

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

ОВСЯНИК ЮРІЙ АНТОНОВИЧ

УДК 621.396.677.73

**БАГАТОДІАПАЗОННІ КОАКСІАЛЬНО-РУПОРНІ АНТЕНИ
З ЧАСТКОВИМ ДІЕЛЕКТРИЧНИМ ЗАПОВНЕННЯМ**

05.12.07 — Антени та пристрої мікрохвильової техніки

Автореферат
дисертації на здобуття наукового ступеня
кандидата технічних наук

Харків – 2014

Дисертацією є рукопис.

Робота виконана в Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут» Міністерства освіти і науки України.

Науковий керівник: доктор технічних наук, професор
ДУБРОВКА Федір Федорович
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут» Міністерства освіти і науки України,
завідувач кафедри теоретичних основ радіотехніки

Офіційні опоненти: доктор технічних наук, професор
Манойлов В'ячеслав Пилипович
Житомирський державний технологічний університет
Міністерства освіти і науки України,
завідувач кафедри радіотехніки, радіоелектронних апаратів та телекомунікацій

кандидат технічних наук, доцент
Грецьких Дмитро В'ячеславович
Харківській національний університет радіоелектроніки
Міністерства освіти і науки України,
доцент кафедри основ радіотехніки

Захист відбудеться 24 червня 2014 р. о 15 годині на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 64.052.03 у Харківському національному університеті радіоелектроніки за адресою: 61166, м. Харків, просп. Леніна 14, ауд. 13.

З дисертацією можна ознайомитись у бібліотеці Харківського національного університету радіоелектроніки за адресою: 61166, м. Харків, просп. Леніна 14.

Автореферат розісланий 22 травня 2014 р.

Вчений секретар
спеціалізованої вченої ради



В. М. Безрук

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність теми. Провідне місце серед антен надвисоких частот (НВЧ) належить дзеркальним антенам. Вони мають відмінні електричні характеристики, порівняно просту конструкцію та низьку вартість і тому широко використовуються у земних та космічних станціях супутникового зв'язку, радіорелейних лініях, радарх різного призначення та радіотелескопах. Розвиток цих систем відбувається шляхом освоєння нових частотних діапазонів та збільшення інформаційних потоків, що вимагає створення дзеркальних антен, здатних працювати одночасно в декількох діапазонах частот, з поляризаційним рознесенням та широкими робочими смугами частот. Особливо це стосується антен земних станцій супутникових систем зв'язку та радіотелескопів. І, оскільки електричні характеристики дзеркальних антен переважно визначаються характеристиками опромінювачів, на сьогоднішній день існує потреба у створенні високоякісних опромінювачів великих дзеркальних антен, які працюють одночасно в декількох значно рознесених діапазонах частот та на ортогональних поляризаціях (можливо в різних поляризаційних базисах у різних діапазонах частот) при низьких рівнях кросполяризаційного випромінювання у кожному широкопasmовому робочому діапазоні частот.

Тривалий час серед опромінювачів НВЧ діапазону частот лідируючі позиції належать гофрованим рупорам. Вони працюють на гібридних хвилях та забезпечують найкращі з можливих характеристики з огляду осьової симетрії діаграми спрямованості та поляризаційної чистоти в широкій смузі частот. Але їх обмеженням як опромінювачів є робоче перекриття по частоті приблизно 2:1. Деякою альтернативою їм, хоча і не в повній мірі (вищий рівень кросполяризаційного випромінювання, додаткові втрати в діелектриках та ін.), є гладкостінні рупори з частковим діелектричним заповненням.

У випадку значно рознесених (3:1 і більше) робочих діапазонів частот обидва зазначені типи рупорів є непридатними, тому необхідний пошук інших технічних рішень. Серед можливих рішень природним є використання коаксіально-хвилеводних та/або коаксіально-рупорних антен, здатних забезпечити приблизно однакові ширини діаграм спрямованості та сумістити фазові центри в сильно рознесених робочих діапазонах частот. Але залишаються питання здатності забезпечення вісесиметричності діаграм спрямованості на основних поляризаціях та низьких рівнів кросполяризаційного випромінювання в робочих діапазонах частот.

Отже, є актуальною тема дисертаційних досліджень, спрямованих на створення багатодіапазонних опромінювачів дзеркальних антен, що включає пошук шляхів зменшення рівня кросполяризаційного випромінювання коаксіально-рупорних антен і розробку на цій основі нових технічних рішень, розробку їх математичних моделей, чисельні й експериментальні дослідження та оптимізацію їх характеристик.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Дисертаційні дослідження пов'язані з виконанням науково-дослідної роботи кафедри теоретичних основ радіотехніки НТУУ «КПІ» (номер державної реєстрації 0108И000048д) за державним оборонним замовленням. У цій НДР дисертант був виконавцем.

Мета і завдання дослідження. Метою дисертаційної роботи є виявлення факторів зменшення рівня кросполяризаційного випромінювання коаксіально-рупорних антен і створення на цій основі нових багатодіапазонних широкосмугових поляризаційно-інваріантних та поляризаційно-чистих опромінювачів дзеркальних антен.

Досягнення поставленої мети передбачає:

1. Дослідження можливостей зменшення рівня кросполяризаційного випромінювання коаксіально-рупорних антен, зокрема, за рахунок створення умов поширення гібридних хвиль шляхом введення часткового діелектричного заповнення.

2. Дослідження впливу розмірів повітряних проміжків біля зовнішнього або/та внутрішнього провідників на рівень кросполяризаційного випромінювання при різних частотних рознесеннях робочих діапазонів коаксіально-рупорної антени з частковим діелектричним заповненням. Формулювання рекомендацій щодо вибору діелектриків для часткового заповнення внутрішнього об'єму рупора, аналіз впливу розмірів внутрішнього провідника на рівень кросполяризаційного та бічного випромінювання у низькочастотному робочому діапазоні коаксіальної структури.

3. Створення нового типу багатодіапазонного широкосмугового поляризаційно-інваріантного опромінювача дзеркальних антен на основі коаксіально-рупорної антени з частковим (тришаровим) діелектричним заповненням, що забезпечує низький рівень кросполяризаційного випромінювання.

4. Розв'язання внутрішньої та зовнішньої задач електродинаміки для поздовжньо-нерегулярної коаксіальної структури з тришаровим діелектричним заповненням.

5. Розробку алгоритма і програмного забезпечення та їх застосування для чисельного дослідження характеристик випромінювання коаксіально-рупорних антен з частковим діелектричним заповненням.

6. Розробку конструкцій нових дводіапазонних опромінювачів дзеркальних антен на основі коаксіально-рупорних антен з частковим діелектричним заповненням, експериментальне підтвердження правильності запропонованих технічних рішень і адекватності розроблених математичних моделей, та впровадження розроблених опромінювачів у професійних дзеркальних антенах земних станцій супутникового зв'язку.

Об'єктом дослідження є електромагнітні хвильові процеси у складних коаксіально-рупорних антенах.

Предметом дослідження є електродинамічні властивості багатодіапазонних коаксіально-рупорних антен з частковим діелектричним заповненням, призначених для використання у складі опромінювально-перетворювальних модулів професійних дзеркальних антен земних станцій супутникових систем зв'язку.

Методи дослідження. Для розв'язку внутрішньої та зовнішньої задач електродинаміки багатодіапазонної коаксіально-рупорної антени з частковим діелектричним заповненням застосовано матричний метод узгодження полів власних хвиль (Modal Matching Technique), метод узагальнених матриць розсіювання, метод просторового перетворення Фур'є, методи лінійної алгебри та векторного аналізу.

Наукова новизна одержаних результатів полягає в тому, що:

1. Запропоновано новий тип багатодіпазонних опромінювачів дзеркальних антен – коаксіальний рупор з частковим діелектричним заповненням, де звичайний гладкостінний коаксіальний рупор в поперечній площині заповнений трьома різними шарами діелектриків. Вперше виявлено ефект радикального зменшення рівня кросполяризаційного випромінювання в такому рупорі, коли відносні діелектричні проникності шарів, що прилягають до провідників коаксіалу, наближаються до одиниці, а відносна діелектрична проникність середнього шару лежить в межах $\varepsilon = 2 - 4$.

2. Вперше розв'язано внутрішню та зовнішню задачі електродинаміки для коаксіально-рупорної антени, заповненої в поперечній площині трьома шарами діелектриків з різними значеннями відносної діелектричної проникності, при живленні її хвилею H_{11} коаксіального хвилевода. При цьому знайдено замкнуті аналітичні вирази для коефіцієнтів зв'язку, які пов'язують між собою електричні та магнітні хвилі порожнистого коаксіального хвилевода та гібридні хвилі коаксіального хвилевода з тришаровим діелектричним заповненням, а також сферичні компоненти поля в далекій зоні, що утворює n -на гібридна хвиля коаксіального рупора з тришаровим діелектричним заповненням.

3. Вперше досліджено залежності рівнів кросполяризаційного випромінювання від поперечних розмірів діелектричної вставки у коаксіальному рупорі з частковим діелектричним заповненням і знайдено оптимальні розміри повітряних проміжків між діелектричною вставкою і обома провідниками коаксіального рупора, при яких досягнуто зменшення рівня кросполяризаційного випромінювання на 10 – 12 дБ у порівнянні з аналогічним гладкостінним коаксіальним рупором.

Ступінь обґрунтованості наукових положень та висновків, сформульованих у дисертаційній роботі.

Достовірність теоретичних досліджень обумовлена коректним використанням відомих методів аналізу та засобів розрахунку параметрів конічних коаксіально-рупорних антен. Результати теоретичних досліджень підтверджені експериментально.

Практична значимість одержаних результатів полягає в тому, що:

1. Створено математичну модель та програму для електродинамічного аналізу коаксіальних багатодіпазонних рупорів з частковим діелектричним заповненням (кількість діелектричних шарів ≤ 3).

2. Для багатодіпазонної коаксіально-рупорної антени з частковим діелектричним заповненням одержано наступні результати досліджень: залежність рівня кросполяризаційного випромінювання при зміні розмірів повітряних проміжків біля зовнішнього та внутрішнього провідників; вплив розмірів діаметра внутрішнього провідника на рівень бічного та кросполяризаційного випромінювання при різних частотних рознесеннях робочих діапазонів; зміну рівня кросполяризаційного випромінювання при використанні різних діелектриків для часткового заповнення внутрішнього об'єму рупора; вплив зміни профілю зовнішнього та внутрішнього рупорів на розташування фазового центра в смузї робочих частот.

3. Сформульовано рекомендації щодо вибору діелектриків для часткового заповнення внутрішнього об'єму коаксіального рупора. Зокрема, встановлено, що, з огляду на девіацію пікових значень кросполяризаційного випромінювання у широкій робочій смузі частот, оптимальні значення відносної діелектричної проникності матеріалів знаходяться в межах $\varepsilon = 2 - 3$. При збільшенні відношення діаметрів апертур рупорів, що еквівалентно збільшенню рознесення між робочими діапазонами частот, відбувається покращення електричних характеристик рупора, зокрема, зменшення рівня бічного та кросполяризаційного випромінювань.

4. Розроблено та експериментально досліджено два варіанти (лінійний профіль та профіль $\sin^2(x)$) дводіапазонної (C-/Ku-) коаксіально-рупорної антени з частковим діелектричним заповненням. Основні електричні характеристики у 20% смузі частот C-/Ku- діапазонів наступні: головний пелюсток ДС симетричний, ширина ДС (на рівні -3 дБ) складає близько 30° , рівень кросполяризаційного випромінювання змінюється в межах -26 ± 4 дБ, КСХН $\leq 1,6$, фазові центри обох робочих діапазонів частот суміщені та розташовуються в околі апертури рупора.

Впровадження та пропозиції з використання отриманих результатів.

Обидва варіанти запропонованих нових дводіапазонних опромінювачів впроваджено в антенну систему, розроблену за державним оборонним замовленням, що підтверджено відповідними актами впровадження. Загалом запропоновані коаксіально-рупорні антени з тришаровим діелектричним заповненням можуть бути рекомендовані для застосування у складі опромінювально-перетворювальних модулів радіотелескопів та професійних антен земних станцій систем супутникового зв'язку, які працюють одночасно в двох і більше значно рознесених діапазонах частот та на ортогональних поляризаціях (можливо в різних поляризаційних базисах у різних діапазонах частот) при низьких рівнях кросполяризаційного випромінювання у кожному ширококутовому робочому діапазоні частот.

Апробація результатів дисертації. Основні результати дисертаційної роботи доповідалися та обговорювалися на: VI-th, VII-th та VIII-th International Conference on Antenna Theory and Techniques (Sevastopol 2007, Lviv 2009, Kyiv 2011); The Second European Conference on Antennas and Propagation (Edinburgh, UK 2007); 4-й Міжнародній молодіжній науково-технічній конференції «Сучасні проблеми радіотехніки та телекомунікацій» (Севастополь, 2008); Міжнародній науково-технічній конференції «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи» (Київ, 2013).

Перелік публікацій за темою дисертації із визначенням особистого внеску здобувача. Основні результати дисертації опубліковані в 12 роботах, із них 4 статті у фахових вітчизняних виданнях та міжнародних наукових журналах (дві публікації [2, 3] у науковому фаховому виданні України, яке включено до міжнародних наукометричних баз), 1 патент України на винахід і 7 матеріалів та тез у збірниках праць міжнародних конференцій.

В роботах, опублікованих у співавторстві, особисто автором: [1] – огляд існуючих конструктивних варіантів багатодіапазонних конічних рупорів; [2] – участь у розробці конструкції, теоретичних та експериментальних дослідженнях багатодіапазонної коаксіально-рупорної антени з частковим діелектричним заповненням; [3] – розробка математичної моделі та програми для аналізу багатодіапазонної коаксіаль-

но-рупорної антени з частковим діелектричним заповненням; [4] – участь у розробці нової конструкції коаксіально-рупорної антени з частковим діелектричним заповненням, теоретичні та експериментальні дослідження; [5] – участь у розробці конструкції багатодіапазонної коаксіально-рупорної антени з частковим діелектричним заповненням; [6, 7] – участь у теоретичних та експериментальних дослідженнях; [8] – огляд існуючих конструктивних варіантів багатодіапазонних конічних рупорів; [9] – участь у теоретичних та експериментальних дослідженнях; [10] – участь у теоретичних та експериментальних дослідженнях у частині, що стосується дводіапазонної коаксіально-рупорної антени з частковим діелектричним заповненням; [11, 12] – участь у теоретичних та експериментальних дослідженнях.

Структура та обсяг дисертації. Дисертація складається зі вступу, трьох розділів, висновків, списку використаних джерел та двох додатків. Її повний обсяг складає 138 сторінок. Дисертація ілюстрована 62 рисунками, 3 таблицями і 3 фото.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У *вступі* обґрунтовано актуальність теми досліджень, відображено зв'язок з науковими програмами кафедри, сформульовано мету дисертаційної роботи, відображено наукову новизну та практичне значення роботи, наведено інформацію про апробацію та публікації результатів роботи.

У *першому розділі* подано огляд існуючих технічних рішень багатодіапазонних конічних рупорів та опромінювачів дзеркальних антен. З метою виявлення перспективних напрямків вдосконалення електричних характеристик конічних рупорів, зокрема можливості одночасного функціонування в декількох широкосмугових діапазонах частот на ортогональних (лінійних та колових) поляризаціях при значному (3:1 і більше) частотному рознесенні робочих діапазонів, проведено порівняльний аналіз електричних характеристик та конструктивних особливостей різних поляризаційно-чистих конічних рупорів, зокрема: коаксіальних гладкостінних, багатомодових (рупорів Поттера), гофрованих рупорів та рупорних антен з частковим діелектричним заповненням. Розглянуто існуючі схеми живлення та каналізації енергії в таких структурах, а також способи частотної селекції робочих діапазонів у фідерних трактах. Зроблено висновок про те, що потенційно найкращими технічними рішеннями для багатодіапазонних опромінювачів дзеркальних антен є коаксіально-рупорні антени, здатні забезпечити необхідні ширини діаграм спрямованості та сумістити фазові центри в сильно рознесених робочих діапазонах частот. Але залишаються проблеми забезпечення вісесиметричності діаграм спрямованості на робочих поляризаціях та поляризаційної чистоти у широких робочих смугах частот.

Вирішення цих проблем є задачею дисертації.

У другій частині першого розділу розглянуто методи розв'язку зовнішньої та внутрішньої задач електродинаміки для конічних рупорів. Обґрунтовано вибір матричного методу узгодження полів власних хвиль та методу просторового перетворення Фур'є для розробки математичної моделі рупорної антени, як найбільш доцільних з огляду простоти та необхідної точності.

У *другому розділі* дисертації запропоновано ідею часткового (тришарового, тобто, такого, при якому залишаються повітряні проміжки між коаксіальними провідниками і діелектричною вставкою або відносна діелектрична проникність шарів, що прилягають до провідників коаксіалу, наближається до одиниці і значно менша діелектричної проникності середнього шару) заповнення коаксіально-рупорних антен з метою забезпечення умов поширення гібридних хвиль і можливості радикального зменшення рівня кросполяризаційного випромінювання. На цій основі запропоновано оригінальне [5] технічне рішення для багатодіапазонного коаксіального рупора з частковим діелектричним заповненням (два дводіапазонні варіанти такого рупора показано на рис. 1 *а, б*). Крім того подано результати розробки математичної моделі запропонованої коаксіально-рупорної антени з тришаровим діелектричним заповненням.

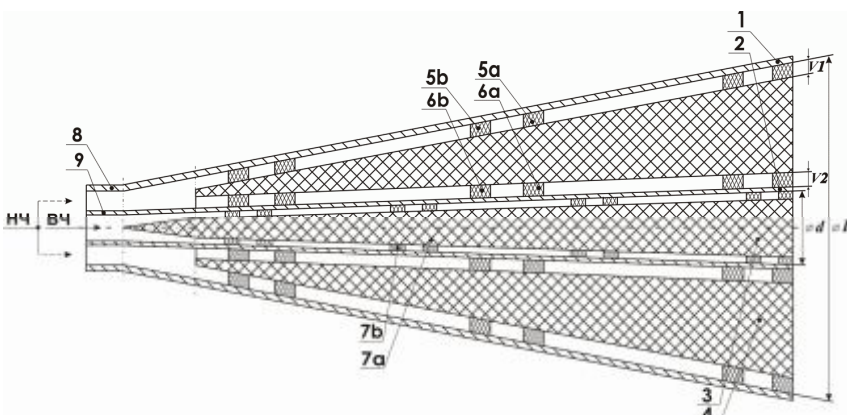


Рис. 1 *а*
Дводіапазонний коаксіальний рупор з частковим діелектричним заповненням

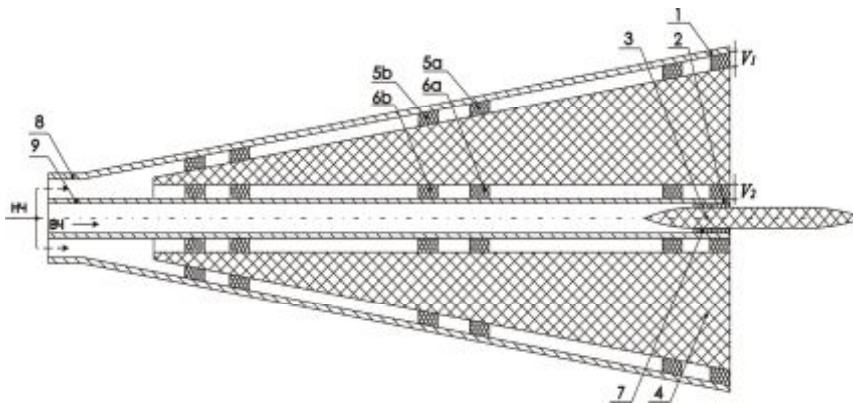


Рис. 1 *б*
Модифікований дводіапазонний коаксіальний рупор з частковим діелектричним заповненням

До складу дводіапазонного опромінювача на основі коаксіально-рупорної антени з частковим діелектричним заповненням входить: 1 – зовнішній гладкостінний рупор; 2 – внутрішній гладкостінний рупор або круглий хвилевід; 3 – діелектрична вставка у внутрішньому рупорі або діелектричний стержень; 4 – діелектрична вставка у коаксіальному рупорі; 5, 6, 7 – діелектричні опорні шайби, які складаються із пар шайб 5а і 5b, 6а і 6b, 7а і 7b, розташованих на відстані одна від одної, вибраної з умови мінімізації коефіцієнта відбиття для кожної пари; 8, 9 – зовнішній та внутрішній хвилеводи коаксіальної лінії живлення.

Коаксіальний рупор з частковим діелектричним заповненням складається з двох рупорів (рис.1 *а*) або рупора та хвилевода (рис. 1 *б*), частково заповнених діелектриком. Власні гібридні моди коаксіального низькочастотного (НЧ) рупора збуджуються і підтримуються уздовж всієї структури завдяки наявності діелектричної

вставки, яка частково заповнює внутрішній об'єм, утворюючи повітряні проміжки V_1 та V_2 між металевою стінкою і діелектричною вставкою. Із фізичних міркувань зрозуміло, що характеристики випромінювання такої структури будуть залежати від ширини повітряних проміжків, відносної діелектричної проникності вставки і співвідношення діаметрів апертур низькочастотного і високочастотного (ВЧ) рупорів.

Для розв'язку задачі поширення електромагнітних хвиль у коаксіальному рупорі з тришаровим діелектричним заповненням застосовано матричний метод узгодження полів власних хвиль (ММТ – Modal Matching Technique).

Ідея матричного методу узгодження полів власних хвиль полягає у тому, що закрита структура будь-якого профілю (хвилевід складної форми, рупорна антена та ін.) замінюється розрахунковою ступінчатою моделлю, яка включає стики та відрізки регулярних хвилеводів між ними. На кожному із стиків розв'язується задача дифракції, внаслідок чого обчислюється узагальнена матриця розсіювання даного стику:

$$\begin{aligned}\bar{\bar{S}}_{11} &= \left(\bar{\bar{R}} + \bar{\bar{P}}^T \bar{\bar{Q}}^{-1} P \right)^{-1} \left(\bar{\bar{R}} - \bar{\bar{P}}^T \bar{\bar{Q}}^{-1} P \right) \\ \bar{\bar{S}}_{12} &= 2 \left(\bar{\bar{R}} + \bar{\bar{P}}^T \bar{\bar{Q}}^{-1} P \right)^{-1} \bar{\bar{P}}^T \\ \bar{\bar{S}}_{21} &= 2 \left(\bar{\bar{Q}} + \bar{\bar{P}} \bar{\bar{R}}^{-1} P^T \right)^{-1} \bar{\bar{P}} \\ \bar{\bar{S}}_{22} &= - \left(\bar{\bar{Q}} + \bar{\bar{P}} \bar{\bar{R}}^{-1} P^T \right)^{-1} \left(\bar{\bar{Q}} - \bar{\bar{P}} \bar{\bar{R}}^{-1} \bar{\bar{P}}^T \right)\end{aligned}\quad (1)$$

де

$$P_{mn} = \int_s \vec{e}_m^I \times \vec{h}_n^{II*} \cdot ds, \quad Q_{mn} = \int_s \vec{e}_n^{II} \times \vec{h}_m^{II*} \cdot ds, \quad R_{mm} = \int_s \vec{e}_m^I \times \vec{h}_m^{I*} \cdot ds. \quad (2)$$

$\vec{e}_m^{I,II}$, $\vec{h}_m^{I,II}$ – власні векторні функції поперечного електричного і магнітного полів лівої і правої секцій (рис. 4).

Для обчислення матриці розсіювання всього коаксіального рупора з тришаровим діелектричним заповненням необхідно спочатку знайти матриці розсіювання трьох видів його стиків (1 – стик порожнистих коаксіальних хвилеводів; 2 – стик порожнистого та заповненого трьома шарами діелектрика коаксіальних хвилеводів; 3 – стик коаксіальних хвилеводів з тришаровим діелектричним заповненням) та матриці розсіювання відрізків коаксіальних хвилеводів між ними. Заключним етапом є процедура послідовного об'єднання (каскадування) матриць розсіювання всіх стиків та відрізків регулярних хвилеводів між ними з отриманням узагальненої (багатохвильової) блочної матриці розсіювання всієї структури. Розв'язок задачі дифракції хвиль на стику двох порожнистих (або однорідно заповнених) коаксіальних хвилевідних секцій відомий.

Стик порожнистого коаксіального хвилевода та хвилевода з частковим діелектричним заповненням (рис. 2) складніший за попередній, оскільки друга секція є коаксіальним хвилеводом з трьома шарами діелектрика. В цьому випадку інтервал інтегрування розбито на три інтервали інтегрування, а саме $r_0^{II} \geq r \geq r_1^{II}$, $r_1^{II} \geq r \geq r_2^{II}$ та $r_2^{II} \geq r \geq r_3^I$. Тоді вираз для P_{mn} (2) перетворюється на суму трьох інтегралів, інтервали інтегрування яких перекривають усю площу стику двох секцій:

$$P_{mn} = \sum_1^3 \int_{S_p} \vec{e}_k^I \times \vec{h}_n^{II*} \cdot ds, \quad (3)$$

де p - номер кільця інтегрування по радіусу $1 \leq p \leq 3$; S_p - площа інтегрування p -го кільця.

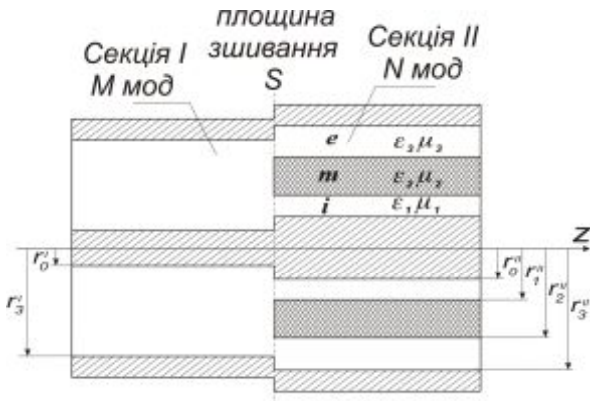


Рис. 2 Стик відрізків порожнистого коаксіального хвилевода та хвилевода з частковим діелектричним заповненням

В залежності від того, на якому інтервалі відбувається інтегрування по радіусу відносно кожної із секцій, у виразі (3) використано власні поперечні векторні функції електричного та магнітного полів, які відповідають поточному шару тієї чи іншої хвилевідної секції.

Кожний інтегральний вираз (3) відрізняється лише сталими, які відповідають поточному кільцю інтегрування. Отже, достатньо здійснити аналітичне інтегрування для одного, будь-якого інтервалу інтегрування і поширити цей результат на решту інтервалів з відповід-

ними замінами. Принциповою відмінністю цього стику від попереднього є те, що у хвилеводі з частковим (неоднорідним) діелектричним заповненням збуджуються та поширюються гібридні хвилі. Тому для цього випадку достатньо знайти аналітичні вирази коефіцієнтів зв'язку, які пов'язують між собою електричні та магнітні хвилі порожнистого коаксіального хвилевода та гібридні хвилі коаксіального хвилевода з тришаровим діелектричним заповненням.

Отже, замкнутий аналітичний вираз для коефіцієнтів P_{mn} (3):

– для хвиль E першої секції та гібридних хвиль шару i другої секції:

$$P_{mn}^{E \rightarrow i} = \int_0^{2\pi} \int_{r_0^I}^{r_1^{II}} \langle E_{m,r}^I \cdot H_{n,\varphi}^{II*} - E_{m,\varphi}^I \cdot H_{n,r}^{II*} \rangle \cdot r dr d\varphi = \frac{\gamma^I \cdot \pi}{2 \cdot k_3^I \cdot k_1^{II}} \left[\gamma^{II} \cdot \left\{ L_{n-1}^{J,J}(k_3^I, k_3^{II}, r) - L_{n+1}^{J,J}(k_3^I, k_3^{II}, r) + \right. \right. \\ \left. \left. + L_{n-1}^{Y,J}(k_3^I, k_3^{II}, r) - L_{n+1}^{Y,J}(k_3^I, k_3^{II}, r) + L_{n-1}^{J,Y}(k_3^I, k_3^{II}, r) - L_{n+1}^{J,Y}(k_3^I, k_3^{II}, r) + L_{n-1}^{Y,Y}(k_3^I, k_3^{II}, r) - L_{n+1}^{Y,Y}(k_3^I, k_3^{II}, r) \right\} + \right. \\ \left. + j\omega\epsilon_1 \left\{ L_{n-1}^{J,J}(k_3^I, k_3^{II}, r) + L_{n+1}^{J,J}(k_3^I, k_3^{II}, r) + L_{n-1}^{J,Y}(k_3^I, k_3^{II}, r) + L_{n+1}^{J,Y}(k_3^I, k_3^{II}, r) + L_{n-1}^{Y,J}(k_3^I, k_3^{II}, r) + \right. \right. \\ \left. \left. + L_{n+1}^{Y,J}(k_3^I, k_3^{II}, r) + L_{n-1}^{Y,Y}(k_3^I, k_3^{II}, r) + L_{n+1}^{Y,Y}(k_3^I, k_3^{II}, r) \right\} \right] \Big|_{r=r_0^{II}}^{r=r_1^{II}}, \\ L_m^{Z,\mathfrak{Z}}(\alpha, \beta, z) = \int Z_m(\alpha z) \cdot \mathfrak{Z}_m(\beta z) \cdot z dz = \frac{z}{(\alpha^2 - \beta^2)} \left\{ \tilde{\beta} Z_m(\alpha z) \mathfrak{Z}'_m(\beta z) - \tilde{\alpha} Z'_m(\alpha z) \mathfrak{Z}_m(\beta z) \right\}, \quad \alpha \neq \beta$$

де $L_m^{Z,\mathfrak{Z}}(\alpha, \beta, z)$ – інтеграл Ломмеля, $Z_m(\alpha z)$, $\mathfrak{Z}_m(\beta z)$ – функції Бесселя

$$q_1 = \begin{cases} 0; & J_n(k_3^I r), & Y_n(k_3^I r) \\ 1; & J_n(jk_3^I r), & Y_n(jk_3^I r) \end{cases}, \quad q_2 = \begin{cases} 0; & J_n(k_1^{II} r), & Y_n(k_1^{II} r) \\ 1; & J_n(jk_1^{II} r), & Y_n(jk_1^{II} r) \end{cases}$$

– для хвиль H першої секції та гібридних хвиль шару i другої секції:

$$P_{mn}^{H \rightarrow i} = \int_0^{2\pi} \int_{r_0^I}^{r_1^{II}} \langle E_{m,r}^I \cdot H_{n,\varphi}^{II*} - E_{m,\varphi}^I \cdot H_{n,r}^{II*} \rangle \cdot r dr d\varphi = \frac{\omega \mu^I \cdot \pi}{2 \cdot k_3^I \cdot k_1^{II}} \cdot \left[\gamma^{II} \cdot \left\{ L_{n-1}^{J,J}(k_3^I, k_3^{II}, r) + L_{n+1}^{J,J}(k_3^I, k_3^{II}, r) + \right. \right.$$

$$\begin{aligned}
& + L_{n-1}^{Y,J}(k_3^I, k_3^{II}, r) + L_{n+1}^{Y,J}(k_3^I, k_3^{II}, r) + L_{n-1}^{J,Y}(k_3^I, k_3^{II}, r) + L_{n+1}^{J,Y}(k_3^I, k_3^{II}, r) + L_{n-1}^{Y,Y}(k_3^I, k_3^{II}, r) + L_{n+1}^{Y,Y}(k_3^I, k_3^{II}, r) \} + \\
& + j\omega\varepsilon_1^{II} \left\{ -L_{n-1}^{J,J}(k_3^I, k_3^{II}, r) + L_{n+1}^{J,J}(k_3^I, k_3^{II}, r) - L_{n-1}^{Y,J}(k_3^I, k_3^{II}, r) + L_{n+1}^{Y,J}(k_3^I, k_3^{II}, r) - L_{n-1}^{J,Y}(k_3^I, k_3^{II}, r) + \right. \\
& \left. + L_{n+1}^{J,Y}(k_3^I, k_3^{II}, r) - L_{n-1}^{Y,Y}(k_3^I, k_3^{II}, r) + L_{n+1}^{Y,Y}(k_3^I, k_3^{II}, r) \right\} \Bigg|_{r=r_0^{II}}^{r=r_1^{II}},
\end{aligned}$$

Для знаходження коефіцієнтів зв'язку між власними хвилями другої секції (рис. 2) достатньо здійснити одне інтегрування для кожного шару діелектрика. У результаті аналітичного інтегрування одержуємо наступний вираз для Q_{nn}^i (R_{mm}^i) шару i :

$$\begin{aligned}
Q_{nn}^i &= \int_0^{2\pi} \int_{r_0^I}^{r_1^I} \left(E_{m,r}^I \cdot H_{n,\varphi}^{I*} - E_{n,\varphi}^I \cdot H_{m,r}^{I*} \right) \cdot r dr d\varphi = - \frac{(\omega^2 \mu_1 \varepsilon_1 - \gamma^2) \cdot \pi}{k_1^2} \left\{ \frac{X_1^i X_2^i}{2} \cdot (L_{n-1}^J(k_1, r) - L_{n+1}^J(k_1, r)) + \right. \\
& + (C_1^i X_2^i + C_2^i X_1^i) \cdot (L_{n-1}^{Y,J}(k_1, r) - L_{n+1}^{Y,J}(k_1, r)) + \frac{C_1^i C_2^i}{2} \cdot (L_{n-1}^Y(k_1, r) - L_{n+1}^Y(k_1, r)) + \\
& + \frac{j\omega\gamma\pi}{k_1^2} \left[\frac{\mu_1 X_2^{2i} + \varepsilon_1 X_1^{2i}}{2} \cdot (L_{n-1}^J(k_1, r) + L_{n+1}^J(k_1, r)) + (\mu_1 C_2^i X_2^i + \varepsilon_1 C_1^i X_1^i) \cdot (L_{n-1}^{Y,J}(k_1, r) + L_{n+1}^{Y,J}(k_1, r)) + \right. \\
& \left. \left. + \frac{\mu_1 C_2^{2i} + \varepsilon_1 C_1^{2i}}{2} \cdot (L_{n-1}^Y(k_1, r) + L_{n+1}^Y(k_1, r)) \right] \right\} \Bigg|_{r=r_0^{II}}^{r=r_1^I},
\end{aligned}$$

$$\text{де } L_m^{Z,S}(k, z) = \int Z_m(kz) \cdot \mathfrak{Z}_m(kz) \cdot zdz = \frac{z^2}{2} \left[Z_m(kz) \cdot \mathfrak{Z}_m(kz) \cdot \left(1 - \frac{m^2}{k^2 z^2} \right) + Z_m'(x) \cdot \mathfrak{Z}_m'(x) \right]$$

$$\begin{aligned}
X_1^i &= \frac{Y_n(k_1 r_0)}{Y_n(k_3 r_3)} \cdot \left\{ \left(\frac{P_A(\gamma, r_2, r_3) \cdot J_n(k_2 r_1) - B_A(\gamma, r_2, r_3) \cdot Y_n(k_2 r_1)}{J_n(k_1 r_1) \cdot Y_n(k_1 r_0) - J_n(k_1 r_0) \cdot Y_n(k_1 r_1)} \right) - \right. \\
& \left. - \frac{A_{11}}{A_{12}} \cdot \left(\frac{B_B(\gamma, r_2, r_3) \cdot Y_n(k_2 r_1) - P_B(\gamma, r_2, r_3) \cdot J_n(k_2 r_1)}{J_n(k_1 r_1) \cdot Y_n(k_1 r_0) - J_n(k_1 r_0) \cdot Y_n(k_1 r_1)} \right) \right\}, \\
X_2^i &= \frac{Y_n'(k_1 r_0)}{Y_n(k_3 r_3)} \cdot \left\{ \frac{F_A(\gamma, r_2, r_3) \cdot J_n(k_2 r_1) - G_A(\gamma, r_2, r_3) \cdot Y_n(k_2 r_1)}{J_n(k_1 r_1) \cdot Y_n'(k_1 r_0) - J_n'(k_1 r_0) \cdot Y_n(k_1 r_1)} - \right. \\
& \left. - A_{11} \cdot \left(\frac{F_B(\gamma, r_2, r_3) \cdot J_n(k_2 r_1) + G_B(\gamma, r_2, r_3) \cdot Y_n(k_2 r_1)}{J_n(k_1 r_1) \cdot Y_n'(k_1 r_0) - J_n'(k_1 r_0) \cdot Y_n(k_1 r_1)} \right) \right\},
\end{aligned}$$

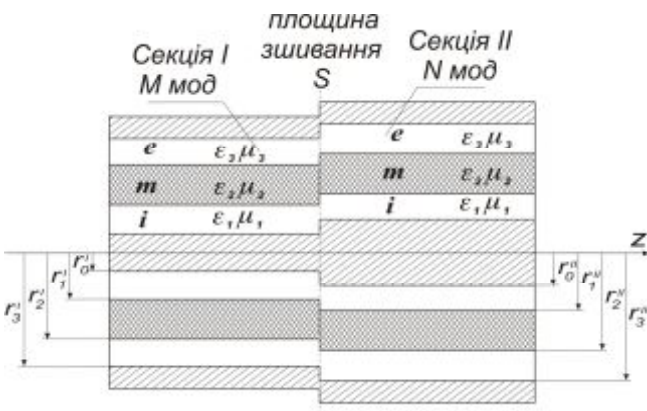


Рис. 3 Стик двох секцій коаксіального хвилевода з частковим діелектричним заповненням

$$C_1^i = -X_1^i \cdot \frac{J_n(k_1 r_0)}{Y_n(k_1 r_0)}, \quad C_2^i = -X_2^i \cdot \frac{J_n'(k_1 r_0)}{Y_n'(k_1 r_0)}.$$

Останній випадок, це стик двох секцій коаксіального хвилевода з частковим діелектричним заповненням (рис. 3).

Як і для попереднього випадку, площина сполучення двох секцій розбивається на окремі кільця інтегрування, де об'єднуються різні (або однакові) діелектричні шари двох секцій. Для даного варіанту існує п'ять інтервалів інтегрування, а саме $r_0^{II} \geq r \geq r_1^I$,

$r_1' \geq r \geq r_1''$, $r_1'' \geq r \geq r_2'$, $r_2' \geq r \geq r_2''$ та $r_2'' \geq r \geq r_3'$. Тоді вираз (3) набуває вигляду:

$$P_{mn} = \sum_1^5 \int_{S_p} \bar{e}_k^l \times \bar{h}_n^{ll*} \cdot ds, \quad (4)$$

де p - номер кільця інтегрування по радіусу, $1 \leq p \leq 5$;

Результат аналітичного інтегрування (4) для одного з інтервалів інтегрування має вигляд:

$$\begin{aligned} P_{mn}^{il \rightarrow ill} &= \int_0^{2\pi} \int_{r_0''}^{r_1'} \left(E_{m,r}^{il} \cdot H_{n,\varphi}^{ill*} - E_{m,\varphi}^{il} \cdot H_{n,r}^{ill*} \right) \cdot r dr d\varphi = \\ &= \left\{ \frac{\pi}{2k_1^l k_1''} \cdot \left[- \left(\omega^2 \mu_1 \varepsilon_1 X_2^{il} X_1^{ill} - \gamma^l \gamma'' X_1^{il} X_2^{ill} \right) \cdot \left\{ L_{n-1}^{J,J}(k_3^l, k_3'', r) - L_{n+1}^{J,J}(k_3^l, k_3'', r) \right\} - \right. \right. \\ &\quad - \left(\omega^2 \mu_1 \varepsilon_1 C_2^{il} X_1^{ill} - \gamma^l \gamma'' C_1^{il} X_2^{ill} \right) \cdot \left\{ L_{n-1}^{Y,J}(k_3^l, k_3'', r) - L_{n+1}^{Y,J}(k_3^l, k_3'', r) \right\} - \\ &\quad - \left(\omega^2 \mu_1 \varepsilon_1 X_2^{il} C_1^{ill} - \gamma^l \gamma'' X_1^{il} C_2^{ill} \right) \cdot \left\{ L_{n-1}^{J,Y}(k_3^l, k_3'', r) - L_{n+1}^{J,Y}(k_3^l, k_3'', r) \right\} - \\ &\quad - C_2^{ill} \left(\omega^2 \mu_1 \varepsilon_1 C_2^{il} - \gamma^l \gamma'' C_1^{il} \right) \cdot \left\{ L_{n-1}^{Y,Y}(k_3^l, k_3'', r) - L_{n+1}^{Y,Y}(k_3^l, k_3'', r) \right\} + \\ &\quad + j\omega \left(\mu_1 \gamma'' X_2^{il} X_2^{ill} + \varepsilon_1 \gamma^l X_1^{il} X_1^{ill} \right) \cdot \left\{ L_{n-1}^{J,J}(k_3^l, k_3'', r) + L_{n+1}^{J,J}(k_3^l, k_3'', r) \right\} + \\ &\quad + j\omega \left(\mu_1 \gamma'' C_2^{il} X_2^{ill} + \varepsilon_1 \gamma^l C_1^{il} X_1^{ill} \right) \cdot \left\{ L_{n-1}^{Y,J}(k_3^l, k_3'', r) + L_{n+1}^{Y,J}(k_3^l, k_3'', r) \right\} + \\ &\quad + j\omega \left(\mu_1 \gamma'' X_2^{il} C_2^{ill} + \varepsilon_1 \gamma^l X_1^{il} C_1^{ill} \right) \cdot \left\{ L_{n-1}^{J,Y}(k_3^l, k_3'', r) + L_{n+1}^{J,Y}(k_3^l, k_3'', r) \right\} + \\ &\quad \left. \left. + j\omega C_2^{ill} \cdot \left(\mu_1 \gamma'' C_2^{il} + \varepsilon_1 \gamma^l C_1^{il} \right) \cdot \left\{ L_{n-1}^{Y,Y}(k_3^l, k_3'', r) + L_{n+1}^{Y,Y}(k_3^l, k_3'', r) \right\} \right] \right\}_{r=r_0''}^{r=r_1'} \cdot \end{aligned}$$

Таким чином, одержано аналітичні вирази для коефіцієнтів зв'язку хвиль для усіх трьох видів стиків, які необхідні при розрахунку узагальненої матриці розсіювання коаксіального рупора з тришаровим діелектричним заповненням.

Розв'язок задачі випромінювання електромагнітних хвиль рупорною структурою знайдено в наближенні перетворення Фур'є і в результаті отримано вирази у замкнутому вигляді для сферичних компонент поля в далекій зоні, що утворює n -на гібридна хвиля коаксіального рупора з тришаровим діелектричним заповненням.

Третій розділ дисертації присвячено теоретичним та експериментальним дослідженням електричних характеристик нового дводіпазонного коаксіального рупора з частковим діелектричним заповненням.

Оскільки звичайний рупор з частковим діелектричним заповненням та антена поверхневої хвилі (діелектричний стержень) добре досліджені, основну увагу приділено дослідженням коаксіального рупора з частковим діелектричним заповненням.

Для чисельного аналізу було обрано дводіпазонний коаксіальний рупор з рознесенням робочих діапазонів частот 3:1 (важливі для практики С-/Ku- діапазони частот) і відношенням діаметрів провідників коаксіалу, приблизно рівним 3,6. Чисельний аналіз показав, що один повітряний проміжок біля зовнішнього або внутрішнього провідника в коаксіальному рупорі з частковим діелектричним заповненням (навіть при використанні матеріалів із відносно високим значенням ε) не здатний істотно вплинути на характеристики випромінювання такої структури. Так само мало-ефективним є використання двох повітряних проміжків при виготовленні конічної вставки з матеріалів із малим значенням відносної діелектричної проникності (наприклад, пінополістирол $\varepsilon = 1.05 \dots 1.2$).

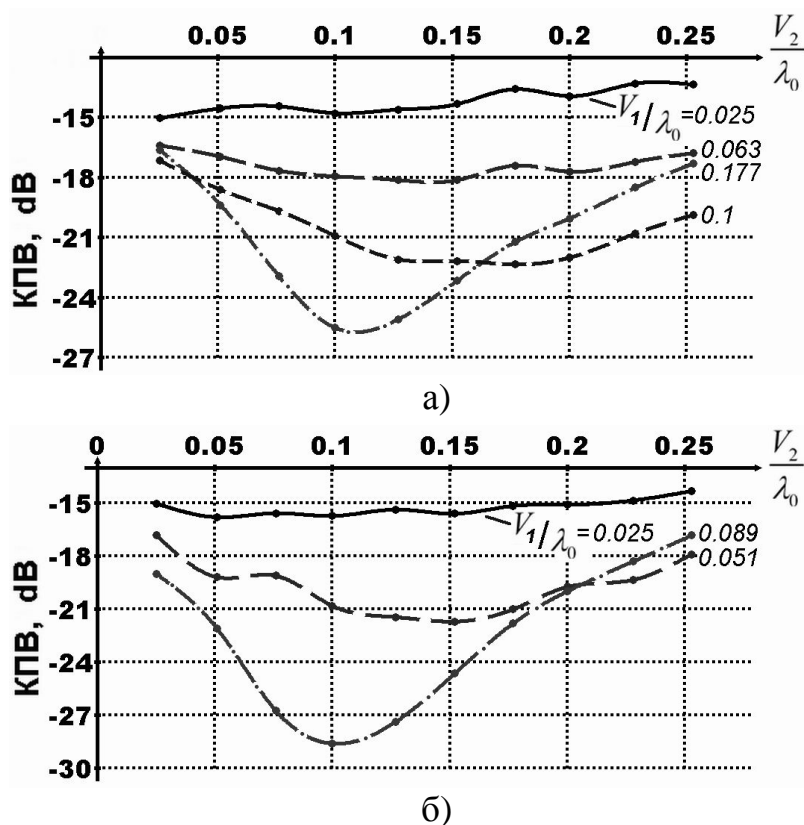
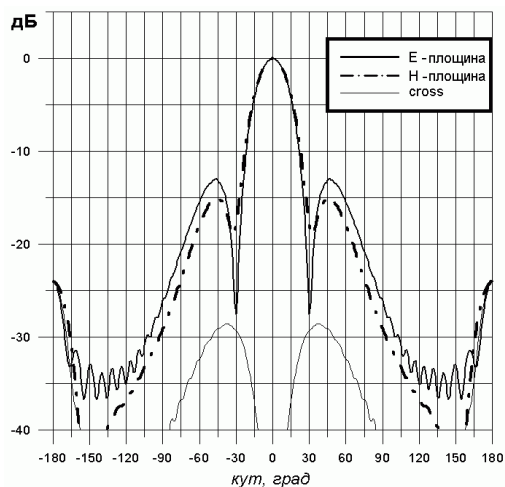


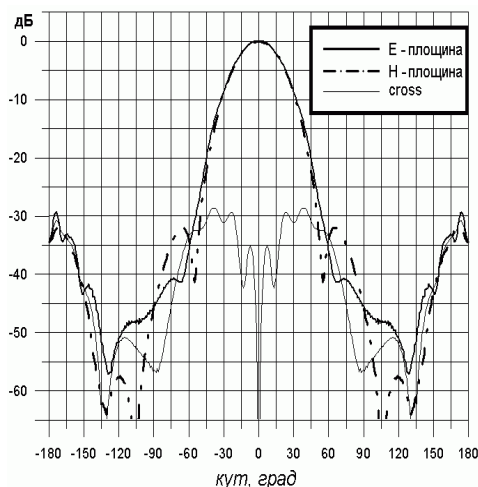
Рис. 4 Залежність середнього рівня кросполяризаційного випромінювання від ширин повітряних проміжків V_1 та V_2 при діелектричних вставках з тефлону (а) та полістирола (б)

можна вважати оптимальними. Порівняно з незаповненим коаксіальним рупором середнє значення рівня максимального кросполяризаційного випромінювання знизилося на 10...12 дБ. При використанні полістиролу для часткового заповнення рупора мінімальне середнє значення рівня максимального кросполяризаційного ви-

суттєве поліпшення характеристик випромінювання було одержано при використанні діелектричних вставок із відносно високим значенням ϵ , як, наприклад тефлон ($\epsilon=2,05$, $tg\delta=10^{-4}$) або полістирол ($\epsilon=2,5$, $tg\delta=2\cdot 10^{-4}$). Чотири криві усередненого значення рівня максимального кросполяризаційного випромінювання для різних нормованих (до середньої довжини хвилі робочого діапазону) розмірів повітряних проміжків і діелектричній вставці із тефлону показано на рис. 4 а. Видно, що мінімальне середнє значення рівня максимального кросполяризаційного випромінювання -25 дБ (з відхиленням $+3,7/-7,2$ дБ пікових значень в робочій смузі частот) досягнуто при розмірах щілин $V_1/\lambda_0 = 0,177$, $V_2/\lambda_0 = 0,132$, які



а)



б)

Рис. 5 Експериментальні діаграми спрямованості дводіапазонного опромінювача: а) С- діапазон $f = 3,8$ ГГц; б) Ку- діапазон $f = 11,7$ ГГц.



Рис. 6 Коаксіальний рупор з частковим діелектричним заповненням (складові частини)

несенням по частоті робочих діапазонів 3:1 (С/Ку - діапазони частот приймальних земних станцій супутникового зв'язку).

Типові виміряні діаграми спрямованості в площинах E і H на основній поляризації, а також на кросполяризації в 45° – площині (площині максимальної інтенсивності) показані на рис. 5. Звернемо увагу на симетричність діаграм спрямованості в межах головного пелюстка, а також на низький рівень кросполяризаційного випромінювання (-28 дБ у С-діапазоні та -30 дБ у Ку-діапазоні). Суттєвий рівень бічного випромінювання у С-діапазоні обумовлений наявністю центрального провідника коаксіальної структури в максимумі інтенсивності електричного поля робочої гібридної хвилі HE_{11} .

Загалом, результати досліджень показують, що для отримання однакових ширин діаграми спрямованості в обох діапазонах частот, зменшення рівня бічних пелюстків, а також отримання кращих електричних характеристик в НЧ діапазоні в цілому необхідно збільшити відношення діаметрів зовнішнього і внутрішнього провідників коаксіального рупора, що

промінування знизилося до -29 дБ (девіація пікових значень складала $+6/-8$ дБ) при розмірах

$$\frac{V_1}{\lambda_0} = 0,089,$$

$\frac{V_2}{\lambda_0} = 0,1$, (рис. 4 б), які можна вважати оптимальними для цього випадку.

Для практичного підтвердження запропонованої концепції побудови багатодіапазонних опромінювачів був спроектований і виготовлений дводіапазонний коаксіальний рупор (фото на рис. 6) з роз-

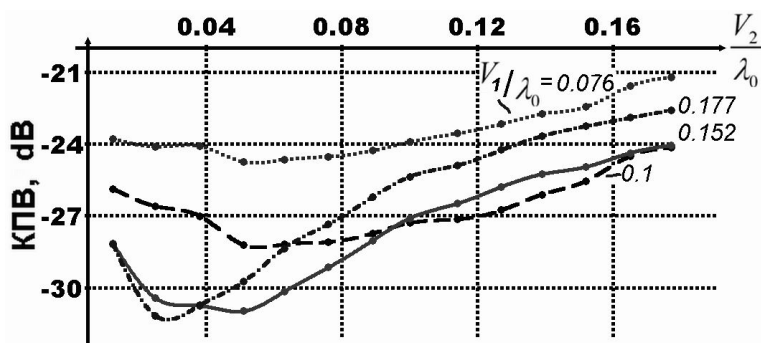


Рис. 7 Залежність середнього рівня кросполяризаційного випромінювання від ширин повітряних проміжків V_1 та V_2 , діелектрична вставка – тефлон

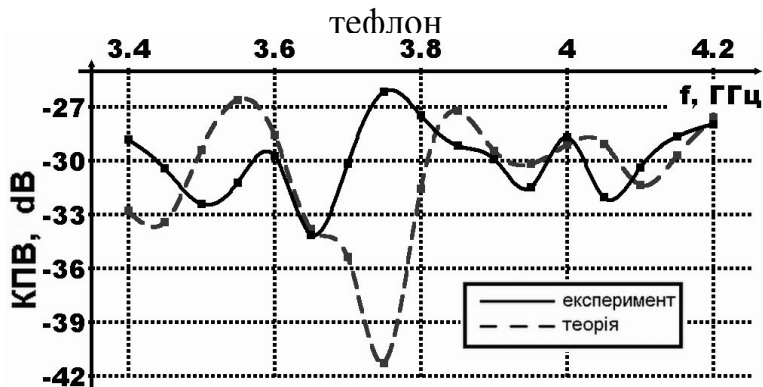


Рис. 8 Рівень кросполяризаційного випромінювання в С-діапазоні

можливо, на практиці, при більш значному рознесенні робочих діапазонів частот або у випадку переходу до іншої конструкції високочастотного випромінюючого елемента.

У запропонованому модифікованому варіанті дводіпазонного коаксіального рупора випромінювальним елементом ВЧ діапазону є антена поверхневої хвилі. Використання діелектричного стержня дозволило суттєво зменшити діаметр внутрішнього хвилевода і завдяки цьому значно покращити електричні характеристики коаксіального рупора. У цьому випадку ширина діаграми спрямованості у ВЧ діапазоні визначається лише параметрами і геометрією діелектричного стержня і не залежить від розмірів фідерної лінії. Тому з'явилась можливість незалежного керування шириною головного пелюстка діаграми спрямованості в обох діапазонах робочих частот без зміни діаметра внутрішнього хвилевода. Крім того, перехід до такої структури дозволив приблизно у 2,5 рази зменшити вагу та габаритні розміри в порівнянні з попереднім варіантом дводіпазонного опромінювача.

На рис. 7 показано залежність рівня кросполяризаційного випромінювання від ширини повітряних проміжків V_1 та V_2 , нормованих до довжини хвилі λ_0 на центральній частоті НЧ робочого діапазону. Для тефлонової вставки середнє значення кросполяризаційного випромінювання складає -31 дБ усмузі частот 21%, максимальний рівень не перевищує $-26,5$ дБ, мінімальне значення сягнуло позначки -40 дБ при оптимальних ширинах повітряних проміжків.

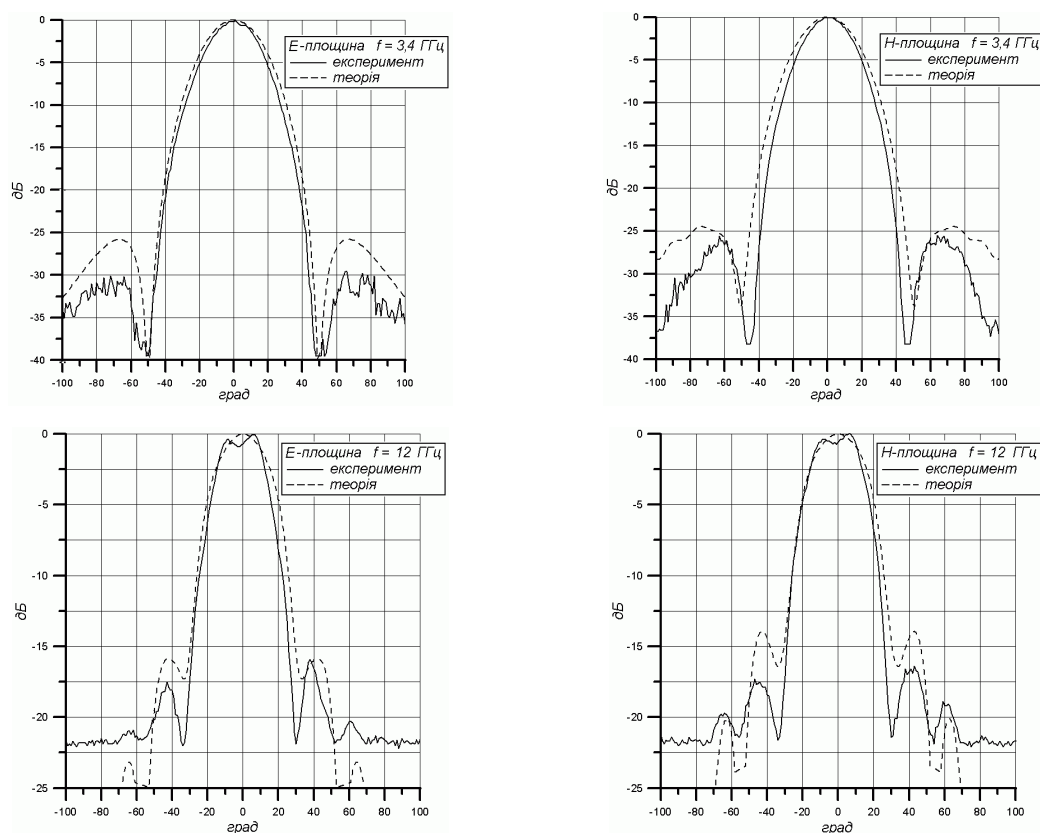


Рис. 9 Теоретичні та експериментальні діаграми спрямованості розробленого дводіпазонного С/Ки коаксіального рупора на частотах 3,4 ГГц та 12 ГГц

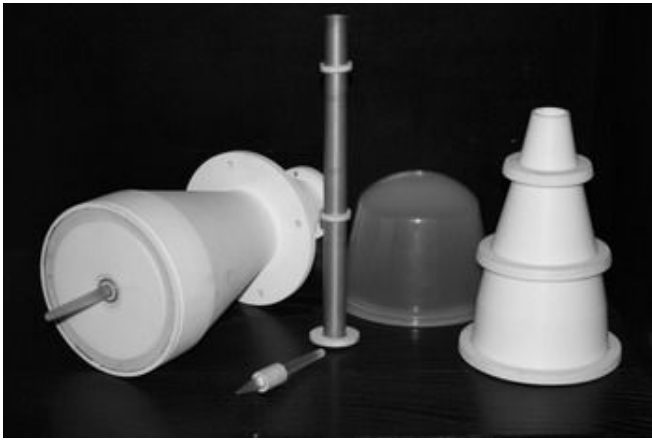


Рис. 10 Модифікований дводіпазонний коаксіальний рупор та його складові частини



Рис. 11 Опромінювальний модуль: рупор, ортомодовий перетворювач С-/Ku-, поляризаційна секція;

На рис. 8 представлено результати обчислень та вимірювань кросполяризаційного випромінювання оптимізованого рупора в низькочастотному діапазоні. Експериментальні дані дещо різняться теоретичних, але підтверджують, що середній рівень кросполяризаційного випромінювання в С-діпазоні складає приблизно -30 дБ з дев'ятьма піковими значеннями $+4/-4$ дБ.

На рис. 9 показано теоретичні та експериментальні діаграми спрямованості розробленого дводіпазонного С/Ku коаксіального рупора на окремих частотах. Ширина головного пелюстка (за рівнем -3 дБ) в обох смугах частот знаходиться в межах $30^\circ \pm 4^\circ$. Діаграма спрямованості симетрична, різниця в ширині головного пелюстка в ортогональних площинах не перевищує 3° за рівнем -10 дБ у робочому С-діпазоні частот $3,4 \div 4,2$ ГГц та $2,5^\circ$ у робочому Ku-діпазоні частот $10,7 \div 12,7$ ГГц. Рівень бічного випромінювання знаходиться нижче позначки -20 дБ у С-діпазоні частот та не перевищує значення -15 дБ у Ku-діпазоні частот.

Виміряні значення КСХН рупора разом з коаксіальним ортомодовим перетворювачем знаходяться в межах 1,6 для двох ортогональних поляризацій у С-діпазоні та не перевищують значення 1,4 у Ku-діпазоні частот.

Фото дослідного зразка розробленого дводіпазонного модифікованого опромінювача на основі коаксіального рупора з частковим діелектричним заповненням та його складових частин показано на рис. 10, а фото складових частин опромінювально-перетворювального модуля дзеркальної антени – на рис. 11.

У *висновках* сформульовано основні результати дисертації і зроблені висновки про можливість їх застосування.

ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ВИСНОВКИ

В результаті виконаних дисертаційних досліджень вирішено актуальну науково-прикладну задачу створення багатодіпазонних широкосмугових поляризаційно-інваріантних опромінювачів дзеркальних антен з низьким рівнем кросполяризаційного випромінювання шляхом введення у гладкостінний коаксіальний рупор тришарового діелектричного заповнення, що дозволило зменшити рівень кросполяризаційного випромінювання на $10 - 12$ дБ, забезпечити вісесиметричність, сталість ши-

рини головного пелюстка діаграми спрямованості та суміщення фазових центрів у значно рознесених робочих діапазонах частот.

Основні результати дисертаційної роботи наступні:

1. Запропоновано ідею заповнення коаксіального рупора трьома шарами діелектрика, два з яких є повітряними проміжками біля зовнішнього та внутрішнього провідників коаксіалу. Завдяки цьому, подібно до гофрованого рупора або рупора з частковим діелектричним заповненням, у такій структурі поширюються гібридні типи хвиль, зокрема, робочий тип хвиль HE_{11} з вираженою поляризацією і забезпечується принципова можливість зменшення рівня кросполяризаційного випромінювання та отримання вісесиметричної діаграми спрямованості на основних робочих поляризаціях.

2. На основі цієї ідеї запропоновано новий тип багатодіапазонного поляризаційно-інваріантного опромінювача дзеркальних антен – коаксіальний рупор, що складається зі звичайного конічного (або профільованого) рупора або круглого хвилевода з частковим діелектричним заповненням та багатьох коаксіальних рупорів з частковим (тришаровим) діелектричним заповненням. Він у принципі забезпечує можливість роботи на довільній поляризації в кожному робочому діапазоні частот та отримання низьких рівнів кросполяризаційного випромінювання, однакових вісесиметричних діаграм спрямованості на основній поляризації, широкосмуговості та суміщення фазових центрів у значно рознесених робочих діапазонах частот (3:1 та більше).

3. Отримано розв'язки внутрішньої та зовнішньої граничних задач електродинаміки для коаксіального рупора з тришаровим діелектричним заповненням, які включають:

- розв'язок задачі для власних хвиль коаксіального хвилевода, внутрішній об'єм якого повністю заповнений трьома різними шарами діелектрика;
- аналітичні розв'язки дифракційних задач та отримання узагальнених матриць розсіювання для трьох типів стиків коаксіальних хвилеводів, якими апроксимовано профіль рупора з частковим діелектричним заповненням;
- побудову узагальненої матриці розсіювання коаксіального рупора з частковим діелектричним заповненням шляхом послідовного об'єднання узагальнених матриць розсіювання стиків та відрізків регулярних хвилеводів між ними.
- аналітичний розв'язок зовнішньої задачі методом перетворення Фур'є від знайденого розподілу поперечного електричного поля на апертурі коаксіального рупора з частковим діелектричним заповненням.

4. На основі створеної математичної моделі, розроблено алгоритм та мовою – *m*, яка реалізована в спеціалізованому математичному програмному комплексі Mat-Lab, створено ефективну програму для електродинамічного аналізу коаксіальних рупорів з частковим діелектричним заповненням (кількість діелектричних шарів ≤ 3). Адекватність математичної моделі та достовірність чисельних результатів підтверджено експериментально.

5. Проведено чисельні дослідження впливу на рівень кросполяризаційного випромінювання ширин повітряних проміжків біля зовнішнього та внутрішнього провідників коаксіального рупора з частковим діелектричним заповненням при різних

частотних рознесеннях робочих діапазонів частот. В результаті виявлено ефект радикального (на 10÷12 дБ) зменшення рівня кросполяризаційного випромінювання такого рупора при оптимізованих ширинах повітряних проміжків у порівнянні зі звичайним коаксіальним рупором аналогічних розмірів.

6. На основі чисельних досліджень обґрунтовано вибір діелектриків для часткового заповнення внутрішнього об'єму рупора. Встановлено, що при використанні діелектриків з $\varepsilon < 1,5$ для часткового заповнення рупорів з частотним рознесенням 3:1 і більше, суттєвого зменшення кросполяризаційного випромінювання не відбувається, а з іншого боку, при $\varepsilon > 3$ зменшується робоча смуга частот коаксіального рупора. Отже, з огляду мінімального рівня кросполяризаційного випромінювання в широкій робочій смузі частот доцільним є використання діелектриків з $\varepsilon = 2 \div 3$ та низькими втратами.

7. Досліджено вплив діаметра внутрішнього провідника на рівень кросполяризаційного та бічного випромінювання у низькочастотному діапазоні коаксіальної структури. Зменшення майже у 2 рази діаметра внутрішнього провідника при незмінному діаметрі зовнішнього провідника коаксіалу (з $D/d \approx 3,6$ до $D/d \approx 6,6$), при решті фіксованих розмірів, призводить до зменшення середнього рівня кросполяризаційного випромінювання на 5÷7 дБ у робочій смузі частот. Рівень бічного випромінювання також сильно залежить від співвідношення діаметрів провідників коаксіала: так, для $D/d \approx 8$ рівень перших бічних пелюсток знаходиться нижче позначки -20 дБ, тоді як при $D/d \approx 3,6$ зростає до значень -12÷-14 дБ.

8. Досліджено вплив кожної з мод, що поширюються та випромінюються останньою секцією рупора, на загальну діаграму спрямованості коаксіально-рупорної антени з частковим діелектричним заповненням. Встановлено, що суттєвий вплив на рівень кросполяризаційного випромінювання коаксіального рупора має хвиля EH_{11} . Хвилі HE_{12} та EH_{12} здебільшого впливають на рівень бічного випромінювання у відповідних площинах.

9. Розроблено конструкції та експериментально досліджено характеристики двох дводіапазонних коаксіальних рупорів з частковим діелектричним заповненням з різними типами випромінювачів ВЧ діапазону: 1 – конічний рупор з частковим діелектричним заповненням; 2 – хвилевід з антеною поверхневої хвилі. Обидва варіанти запропонованих нових дводіапазонних опромінювачів впроваджено в антенну систему, розроблену за державним оборонним замовленням.

ПУБЛІКАЦІ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Дубровка Ф. Ф. Дво- та багатодіапазонні рупорні опромінювачі дзеркальних антен (Огляд) / Ф. Ф. Дубровка, Ю. А. Овсяник // Вісник Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут» Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2009. – Вип. 38. — Р. 130 – 147.

2. Dubrovka F. F. Radiation and matching characteristics of a novel dual-band dielectric loaded coaxial horn / F. F. Dubrovka, Yu. A. Ovsianyk, R. F. Dubrovka // Radioelectronics and Communications Systems. – 2012. – Vol. 55, No. 12 — Р. 559 – 562.

3. Ovsianyk Yu. A. Analysis of dielectric loaded hybrid mode coaxial horns / Yu. A. Ovsianyk, F. F. Dubrovka, R. F. Dubrovka // *Radioelectronics and Communications Systems*. – 2013. – Vol. 56, № 1. — P. 1 – 19.
4. Дубровка Ф. Ф. Новий дводіпазонний коаксіально-рупорний опромінювач дзеркальних антен С-/ku- діапазонів частот / Ф. Ф. Дубровка, Ю. А. Овсяник, Р. Ф. Дубровка // *Вісник Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут»*. Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2013. – Вип. 52. — P. 13 – 20.
5. *Патент* України № 88320. МПК (2009) Н 01 Q 13/00. Багатодіпазонна Коаксіальна Рупорна Антенна Система / Дубровка Ф. Ф., Дубровка Р. Ф., Овсяник Ю. А. – а 2007 03407; заявл. 29.03.2007; опубл. 12.10.2009, Бюл. №19.
6. Dubrovka F. F. A dualband coaxial dielectric-loaded feed horn / F. F. Dubrovka, R. F. Dubrovka, Yu. A. Ovsianyk // 2007 6th International Conference on Antenna Theory and Techniques. – 2007. — P. 398 – 399.
7. Dubrovka F. F. A Novel Multiband Coaxial Feed System with Low Cross-Polar Radiation / F. F. Dubrovka, R. F. Dubrovka, Yu. A. Ovsianyk // The Second European Conference on Antennas and Propagation. – 2007. — P. 1 – 4.
8. Dubrovka F. F. Recent progress in development of multiband feed horns (Review) / F. F. Dubrovka, R. F. Dubrovka, Yu. A. Ovsianyk, Ya. O. Rospopa // 2007 6th International Conference on Antenna Theory and Techniques. – 2007. — P. 44 – 50.
9. Dubrovka F. F. Cross-Polar Radiation of a Dual-Band Coaxial Feed Horn With Partial Dielectric Loading / F. F. Dubrovka, R. F. Dubrovka, Yu. A. Ovsianyk // *Proceedings of 2009 7th International Conference on Antenna Theory and Techniques*. – 2009. — P. 195 – 196.
10. Dubrovka F. F. Recent Advances in Antenna Research and Development at the National Technical University Of Ukraine “Kyiv Polytechnic Institute” / F. F. Dubrovka, Hlushenko V. M., Yu. A. Ovsianyk, Et Al. // *Proceedings of 2011 8th International Conference on Antenna Theory and Techniques*. – 2011. — P. 8 – 12.
11. Ovsianyk Yu. A. Multiband Coaxial Dielectric-Loaded Feed Horn With Low Cross-Polar Radiation / Ovsianyk Yu. A. // *Сучасні проблеми радіотехніки та телекомунікацій "РТ-2008": Матеріали 4-ої міжнар. молодіжної наук.-техн. конф.* – 2008. — P. 131.
12. Дубровка Ф. Ф. Дводіпазонний коаксіально-рупорний опромінювач дзеркальних антен / Ф. Ф. Дубровка, Ю. А. Овсяник, Р. Ф. Дубровка // *Збірник праць міжнар. наук.-техн. конф. "Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи"*. – 2013. — P. 113 – 114.

АНОТАЦІЯ

Овсяник Ю. А. Багатодіпазонні коаксіально-рупорні антени з частковим діелектричним заповненням. — Рукопис.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.07 — Антени та пристрої мікрохвильової техніки — Харківський національний університет радіоелектроніки, Харків – 2014.

В результаті виконаних дисертаційних досліджень вирішено актуальну науково-прикладну задачу створення багатодіапазонних ширококутових поляризаційно-інваріантних опромінювачів дзеркальних антен з низьким рівнем кросполяризаційного випромінювання шляхом введення у гладкостінний коаксіальний рупор тришарового діелектричного заповнення, що дозволило зменшити рівень кросполяризаційного випромінювання на 10 – 12 дБ, забезпечити віссиметричність, сталість ширини головного пелюстка діаграми спрямованості та суміщення фазових центрів у значно рознесених робочих діапазонах частот.

У теоретичній частині матричним методом узгодження полів власних хвиль одержано розв'язок внутрішньої граничної задачі електродинаміки для коаксіального рупора з трьохшаровим діелектричним заповненням при збудженні його довільною (з азимутальним індексом $n \geq 1$) хвилею коаксіального хвилевода. При цьому вирази для коефіцієнтів зв'язку в узагальнених матрицях розсіювання трьох видів стиків отримані у замкнутому вигляді. Задача випромінювання розв'язана методом перетворення Фур'є від знайденого розподілу поперечного електричного поля на апертурі рупора. В результаті одержано аналітичні вирази для сферичних компонент поля в далекій зоні.

Розроблені оригінальні дводіапазонні коаксіально-рупорні опромінювачі з частковим діелектричним заповненням впроваджено у виробництво при виконанні державного оборонного замовлення і використано у складі опромінювально-перетворювальних модулів професійних дзеркальних приймальних антен земних станцій супутникових інформаційних систем.

Ключові слова: багатодіапазонна коаксіальна рупорна антена, коаксіальний рупор з частковим (тришаровим) діелектричним заповненням, кросполяризаційне випромінювання, гібридні хвилі, матричний метод узгодження полів власних хвиль, інтеграл Фур'є, діаграма спрямованості, фазовий центр .

Овсяник Ю. А. Многодиапазонные коаксиально-рупорные антенны с частичным диэлектрическим заполнением. — Рукопись.

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.07 — Антенны и устройства микроволновой техники — Харьковский национальный университет радиоэлектроники, Харьков – 2014.

В результате выполненных диссертационных исследований решено актуальную научно-прикладную задачу создания многодиапазонных широкополосных поляризационно-инвариантных облучателей зеркальных антенн с низким уровнем кроссполяризационного излучения путем введения в гладкостенный коаксиальный рупор трёхслойного диэлектрического заполнения, что позволило уменьшить уровень кроссполяризационного излучения на 10 – 12 дБ, обеспечить осесимметричность, постоянство ширины главного лепестка диаграммы направленности и совмещение фазовых центров в значительно разнесенных рабочих диапазонах частот.

В теоретической части матричным методом согласования полей собственных волн получено решение внутренней граничной задачи электродинамики для коаксиального рупора с трёхслойным диэлектрическим заполнением при возбуждении его произвольной (с азимутальным индексом $n \geq 1$) волной коаксиального волновода.

При этом отдельно решена задача о собственных волнах коаксиального волновода с трехслойным диэлектрическим заполнением, а выражения для коэффициентов связи в обобщенных матрицах рассеяния трех видов стыков получены в замкнутом виде. Задача излучения решена методом преобразования Фурье от найденного распределения поперечного электрического поля на апертуре рупора. В итоге получены аналитические выражения для сферических компонент поля в дальней зоне.

Адекватность математической модели подтверждено экспериментально на примерах действующих образцов коаксиальных двухдиапазонных рупоров с разными типами излучателей ВЧ диапазона: конический рупор с частичным диэлектрическим заполнением и волновод с антенной поверхностной волны.

На основе математической модели разработана программа для электродинамического анализа коаксиальных рупоров с частичным диэлектрическим заполнением (количество диэлектрических слоев ≤ 3).

Проведено ряд численных и экспериментальных исследований, среди которых: влияние на уровень кроссполаризационного излучения размеров воздушных зазоров около внешнего и внутреннего проводников при различных частотных разнесениях рабочих диапазонов частот, влияние размеров внутреннего проводника на уровень кроссполаризационного и бокового излучения в низкочастотном диапазоне коаксиальной структуры, сформулированы рекомендации при выборе диэлектриков для частичного заполнения внутреннего объема рупора.

Разработанные оригинальные двухдиапазонные коаксиально-рупорные облучатели с частичным диэлектрическим заполнением внедрены в производство при выполнении государственного оборонного заказа и использованы в составе облучающе-преобразующих модулей профессиональных зеркальных приемных антенн земных станций спутниковых информационных систем.

Ключевые слова: многодиапазонными коаксиальная рупорная антенна, коаксиальный рупор с частичным (трехслойным) диэлектрическим заполнением, кроссполаризационное излучение, гибридные волны, матричный метод согласования полей собственных волн, интеграл Фурье, диаграмма направленности, фазовый центр .

Ovsianyk Yu. A. Multi-band coaxial horn antennas with partial dielectric loaded. — Manuscript.

The dissertation on the receipt of the scientific degree of candidate of engineering's sciences after speciality 05.12.07 — Antenna and microwave devices — Kharkiv National University of Radio Electronics, Kharkiv – 2014.

As a result of undertaken dissertation/postgraduate research, an innovative applied scientific radio-engineering problem has been solved. A solution yields a development of theoretical fundamentals and practical ways of engineering implementations of multi-frequency wideband polarisation-invariant feeds for reflector antennas with low level of cross-polarisation radiation. Such feeds are based on partially dielectric loaded (three layers) coaxial horn antennas.

Theoretical part of the dissertation consists of a solution of the internal problem of electromagnetics for partially dielectric loaded (three layers) coaxial horn antennas by means of the modal matching technique. The solution suggests an excitation of the feed

horn antenna by an arbitrary coaxial waveguide eigen-mode with azimuth index $n \geq 1$. In addition, expressions for generalised scattering matrix coefficients of three various junctions within the antenna have been evaluated in closed form. A problem of obtaining radiation pattern of the antenna has been solved by the Fourier transform method applied to transverse electrical field distribution on the antenna aperture. As a result, analytical expressions for spherical components of electromagnetic field in far-field zone have been evaluated.

Developed innovative dual-frequency partially dielectric loaded coaxial horn feed antennas have been designed and manufactured under the government defence program funding. The antennas have been utilised in receiving modules of professional earth station reflector antennas for satellite communication/information systems.

Keywords: dual-band coaxial feed horn with a partial dielectric loading, cross-polar level, hybrid modes, Modal Matching Technique, Method of Generalised Scattering matrices, Fourier transform.

Ум. друк. арк. 0,9 Формат 60x90/16
Підписано до друку 21.05.2014 Наклад 100 прим. Замовлення № 118
Віддруковано на різнографі в видавничому центрі “Принт-центр”
03056, м. Київ, вул. Політехнічна, 35
Тел./факс: 486-55-15, 332-41-10, 277-40-16
www.printc.com.ua. E-mail printc@ukr.net