МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

ПІЛЬТЯЙ СТЕПАН ІВАНОВИЧ

УДК 621.396

ШИРОКОСМУГОВІ КОГЕРЕНТНІ ОРТОМОДОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НА ОСНОВІ КОАКСІАЛЬНИХ РЕБРИСТИХ СТРУКТУР

05.12.07 — Антени та пристрої мікрохвильової техніки

АВТОРЕФЕРАТ

дисертації на здобуття наукового ступеня

кандидата технічних наук

Київ — 2018

Дисертацією є рукопис.

Робота виконана на кафедрі теоретичних основ радіотехніки Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» Міністерства освіти і науки України.

Науковий керівник: доктор технічних наук, професор,
Заслужений діяч науки і техніки України
Дубровка Федір Федорович
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,
завідувач кафедри теоретичних основ радіотехніки

Офіційні опоненти: доктор технічних наук, професор
Овсяніков Віктор Володимирович
Дніпровський національний університет імені Олеся Гончара, професор кафедри електронних засобів телекомунікацій

кандидат технічних наук, старший науковий співробітник
Гузь Володимир Іванович
Державне підприємство Науково-дослідний інститут радіолокаційних систем «Квант-Радіолокація»,
директор

Захист відбудеться «19» березня 2018 р. о $15^{\underline{00}}$ годині на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 26.002.14 у Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» за адресою: 03056, м. Київ, пр. Перемоги, 37, корп. 1, ауд. 255.

З дисертацією можна ознайомитись у бібліотеці Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» за адресою: 03056, м. Київ, пр. Перемоги, 37.

Автореферат розісланий «5» лютого 2018 р.

В. о. вченого секретаря спеціалізованої
вченої ради Д 26.002.14
доктор технічних наук, професор С. Я. Жук

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність теми

Антенні системи із поляризаційним рознесенням інформаційних каналів (сигналів) та поляризаційною обробкою радіосигналів широко використовуються у різних галузях науки та техніки, зокрема, в радіоастрономії, радіолокації, радіозв'язку, радіомоніторингу, супутникових інформаційних системах та системах радіоелектронної боротьби. Ключовим елементом таких систем, який дозволяє розділити сигнали з ортогональними поляризаціями (електромагнітні хвилі (ЕМХ) з ортогональними поляризаціями), є ортомодовий перетворювач (ОМП).

Принциповою вимогою при створенні поляризаційно-адаптивних антенних систем із двоканальним обробленням радіосигналів довільних детермінованих поляризацій є когерентність ОМП, що використовується в них. Для забезпечення когерентності необхідно, щоб різниця фазових зсувів сигналів ортогональних поляризацій на виході ОМП була якомога ближчою до нуля у робочій смузі частот. Найпростішим способом реалізації цієї вимоги є використання рівних за довжиною ліній передачі однакових типів у каналах поширення ЕМХ ортогональних поляризацій.

Останнім часом у зв'язку з освоєнням нових частотних діапазонів у радіоастрономії, супутникових телекомунікаційних системах і радіосистемах іншого призначення актуальною стала задача створення багатодіапазонних опромінювачів великих дзеркальних антен, які працюють на ортогональних поляризаціях у широких робочих смугах частот у кожному діапазоні. Одним із шляхів вирішення цієї проблеми є використання новітніх коаксіальних опромінювачів із частковим діелектричним заповненням, які на відміну від звичайних коаксіальних опромінювачів забезпечують низький рівень кросполяризаційного випромінювання у широких робочих діапазонах частот. Для селекції та двоканального оброблення радіосигналів ортогональних поляризацій у широкосмугових дводіапазонних коаксіальних опромінювально-перетворювальних модулях необхідно розробити широкосмугові когерентні ОМП. Їх можна створити на основі секторних коаксіальних ребристих хвилеводів (СКРХ) і коаксіальних чотириреберних хвилеводів (КЧРХ). Для цього необхідно дослідити поширення власних ЕМХ у таких хвилеводах та оптимізувати їх геометрії з метою досягнення максимально широких смуг одномодового режиму на робочій хвилі з вираженою поляризацією.

Отже, актуальною є тема дисертаційних досліджень, спрямованих на вивчення властивостей ЕМХ у СКРХ і КЧРХ, створення на їх основі багатодіапазонних широкосмугових когерентних ОМП і оптимізацію їх характеристик.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами

Дисертаційні дослідження виконано на кафедрі теоретичних основ радіотехніки КПІ ім. Ігоря Сікорського в рамках науково-дослідної роботи за державним оборонним замовленням (шифр «Грот», номер державної реєстрації

0108U000048д) та держбюджетної науково-дослідної роботи (шифр «Говерла», номер державної реєстрації 0113U000998).

Мета і задачі дослідження

Метою дисертаційної роботи є створення нових широкосмугових когерентних ортомодових перетворювачів у лінійному поляризаційному базисі на основі коаксіальних ребристих структур.

Відповідно до мети основними задачами дослідження є:

1. Аналіз сучасних конструкцій широкосмугових і багатодіапазонних ортомодових перетворювачів і методів розрахунку їх характеристик.
2. Розв'язання крайових задач електродинаміки для власних хвиль у секторних коаксіальних ребристих хвилеводах і коаксіальних чотириреберних хвилеводах.
3. Розробка алгоритмів і програмних забезпечень та їх застосування для дослідження характеристик власних хвиль у СКРХ і КЧРХ і для максимізації смуг частот одномодового режиму роботи.
4. Розробка конструкцій та оптимізація характеристик широкосмугових когерентних ОМП на основі коаксіальних ребристих структур.

Об'єкт дослідження — електромагнітні хвильові процеси в секторних коаксіальних ребристих хвилеводах і коаксіальних чотириреберних хвилеводах, на основі яких можлива побудова дводіапазонних широкосмугових когерентних ОМП.

Предмет дослідження — властивості ЕМХ у секторних коаксіальних ребристих хвилеводах і коаксіальних чотириреберних хвилеводах та характеристики побудованих на їх основі дводіапазонних широкосмугових когерентних ОМП.

Методи дослідження

Для розв'язання задач поширення електромагнітних хвиль у секторних коаксіальних ребристих хвилеводах і коаксіальних чотириреберних хвилеводах застосовано метод часткових областей (МЧО) із безпосереднім зшиванням полів, метод інтегральних рівнянь (МІР) без врахування і з врахуванням сингулярної поведінки поля на ребрах та методи лінійної алгебри.

Для числового моделювання розроблених ОМП та оптимізації їх характеристик було використано метод скінченних різниць у часовій області (FDTD-method у англомовній літературі).

Наукова новизна отриманих результатів полягає в тому, що:

1. Уперше розв'язано крайові задачі електродинаміки для власних хвиль у секторних коаксіальних ребристих хвилеводах і коаксіальних чотириреберних хвилеводах, які є базовими для створення широкосмугових когерентних коаксіальних ОМП із високим рівнем розв'язки радіосигналів із ортогональними лінійними поляризаціями. При цьому використано метод часткових областей із безпосереднім зшиванням полів на їх межах і метод інтегральних рівнянь із використанням системи ортогональних базисних функцій (поліномів Гегенбауера з вагою), які коректно враховують сингулярну

поведінку поля на ребрах. Із порівняння отриманих результатів установлено, що при однаковій точності час розрахунку критичних хвильових чисел методом інтегральних рівнянь із використанням ортогональних базисних функцій, які правильно враховують умови на ребрі, менший за час розрахунку методом часткових областей із безпосереднім зшиванням полів у 10 разів, а час розрахунку розподілів полів власних хвиль менший у 3 рази.

2. Уперше досліджено залежності критичних хвильових чисел власних хвиль у секторних коаксіальних ребристих хвилеводах і коаксіальних чотириреберних хвилеводах від їх геометрії, а також розраховано і наведено графіки розподілів електричного поля для власних хвиль цих хвилеводів.

3. Уперше проведено оптимізацію геометрій секторного коаксіального ребристого хвилеводу і коаксіального чотириреберного хвилеводу з метою забезпечення максимальної смуги частот одномодового режиму їх роботи і отримано оптимальні конфігурації, які забезпечують перекриття за частотою 5,6:1 для секторного коаксіального ребристого хвилеводу і 4,6:1 для коаксіального чотириреберного хвилеводу. При цьому виявлено екстремальний характер залежності смуги частот одномодового режиму роботи на першій ТЕ-хвилі від значення кутової ширини ребер. Крім того, встановлено, що менші поперечні розміри при фіксованій робочій смузі частот мають досліджувані коаксіальні хвилеводи із ребрами на внутрішній провідній поверхні.

Практичне значення отриманих результатів полягає в тому, що:

1. Отримані результати числових досліджень критичних хвильових чисел та розподілів полів власних хвиль у СКРХ і КЧРХ, а також сформульовані рекомендації щодо вибору геометрії досліджуваних коаксіальних ребристих структур з огляду на досягнення максимальних смуг частот одномодового режиму на робочій ТЕ-хвилі можуть бути використані при проектуванні пристроїв на їх основі.

2. Отримані формули і розроблене на їх основі програмне забезпечення дозволяють швидко розраховувати критичні частоти та розподіли полів власних хвиль у СКРХ і КЧРХ.

3. Запропоновано і розроблено новий когерентний дводіапазонний ОМП на основі коаксіального турнікетного з’єднання і чотириреберної (для C-діапазону частот) та ступінчастої циліндричної (для Ku-діапазону частот) узгоджувальних структур. Його особливістю є висока технологічність та можливість високоточного виготовлення, яке можна здійснити шляхом високоточного фрезування п’яти металевих пластин. Розроблений дводіапазонний ОМП здатний забезпечити у широких робочих діапазонах частот 3,4–4,2 ГГц та 10,7–12,8 ГГц значення модуля коефіцієнта відбиття менше −31 дБ (КСХН < 1,06), кросполяризаційної розв’язки вище 70 дБ та диференційного фазового зсуву між вихідними сигналами ортогональних лінійних поляризацій менше 1°.

4. Розроблено конструкцію компактного широкосмугового когерентного ОМП на основі КЧРХ із коаксіальними кабелями. У результаті оптимізації складових частин такого ОМП та всієї конструкції досягнуто значення модуля коефіцієнта відбиття менше −24 дБ (КСХН < 1,14) у розширеному робочому

діапазоні частот 3,4–5,4 ГГц (ширина робочої смуги частот становить 45%). При рівності довжин коаксіальних кабелів цей ОМП забезпечує ідеальну когерентність вихідних сигналів ортогональних лінійних поляризацій, а при різниці довжин Δl кабелів у каналах ортогональних поляризацій диференційний фазовий зсув (у градусах) між вихідними сигналами становитиме $360 \cdot \Delta l/\lambda$, де λ — довжина хвилі на робочій частоті.

5. Результати дослідження власних хвиль у СКРХ і КЧРХ, а також розроблені широкосмугові когерентні коаксіальні ОМП можуть знайти широке застосування при розробці нових або модернізації існуючих багатодіапазонних антенних систем із двоканальним поляризаційним обробленням радіосигналів для потреб супутникових телекомунікацій, радіоелектронної розвідки, радіоастрономії та радіолокації.

Розроблені широкосмугові когерентні коаксіальні ОМП призначені для використання у складі дводіапазонних (C/Ku) двополяризаційних коаксіальних опромінювально-перетворювальних модулів рефлекторних антен земних станцій супутникових інформаційних систем. Загалом вони можуть знайти застосування у різних радіоелектронних системах із двоканальною обробкою радіосигналів довільних детермінованих поляризацій.

Особистий внесок здобувача

Основні теоретичні результати та результати числових моделювань отримані здобувачем самостійно. У [1, 2] здобувачем за допомогою МЧО та МІР із використанням системи ортогональних базисних функцій, які правильно враховують сингулярну поведінку поля на ребрі, розв'язано крайову задачу електродинаміки для власних хвиль СКРХ.

У [3, 4] здобувачем проведено числове дослідження власних хвиль СКРХ двох конфігурацій (з ребром на внутрішній або зовнішній циліндричній поверхні) при різних співвідношеннях поперечних розмірів. Зокрема, досліджено залежності критичних хвильових чисел перших чотирьох власних хвиль від співвідношень геометричних розмірів, отримано розподіли компонент електричного поля цих хвиль і проведено оптимізацію СКРХ для забезпечення максимальної смуги частот одномодового режиму роботи.

У [5–7] здобувачем розв'язано крайову задачу для власних хвиль КЧРХ з ребрами на внутрішньому чи зовнішньому циліндрі за допомогою МЧО і МІР, а також проаналізовано їх характеристики. Досліджено залежності критичних хвильових чисел перших чотирьох вищих власних хвиль від співвідношень розмірів, отримано розподіли компонент електричного поля цих хвиль і ТЕМ-хвилі та проведено оптимізацію КЧРХ для забезпечення максимальної смуги частот одномодового режиму роботи при протифазному збудженні.

У [8–10] здобувачем розроблено новий широкосмуговий протифазний суматор/дільник потужності, який забезпечує низький коефіцієнт відбиття у смузі частот 3,4–5,4 ГГц. Основними модифікаціями широкосмугового протифазного суматора/дільника потужності, запропонованими здобувачем, є використання пари штирів та металевих циліндрів на кінцях коаксіальних зондів, що забезпечило гарне узгодження пристрою.

У [11–14] здобувачем розроблено широкосмугові когерентні ОМП на основі КЧРХ, які призначені для роботи у смузі частот 3,4–5,4 ГГц. Відносна робоча смуга частот запропонованого коаксіального ОМП становить 45%.

У [15] здобувачем розроблено новий високоефективний когерентний широкосмуговий дводіапазонний ОМП для коаксіальних опромінювачів. Він забезпечує відмінні робочі характеристики і може бути технологічно просто виготовлений високоточним фрезуванням п'яти металевих пластин.

Апробація результатів дисертації

Результати досліджень, які викладені у дисертації, доповідались на міжнародній конференції "14-th International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory" (Харків, 28–30 серпня 2012 р.) [16], XI міжнародній конференції "Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science" (TCSET 2012) (Львів-Славське, 21–24 лютого 2012 р.) [17], 9-й міжнародній конференції "Modern Issues in Radio Engineering and Telecommunications" (Севастополь, 28–30 серпня 2013 р.) [9], VI, VII і VIII науково-технічних конференціях студентів і аспірантів "Радіоелектроніка у XXI столітті" (Київ, 29–30 березня 2012 р., 17–18 квітня 2013 р., 10–11 квітня 2014 р.) [10, 13, 18], 2-й і 3-й міжнародних конференціях International Scientific and Technical Conference "Radioengineering fields, signals, devices and systems" (Київ, 11–15 березня 2013 р., 10–16 березня 2014 р.) [8, 12], XI міжнародній конференції "International Conference on Antenna Theory and Techniques" (ICATT 2017) (Київ, 24–26 травня 2017 р.) [15].

Публікації

За результатами досліджень опубліковано 18 наукових праць, у тому числі 9 статей у наукових фахових виданнях (із них 4 статті у виданні України, яке включено до міжнародної наукометричної бази SCOPUS), 9 тез доповідей у збірниках матеріалів конференцій.

Структура та обсяг дисертації

Дисертація складається з анотації, вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел, який містить 111 посилань, та одного додатка. Загальний обсяг дисертації становить 202 сторінки.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У **вступі** обґрунтовано актуальність теми дисертації, вказано зв'язок роботи із науковими програмами кафедри, сформульовано мету і задачі дисертаційних досліджень, зазначено методи дослідження, відображено наукову новизну та практичне значення отриманих результатів, наведено інформацію про апробацію та публікації основних результатів роботи.

У **першому розділі** зроблено огляд сучасних конструкцій широкосмугових ортомодових перетворювачів і методів їх аналізу. Серед існуючих конструкцій ОМП виділено 6 основних типів:

1) ОМП на основі хвилевідних відгалужувачів,
2) ОМП на основі переходу Бойфота,
3) ОМП на основі турнікетного з'єднання,
4) Планарні ОМП,
5) ОМП на основі чотириреберних хвилеводів,
6) Коаксіальні ОМП.

Найбільш ефективними при створенні багатодіапазонних двополяризаційних антенних систем є ОМП на основі коаксіальних хвилеводів. Відома конструкція когерентного ОМП на основі КЧРХ (рис. 1), яка забезпечує високу розв'язку і можливість одночасної роботи у двох частотних діапазонах. Недоліком цього ОМП є відносно вузька робоча смуга частот (9,4%), яка визначається узгодженням коаксіального хвилеводу із чотирма коаксіальними зондами.

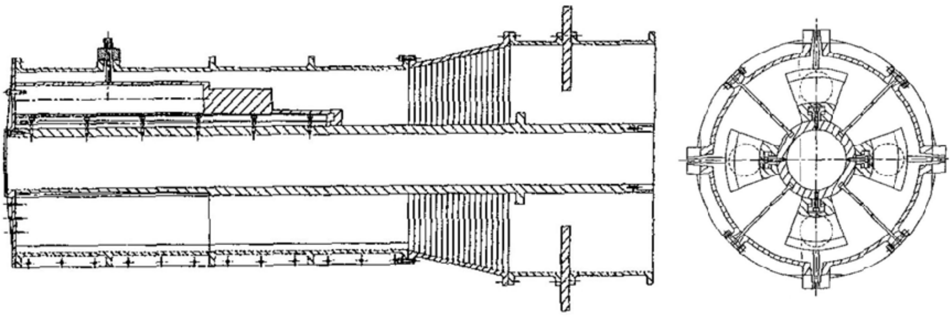

Рис. 1. Конструкція когерентного ОМП на основі КЧРХ

Також відома компактна конструкція широкосмугового некогерентного коаксіального ОМП (рис. 2), який складається із вхідного круглого коаксіального хвилеводу і двох вихідних прямокутних хвилеводів. У робочій смузі частот 3,4–4,2 ГГц із відносною шириною 21% значення вхідного коефіцієнта відбиття менше −20 дБ, а кросполяризаційна розв'язка вища 40 дБ. Недоліком такого ОМП є неможливість забезпечити когерентний прийом ЕМХ ортогональних поляризацій у робочій смузі частот через просторове рознесення вихідних прямокутних хвилеводів.

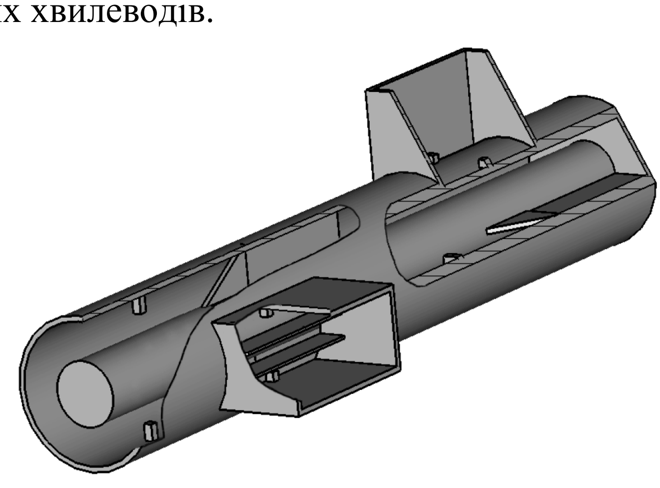

Рис. 2. Конструкція некогерентного коаксіального ОМП

У **другому розділі** дисертації виконано аналіз власних хвиль СКРХ (рис. 3). Розв'язано крайову задачу електродинаміки для власних хвиль СКРХ двома методами: методом часткових областей і методом інтегральних рівнянь із використанням системи ортогональних базисних функцій, які правильно враховують сингулярну поведінку поля на ребрі. Отримані формули дозволяють розрахувати критичні хвильові числа і розподіли електричного і магнітного полів ТЕ і ТМ-хвиль для СКРХ із ребром на внутрішній чи зовнішній провідній циліндричній поверхні.

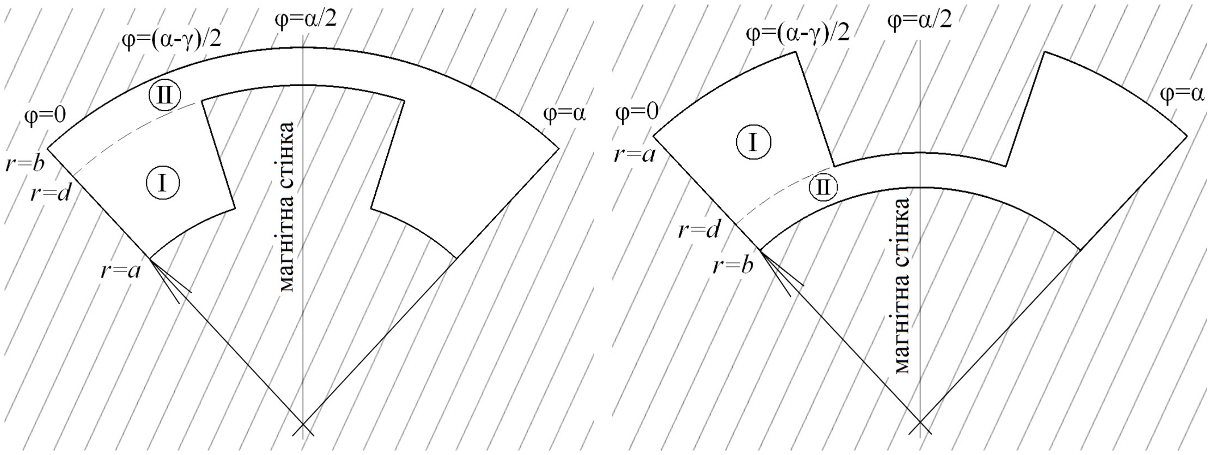

Рис. 3. Конфігурації секторних коаксіальних ребристих хвилеводів (СКРХ)

Проаналізовано ті власні хвилі, для яких вертикальна площина симетрії СКРХ ($\varphi = \alpha/2$) є магнітною стінкою. Для ТЕ-хвиль розподіли компонент H_z і E_φ у поперечній площині областей I і II представлено у вигляді нескінченних сум парціальних мод із невідомими амплітудами та критичними хвильовими числами, кожна з яких задовольняє рівнянням Максвелла в циліндричній системі координат та граничним умовам на магнітній стінці й ідеально провідних поверхнях СКРХ:

$$H_z^{\mathrm{I}}(r,\varphi) = \sum_{n=0}^{\infty} A_n \cos(l_1(n)\varphi)\left[J'_{l_1(n)}(k_\mathrm{c}a)Y_{l_1(n)}(k_\mathrm{c}r) - Y'_{l_1(n)}(k_\mathrm{c}a)J_{l_1(n)}(k_\mathrm{c}r)\right], \tag{1}$$

$$H_z^{\mathrm{II}}(r,\varphi) = \sum_{m=0}^{\infty} B_m \cos(l_2(m)\varphi)\left[J'_{l_2(m)}(k_\mathrm{c}b)Y_{l_2(m)}(k_\mathrm{c}r) - Y'_{l_2(m)}(k_\mathrm{c}b)J_{l_2(m)}(k_\mathrm{c}r)\right], \tag{2}$$

$$E_\varphi^{\mathrm{I}}(r,\varphi) = Z(f,k_\mathrm{c})\sum_{n=0}^{\infty} A_n \cos(l_1(n)\varphi)\left[J'_{l_1(n)}(k_\mathrm{c}a)Y'_{l_1(n)}(k_\mathrm{c}r) - Y'_{l_1(n)}(k_\mathrm{c}a)J'_{l_1(n)}(k_\mathrm{c}r)\right], \tag{3}$$

$$E_\varphi^{\mathrm{II}}(r,\varphi) = Z(f,k_\mathrm{c})\sum_{m=0}^{\infty} B_m \cos(l_2(m)\varphi)\left[J'_{l_2(m)}(k_\mathrm{c}b)Y'_{l_2(m)}(k_\mathrm{c}r) - Y'_{l_2(m)}(k_\mathrm{c}b)J'_{l_2(m)}(k_\mathrm{c}r)\right], \tag{4}$$

де A_n та B_m — невідомі амплітудні коефіцієнти, $l_1(n) = 2\pi n/(\alpha-\gamma)$, $l_2(m) = \pi(2m+1)/\alpha$, $J_l(x)$, $Y_l(x)$, $J'_l(x)$, $Y'_l(x)$ — функції Бесселя першого і другого роду та їх похідні, k_c — критичне хвильове число, $Z(f,k_\mathrm{c}) = 2\pi \mathrm{i} f \mu_\mathrm{a}/k_\mathrm{c}$, де і — уявна одиниця, f — частота, μ_a — абсолютна магнітна проникність внутрішнього середовища СКРХ.

За допомогою МЧО крайову задачу електродинаміки для власних хвиль СКРХ зведено до системи лінійних алгебраїчних рівнянь (СЛАР):

$$\begin{bmatrix} F_{0,0} & \cdots & F_{0,M-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{M-1,0} & \cdots & F_{M-1,M-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} B_0 \\ \vdots \\ B_{M-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{5}$$

Умовою нетривіального розв’язку однорідної СЛАР (5) є рівність нулю детермінанта матриці $[F]$. Із цієї умови визначено критичні хвильові числа ТЕ-хвиль. Після цього розраховані критичні хвильові числа підставлено в однорідну СЛАР (5) і обчислено невідомі амплітуди парціальних мод B_m. При B_0= 1 амплітуди решти мод B_m визначено із розв’язку СЛАР:

$$\begin{bmatrix} B_1 \\ \vdots \\ B_{M-1} \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} F_{0,1} & \cdots & F_{0,M-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{M-2,1} & \cdots & F_{M-2,M-1} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} F_{0,0} \\ \vdots \\ F_{M-2,0} \end{bmatrix}.$$

Після цього амплітуди парціальних мод A_p обчислено за формулою:

$$A_p = \frac{4\sum_{m=0}^{\infty} B_m I_1(p,m)[J'_{l_2(m)}(k_c b)Y_{l_2(m)}(k_c d) - Y'_{l_2(m)}(k_c b)J_{l_2(m)}(k_c d)]}{(\alpha-\gamma)(1+\delta_{p0})[J'_{l_1(p)}(k_c a)Y_{l_1(p)}(k_c d) - Y'_{l_1(p)}(k_c a)J_{l_1(p)}(k_c d)]}.$$

За допомогою МІР крайову задачу електродинаміки для власних ТЕ-хвиль СКРХ зведено до інтегрального рівняння:

$$\sum_{n=0}^{\infty} \frac{\cos(l_1(n)\varphi)F(l_1(n),k_c a,k_c d)}{(\alpha-\gamma)(1+\delta_{n0})} \int_0^{(\alpha-\gamma)/2} X(\varphi)\cos(l_1(n)\varphi)\mathrm{d}\varphi -$$

$$- \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\cos(l_2(m)\varphi)F(l_2(m),k_c b,k_c d)}{\alpha} \int_0^{(\alpha-\gamma)/2} X(\varphi)\cos(l_2(m)\varphi)\mathrm{d}\varphi = 0, \tag{6}$$

де $F(l,x,y) = [J'_l(x)Y_l(y) - Y'_l(x)J_l(y)]/[J'_l(x)Y'_l(y) - Y'_l(x)J'_l(y)]$.

Для розв’язання інтегрального рівняння (6) невідому функцію $X(\varphi)$ представлено в такому вигляді:

$$X(\varphi) = \sum_{i=0}^{M_1-1} s_i R_i(\varphi), \tag{7}$$

де s_i — невідомі коефіцієнти, $R_i(\varphi)$ — базисні функції, M_1 — кількість базисних функцій. Після цього інтегральне рівняння зведено до СЛАР:

$$\begin{bmatrix} G_{0,0} & \cdots & G_{0,M_1-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{M_1-1,0} & \cdots & G_{M_1-1,M_1-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_0 \\ \vdots \\ s_{M_1-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \tag{8}$$

у якій елементи матриці $[G]$ визначено за такою формулою:

$$G_{p,i} = F(l_1(p),k_c a,k_c d)I_R^{\mathrm{I}}(p,i) - \frac{4}{\alpha}\sum_{m=0}^{\infty} F(l_2(m),k_c b,k_c d)I(p,m)I_R^{\mathrm{II}}(m,i),$$

де $I_R^{\mathrm{I}}(p,i) = \frac{\alpha-\gamma}{2}\int_0^1 R_i(\varphi)\cos(\pi p t)\mathrm{d}t$, $I_R^{\mathrm{II}}(m,i) = \frac{\alpha-\gamma}{2}\int_0^1 R_i(\varphi)\cos\left(\pi(2m+1)\frac{\alpha-\gamma}{2\alpha}t\right)\mathrm{d}t$.

Умовою нетривіального розв'язку однорідної СЛАР (8) є рівність нулю детермінанта матриці $[G]$. Із цієї умови обчислено критичні хвильові числа власних хвиль ТЕ у СКРХ, після чого (при s_0 = 1) невідомі коефіцієнти s_i знайдено із СЛАР:

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_{M_1-1} \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} G_{0,1} & \cdots & G_{0,M_1-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{M_1-2,1} & \cdots & G_{M_1-2,M_1-1} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} G_{0,0} \\ \vdots \\ G_{M_1-2,0} \end{bmatrix}.$$

Функцію $X(\varphi)$ визначено за формулою (7), а амплітуди парціальних мод A_p і B_q — за формулами (9), (10) відповідно:

$$A_p = \frac{4 \int\limits_0^{(\alpha-\gamma)/2} X(\varphi)\cos(l_1(p)\varphi)\mathrm{d}\varphi}{Z(f,k_\mathrm{c})(\alpha-\gamma)(1+\delta_{p0})J'Y'(l_1(p),k_\mathrm{c}a,k_\mathrm{c}d)}. \tag{9}$$

$$B_q = \frac{4 \int\limits_0^{(\alpha-\gamma)/2} X(\varphi)\cos(l_2(q)\varphi)\mathrm{d}\varphi}{Z(f,k_\mathrm{c})\alpha J'Y'(l_2(q),k_\mathrm{c}b,k_\mathrm{c}d)}. \tag{10}$$

Розподіл поздовжньої компоненти магнітного поля H_z визначено за формулами (1), (2). Поперечні компоненти магнітного й електричного полів знайдено, використавши формули зв'язку поздовжніх і поперечних компонент.

Розв'язання крайової задачі для ТМ-хвиль виконано аналогічно.

Проведено аналіз збіжності розв'язків для критичних хвильових чисел при використанні у методі інтегральних рівнянь трьох видів базисних функцій:

I. система ортогональних базисних функцій, які правильно враховують сингулярність на ребрі:

$$R_i(\varphi) = \left[1-(t(\varphi))^2\right]^{-1/3} C_{2i}^{-1/6}(t(\varphi)) \text{ для ТЕ-хвиль,}$$
$$R_i(\varphi) = \left[1-(t(\varphi))^2\right]^{2/3} C_{2i+1}^{11/6}(t(\varphi)) \text{ для ТМ-хвиль,}$$

де $t(\varphi) = 2\varphi/(\alpha-\gamma)$, $C_i^j(t(\varphi))$ — поліноми Гегенбауера степеня *i* порядку *j*;

II. система неортогональних базисних функцій, що правильно враховують умову на ребрі:

$$R_i(\varphi) = [[(\alpha-\gamma)/2]^2 - \varphi^2]^{-1/3}\cos(l_1(i)\varphi) \text{ для ТЕ-хвиль,}$$
$$R_i(\varphi) = [[(\alpha-\gamma)/2]^2 - \varphi^2]^{-1/3}\sin(l_1(i)\varphi) \text{ для ТМ-хвиль;}$$

III. система ортогональних тригонометричних базисних функцій, які не враховують сингулярну поведінку поля на ребрі:

$$R_i(\varphi) = \cos(l_1(i)\varphi) \text{ для ТЕ-хвиль,}$$
$$R_i(\varphi) = \sin(l_1(i)\varphi) \text{ для ТМ-хвиль.}$$

Показано, що для розрахунку критичних хвильових чисел із відносною похибкою, меншою за 0,1%, необхідно використовувати у два рази менше базисних функцій I-го виду, ніж II-го виду, і у п'ять разів менше базисних функцій I-го виду, ніж III-го виду. При цьому час розрахунку зменшується у 4 і у 20 разів відповідно.

Установлено, що критичне хвильове число і критична частота основної ТЕ-хвилі СКРХ монотонно зменшуються при збільшенні висоти ребра. Електричне і магнітне поля основної ТЕ-хвилі зосереджуються біля країв ребра і в зазорі між ребром і циліндричною поверхнею СКРХ (рис. 4). Показано, що максимальні значення радіальної і азимутальної компонент електричного поля основної ТЕ-хвилі досягаються біля країв ребра. При віддаленні від ребра у будь-якому напрямку азимутальна компонента електричного поля швидко зменшується і практично є присутньою тільки в околі ребра.

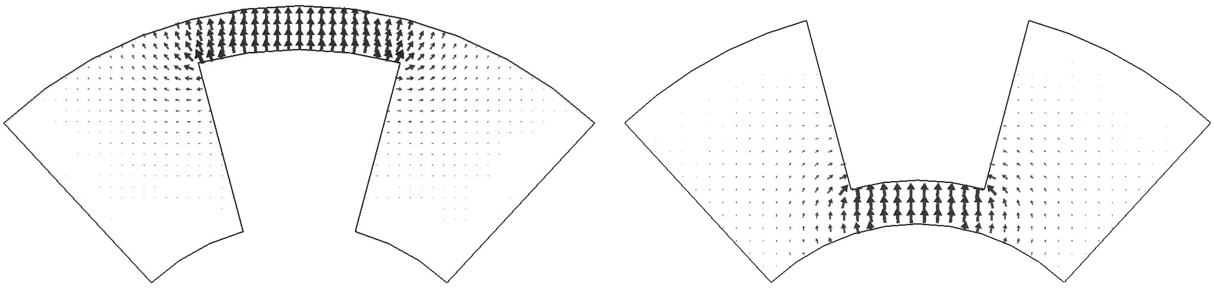

Рис. 4. Векторні розподіли електричного поля основної ТЕ-хвилі СКРХ

Показано, що радіальна компонента електричного поля другої ТЕ-хвилі практично повністю зосереджена в зазорі між ребром і циліндричною поверхнею, а азимутальна компонента — у бічних областях СКРХ, де її розподіл за кутом близький до однорідного (рис. 5). При будь-яких геометричних конфігураціях СКРХ робоча смуга частот одномодового режиму роботи визначається критичними частотами двох перших ТЕ-хвиль.

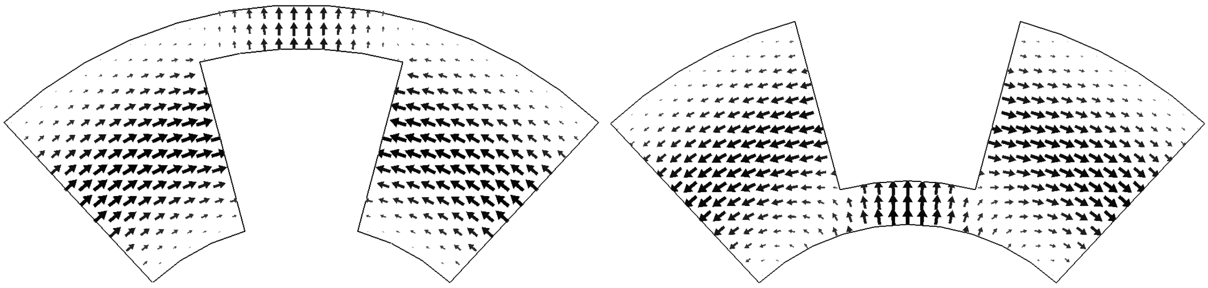

Рис. 5. Векторні розподіли електричного поля другої ТЕ-хвилі СКРХ

Проведено оптимізацію геометрії СКРХ для забезпечення максимальної смуги частот одномодового режиму роботи. У результаті отримано дві оптимальні конфігурації СКРХ, які забезпечують коефіцієнт перекриття за частотою 5,6:1 для одномодового режиму роботи. Виявлено, що залежність смуги частот одномодового режиму роботи СКРХ на основній ТЕ-хвилі від кутової ширини ребра має екстремальний характер (рис. 6). Установлено, що розмір зазору між ребром і циліндричною поверхнею оптимального СКРХ однаковий для обох конфігурацій і визначається необхідним відношенням критичних частот двох перших ТЕ-хвиль. При цьому менші поперечні розміри при фіксованій робочій смузі частот має СКРХ із ребром на внутрішній провідній циліндричній поверхні.

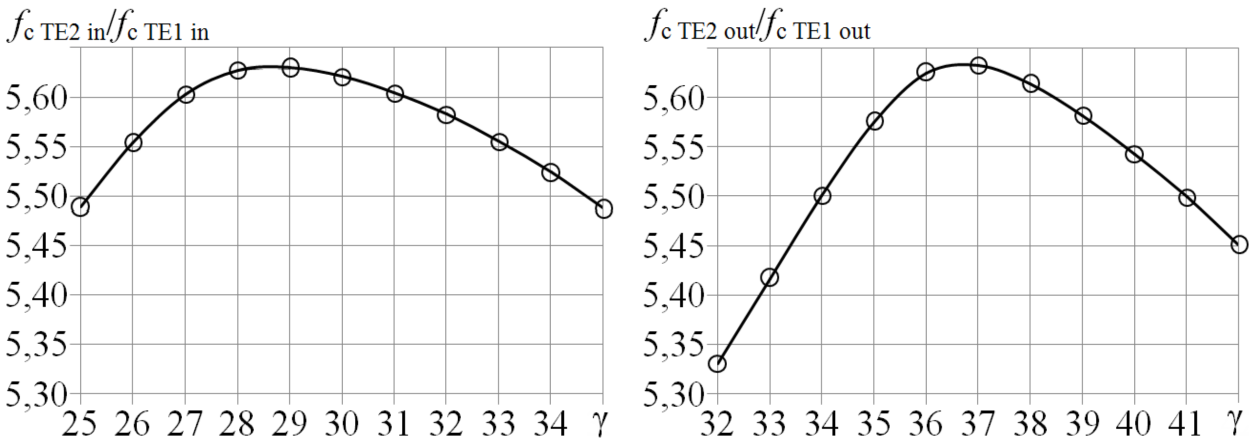

Рис. 6. Відношення критичних частот другої і першої ТЕ-хвиль СКРХ

У **третьому розділі** дисертації досліджено власні хвилі КЧРХ (рис. 7). Розв'язано крайову задачу електродинаміки для власних хвиль КЧРХ двома методами: методом часткових областей і методом інтегральних рівнянь із використанням системи ортогональних базисних функцій, які правильно враховують сингулярну поведінку поля на краях ребер. Алгоритми розв'язання крайової задачі для КЧРХ аналогічні розробленим для СКРХ, які представлено в другому розділі. Отримані формули дозволяють розрахувати критичні хвильові числа ТЕ- і ТМ-хвиль і розподіли електричного і магнітного полів ТЕМ-, ТЕ- і ТМ-хвиль у КЧРХ із ребрами на внутрішньому чи на зовнішньому провідному циліндрі.

Рис. 7. Конфігурації коаксіальних чотириреберних хвилеводів (КЧРХ)

Показано, що для розрахунку критичних хвильових чисел КЧРХ обох конфігурацій за допомогою МЧО із відносною похибкою, меншою за 0,1%, необхідно використовувати не менше 27 парціальних мод, а для правильного розрахунку розподілів полів власних хвиль — не менше 30 парціальних мод.

Для розрахунку критичних хвильових чисел КЧРХ обох конфігурацій за допомогою МІР із відносною похибкою, меншою за 0,1%, достатньо використовувати 7 ортогональних базисних функцій, які враховують сингулярність на ребрах, і 21 парціальну моду, а для правильного розрахунку розподілів полів власних хвиль КЧРХ — 10 таких базисних функцій і 30 парціальних мод.

Установлено, що МІР із використанням ортогональних базисних функцій, які правильно враховують сингулярність поля на ребрах, забезпечує значно точніший ніж МЧО розрахунок розподілів електричного поля власних хвиль у КЧРХ.

Показано, що електричне поле ТЕМ-хвилі КЧРХ зосереджено в зазорах між ребрами і провідним циліндром, а також біля країв ребер (рис. 8). Максимальні значення радіальної і азимутальної компонент електричного поля ТЕМ-хвилі досягаються біля кромок ребер. При віддаленні від них у будь-якому напрямі азимутальна компонента електричного поля дуже швидко зменшується і практично є присутньою лише в околах кромок ребер.

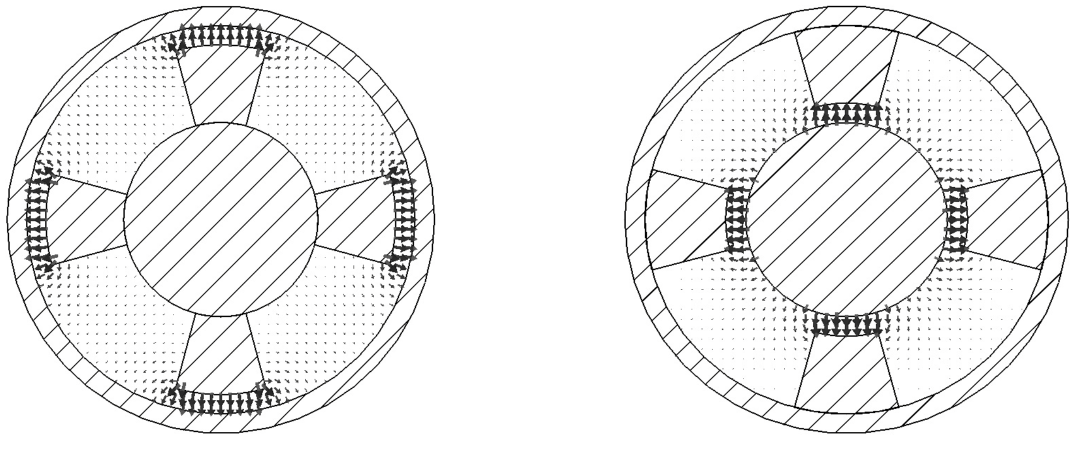

Рис. 8. Векторні розподіли електричного поля ТЕМ-хвилі КЧРХ

Розраховано критичні хвильові числа перших трьох ТЕ-хвиль і першої ТМ-хвилі та розподіли електричного поля для ТЕМ-хвилі, перших трьох ТЕ-хвиль і першої ТМ-хвилі для КЧРХ із ребром на внутрішньому чи зовнішньому циліндрі. Установлено, що розподіли компонент електричного поля практично однакові (з точністю до знаку) у відповідних областях поперечного перерізу КЧРХ для обох конфігурацій.

Критичне хвильове число і критична частота першої ТЕ-хвилі КЧРХ монотонно зменшуються при збільшенні висоти ребер. При цьому електричне і магнітне поля першої ТЕ-хвилі зосереджуються біля країв двох протилежних ребер і в зазорах між цими ребрами і провідним циліндром (рис. 9).

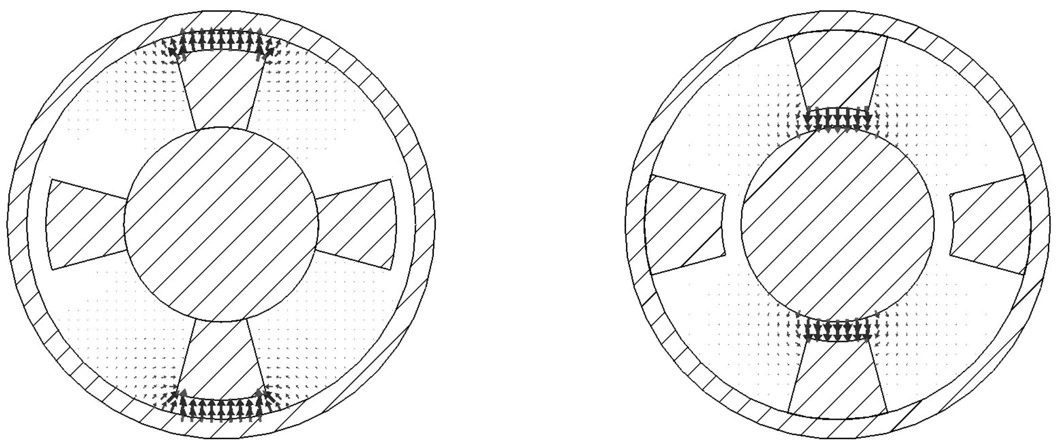

Рис. 9. Векторні розподіли електричного поля першої ТЕ-хвилі КЧРХ

Розподіл електричного поля другої ТЕ-хвилі КЧРХ подібний до того, який має ТЕМ-хвиля. Відмінність полягає в тому, що компоненти електричного поля другої ТЕ-хвилі синфазні з компонентами ТЕМ-хвилі для однієї пари протилежних ребер і протифазні з ними для іншої пари протилежних ребер.

Електричне поле третьої ТЕ-хвилі розподіляється по всьому поперечному перерізу і має значну інтенсивність у міжреберних областях КЧРХ (рис. 10). Показано, що максимальне значення радіальної компоненти електричного поля цієї власної хвилі більш, ніж у 3 рази, перевищує максимальне значення азимутальної компоненти.

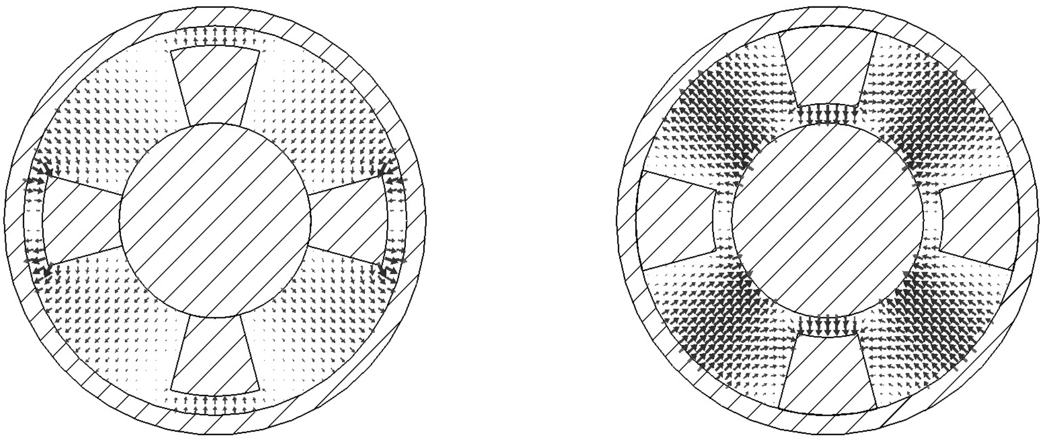

Рис.10. Векторні розподіли електричного поля третьої ТЕ-хвилі КЧРХ

Установлено, що коефіцієнт перекриття за частотою при одномодовому режимі роботи ОМП на основі КЧРХ визначається відношенням критичних частот (чи критичних хвильових чисел) третьої і першої ТЕ-хвиль. У результаті оптимізації геометрії КЧРХ з метою забезпечення максимальної смуги частот одномодового режиму роботи на першій ТЕ-хвилі при протифазному збудженні виявлено екстремальний характер залежності смуги частот одномодового режиму від значення кутової ширини ребер (рис. 11). Отримано дві оптимальні конфігурації хвилеводів, які забезпечують коефіцієнт перекриття за частотою 4,6:1 для одномодового режиму роботи на першій ТЕ-хвилі.

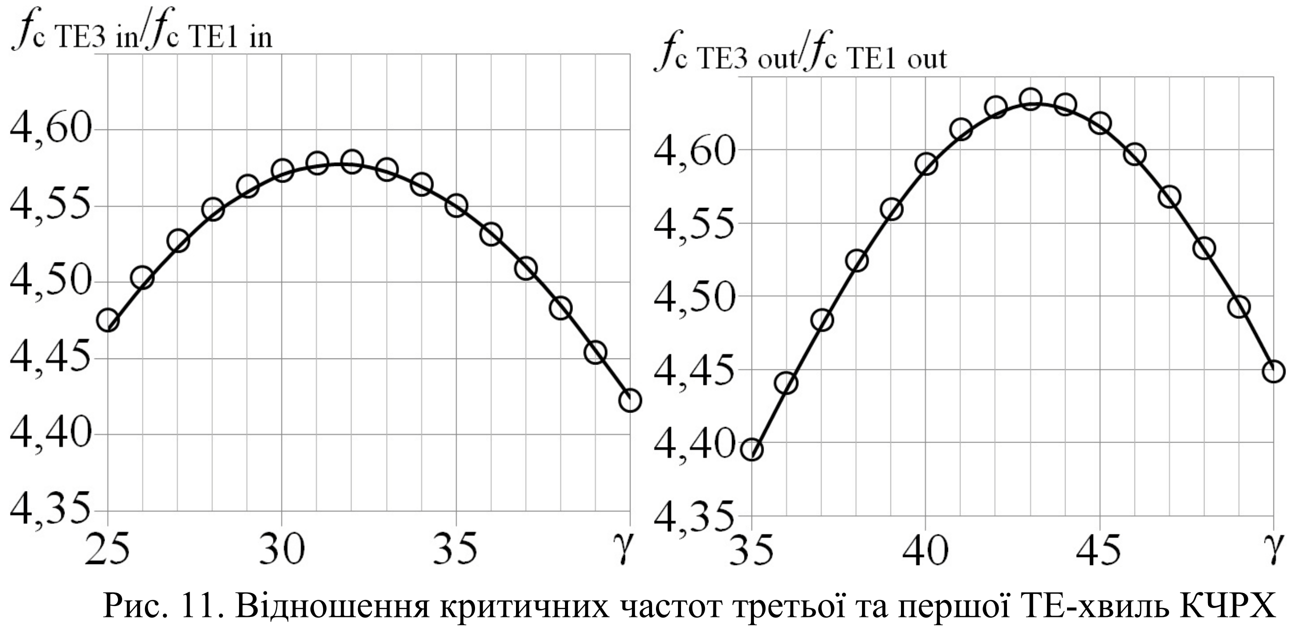

Рис. 11. Відношення критичних частот третьої та першої ТЕ-хвиль КЧРХ

Четвертий розділ дисертації присвячено розробці та дослідженню широкосмугових когерентних ортомодових перетворювачів на основі коаксіальних ребристих структур.

Запропоновано і розроблено новий когерентний дводіапазонний ОМП на основі коаксіального турнікетного з'єднання і чотириреберної (для C-діапазону частот) та ступінчастої циліндричної (для Ku-діапазону частот) узгоджувальних структур (рис. 12). Розроблений дводіапазонний ОМП здатний забезпечити у широких робочих діапазонах частот 3,4–4,2 ГГц та 10,7–12,8 ГГц значення модуля коефіцієнта відбиття менше −31 дБ (КСХН < 1,06), кросполяризаційної розв'язки вище 70 дБ та диференційного фазового зсуву між вихідними сигналами ортогональних лінійних поляризацій менше 1°.

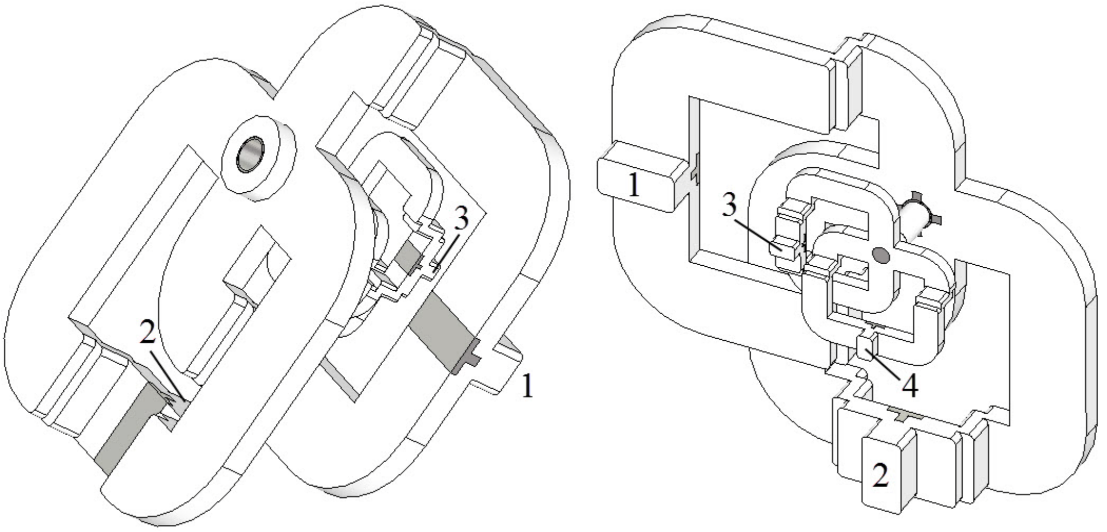

Рис. 12. Внутрішня структура нового когерентного дводіапазонного ОМП
1, 2 — вихідні порти C-діапазону, які приєднуються до хвилеводів WR229
3, 4 — вихідні порти Ku-діапазону, які приєднуються до хвилеводів WR75

Також розроблено конструкцію компактного широкосмугового когерентного ОМП на основі КЧРХ із коаксіальними кабелями (рис. 13).

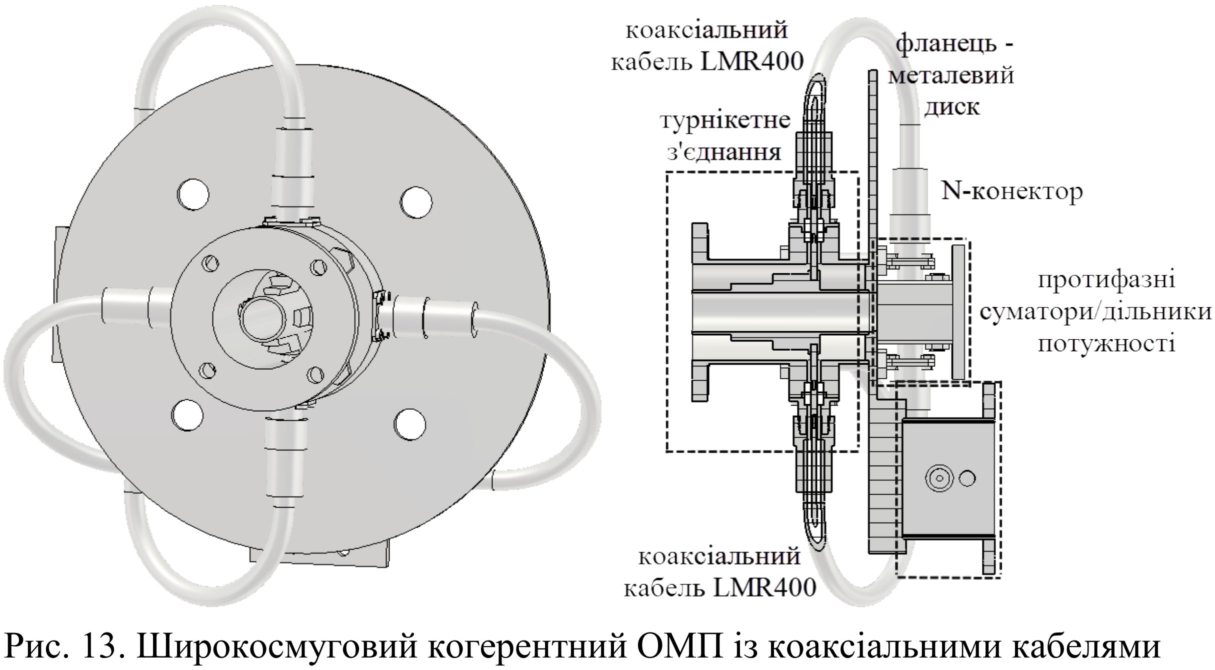

Рис. 13. Широкосмуговий когерентний ОМП із коаксіальними кабелями

У результаті оптимізації складових частин такого ОМП та всієї конструкції досягнуто значення модуля коефіцієнта відбиття менше −24 дБ (КСХН < 1,14) у розширеному робочому діапазоні частот 3,4–5,4 ГГц (ширина робочої смуги частот становить 45%). При рівності довжин коаксіальних кабелів цей ОМП забезпечує ідеальну когерентність вихідних сигналів ортогональних лінійних поляризацій, а при різниці довжин Δl кабелів у каналах ортогональних поляризацій диференційний фазовий зсув (у градусах) між вихідними сигналами становитиме $360 \cdot \Delta l/\lambda$, де λ — довжина хвилі на робочій частоті.

Розроблені широкосмугові когерентні коаксіальні ОМП призначені для використання у складі дводіапазонних (C/Ku) двополяризаційних опромінювально-перетворювальних модулів рефлекторних антен земних станцій супутникових інформаційних систем. Загалом вони можуть знайти застосування у різних радіоелектронних системах із двоканальною обробкою радіосигналів довільних детермінованих поляризацій.

У **висновках** сформульовано основні результати дисертаційних досліджень і зроблені висновки про можливості їх застосування.

ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ВИСНОВКИ

У дисертації вирішено актуальну науково-технічну задачу створення нових високоефективних дводіапазонних широкосмугових когерентних ортомодових перетворювачів на основі коаксіальних ребристих структур.

Розв’язано крайову задачу електродинаміки для власних хвиль СКРХ і КЧРХ двома методами: методом часткових областей із безпосереднім зшиванням полів і методом інтегральних рівнянь із використанням системи ортогональних базисних функцій, які правильно враховують сингулярну поведінку поля на ребрах. Отримані формули дозволяють розрахувати критичні хвильові числа і розподіли електричного і магнітного полів для власних хвиль усіх типів при розміщенні ребер на внутрішній чи зовнішній провідній циліндричній поверхні.

Установлено, що час розрахунку критичних хвильових чисел СКРХ методом інтегральних рівнянь із використанням ортогональних базисних функцій, які правильно враховують умови на ребрі, менший за час розрахунку методом часткових областей із безпосереднім зшиванням полів у 10 разів, а час розрахунку розподілів полів власних хвиль СКРХ менший у 3 рази.

Отже, система ортогональних базисних функцій, які правильно враховують сингулярну поведінку поля на ребрі, гарантує швидку збіжність розв’язків і є ефективнішою за інші. Тому її можна рекомендувати до практичного застосування при розв’язанні задач електродинаміки для різних структур із ребрами методами інтегральних рівнянь і варіаційними методами.

Проведено оптимізацію геометрії СКРХ для забезпечення максимальної смуги частот одномодового режиму роботи. У результаті отримано дві оптимальні конфігурації СКРХ, які забезпечують коефіцієнт перекриття за частотою 5,6:1 для одномодового режиму роботи. Виявлено, що залежність смуги частот одномодового режиму роботи СКРХ на основній ТЕ-хвилі від кутової ширини ребра має екстремальний характер. Установлено, що розмір зазору між ребром і циліндричною поверхнею оптимального СКРХ однаковий для обох конфігурацій і визначається необхідним відношенням критичних частот двох перших ТЕ-хвиль. При цьому менші поперечні розміри при фіксованій робочій смузі частот має СКРХ із ребром на внутрішній провідній циліндричній поверхні.

У результаті оптимізації геометрії КЧРХ з метою забезпечення максимальної смуги частот одномодового режиму роботи на першій ТЕ-хвилі при протифазному збудженні виявлено екстремальний характер залежності смуги частот одномодового режиму від значення кутової ширини ребер. Отримано дві оптимальні конфігурації хвилеводів, які забезпечують коефіцієнт перекриття за частотою 4,6:1 для одномодового режиму роботи на першій ТЕ-хвилі. Установлено, що менші поперечні розміри при фіксованій робочій смузі частот має КЧРХ з ребрами на внутрішньому провідному циліндрі.

Запропоновано і розроблено новий когерентний дводіапазонний (C/Ku) ОМП на основі коаксіального турнікетного з'єднання і чотириреберної (для C-діапазону частот) та ступінчастої циліндричної (для Ku-діапазону частот) узгоджувальних структур. Його особливістю є висока технологічність та можливість високоточного виготовлення, що забезпечує різницю фаз між вихідними сигналами ортогональних лінійних поляризацій менше 1°. Також розроблено конструкцію компактного широкосмугового когерентного ОМП на основі КЧРХ із коаксіальними кабелями.

Результати дослідження власних хвиль у СКРХ і КЧРХ, а також розроблені широкосмугові когерентні коаксіальні ОМП можуть знайти широке застосування при розробці нових або модернізації існуючих багатодіапазонних антенних систем із двоканальним поляризаційним обробленням радіосигналів для потреб супутникових телекомунікацій, радіоелектронної розвідки, радіоастрономії та радіолокації.

ПУБЛІКАЦІЇ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Dubrovka F. F. Eigenmodes analysis of sectoral coaxial ridged waveguides by transverse field-matching technique. Part 1. Theory / F. F. Dubrovka, S. I. Piltyay // Вісник Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут» Серія — Радіотехніка. Радіоапаратобудування. — 2013. — № 54. — С. 13–23. *Здобувачем розв'язано крайову задачу електродинаміки для власних хвиль секторних коаксіальних ребристих хвилеводів методом безпосереднього узгодження полів часткових областей.*

2. Dubrovka F. F. Electrodynamics boundary problem solution for sectoral coaxial ridged waveguides by integral equation technique / F. F. Dubrovka, S. I. Piltyay // Radioelectronics and Communications Systems. — 2012. — Vol. 55, № 5. — P. 191–203. (входить у базу SCOPUS)

Здобувачем розв'язано крайову задачу електродинаміки для власних хвиль секторних коаксіальних ребристих хвилеводів методом інтегральних рівнянь.

3. Dubrovka F. F. Eigenmodes of sectoral coaxial ridged waveguides / F. F. Dubrovka, S. I. Piltyay // Radioelectronics and Communications Systems. — 2012. — Vol. 55, № 6. — P. 239–247. (входить у базу SCOPUS)

4. Dubrovka F. F. Eigenmodes analysis of sectoral coaxial ridged waveguides by transverse field-matching technique. Part 2. Results / F. F. Dubrovka, S. I. Piltyay // Вісник Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут» Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування. — 2013. — № 55. — С. 13–23.

Виконано числове дослідження власних хвиль секторних коаксіальних ребристих хвилеводів при різних співвідношеннях поперечних розмірів.

5. Dubrovka F. F. Boundary problem solution for eigenmodes in coaxial quad-ridged waveguides / F. F. Dubrovka, S. I. Piltyay // Information and Telecommunication Sciences. — 2014. — Vol. 5, № 1. — P. 48–61. *Здобувачем розв'язано крайову задачу електродинаміки для власних хвиль коаксіальних чотириреберних хвилеводів методом безпосереднього узгодження полів часткових областей.*

6. Dubrovka F. F. Eigenmodes of coaxial quad-ridged waveguides. Theory / F. F. Dubrovka, S. I. Piltyay // Radioelectronics and Communications Systems. — 2014. — Vol. 57, № 1. — P. 1–30. (входить у базу SCOPUS)

Здобувачем розв'язано крайову задачу електродинаміки для власних хвиль коаксіальних чотириреберних хвилеводів методом інтегральних рівнянь.

7. Dubrovka F. F. Eigenmodes of coaxial quad-ridged waveguides. Numerical results / F. F. Dubrovka, S. I. Piltyay // Radioelectronics and Communications Systems. — 2014. — Vol. 57, № 2. — P. 59–69. (входить у базу SCOPUS)

Здобувачем виконано числове дослідження власних хвиль коаксіальних чотириреберних хвилеводів при різних співвідношеннях поперечних розмірів та їх оптимізація для забезпечення максимальної смуги частот одномодового режиму роботи.

8. Piltyay S. Enhanced C-band antiphase power combiner/divider / S. Piltyay // Proceedings of 2-nd International Conference "Radioengineering fields, signals, devices and systems", Kyiv, Ukraine, 2013, P. 105–106.

9. Piltyay S. I. Wideband antiphase power combiner/divider / S. I. Piltyay // Proceedings of 9-th International Young Scientist Conference "Modern Issues in Radio Engineering and Telecommunications", Sevastopol, Ukraine, 2013, P. 220.

10. Piltyay S. A novel broadband antiphase power combiner/divider / S. Piltyay // Proceedings of 7-th Science and Engineering Conference "Radioelectronics in XXI century", Kyiv, Ukraine, 2013, P. 38–40.

Розроблено новий широкосмуговий протифазний суматор/дільник потужності, який забезпечує гарне узгодження у смузі частот 3,4–5,4 ГГц.

11. Piltyay S. I. Enhanced C-band coaxial orthomode transducer / S. I. Piltyay // Вісник Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут» Серія — Радіотехніка. Радіоапаратобудування. — 2014. — № 57. — С. 35–42. *Розроблено широкосмуговий когерентний ОМП на основі коаксіального чотириреберного хвилеводу із металевими ложементами.*

12. Piltyay S. Broadband coaxial orthomode transducer / S. Piltyay // Proceedings of 3-rd International Conference “Radioengineering fields, signals, devices and systems”, Kyiv, Ukraine, 2014, P. 117–119.

13. Piltyay S. A wideband coaxial orthomode transducer / S. Piltyay // Proceedings of 8-th Science and Engineering Conference “Radioelectronics in XXI century”, Kyiv, Ukraine, 2014, P. 30–32. *Розроблено широкосмугові когерентні ортомодові перетворювачі на основі коаксіальних чотириреберних хвилеводів.*

14. Piltyay S. I. Enhanced C-band coaxial orthomode transducer / S. I. Piltyay // Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут» Серія — Радіотехніка. Радіоапаратобудування. — 2014. — № 58. — С. 27–34. *Розроблено широкосмуговий когерентний ОМП на основі коаксіального чотириреберного хвилеводу із коаксіальними кабелями.*

15. Dubrovka F. F. Novel High Performance Coherent Dual-Wideband Orthomode Transducer for Coaxial Horn Feeds / F. F. Dubrovka, S. I. Piltyay // Proceedings of the XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT 2017), Kyiv, Ukraine, 2017, P. 277–280. *Здобувачем розроблено новий високоефективний когерентний ОМП для коаксіальних опромінювачів.*

16. Piltyay S. Numerically effective basis functions in integral equation technique for sectoral coaxial ridged waveguides / S. Piltyay // Proceedings of 14-th International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET*14), Kharkiv, Ukraine, 2012, P. 492–495. *Досліджено ортогональні базисні функції, які правильно враховують сингулярність на ребрі, для аналізу секторних коаксіальних ребристих хвилеводів методом інтегральних рівнянь.*

17. Dubrovka F. Prediction of Eigenmodes Cutoff Frequencies of Sectoral Coaxial Ridged Waveguides / F. Dubrovka, S. Piltyay // Proceedings of the XIth International Conference TCSET’2012, Lviv – Slavske, Ukraine, 2012, P. 191. *Виконано числове дослідження критичних частот секторних коаксіальних ребристих хвилеводів.*

18. Пільтяй С. І. Числова ефективність методу зв’язаних інтегральних рівнянь / С. І. Пільтяй // Радіоелектроніка в XXI столітті. Матеріали VI науково-технічної конференції РТФ НТУУ "КПІ". — 2012. — С. 24–25. *Виконано порівняння збіжності методу інтегральних рівнянь, методу узгодження полів часткових областей і методу скінченних різниць при розрахунку критичних хвильових чисел секторних коаксіальних ребристих хвилеводів.*

АНОТАЦІЯ

Пільтяй С. І. Широкосмугові когерентні ортомодові перетворювачі на основі коаксіальних ребристих структур. — На правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.07 — Антени та пристрої мікрохвильової техніки. — Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» МОН України, Київ, 2017.

У дисертації вирішено актуальну науково-технічну задачу створення високоефективних широкосмугових когерентних ортомодових перетворювачів (ОМП) для дводіапазонних коаксіальних опромінювально-перетворювальних модулів дзеркальних антен із поляризаційним обробленням сигналів.

У теоретичній частині розв'язано крайові задачі електродинаміки для власних хвиль секторних коаксіальних ребристих хвилеводів та коаксіальних чотириреберних хвилеводів із використанням системи ортогональних базисних функцій, які правильно враховують сингулярну поведінку поля на ребрах.

Розроблено дві конструкції широкосмугових когерентних ортомодових перетворювачів на основі коаксіальних ребристих структур. Вони призначені для використання у складі дводіапазонних (C/Ku) двополяризаційних опромінювально-перетворювальних модулів рефлекторних антен земних станцій супутникових інформаційних систем.

Ключові слова: ортомодовий перетворювач, когерентний прийом сигналів ортогональних поляризацій, секторний коаксіальний ребристий хвилевід, коаксіальний чотириреберний хвилевід.

АННОТАЦИЯ

Пильтяй С. И. Широкополосные когерентные ортомодовые преобразователи на основе коаксиальных ребристых структур. – На правах рукописи.

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.07 — Антенны и устройства микроволновой техники. — Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт имени Игоря Сикорского» МОН Украины, Киев, 2017.

В диссертации решено актуальную научно-техническую задачу создания высокоэффективных широкополосных когерентных ортомодовых преобразователей (ОМП) для двухдиапазонных коаксиальных облучающе-преобразующих модулей зеркальных антенн с поляризационной обработкой сигналов.

В теоретической части решено краевые задачи электродинамики для собственных волн секторных коаксиальных ребристых волноводов и коаксиальных четырехреберных волноводов с использованием системы ортогональных базисных функций, которые правильно учитывают сингулярное поведение поля на ребрах.

Разработано две конструкции широкополосных когерентных ортомодовых преобразователей на основе коаксиальных ребристых структур. Они предназначены для использования в составе двухдиапазонных (C/Ku) двухполяризационных облучающе-преобразующих модулей рефлекторных антенн земных станций спутниковых информационных систем.

Ключевые слова: ортомодовый преобразователь, когерентный прием сигналов ортогональных поляризаций, секторный коаксиальный ребристый волновод, коаксиальный четырехреберный волновод.

ABSTRACT

Piltyay S. I. Wideband coherent orthomode transducers based on coaxial ridged structures. — Qualification manuscript.

The dissertation for the scientific degree of candidate of engineering sciences in the speciality 05.12.07 — Antennas and microwave devices. — National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute" Ministry of Education and Science of Ukraine, Kyiv, 2017.

An actual scientific and engineering problem of the development of high performance wideband coherent orthomode transducers (OMTs) for dual-band coaxial feed transducing units of reflector antennas with polarization signal processing has been solved in the dissertation.

The theoretical part is devoted to the solution of boundary electrodynamics problem for the eigenmodes of sectoral coaxial ridged waveguides and coaxial quad-ridged waveguides using the system of orthogonal basis functions, which correctly take into account the singular field behavior near ridges.

The optimization of the geometries of sectoral coaxial ridged waveguide and coaxial quad-ridged waveguide has been carried out for the first time in order to provide maximal single-mode operation frequency band. The optimal configurations, which provide bandwidth ratio 5.6:1 for sectoral coaxial ridged waveguide and 4.6:1 for coaxial quad-ridged waveguide, have been obtained. The extreme nature of dependence of the single-mode operation bandwidth at the first TE-mode on the ridge's angular width has been discovered during the optimization.

A novel coherent dual-band orthomode transducer has been suggested and developed based on a coaxial turnstile junction and a quad-ridged (for C-band) and a stepped cylindrical (for Ku-band) matching structures. Its peculiarity is high technological effectiveness and the possibility of high-precision fabrication, which can be performed by high-precision milling of five metal plates. Within wide operating frequency bands 3.4–4.2 GHz and 10.7–12.8 GHz the developed dual-band orthomode transducer provides the magnitude of the reflection coefficient less than −31 dB (VSWR < 1.06), crosspolar isolation higher than 70 dB and differential phase shift between the output signals of orthogonal linear polarizations less than 1°.

The design of a compact wideband coherent orthomode transducer has been developed based on a coaxial quad-ridged waveguide with coaxial cables. As a result of optimization of structural elements of this orthomode transducer and of the whole design one has obtained the magnitude of the reflection coefficient less than−24 dB (VSWR < 1.14) within the extended operating frequency band 3.4–5.4 GHz (its relative bandwidth is 45%). If the lengths of coaxial cables are equal, then this orthomode transducer provides ideal coherence of the output signals with orthogonal linear polarizations, and if the lengths are diverse by Δl, then the differential phase shift (in degrees) between the output signals is $360 \cdot \Delta l/\lambda$, where λ stands for the wavelength at the operating frequency.

The results of investigation of eigenmodes of sectoral coaxial ridged waveguides and coaxial quad-ridged waveguides, as well as developed wideband coherent coaxial orthomode transducers can be applied for the development of novel multi-band antenna systems with dual-channel polarization processing of radiosignals for satellite telecommunications, radioelectronic intelligence and radioastronomy.

Developed wideband coherent coaxial orthomode transducers are designed for the implementation in dual-band (C/Ku) dual-polarized feed transducing units for reflector antennas of earth stations of satellite information systems.

Keywords: orthomode transducer, coherent reception of orthogonally polarized signals, sectoral coaxial ridged waveguide, coaxial quad-ridged waveguide.

Підписано до друку 02.02.2018. Формат $60x90^1/16$
Ум. друк. арк. 0,9. Обл-вид. арк. 0,9
Наклад 100 прим. Замовлення № 401
Віддруковано на різографі в видавничому центрі "Принт-центр"
04053, м. Київ, вул. Січових Стрільців, 26А
Тел./факс: 486-50-88, 332-41-10, 277-40-16
http:\\www.printc.com.ua. E-mail printcentr@ukr.net