

<https://doi.org/10.15407/knit2022.03.043>  
УДК 621.396

**С. І. ПІЛЬТЯЙ**<sup>1</sup>, канд. техн. наук, доцент  
E-mail: s.piltiai@kpi.ua  
**А. В. БУЛАШЕНКО**<sup>1</sup>, старш. викладач  
E-mail: a.bulashenko@kpi.ua  
**А. В. ПОЛІЩУК**<sup>1</sup>, студент магістратури  
E-mail: animeshka177al@gmail.com  
**О. В. БУЛАШЕНКО**<sup>2</sup>, студент  
E-mail: alex.bulashenko2020@gmail.com

<sup>1</sup>Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»  
Проспект Перемоги 37, Київ, Україна, 03056

<sup>2</sup>Шосткінський професійний коледж імені Івана Кожедуба Сумського державного університету  
вул. Інститутська 1, Шостка, Сумська обл., Україна, 41100

## ХВИЛЕВІДНИЙ НВЧ-ПОЛЯРИЗАТОР ДЛЯ АНТЕН СУПУТНИКОВОГО ЗВ'ЯЗКУ З КОЛОВОЮ ПОЛЯРИЗАЦІЄЮ

*Обсяги інформації, що передаються в сучасних супутникових телекомунікаційних системах, постійно збільшуються. Антени із поляризаційним обробленням сигналів, яке виконують поляризатори, є базовими елементами таких систем. Отже, важливою задачею є розробка методів аналізу нових поляризаторів. Найбільш простими з технологічної точки зору є поляризатори на основі хвилеводів із діафрагмами. Задачами даного дослідження є аналіз та оптимізація електромагнітних характеристик поляризатора на основі квадратного хвилеводу із діафрагмами. Для розв'язання поставленої задачі оптимізації створено нову математичну модель, що дозволяє досліджувати вплив параметрів конструкції поляризатора на його електромагнітні характеристики. Математичну модель хвилевідного поляризатора із діафрагмами було створено методом декомпозиції із використанням хвильових матриць передачі та розсіювання. Крім того, нова математична модель враховує товщини діафрагм завдяки використанню їхніх еквівалентних Т- та П-подібних схем заміщення. Загальна хвильова матриця розсіювання є основою нової математичної моделі хвилевідного поляризатора. Цю матрицю було визначено за допомогою теорії мікрохвильових кіл. Основні характеристики хвилевідного поляризатора були визначені через елементи цієї матриці. У роботі здійснено оптимізацію характеристик поляризатора в Ки-діапазоні частот 10.7...12.8 ГГц. Розроблена нова математична модель хвилевідного поляризатора із діафрагмами дає можливість врахування висот діафрагм, відстаней між ними та їхні товщини. Нова математична модель є простішою та швидшою для визначення електромагнітних характеристик поляризатора порівняно з методом скінченних елементів, який часто використовується для аналізу мікрохвильових пристроїв різного призначення.*

**Ключові слова:** поляризатор, хвилевід, діафрагма, матриця передачі, матриця розсіювання, диференційний фазовий зсув, коефіцієнт стійкої хвилі за напругою, коефіцієнт еліптичності, кросполяризаційна розв'язка.

Цитування: Пільтяй С. І., Булашенко А. В., Поліщук А. В., Булашенко О. В. Хвилевідний НВЧ-поляризатор для антен супутникового зв'язку з коловою поляризацією. *Космічна наука і технологія*. 2022. 28, № 3 (136). С. 43–61. <https://doi.org/10.15407/knit2022.03.043>

## ВСТУП

Сьогодні супутникові телекомунікаційні системи широко використовують для вирішення різних складних технічних задач. До них належать мультиплексування каналів поляризації, підвищення ефективності мобільних супутникових систем, метеорологія, космічна інженерія та проблеми підвищення ефективності оброблення інформації [30]. Крім того, можна виділити деякі додаткові нагальні задачі, включаючи розробку сучасних електронних систем зондування та радіозв'язку, індикацію та усунення пасивних завад, створених опадами, для забезпечення безпеки польотів, оцінку інтенсивності опадів, вимірювання параметрів криги та снігових покривів, оцінка стану врожаю сільськогосподарських культур та багато іншого.

У багатьох сучасних галузях науки і техніки для вирішення перелічених задач широко використовують антенні системи з поляризаційною обробкою сигналів. У таких системах застосовують електромагнітні хвилі з ортогональними коловими або лінійними поляризаціями сигналів. Такий підхід покращує інформаційні характеристики та підвищує рівень прийнятого сигналу за несприятливих умов поширення радіохвиль [49, 54]. Просторове розділення каналів поляризації дозволяє поліпшити експлуатаційні характеристики телекомунікаційних систем для різних застосувань. Переваги, які забезпечують системи з ортогонально поляризованими хвилями [62], дозволяють збільшити ефективність та інформаційну здатність радіолокаційних та супутникових інформаційних систем.

Пристрої для перетворення типів поляризації та розділення сигналів з ортогональною поляризацією є важливими елементами антенних систем з поляризаційною обробкою сигналів. Основними типами широко поширених поляризаторів є хвилевідні поляризатори різних конструкцій. Наприклад, ребристі коаксіальні конструкції [8, 32, 50, 64–67, 69] та конструкції з діафрагмами [74–76] використовуються для створення ширококутових мікрохвильових систем опромінення рефлекторних антенних систем.

## СУЧАСНІ ХВИЛЕВІДНІ ПРИСТРОЇ ДЛЯ ОБРОБКИ ПОЛЯРИЗАЦІЇ ТА ЇХНІ ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Серед сучасних мікрохвильових пристроїв для обробки поляризації сигналів назвемо нові поляризатори на основі однієї або двох секцій квадратного хвилеводу з діагонально розташованими ребрами та регульованою діафрагмою, розроблені в роботі [65]. Вони забезпечують 13 % пропускну здатність з коефіцієнтом еліптичності менше 1 дБ і зворотними втратами щонайменше 25 дБ. У роботі [66] було розроблено конструкцію поляризаторів на основі хвилевідних ділянок з двома діагонально розташованими ребрами. Односекційні поляризатори забезпечують відносну смугу пропускання від 12 до 17 %. У цьому випадку коефіцієнт еліптичності менший від 3 дБ, а коефіцієнт стоячої хвилі напруги (КСХН) — менший від 1.2. Двосекційні поляризатори з подібними секціями хвилеводу забезпечують 20 % відносної смуги пропускання. Їхній коефіцієнт еліптичності менший за 1 дБ, а КСХН < 1.15. Новий ширококутовий когерентний оргомодний перетворювач на основі коаксіального чотиригранного хвилеводу для діапазону частот 3.4...5.4 ГГц був розроблений в роботі [51]. Він забезпечує коефіцієнт відбиття менше -24 дБ при кросполяризаційній розв'язці (КПР) понад 38 дБ. У роботі [52] автор запропонував конструкцію нової ефективної системи живлення для відбивних антен земних станцій з подвійною ортогональною круговою поляризацією. Запропонована конструкція включає поляризатор на основі хвилеводу з діафрагмами та оргомодний перетворювач на основі дворіберного переходу. Ці пристрої були розроблені для супутникового С-діапазону частот 3.4...4.8 ГГц. Значення КСХН є меншим від 1.14 дБ. Його кросполяризаційна розв'язка перевищує 30 дБ. У роботі [24] розроблено новий когерентний оргомодний перетворювач двох ширококутових коаксіальних рупорних систем живлення рефлекторних антен з поляризаційною обробкою сигналу в діапазонах 3.4...4.2 ГГц та 10.7...12.8 ГГц. Він забезпечує кросполяризаційну ізоляцію понад 70 дБ з КСХН < 1.06. У роботі [15] автори розробили конструкції нового

надширокосмугового ортомодового перетворювача та на його основі — двополяризовані чотириреберні рупорні антени. Ці перетворювачі та антени працюють в діапазоні частот 1...15 ГГц. У цьому діапазоні КСХН < 1.8. Ізоляція між двома портами з ортогональною лінійною поляризацією перевищує 40 дБ. У роботі [33] описано нову конструкцію широкосмугового коаксіального поляризатора для супутникового С-діапазону частот від 3.4 до 4.8 ГГц. Розроблений поляризатор забезпечує диференціальний фазовий зсув  $90^\circ \pm 2.5^\circ$  з коефіцієнтом відбиття менше 33 дБ. Кросполяризаційна розв'язка перевищує 33 дБ. Розроблений поляризатор може застосовуватися у двосмугових антенах для супутникових телекомунікаційних систем. Дослідження [32] також присвячене розробці та оптимізації широкосмугових ребристих коаксіальних хвилевідних поляризаторів. Автори показали, що для проектування оптимальних широкосмугових коаксіальних хвилевідних поляризаторів необхідно застосовувати закон гармонічного розподілу для ширини зазорів між симетрично розташованими ребрами.

У роботах [18, 19] автори розробили нову математичну модель секторних коаксіально-ребристих хвилеводів. Такі хвилеводи є основними елементами нових двосмугових пристроїв обробки поляризації. Математичні моделі, розроблені в роботах [18, 19], базуються на методі інтегральних рівнянь. Отримані максимальні співвідношення частот зрізу двох найнижчих мод секторних коаксіально-ребристих хвилеводів. Дослідження [20, 61] представляють результати розробки чисельного алгоритму аналізу та оптимізації широкосмугових поляризаторів, які складаються з симетрично розташованих зубчастих прямокутних гребенів у коаксіальному хвилеводі. Автори дослідили фактори, що впливають на точність та надійність отриманих чисельних результатів. Роботи [21—23] присвячено аналізу характеристик власних режимів коаксіальних чотиригранних хвилеводів, на основі яких розроблено двосмугові коаксіальні ортомодні перетворювачі. Проведено аналіз мод коаксіальних чотиригранних хвилеводів та оцінку потенційно досяжного коефіцієнта пропускну здатності таких хвилеводів.

Наукові дослідження [16, 17, 55] присвячені результатам розробки математичної моделі коаксіально-ребристих хвилеводів. На основі таких хвилеводів можна створити нові хвилевідні поляризатори. Аналіз проводиться за допомогою методу інтегральних рівнянь. В результаті були отримані максимальні співвідношення частот зрізу двох найнижчих мод секторних коаксіально-ребристих хвилеводів. Істотними недоліками поляризаторів на основі ребристих коаксіальних хвилеводів з гребінками є відносна складність їхнього виготовлення, великі габаритні розміри та підвищений ризик пробою в області зазору між ребром і циліндричною стінкою хвилеводу.

У роботі [74] розроблено новий метод аналізу широкосмугових хвилевідних поляризаторів. Цей метод безпосередньо дає геометрію пристрою без використання методів оптимізації, щоб уникнути проблем з локальними мінімумами. Для випробування цього методу були розроблені хвилевідні поляризатори з діафрагмами в кругових та квадратних хвилеводах із шириною 10 % у Ка-діапазоні частот з КПП < 50 дБ. У роботі [75] пропонується нова конструкція профілю діафрагм для поляризаторів на основі кругового хвилеводу. Цей підхід дає можливість вибрати оптимальний набір діафрагм, що забезпечують мінімальне відхилення диференціального фазового зсуву від середнього значення в робочій смузі частот. Такий поляризатор у Ка-діапазоні частот з відносною смугою пропускання 10 % забезпечує втрати 55 дБ. Наукові дослідження [76] містять результати розробки хвилевідного поляризатора для системи живлення антени у супутниковому С-діапазоні. При відносній смузі пропускання 30 % розроблений пристрій забезпечує кросполяризаційну розв'язку 35 дБ з коефіцієнтом відбиття –40 дБ.

У роботі [11] розробляється дизайн компактного хвилевідного поляризатора з режимом вищого порядку. Він складається з трикутної металеві пластини для перетворення режимів та перетворювача лінійної поляризації з круглих металевих штирів. Поляризатор працює в діапазоні частот 3.28...3.72 ГГц з коефіцієнтом еліптичності нижче 3 дБ. Запропонована конструкція використовується у бортових косміч-

них системах. У роботі [5] пропонується конструкція двосмугового поляризатора на основі інтегрованого хвилеводу К/Ка-діапазону частот. Ізоляція між приймальним та передавальним каналами становить більше ніж 35 дБ, а втрати на введення не перевищують 1.5 дБ. У роботі [31] запропонували вигнутий дизайн поляризатора. Він використовується для зміни поляризації в супермодових хвилеводах. Такий компонент використовується у потужних широкосмугових радіолокаційних давачах W-діапазону, які застосовуються для контролю космічного сміття. Дизайн був розроблений в діапазоні частот від 90 до 100 ГГц. Кросполяризаційна розв'язка становить менше -26 дБ. У роботі [29] пропонується розроблена широкосмугова циркулярно-поляризована магнітоелектрична дипольна антенна решітка для зв'язку у 5G-комунікаціях при умові, що коефіцієнт еліптичності становитиме менш ніж 3 дБ при 27.8 % відносної смуги пропускання (23.2...30.8 ГГц).

У роботі [46] запропоновано конструкцію нової циліндричної рупорної антени з лівою круглою поляризацією для W-діапазону. Така антена має вбудовану поляризаційну структуру. Внутрішня поляризаційна структура складається з дев'яти пар кругових порожнин для формування циркулярно поляризованої хвилі. Антена має добрий збіг імпедансу ( $S_{11} < -15$  дБ) та значення коефіцієнта еліптичності менше від 1.2 дБ у діапазоні робочих частот від 79.5 до 88 ГГц. У роботі [79] представлено нову конструкцію хвилевідного фазообертача, що має постійний зсув фази у широкому діапазоні частот. Фазообертач забезпечує хороші показники пропускну здатності на 82 % завдяки низьким втратам вставки та відхилення диференціального фазового зсуву. У роботі [53] пропонується конструкція регульованого фазообертача Ku-діапазону. Налаштування здійснюється завдяки парі регульованих металевих штирів. Конструкція виконується у вигляді хвилеводу і не вимагає додаткових переходів до площинних структур. Пропоновану конструкцію можна використати у фазованих антенних решітках.

Для аналізу хвилевідних структур сучасних приладів обробки поляризації використовують-

ся різні аналітичні та чисельні методи. Основні серед них: метод узгодження режимів [27, 63], метод часткових областей з прямим узгодженням полів [20, 61, 70], метод інтегральних рівнянь для магнітного поля [71], метод інтегральних рівнянь [56, 69], який враховує особливість поля на ребрах і виключає відносність збіжності рядів у методі часткових областей [4], а також метод узагальнених матриць розсіювання [37].

Ключовим недоліком усіх цих методів є складність розрахунку повної структури електромагнітних полів. Отже, новий простіший метод аналізу буде більш швидким та ефективним. Цей метод повинен використовувати аналіз мікрохвильових кіл на основі матриць розсіювання та передачі. Такі методи дозволяють аналізувати різні мікрохвильові фільтри [3, 35, 36, 48, 68, 72] та фазозсувачі [38—42, 44, 47, 53, 60, 79], які використовуються в сучасних фазованих антенних решітках [6, 7, 10] для формування променя. Крім того, такі методи враховують взаємодію вищих типів хвиль без безпосереднього застосування чисельної оптимізації спеціалізованих комп'ютерних програм. Такі методи використовуються для розробки хвилевідних поляризаторів зі штирями та діафрагмами.

У роботах [9, 57] розроблено нову методику аналізу електромагнітних характеристик хвилевідних поляризаторів з діафрагмами. За її допомогою були створені компактні поляризатори на основі квадратного хвилеводу з діафрагмами для Ku-діапазону частот 10.7...12.8 ГГц [58, 59]. Хвилевідний поляризатор з трьома діафрагмами забезпечує диференціальний фазовий зсув на  $90^\circ \pm 4.0^\circ$  з КСХН  $< 2.03$  та КПР  $> 29$  дБ. Хвилевідний поляризатор з чотирма діафрагмами забезпечує диференціальний фазовий зсув на  $90^\circ \pm 3.5^\circ$  з КСХН  $< 1.24$  та КПР  $> 30.3$  дБ. Робота [57] містить результати розробки хвилевідного поляризатора, що працює в C-діапазоні частот 3.4...4.2 ГГц. Хвилевідний поляризатор з чотирма діафрагмами забезпечує диференціальний фазовий зсув на  $90^\circ \pm 3.4^\circ$  з КСХН  $< 1.36$  та КПР  $> 30$  дБ.

Більшість наукових статей, що розглядають поляризатори [1, 2, 5, 11, 13, 24—26, 14, 31, 39, 41, 43, 52, 73, 75—78], містять лише результати



комп'ютерного моделювання, яке є громіздким і вимагає багато часу на оптимізацію. У роботі [40] було запропоновано компактний хвилевідний обертач площини поляризації, який обертає площину поляризації на довільний кут. Конструкція містить чотири щільні плоскі діафрагми у прямокутному хвилеводі, який має смугу пропускання близько 2 %. У роботі [39] представлено конструкцію та характеристики компактного ширококутового тривимірного друкованого поляризатора на основі хвилеводу в Ka-діапазоні 28...34 ГГц. Конструкція складається з пари радіально протилежних канавок усередині кругового хвилеводу, які збуджуються коаксіальним зондом. Такий поляризатор забезпечує коефіцієнт еліптичності, який перевищує 3 дБ в смузі пропускання. У роботах [38, 41—42] розглядається конструкція обертачів площини поляризації на  $90^\circ$  у вигляді щільних зі смугою пропускання 5 %. Дослідження [73] містить експериментальне порівняння двох типів прямокутних хвилевідних поляризаторів, які використовуються в Ka-діапазоні частот у гіроскопах.

Широко застосовуються поляризатори з тонкими металевими перегородками [13, 14, 25, 26, 34, 80]. У роботі [13] описано новий ширококутовий поляризатор з перегородкою, що забезпечує відносну пропускну здатність 37.8 % при коефіцієнті еліптичності менше 1.3 дБ. Наукові дослідження [34] вивчають особливості розробленої САПР компактних поляризаторів з перегородкою на основі круглих та прямокутних хвилеводів. У роботі [80] пропонується конструкція нового хвилевідного поляризатора з перегородкою. Поляризатор розроблено для діапазону частот від 8.6 до 9.5 ГГц. Перегородка складається з конічного щільного колектора енергії у квадратній частині хвилеводу і щільного випромінювача на спільному боці двох прямокутних хвилевідних систем живлення. Запропонована конструкція має хороші показники у зворотних втратах, втратах вставки та різниці фаз. В іншому дослідженні [25] показано можливість оптимізації поляризаторів з перегородкою постійної товщини для різних відносних смуг пропускання від 5 до 20 %. Проведено експериментальне дослідження прототипів для поляризаторів Q- і

K-діапазону частот. У роботах [14, 26] було розроблено компактний поляризатор з перегородкою X-діапазону частот. У діапазоні робочих частот 7.7...8.5 ГГц цей поляризатор забезпечує диференціальний фазовий зсув від  $83^\circ$  до  $100^\circ$ , його коефіцієнт стоячої хвилі напруги  $<1.4$ , кросполяризаційній розв'язці КПП  $> 30$  дБ.

Наукові дослідження [13, 14, 25, 26, 57—59] присвячені останнім розробкам пристроїв обробки поляризації кафедри теоретичних основ радіотехніки Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського». В них було продемонстровано, що хвилевідні поляризатори з діафрагмами конструктивно прості у виготовленні і забезпечують відносно широкі смуги частот.

На нашу думку, є нагальна проблема у створенні нових типів хвилевідних поляризаторів з діафрагмами. Для вирішення цієї проблеми потрібно розробити нову математичну модель, яка б дозволила ефективно аналізувати та оптимізувати нові структури ширококутових хвилевідних поляризаторів. Нова модель повинна враховувати товщину діафрагм поляризатора, що значно покращило б точність визначення електромагнітних характеристик і не вимагало б великої кількості часу розрахунку.

#### **ВНУТРІШНЯ СТРУКТУРА ХВИЛЕВІДНОГО ПОЛЯРИЗАТОРА З ДВОМА ДІАФРАГМАМИ ТА ЙОГО МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ**

Типова конструкція запропонованого для моделювання поляризатора складається з квадратного або кругового хвилеводу та декількох провідних діафрагм у ньому. Внутрішню структуру поляризатора показано на рис. 1. Для конструкції поляризатора було обрано квадратний хвилевід, оскільки його одномодова робоча смуга частот ширша, ніж відповідна смуга кругового хвилеводу. У цьому випадку режими вищого порядку мають менший вплив на характеристики розробленого поляризатора.

Для розробки параметричної математичної моделі хвилевідного поляризатора із діафрагмами ми ввели позначення всіх його розмірів: висота та ширина використаного квадратного хвилеводу однакові і позначаються як  $a$ . Крім

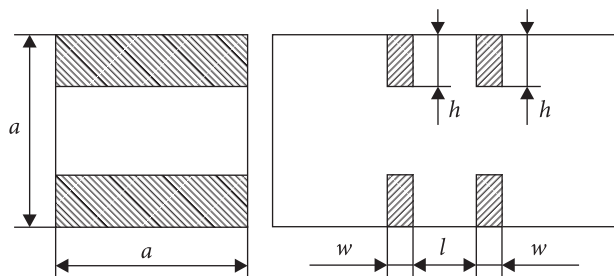


Рис. 1. Внутрішня структура квадратного хвилевідного поляризатора з двома діафрагмами

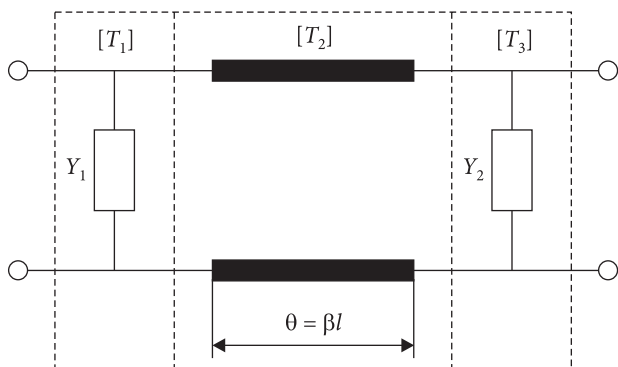


Рис. 2. Еквівалентна схема квадратного хвилевідного поляризатора з двома діафрагмами

того, внутрішня структура містить дві діафрагми однакових розмірів. Висоти обох діафрагм позначаються як  $h$ . Літера  $w$  означає товщину діафрагм. Відстань між двома діафрагмами позначено літерою  $l$ .

На основі теорії мікрохвильових кіл [12] на рис. 2 ми представили розглянуту конструкцію хвилевідного поляризатора з діафрагмами з використанням загальної еквівалентної мережі. Це подання містить матриці передачі елементів структури, за якими структура була фактично розділена.

Для теоретичного аналізу ми розділимо запропоновану еквівалентну схему, показану на рис. 2, на окремі 4-полосні схеми. Два з них з'єднані паралельно реактивними елементами, а другий є ділянкою звичайної лінії електропередачі [12]. Кожна з представлених 4-термінальних мереж характеризується власною матрицею передачі хвиль:

$$[T_1] = [T_3] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix},$$

$$[T_2] = \begin{bmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix},$$

де  $\theta$  — електрична довжина ділянки еквівалентної регулярної лінії електропередачі довжиною  $l$ .

Електрична довжина виражається із використанням відношення довжини  $l$  до довжини хвилі у використаній лінії передачі або хвилеводі:

$$\theta = \frac{2\pi l}{\lambda_g},$$

де  $\lambda_g$  — довжина хвилі у хвилеводі.

Довжина хвилі у провіднику визначається добре відома з електромагнітної теорії формулою [12]

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_n}\right)^2}},$$

де  $\lambda_0$  — довжина хвилі у вільному просторі,  $\lambda_n$  — критична довжина хвилі у квадратному хвилеводі, на якій базується поляризатор.

Повна матриця передачі хвилі поляризатора хвилеводу визначається як добуток матриць передачі її елементів:

$$[T_\Sigma] = [T_1] \cdot [T_2] \cdot [T_3] = \begin{bmatrix} T_{11\Sigma} & T_{12\Sigma} \\ T_{21\Sigma} & T_{22\Sigma} \end{bmatrix}.$$

Далі елементи загальної матриці розсіювання поляризатора виражаються на основі елементів отриманої матриці передачі:

$$[S_\Sigma] = \begin{bmatrix} S_{11\Sigma} & S_{12\Sigma} \\ S_{21\Sigma} & S_{22\Sigma} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_{11\Sigma}} \begin{bmatrix} T_{21\Sigma} & |T| \\ 1 & -T_{12\Sigma} \end{bmatrix},$$

де  $|T|$  — визначник загальної хвильової матриці передачі поляризатора.

Виразимо елементи матриці розсіювання в явному вигляді на основі попередньої формули зв'язку з елементами матриці передачі:

$$S_{11\Sigma} = \frac{T_{21\Sigma}}{T_{11\Sigma}} = \frac{T_{11}T_{21}e^{j\theta} + T_{21}T_{22}e^{-j\theta}}{T_{11}^2e^{j\theta} + T_{12}T_{21}e^{-j\theta}},$$

$$S_{21\Sigma} = \frac{1}{T_{11\Sigma}} = \frac{1}{T_{11}^2e^{j\theta} + T_{12}T_{21}e^{-j\theta}}.$$

Просту еквівалентну схему квадратного хвилеводу з двома індуктивними діафрагмами пока-

Рис. 3. Прості та Т-подібні еквівалентні схеми індуктивних діафрагм

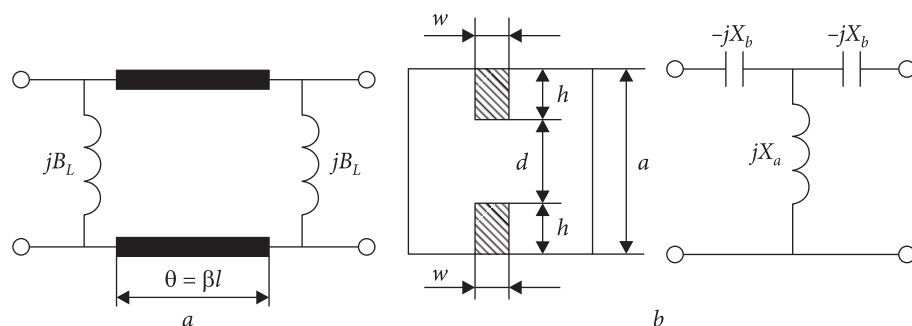
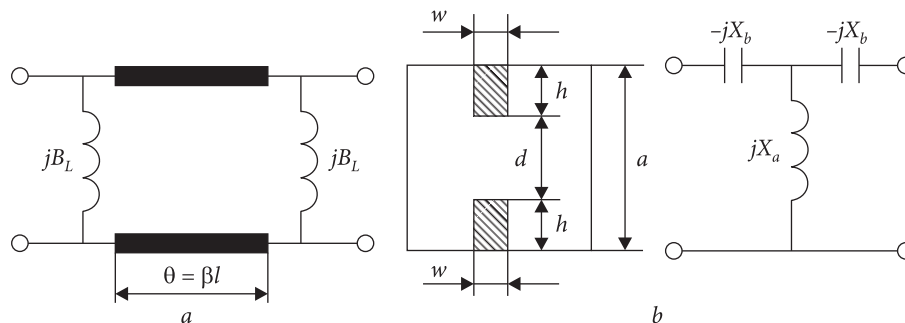


Рис. 4. Прості та П-подібні еквівалентні схеми ємнісних діафрагм

зано на рис. 3, а. У цьому випадку еквівалентні індуктивності підключаються до лінії електропередачі паралельно. З фізичної точки зору така ситуація має місце, коли основний режим ТЕ<sub>01</sub> з горизонтальною поляризацією поширюється через структуру поляризатора від його входу до виходу.

Для більш точного математичного аналізу характеристик поляризатора для горизонтальної поляризації ми застосуємо більш вдосконалену Т-подібну еквівалентну схему кожної індуктивної діафрагми (рис. 3, б). Це дозволяє врахувати вплив товщини діафрагми в одношаровому хвилеводі. Усі реактивності еквівалентного Т-подібного контуру (рис. 3, б) індуктивної діафрагми були отримані у роботі [45, С. 255]:

$$X_a = \frac{2a}{\lambda_g} \cdot \left( \frac{a}{\pi \cdot D_1} \right)^2,$$

$$X_b = \frac{a}{8\lambda_g} \cdot \left( \frac{\pi \cdot D_2}{a} \right)^4,$$

де  $a$  — поперечний розмір квадратних стінок хвилеводу (або широкої стінки у випадку прямокутної напрямної),  $w$  і  $h$  — товщина і висота

діафрагм,

$$D_1 = \frac{2h}{\sqrt{2}} \cdot \left[ 1 + \frac{w}{\pi \cdot 2h} \ln \left( \frac{4\pi \cdot 2h}{e \cdot w} \right) \right],$$

$$D_2 = \sqrt[4]{\frac{4}{3\pi} w \cdot (2h)^2} \cdot \left( \frac{\pi \cdot D_2}{a} \right)^4.$$

Для визначення всіх елементів матриці хвилевої передачі розглянутої еквівалентної мережі ми застосуємо відомі формули з'єднання Т- та Z-матриць [28, С. 34]:

$$T_{11} = \frac{Z_2(Z_1 + 1) + (Z_3 + 1)(Z_1 + Z_2 + 1)}{2Z_2},$$

$$T_{12} = \frac{(1 - Z_3)(Z_1 + Z_2 + 1) - Z_2(Z_1 + 1)}{2Z_2},$$

$$T_{21} = \frac{Z_2(Z_1 - 1) + (Z_3 + 1)(Z_1 + Z_3 - 1)}{2Z_2},$$

$$T_{22} = \frac{1 + T_{12}T_{21}}{T_{11}}.$$

Просту еквівалентну схему квадратного хвилеводу з двома ємнісними діафрагмами показано на рис. 4, а. У цьому випадку еквівалентні ємності з'єднуються з еквівалентною лінією пе-

редачі паралельно. З фізичної точки зору така ситуація виникає, коли основний режим  $TE_{10}$  з типом вертикальної поляризації поширюється через структуру поляризатора від його входу до виходу.

З метою більш точного математичного аналізу характеристик поляризатора у випадку вертикальної поляризації ми застосуємо вдосконалену П-подібну еквівалентну схему кожної ємнісної діафрагми. Таку схему показано на рис. 4, б. Вона дозволяє врахувати вплив товщини ємнісної діафрагми в одномодовому квадратному хвилеводі. Усі формули провідності еквівалентної П-подібної схеми (рис. 4, б) ємнісної діафрагми отримано в роботі [45, С. 251]:

$$B_a = B_1 + \frac{b}{d} \cdot \operatorname{tg} \left( \frac{\pi \cdot w}{\lambda_g} \right),$$

$$B_b = \frac{b}{d} \cdot \operatorname{csc} \left( \frac{2\pi \cdot w}{\lambda_g} \right),$$

$$B_1 = \frac{b}{\lambda_g} \cdot \left[ \left( \frac{\pi \cdot 2h}{2b} \cdot g \right) + \frac{1}{6} \left( \frac{\pi \cdot 2h}{2b} \cdot g \right) - \frac{\pi}{2} \cdot \frac{2h}{b} \cdot \frac{w}{d} + \frac{3}{2} \left( \frac{b}{\lambda_g} \right)^2 \cdot \left( \frac{\pi \cdot 2h}{2b} \right)^4 \right],$$

$$g = 1 + \frac{w}{\pi \cdot 2h} \cdot \ln \left( \frac{4\pi}{e} + \frac{2h}{w} \right),$$

де  $b$  — поперечний розмір вузької стінки у випадку прямокутного хвилеводу,  $w$  — товщина діафрагм,  $h$  — висота діафрагм. Для застосованого в поляризаторі квадратного хвилеводу слід використовувати  $b = a$ .

Для того щоб отримати всі елементи хвильової матриці передачі розглянутої П-подібної еквівалентної мережі, ми використовуємо відомі формули з'єднання Т- та Z-матриць [28, С. 35]:

$$T_{11} = \frac{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 (Z_2 + Z_3) + Z_3 (Z_1 + Z_2) + (Z_1 + Z_2 + Z_3)}{2Z_1 Z_3},$$

$$T_{12} = \frac{(1 - Z_3)(Z_1 + Z_2 + 1) - Z_2 (Z_1 + 1)}{2Z_2},$$

$$T_{21} = \frac{Z_2 (Z_1 - 1) + (Z_3 + 1)(Z_1 + Z_3 - 1)}{2Z_2},$$

$$T_{22} = \frac{1 + T_{12} T_{21}}{T_{11}}.$$

Отже, ми отримали всі елементи окремих матриць передачі для основних режимів як горизонтальної, так і вертикальної поляризації. Далі ми підставляємо їх у формулу добутку матриць передачі. Використовуючи формули зв'язку загальних матриць пропускання та розсіювання, знаходимо всі S-параметри хвилевідного поляризатора. Всі електромагнітні характеристики хвилевідного поляризатора з діафрагмами визначаються на основі залежностей елементів його загальної S-матриці від частоти.

Введений поляризатором диференціальний фазовий зсув на його виході визначається наступним чином:

$$\Delta\phi = \phi_L - \phi_C = \arg(S_{21\Sigma L}) - \arg(S_{21\Sigma C}),$$

де  $S_{21\Sigma L}$  та  $S_{21\Sigma N}$  — елементи загальної матриці розсіювання у випадках індуктивної та ємнісної діафрагм відповідно.

Для обох поляризацій коефіцієнт КСХН поляризатора визначається з використанням величини коефіцієнта відбиття (параметр  $S_{11}$ ) з виразу

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|}.$$

Коефіцієнт еліптичності поляризаційного стану електромагнітної хвилі на виході поляризатора визначається (у шкалі дБ) формулою

$$r = 10 \lg \frac{A^2 + B^2 + \sqrt{A^4 + B^4 + 2A^2 B^2 \cos(2\Delta\phi)}}{A^2 + B^2 - \sqrt{A^4 + B^4 + 2A^2 B^2 \cos(2\Delta\phi)}},$$

де  $A = |S_{21\Sigma L}|$ ,  $B = |S_{21\Sigma C}|$  — коефіцієнти передачі у випадках індуктивної та ємнісної діафрагм відповідно.

Кросполяризаційну розв'язку (КПР) поляризатора можна визначити (у шкалі дБ) на основі коефіцієнта еліптичності:

$$XPD = 20 \lg \left( \frac{10^{0.05r} + 1}{10^{0.05r} - 1} \right).$$

Таким чином, ми розробили математичну модель усіх електромагнітних характеристик хвилевідного поляризатора, включаючи параметри узгодження, фази та поляризації. Нижче



ми використаємо створену модель для розробки та оптимізації хвилевідного поляризатора з діафрагмами для діючого супутника Ku-діапазону 10.7...12.8 ГГц.

#### РОЗРОБКА ХВИЛЕВІДНОГО ПОЛЯРИЗАТОРА ДЛЯ КУ-ДІАПАЗОНУ З ВИКОРИСТАННЯМ СТВОРЕНОЇ МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ

Використаємо розроблену математичну модель хвилевідного поляризатора для параметричної оптимізації його продуктивності на робочій частоті діапазону Ku 10.7...12.8 ГГц. Оптимізація здійснюється шляхом зміни геометричних параметрів структури поляризатора. Змінюючи висоту діафрагм  $h$ , ми досягаємо необхідного диференціального фазового зсуву близько  $90^\circ$ . Крім того, регулюючи відстань  $l$  між діафрагмами, ми отримуємо оптимальне узгодження структури поляризатора. Крім того, додаткова корекція частотних характеристик забезпечується початковим вибором фіксованої товщини діафрагми, яка також оптимізована параметрично. Одночасна зміна всіх геометричних параметрів поляризатора дозволяє отримати покращене узгодження з невеликим відхиленням введеного диференціального фазового зсуву від необхідних  $90^\circ$ .

Основні електромагнітні характеристики оптимізованого поляризатора продемонстра-

но на рис. 5 і 6. На рис. 5, *a* показано залежність диференціального фазового зсуву поляризатора від частоти. Видно, що диференціальний фазовий зсув, який вводиться оптимальною конструкцією хвилевідного поляризатора з двома діафрагмами, лежить у межах  $90^\circ \pm 5.2^\circ$ . Частотна залежність диференціального фазового зсуву для оптимальної конструкції поляризатора з двома діафрагмами є практично лінійною.

Рис. 5, *б* демонструє КСХН оптимізованої конструкції квадратного хвилевідного поляризатора з двома діафрагмами. Видно, що у межах робочої частоти Ku-діапазону 10.7...12.8 ГГц максимальне значення КСХН для основних режимів обох поляризацій становить 2.15. Цей максимум досягається на найнижчій частоті 10.7 ГГц для режиму  $TE_{01}$  з горизонтальною поляризацією.

На рис. 5, *б* ми бачимо, що КСХН для горизонтальної поляризації зменшується із збільшенням частоти, що вказує на покращення узгодження. З фізичної точки зору цей ефект пояснюється на основі еквівалентних схем, представлених на рис. 3. У випадку горизонтальної поляризації діафрагми еквівалентні індуктивностям (рис. 3, *a*) або Т-подібним еквівалентним схемам (рис. 3, *б*). На нижчих частотах робочого діапазону Ku ці мережі працюють подібно до елементів ко-

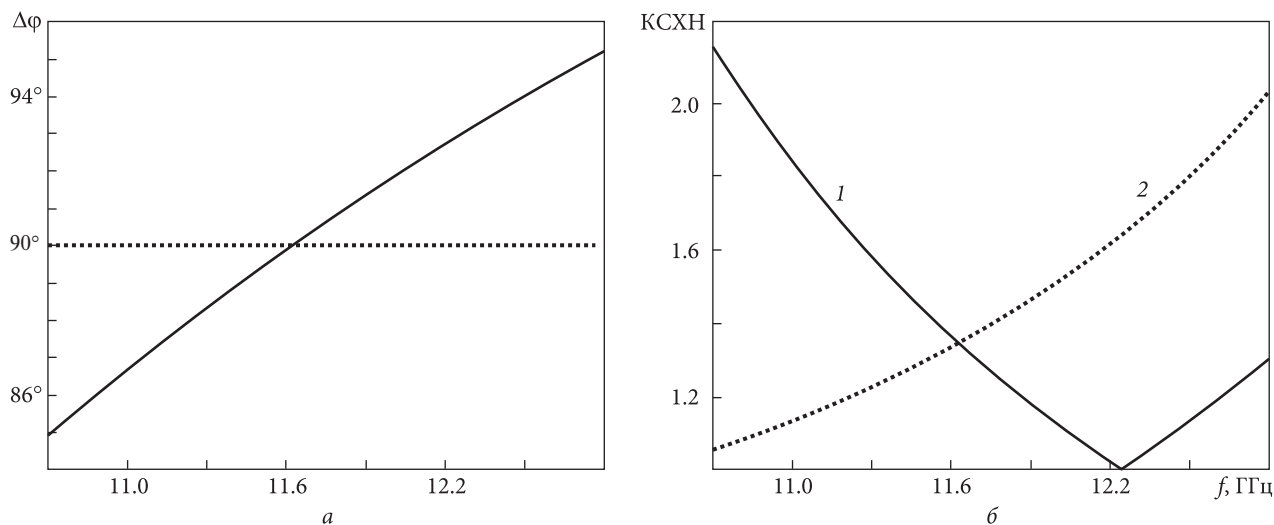


Рис. 5. Залежність від частоти  $f$  в робочому Ku-діапазоні: *a* — диференціального фазового зсуву  $\Delta\varphi$ , *б* — значень КСХН (1 — для горизонтальної поляризації, 2 — для вертикальної поляризації)

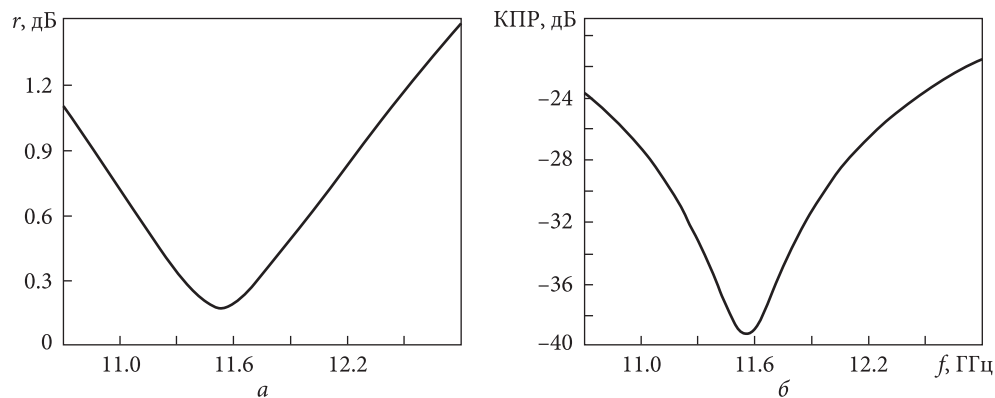


Рис. 6. Залежність від частоти  $f$  в робочому Ку-діапазоні:  $a$  — коефіцієнта еліптичності  $r$ ,  $b$  — значень КПР

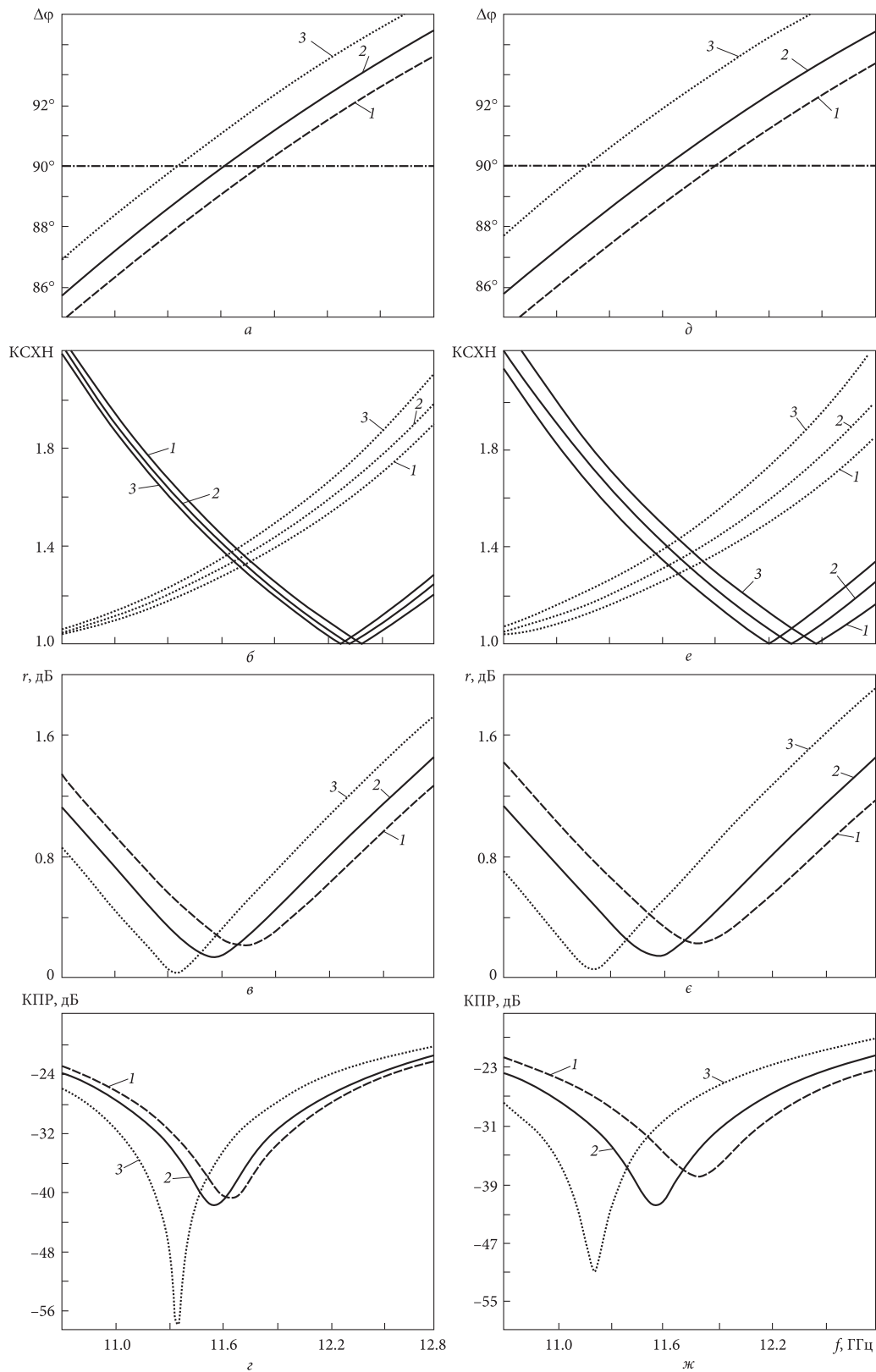
роткого замикання. Отже, хвилевідний поляризатор сильно відображає основний режим  $TE_{01}$  з горизонтальною поляризацією в районі найнижчої частоти робочої діапазону Ку-діапазону 10.7 ГГц. Зі збільшенням частоти покращується передача основного режиму  $TE_{01}$  з горизонтальною поляризацією. Це також пояснюється за допомогою еквівалентних схем, представлених на рис. 3. Так, на рис. 3, б видно, що при вищих частотах ємності Т-подібні еквівалентні схеми можна замінити короткозамкненими провідниками, а індуктивності такої ж схеми еквівалентні розімкнутому колу. У цьому випадку Т-подібні схеми стали еквівалентними ділянці лінії електропередачі. Тому зі збільшенням частоти величина коефіцієнта відбиття наближається до нуля. Ефект подальшого збільшення КСХН після нульової точки пояснюється впливом режимів вищого порядку, які не враховуються еквівалентними мережами, продемонстрованими на рис. 3.

Крім того, на рис. 5, б ми бачимо, що КСХН для основного режиму  $TE_{10}$  з вертикальною поляризацією збільшується зі збільшенням частоти, що вказує на погіршення узгодження. Це явище можна пояснити розглядом еквівалентних схем, представлених на рис. 4. У випадку горизонтальної поляризації діафрагми еквівалентні ємностям (рис. 4, а) або еквівалентним схемам (рис. 4, б). На нижчих частотах робочого діапазону Ку ці схеми працюють подібно до ділянки лінії електропередачі. Отже, хвилевідний поляризатор передає основний режим  $TE_{10}$  з вертикальною поляризацією в районі найнижчої частоти робочого Ку-діапазону 10.7 ГГц. Зі

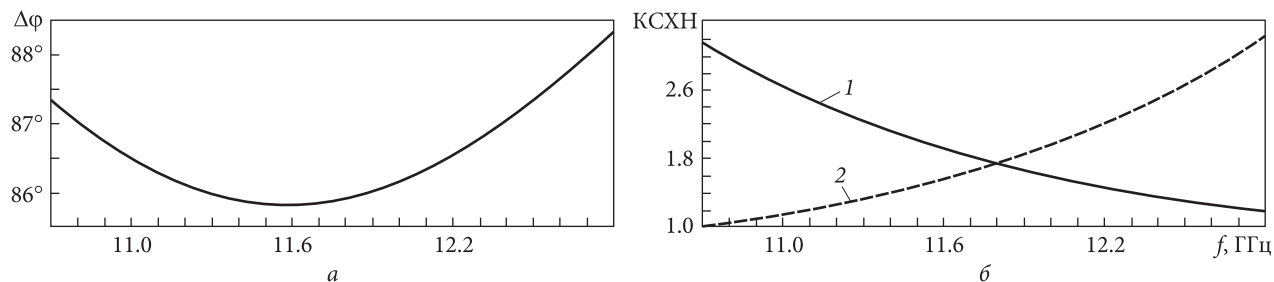
збільшенням частоти передача основного режиму  $TE_{10}$  з вертикальною поляризацією погіршується. Це також пояснюється за допомогою еквівалентних схем рис. 4. Як видно із рис. 4, б, при більш високих частотах ємності П-подібних еквівалентних схем можуть бути замінені короткозамкненим провідником, а індуктивності такої ж мережі еквівалентні розімкнутому колу. У цьому випадку П-подібні схеми стали еквівалентними елементам короткого замикання. Тому зі збільшенням частоти величина коефіцієнта відбиття для основної моди  $TE_{10}$  з вертикальною поляризацією наближається до нескінченності.

На рис. 6 приведено залежності коефіцієнта еліптичності  $r$  та кросполяризаційної розв'язки КПР від частоти для оптимізованої конструкції хвилевідного поляризатора з діафрагмами у межах робочої частоти Ку-діапазону  $f = 10.7...12.8$  ГГц. Як видно із рис. 6, а, максимальне значення коефіцієнта еліптичності становить  $r = 1.5$  дБ. Рис. 6, б показує, що відповідне значення КПР перевищує 21.5 дБ. Представлені характеристики доводять, що неможливо отримати достатньо якісні характеристики коефіцієнта еліптичності та КПР, використовуючи лише дві діафрагми в конструкції хвилевідного поляризатора, оскільки у більшості сучасних супутникових інформаційних систем потрібно забезпечити кросполяризаційну розв'язку між сигналами з ортогональною круговою поляризацією понад 30 дБ.

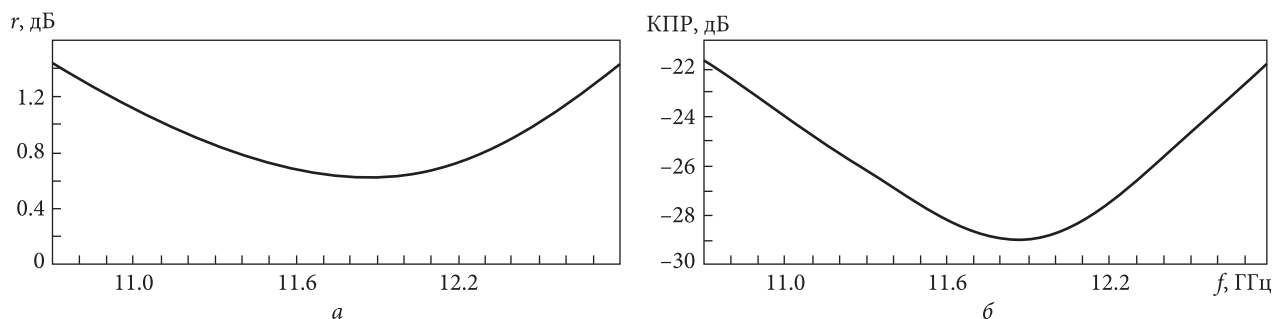
Тому розглянута математична модель оптимізованого поляризатора на основі квадратного хвилеводу з двома діафрагмами в робочій Ку-діапазоні 10.7...12.8 ГГц забезпечує помірні елек-



**Рис. 7.** Залежність електромагнітних характеристик поляризатора у випадку, коли геометричні параметри  $h$ ,  $l$  та  $w$  змінюються на  $\pm 1\%$  (фрагменти  $a$ — $e$ ) та  $\pm 2\%$  (фрагменти  $д$ — $ж$ ). Криві 1 відповідають зменшенню всіх розмірів на 1% (2%); криві 2 — оптимальним розмірам; криві 3 — збільшенню всіх розмірів на 1% (2%)



**Рис. 8.** Залежність від частоти  $f$  в робочому Ku-діапазоні:  $a$  — диференціального фазового зсуву  $\Delta\varphi$ ,  $b$  — значень КСХН (1 — для горизонтальної поляризації, 2 — для вертикальної поляризації)



**Рис. 9.** Залежність від частоти  $f$  в робочому Ku-діапазоні:  $a$  — коефіцієнта еліптичності  $r$ ,  $b$  — значень КПР

тромагнітні характеристики. Значення КСХН для обох основних режимів з горизонтальною та вертикальною поляризаціями становить менше 2.15. Введений поляризатором диференціальний фазовий зсув становить  $90^\circ \pm 5.0^\circ$ . Коефіцієнт еліптичності менший від 1.5 дБ. Відповідне значення КПР перевищує 21.5 дБ. Одноразовий розрахунок поляризаційних характеристик за допомогою розробленої математичної моделі вимагає приблизно 40 с на заявленому для досліджень персональному комп'ютері. Цей час буде використано для подальшого порівняння двох чисельних методів. Головною перевагою розробленого квадратного хвилевідного поляризатора з двома діафрагмами є його компактність.

#### АНАЛІЗ ЧУТЛИВОСТІ ХАРАКТЕРИСТИК ХВИЛЕВІДНОГО ПОЛЯРИЗАТОРА ДО ЗМІН ГЕОМЕТРИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ

У цьому розділі ми проаналізуємо чутливість характеристик узгодження та поляризації розробленого оптимізованого хвилевідного поляризатора до зміни його геометричних параметрів. На

рис. 7 представлено залежність електромагнітних характеристик від частоти у випадку, коли геометричні параметри  $h$ ,  $l$  та  $w$  змінюються на  $\pm 1\%$  та  $\pm 2\%$ .

На рис. 7,  $a$ – $г$  використано кілька загальних позначень: криві 1 відповідають зменшенню всіх розмірів на 1%; криві 2 — оптимальним розмірам; криві 3 — збільшенню всіх розмірів на 1%. На рис. 7,  $d$ – $ж$  ці ж позначення відповідають змінам всіх розмірів на  $\pm 2\%$ . Видно (рис. 7,  $a$ ,  $d$ ), що максимальне відхилення диференціального фазового зсуву  $\Delta\varphi$  від  $90^\circ$  становить  $5.5^\circ$  для змін параметрів на  $\pm 1\%$  та  $8.5^\circ$  для змін параметрів на  $\pm 2\%$  відповідно. Максимальне значення КСХН (рис 7,  $b$ ,  $e$ ) збільшується до рівнів 2.25 та 2.5 відповідно. На рис. 7,  $в$ ,  $є$  видно, що зменшення всіх розмірів на 1% призводить до зменшення максимального рівня коефіцієнта еліптичності  $r$  з 1.5 до 1.3 дБ, а зменшення всіх розмірів на 2% — з 1.5 до 1.4 дБ. Натомість збільшення всіх розмірів на 1% призводить до збільшення коефіцієнта еліптичності від 1.5 до 1.7 дБ, а на 2% — від 1.5 до 1.9 дБ.

Рис. 7, *г, ж* демонструють, що збільшення всіх розмірів на 1 % призводить до збільшення КПР від 21.5 до 21.6 дБ, а на 2 % — до зменшення КПР від 21.5 до 21.4 дБ. Зменшення всіх розмірів на 1 % призводить до зменшення КПР від 21.5 до 21.3 дБ, а на 2 % — до зменшення КПР з 21.5 до 19 дБ, що є найгіршим значенням КПР з усіх розглянутих у цьому розділі випадків.

#### РЕЗУЛЬТАТИ ОПТИМІЗАЦІЇ РОЗРОБЛЕНОГО ХВИЛЕВІДНОГО ПОЛЯРИЗАТОРА МЕТОДОМ СКІНЧЕННИХ ЕЛЕМЕНТІВ У ЧАСТОТНІЙ ОБЛАСТІ

Для порівняння отриманих результатів ми змоделювали та оптимізували квадратний хвилевідний поляризатор з двома діафрагмами в Ku-діапазоні частот 10.7...12.8 ГГц методом скінченних елементів у частотній області. Отримані чисельно результати представлено нижче у формі графіків.

На рис. 8, *а* приведено залежність диференціального фазового зсуву оптимізованого хвилевідного поляризатора від частоти. Видно, що максимальне відхилення диференціального фазового зсуву від 90° дорівнює 4.2°. Це відбувається на частоті 11.6 ГГц.

Рис. 8, *б* демонструє залежності КСХН від частоти в робочому Ku-діапазоні частот 10.7...12.8 ГГц для основних режимів як горизонтальної, так і вертикальної поляризації. Як видно, максимальне значення КСХН для обох поляризацій становить 3.26. Воно досягається на найвищій частоті робочого Ku-діапазону 12.8 ГГц.

Рис. 9 демонструє залежності коефіцієнта еліптичності та КПР від частоти. Видно, що максимальне значення коефіцієнта еліптичності становить 1.43 дБ, а імітований оптимальний КПР перевищує 21.7 дБ.

Отже, характеристики оптимізованого поляризатора на основі квадратного хвилеводу з двома діафрагмами, які моделювались методом скінченних елементів у частотній області, мають деякі відхилення від характеристик, отриманих розробленою математичною моделлю. В робочому діапазоні частот 10.7...12.8 ГГц КСХН для горизонтальної та вертикальної поляризації становить менше 3.26. Диференціальний фазовий зсув, отриманий чисельно, становить  $90^\circ \pm 4.2^\circ$ .

Коефіцієнт еліптичності оптимізованого поляризатора менший за 1.43 дБ. Відповідне значення КПР перевищує 21.7 дБ. Отримані результати вказують на те, що характеристики збігу та поляризації поляризатора є незадовільними для застосування в сучасних антенних системах. Для підвищення продуктивності хвилевідного поляризатора необхідно застосовувати більшу кількість діафрагм. Для чисельного моделювання була застосована адаптивна сітка з 120 000 тетраедричних комірок. Відповідний час розрахунку, необхідний для одного моделювання, становив приблизно 130 с на тому самому персональному комп'ютері, який раніше використовувався для тестування розробленої математичної моделі. Отже, розроблена математична модель більш ніж у три рази швидша для моделювання хвилевідних поляризаторів з діафрагмами, ніж метод скінченних елементів у частотній області.

#### ПОРІВНЯННЯ ОПТИМАЛЬНИХ РОЗМІРІВ ТА ХАРАКТЕРИСТИК, ОТРИМАНИХ ЗА ДОПОМОГОЮ РОЗРОБЛЕНОЇ МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ТА МЕТОДУ СКІНЧЕННИХ ЕЛЕМЕНТІВ У ЧАСТОТНІЙ ОБЛАСТІ

Чисельні значення розмірів структурних елементів оптимізованого поляризатора на основі квадратного хвилеводу з двома діафрагмами в Ku-діапазоні від 10.7 до 12.8 ГГц наведено у табл. 1. Ці результати були отримані з використанням нової розробленої математичної моделі на основі техніки хвильових матриць та методу скінченних елементів у частотній області.

Як видно з табл. 1, оптимальні розміри квадратної стінки хвилеводу однакові для обох теоретичних методів. Ми можемо спостерігати невелику різницю розмірів діафрагм. Видно, що розроблена математична модель передбачає менші висоти та товщини діафрагм, ніж точніша чисельна техніка. Прогнозований розмір зазору виявився трохи меншим, ніж за результатами методу скінченних елементів у частотній області. Використовуючи ці спостереження, ми можемо створити модифікований гібридний підхід з корекціями розробленої моделі хвильових матриць для розробки хвилевідних поляризаторів з діафрагмами.



Табл. 2 містить числові значення електромагнітних характеристик оптимальних конструкцій хвилевідних поляризаторів з двома діафрагмами для робочого Ку-діапазону. Поляризатори аналізували та оптимізували за допомогою двох згаданих вище методів.

Різницю розмірів та характеристик, отриманих двома різними методами, які спостерігаються в табл. 1 та 2, можна пояснити таким чином. Нова розроблена математична модель та метод скінченних елементів у частотній області використовують різні числові схеми. Крім того, представлена математична модель не враховувала вплив усіх вищих типів мод у хвилеводі. В результаті оптимізована структура поляризатора на основі представленої створеної математичної моделі передбачає кращі характеристики узгодження через невелике збільшення відхилення диференціального фазового зсуву від  $90^\circ$ . Розрахунок поляризаційних характеристик за допомогою нової розробленої математичної моделі вимагає утричі менше часу, ніж використання

**Таблиця 1. Порівняння розмірів оптимізованих хвилевідних поляризаторів з двома діафрагмами, отриманими двома методами**

Тип методу	$a$ , мм	$h_1$ , мм	$l$ , мм	$w$ , мм
Розроблена математична модель на основі хвильових матриць	21.96	2.42	4.2	2.94
Метод скінченних елементів у частотній області	21.96	2.57	4.34	3.0

**Таблиця 2. Порівняння оптимальних електромагнітних характеристик двох методів хвилевідного поляризатора з двома діафрагмами для Ку-діапазону**

Тип методу	Максимальний КСХН	$\Delta\phi$	$r$ , дБ	КПР, дБ
Розроблена математична модель на основі хвильових матриць	2.15	$90^\circ \pm 5.0^\circ$	1.46	21.5
Метод скінченних елементів у частотній області	3.26	$90^\circ \pm 4.2^\circ$	1.43	21.7

моделі, що базується на методі скінченних елементів. Під час процесу параметричної оптимізації потрібні сотні і тисячі таких розрахунків. Отже, переваги скорочення розрахунку часу за допомогою розробленої математичної моделі можуть становити декілька годин чи більше.

## ВИСНОВКИ

Для багатьох сучасних радіотехнічних систем, які працюють у відносно вузьких робочих смугах частот, достатньо застосовувати прості поляризатори із незначною кількістю діафрагм. До того ж, результати застосування теоретичного методу доцільно спершу перевіряти для більш простих конструкцій. Хоча методи еквівалентних схем та хвильових матриць відомі, але їхнє застосування для розроблення саме хвилевідних поляризаторів і розрахунку їхніх поляризаційних характеристик у сучасних наукових статтях не висвітлено.

У роботі розроблено нову математичну модель поляризатора на основі квадратного хвилеводу з двома діафрагмами із використанням теорії мікрохвильових кіл. Основні електромагнітні характеристики було отримано за допомогою елементів загальної хвильової матриці розсіювання. Створена математична модель забезпечує чітке врахування впливу параметрів на електромагнітні характеристики хвилевідного поляризатора з діафрагмами. Запропонована модель дозволяє здійснити теоретичний аналіз та оптимізацію узгоджувальних та фазових характеристик поляризатора, включаючи частотні залежності коефіцієнта стійкої хвилі за напругою, диференційного зсуву фаз, коефіцієнта еліптичності та кросполяризаційної розв'язки. Було встановлено, що для розрахунку поляризаційних характеристик за допомогою нової розробленої математичної моделі потрібно утричі менше часу, ніж при використанні моделі, що базується на методі скінченних елементів. Створену математичну модель можна широко застосовувати для розробки нових конструкцій поляризаторів та оптимізації наявних мікрохвильових пристроїв на основі хвилеводів з різною кількістю діафрагм.

Проведено параметричну оптимізацію поляризатора на основі квадратного хвилеводу з

двома діафрагмами для отримання мінімального коефіцієнта стоячої хвилі за напругою для основних мод обох поляризацій. Крім того, одночасно вимагалися ефективні поляризаційні характеристики в робочому Ку-діапазоні частот 10.7...12.8 ГГц. Оптимізована конструкція хвилевідного поляризатора з діафрагмами забезпечує диференційний фазовий зсув  $90^\circ \pm 4.2^\circ$ . Коефіцієнт еліптичності розробленого поляризатора менший за 1.43 дБ. Відповідна кросполяризаційна розв'язка перевищує 21.7 дБ. Розроблений хвилевідний поляризатор можна використовувати у сучасних супутникових та радіолокаційних антенних системах різного призначення.

Відмінність результатів, отриманих двома методами, вказує на необхідність подальшого вдосконалення запропонованого методу. Тим не менше, метод хвильових матриць рекомендується для початкової оцінки розмірів поляризаторів та швидкого визначення розмірів, які є близькими до оптимальних. Подальше уточнення характеристик та розмірів може виконуватися точнішими сітковими методами скінченних елементів або різниць. Подальші дослідження будуть зосереджені на розробці математичної моделі, яка враховуватиме більшу кількість мод вищих типів у хвилевідних поляризаторах із більшою кількістю діафрагм.

## REFERENCES

1. Addamo G., Peverini O. A., Manfredi D., Calignano F., Paonessa F., Virone G., Tascone R., Dassano G. (2018). Additive manufacturing of Ka-band dual-polarization waveguide components. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*, **66**, No. 8, 3589—3596. <http://doi.org/10.1109/TMTT.2018.2854187>.
2. Agnihotri I., Sharma S. K. (2019). Design of a compact 3D metal printed Ka-band waveguide polarizer. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, **18**, No. 12, 2726—2730. <http://doi.org/10.1109/LAWP.2019.2950312>.
3. Amari S. (2000). Synthesis of cross-coupled resonator filters using an analytical gradient-based optimization technique. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **48**, No. 9, 1559—1564. <http://doi.org/10.1109/22.869008>.
4. Amari S., Bornemann J., Vahldieck R. (1996). Application of a coupled-integral-equations technique to ridged waveguides. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **44**, No. 12, 2256—2264. <http://doi.org/10.1109/22.556454>.
5. Arnieri E., Greco F., Boccia L., Amendola G. (2020). A SIW-based polarization rotator with an application to linear-to-circular dual-band polarizers at K-/Ka-band. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **68**, No. 5, 3730—3738. <https://doi.org/10.1109/TAP.2020.2963901>.
6. Bulashenko A. V. (2020). Evaluation of D2D communications in 5G networks. *Visnyk NTUU KPI. Ser. Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia*, **81**, 21—29 [in Ukrainian]. <https://doi.org/10.20535/RADAP.2020.81.21-29>.
7. Bulashenko A. V. (2021). Combined criterion for the choice of routing based on D2D technology. *Radio Electronics, Computer Sci., Control*, **1**, 7—13 [in Ukrainian]. <https://doi.org/10.15588/1607-3274-2021-1-1>.
8. Bulashenko A. V., Pilyay S. I. (2020). Equivalent microwave circuit technique for waveguide iris polarizers development. *Visnyk NTUU KPI. Ser. Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia*, **83**, 17—28. <https://doi.org/10.20535/RADAP.2020.83.17-28>.
9. Bulashenko A., Pilyay S., Dikhtyaruk I., Bulashenko O. (2022). FDTD and wave matrix simulation of adjustable DBS-band waveguide polarizer. *J. Electromagnetic Waves and Applications*, **36**, № 6, 875—891. <https://doi.org/10.1080/09205071.2021.1995897>.
10. Bulashenko A. V., Pilyay S. I., Kalinichenko Y. I., Zabegalov I. V. (2021). Waveguide polarizer for radar and satellite systems. *Visnyk NTUU KPI. Ser. Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia*, **86**, 5—13 [in Russian]. <https://doi.org/10.20535/RADAP.2020.86.5-13>.
11. Chittora A., Yadav S. V. (2020). A compact circular waveguide polarizer with higher order mode excitation. *Proceedings of the IEEE International Conference on Electronics, Computing and Communication Technologies* (2—4 July 2020), Bangalore, India, 1—4. <http://doi.org/10.1109/CONECCT50063.2020.9198499>.
12. Collin R. E. (2001). *Foundations for microwave engineering*. New Jersey, USA: John Wiley and Sons, 945 p.
13. Deutschmann B., Jacob A.F. (2020). Broadband septum polarizer with triangular common port. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **68**, No. 2, 693—700. <http://doi.org/10.1109/TMTT.2019.2951138>.
14. Dubrovka F., Martynyuk S., Dubrovka R., Lytvyn M., Lytvyn S., Ovsianyk Yu., Pilyay S., Sushko O., Zakharchenko O. (2020). Circularly polarised X-band H11- and H21-modes antenna feed for monopulse autotracking ground station. *Proceedings of IEEE Ukrainian Microwave Week*, (21—25 September 2020), Kharkiv, 196—202. <http://doi.org/10.1109/UkrMW49653.2020.9252600>.

15. Dubrovka F. F., Piltyay S. I. (2011). A high performance ultrawideband orthomode transducer and a dual-polarized quad-ridged horn antenna based on it. *Proceedings of VIII IEEE International Conference on Antenna Theory and Techniques* (20–23 September 2011), Kyiv, 176–178. <http://doi.org/10.1109/ICATT.2011.6170737>.
16. Dubrovka F. F., Piltyay S. I. (2012). Eigenmodes of sectoral coaxial ridged waveguides. *Radioelectronics and Communications Systems*, **55**, No. 6, 239–247. <http://doi.org/10.3103/S0735272712060015>.
17. Dubrovka F. F., Piltyay S. I. (2012). Electrodynamics boundary problem solution for sectoral coaxial ridged waveguide by integral equation technique. *Radioelectronics and Communications Systems*, **55**, No. 5, 191–203. <http://doi.org/10.3103/S0735272712050019>.
18. Dubrovka F. F., Piltyay S. I. (2012). Prediction of eigenmodes cutoff frequencies of sectoral coaxial ridged waveguides. *Proceedings of International Conference on Modern Problem of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science*, Lviv–Slavske, Ukraine, 191.
19. Dubrovka F. F., Piltyay S. I. (2013). A novel wideband coaxial polarizer. *Proceedings of IX International Conference on Antenna Theory and Techniques* (16–20 September 2013), Odessa, 473–474. <https://doi.org/10.1109/ICATT.2013.6650816>.
20. Dubrovka F. F., Piltyay S. I. (2013). Eigenmodes analysis of sectoral coaxial ridged waveguides by transverse field-matching technique. Part 2. Results, *Visnyk NTUU KPI Seriya — Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia*, **55**, 13–23. <http://doi.org/10.20535/RADAP.2013.55.13-23>.
21. Dubrovka F.F., Piltyay S.I. (2014). Boundary problem solution for eigenmodes in coaxial quad-ridged waveguides. *Information and Telecommunication Sciences*, **5**, No. 1, 48–61. [http://nbuv.gov.ua/UJRN/Telnuu\\_2014\\_1\\_1\\_10](http://nbuv.gov.ua/UJRN/Telnuu_2014_1_1_10).
22. Dubrovka F. F., Piltyay S. I. (2014). Eigenmodes of coaxial quad-ridged waveguides. *Theory, Radioelectronics and Communications Systems*, **57**, No. 1, 1–30. <https://doi.org/10.3103/S0735272714010014>.
23. Dubrovka F. F., Piltyay S. I. (2014). Eigenmodes of coaxial quad-ridged waveguides. Numerical results. *Radioelectronics and Comm. Systems*, **57**, No. 2, 59–69. <https://doi.org/10.3103/S0735272714020010>.
24. Dubrovka F. F., Piltyay S. I. (2017). Novel high performance coherent dual-wideband orthomode transducer for coaxial horn feeds. *Proceedings of XI IEEE International Conference on Antenna Theory and Techniques* (24–27 May 2017), Kyiv, 277–280. <https://doi.org/10.1109/ICATT.2017.7972642>.
25. Dubrovka F. F., Piltyay S. I., Dubrovka R. R., Lytvyn M. M., Lytvyn S. M. (2020). Optimum septum polarizer design for various fractional bandwidths. *Radioelectron. Commun. Syst.*, **63**, No. 1, 15–23. <http://doi.org/10.3103/S0735272720010021>.
26. Dubrovka F., Piltyay S., Sushko O., Dubrovka R., Lytvyn M., Lytvyn S. (2020). Compact X-band stepped-thickness septum polarizer. *Proceedings of IEEE Ukrainian Microwave Week* (21–25 September 2020). Kharkiv, 135–138. <http://doi.org/10.1109/UkrMW49653.2020.9252583>.
27. Eleftheriades G. V., Omar A. S., Katehi L. P. B., Rebeiz G. M. (1994). Some important properties of waveguide junction generalized scattering matrices in the context of the mode matching technique. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **42**, No. 10, 1896–1903. <http://doi.org/10.1109/22.320771>.
28. Feldshtein A. L., Yavich L. R., Smirnov V. P. (1967). *Spravochnik po jelementam volnovodnoj tehniki*. Moscow: Sov. radio, 652 p. [in Russian].
29. Feng B., Lai J., Chung K. L., Chen T.-Y., Liu Y., Sim C.-Y.-D. (2020). A compact wideband circularly polarized magneto-electric dipole antenna array for 5G millimeter-wave applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **68**, No 9, 6838–6843. <http://doi.org/10.1109/TAP.2020.2980368>.
30. Gao S., Luo Q., Zhu F. (2014). *Circularly Polarized Antennas*. Chichester, USA: John Wiley and Sons, 322 p.
31. Haas D., Marek A., Thumm M., Jelonnek J., Jirousek M., Peichl M. (2020). Broadband polarizer miter bend for high-power radar applications. *Proceeding of the German Microwave Conference* (9–11 March 2020). Germany, Cottbus.
32. Kirilenko A. A., Kulik D. Yu., Prikolotin S. A., Rud L. A., Steshenko S. A. (2013). Design and optimization of broadband ridged coaxial waveguide polarizers. *Proceedings of International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves Millimeter and Submillimeter Waves* (23–28 June 2013). Kharkov, 445–447. <http://doi.org/10.1109/MSMW.2013.6622082>.
33. Kirilenko A. A., Kulik D. Yu., Prikolotin S. A., Rud L. A., Steshenko S. A. (2013). Stepped approximation technique for designing coaxial waveguide polarizers. *Proceedings of IX International Conference on Antenna Theory and Techniques* (16–20 September 2013), Odessa, 470–472. <https://doi.org/10.1109/ICATT.2013.6650815>.
34. Kirilenko A. A., Kulik D. Yu., Rud L. A., Tkachenko V. I., Herscovici M. (2004). Compact septum polarizers with a circular output waveguide, *Proceedings of V IEEE International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter, and Submillimeter Waves* (21–26 June 2004). Kharkov, 686–688. <http://doi.org/10.1109/MSMW.2004.1346088>.
35. Kirilenko A., Mospan L., Tkachenko V. (2002). Capacitive iris bandpass filters with spurious harmonic modes suppression. *Proceedings of International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory* (10–13 September 2002). Kyiv, 284–287. <http://doi.org/10.1109/MMET.2002.1106997>.

36. Kirilenko A., Rud L., Tkachenko V., Kulik D. (2002). Evanescent-mode ridged waveguide bandpass filters with improved performance. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **50**, No. 5, 1324–1327. <http://doi.org/10.1109/22.9991468>.
37. Kirilenko A. A., Senkevich S. L., Steshenko S. O. (2015). Application of the generalized scattering matrix technique for the dispersion analysis of 3D slow-wave structures. *Telecommunications and Radio Engineering*, **74**, No. 17, 1497–1511. <http://doi.org/10.1615/TelecomRadEng.v74.i17.10>.
38. Kirilenko A. A., Steshenko S. O., Derkach V. N., Ostrizhnyi Y. M. (2018). Comparative analysis of tunable compact rotators. *J. Electromagnetic Waves and Applications Microwaves Antennas and Propagation*, **33**, 304–319. <http://doi.org/10.1080/09205071.2018.1550443>.
39. Kirilenko A. A., Steshenko S. O., Derkach V. N., Ostrizhnyi Y. M. (2019). A tunable compact polarizer in a circular waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **67**, No. 2, 592–596. <http://doi.org/10.1109/TMTT.2018.2881089>.
40. Kolmakova N., Perov A., Derkach V., Kirilenko A. (2016). Polarization plane rotation by arbitrary angle using D4 symmetrical structures. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **64**, No. 2, 429–435. <http://doi.org/10.1109/TMTT.2016.2509966>.
41. Kulik D. Yu., Mospan L. P., Perov A. O., Kolmakova N. G. (2016). Compact-size polarization rotators on the basis of irises with rectangular slots. *Telecommunications and Radio Engineering*, **75**, No. 1, 1–9. <http://doi.org/10.1615/TelecomRadEng.v75.i1.10>.
42. Kulik D. Yu., Steshenko S. A., Kirilenko A. A. (2017). Compact polarization plane rotator for arbitrary angle. *Proceedings of XI IEEE International Conference on Antenna Theory and Techniques* (24–27 May 2017). Kyiv, 273–276. <http://doi.org/10.1109/ICATT.2017.7972641>.
43. Li A., Luk K.-M. (2019). Millimeter-wave dual linearly polarized endfire antenna fed by 180 hybrid coupler. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, **18**, No. 7, 1390–1394. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2019.2917660>.
44. Lyu Y.-P., Zhu L., Cheng C.-H. (2017). Proposal and synthesis design of differential phase shifters with filtering function. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **65**, No. 8, 2906–2917. <http://doi.org/10.1109/TMTT.2017.2673819>.
45. Marcuvitz N. (1986). *Waveguide handbook*. USA, Short Run Press Ltd., 446 p.
46. Mishra G., Sharma S.K., Chieh J.-C. (2019). A circular polarized feed horn with inbuilt polarizer for offset reflector antenna for W-band CubeSat applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **67**, No. 3, 1904–1909. <http://doi.org/10.1109/TAP.2018.2886704>.
47. Mospan L. P., Kirilenko A. A., Kulik D. Yu., Prikolotin S. A. (2014). Spectral properties of a rectangular wave guiding unit involving a pair of rectangular posts of equal heights. *Telecommunications and Radio Engineering*, **73**, No. 1, 1–17. <http://doi.org/10.1615/TelecomRadEng.v73.i1.10>.
48. Omelianenko M. Yu., Romanenko T. V. (2020). E-plane waveguide bandpass filters with wide stopband. *Visnyk NTUU KPI. Ser. Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia*, **80**, 5–13 [in Russian]. <http://doi.org/10.20535/RADAP.2020.80.5-13>.
49. Piltyay S. I. (2009). Radiation of the open end of a thin-walled circular waveguide at co- and cross polarization. *Visnyk NTUU KPI. Ser. Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia*, **39**, 70–76 (in Ukrainian). <https://doi.org/10.20535/RADAP.2009.39.70-76>.
50. Piltyay S. I. (2012). Numerically effective basis functions in integral equation technique for sectoral coaxial ridged waveguides. *Proceedings of International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory* (28–30 August 2012), Kyiv, 492–495. <http://doi.org/10.1109/MMET.2012.6331195>.
51. Piltyay S. I. (2014). Enhanced C-band coaxial orthomode transducer, *Visnik NTUU KPI Seriiia – Radiotekhnika, Radioaparotobuduvannia*, **58**, 27–34. <https://doi.org/10.20535/RADAP.2014.58.27-34>
52. Piltyay S. I. (2017). High performance extended C-band 3.4–4.8 GHz dual circular polarization feed system, *Proceedings of XI IEEE International Conference on Antenna Theory and Techniques* (24–27 May 2017). Kyiv, 284–287. <http://doi.org/10.1109/ICATT.2017.7972644>.
53. Piltyay S. (2021). Square waveguide polarizer with diagonally located irises for Ka-band antenna systems. *Advanced Electromagnetics*, **10**, No. 3, 31–38. <http://doi.org/10.7716/aem.v10i3.1780>.
54. Piltyay S. I., Bulashenko A. V., Bykovskiy O. V., Bulashenko O. V. (2022). Estimation of FEM and FDTD methods for simulation of electromagnetic characteristics of polarization transforming devices with diaphragms. *Radio Electronics, Computer Sci., Control*, **4**, 34–48 [in Russian]. <https://doi.org/10.15588/1607-3274-2021-4-4>.
55. Piltyay S.I., Bulashenko A.V., Herhil Y.Y. (2021). Numerical performance of FEM and FDTD methods for the simulation of waveguide polarizers. *Visnyk NTUU KPI Seriiia – Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia*, **84**, 11–21. <http://doi.org/10.20535/RADAP.2021.84.11-21>.



56. Piltyay S. I., Bulashenko A. V., Kalinichenko Ye. I. (2022). Analysis of waveguide polarizers using equivalent network and finite elements methods. *J. Electromagnetic Waves and Applications*, **36**, № 12, 1633—1655. <http://doi.org/10.1080/09205071.2022.2037471>.
57. Piltyay S., Bulashenko A., Shuliak V., Bulashenko O. (2021). Electromagnetic simulation of new tunable guide polarizers with diaphragms and pins. *Advanced Electromagnetics*, **10**, No. 3, 24—30. <http://doi.org/10.7716/aem.v10i3.1737>.
58. Piltyay S., Bulashenko A., Shuliak V. (2021). Development and optimization of microwave guide polarizers using equivalent network method. *J. Electromagnetic Waves and Applications*, **36**, № 5, 682—705. <http://doi.org/10.1080/09205071.2021.1980913>.
59. Piltyay S., Bulashenko A., Shuliak V., Bulashenko O. (2021). Comparative analysis of compact satellite polarizers based on a guide with diaphragms. *Advanced Electromagnetics*, **10**, No. 2, 44—55. <http://doi.org/10.7716/aem.v10i2.1713>.
60. Piltyay S., Bulashenko A., Sushko O., Bulashenko O., Demchenko I. (2021). Analytical modeling and optimization of new Ku-band tunable square waveguide iris-post polarizer. *Int. J. Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, **34**, No. 5, 1—27. <http://doi.org/10.1002/JNM.2890>.
61. Piltyay S. I., Dubrovka F. F. (2013). Eigenmodes analysis of sectoral coaxial ridged waveguides by transverse field-matching technique. Part 1. Theory. *Visnyk NTUU KPI Ser. Radiotekhnika Radioaparaturbuduvannia*, **54**, 13—23. <http://doi.org/10.20535/RADAP.2013.54.13-23>.
62. Pozar D. M. (2012). *Microwave Engineering*. Hoboken, New Jersey, USA: John Wiley and Sons, 732 p.
63. Prikolotin S. A., Kirilenko A. A. (2011). Mode matching technique allowance for field singularities as applied to inner problems with arbitrary piecewise-coordinate boundaries. Part 1. Eigenmode spectra of orthogonic waveguides. *Telecommunications and Radio Engineering*, **70**, No.11, 937—958. <http://doi.org/10.1615/TelecomRadEng.v70.i11.10>.
64. Rud L. A., Shpachenko K. S. (2011). Polarizer on sections of square waveguides with inner corner ridges, *Proceedings of VIII IEEE International Conference on Antenna Theory and Techniques* (20—23 May 2011). Kyiv, 338—340. <http://doi.org/10.1109/ICATT.2011.6170775>.
65. Rud L. A., Shpachenko K. S. (2012). Polarizers on a segment of square waveguide with diagonally ridges and adjustment iris. *Radioelectronics and Communications Systems*, **55**, No. 10, 458—463. <http://doi.org/10.3103/S0735272712100044>.
66. Rud L. A., Shpachenko K. S. (2012). Polarizers on the basis of sections of a square waveguide with diagonally arranged square ridges: an electrodynamics model and characteristic. *Telecommunications and Radio Engineering*, **75**, No. 1, 1—9. <http://doi.org/10.1615/TelecomRadEng.v71.i11.20>.
67. Ruiz-Cruz J. A., Montejo-Garai J. R., Leal-Sevillano C. A., Rebollar J. M. (2018). Orthomode transducers with folded double-symmetry junctions for broadband and compact antenna feeds. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **66**, No. 3, 1160—1168. <http://doi.org/10.1109/TAP.2018.2794364>.
68. Sanchez J. R., Bachiller C., Julia M., Nova B., Esteban H., Boria V. E. (2018). Microwave filter based on substrate integrated waveguide with alternating dielectric line sections. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, **28**, No. 11, 990—992. <http://doi.org/10.1109/LMWC.2018.2871644>.
69. Serebryannikov A. E., Vasylychenko O. E., Schunemann K. (2004). Fast coupled-integral-equations-based analysis of azimuthally corrugated cavities. *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, **14**, No. 5, 240—242. <http://doi.org/10.1109/LMWC.2004.827833>.
70. Steshenko S. O., Prikolotin S. A., Kirilenko A. A., Kulik D. Yu, Rud S. L. (2014). Partial domain technique considering field singularities in the internal problems with arbitrary piecewise-coordinate boundaries. Part 2. Plane-transverse junctions and “in-line objects”. *Telecommunications and Radio Engineering*, **73**, No. 3, 187—201. <http://doi.org/10.1615/TelecomRadEng.v73.i3.10>.
71. Sun W., Balanis C. A. (1993). MFIE analysis and design of ridged waveguides. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **41**, No. 11, 1965—1971. <http://doi.org/10.1109/22.273423>.
72. Tascone R., Savi P., Trinchenco D., Orta R. (2000). Scattering matrix approach for the design of microwave filter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **48**, No. 3, 423—430. <http://doi.org/10.1109/22.826842>.
73. Tikhov Y. (2016). Comparison of two kinds of Ka-band circular polarisers for use in a gyro-travelling wave amplifier. *IET Microwaves Antennas and Propagation*, **10**, No. 2, 147—151. <http://doi.org/10.1049/IET-MAP.2015.0292>.
74. Virone G., Tascone R., Baralis M., Peverini O. A., Oliver A., Orta R. (2005). A novel design tool for waveguide polarizers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **53**, No 3, 888—894. <http://doi.org/10.1109/TMTT.2004.842491>.
75. Virone G., Tascone R., Peverini O. A., Orta R. (2007). Optimum iris set concept for waveguide polarizers. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, **17**, No. 3, 202—204. <http://doi.org/10.1109/LMWC.2006.890474>.
76. Virone G., Tascone R., Peverini O. A., Addamo G., Orta R. (2008). Combined-phase-shift waveguide polarizer. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, **18**, No. 8, 509—511. <http://doi.org/10.1109/LMWC.2008.2001005>.



77. Zafar H., Odeh M., Khilo A., Dahlem M.S. (2020). Low-loss broadband silicon TM-pass polarizer based on periodically structured waveguides. *IEEE Photonics Technology Letters*, **32**, No. 17, 1029–1032. <https://doi.org/10.1109/LPT.2020.3011056>.
78. Zhang F., Huang M., Wang H, Chen G.. (2010). Study of dual-frequency polarizer for electron cyclotron resonance heating systems of 105 and 140 GHz. *IEEE Transactions on Plasma Science*, **48**, No. 5, 1298–1302. <http://doi.org/10.1109/TPS.2020.2984084>.
79. Zheng S. Y., Chan W. S., Man K. F. (2010). Broadband phase shifter using loaded transmission line. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, **20**, No. 9, 498–500. <http://doi.org/10.1109/LMWC.2010.2050868>.
80. Wang X., Huang X., Jin X. (2016). Novel square/rectangle waveguide septum polarizer. *Proceedings of IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband* (16–19 October 2016). Nanjing, China. <http://doi.org/10.1109/ICU-WB.2016.7790510>.

Стаття надійшла до редакції 28.10.2020  
Після доопрацювання 15.04.2022  
Прийнято до друку 16.04.2022

Received 28.10.2020  
Revised 15.04.2022  
Accepted 16.04.2022

S. I. Piltyay<sup>1</sup>, Ph. D. in Tech, Associate Professor

E-mail: s.piltiai@kpi.ua

A. V. Bulashenko<sup>1</sup>, Senior Lecturer

E-mail: a.bulashenko@kpi.ua

A. V. Polishchuk<sup>1</sup>, graduate student

E-mail: animeshka177al@gmail.com

O. V. Bulashenko<sup>2</sup>, student

E-mail: alex.bulashenko2020@gmail.com

<sup>1</sup>National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”

37, Peremohy Ave., Kyiv, 03056 Ukraine

<sup>2</sup>Ivan Kozhedub Shostka Professional College of Sumy State University

1, Institutskaya st., Shostka, Sumy region, 41100 Ukraine

## MICROWAVE WAVEGUIDE POLARIZER FOR SATELLITE COMMUNICATION ANTENNAS WITH CIRCULAR POLARIZATION

The volumes of information transmitted in modern satellite telecommunication systems are constantly increasing. Antennas with signal polarization processing, which is performed by polarizers, are the fundamental elements of such systems. Therefore, the development of methods for the analysis of new polarizers is an important problem. From a technological point of view, polarizers based on waveguides with irises are the simplest. Analysis and optimization of electromagnetic characteristics of a polarizer based on a square waveguide with irises are the goals of the presented research. To solve this optimization problem, we have created a new mathematical model, which allows investigating the influence of the design parameters of the polarizer on its electromagnetic characteristics. A mathematical model of the waveguide polarizer with irises was created by the method of decomposition using wave transmission and scattering matrices. Besides, the new mathematical model takes into account the thickness of the irises using their equivalent T- and П-shaped substitution circuits. The general wave scattering matrix is the basis of a new mathematical model of a waveguide polarizer. This matrix was determined using the theory of microwave circuits. The main characteristics of the waveguide polarizer were determined through the elements of this matrix. Here, we perform the optimization of the polarizer characteristics in the Ku-band 10.7–12.8 GHz. The developed new mathematical model of a waveguide polarizer with irises makes it possible to take into account the heights of the irises, distances between them and their thickness. The new mathematical model determines the electromagnetic characteristics of the polarizer in a simpler and faster way compared to the finite integration technique, which is often used for the analysis of microwave devices for various purposes.

**Keywords:** polarizer, diaphragm, waveguide, iris, transfer matrix, scattering matrix, differential phase shift, voltage standing wave ratio, axial ratio, crosspolar discrimination.