

Широкосмуговий ортомодовий перетворювач на основі двореберного переходу для двополяризаційних супутникових антен

Пільтай С. І., Булашенко А. В.

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», м. Київ, Україна

E-mail: crosspolar@ukr.net

Виконано розробку широкосмугового ортомодового перетворювача для двополяризаційних супутникових антен і здійснено оптимізацію характеристик пристрою при поширенні в ньому основних електромагнітних хвиль. Структура перетворювача базується на двореберному хвилевідному переході, який дозволяє отримати високий рівень розділення робочих електромагнітних хвиль із перпендикулярними лінійними поляризаціями. Створено комп'ютерні тривимірні моделі хвилевідних компонентів і повної структури ортомодового перетворювача для адекватного та достатньо точного описання фізичних хвильових процесів, що виникають при поширенні електромагнітних хвиль в розробленому пристрої. Крім двореберного переходу структура перетворювача включає декілька видів поворотів хвилеводів у Е-площині, ступінчастий хвилевідний перехід із трьох секцій, а також хвилевідний трійник у Е-площині. За допомогою розроблених моделей виконано параметричну оптимізацію геометричних розмірів окремих хвилевідних компонентів та повної структури ортомодового перетворювача для забезпечення в робочому діапазоні частот 10,7–12,8 ГГц якісного узгодження та ефективної розв'язки портів із перпендикулярними лінійними поляризаціями. Моделювання характеристик виконано за допомогою методу скінченних елементів у частотній області. Для здійснення параметричної оптимізації характеристик використано метод довірчих інтервалів. У результаті отримано ефективне узгодження хвилевідної структури ортомодового перетворювача із розрахованими значеннями коефіцієнтів відбиття менше -29 дБ для обох лінійних поляризацій у всьому робочому діапазоні частот 10,7–12,8 ГГц. Результати комп'ютерного моделювання показують, що розв'язка портів розробленого пристрою потенційно може сягати 70 дБ. Розраховані загальні втрати не перевищують 0,08 дБ при виготовленні конструкції зі сталі. Широкосмуговий ортомодовий перетворювач на основі двореберного переходу може бути використаний у сучасних антенних системах для наземних і супутникових телекомунікацій, а також у радіолокації.

Ключові слова: електромагнітні хвилі; мікрохвильова техніка; ортомодовий перетворювач; поляризація; супутникові системи

DOI: [10.20535/RADAP.2025.100.14-22](https://doi.org/10.20535/RADAP.2025.100.14-22)

1 Аналіз сучасних досліджень

Антенні системи в радіоастрономії, радіомоніторингу та супутникових телекомунікаційних системах часто потребують опцію приймання та окремого оброблення електромагнітних хвиль із перпендикулярними лінійними поляризаціями [1, 2]. Зокрема, в телекомунікаційних радіосистемах одночасна робота на двох ортогональних лінійних поляризаціях подвоює потенційно досягнути швидкість передачі інформації [3, 4]. Крім того, здатність обробляти сигнали з ортогональними коловими поляризаціями дає додаткові переваги в сучасних радіолокаційних системах [5] і системах космічного зв'язку [6]. Переваги також включають зменшення амплітудних і

поляризаційних спотворень, спричинених ефектом Фарадея в іоносфері Землі [7] та багатопроменевим поширенням у міських умовах і мобільних системах [8].

Широкосмугові антенні системи з можливістю одночасної роботи на двох ортогональних колових або лінійних поляризаціях вимагають застосування в структурі антенної системи специфічних елементів (хвилеводи з діафрагмами [9, 10], ребрами [11, 12], гофруваннями [13], штирями [14] або поздовжньою перегородкою [15, 16]) та гофрованих опромінювачів [17]. Одним із поширених і компактних рішень для роботи на двох ортогональних колових поляризаціях є інтеграція поляризаційного перетворювача на основі перегородки в систему живлення хвилевідної

антени [18]. У цьому випадку виходить компактна і технологічно проста, але відносно вузькосмугова конструкція. Проте, багато сучасних радіотехнічних систем працюють у більш широких частотних діапазонах. Тому для широкосмугових бездротових систем зв'язку для наземних, супутникових і космічних застосувань необхідна альтернативна конструкція тракту живлення антени.

Комбінація хвильового поляризатора [19] та ортомодового перетворювача (ОМП) [20] забезпечує можливість широкосмугової роботи антенної системи на двох колових поляризаціях одночасно. Крім того, ОМП може використовуватися окремо без поляризатора, якщо не потрібна робота антенної системи на колових поляризаціях. Кілька основних типів ОМП було проаналізовано в наукових джерелах [20–23]. Порівняємо характеристики існуючих конструкцій ОМП.

Найбільш широкосмугові ОМП та хвильові поляризатори базуються на чотириріберних структурах [22]. Основним недоліком цих структур є їхнє досить складне виготовлення, особливо на високих частотах. Крім того, допуски на виготовлення є критично важливими в областях живлення чотириріберних конструкцій. Подібна ситуація спостерігається і в ОМП на основі переходу Бойфота [23]. Застосування перегородки у цьому хвильовому переході ускладнює можливість швидкого та технологічного виготовлення конструкції.

Для проектування вузькосмугових ОМП часто вибирають асиметричні хвильові з'єднання [24]. Їх виготовляють відносно простим способом — фрезеруванням двох металевих частин і з'єднанням їх у єдину конструкцію. Таку ж технологію фрезерування і розділення конструкції лише на дві деталі ефективно застосовують для виготовлення більш широкосмугових ОМП на основі дворіберних хвильоводів [25–27]. У існуючих роботах, присвячених розробці дворіберних ОМП, не висвітлено детально всі етапи оптимізації таких конструкцій та їхніх компонентів.

Отже, розробка та покращення характеристик нових широкосмугових хвильових ОМП є важливою проблемою сучасної антенної техніки та супутникових систем зв'язку. У цій статті детально висвітлено основні етапи автоматизованої розробки та оптимізації нового ОМП Ку-діапазону, який створено на основі хвильового дворіберного переходу.

Для перевірки результатів моделювання здійснено порівняння із аналогами таких конструкцій із сучасних джерел. Представлений у статті порядок розробки може бути застосований для швидкого створення нових широкосмугових дворіберних ОМП для різних робочих діапазонів частот.

2 Мета та задачі дослідження

Метою роботи є розробка широкосмугового ортомодового перетворювача для роботи в супутниковому діапазоні частот 10,7–12,8 ГГц на основі дворіберного хвильового переходу.

Для досягнення мети роботи необхідно вирішити такі задачі:

1. Розробити комп'ютерні моделі деталей та повної структури ортомодового перетворювача для адекватного та достатньо точного описання фізичних хвильових процесів, що виникають при поширенні електромагнітних хвиль в розробленому пристрої.
2. Виконати параметричну оптимізацію геометричних розмірів ортомодового перетворювача для забезпечення в робочому діапазоні частот 10,7–12,8 ГГц якісного узгодження структури та ефективної розв'язки портів із перпендикулярними лінійними поляризаціями.

3 Розробка та оптимізація моделі ортомодового перетворювача на основі дворіберного хвильоводу

Основним елементом конструкції розробленого ОМП є секція хвильоводу з двома ребрами. Комп'ютерна тривимірна модель цієї секції у програмі CST Microwave Studio представлена на Рис. 1. Два симетричні ступінчасті ребра моделювалися як ідеальні електричні провідники. У приймальних антенних системах представлена область хвильоводу повинна підтримувати одночасне поширення двох основних ТЕ-хвиль, що надходять на вхідний порт. Отже, хвильовід в області дворіберного переходу повинен мати круглий або квадратний поперечний переріз. Квадратний хвильовід з ребрами є простішим для виготовлення фрезеруванням, тому для основи конструкції оберемо саме його.

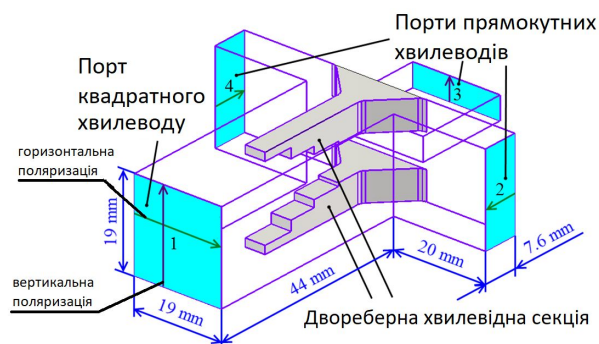


Рис. 1. Тривимірна комп'ютерна модель дворіберного хвильового переходу

Крім того, моделювання пристроїв на основі квадратних хвильоводів часто є простішим та точнішим, ніж структур на основі круглих хвильоводів, через узгодження декартової сітки координат із прямокутними краями і внутрішніми стінками конструкції.

У розроблених раніше конструкціях дворіберних ОМП ступінчасті переходи склалися з 4-х сходинок на кожному ребрі [23–25]. Також існують і більш довгі конструкції дворіберних секцій ОМП з 5 [26] і навіть 6 сходинками [27]. Із фізичної точки зору можна зробити висновок, що кількість сходинок, яка дорівнює 1–3, є не достатньою для отримання задовільного узгодження і крос-поляризаційної розв'язки (КПР) у широких робочих діапазонах частот сучасних антенних систем. Подібна ситуація має місце і в хвильовідних поляризаторах зі ступінчастою перегородкою. З іншого боку, структури з 5–6 сходинками вимагають тривалого моделювання, високоточного виготовлення кожної секції і значно більше часу на оптимізацію їхніх характеристик. Це призводить до вибору середньої кількості сходинок як компромісного рішення між необхідним часом оптимізації, можливістю виготовлення та досягнутими електромагнітними характеристиками. Таким чином, кількість сходинок дворіберної хвильовідної структури, що дорівнює 4, можна вважати оптимальною для широкосмугових антенних систем із відносно шириною робочої смуги частот від 20 до 40% і ширше.

Найефективнішими сучасними методами моделювання мікрохвильових пристроїв є метод скінченних різниць у часовій області (Finite Difference Time Domain, FDTD) та метод скінченних елементів (Finite Element Method, FEM) у частотній області. Кілька недавніх досліджень [9, 28] щодо порівняння FDTD та FEM для моделювання мікрохвильових хвильовідних поляризаторів показали, що другий метод є швидшим та потребує менше пам'яті для електромагнітного моделювання. У [29] метод довірчих інтервалів продемонстрував високу ефективність для оптимізації мікрохвильових пристроїв. Отже, комп'ютерне моделювання та оптимізацію дворіберного переходу та всіх інших елементів структури ОМП виконаємо за допомогою FEM у частотній області та методу довірчих інтервалів відповідно.

Розробку дворіберного хвильовідного ОМП виконаємо для робочого супутникового Ku-діапазону частот 10,7–12,8 ГГц. У цьому діапазоні частот коефіцієнти відбиття основних електромагнітних мод з вертикальною та горизонтальною поляризаціями були мінімізовані за рахунок варіювання розмірів секції дворіберного хвильоводу. ОМП буде розроблено для подальшого оброблення сигналів малошумними блоками з вхідними портами у вигляді стандартних хвильоводів WR75 (19,05 мм × 9,53 мм). Отже, в моделі поперечні розміри вхідного квадратного хвильоводу і всіх вихідних прямокутних хвильоводів були фіксованими і дорівнювали 19,05 мм. Роз-

раховані оптимальні залежності коефіцієнтів відбиття від частоти наведено на Рис. 2.

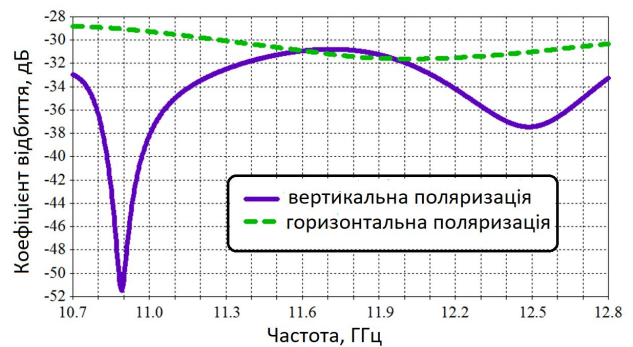


Рис. 2. Коефіцієнти відбиття дворіберного переходу ОМП

На Рис. 2 видно, що змодельоване узгодження оптимізованого переходу є ефективним у всьому супутниковому Ku-діапазоні 10,7–12,8 ГГц. Максимальні значення коефіцієнтів відбиття для обох лінійних поляризацій не перевищують -28 дБ. Крім того, для вертикальної поляризації існують дві вузькі частотні підсмуги (поблизу частот 10,9 ГГц і 12,5 ГГц) з відмінним узгодженням структури. У цих піддіапазонах значення коефіцієнта відбиття менше за -36 дБ.

Іншими важливими електромагнітними характеристиками дворіберного переходу та всієї структури ОМП загалом є КПР між портами, що передають сигнали з ортогональними лінійними поляризаціями. Для основної ТЕ-моди квадратного хвильоводу (порт 1) з вертикальною поляризацією (Рис. 1) бічні прямокутні хвильовідні порти 2 і 4 повинні бути повністю відбиваючими (розв'язаними). Натомість, при горизонтальній поляризації електромагнітні хвилі передаються саме до бічних портів, тоді як центральний прямокутний хвильовідний порт 3 має високу розв'язку. Змодельовані залежності КПР від частоти для оптимізованої структури переходу показано на Рис. 3.

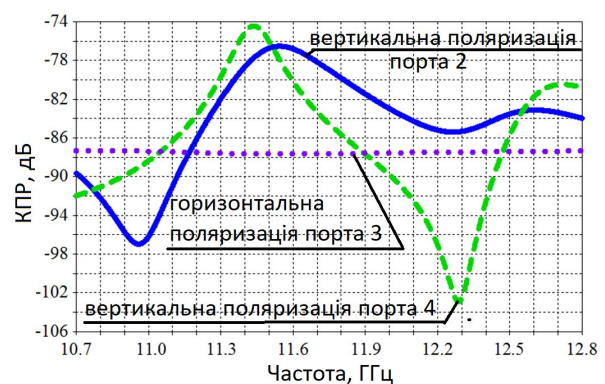


Рис. 3. КПР дворіберного переходу ОМП при збудженні квадратного хвильоводу (порт 1) та передачі до портів 2, 3, 4

Відмінності між КПР двох бічних прямокутних хвильовідних портів 2 і 4 обумовлені особливостями

ми моделювання з використанням FEM на основі тетраедричної сітки без застосування електричних або магнітних стінок у площинах симетрії структури. Як видно, всі розраховані КПП оптимізованої двореберної секції хвильоводу перевищують 74 дБ в робочому Ку-діапазоні частот 10,7–12,8 ГГц. Суттєвою перевагою застосованого двореберного хвильовідного переходу є те, що оптимізація його узгодження автоматично призводить до високого рівня КПП завдяки наявності двох перпендикулярних площин дзеркальної симетрії структури.

Виконана оптимізація двореберного переходу в результаті дає розміри всіх вихідних прямокутних хвильовідних портів. Зафіксуємо значення цих розмірів для подальшої оптимізації наступних хвильовідних елементів конструкції ОМП.

4 Розробка та моделювання хвильовідних компонентів для каналу вертикальної поляризації ортомодового перетворювача

Кілька наступних етапів комп'ютерної розробки двореберного ОМП присвячено чисельній оптимізації компонентів тракту при поширенні основної електромагнітної моди з вертикальною лінійною поляризацією. Кінцевий вихідний порт ОМП має конкретні розміри стандартного хвильоводу WR75, отже, процес оптимізації необхідно продовжити, починаючи з вихідної сторони ОМП для вертикальної поляризації. Комп'ютерна тривимірна модель переходу від прямокутного хвильоводу із закругленими ребрами до WR75, який містить поворот у Е-площині на 90° , представлена на Рис. 4.

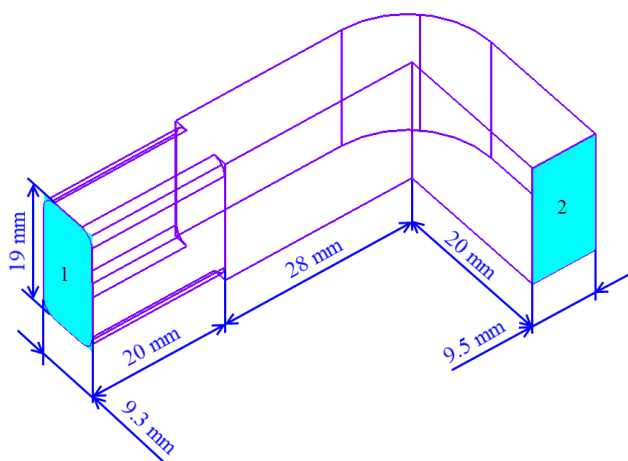


Рис. 4. Тривимірна модель переходу від прямокутного хвильоводу із закругленими ребрами до WR75 для каналу з вертикальною поляризацією

Чисельна оптимізація хвильовідного переходу, який показано на Рис. 4, проведена з метою міні-

мізації коефіцієнта відбиття для основної електромагнітної моди ТЕ в робочому Ку-діапазоні частот 10,7–12,8 ГГц. Отриману в результаті залежність коефіцієнта відбиття запропонованого хвильовідного переходу від частоти наведено на Рис. 5.

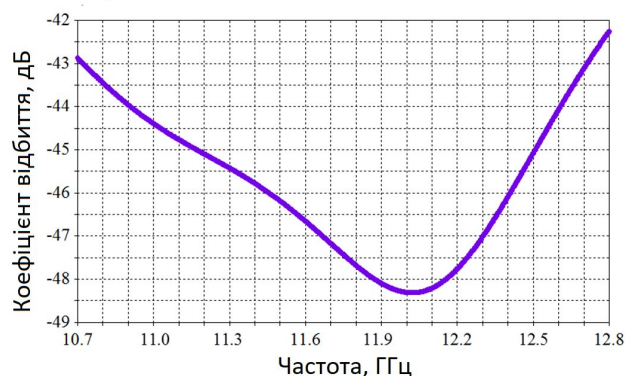


Рис. 5. Коефіцієнт відбиття переходу від прямокутного хвильоводу із закругленими ребрами до WR75

На Рис. 5 видно, що коефіцієнт відбиття хвильовідного переходу з поворотом у Е-площині становить менше -42 дБ. Таке наднизьке значення досягається завдяки використанню специфічного типу заокругленого вигину прямокутного хвильовідного каналу з радіусом, що на 33% перевищує ширину стінки хвильоводу. Проведена оптимізація переходу задає розміри поперечного перерізу прямокутного хвильоводу із закругленими кінцями. Тому останні два хвильовідні елементи каналу ОМП з вертикальною лінійною поляризацією розроблено, виходячи з розмірів поперечного перерізу порту 3 двореберного переходу (Рис. 1) та порту 1 переходу з поворотом у Е-площині (Рис. 4). Тривимірну модель хвильовідного ступінчастого повороту в Е-площині на 90° показано на Рис. 6.

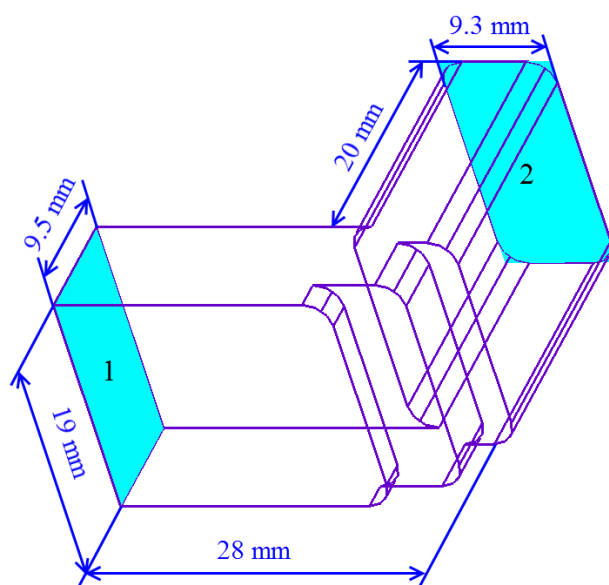


Рис. 6. Тривимірна модель хвильовідного повороту в Е-площині для вертикальної поляризації

Частотну залежність мінімізованого коефіцієнта відбиття запропонованого ступінчастого повороту хвильоводу для каналу вертикальної поляризації наведено на Рис. 7. Як видно, структура цього повороту забезпечує ефективне узгодження в усьому робочому супутниковому Ku-діапазоні частот 10,7–12,8 ГГц. Коефіцієнт відбиття ступінчастого повороту в Е-площині становить менше -51 дБ, що на 21 дБ нижче коефіцієнта відбиття двореберної секції хвильоводу для вертикальної поляризації.

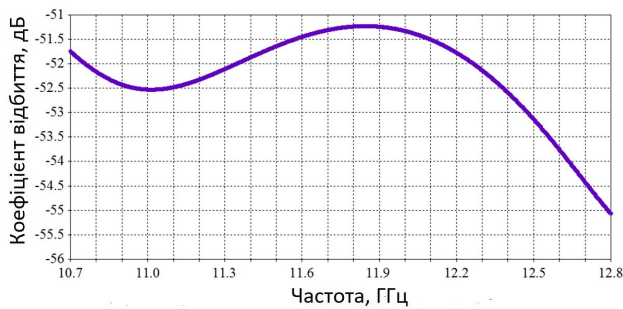


Рис. 7. Коефіцієнт відбиття ступінчастого повороту хвильоводу в Е-площині на 90°

Остаточним хвильвідним елементом у каналі вертикальної поляризації для з'єднання ступінчастого повороту хвильоводу в Е-площині та двореберної хвильвідної секції переходу є ступінчастий перехід. Модель розробленого хвильвідного переходу показано на Рис. 8. Його функція полягає у з'єднанні попередніх компонентів та забезпеченні узгодження прямокутних хвильоводів з розмірами поперечного перерізу $19,05 \text{ мм} \times 4,8 \text{ мм}$ та $19,05 \text{ мм} \times 9,5 \text{ мм}$. Проведене комп'ютерне моделювання показало, що для отримання високоефективного узгодження (з коефіцієнтом відбиття менше -25 дБ) достатнім є застосування трьох секцій у хвильвідному переході.

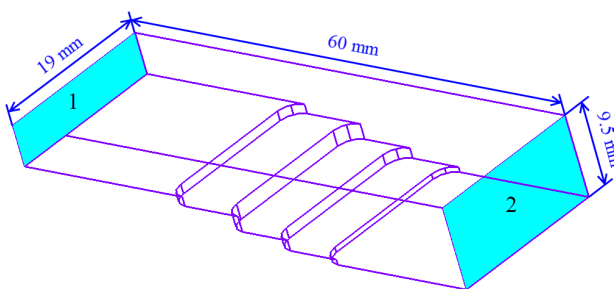


Рис. 8. Тривимірний комп'ютерний моделювання ступінчастого хвильвідного переходу для передачі основної ТЕ-моди з вертикальною поляризацією

Висоти та довжини всіх трьох секцій хвильвідного переходу варіювалися з використанням методу довільних інтервалів з метою забезпечення мінімально можливого коефіцієнта відбиття в межах робочого супутникового Ku-діапазону 10,7–12,8 ГГц. Залежність отриманого коефіцієнта відбиття від частоти проілюстровано на Рис. 9. Як видно, екстремальні значення коефіцієнта відбиття спостерігаються на найнижчій та найвищій частотах робочого

діапазону. Загалом розроблений ступінчастий хвильвідний перехід забезпечує ефективне узгодження з коефіцієнтом відбиття менше -31 дБ.

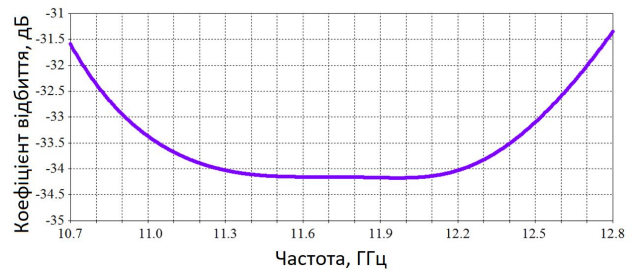


Рис. 9. Коефіцієнт відбиття оптимізованого хвильвідного переходу з трьома сходинками

5 Розробка та моделювання хвильвідних компонентів для каналу горизонтальної поляризації ортомодового перетворювача

Тепер розглянемо хвильвідні компоненти каналів ОМП, якими передають електромагнітні хвилі з горизонтальною поляризацією. Для повороту напрямку поширення основної ТЕ-моди на 90° застосуємо поворот хвильоводу в Е-площині, тривимірну модель якого наведено на Рис. 10. Розміри поперечного перерізу прямокутних портів повороту задаються попередньо оптимізованою структурою двореберного хвильвідного переходу (Рис. 1). Отже, розміри прямокутних хвильоводів становлять $19,05 \text{ мм} \times 7,6 \text{ мм}$.

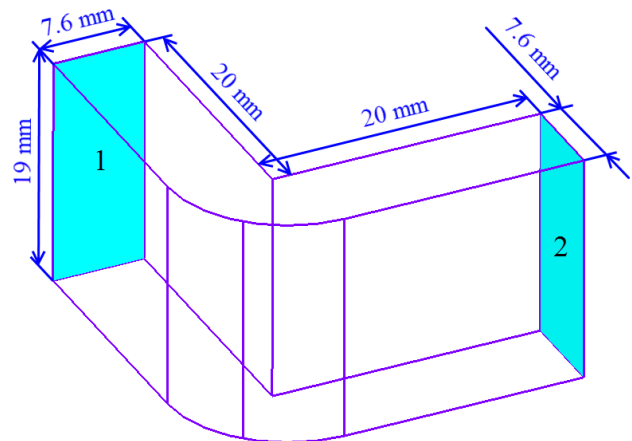


Рис. 10. Тривимірний моделювання повороту в Е-площині для основних мод із горизонтальною поляризацією

У цьому повороті хвильоводу тільки один розмір залишається доступним для варіації з метою оптимізації узгодження — радіус повороту. Залежність мінімізованого коефіцієнта відбиття розробленого повороту наведено на Рис. 11. У всьому робочому Ku-діапазоні 10,7–12,8 ГГц досягнуто надзвичайно

низького рівня коефіцієнта відбиття, який становить менше -52 дБ. Отриманий коефіцієнт відбиття можна порівняти з коефіцієнтом відбиття розглянутого вище повороту в Е-площині для каналу з вертикальною поляризацією (Рис. 7). Як бачимо, обидва типи поворотів у Е-площині якісно оптимізовані та забезпечують високу ефективність узгодження.

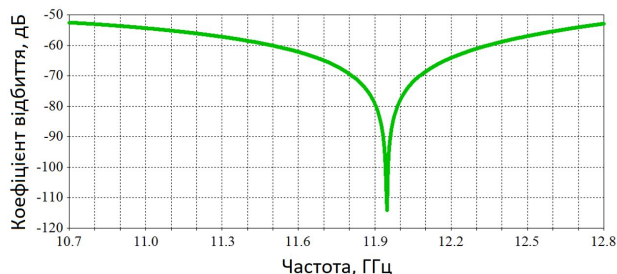


Рис. 11. Коефіцієнт відбиття повороту хвильоводу в Е-площині на 90° для мод з горизонтальною поляризацією

Фінальним хвильовідним компонентом структури розробленого ОМП є хвильовідний трійник у Е-площині. Його функція полягає в додаванні потужностей горизонтально поляризованих протифазних електромагнітних ТЕ-мод із протилежних бічних хвильовідних каналів. Тривимірну модель внутрішньої структури розробленого трійника показано на Рис. 12. Структура включає два вхідні прямокутні хвильоводи, провідну узгоджувальну призму, ступінчастий узгоджувальний трансформатор із двома секціями та стандартний вихідний прямокутний хвильовід WR75.

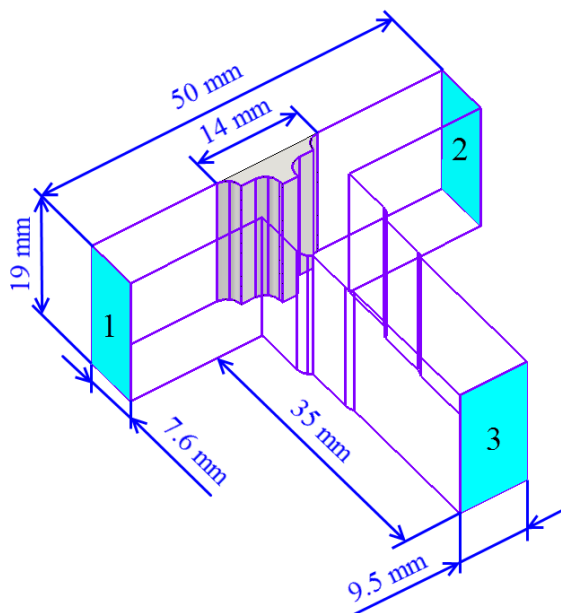


Рис. 12. Тривимірна комп'ютерна модель хвильовідного трійника в Е-площині для передачі ТЕ-мод з горизонтальною поляризацією

Залежність оптимізованого коефіцієнта відбиття трійника від частоти наведено на Рис. 13. Як видно, розроблений трійник у Е-площині хвильоводу забезпечує ефективне широкосмугове узгодження. У робочому супутниковому Ku-діапазоні частот 10,7–12,8 ГГц коефіцієнт відбиття становить менше -40 дБ.

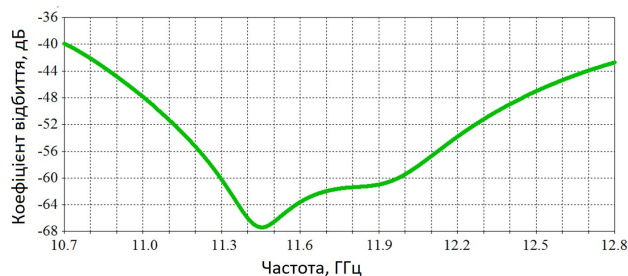


Рис. 13. Залежність коефіцієнта відбиття хвильовідного трійника в Е-площині від частоти

6 Змодельовані електромагнітні характеристики повної структури розробленого двореберного ортомодового перетворювача

У трьох попередніх розділах статті виконано оптимізацію кожного хвильовідного компонента конструкції розробленого ОМП. Тепер об'єднуємо ці елементи разом у єдину структуру. Загальну тривимірну модель внутрішньої структури двореберного ОМП представлено на Рис. 14.

У режимі прийому антенної системи дві основні моди типу ТЕ з перпендикулярними поляризаціями передаються від рупора до хвильоводу двореберного переходу. Після проходження цієї секції електромагнітна мода з вертикальною поляризацією поширюється до ступінчастого хвильовідного переходу і до повороту в Е-площині на 90° . Потім відбувається передача до другого повороту в Е-площині і, остаточно, до вихідного прямокутного хвильовідного порту. Інша основна ТЕ-мода із горизонтальною поляризацією розділяється подвійним поворотом двореберної секції хвильоводу на дві ТЕ-хвилі, що поширюються в бічних гілках тракту. Кожна з цих хвиль проходить два повороти в Е-площині для горизонтальної поляризації. Після цього потужності мод об'єднуються за допомогою хвильовідного трійника в Е-площині та передаються на вихідний прямокутний хвильовідний порт горизонтальної поляризації.

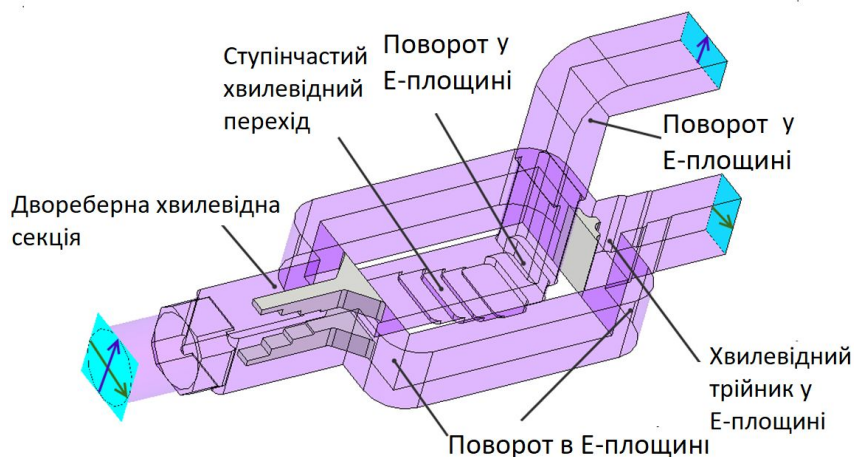


Рис. 14. Тривимірний комп'ютерний моделювання хвильовідних каналів розробленого двореберного ОМП

На Рис. 15 показано змодельовані коефіцієнти відбиття розробленого ОМП для обох лінійних поляризацій. Видно, що обидва коефіцієнти відбиття є меншими за -29 дБ у всьому робочому супутниковому Ку-діапазоні частот 10,7–12,8 ГГц. Таким чином, оптимізація кожного хвильовідного компонента розробленого двореберного ОМП забезпечила високу ефективність його узгодження. Комп'ютерне моделювання КТР та розв'язки між прямокутними портами ОМП показало, що вони перевищують 70 дБ. Це пояснюється симетричністю конструкції всього пристрою відносно вертикальної площини та подвійною дзеркальною симетрією двореберного переходу, який і визначає розв'язку каналів загалом.

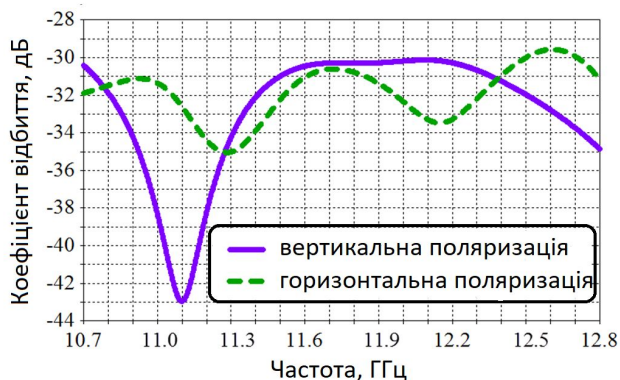


Рис. 15. Залежності коефіцієнтів відбиття двореберного ОМП для обох лінійних поляризацій від частоти

Розроблений ОМП застосовується в приймальних супутникових антенних системах. Отже, ще однією важливою технічною характеристикою, яку слід враховувати, є внесені пристроєм втрати. Щоб оцінити втрати ОМП, який виготовлятиметься з реального металу, і порівняти їх з ідеальним провідником, необхідно застосувати в моделі скінченну провідність як параметр матеріалу оточення хвильовідних каналів. Прототип ОМП виготовлятиметься зі сталі, яка моделюється як метал із питомою

провідністю $7 \cdot 10^6$ См/м. Залежності розрахованих втрат ОМП від частоти наведено на Рис. 16. Суцільні криві відповідають електромагнітній хвилі з вертикальною поляризацією, а штрихові наведено для горизонтальної поляризації. Як видно на Рис. 16, змодельовані втрати, які вносяться конструкцією зі стінками з ідеального провідника, є нехтовно малими і не перевищують 0,02 дБ у робочій смузі частот 10,7–12,8 ГГц. Виготовлення конструкції ОМП зі сталі погіршить характеристики передачі, але навіть у цьому випадку внесені пристроєм втрати є прийнятними для супутникового та космічного зв'язку. Розраховані втрати для ОМП зі сталевими стінками становлять менше 0,08 дБ. Якщо потрібне додаткове зменшення внесених втрат, то можна застосувати напilenня срібла на внутрішні стінки ОМП.

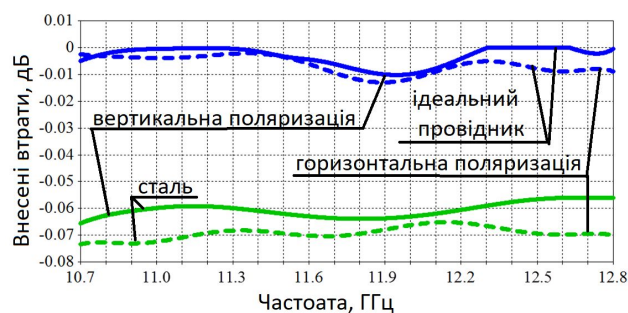


Рис. 16. Змодельовані втрати розробленого двореберного ОМП для обох лінійних поляризацій

Висновки

За допомогою комп'ютерного моделювання виконано розробку та оптимізацію широкопasmового ортотропного перетворювача на основі двореберного переходу. Перехід ОМП призначений для систем супутникового зв'язку, які працюють у Ку-діапазоні частот 10,7–12,8 ГГц. Кожен елемент структури

ОМП було окремо змодельовано методом скінчених елементів у частотній області. Для забезпечення ефективного узгодження кожного компонента структури ОМП було здійснено їх окрему чисельну оптимізацію. Остаточне моделювання всієї конструкції двореберного ОМП показало, що він забезпечує коефіцієнти відбиття менше -29 дБ для обох лінійних поляризацій. Розраховані значення КПП та розв'язки між прямокутними хвилевідними портами перевищують 70 дБ.

Таким чином, розроблений широкопasmовий двореберний ОМП одночасно забезпечує ефективне узгодження та розв'язку хвиль ортогональних поляризацій. Розроблений ОМП може застосовуватися в сучасних антенних системах із подвійною поляризацією для супутникового та космічного зв'язку.

References

- [1] Stutzman W. L. (2018). *Polarization in electromagnetic systems*. Artech Hous, Norwood, 256 p.
- [2] Dubrovka F. F., et al. (2023). Ultrawideband Compact Lightweight Biconical Antenna With Capability of Various Polarizations Reception for Modern UAV Applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 71, Iss. 4, pp. 2922–2929. DOI: 10.1109/TAP.2023.3247145.
- [3] Stutzman W. L., Thiele G. A. (2013). *Antenna Theory and Design*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 820 p.
- [4] Milligan T. A. (2005). *Modern Antenna Design*. Hoboken, New Jersey, John Wiley and Sons, 567 p.
- [5] Ren Q., Eriksson O., Thalya P., Elezovic R., Bencivenni C., Hasselblad M. (2024). An Automotive Polarimetric Radar Sensor With Circular Polarization Based on Gapwaveguide Technology. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 72, Iss. 6, pp. 3759–3771. DOI: 10.1109/TMTT.2023.3329246.
- [6] Piltyay S., Bulashenko A., Shuliak V. (2022). Development and optimization of microwave guide polarizers using equivalent network method. *Journal of Electromagnetic Waves and Application*, Vol. 36, Iss. 5, pp. 682–705. DOI: 10.1080/09205071.2021.1980913.
- [7] Gao S., Luo Q., Zhu F. (2014). *Circularly Polarized Antennas*. John Wiley & Sons, 307 p. DOI: 10.1002/9781118790526.
- [8] Al-Amoodi K., et al. (2024). A Compact, Circularly-Polarized, Substrate-Integrated Waveguide, Millimeter-Wave Beamstering System for 5G Mobile Terminals. *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, Vol. 5, Iss. 1, pp. 46–57. DOI: 10.1109/OJAP.2023.3333900.
- [9] Bulashenko A., et al. (2022). FDTD and wave matrix simulation of adjustable DBS-band waveguide polarizer. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 36, Iss. 6, pp. 875–891. DOI: 10.1080/09205071.2021.1995897.
- [10] Virone G., et al. (2008). Combined-Phase-Shift Waveguide Polarizers. *IEEE Microwave and Wireless Compon. Letters*, Vol. 18, Iss. 8, pp. 509–511. DOI: 10.1109/LMWC.2008.2001005.
- [11] Tribak A., et al. (2009). Ultra-broadband low axial ratio corrugated quad-ridge polarizer. *European Microwave Conference (EuMC)*, pp. 73–76. DOI: 10.1080/EUMC.2009.5295927.
- [12] Güvenç M., Şişman I. and Ergin A. A. (2023). Design and Optimization of a Wide-Band Quad-Ridged Polarizer for Satellite Communications. *2023 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (USNC-URSI)*, pp. 1477–1478. doi: 10.1109/USNC-URSI52151.2023.10237410.
- [13] Anderson J. P., Doane J., Grunloh H., Brookman M., Su D. (2019). Wideband polarizers, switches and waveguide for overmoded corrugated transmission lines. *Fusion Engineering and Design*, Vol. 146, Part A, pp. 46–49. DOI: 10.1016/j.fusengdes.2018.11.023.
- [14] Polo-Lopez L., Masa-Campos J. L., Ruiz-Cruz J. A. (2017). Design of a reconfigurable rectangular waveguide phase shifter with metallic posts. *European Microwave Conference*, pp. 1089–1092. DOI: 10.23919/EuMC.2017.8231036.
- [15] Mediavilla A., Cano J. L., Cepero K. (2012). Quasi-octave bandwidth phase matched K/Ka antenna feed subsystem for dual RHCP/LHCP polarization. *European Microwave Conference (EuMC)*, pp. 719–722. DOI: 10.23919/EuMC.2012.6459338.
- [16] Güvenç M., Şişman I. and Ergin A. A. (2023). Design, Optimization and Fabrication of a X-Band Septum Polarizer for Satellite Communication. *2023 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (USNC-URSI)*, pp. 1347–1348, doi: 10.1109/USNC-URSI52151.2023.10237446.
- [17] Bray M. (2016). Dual X/Ka-band corrugated feed horn for deep space telecommunications. *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, pp. 1549–1550. DOI: 10.1109/APS.2016.7696481.
- [18] Deutschmann B., Jacob A. F. (2020). Broadband Septum Polarizer With Triangular Common Port. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 68, Iss. 2, pp. 693–700. DOI: 10.1109/TMTT.2019.2951138.
- [19] Piltyay S. (2021). Square Waveguide Polarizer with Diagonally Located Irises for Ka-Band Antenna Systems. *Advanced Electromagnetics*, Vol. 10, Iss. 3, pp. 31–38. DOI: 10.7716/aem.v10i3.1780.
- [20] H. Jiang et al. (2022). Novel Double-Ridged Waveguide Orthomode Transducer for mm-Wave Application. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 32, Iss. 1, pp. 5–8. DOI: 10.1109/LMWC.2021.3115163.
- [21] Zhang P., Qi J., Qiu J. (2017). Wideband turnstile junction coaxial waveguide orthomode transducer. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol. 27, Iss. 5, e21093. DOI: 10.1002/MMCE.21093.
- [22] Coutts G. M. (2011). Wideband Diagonal Quadruple-Ridge Orthomode Transducer for Circular Polarization Detection. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 59, Iss. 6, pp. 1902–1909. DOI: 10.1109/TAP.2011.2122219.
- [23] Ruiz-Cruz J. A. et al. (2018). Orthomode Transducers With Folded Double-Symmetry Junctions for Broadband and Compact Antenna Feeds. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 66, Iss. 3, pp. 1160–1168. DOI: 10.1109/TAP.2018.2794364.
- [24] Reck T. J., Chattopadhyay G. (2013). A 600 GHz Asymmetrical Orthogonal Mode Transducer. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 23, Iss. 11, pp. 569–571. DOI: 10.1109/LMWC.2013.2280642.

- [25] Gonzalez A., Asayama S. (2018). Double-Ridged Waveguide Orthomode Transducer (OMT) for the 67–116-GHz Band. *Journal of Infrared Millimeter and Terahertz Waves*, Vol. 39, pp. 723–737. DOI: 10.1007/s10762-018-0503-5.
- [26] Menargues E. et al. (2018). Four-Port Broadband Orthomode Transducer Enabling Arbitrary Interelement Spacing. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 66, Iss. 12, pp. 5521–5530. DOI: 10.1109/TMTT.2018.2878208.
- [27] Abdelaal M. A. et al. (2018). Compact Full Band OMT Based on Dual-Mode Double-Ridge Waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 66, Iss. 6, pp. 2767–2774. DOI: 10.1109/TMTT.2018.2825402.
- [28] Koziel S., Pietrenko-Dabrowska A. (2019). An Efficient Trust-Region Algorithm for Wideband Antenna Optimization. *2019 13th European Conference on antennas and propagation (EuCAP)*, pp. 1–5.
- [29] C. Roy and K. Wu (2024). A Review of Electromagnetic-Based Microwave Circuit Design Optimization. *IEEE Microwave Magazine*, Vol. 25, Iss. 7, pp. 16–40. DOI: 10.1109/MMM.2024.3387036.

Wideband Orthomode Duplexer Based on Double-Ridged Transition for Dual-Polarized Satellite Antennas

Piltyay S. I., Bulashenko A. V.

The article describes the development of a wideband orthomode duplexer for dual-polarization satellite antennas and optimization of the device's characteristics in case of propagation of fundamental electromagnetic

waves in it. The structure of a duplexer is based on a double-ridged waveguide transition, which provides a high level of separation of operating electromagnetic waves with perpendicular linear polarizations. Computer three-dimensional models of waveguide components and complete structure of the orthomode duplexer were created for an adequate and sufficiently accurate description of the physical wave processes that occur during the propagation of electromagnetic waves in the developed device. In addition to the double-ridged transition, the structure of a duplexer includes several types of waveguide bends in the E-plane, a stepped waveguide junction of three sections, and a waveguide tee in the E-plane. Using the developed models, a parametric optimization of the geometric dimensions of individual waveguide components and complete structure of the orthomode duplexer was performed to ensure high-quality matching and effective isolation of ports with perpendicular linear polarizations in the operating frequency range of 10.7–12.8 GHz. The characteristics were simulated using the finite element method in the frequency domain. The trust region framework was used to perform parametric optimization of the characteristics. As a result, effective matching of waveguide structure of the orthomode duplexer was obtained with calculated reflection coefficients of less than -29 dB for both linear polarizations in the entire operating frequency range of 10.7–12.8 GHz. The results of computer simulation show that the decoupling of the ports of the developed device can potentially reach 70 dB. The calculated total losses do not exceed 0.08 dB for the structure made of steel. A wideband orthomode duplexer based on a double-ridged transition can be used in modern antenna systems for terrestrial and satellite telecommunications, as well as in radars.

Keywords: electromagnetic waves; microwave engineering; orthomode duplexer; polarization; satellite systems