не перевищує	$\pm 0.02 f_{\max}$
		Тривалість періодів автоматичного коливання частоти	0.08; 1; 10; 40 с
		Похибка системи АРП не перевищує	$\pm 0.3$ дБ

Експерименти проведено в науково-дослідницькій лабораторії НДЛ-16 Національного університету «Львівська політехніка». Для проведення експериментального вимірювання ДС використано поворотний механізм, застосування якого дало можливість записувати розподіл поля РСС в площині поляризації вектора напруженості електричного поля та кросполяризованій площині, оцінити рівень бічних пелюсток, ширину і форму головної пелюстки, фіксувати «нулі» ДС. Для зменшення впливу зовнішніх перешкод і відбитих хвиль вимірювання проводилося в екранованій камері, зсередини покритої радіопоглинаючим матеріалом. Від генератора гармонічних коливань діапазону НВЧ через коаксіальний кабель на вхід еталонної рупорної вимірювальної антени П6-23А подавався електромагнітний синусоїдальний сигнал з відомою  $\lambda$ , при цьому РСС використано як приймальну антену.

Проведено дослідження РСС, матеріал стержня якої виконаний з металу, а також РСС з використанням плазмового розряду, особливість котрої полягає в заміні металевого стержня люмінесцентною лампою. При цьому конструктивні параметри РСС такі як загальна довжина, а також амплітуда, ширина та період металевих радіальних неоднорідностей не змінювалися під час експериментальних досліджень.

Структурна схема вимірювального комплексу для експериментального дослідження електродинамічних параметрів РСС наведена на рис.4.2.

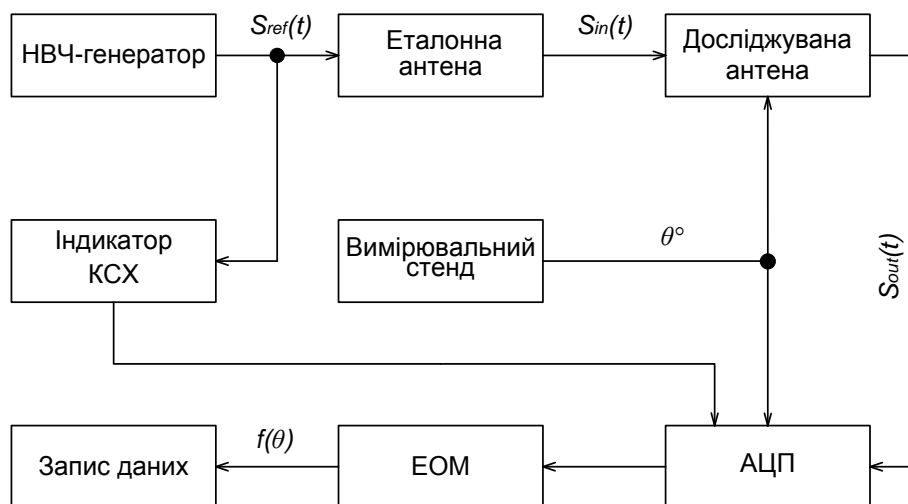


Рисунок 4.2 – Структурна схема вимірювального комплексу

Використавши математичне співвідношення (4.1), теоретично розраховано область простору  $R$ , яку займає дальня зона для експериментального макета РСС:

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (4.1)$$

де  $D$  – довжина експериментального зразка РСС. На рис. 4.3 показано залежність відстані, яку займає дальня зона, від довжини відносних розмірів РСС.

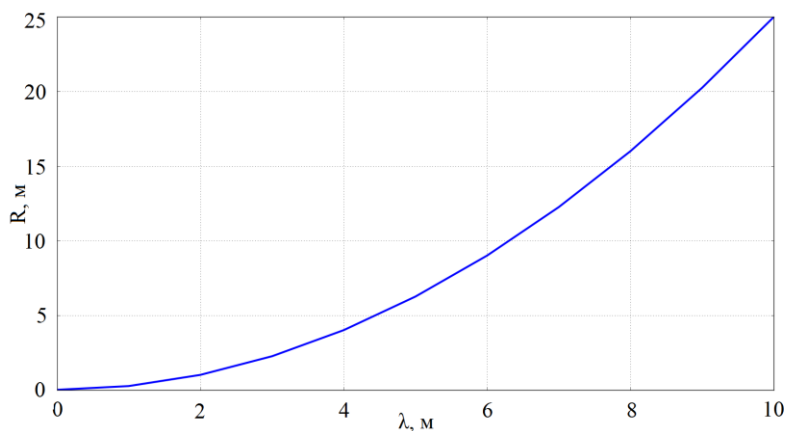


Рисунок 4.3 – Залежність відстані дальньої зони від відносної довжини випромінювача

З аналізу рис. 4.3 видно, що при збільшенні відносних розмірів випромінюючої структури, границя дальньої зони швидко віддаляється. Для розробленого фізичного зразка РСС границя дальньої зони сягає 4м. Виконання умови (4.1) є вагомим вимогою при експериментальному дослідженні ДС, оскільки вона визначає кутову залежність електромагнітних полів у дальній зоні.

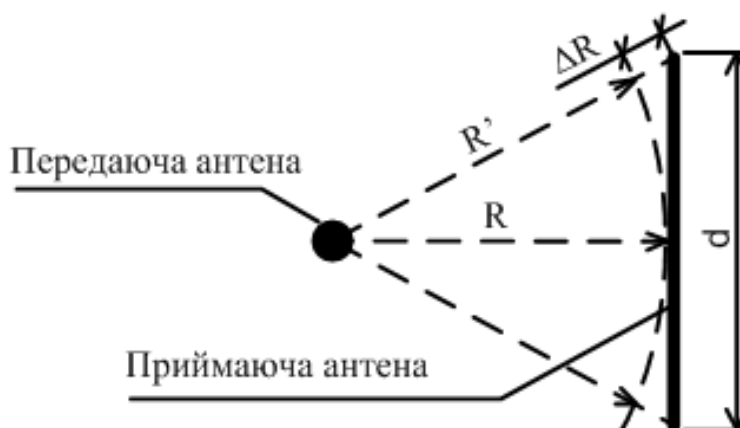


Рисунок 4.4 – Вплив відстані дальньої зони на значення різниці фаз

Оскільки відстань між вимірювальною (еталонною) антеною та РСС сягає мінімального значення дальньої зони, яке можна забезпечити в умовах безвідлунної камери, виникає різниця фаз електромагнітної хвилі, падаючої на приймальну антену (рис. 4.4).

Для того, щоб оцінити різницю фаз, виникаючої через вплив граничної віддалі дальньої зони між передавальною еталонною та приймальною РСС, доцільно скористуватися наступним математичним співвідношенням:

$$\Delta R \approx \frac{D^2}{8R}; \quad (4.2)$$

Встановлено, що різниця фаз  $\Delta R$  при розрахованому мінімальному значенні дальньої зони сягає 0,0078м.

На рис. 4.5 показано експериментальний зразок РСС з використанням плазмового розряду в режимі роботи, яку було використано для перевірки адекватності моделей РСС, отриманих в попередніх розділах.

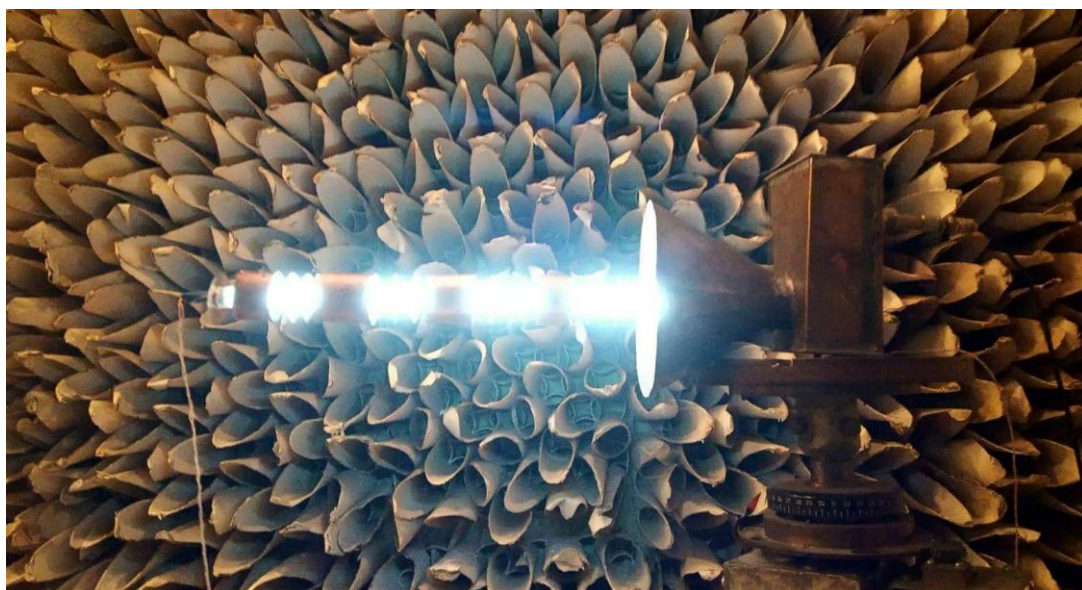


Рисунок 4.5 – Експериментальний зразок ребристо-стержневої структури з використанням плазмового розряду

При розробці РСС на базі люмінесцентної лампи виникає потреба додаткового дослідження особливостей випромінювання РСС, при відсутності та наявності електричного контакту між металевими кільцями, металевими радіальними неоднорідностями та металевим стержнем, оскільки при використанні люмінесцентної лампи замість металевого стержня унеможлиблюється забезпечення електричного контакту, що може суттєво вплинути на особливості формування ДС в площині поляризації вектора напруженості електричного поля, а також в кросполяризованій площині. Розв'язок даної проблеми доцільно шукати, використовуючи РСС, виконаної на основі металевого стержня, де легко забезпечити ізоляцію електричного контакту між основними компонентами цієї структури. Для цього автором проведено додаткове експериментальне дослідження, в якому проаналізовано особливості формування ДС металеві РСС для двох випадків:

1) коли в структурі забезпечено наявність електричного контакту між металевими кільцями, металевими радіальними неоднорідностями та металевим стержнем;

2) коли відсутній електричний контакт між металевими кільцями, металевими радіальними неоднорідностями та металевим стержнем.

#### 4.2. Дослідження діаграми спрямованості ребристо-стержневої структури на базі металевого стержня

З метою налагодження роботи РСС, а також проведення оцінки підвищення ефективності випромінюючих характеристик РСС з використанням плазмового розряду, під час експерименту отримано наступні нормовані за амплітудою ДС РСС, виконаної на основі металевого стержня (рис. 4.6). При цьому ці результати отримано при наявності (рис. 4.6.б) та відсутності (рис. 4.6.а) електричного контакту між металевим стержнем та металевими радіальними неоднорідностями. ДС отримано в площині вектора напруженості електричного поля, при зміні кута  $\theta$  в межах  $0..180^\circ$ .

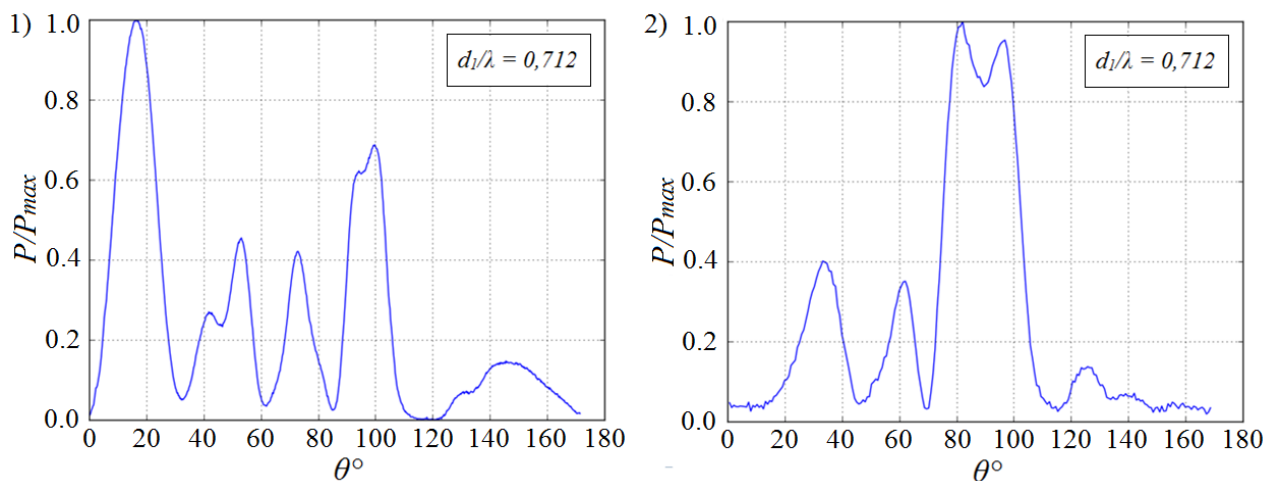


Рисунок 4.6 – Діаграми спрямованості ребристо-стержневої структури на базі металевого стержня: а – при відсутності електричного контакту між металевими радіальними неоднорідностями, металевими кільцями і металевим стержнем; б – при наявності електричного контакту між металевими радіальними неоднорідностями, металевими кільцями і металевим стержнем

На рис. 4.6.а спостерігається близьке до поперечного випромінювання під кутом  $97^\circ$ . Ширина головної пелюстки становить  $16^\circ$ . Також спостерігається значне бічне випромінювання під кутом  $17^\circ$ , яке відсутнє на рис. 4.6.б. Встановлено, що значне бічне випромінювання виникає при відсутності електричного контакту між металевими кільцями та металевим стержнем. При  $d_1/\lambda_0 = 0,712$  при наявності електричного контакту між металевими кільцями і металевим стержнем РСС спостерігається поперечне випромінювання (рис. 4.6.б). Ширина головної пелюстки становить  $25^\circ$  за рівнем 0,5. При цьому спостерігається незначне роздвоєння головної пелюстки, що підтверджує результати, отримані під час комп'ютерного моделювання. Рівень бокового випромінювання при зміні кута спостереження  $\theta$  в межах  $110..180^\circ$  не перевищує значення 0,2 як при відсутності електричного контакту, так і при його наявності.

Під час експериментального дослідження РСС на базі металевого стержня отримано результати, які підтвердили припущення про те, що відносні значення конструктивних параметрів структури, а саме: амплітуда, період та ширина металевих радіальних неоднорідностей, доцільно використовувати при розробці радіотехнічних засобів, а саме: антен діапазону НВЧ, при потребі забезпечення дископодібного випромінювання відносно головної осі РСС.

Виконання експериментального дослідження металеві РСС дало можливість оцінити вплив електричного контакту між металевими кільцями, металевими радіальними неоднорідностями та металевим стержнем зокрема на форму ДС, а також перевірити достовірність запропонованих попередньо відносних конструктивних параметрів РСС для забезпечення поперечного випромінювання відносно головної осі РСС. Враховуючи зазначене, перейдемо до експериментального дослідження ДС РСС на базі люмінесцентної лампи, в якій на відміну від РСС на базі металевого стержня не можна забезпечити електричний контакт між металевими кільцями, металевими радіальними неоднорідностями та газорозрядною лампою.

### 4.3. Розробка схеми живлення ребристо-стежневої структури з використанням плазмового розряду

Не варто лишати поза увагою той факт, що розроблений експериментальний зразок РСС з використанням плазмового розряду конструктивно відповідає імітаційній моделі РСС, розроблений попередньо в третьому розділі, окрім тієї особливості, що в імітаційній моделі не враховано методику живлення газорозрядної лампи.

При використанні газорозрядної лампи як компонента РСС виникає важливе питання, яке полягає у дослідженні схем живлення РСС з використанням плазмового розряду. Автором експериментально досліджено два можливих варіанти схеми живлення розробленого зразка РСС з використанням плазмового розряду:

1) при випрямленій (за допомогою діодного моста та електролітичного конденсатора) напрузі живлення, як показано на рис 4.7 (а);

1) при змінній напрузі живлення газорозрядної лампи. Цей варіант характеризується тим, що між двома парами електродів газорозрядної лампи виникає електричний розряд. Схема такого живлення показано на рис 4.7 (б).

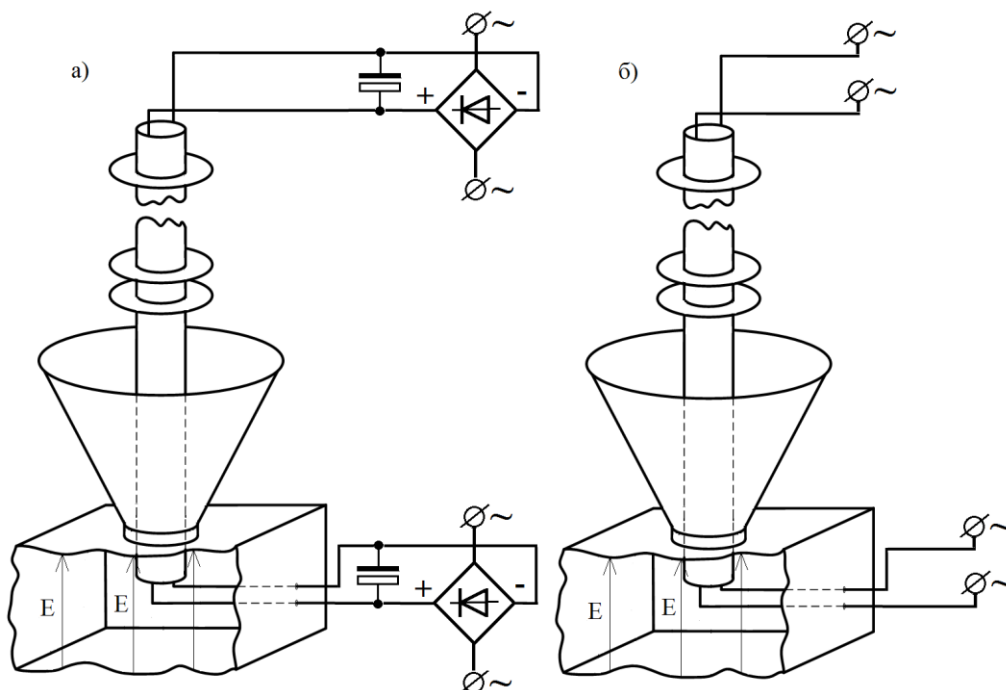


Рисунок.4.7 – Схеми живлення газорозрядної лампи ребристо-стержневої структури



Особливість першого запропонованого варіанту полягає у тому, що між електродами не виникає електричний розряд, оскільки на кожен пару електродів подається однаковий потенціал, а результуюча різниця потенціалів, відповідно, рівна нулю. Під час експерименту на кожен пару електродів подано постійну напругу, яка рівна 60 В. Цієї напруги достатньо для утворення високо іонізованого газу в газорозрядній лампі за рахунок енергії тепла.

Не залишається поза увагою проблема, що полягає у розміщенні навісних провідників, за допомогою яких забезпечено живлення газорозрядної трубки, оскільки їхня присутність впливає на випромінюючі властивості РСС. Вирішити таку проблему можна шляхом розміщення провідників в площині напруженості магнітної складової електромагнітного поля, як показано на рис. 4.7, під час досліджень випромінюючих характеристик РСС в площині вектора напруженості електричного поля, і навпаки  $\neg$  розміщувати провідники в площині вектора напруженості електричного поля під час дослідження розподілу напруженості магнітного поля у дальній зоні. Саме таке розміщення металевих провідників забезпечує мінімальний вплив відповідно на форму розподілу в площинах векторів електричного та магнітного полів у дальній зоні.

На рис. 4.7 а) та 4.7 б) показано, що в прямокутному хвилеводі вектор напруженості електричного поля розташований в площині, яка є напрямленою по нормалі до площини, де розташовані провідники [110]. При цьому поляризація електромагнітного поля, що випромінюється РСС, є лінійно поляризована, а вектор поляризації розташований паралельно до головної осі структури. Отже, сказане пояснює можливість використання запропонованих у цій роботі схем живлення для потреби підвищення ефективності випромінюючих характеристик та параметрів РСС з використанням плазмового розряду.

Зазначимо, що для конструювання експериментального зразка РСС використано лінійну люмінесцентну лампу типу Т5, яка на відміну від лампи типу Т8 є пристроєм нового покоління [111]. До того ж геометричні параметри

цього типу ламп найбільше задовільняють розмірам РСС, отриманих в результаті чисельних розрахунків у попередньому розділі. Загальні параметри газорозрядної лампи, використаної під час експериментальних досліджень, наведено в табл. 4.2.

Таблиця 4.2 – Основні технічні параметри люмінесцентної лампи

Тип	Подужність , Вт	Термін придатност і, год	Світл. потік, лм	Колірна температур а, К	Довжина , мм	Діаметр , мм
T5	13	10000	650	6500	511	16

#### 4.4. Результати експериментального дослідження випромінювальної ребристо-стержневої структури з використанням плазмового розряду

Чисельне моделювання РСС, яке було розглянуто у попередніх розділах з використанням методу наведених ЕРС та методу скінчених елементів в технології HFSS, дало можливість передбачити, що при відносній довжині РСС, а саме  $4\lambda_0$ , можна отримати поперечне випромінювання у вигляді головної пелюстки, а також незначне бокове випромінювання у вигляді бокових пелюсток на ДС, а також багатопелюсткову ДС, яку ми називали інтерференційним розподілом поля. Такі випромінюючі ефекти можна отримати на основі РСС, оскільки на форму розподілу поля впливають відносні параметри поверхневого імпедансу.

В цьому підрозділі показано результати експериментального дослідження РСС з використанням плазмового розряду для обговорення адекватності результатів отриманих під час чисельного моделювання. Обрано параметр задля проведення оцінки підвищення ефективності РСС з використанням плазмового розряду. Наведено експериментально отримані нормовані за амплітудою ДС у площині вектора напруженості електричного поля та кросполяризованій площині в дальній зоні в умовах, коли в РСС присутній плазмовий розряд та при її відсутності, а також КСХ і КСД, що дало

можливість зробити висновки про підвищення ефективності випромінюючих характеристик та параметрів РСС.

#### **4.4.1. Дослідження частотних залежностей коефіцієнта стоячої хвилі ребристо-стержневої структури при наявності та відсутності плазми в структурі**

Важливим залишається питання узгодження РСС з хвильовим трактом, оскільки, як і будь-яка інша антена, при недостатньому узгодженні призведе до виникнення великого відбитого сигналу в антенному фідері і, як наслідок, погіршення сумарного ККД приймального та передавального пристроїв [112, 113].

В третьому розділі зазначено, що збудження РСС досягається за допомогою металевго штиря, який збуджує в прямокутному хвилеводі високочастотне електромагнітне поле типу  $H_{10}$ . Як наслідок, конструювання фізичного зразка РСС передбачає передачу електромагнітних сигналів по хвильовому тракту з переходами різних типів, а саме: коаксіальний кабель (металевий стержень) та прямокутний хвилевід, а також прямокутний хвилевід та РСС. Відомо [114], що довільний перехід в хвильовому тракті повинен бути узгодженим в діапазоні робочих частот та забезпечувати мінімальні втрати сигналу.

Під час досліджень експериментально отримано частотні залежності КСХ розробленої РСС при наявності та відсутності плазмового розряду в структурі в діапазоні частот 2..4 ГГц. Результати показано на рис. 4.8, аналізуючи які робимо висновок, що смуга робочих частот РСС при наявності плазми сягає 20% в діапазоні частот 2..4 ГГц за рівнем КСХ = 2, що значно перевищує смугу робочих частот РСС в умовах відсутності плазми. Варто відзначити, що на частотах близьких до 2.4 ГГц в умовах наявності плазми в структурі, РСС узгоджена з хвильовим трактом, про що свідчить рівень КСХ, який є меншим 2. З цього робимо висновок, що наявність плазми в РСС впливає на її якість узгодження з хвильовим трактом, а значить електромагнітна енергія, яка

подається від генератора синусоїдальних коливань в лінію передачі, при зазначених умовах на резонансних частотах випромінюється РСС тим самим покращуючи ККД системи.

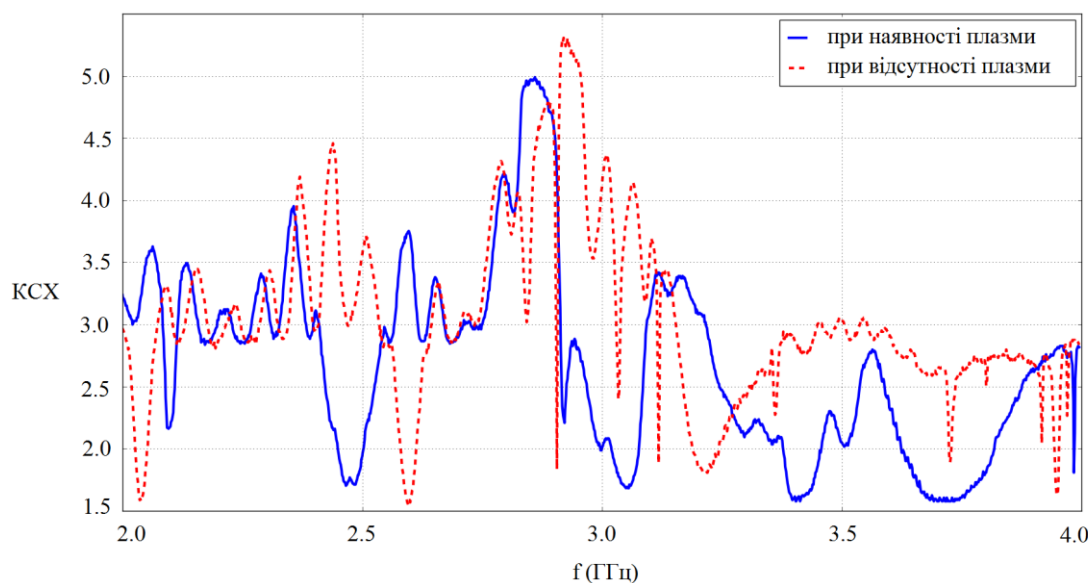


Рисунок 4.8 – Частотні залежності коефіцієнта стоячої хвилі ребристо-стержневої структури

#### 4.4.2. Експериментальна верифікація умов поперечного випромінювання ребристо-стержневої структури

Під час розрахунку РСС методом наведених ЕРС та методом скінчених елементів в технології HFSS вдалося досягти форму ДС в дальній зоні, яка характеризувалася поперечним випромінюванням відносно головної осі структури, натомість постає питання адекватності розрахованих моделей фізичній ситуації. Такий режим випромінювання є важливим з точки зору практичного використання, оскільки існує широке коло практичних задач, де необхідним є досягнення поперечного випромінювання в частотному діапазоні 2..3 ГГц. Тому в цьому підрозділі проведено порівняння результатів, отриманих шляхом чисельного та імітаційного моделювання, з експериментально одержаним результатом.

На рис. 4.9 показано нормовані за амплітудою ДС в площині вектора напруженості електричного поля для значень  $\theta = 0..180^\circ$ , які було отримано в

результаті моделювання на основі аналітичної моделі (2.10), методу наведених ЕРС, методу скінчених елементів та експериментального дослідження. Для проведення верифікації обрано робочу частоту електромагнітного сигналу, при котрій величина  $d_1/\lambda_0 = 0,672$ . Використовуючи метод порівняльного аналізу та розрахунок середнього квадратичного відхилення, обговорено адекватність моделей експериментальній ситуації.

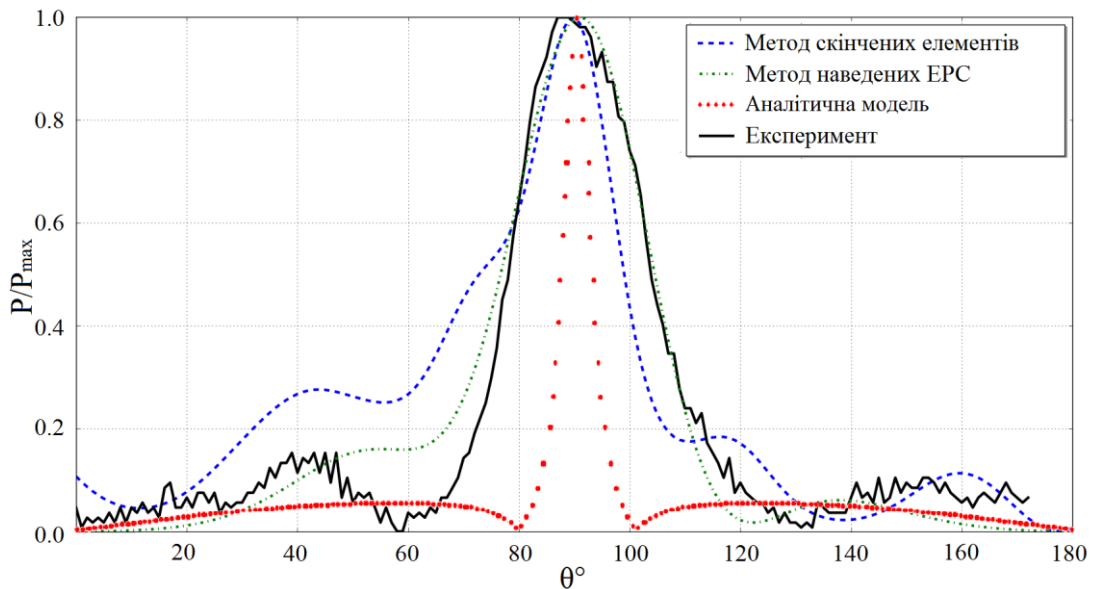


Рисунок 4.9 – Діаграми спрямованості ребристо-стержневої структури отримані експериментально та на основі моделей

Нормована за амплітудою ДС РСС з використанням плазмового розряду (суцільна лінія на рис.4.9) свідчить про те, що при заданих умовах випромінювання в дальній зоні є близьким до поперечного відносно головної осі досліджуваної структури. При цьому рівень бокових пелюсток на ДС, отриманої під час експерименту, не перевищує рівень 0.2. Порівняльний аналіз наведених результатів виявив, що ДС, отримані шляхом моделювання та експериментального дослідження, якісно подібні.

В результаті експериментального дослідження отримано ДС, яка подібна до розрахункових: спостерігається направлене випромінювання близьке до поперечного випромінювання відносно головної осі РСС та присутність бокового випромінювання. Проте бачимо відмінність рівня бокових пелюсток в

смузі кутів 28..62° на ДС, отриманої під час моделювання методом скінчених елементів, у порівнянні з рівнем бокових пелюсток на ДС, отриманої під час експерименту. Це можна пояснити тим, що розподіл напруженості електричного поля є різним в залежності від значення кута спостереження  $\varphi = 0..360^\circ$ , про що свідчить рис. 3.9. Отже, при інших значеннях кута спостереження  $\varphi$ , можна отримати ДС, рівень бокових пелюсток якої є менший. Ширина головної пелюстки ДС, отриманої в ході експерименту, становить 28° за рівнем 0.5.

Проаналізовано збіжність розрахунку ДС РСС, показаних на рис. 4.9, з експериментально отриманим результатом за допомогою обчислення середнього квадратичного відхилення [79]:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{180} \sum_{i,j}^{180,180} (F_i(\theta) - F_j(\theta))^2}. \quad (4.3)$$

Таблиця 4.3 – Середнє квадратичне відхилення розрахованих діаграм спрямованості

Метод розрахунку	Середнє квадратичне відхилення	Час розрахунку, с
Аналітична модель (2.10)	0.252027	1,82
Метод наведених електрорушійних сил	0.072531	242,23
Метод скінченних елементів	0.189508	1320,14

Результати обчислення середнього квадратичного відхилення (табл. 4.3) свідчать про те, що розрахунок РСС довжиною  $4\lambda_0$  за допомогою використання методу наведених ЕРС забезпечує більшу точність обрахунку ДС, про що свідчить ширина головної пелюстки за рівнем 0,5. Про те основним недоліком використання методу наведених ЕРС для розв'язку задачі аналізу РСС,

співрозмірної з довжиною хвилі у вільному просторі, є затрати часу, оскільки при збільшенні числа диполів, інтерпретуючих металеві радіальні неоднорідності та кільця, збільшується час розрахунку. Зазначимо, що використання методу скінчених елементів забезпечує кращу збіжність розрахунку ДС РСС довжиною  $4\lambda_0$  у порівнянні з розрахунком виконаним на основі аналітичної моделі (2.10), про те вимагає значних часових затрат.

#### **4.4.3. Дослідження параметру ефективності ребристо-стержневої структури на основі оцінки коефіцієнту спрямованої дії**

Показниками, за допомогою яких прийнято оцінювати ефективність випромінюючих засобів, таких як антени, у багатьох випадках є КСД, КП, ККД та КСХ [115-117]. У цій роботі було обрано та обґрунтовано направлені властивості, як основні характеристики випромінювання РСС, ефективність яких потребує покращення. З метою зручності оцінки підвищення ефективності випромінювання РСС обрано КСД.

Відомо [116,117], якщо напруженість поля не залежить від азимутального кута  $\varphi$  (випадок осьової симетрії ДС) для розрахунку КСД можна скористатися наступною формулою:

$$D = \frac{4\pi F^2(\theta_1)}{\int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^\pi F^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta}. \quad (4.4)$$

Сказане означає, що значення напруженості електричної складової електромагнітного поля в дальній зоні повинні бути рівними при всіх значеннях кутів в кросполяризованій площині, яка є горизонтальною площиною для РСС (дивись рис. 3.4). З метою підтвердження зазначеного припущення, проведено ряд експериментальних досліджень розподілу напруженості електричної складової електромагнітного поля в горизонтальній площині в дальній зоні. Результати наведено на рис. 4.10 у вигляді нормованих за амплітудою ДС при кутах спостереження  $\varphi = 0..180^\circ$ , отриманих з використанням розробленого в цій роботі фізичного зразка РСС в якій використано плазмовий розряд.

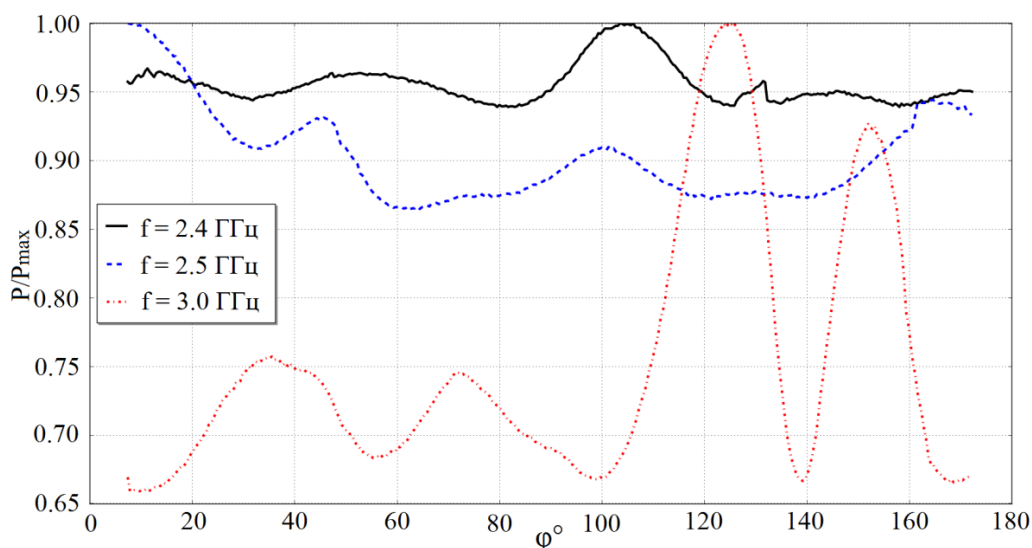


Рисунок 4.10 – Діаграми спрямованості в кросполяризованій площині

Аналізуючи отримані експериментальні результати (рис. 4.10), робимо висновок, що на робочій частоті 2,4 ГГц, розподіл напруженості електричного поля в кросполяризованій площині прямує до прямолінійного в дальній зоні при кутах спостереження  $\varphi = 0..180^\circ$ , при цьому під час збільшення робочої частоти сигналу спостерігається збільшення відмінності розподілу напруженості електричного поля від прямолінійного. Вважаємо, що незначні відмінності згаданого розподілу від прямолінійного в площині вектора напруженості електричного поля пов'язані з впливом зовнішніх завад, інтерференції, кінцевого рупора та прямокутного хвилеводу, що виготовлені з металу, неідеальності виготовлення конструкції експериментального зразка, присутності провідників живлення люмінесцентної лампи в такій конструкції тощо.

Для розрахунку КСД РСС з металевим стержнем та РСС на базі плазмового розряду, проведено вивчення (рис. 4.11) нормованих за амплітудою ДС в площині вектора напруженості електричного поля, отриманих під час експерименту. Для проведення такого дослідження використано експериментальний зразок РСС з відносною довжиною  $4\lambda_0$  та відносним параметром  $d_1/\lambda_0 = 0,712$ , результати досліджень електродинамічних параметрів котрого вивчені попередньо.



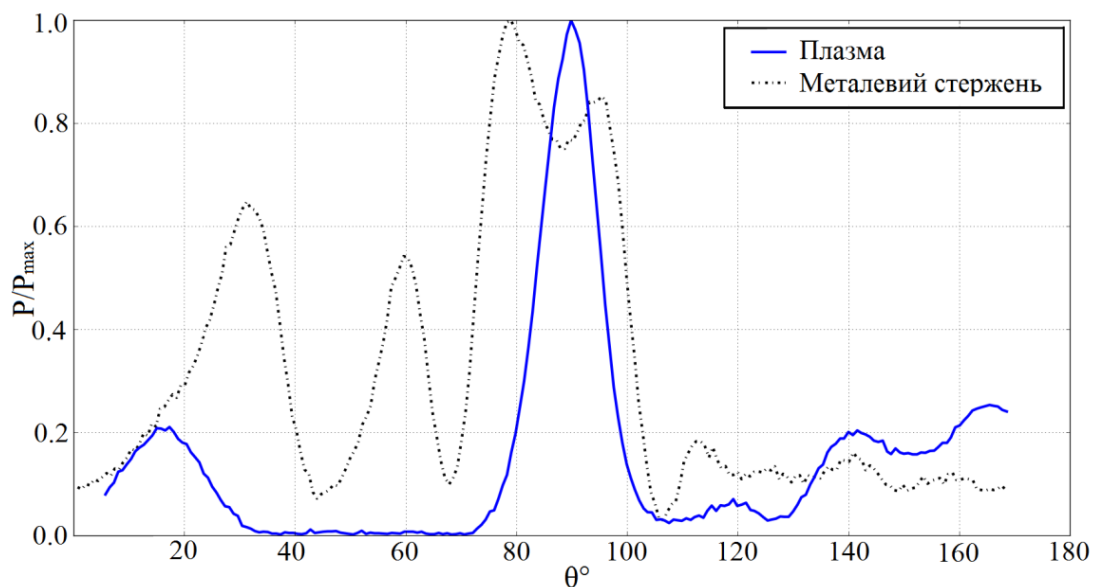


Рисунок 4.11 – Діаграми спрямованості ребристо-стержневих структур, виконаних на базі металевго стержня та плазмового розряду, в площині поляризації вектора напруженості електричного поля

З аналізу ДС, наведеної на рис. 4.11 штрихпунктирною лінією, видно, що ширина головної пелюстки для РСС з металевим стержнем рівна  $28^\circ$  за рівнем 0.5. Враховуючи теоретичні та експериментальні результати, отримані в роботах [39, 46], ширину ДС в площині вектора напруженості електричного поля в кросполяризованій площині прийемо рівною  $360^\circ$ . Використовуючи формулу (4.4), розраховуємо КСД, який рівний 3,15 дБ для РСС, виконаної на основі металевго стержня, з попередньо зазначеним відносним параметром  $d_1/\lambda_0$ . Підвищити ефективність РСС по спрямованості випромінювання в напрямку поперечному відносно головної осі досліджуваної структури при зазначених відносних конструктивних параметрах, вдається завдяки заміні металевго стержня газорозрядною лампою. Експериментально отримано нормовану за амплітудою ДС (рис. 4.11) в площині вектора напруженості електричного поля для РСС з використанням плазмового розряду, де ширина головної пелюстки рівна  $13^\circ$ , а вимірне значення КСД відповідає 6,72 дБ.

Заміна металевго стержня плазмовим розрядом в РСС, поверхневий імпеданс якої модульований прямокутними імпульсами, що фізично має зміст

металевих радіальних неоднорідностей з параметрами, наведеними в таблиці 2.1, дала змогу підвищити КСД на 3,592 дБ. При цьому вдалося зменшити величину рівня бокового випромінювання на 3,84 дБ.

#### 4.4.4. Дослідження умов поперечного випромінювання ребристо-стержневої структури із наявністю та відсутністю плазми

Під час чисельного моделювання РСС скінчених розмірів досліджувалися умови поперечного випромінювання відносно головної осі цієї структури. Таке випромінювання вдалося досягти за умови, що коефіцієнт поширення  $P = 0,22$ , відносно значення періоду металевих радіальних неоднорідностей менше 1, а конкретні числові значення, які чисельно перевірено, становлять  $d_1/\lambda_0 = 0,62$  та  $d_1/\lambda_0 = 0,63$ . При цьому шляхом моделювання досліджено ефект, пов'язаний з тим, що поперечне випромінювання відносно осі РСС зникає при відсутності плазми в структурі. Необхідність експериментальної перевірки такого ефекту зумовлена перспективами подальшого використання РСС, виконаної на базі плазмового розряду в галузі прихованої радіолокації.

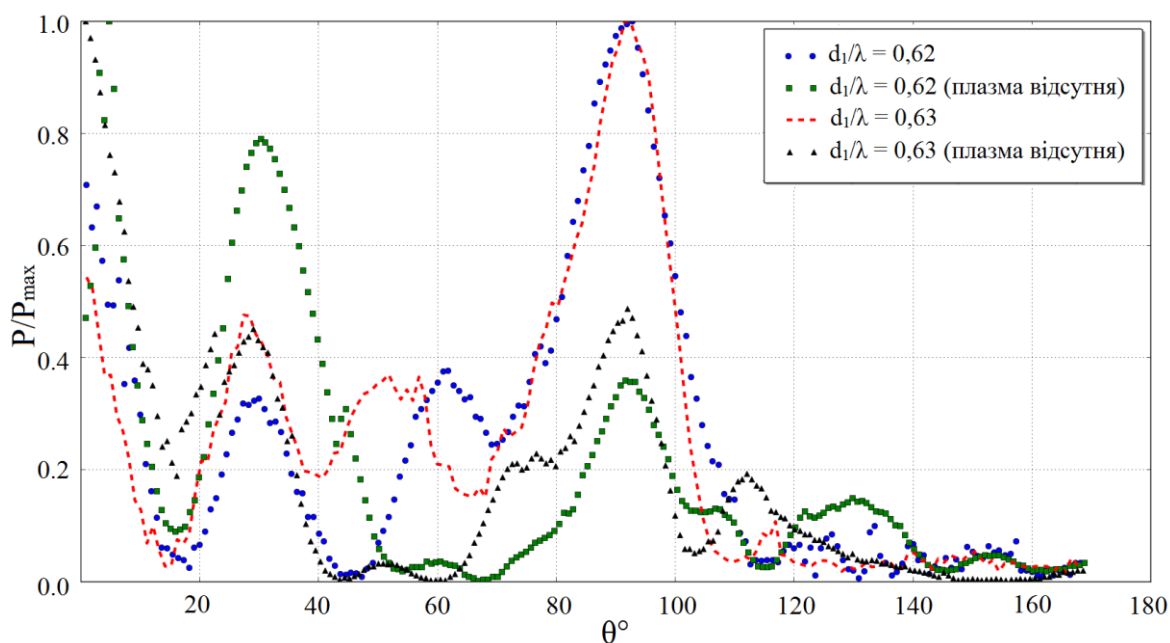


Рисунок 4.12 – Вплив наявності та відсутності плазми на діаграма спрямованості ребристо-стержневої структури з використанням плазмового розряду

На рис.4.12 видно, що для РСС з використанням плазмового розряду при заданих відносних конструктивних параметрах характерне поперечне випромінювання, що зникає, як і при чисельному моделюванні на основі методу скінчених елементів, при відсутності плазми в структурі. Ширина головних пелюсток становить  $20^\circ$  за рівнем 0,5. Оскільки ДС, зображені на рис. 3.11, розраховані по напрузі, а експериментально отримано ДС по потужності, це пояснює відмінність ширини головних пелюсток при їх порівнянні. Під час проведення експерименту для таких відносних конструктивних параметрів РСС з використанням плазмового розряду, на відміну від результатів чисельного моделювання, не спостерігався ефект роздвоєння головних пелюсток. При цьому рівень бокових пелюсток менший від рівня головної пелюстки в 2 рази для РСС з параметром  $d_1/\lambda_0 = 0,63$ , а ріст бокових пелюсток під кутом  $30^\circ$ , як і при чисельному моделюванні, проявляється при відсутності плазми в РСС.

Присутність незначного бокового випромінювання при значенні кута  $\theta$  в межах  $0..70^\circ$  можна пояснити наявністю інтерференції двох ПЕХ: біжучої вздовж структури та зворотної, відбитої від кінця структури, внаслідок перевипромінювання металевими радіальними неоднорідностями РСС, а також випромінюванням, що утворене металевим рупором.

Експериментальне дослідження ДС РСС з використанням плазмового розряду в режимі роботи, коли плазма присутня в структурі, та при її відсутності, підтвердило припущення про те, що такі структури доцільно досліджувати для потреб військового призначення, коли необхідно забезпечити тимчасову або короткотривалу роботу радіолокаційної системи.

Варто відзначити, що під час теоретичних та експериментальних досліджень РСС не вдалося досягти повного зникнення електромагнітного випромінювання в умовах відсутності плазмового розряду, оскільки в досліджуваній структурі присутні компоненти, виконані з металу, що сприяє впливу додаткових завад електромагнітної природи та корисного сигналу на результати експерименту. Попередньо зазначалося, що досягти повного

зникнення електромагнітного випромінювання під час експлуатації РСС в якій використано плазму, як структурний компонент, можна шляхом використання структури, виконаної з діелектрика, в середині якої присутній плазмовий розряд, що характеризується ребристо-стержневою формою, тобто враховує наявність кілець, призначених для сповільнення ПЕХ та радіальних неоднорідностей для досягнення ефекту поперечного випромінювання.

#### **4.4.5. Дослідження умов формування двопрменевої діаграми спрямованості**

Теоретично встановлено, що зміна конструктивних та електричних параметрів РСС з використанням плазмового розряду дає можливість варіювати форму ДС в дальній зоні. Окрім поперечного випромінювання особливий інтерес являє інтерференційне випромінювання, оскільки явище інтерферометрії широко використовується в сучасних вимірювальних приладах, наприклад, інтерферометрах та далекомірах, котрі, у свою чергу, знайшли використання в сфері приладобудування при оцінці якості обробки поверхонь. Попередньо, на базі аналітичної моделі (2.10), вдалося виявити умови інтерференційного випромінювання модульованої РСС, які обумовлені тим, що при збільшенні відносного періоду металевих радіальних неоднорідностей зростає кількість та рівень бокових пелюсток. При цьому їхня роздільна здатність збільшується прямо пропорційно збільшенню відносної довжини РСС.

Як було зазначено, довжина досліджуваного фізичного зразка РСС рівна  $4\lambda_0$ , що вказує на співрозмірність основної робочої довжини хвилі та довжини структури. Попередньо вивчено умови для досягнення ефекту поперечного випромінювання відносно головної осі РСС. Для того, щоб отримати двопрменеву ДС на базі розробленого експериментального зразка достатньо збільшити відносні розміри параметру  $d_1/\lambda_0$ .

Експериментально отримано розподіли поля в площині вектора напруженості електричного поля з використанням експериментального зразка

РСС виконаної на основі плазмового розряду з відносними параметрами  $d_1/\lambda_0 = 0,80$  та  $d_1/\lambda_0 = 0,81$ . Результати наведено на рис. 4.13 у вигляді нормованих за амплітудою двопробних ДС в прямокутній системі координат для значень  $\theta = 0..180^\circ$ .

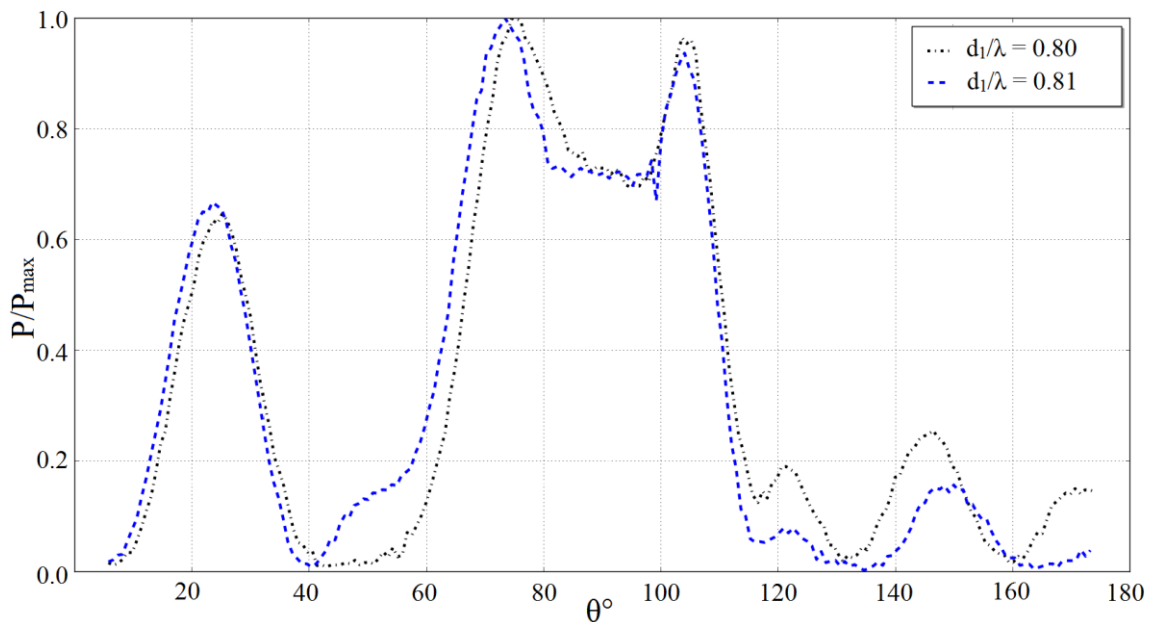


Рисунок 4.13 – Двопробна діаграма спрямованості

Двопробну ДС можна трактувати як роздвоєну головну пелюстку та бокові пелюстки з одного боку або як інтерференційний розподіл електричної складової електромагнітного поля з іншого боку. Порівняльний аналіз наведених результатів виявив, що двопробні ДС при заданих відносних параметрах РСС якісно подібні, проте спостерігається зростання ширини головної пелюстки за рівнем 0,5 при збільшенні величини періоду металевих радіальних неоднорідностей.

Інтерференційні розподіли вектора напруженості електричного поля, отримані під час виконання експерименту, характеризується спрямованим поперечним випромінюванням в межах значень кута  $\theta = 65..110^\circ$  за рівнем 0,5 при  $d_1/\lambda_0 = 0,81$ . Основна особливість такого розподілу поля зумовлена двома вузько напрямленими максимумами, які спостерігаються під кутами  $73^\circ$  та  $107^\circ$  на ДС. Зокрема рівень бокового випромінювання характеризується значенням

0,65 під кутом  $23^\circ$ . Не лишимо поза увагою той факт, що під час попередніх теоретичних та експериментальних досліджень випромінюючих властивостей РСС з використанням плазмового розряду також спостерігався високий рівень бокового випромінювання в межах кута спостереження  $\theta = 15..45^\circ$ , що можна пояснити впливом металевого конічного рупора.

Варто відзначити, що низька роздільна здатність променів в режимі сканування двопрменевої ДС може бути пов'язана зі співрозмірністю довжини РСС та робочої довжини хвилі, використаної під час наших експериментальних досліджень. При цій робочій частоті покращення такої випромінюючої характеристики, може бути досягнуто завдяки використанню РСС з більшими відносними розмірами, що призведе до покращення роздільної здатності обох променів. Отже, досягти високу роздільну здатність інтерференційного розподілу поля РСС з використанням плазмового розряду можна шляхом збільшення відносної довжини РСС.

#### **4.5. Висновки до четвертого розділу**

1. В четвертому розділі розроблено фізичний зразок ребристо-стержневої структури довжиною  $4\lambda_0$  на основі конструктивних параметрів, запропонованих та вивчених у попередніх розділах. Особливістю такого фізичного зразка ребристо-стержневої структури є використання газорозрядної лампи для отримання плазмового розряду з метою експериментальної верифікації результатів, одержаних під час математичного та імітаційного моделювання.

2. Проведено ряд експериментальних досліджень ребристо-стержневої структури в умовах наявності та відсутності плазмового розряду в структурі. Під час експерименту отримано поперечне випромінювання в дальній зоні в площині вектора напруженості електричного поля відносно головної осі ребристо-стержневої структури при відносних конструктивних параметрах  $d_1/\lambda_0 = 0.62$  та  $d_1/\lambda_0 = 0.63$ , яке зникає при відсутності плазми. Проаналізовано умови

зادля досягнення режиму інтерференційного випромінювання ребристо-стержневої структури з використанням плазмового розряду при  $d_1/\lambda_0 = 0.80$  та  $d_1/\lambda_0 = 0.81$ .

3. Заміна металевого стержня плазмовим розрядом, а також модуляція поверхневого імпедансу ребристо-стержневої структури металевими радіальними неоднорідностями покращили показник ефективності за коефіцієнтом спрямованої дії на 3,592 дБ при потребі забезпечення поперечного випромінювання відносно головної осі структури.

4. На основі методу порівняльного аналізу та обчислення середнього квадратичного відхилення зроблено висновки, про те що експериментальні результати досліджень розподілу електромагнітного поля в дальній зоні для ребристо-стержневої структури з використанням плазмового розряду довжиною  $4\lambda_0$  підтвердили адекватність розроблених моделей. Обговорено результати проведеного дослідження та запропоновано рекомендації щодо практичного використання ребристо-стержневих структур в яких використано плазмовий розряд як компонентів та засобів передавання електромагнітної енергії.

## ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі розв'язано актуальну науково-технічну задачу, яка полягає у підвищенні ефективності параметрів та характеристик випромінювання модульованих метал-діелектричних структур шляхом розроблення нового методу синтезу ребристо-стержневої структури на основі плазмового розряду та зміни параметрів модуляції поверхневого імпедансу, а також удосконаленні математичних та імітаційних моделей розрахунку розподілу електричної складової електромагнітного поля в дальній зоні.

1. Проведено аналіз сучасного стану та перспектив розвитку засобів передавання електромагнітної енергії, робота яких основана на фізичних властивостях поверхневих плазмонів та плазми. Виявлено, що використання поверхневих плазмонів дає можливість конструювати аналітичні прецизійні прилади та пристрої. Встановлено, що використання плазмового розряду в антенній техніці НВЧ діапазону є перспективним напрямком, що зумовлено його значними перевагами над звичайними металевими та метал-діелектричними засобами. Це уможлиблює досягнення передачі інформації зі швидкістю 7 Гбіт/с за рахунок використання діапазону частот від 56 до 64 ГГц та відкриває нові можливості конструювання засобів прихованої радіолокації.

2. Розроблено модель РСС довжиною  $4\lambda_0$  на основі методу наведених ЕРС, новизна якої полягає в тому, що така модель дає можливість врахувати вплив відбитої від кінця структури ПЕХ та коефіцієнт затухання на форму розподілу напруженості електричного поля в дальній зоні. З метою автоматизації розв'язку задачі аналізу РСС, зокрема процесу дослідження її випромінювальних властивостей, розроблено прикладну комп'ютерну програму на базі інтерпретованої мови програмування «Python». У результаті дослідження розподілу напруженості електричного поля в дальній зоні та аналізу оцінки середнього квадратичного відхилення встановлено, що використання математичної моделі, розробленої на базі методу наведених ЕРС для РСС, співрозмірних з довжиною хвилі, дозволило покращити стандартне відхилення параметра випромінювання на 0,1795.



3. Розроблено імітаційну модель РСС в технології HFSS з використанням методики розрахунку параметрів газорозрядної плазми на основі теорії Друде для розробки нового матеріалу, використання якого уможливило дослідження особливостей випромінювання РСС з використанням плазми. Методом скінченних елементів при 10-х встановлених ітераціях розраховано електродинамічні характеристики РСС в якій використано матеріал з параметрами газорозрядної плазми та отримано смугу робочих частот в частотному діапазоні 2..3 ГГц, яка складає 12% за рівнем КСХ < 2. Виявлено, що поперечне випромінювання відносно головної осі РСС спостерігається при значеннях конструктивного параметра  $d_1/\lambda_0 = 0,58..0,72$ .

4. Розроблено експериментальний зразок РСС, в якій замість металевого стержня використано газорозрядну лампу, що дало змогу методом порівняльного аналізу та оцінки середнього квадратичного відхилення провести верифікацію результатів, отриманих під час моделювання. Виявлено, що отримане значення амплітуди вектора напруженості електричного поля на 50% більше в напрямку, поперечному до головної осі досліджуваної структури, у порівнянні з результатом, отриманим в умовах відсутності плазми в цій структурі. На основі експериментальних досліджень встановлено, що КСД РСС з використанням плазмового розряду рівний 6,72 дБ. Заміна металевого стержня плазмовим розрядом та модуляція ПІ металевими радіальними неоднорідностями підвищили КСД РСС з відносною довжиною  $4\lambda_0$  на 3,57 дБ та зменшили рівень бокового випромінювання на 3,84 дБ.

5. Встановлено, що для досягнення ефекту повного зникнення електромагнітного випромінювання РСС, співрозмірної з довжиною хвилі в умовах відсутності плазмового розряду, для потреби її застосування в засобах прихованої радіолокації можна за рахунок використання газорозрядної діелектричної трубки з ребристо-стержневою формою та відносними параметрами ПІ  $d_1/\lambda_0 = 0,58..0,72$  та  $\Delta/\lambda_0 = 0,2..0,4$ . Підвищити роздільну здатність в режимі сканування однопроменевої та двопроменевої ДС в смузі робочих частот 2..3 ГГц можна за рахунок збільшення відносної довжини РСС.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Дорожинський Г.В. Сенсорні прилади на основі поверхневого плазмонного резонансу. Монографія / Дорожинський Г.В., Маслов В.П., Ушенін Ю.В. // Київ: НТУУ «КПІ», 2016 - 264 с.
2. Alastair Paul Hibbins. Grating coupling of surface plasmon polaritons at visible and microwave frequencies. To the University of Exeter as a thesis for the degree of Doctor of Philosophy in Physics. November 1999.
3. Evgeni Popov. Introduction to Diffraction Gratings: Summary of Applications / Evgeny Popov // Gratings: Theory and Numeric Applications, AMU (PUP), pp.1.1-1.23, 2012.
4. Стефан А. Майер. Плазмоника. Теория и приложения / Стефан А. Майер // М.: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика». 2011. – 278 с.
5. Andreas Otto. Excitation of nonradiative surface plasma waves in silver by the method of frustrated total reflection / Andreas Otto // Zeitschrift für Physik A Hadrons and Nuclei, 1968, 216(4): 398-410.
6. Rothenhausler B. Surface-plasmon microscopy / Rothenhausler B., Knoll W. // Nature. – 1988. – Vol. 332. – Pp. 615-617.
7. Chin Fhong Soon. Characterizing the Interfacial Topology of Cells Attached to Liquid Crystals / Chin Fhong Soon // Conference: International Conference on Biomedical Engineering and Sciences 2012, Volume: IFBME Proceedings, 17th - 19th December, 2012.
8. I. V. Shadrivov. Excitation of guided waves in layered structures with negative refraction / I. V. Shadrivov, R. W. Ziolkowski, A. A. Zharov, Y. S. Kivshar // Optics Express, Vol. 13, № 2, 24 January 2005.
9. Дорожинський Г.В. Дис. к.т.н., Національна Академія Наук України Інститут Фізики Напівпровідників ім. В.Є. Лашкарьова, Київ – 2016, 150 с.
10. H. V. Dorozinska. Influence of Temperature on the Measuring Accuracy of Devices Based on Surface Plasmon Resonance Phenomenon / H. V. Dorozinska,

T. A. Turu, O. M. Markina, G. V. Dorozinsky, V. P. Maslov // *Modern Instrumentation*, 2018, Vol. 7, Issue 1. Pp. 1-10.

11. Тепляков І.Ю. Досвід розроблення та використання засобів інформаційних технологій на підставі метал-діелектричних структур та плазмового розряду / Тепляков І.Ю., Ліске О.М., Гадьо І.В., Маслаков С.О. // *Науковий вісник Національного лісотехнічного університету України: збірник науково-технічних праць*. – 2018. – т. 28, № 8. – С. 95–100.

12. K. D. Weltmann. The future for plasma science and technology / K. D. Weltmann, J. F. Kolb, M. Holub, D. Uhrlandt , M. Simek, K. Ostrikov, S. Hamaguchi, U. Cvelbar, M. Cernak, B. Locke, A. Fridman, P. Favia, K. Becker // *Plasma Processes and Polymers*, 2019, Volume 16, Issue 1.

13. J. G. Eden. Plasma Science and Technology in the Limit of the Small: Microcavity Plasmas and Emerging Applications / J. G. Eden, S. J. Park, J. H. Cho, M. H. Kim, T. J. Houlahan, B. Li, E. S. Kim, T. L. Kim, S. K. Lee, K. S. Kim, J. K. Yoon, S. H. Sung, P. Sun, C. M. Herring, and C. J. Wagner // *IEEE Transactions on Plasma Science*, Vol. 41, No. 4, April 2013. Pp. 661 – 675.

14. E. M. Yeatman. Resolution and sensitivity in surface plasmon microscopy and sensing / E. M. Yeatman // *Biosensors & Bioelectronics*, Vol. 11, №. 617, pp. 635-649, 1996.

15. С.И. Валянский. Микроскоп на поверхностных плазмонах / С.И. Валянский // *Соровский образовательный журнал*, №8, 1999, с. 76-82.

16. B. Rothenhäusler. Surface-Plasmon Microscopy / B. Rothenhäusler, W. Knoll // *Nature* 332, 1988, № 6165. Pp.615-617.

17. P. R. Sahoo. Surface plasmon resonance based biosensor: A new platform for rapid diagnosis of livestock diseases / P. R. Sahoo, P. Swain, S. M. Nayak, S. Bag, S. R. Mishra // *Veterinary World*, EISSN: 2231-0916, Vol. 9(12): pp. 1338-1342, 2016.

18. H. H. Nguyen. Surface Plasmon Resonance: A Versatile Technique for Biosensor Applications / H. H. Nguyen, J. Park, S. Kang and M. Kim // *Sensors* 2015, Vol. 15, pp. 10481-10510.

19. V. Shpacovitch. Application of Surface Plasmon Resonance (SPR) for the Detection of Single Viruses and Single Biological Nano-objects / V. Shpacovitch // Journal of Bacteriology and Parasitology. Volume 3, Issue 7, 2012.

20. G. Dorozinsky. Surface plasmon resonance as a tool for research in nanotechnology and industry / G. Dorozinsky // Machines, technologies, materials. ISSN 1313-0226. Issue 9/2013. Pp. 51 – 54.

21. Р.В. Христосенко. Иммуносерсор на основе поверхностного плазмонного резонанса для определения антител против вируса Эпштейна-Барр / Р.В. Христосенко, Н.В. Нестерова, Е.В. Костюкевич, С.Д. Загородняя, Г.В. Баранова, А.В. Головань, Ю.В. Ушенин, А.В. Самойлов, С.А. Костюкевич // ISSN 0233-7577. Оптоэлектроника и полупроводниковая техника, 2011, вып. 46.

22. Д. В. Сотников. Детекция межмолекулярных взаимодействий, основанная на регистрации поверхностного плазмонного резонанса / Д. В. Сотников, А. В. Жердев, Б. Б. Дзантиев // Успехи биологической химии, т. 55, 2015, с. 391-420.

23. W. Yuan. Surface plasmon resonance biosensor incorporated in a Michelson interferometer with enhanced sensitivity / W. Yuan, H. P. Ho, C. L. Wong, S. K. Kong and C. Lin // IEEE Sensors Journal, vol. 7, № 1, 2007, pp. 70-73.

24. [H.P. Ho](#). Sensitivity enhancement based on application of multi-pass interferometry in phase-sensitive surface plasmon resonance biosensor / [H.P. Ho](#), [W. Yuan](#), [C.L. Wong](#), [S.Y. Wu](#), [Y.K. Suen](#), [S.K. Kong](#) and [C. Lin](#) // Optics Communications, [Vol. 275, Issue 2](#), 2007, Pp. 491-496.

25. М.Н. Либенсон. Поверхностные электромагнитные волны в оптике / М.Н. Либенсон // Соросовский образовательный журнал, №10, 1996, с. 103-110.

26. D. J. Bergman, Mark I. Stockman. Surface Plasmon Amplification by Stimulated Emission of Radiation: Quantum Generation of Coherent Surface Plasmons in Nanosystems / D. J. Bergman and M. I. Stockman // Physical Review Letters, Vol. 90, № 2, 2003.

27. N. I. Zheludev. Coherent meta-materials and the lasing spaser / N. I. Zheludev, S. L. Prosvirnin, N. Papasimakis, V.A. Fedotov // *Nature Photonics*, Vol. 2, № 6, 2008, pp. 351-354.

28. M. I. Stockman. Nanoplasmonics: past, present, and glimpse into future / M.I. Stockman // *Optics Express*, Vol. 19, №. 22, 2011, pp. 22029 – 22106.

29. Milligan T.A. *Modern antenna design*, 2nd ed. / T.A. Milligan // Wiley-IEEE Press, 2005. – 528 p.

30. Г.Т. Марков, Д.М. Сазонов. Антенны. Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. М. «Энергия», 1975.

31. Красюк В.Н. Антенны с диэлектрическим покрытиями (особенности расчета и проектирования) – Л.: Судостроение, 1986. – 164 с., ил.

32. А.Л. Драбкин, В.Н. Зузенко, А.Г. Кислов. Антенно-фидерные устройства. Изд. 2-е, Москва, «Советское радио», 1974.

33. В. И. Гладких. Задача синтеза развязывающей импедансной полосы с чередующимся импедансом / В. И. Гладких // *Цифрові технології*. – 2014. – Вип. 16. – С. 95-103.

34. Гоблик В.В. Поле антенної решітки ромбічних випромінювачів на основі щілинної лінії передавання / В.В. Гоблик, О.М. Ліске, І.Ю. Тепляков // *Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка»*. Радіотехніка та телекомунікації. – 2017. – № 874. – С. 31–38.

35. Щадило Я.С. Покращення характеристик антени на основі щілинної лінії передачі, призначеної для прийому теплового випромінювання / Щадило Я.С., Ліске О.М., Піко О.Т., Тепляков І.Ю., Тарасенко Л.О. («Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ»). – Львів 2018. – с. 184.

36. А. Г.Кюркчан. Связь между антеннами в присутствии ребристых структур / А. Г. Кюркчан // *Радиотехника и электроника*. – 1985. – Т.22. – № 7. – С. 1362-1365.

37. А. З. Айзенберг. Коротковолновые антенны/ А. З. Айзенберг, С. П. Белоусов, Э. М. Журбенко и др.: под ред. Г. З. Айзенберга. Изд. 2-е, перераб. и доп – М.: Радио и связь, 1985. – 536 с.

38. В. В. Гоблик. Дослідження поля коліматора на основі плазмонного кристалу / В. В. Гоблик, І. Б. Субота // Чотирнадцята відкрита науково-технічна конференція Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки Національного університету «Львівська політехніка» з проблем електроніки : тези доповідей, 5–7 квітня 2011 р., Львів / Національний університет «Львівська політехніка». – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2011. – С. 21. – Бібліографія: 2 назви.

39. Гоблик В.В. Дис. к.ф.-м.н., Харківський держуніверситет, 1986. 210с.

40. V. Hoblyk. Modelling Radiativ Properties of Metallodielectric Structures / V. Hoblyk, V. Pavlysh, N. Goblyk, I. Nychai, O. Liske, M. Zelenku, I. Teplyakov // Proceedings of the XIIIth International Conference “Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science” (TCSET 2016). – Lviv-Slavske, 2016. – P. 105.

41. V. V. Hoblyk. Achivements in Antennas Research at Lviv Polytechnic National University / V. V. Hoblyk, V. A. Pavlysh, N. M. Hoblyk, Ye. I. Yakovenko, O. M. Liske, I. V. Nychai, D. V. Nevinskyi, D. A. Nikolayev, I. Yu. Teplakov // 2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Kyiv, Ukraine pp. 50-55.

42. В. В. Гоблик. Електромагнітне збудження імпедансних структур з N-кратною періодичністю / В.В. Гоблик // Вісник Національного університету «Львівська політехніка». – 2012. – № 734 : Електроніка. – С. 134-144.

43. V. V. Hoblyk. Mathematical model antennas, based on modulated plazmon-polariton structures / V. V. Hoblyk // Program XIIIth International Conference «Plasma Electronics and New Acceleration Methods», PENAM-2015, August, 24-28, Kharkiv, Ukraine, 2015. – P. 12.

44. Г. Т. Марков. Возбуждение электромагнитных волн / Г. Т. Марков, А. Ф. Чаплин. – М.–Л.: Энергия, 1967. – 376 с.

45. Л. М. Лобкова. Проектирование антенн и устройств СВЧ: Учеб. Пособие для вузов / Л. М. Лобкова. – Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2002. – 178 с.: ил.

46. В. В. Гоблик. Математичні моделі періодично-неоднорідного діелектричного циліндра та їх аналіз / В. В. Гоблик, В. А. Павлиш // Вісник Національного університету «Львівська політехніка». – 2009. – № 645 : Радіoeлектроніка та телекомунікації. – С. 197-204.

47. Ю. В. Кириченко. Излучение плоского плазменного слоя с малым изгибом / Ю. В. Кириченко, В. Д. Карлов, А. С. Кийко // Радіофізика та електроніка. 2017. Т. 22. № 2 – С. 72-78.

48. В. Д. Карлов. Плазменная антенна с азимутально-несимметричными бегущими волнами тока / В. Д. Карлов, Ю. В. Кириченко // Радіофізика та електроніка. – 2018. – Т. 23, № 1. – С. 34-41.

49. Ю. В. Кириченко. Особливості використання плоского шару плазми з малим вигином в антенних системах / Ю. В. Кириченко, В. Д. Карлов, А. С. Кійко // Збірник наукових праць Харківського національного університету Повітряних Сил. – 2017. – № 4(53). – С. 97-102.

50. Li. Wei. Analysis and Design of Plasma Monopole Antenna / Li Wei, Qiu Jinghui and Suo Ying // International Conference on Antenna Theory and Techniques, 6-9 October, 2009, Lviv, Ukraine, pp. 200-202.

51. J. D. Callen. Fundamentals of Plasma Physics. University of Wisconsin, Madison, 2003.

52. J.A. Bittencourt. Fundamentals of Plasma Physics. National Institute for Space Research. 2004 Springer Science + Business Media New York

53. U. S. Inan. Principles of Plasma Physics for Engineers and Scientists / U. S. Inan, M. Golkowski // Cambridge University Press, NY: New York, 2011, pp. 1-19.

54. B. R. Adhikari and. Introduction to the Plasma State of Matter / B. R. Adhikari and R. Khanal // The Himalayan Physics, Vol.4, №.4, 2013, pp. 60-64.

55. Р. Уинтертои. Ван-дер-ваальсовы силы. Успехи физических наук. Том 105, вып. 2., 1971, стр. 307-320.
56. Mohd Taufik Jusoh Tajudin. Study and design of reconfigurable antennas using plasma medium Electronics. Université Rennes 1, 2014.
57. L. Papageorgiou. Three-dimensional numerical modelling of gas discharges at atmospheric pressure incorporating photoionization phenomena / L. Papageorgiou, A. C. Metaxas, G. E. Georghiou // Journal of Physics D: Applied Physics, Volume 44, Number 4, 2011, pp.45203.
58. D.H.J. van Castere. Electronic operation and control of high-intensity gas-discharge lamps. Eindhoven: Technische Universiteit Eindhoven, 2012.
59. G. G. Lister, J. E. Lawler, W. P. Lapatovich, V. A. Godyak. The physics of discharge lamps. Rev. Mod. Phys., vol. 76, no. 2, pp. 541-598, April 2004.
60. E. Spencer. Electron Density and Electron Neutral Collision Frequency in the Ionosphere Using Plasma Impedance Probe Measurement / E. Spencer, S. Patra, T. Andriyas, C. Swenson, J. Ward, A. Barjatya // Journal of Geophysical Research: Space Physics, Volume 113, Issue A9, CiteID A09305, 2008.
61. А. О. Семенов. Характеристики та переваги енергоекономічних ламп, наявних на ринку України / А. О. Семенов // Науковий вісник Полтавського університету економіки і торгівлі. – № 1 (46). – 2010, стор. 33-36.
62. А. Чайновет, С. Бухебаум. Плазма твердого тела. Успехи физических наук. Том 90, вып. 1, 1966, стр. 179-193.
63. Jenn D. C. Plasma antennas: Survey of Techniques and the Current State of the Art / D. C. Jenn // Naval Postgraduate School, Prepared for SPAWAR PMW 189. – San Diego, 2003. – 27 p.
64. N. A. Halili. A study on plasma antenna characteristics with different gases / N. A. Halili, M. T. Ali, H. M. Zali, H. Jaafar, I. Pasya // IEEE International Symposium on Telecommunication Technologies, pp. 56-59, 2012.
65. A. N. Dagang. Study on the effect of a variation types of gas, pressures and coupling sleeves on the performance of monopole plasma antenna / A. N.



Dagang, C. X. Lei, H. Jaafar // ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences. Vol. 12, №. 23, 2017, pp. 6649-6656.

66. Matthew N. O. Sadiku. Magnetic forces, materials, and devices in Elements of Electromagnetics, 4th Edition, Oxford, NY: New York, 2007, pp.270-320.

67. Гоблик В.В. Анализ поля над импедансной плоскостью с периодическими дискретными неоднородностями методом А.Ф.Чаплина / В. Гоблик // Теоретические и экспериментальные методы исследования антенн и устройств СВЧ: Сборник / Львов. Политехн. ин-т. Львов, 1984. – С. 27–70 – Рус. – Деп. в УкрНИИНТИ 11.11.84, № 1874. – Ук. – 84.

68. V.V. Hoblyk, V.A. Pavlysh, N.M. Hoblyk, Ye.I. Yakovenko, O.M. Liske, I.V. Nychai, D.V. Nevinskyi, D.A. Nikolayev, I.Yu. Teplakov. Achievements in Antennas Research at Lviv Polytechnic National University. 2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Kyiv, Ukraine, pp. 50-55.

69. В. Н. Таланов. К вопросу об излучении антенн поверхностных волн с периодически изменяющимся поверхностным импедансом / В. Н. Таланов // Изв. Вузов СССР. Радиофизика. – 1960. №5. С. 802 – 817.

70. Jean-Ren´e Poirier. Impedance Boundary Conditions for the Scattering of Time-Harmonic Waves by Rapidly Varying Surfaces / Jean-Ren´e Poirier, Abderrahmane Bendali and Pierre Borderies // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 54, Issue 3, March 2006.

71. I. Yu. Teplyakov. Modelling of the metal corrugated-rod antenna with transverse radiation / I. Yu. Teplyakov // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2019. – № 3. – С. 109-115.

72. Щадило Я.С. Вплив параметрів модульованої метал-діелектричної структури на роздільну здатність інтерферометра / Щадило Я., Ліске О., Жарий А., Тепляков І., Зіняк Б. (GEOFORUM`2018). – Львів-Яворів-Брюховичі 2018. – с. 107.

73. Гоблик В.В. Моделювання плазмон-поляритонних структур з інтерференційним розподілом поля / В.В. Гоблик, І.В. Гадьо, О.М. Ліске, І.Ю. Тепляков // Журнал нано- та електронної фізики. – 2018. – Т.10, № 6. – 06022.

74. V. Hoblyk. Modeling the Radiation Field of a Slot Antenna in Finite Size Screen / V. Hoblyk, O. Liske // Computational Problems of Electrical Engineering, Vol. 3, No. 1, 2013.

75. S. Henault and Y. M. M. Antar. The multiple antenna induced EMF method for the precise calculation of the coupling matrix in a receiving antenna array. Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 8, 103 – 118, 2009. Pp. 103 – 118.

76. Norun Farihah Abdul Malek. 3-D Antenna Array Analysis using the Induced EMF Method. Doctoral Thesis. Submitted in partial fulfillment of the requirements for the award of Doctor of Philosophy of Loughborough University 2013.

77. Гоблик В.В. Моделювання антен на базі щілинної лінії передачі / В.В. Гоблик, О.М. Ліске // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка». Радіотехніка та телекомунікації. – 2004. – №508. – С. 181–186.

78. Constantine A. Balanis. Antenna theory, analysis and design, third edition. Copyright © 2005 by John Wiley & Sons. ISBN: 0-471-66782-X. – 1073 p.

79. Ліске О.М. Дис. к.т.н., Національний університет «Львівська політехніка», 2018. 208 с.

80. Ivan Teplyakov, Viktor Hoblyk, Oleksiy Liske, Irina Gado, Serhiy Maslakov and Ivan Pylypiak. Synthesis of Plasma Corrugated-Rod Antenna for Multi-Gigabit Wireless Technology / I. Teplyakov, V. Hoblyk, O. Liske, I. Gado, S. Maslakov and I. Pylypiak // Internet of Things (IoT) and Engineering Applications, Vol. 3, Issue 1, 2018. Pp. 34–43.

81. N. A. Malek. Beam Steering Using the Active Element Pattern of Antenna Array / N. A. Malek, O. O. Khalifa, Z. Z. Abidin, S. Y. Mohamad, N. A. A. Rahman // Telkomnika, Vol. 16, No. 4, August 2018, pp. 1542-1550.

82. An Introduction to HFSS: Fundamental Principles, Concepts, and Use. 2009 Ansoft, LLC.

83. Ansoft High Frequency Structure Simulator v10 User's Guide. 2005 Ansoft Corporation.

84. HFSS – High Frequency Structure Simulation. Manuals, Ansoft, 2010. [www.ansoft.com](http://www.ansoft.com) – сайт компании Ansoft-ANSYS – разработчика программы HFSS.

85. A. Joshi . Design and Simulation of Planar Inverted F Antenna for ISM Band Applications using HFSS / A. Joshi , B. Jain , C. Agrawal , A. Kotiyal , A. Singh // International Journal of Scientific & Engineering Research, Volume 5, Issue 4, 2014. Pp. 1114 – 1118.

86. Банков С.Е., Курушин А.А. Расчет антенн и СВЧ структур с помощью HFSS Ansoft – М., ЗАО «НПП «РОДНИК», 2009, 256 с.

87. Банков С.Е., Гутцайт Э.М., Курушин А.А. Решение оптических и СВЧ задач с помощью HFSS – Москва, ООО «Оркада», 2012, 250 с.

88. Банков С.Е, Курушин А.А, Разевиг В.Д. Анализ и оптимизация СВЧ структур с помощью HFSS – Москва: Солон-Пресс, 2004. – 283 с.

89. Lonngren K. E. Fundamentals of Electromagnetics with Matlab / K. E. Lonngren, S.V. Savov – Raleigh, NC : SciTech Publishing, 2005. – 574 p.

90. Ramesh Garg, Analytical and Computational Methods in Electromagnetics, Artech House, INC. 685 Canton Street Norwood, MA 0206, 2008.

91. D. C. Jenn. Plasma antennas: Survey of Techniques and the Current State of the Art / D. C. Jenn // Naval Postgraduate School, Prepared for SPAWAR PMW 189. – San Diego, 2003. – 27 p.

92. Н. Н. Богачев. Моделирование режимов работы плазменной антенны / Н. Н. Богачев, И. Л. Богданкевич, Н. Г. Гусейн-заде // Прикладная физика, 2014, № 4, с. 30 – 34.

93. Zong-sheng Chen, Li-fang Ma and Jia-chun Wang. Modeling of a Plasma Antenna with Inhomogeneous Distribution of Electron Density. International Journal of Antennas and Propagation, Volume 2015, Article ID 736090, 5 pages.

94. Prince Kumar and Rajneesh Kumar. Simulation of Plasma Antenna Parameters. International Journal of Engineering Technology, Management and Applied Sciences, Vol. 4, Issue 5, 2016. – Pp. 256 – 261.

95. Syed Mohammad Adnan, PallaviAsthana, O. P. Singh, Mohd. Maroof Siddiqui. Comparative Study of Plasma and Metallic Antenna. ACEIT Conference Proceeding 2016. – Pp. 229 – 232.

96. Rajneesh Kumar, Prince Jain. Simulation of Radiation Pattern of a Reconfigurable Plasma Antenna. International Journal of Engineering Technology Science and Research, Volume 3, Issue – 4 April. 2016. – Pp. 195 – 202.

97. B. B. Kadomtsev and O. P. Pogutse. Electric conductivity of a plasma in a strong magnetic field. Soviet physics jetp, Vol. 26, № 6, 1968. – Pp. 1146 – 1150.

98. Тепляков І.Ю. Моделювання плазмової ребристо-стержневої антени. – Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка». Радіоелектроніка та телекомунікації. – 2018. – № 909. – С. 10–15.

99. Щадило Я.С. «Досвід та перспективи використання плазмового розряду в системах та засобах військового призначення» / Щадило Я.С., Ліске О.М., Гресь М.В., Жарий А.А., Тепляков І.Ю., Євстафієв В.І. («Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ»). – Львів 2018. – с. 183.

100. Щадило Я.С. «Моделювання плазмової ребристої стержневої антени для потреб прихованої радіолокації» / Щадило Я.С., Ліске О.М., Верстівський А.А., Тепляков І.Ю., Зіняк Б.Б. («Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ»). – Львів 2018. – с. 183.

101. Макаренко В. Приемопередатчики для ближней радиосвязи в нелицензируемом диапазоне радиочастот / Макаренко В. // ЭКИС – Киев: VD MAIS, 2006, № 6.

102. Макаренко В. Однокристалльные приемопередатчики компании Analog Devices для ближней радиосвязи / Макаренко В., Деркач С. // ЭКИС – Киев: VD MAIS, 2009, № 5.

103. Макаренко В. Система на кристалле для ближней радиосвязи от Analog Devices / Макаренко В. // ЭКИС – Киев: VD MAIS, 2010, № 12.
104. Урядников Ю.Ф., Аджемов С.С. Сверхширокополосная связь. Теория и применение – М.: Солон-Пресс, 2009. – 368 с.
105. Соколова М.В. Сверхширокополосная беспроводная связь: история и перспективы развития // Т-Comm, 2008, №2. – Сс. 50 – 53.
106. Антенна измерительная П6-23А. Техническое описание и инструкция по эксплуатации: ЮК 1.400.016 ТО. – М. : МО СССР, 1979. – 43 с.
107. В.А. Кузнецов. Измерения в электронике. Справочник/Под ред. В.А. Кузнецова. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 512 с.: ил.
108. Данилин А.А. Измерения в технике СВЧ: Учеб.пособие для вузов. – М.: Радиотехника, 2008. – 184с.
109. Theodore Anderson. Plasma Antennas. Artech House, 2011. – 203 pp.
110. О. О. Дробахин. Техника и полупроводниковая электроника СВЧ : Учебное пособие [Электронное издание] / О. О. Дробахин, С. В. Плаксин, В. Д. Рябчий, Д. Ю. Салтыков. – Севастополь: Вебер, 2013. – 322с.
111. Давиденко Ю. Н. Настольная книга домашнего электрика: люминисцентные лампы. – СПб.: Наука и Техника, 2005. – 224 с.: ил.
112. Sonia Sharma, S. C. Tripathi and Rahul Rishi. Impedance Matching of a Microstrip Antenna. International Journal of Advanced Computer Science and Applications, Vol. 8, Issue 7, 2017. – Pp. 19 – 23с.
113. С. М. Tran, Н. Н. Ouslimani, L. Zhou and A. C. Priou. High Impedance Surfaces Based Antennas for High Data Rate Communications at 40 GHz. Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 13, 217–229, 2010. – Pp. 217 – 229 с.
114. Семенов Н.А. Техническая электродинамика. Учеб.пособие для вузов. М., «Связь» – 1973. – 480с.
115. Макаренко В. В. Вплив конструкції двохелементної антени системи МІМО на її Ефективність / Макаренко В. В., Федоров А. О. // Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи» (РТПСАС 2015 REFSDS) .– Київ, 2015. – Сс 129 - 131.

116. Г.Н. Кочержевский. Антенно-фидерные устройства. Учебник для электротехнических институтов связи. – М.: Связь, 1968. — 352 с.

117. Чаплин А.Ф. Анализ и синтез антенных решеток – Львов: Вища шк. Львовский государственный университет, 1987. – 180 с.

## ДОДАТОК А. СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ ТА ВІДОМОСТІ ПРО АПРОБАЦІЮ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ

*Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації:*

1. Гоблик В.В. Моделювання плазмон-поляритонних структур з інтерференційним розподілом поля / В.В. Гоблик, І.В. Гадьо, О.М. Ліске, І.Ю. Тепляков // Журнал нано- та електронної фізики. – 2018. – Т.10. – № 6. – С. 06022-1 – 06022-6. (Наукове фахове видання; індексується Scopus) *(Особистий внесок здобувача полягає у дослідженні можливостей інтерференційного випромінювання ребристо-стержневої структури, у якій використано в якості структурного компонента плазмовий розряд)*

2. Гоблик В.В. Поле антенної решітки ромбічних випромінювачів на основі щілинної лінії передавання / В.В. Гоблик, О.М. Ліске, І.Ю. Тепляков // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка». Радіоелектроніка та телекомунікації. – 2017. – № 874. – С. 31–38. (Наукове фахове видання; індексується Index Copernicus) *(Особистий внесок здобувача полягає у запропонованій ідеї використання метал-діелектричних структур на основі щілинних ліній передачі в якості інтерферометрів)*

3. Тепляков І.Ю. Досвід розроблення та використання засобів інформаційних технологій на підставі метал-діелектричних структур та плазмового розряду / І.Ю. Тепляков, О.М. Ліске, І.В. Гадьо, С.О. Маслаков // Науковий вісник Національного лісотехнічного університету України: збірник науково-технічних праць. – 2018. – Т. 28. – № 8. – С. 95–100. (Наукове фахове видання; індексується Index Copernicus) *(Особистий внесок здобувача полягає у виконанні огляду сучасного стану та перспектив розвитку метал-діелектричних структур, у тому числі запропоновано та обґрунтовано доцільність використання ребристо-стержневих структур на базі плазмового*

*розряду, та проаналізовано можливість їх використання в засобах інфокомунікацій)*

4. Тепляков І.Ю. Досвід розроблення та використання засобів інформаційних технологій на підставі метал-діелектричних структур та плазмового розряду / І.Ю. Тепляков, О.М. Ліске, І.В. Гадьо, С.О. Маслаков // Науковий вісник Національного лісотехнічного університету України: збірник науково-технічних праць. – 2018. – Т. 28. – № 8. – С. 95–100. (Наукове фахове видання; індексується Index Copernicus) *(Особистий внесок здобувача полягає у виконанні огляду сучасного стану та перспектив розвитку метал-діелектричних структур, у тому числі запропоновано та обґрунтовано доцільність використання ребристо-стержневих структур на базі плазмового розряду, та проаналізовано можливість їх використання в засобах інфокомунікацій)*

5. Тепляков І.Ю. Моделювання плазмової ребристо-стержневої антени. – Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка». Радіоелектроніка та телекомунікації. – 2018. – № 909. – С. 10–15. (Наукове фахове видання; індексується Index Copernicus)

6. Teplyakov I.Yu. Modelling of the metal corrugated-rod antenna with transverse radiation. – Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2019. – № 3. – С. 109-115. (Наукове фахове видання; індексується Index Copernicus)

*Наукові праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:*

7. V. Hoblyk. Modelling Radiativ Properties of Metallodielectric Structures / V. Hoblyk, V. Pavlysh, N. Goblyk, I. Nychai, O. Liske, M. Zelenku, I. Teplyakov // Proceedings of the XIIIth International Conference “Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science” (TCSET 2016). – Lviv-Slavske, 2016. – P. 105. (Scopus). *(Особистий внесок здобувача полягає у виконанні дослідження імпедансної модульованої структури та розробленні алгоритму дослідження і розрахунку просторового розподілу електромагнітного поля)*



8. V. Hoblyk. Achivements in Antennas Research at Lviv Polytechnic National University / V. V. Hoblyk, V. A. Pavlysh, N.M. Hoblyk, Ye.I. Yakovenko, O. M. Liske, I. V. Nychai, D. V. Nevinskyi, D. A. Nikolayev, I. Yu. Teplakov // 2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Kyiv, Ukraine pp. 50-55. (Scopus). *(Особистий внесок здобувача полягає у виконанні огляду сучасного стану та перспектив розвитку метал-діелектричних структур, у тому числі запропоновано та обґрунтовано доцільність використання ребристо-стержневих структур на базі плазмового розряду, та проаналізовано можливість їхнього використання в засобах інфокомунікацій)*

9. Щадило Я.С. Вплив параметрів модульованої метал-діелектричної структури на роздільну здатність інтерферометра / Щадило Я., Ліске О., Жарий А., Тепляков І., Зіняк Б. (GEOFORUM`2018). – Львів-Яворів-Брюховичі 2018. – с. 107. *(Особистий внесок здобувача полягає у виконанні дослідження щодо можливостей побудови інтерферометра на основі метал-діелектричної структури та проведення дослідження параметрів поверхневого імпедансу на роздільну здатність інтерферометра)*

10. Щадило Я.С. Досвід та перспективи використання плазмового розряду в системах та засобах військового призначення / Щадило Я.С., Ліске О.М., Гресь М.В., Жарий А.А., Тепляков І.Ю., Євстафієв В.І. («Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ»). – Львів 2018. – с. 183. *(Особистий внесок здобувача полягає у розробленні моделі плазмової ребристо-стержневої структури та дослідженнях впливу конструктивних параметрів на форму просторового розподілу ЕМ поля)*

11. Щадило Я.С. Моделювання плазмової ребристої стержневої антени для потреб прихованої радіолокації / Щадило Я.С., Ліске О.М., Верстівський А.А., Тепляков І.Ю., Зіняк Б.Б. («Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ»). – Львів 2018. – с. 183. *(Особистий внесок здобувача полягає у розробленні моделі плазмової ребристо-стержневої структури та дослідженню впливу конструктивних параметрів на форму просторового розподілу електромагнітного поля)*

12. Щадило Я.С. Покращення характеристик антени на основі щілинної лінії передачі, призначеної для прийому теплового випромінювання / Щадило Я.С., Ліске О.М., Піко О.Т., Тепляков І.Ю., Тарасенко Л.О. («Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ»). – Львів 2018. – с. 184. (*Особистий внесок здобувача полягає у дослідженні можливості використання метал-діелектричних структур для перетворення електромагнітної енергії інфрачервоного діапазону в енергію електричного струму*)

## ДОДАТОК Б. АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ

«ЗАТВЕРДЖУЮ»



Директор Фізико-механічного інституту

ім. Карпенка НАН України

 З. Т. Назарчук.

«15» 05 2019 р.

### АКТ

про використання результатів дисертаційної роботи  
Теплякова Івана Юрійовича  
на тему «Підвищення ефективності ребристо-стержневої випромінювальної структури з  
використанням плазмового розряду»  
виконаної на кафедрі «Електронні засоби інформаційно-комп'ютерних технологій»  
Національного університету «Львівська політехніка»

Даний акт складений про те, що у відділі фізичних основ діагностики матеріалів Фізико-механічного інституту ім. Карпенка НАН України (м. Львів) знайшли застосування *математична модель та алгоритм розрахунку просторового розподілу електромагнітного поля ребристо-стержневої структури*, які розроблені у дисертаційній роботі Теплякова Івана Юрійовича «Підвищення ефективності ребристо-стержневої випромінювальної структури з використанням плазмового розряду».

Їх використано у ході виконання науково-дослідної роботи „Розв’язання нових дифракційних задач для розвитку електромагнітного та акустичного неруйнівного контролю конструкційних матеріалів” (2015-2017 рр., № держреєстрації 0115U000122) для моделювання поля антен вимірювального стенд. Це дозволило покращити оцінку динамічних параметрів вимірювальних каналів системи контролю шаруватих діелектричних конструкцій і сприяло підвищенню показників надійності та економічності відповідної апаратури неруйнівного контролю

Зав. відділом,  
д.ф.- м.н., професор,



Куриляк Д.Б.

старший науковий співробітник,  
к. т. н.



Кулинич Я.П.

## ДОДАТОК В. ТЕКСТ ПРОГРАМИ ДЛЯ АВТОМАТИЗОВАНОГО РОЗВ'ЯЗКУ ЗАДАЧІ АНАЛІЗУ РЕБРИСТО-СТЕРЖНЕВОЇ СТРУКТУРИ МЕТОДОМ НАВЕДЕНИХ ЕРС У СЕРЕДОВИЩІ «PYTHON»

```
from math import pi, sqrt, asin, acos, degrees, radians, cos, sin, exp
import sympy as sp
from scipy.special import*
from __builtin__ import file
C = 2.4 * (10**8)
gamma = 0.5772
frequency = 1.87 * (10**9)
LYAMDA = C / frequency
k = 2 * pi / LYAMDA
L = 4 * LYAMDA
j = np.complex(0,1)
RADIUS = 0.02085
DIPOLE_NUMBER = dipoles_number = int(raw_input("Enter number of dipoles: "))
INHOMOGENEOUS_NUMBER = 4
ro = 0.8
ksi = 0.089 / 0.125
LYAMDA_STR = ksi * LYAMDA
beta = (2*pi) / LYAMDA_STR
alpha = 1.2
gama = alpha + j*beta
psi = np.arange(1e-05, 1*pi, pi/180)
psi2 = np.arange(1e-05,180,1)
W0 = 120 * pi
eta_R = W0 / (2 * pi)
eta_X = W0 / (4 * pi)

from antenna_parameters import *
from math import pi, sqrt, sin, cos, degrees, radians, isnan, exp
import matplotlib.pyplot as plt
import sympy as sy
```

```
import numpy as np
```

```
class Cicle():
```

```
    length = 2 * RADIUS
```

```
    orientation = 'vertical'
```

```
    def __init__(self, amount, length):
```

```
        self.amount = amount
```

```
class Dipole():
```

```
    dipoleNumber = 0
```

```
    def __init__(self, number, lengthInhomogeneous, z_coordinate):
```

```
        self.coordinate = {'x': 0, 'y': 0, 'z': z_coordinate}
```

```
        self.number = number
```

```
        self.Zii = 0
```

```
        self.dipoleLength = lengthInhomogeneous
```

```
        self.angle = (360 / DIPOLE_NUMBER) * number
```

```
        Dipole.dipoleNumber += 1
```

```
    def coordinates(self, number):
```

```
        if self.number < DIPOLE_NUMBER:
```

```
            self.coordinate['x'] = RADIUS * cos(radians(self.angle))
```

```
            self.coordinate['y'] = RADIUS * sin(radians(self.angle))
```

```
            #self.coordinate['z'] = 1.544 * LYAMDA
```

```
            self.r = sqrt(self.coordinate['z']**2 + RADIUS**2)
```

```
    """Definition of the self dipole impedance"""
```

```
    def selfImpedance(self):
```

```
        self.C = 0.5772
```

```
        self.a = 0.0001
```

```
        self.Rii = (W0 / (2 * pi)) * (self.C + sy.ln(k * self.dipoleLength) - sici(k *  
self.dipoleLength)[1] + 0.5*sin(k * self.dipoleLength) *  
                (sici(2 * k * self.dipoleLength)[0] - 2 * sici(k * self.dipoleLength)[0]) +  
0.5*cos(k * self.dipoleLength) *  
                (self.C + sy.ln(k * self.dipoleLength/2) + sici(2 * k * self.dipoleLength)[1]  
- 2 * sici(k * self.dipoleLength)[1]))
```

```

        self.Xii = (W0 / (4 * pi)) * ((2 * sici(2*k*self.dipoleLength)[0] + cos(k *
self.dipoleLength)*(2*sici(k*self.dipoleLength)[0] -
                sici(2*k*self.dipoleLength)[0])) -
sin(k*self.dipoleLength)*(2*sici(k*self.dipoleLength)[1] -
                sici(2*k*self.dipoleLength)[1] - sici((2*k*self.a**2) /
self.dipoleLength)[1]))
        self.Zii = complex(self.Rii, self.Xii)
    def dipoleField(self):
        self.E_dipole = ( ((np.cos(k * Inhomogeneous.length[0] * np.cos(psi)) - np.cos(k *
Inhomogeneous.length[0])) / np.sin(psi)) *
                Inhomogeneous.An[0] * np.exp(j * (Inhomogeneous.fi[0] + k *
self.r * np.cos(psi) + k * (RADIUS * np.sin(self.angle)) * np.sin(psi))) )
        return self.E_dipole
    @staticmethod
    def dipoleCounter():
        print ("Number of instances:", Dipole.dipoleNumber, Dipole)

```

```

class Inhomogeneous(Dipole):
    #length = [0.027, 0.0375, 0.0465, 0.03]
    orientation = 'horizontal'
    An = list(); fi = list()
    def __init__(self, amount, length, z_coordinate, high):
        self.amount = amount
        self._U0 = 1
        self.U = []
        self.lengthInhomogeneous = length
        self.z_coordinate = z_coordinate
        self.list_dipole = list()
        self.high = high
        self.r = self.z_coordinate * sqrt(self.high**2 + RADIUS**2)

    def createDipoles(self):
        for dipole in range(DIPOLE_NUMBER):
            self.list_dipole.append(Dipole(dipole, self.lengthInhomogeneous, self.z_coordinate))

```

```

def computeCoordinates(self):
    for dipole in self.list_dipole:
        dipole.coordinates(dipole.number)

def computeSelfImpedance(self):
    for dipole in self.list_dipole:
        dipole.selfImpedance()

def display(self):
    for dipole in self.list_dipole:
        print dipole.coordinate['x'], dipole.coordinate['y'], dipole.coordinate['z']
        print dipole.Zii
        print '-'*100

def voltage(self, Z_coordinate):
    Z_direct = np.arange(0, 0.500, 0.001)
    Z_reverse = np.arange(0.500, 0, -0.001)

    U_reverse = self._U0 * np.exp(-gama * Z_direct)
    U_direct = self._U0 * ro * np.exp(-gama * (Z_reverse + L))
    U_resulted = []
    for item, jtem in zip(U_direct, U_reverse):
        U_resulted.append(item + jtem)

    #self.voltagePlot(Z_direct, U_direct, U_reverse, U_resulted)

    self.U = U_resulted[int(Z_coordinate * 1000)]
    return self.U

def complexParameters(self, I):

    self.An = list(); self.fi = list()
    for item in self.I:
        Inhomogeneous.An.append( np.sqrt(np.real(item)**2 + np.imag(item)**2) )
        Inhomogeneous.fi.append( np.arctan(np.imag(item) / np.real(item)) )

```

```

def voltagePlot(self, Z_direct, U_direct, U_reverse, U_resulted):
    fig = plt.figure()
    ax1 = fig.add_subplot(111)
    plt.plot(Z_direct, U_direct, '--', ms=15, lw=2, label=u'Direct wave', color = 'red',
linewidth = 2.0)
    plt.plot(Z_direct, U_reverse, '-.',ms=15, lw=2, label=u'Reflected wave', color = 'green',
linewidth = 2.0)
    plt.plot(Z_direct, U_resulted, '-',ms=15, lw=2, label=u'Resulting wave', color = 'blue',
linewidth = 2.0)
    legend = ax1.legend(loc='upper right', shadow=True, fontsize='x-large')
    ax1.grid(True)
    plt.show()

```

*'''Definition of the mutual impedances between two dipoles which are located in the same inhomogeneous'''*

```

def mutualImpedanceSameInhomogeneous(dipol_1, dipol_2):
    if cos(radians(dipol_2.angle * abs(dipol_2.number - dipol_1.number))) == 1 or
cos(radians(dipol_2.angle * abs(dipol_2.number - dipol_1.number))) == -1:
        d = 2 * RADIUS
    else:
        d = RADIUS * sqrt(2 * (1 - cos(radians(dipol_2.angle * abs(dipol_2.number -
dipol_1.number))))))
    u0 = k * d
    u1 = k * (sqrt(d**2 + dipol_1.dipoleLength**2) + dipol_1.dipoleLength)
    u2 = k * (sqrt(d**2 + dipol_2.dipoleLength**2) - dipol_2.dipoleLength)
    Rij = (W0 / (4 * pi)) * ( 2 * sici(float(u0))[1] - sici(float(u1))[1] - sici(float(u2))[1] )
    if cos(radians(dipol_2.angle * abs(dipol_2.number - dipol_1.number))) == 1 or
cos(radians(dipol_2.angle * abs(dipol_2.number - dipol_1.number))) == -1:
        print Rij

    if isnan(Rij):
        print "err"
        Rij = 25.0
    #print "Rij = ", Rij
    Xij = (-W0 / (4 * pi)) * ( 2 * sici(float(u0))[0] - sici(float(u1))[0] - sici(float(u2))[0] )

```



```

#print "Xij = ", Xij
Zij = complex(Rij, Xij)
#print "Zij = ",Zij
return Zij

```

*'''Definition of the mutual impedances between two dipoles which are located in the different inhomogeneous'''*

```

def mutualImpedanceDifferentInhomogeneous(dipol_1, dipol_2):
    r = sqrt( (abs(dipol_1.coordinate['z'] - dipol_2.coordinate['z']))**2 + 2*(RADIUS**2) -
2*(RADIUS**2)*cos(abs(dipol_1.angle - dipol_2.angle)) )
    R1 = sqrt( (abs(dipol_1.coordinate['z'] - dipol_2.coordinate['z']) +
dipol_1.dipoleLength)**2 - 2*(RADIUS**2)*cos(abs(dipol_1.angle - dipol_2.angle)) )
    R2 = sqrt( (abs(dipol_1.coordinate['z'] - dipol_2.coordinate['z']) -
dipol_1.dipoleLength)**2 - 2*(RADIUS**2)*cos(abs(dipol_1.angle - dipol_2.angle)) )

    CONST_VALUE = j * 30 / ((sin(k * dipol_1.dipoleLength / 2) * sin(k *
dipol_2.dipoleLength / 2)))

    z = sy.Symbol('z')
    integral = CONST_VALUE * sy.sin(k * (dipol_2.dipoleLength/2 - z)) * (sy.exp(-j * k *
R1)/R1 + sy.exp(-j * k * R2)/R2 - 2 * sy.cos(k * dipol_1.dipoleLength / 2) * sy.exp(-j * k * r)/r)
    I = sy.Integral(integral, (z, -dipol_2.dipoleLength/2,
dipol_2.dipoleLength/2)).doit().evalf()
    Z_input = I * sy.sin(k*dipol_1.dipoleLength/2) * sy.sin(k*dipol_2.dipoleLength/2)
    r = sp.re(Z_input)
    x = sp.im(Z_input)
    Z_input = complex(r, x)
    Zij = Z_input
    Zji = Z_input
    return Zij

```

*'''Calculation of the impedance matrix'''*

```

def computeImpedanceMatrix():
    z_temp_list = []
    inh1 = 0
    inh2 = 0

```

```

dip1 = 0
dip2 = 0
counter = 0
while inh1 < INHOMOGENEOUS_NUMBER:
    while dip1 < DIPOLE_NUMBER:
        dipole1 = list_inhomogeneous[inh1].list_dipole[dip1]

        while inh2 < INHOMOGENEOUS_NUMBER:
            while dip2 < DIPOLE_NUMBER:
                dipole2 = list_inhomogeneous[inh2].list_dipole[dip2]
                if dipole1 == dipole2 and list_inhomogeneous[inh1] ==
list_inhomogeneous[inh2]:
                    z = dipole2.Zii
                    z_temp_list.append(z)
                    counter += 1
                if dipole1 != dipole2 and list_inhomogeneous[inh1] ==
list_inhomogeneous[inh2]:
                    z = mutualImpedanceSameInhomogeneous(dipole1, dipole2)
                    z_temp_list.append(z)
                    counter += 1
                if dipole1 != dipole2 and list_inhomogeneous[inh1] !=
list_inhomogeneous[inh2]:
                    z = mutualImpedanceDifferentInhomogeneous(dipole1, dipole2)
                    z_temp_list.append(z)
                    counter += 1
            dip2 += 1
            inh2 += 1
            dip2 = 0
        Z.append(z_temp_list)
        z_temp_list = []
        dip1 += 1
        dip2 = 0
        inh2 = 0
    inh1 += 1
    dip1 = 0

```

```
del(z_temp_list)
```

```
'''Calculation of the current on the inhomogeneous'''
```

```
def computeCurrent():
```

```
    global U, I
```

```
    U = np.array(U)
```

```
    I = np.linalg.solve(Z, U).tolist()
```

```
'''Calculation of the complex parameters'''
```

```
def computeComplexParameters():
```

```
    global I, An, fi
```

```
    for item in I:
```

```
        An.append( np.sqrt(np.real(item)**2 + np.imag(item)**2) )
```

```
        fi.append( np.arctan(np.imag(item) / np.real(item)) )
```

```
def computeRadiationPatern():
```

```
    E_sys = 0
```

```
    F_sys = 0
```

```
    angle = (360 / DIPOLE_NUMBER)
```

```
    inhomogeneousCounter = 0
```

```
    dipoleCounter = 0
```

```
    while inhomogeneousCounter < INHOMOGENEOUS_NUMBER:
```

```
        while dipoleCounter < DIPOLE_NUMBER * INHOMOGENEOUS_NUMBER:
```

```
            for A, f, ri in zip(An, fi, rn):
```

```
                F_sys += A * np.exp(j * (f + k * ri * np.cos(psi) + k * RADIUS * np.cos(angle *  
dipoleCounter)) )
```

```
                dipoleCounter += 1
```

```
            inhomogeneousCounter += 1
```

```
    for l in li:
```

```
        E_sys += abs((np.cos(k * l * np.cos(psi)) - np.cos(k * l)) / np.sin(psi) * F_sys )
```

```

Enorm_sys = [(item / max(E_sys))**2 for item in E_sys]
plot(Enorm_sys)

```

```

def plot(Enorm_sys):

```

```

    fig = plt.figure()

```

```

    ax1 = fig.add_subplot(111)

```

```

    plt.plot(psi2, Enorm_sys, '-',label = u'30 dipoles, f = 2.4GHz', color = 'blue',linewidth =

```

3.0)

```

    plt.legend = ax1.legend(loc='upper right', shadow=True, fontsize='x-large')

```

```

    ax1.grid(True)

```

```

    plt.show()

```

```

if __name__ == '__main__':

```

```

    length_inhomogeneous = [0.027, 0.0375, 0.0465, 0.03]

```

```

    z_coordinates = [0.193, 0.277, 0.361, 0.445]

```

```

    list_high = [0.193, 0.277, 0.361, 0.445]

```

```

    list_inhomogeneous = list()

```

```

    Z = list()

```

```

    U = list()

```

```

    I = list()

```

```

    An = list()

```

```

    fi = list()

```

```

    rn = list()

```

```

    li = list()

```

```

for number in range(INHOMOGENEOUS_NUMBER):

```

```

    list_inhomogeneous.append(Inhomogeneous(number, length_inhomogeneous[number],
z_coordinates[number], list_high[number]))

```

```

for inhomogeneous in list_inhomogeneous:

```

```

    inhomogeneous.createDipoles()

```

```

    inhomogeneous.computeCoordinates()

```

```

    inhomogeneous.computeSelfImpedance()

```

```

    inhomogeneous.display()

```

```

print "-"*100

computeImpedanceMatrix()

for row in Z:
    print row, len(row)

for inhomogeneous in list_inhomogeneous:
    for dipole in inhomogeneous.list_dipole:
        U.append(inhomogeneous.voltage(dipole.coordinate['z']))
        rn.append(inhomogeneous.r)
        li.append(dipole.dipoleLength)

computeCurrent()
computeComplexParameters()
computeRadiationPatern()

```

ДОДАТОК Г. КОНСТРУКТИВНІ ПАРАМЕТРИ  
ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ЗРАЗКА РЕБРИСТО-СТЕРЖНЕВОЇ  
СТРУКТУРИ

