

DOI: 10.18372/2310-5461.49.15290

УДК 621.396

А. В. Булашенко

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
orcid.org//000-0002-4987-4978
e-mail: a.bulashenko@kpi.ua

С. І. Пільтяй, канд. техн. наук, доц.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
orcid.org//000-0002-6927-8663
e-mail: s.piltiai@kpi.ua

Г. С. Кушнір

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
orcid.org//000-0003-3184-8621
e-mail: madam.kushnir1999@gmail.com

О. В. Булашенко

Шосткинський фаховий коледж імені Івана Кожедуба
Сумського державного університету
orcid.org//000-0002-5648-6658
e-mail: alex.bulashenko2020@gmail.com

ХВИЛЕВОДНИЙ ПОЛЯРИЗАТОР ІЗ ТРЬОМА ДІАФРАГМАМИ ДЛЯ АНТЕН СУПУТНИКОВИХ ТЕЛЕВІЗІЙНИХ СИСТЕМ

Вступ

Сучасні безпроводові мобільні, наземні та супутникові системи використовують нові технології для збільшення інформаційної ємності каналів зв'язку [1]. Це дає можливість економити обмежені частотні ресурси. У системах зв'язку 5G для збільшення інформаційної ємності використовують технології D2D, M2M, OFDM [2–5] та технології просторого рознесення за рахунок антенних решіток [6].

У супутникових системах для повторного використання частотного ресурсу застосовують поляризаційну обробку сигналів. Використання сигналів з круговою поляризацією знижує ефект завмирання та усуває інтерференційні завади сигналів, що виникають за рахунок багатопроменевих поширення. Для кожного відбиття сигналу, що відбиваються від поверхні Землі або від інших об'єктів, змінюють свою поляризацію на ортогональну. Таким чином, рівень спотворень сигналів з непарним числом відбиттів у приймальні антени буде дуже незначним. Також у випадку застосування ортогональних поляризацій

інформаційна ємність бездротового каналу зв'язку збільшується вдвічі.

Тип поляризації електромагнітної хвилі має важливий вплив на особливості процесу її поширення в безпроводовому каналі зв'язку. Використання сигналів з круговою поляризацією знижує ефект завмирання і деструктивні перешкоди сигналів, що викликані багатопроменевим поширенням.

Сигнали, які відбиваються від поверхні Землі або від інших об'єктів, змінюють свою поляризацію на ортогональну для кожного відбиття. Поляризаційну обробку сигналів виконують антенні системи. Такі системи дають можливість передавати та приймати одночасно сигнали із різними типами поляризації. Базовим елементом таких систем є поляризаційні пристрої. Характеристики поляризаторів здійснюють значний вплив на роботу всієї системи. Таким чином, розробка та оптимізація характеристик нових хвилеподібних поляризаторів для опромінювачів супутникових антен є важливим інженерним завданням, що вирішується в цій статті.

Аналіз останніх досліджень

Одним із поширених типів хвилеводних поляризаторів є поляризатори з перегородками [7–8]. Основною перевагою цих поляризаторів є їх компактна конструкція, що поєднує ортомодовий перетворювач та сам поляризатор. Недоліком такого виду поляризаторів є вузька робоча смуга частот, що обмежує сферу його використання в сучасних системах супутникового зв'язку. У праці [8] було показано, що відносна ширина смуги поляризатора може досягти лише 20 %, якщо система живлення антени має забезпечити одночасно ізоляцію більше 25 дБ та кросполяризаційну розв'язку більше 30 дБ.

Поляризатори із діафрагмами [9–25] є альтернативною конструкцією, що більш ширше використовують відносну смугу пропускання та мають кращі електромагнітні характеристики. В антенних системах із подвійною поляризацією хвилеподібний поляризатор із діафрагмами функціонує у поєднанні з ортомодовим перетворювачем [9], що ускладнює структуру живлення. З іншого боку, при використанні хвилеводного поляризатора з діафрагмами можна отримати значно кращі характеристики в тій самій робочій смузі частот порівняно із поляризатором із перегородкою. Крім того, конструкція поляризатора із хвилеподібною діафрагмою має осьову симетрію C_2 та дві дзеркальні площини симетрії, що понижує можливі поляризаційні спотворення та спрощує виготовлення із використанням технології фрезерування та ЧПУ.

Автори статті [12] розробили аналітичний метод аналізу характеристик хвилеводних поляризаторів із діафрагмами на основі хвильових матриць розсіювання та передачі. Був розроблений хвилеводний поляризатор із двома діафрагмами у діапазоні частот від 7,4 до 8,5 ГГц. Він забезпечує диференційний фазовий зсув $90^\circ \pm 8^\circ$. Коефіцієнт еліптичності поляризатора є меншим, ніж 1,6 дБ. Кросполяризаційна розв'язка менше, ніж 21,5 дБ. Для супутникових систем Ku-діапазону були розроблені хвилеподібні поляризатори із різною кількістю діафрагм [13–15]. У статті [16] запропоновано конструкцію хвилеподібного поляризатора із вхідною модою високого порядку. Відносна смуга пропускання 12,9 % із коефіцієнтом еліптичності 3 дБ. У праці [17] представлений модифікований аналітичний метод синтезу для моделювання та проектування нових поляризаторів на основі хвилеводів із діафрагмами. Метод був перевірений для діапазону частот від 3,4 до 4,2 ГГц. Такий поляризатор забезпечує диференційний фазовий зсув $90^\circ \pm 4,0^\circ$.

Коефіцієнт еліптичності є меншим, ніж 1,6 дБ. Кросполяризаційна розв'язка менше, ніж 28 дБ.

У праці [18] запропонований новий простий математичний метод розрахунку характеристик ділянок хвилеводу з діафрагмами та протифазними штирями. Розроблений метод може використовуватися під час розробки нових змінних хвилеводних фільтрів, фазозсувачів та пристроїв обробки поляризації.

Запропоновані секції хвилеводу можна налаштувати, змінюючи довжину штирів. Було створено дві хвилеподібні секції, у яких диференційні фазові зсуви складають $30^\circ \pm 0,7^\circ$ та $45^\circ \pm 1,75^\circ$. На їх основі були розроблені регульовані хвилеподібні поляризатори [19–21].

Ці пристрої забезпечують такі характеристики в X-діапазоні частот від 7,7–8,5 ГГц. Диференційний фазовий зсув забезпечує $90^\circ \pm 3,25^\circ$. Коефіцієнт еліптичності є меншим, ніж 0,5 дБ. Кросполяризаційна розв'язка менше, ніж 31 дБ. Недоліком розроблених поляризаторів є великі габарити та складність конструкції. Крім того, такі методи використовуються для аналізу різних мікрохвильових фільтрів [22–23] та фазозсуваючих пристроїв [24].

Краща симетрія структури та менші поляризаційні спотворення можуть бути отримані у хвилеводах з осьовою симетрією. Типовими прикладами хвилеводів з такою симетрією є чотириреберні хвилеводи [25–27], на яких засновані коаксіальні та інші ортомодові перетворювачі та поляризатори [28–32].

У праці [28] запропонована конструкція чотириреберного ортомодового перетворювача для C-діапазону частот. Конструкція складається з двох наборів однакових ортогональних ребер, що розміщені у круглому хвилеводі. Пристрій забезпечує зворотні втрати, не більше –15 дБ при кросполяризаційній розв'язці –40 дБ у смузі частот 4,0–8,5 ГГц. Конструкція поляризатора із двома діагональними гребенями та вихідною діафрагмою на основі відрізка квадратного хвилеводу запропонована у праці [30]. Такий поляризатор підтримує смугу пропускання 13 %. Коефіцієнт еліптичності не перевищує 1 дБ. Кросполяризаційна розв'язка становить більше, ніж 27 дБ.

Автори статті [32] розробили числовий алгоритм аналізу та оптимізації широкосмугових поляризаторів. Конструкція таких пристроїв складається із симетрично розміщених прямокутних гребенів у коаксіальному хвилеводі. Запропоновано використовувати підхід, що ґрунтується на поетапному наближенні.

Визначені фактори, що впливають на достовірність та точність розрахунків. Автори досліджень [28; 29] представили математичну модель для секторних коаксіально-ребристих хвилеводів. Розглянуті хвилеводи використовуються у дводіапазонних пристроях обробки поляризації. За допомогою методу інтегральних рівнянь були отримані математичні моделі у праці [31]. Отримані максимальні співвідношення частот зрізу двох найнижчих мод секторних коаксіально-ребристих хвилеводів.

У працях [33–35] проведений аналіз характеристик власних хвиль коаксіальних чотиригранних хвилеводів. За їх допомогою були створені дводіапазонні коаксіальні ортомодові перетворювачі.

У статті [35] запропоновано живлення антени на основі циліндричного хвилеводу. Така система має вбудовану структуру поляризатора, що забезпечує симетричну схему випромінювання кругової поляризації. Конструкція складається із дев'яти пар каналів, що забезпечують формування поляризованих хвиль.

Така система живлення антени забезпечує коефіцієнт еліптичності 1,2 дБ на частоті від 79,5 до 88 ГГц. Головний недолік таких хвилеводів — це складність виготовлення. Таким чином, метою дослідження є розробка нового простого хвилеводного поляризатора з діафрагмами та оптимізація його електромагнітних характеристик

для супутникового діапазону частот 10,7–12,8 ГГц.

Мета дослідження — розроблення нового хвилеводного поляризатора з діафрагмами та оптимізація його електромагнітних характеристик для супутникового діапазону частот 10,7–12,8 ГГц.

Постановка завдання дослідження

Завдання дослідження полягає у оптимізації геометричних параметрів поляризатора з метою забезпечення найкращих поляризаційних характеристик у заданому діапазоні частот 10,7–12,8 ГГц. Одночасно при цьому потрібно досягти прийняттого рівня узгодження структури поляризатора для основних електромагнітних мод обох лінійних поляризацій. Необхідно, щоб відхилення диференційного фазового зсуву розробленого поляризатора не перевищувала 5° , а кросполяризаційна розв'язка була вища за 29 дБ.

Результати експериментальних досліджень електромагнітних характеристик поляризатора

Метод скінченого інтегрування використовувався для моделювання та оптимізації характеристик поляризаторів на основі квадратного хвилеводу із трьома діафрагмами. У цьому розділі представлені результати числового моделювання.

На рис. 1 показана внутрішня структура квадратного хвилеводного поляризатора із трьома діафрагмами.

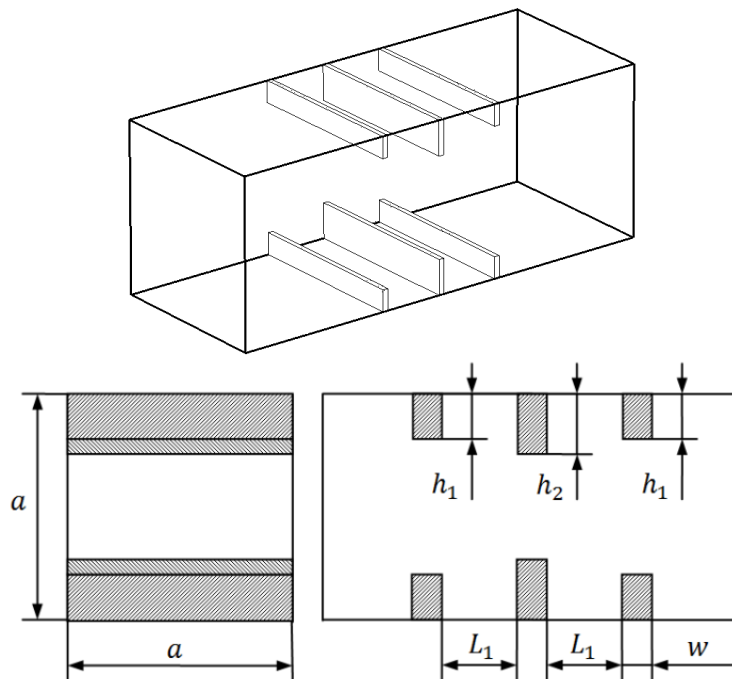


Рис. 1. Внутрішня структура квадратного хвилеводного поляризатора із трьома діафрагмами

Позначення всіх розмірів конструкції показані на рис. 1. Дві зовнішні діафрагми мають одна-

кову висоту h_1 . Вони нижче центральної діафрагми на висоту h_2 для покращення узгодження. Тов-

щина всіх діафрагм дорівнює w , а проміжки між ними дорівнюють L_1 .

Використовуючи метод еквівалентних схем НВЧ [36, 37] та метод хвильових матриць розсіювання і передачі [17] були отримані вирази елементів матриці розсіювання хвильоводного поляризатора з трьома діафрагмами. Через ці елементи були виражені основні електромагнітні характеристики цього пристрою.

Електромагнітні характеристики поляризаційних пристроїв сильно впливають на характеристики всієї системи. Основні електромагнітні характеристики містять параметри фази, узгодження та поляризації. Електромагнітними характеристиками поляризатора є робоча смуга частот, піковий рівень коефіцієнта стійкої хвилі по напрузі (КСХН) для обох поляризацій, диференційний фазовий зсув, коефіцієнт еліптичності, кросполяризаційна розв'язка (КПР).

Диференційний фазовий зсув на виході поляризатора визначається виразом

$$\Delta\varphi = \varphi_L - \varphi_C = \arg(S_{21\Sigma L}) - \arg(S_{21\Sigma C}),$$

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

Коефіцієнт стійкої хвилі по напрузі визначається аналітичним виразом

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

Коефіцієнт еліптичності можна визначити за такою формулою:

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

де $A = |S_{21\Sigma L}|$, $B = |S_{21\Sigma C}|$.

Вираз для обчислення КПР буде такий:

$$\text{КПР} = 20 \lg \left(\frac{10^{0,05k} + 1}{10^{0,05k} - 1} \right).$$

Початкові геометричні розміри поляризатора визначаємо за такою методикою [37]. Оскільки поляризаційний пристрій працює у робочому діапазоні частот 10,7–12,8 ГГц, то довжина стінки хвильоводу буде знаходитися у діапазоні від 14 до 29 мм. Центральна частота діапазону — 11,75 ГГц. На цій частоті довжина хвилі у хвильоводі визначається таким виразом

$$\lambda_{\text{хв}} = \frac{c/f_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{c/f_0}{2a}\right)^2}}.$$

Початкова довжина відстані між діафрагмами визначається у такий спосіб

$$L = \frac{\lambda_{\text{хв}}}{4}.$$

Розмір вікна діафрагми визначається так

$$d = a - 2h.$$

Початковий розмір висот діафрагм визначається

$$h = (0,1 - 0,3) a.$$

Оптимізація здійснюється за такою методикою [38]. Спочатку за рахунок зміни розміру стінки хвильоводу a досягаємо значення похідної $d\varphi/df = 0$. Потім змінюємо висоти діафрагм h_1 та h_2 та досягаємо, що диференційний фазовий зсув досяг значення 90° або був ближче до цього значення.

Після цього змінюємо відстань між діафрагмами l , щоб досягти мінімальних значень КСВН вертикальної та горизонтальної поляризацій.

На рис. 2, а показані залежності КСВН неоптимізованого та оптимізованого поляризаторів з трьома діафрагмами від частоти для обох поляризацій у робочому діапазоні 10,7–12,8 ГГц.

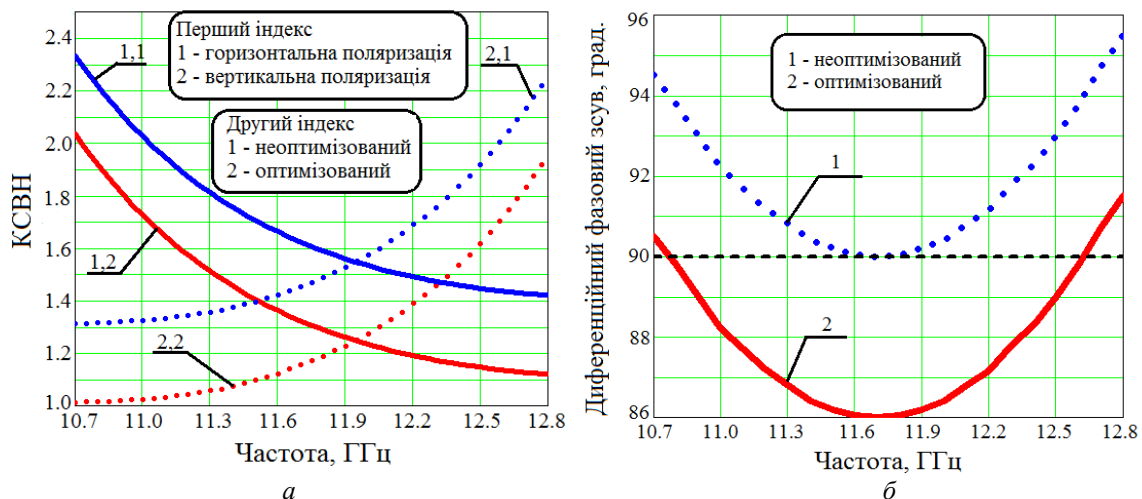


Рис. 2. Узгоджувальні та фазова характеристики поляризатора

На рис. 2, б видно, що максимальне значення КСХН для обох поляризацій становить 2,34 та досягається на найнижчій частоті робочого Ку-діапазону 12,8 ГГц у випадку неоптимізованого поляризатора. На рис. 2, а видно, що максимальне значення КСХН для обох поляризацій становить 2,03 та досягається на найнижчій частоті робочого Ку-діапазону 10,7 ГГц у випадку оптимізованого поляризатора.

На рис. 2, б показана залежність диференціального фазового зсуву неоптимізованого та оптимізованого квадратного хвильоводного поляризатора з трьома діафрагмами від частоти в Ку-діапазоні.

На рис. 3 бачимо, що для не оптимізованого поляризатора диференційний фазовий зсув змінюється у межах $90^\circ \pm 5,5^\circ$ у робочому діапазоні частот. На частоті 11,7 ГГц диференційний фазовий зсув набуває значення 90° .

Із рис. 3 для оптимізованого поляризатора видно, що диференційний фазовий зсув дорівнює 90° на частотах 10,76 та 12,63 ГГц. У робочому Ку-діапазоні 10,7–12,8 ГГц диференційний фазо-

вий зсув прямокутного оптимізованого хвильоводного поляризатора із трьома діафрагмами змінюється від 86° до $91,6^\circ$. Максимальне відхилення диференціального фазового зсуву від 90° становить 4° та здійснюється на частоті 11,7 ГГц, що близька до центральної частоти робочого Ку-діапазону.

Отже, застосування трьох діафрагм у структурі досить для отримання диференціального фазового зсуву, який досить близький до 90° при відносній ширині смуги 18 %. У цьому випадку основною проблемою є погана узгодженість хвильоводного поляризатора із трьома діафрагмами через невелику кількість неоднорідностей у структурі.

Отже, для покращення узгодження поляризатора квадратного хвильоводу необхідно збільшити кількість діафрагм.

Частотні залежності коефіцієнта еліптичності та КПР неоптимізованого та оптимізованого поляризатора на основі прямокутного хвильоводу із трьома діафрагмами у робочому Ку-діапазоні показані на рис. 3.

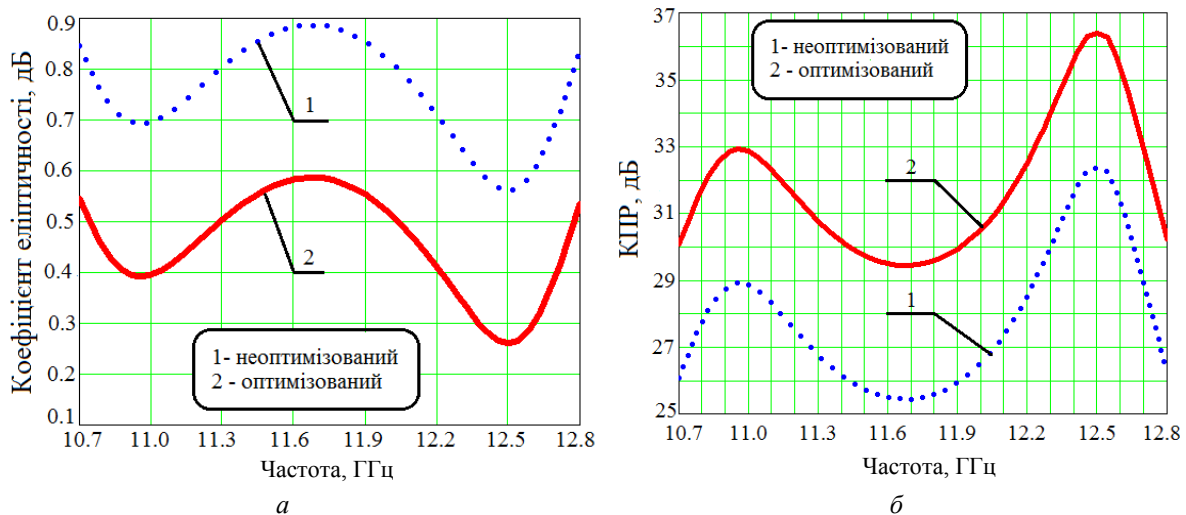


Рис. 3. Поляризаційні характеристики

На рис. 3 видно, що у робочій смугі частот 10,7–12,8 ГГц коефіцієнт еліптичності неоптимізованого хвильоводного поляризатора із трьома діафрагмами менше, ніж 0,9 дБ. Як видно з рис. 3, відповідний КПР не оптимізованого поляризатора не опускається нижче рівня 25,5 дБ.

Максимум коефіцієнта еліптичності (як і найнижчий КПР) спостерігається на частоті 11,7 ГГц, що з високою точністю відповідає частоті максимального відхилення диференціального фазового зсуву поляризатора від 90° .

На рис. 3 видно, що у робочій смугі частот 10,7–12,8 ГГц коефіцієнт еліптичності оптимізованого квадратного хвильоводного поляризатора із трьома діафрагмами менше, ніж 0,6 дБ.

На рис. 3 видно, що відповідний КПР поляризатор не опускається нижче рівня 29,5 дБ.

Максимум коефіцієнта еліптичності (як і найнижчий КПР) спостерігається на частоті 11,7 ГГц, що з високою точністю відповідає частоті максимального відхилення диференціального фазового зсуву поляризатора від 90° .

Таким чином, у результаті оптимізації були покращені електромагнітні характеристики розробленого хвильоводного поляризатора з трьома діафрагмами.

Порівняння цих характеристик зведені у табл. 1.

Як бачимо із табл. 1, що оптимізовані характеристики поляризатора були покращені.

Усі внутрішні розміри конструкцій оптимізованого поляризатора на основі квадратного хвилеводу з трьома діафрагмами для робочого Ku-діапазону 10,7–12,8 ГГц подані у табл. 2.

Коли в конструкції поляризатора використовується більша кількість діафрагм, тоді диференційний фазовий зсув, що вноситься кожною діа-

фрагмою, стає менше, тому що повний диференційний фазовий зсув на виході поляризатора повинен бути близький до 90° для кожної з розглянутих конструкцій. Це призводить до зменшення висоти діафрагми в міру збільшення їх кількості. Крім того, зменшення висоти діафрагми покращує узгодження структури поляризатора.

Таблиця 1

Порівняння характеристики неоптимізованого та оптимізованого хвилеводного поляризатора у межах робочого Ku-діапазону частот

Характеристика	Неоптимізовані	Оптимізовані
Диференційний фазовий зсув	$90^\circ \pm 5,5^\circ$	$90^\circ \pm 4,0^\circ$
Максимальний КСХН	2,34	2,03
Коефіцієнт еліптичності	0,9 дБ	0,6 дБ
Мінімальна КПП	25,5 дБ	29,5 дБ

Таблиця 2

Розміри оптимізованого поляризатора Ku-діапазону частот

Розмір	Значення
Розмір стінки хвилеводу	21,6 мм
Висота середньої діафрагми	3,86 мм
Висота крайніх діафрагм	2,45 мм
Відстань між діафрагмами	4,92 мм
Товщина всіх діафрагм	2,79 мм

Для перевірки правильності отриманих результатів здійснимо перевірку з відомим електродинамічним методом скінченого інтегрування у частотній області [39]. Для цього порівнюємо електродинамічні характеристики, що були отримані нашим методом із характеристиками, що були отримані зазначеним електродинамічним методом.

На рис. 4 представлені узгоджувальні та фазові характеристики оптимізованого поляризатора запропонованим та електродинамічним методами у робочому діапазоні 10,7–12,8 ГГц.

Рис. 4, а демонструє залежності КСХН оптимізованого поляризатора для вертикальної та горизонтальної поляризацій у робочому діапазоні 10,7–12,8 ГГц.

Звідси бачимо, що максимальне значення КСХН для обох поляризацій становить 2,03 та 2,06 для запропонованого та електродинамічного методів відповідно.

Рис. 4, б ілюструє залежність диференціального фазового зсуву оптимізованого поляризатора від частоти в Ku-діапазоні для обох методів.

Слід зазначити, що диференційний фазовий зсув змінюється у межах $90^\circ \pm 4^\circ$ та $90^\circ \pm 3^\circ$ для запропонованого та електродинамічного методів у всьому робочому діапазоні частот відповідно.

Частотні залежності коефіцієнта еліптичності та КПП поляризатора на основі прямокутного хвилеводу із трьома діафрагмами для обох методів у робочому Ku-діапазоні подані на рис. 5.

Із рис. 5, а видно, що у робочій смузі частот 10,7–12,8 ГГц коефіцієнт еліптичності оптимізованого поляризатора менше, ніж 0,6 дБ для запропонованого методу та менше ніж 0,5 дБ для електродинамічного методу.

Як видно на рис. 5, б відповідний КПП поляризатора перевищує 29,5 дБ для запропонованого методу та перевищує 30,5 дБ для електродинамічного методу. Максимум коефіцієнта еліптичності (як і найнижчий КПП) спостерігається на частоті 11,7 ГГц, що з високою точністю відповідає частоті максимального відхилення диференціального фазового зсуву поляризатора від 90° для обох методів. Порівняння електромагнітних характеристик оптимізованого поляризатора на основі квадратного хвилеводу із трьома діафрагмами запропонованим та електродинамічним методом подані у табл. 3.

Із табл. 3 бачимо, що електромагнітні характеристики запропонованого методу та електродинамічного методу мають незначні відмінності. Таким чином виходить, що поляризатор на основі прямокутного хвилеводу із трьома діафрагмами забезпечує необхідне узгодження у більшості систем живлення, оскільки його максимальний рівень КСХН нижче 2,03. При цьому коефіцієнт еліптичності не перевищує 0,6 дБ, а КПП є вище, ніж 29,5 дБ. Відповідно, розроблений хвилеводний поляризатор із трьома діафрагмами забезпечить одночасно добре узгодження та добрі поляризаційні характеристики в Ku-діапазоні частот.

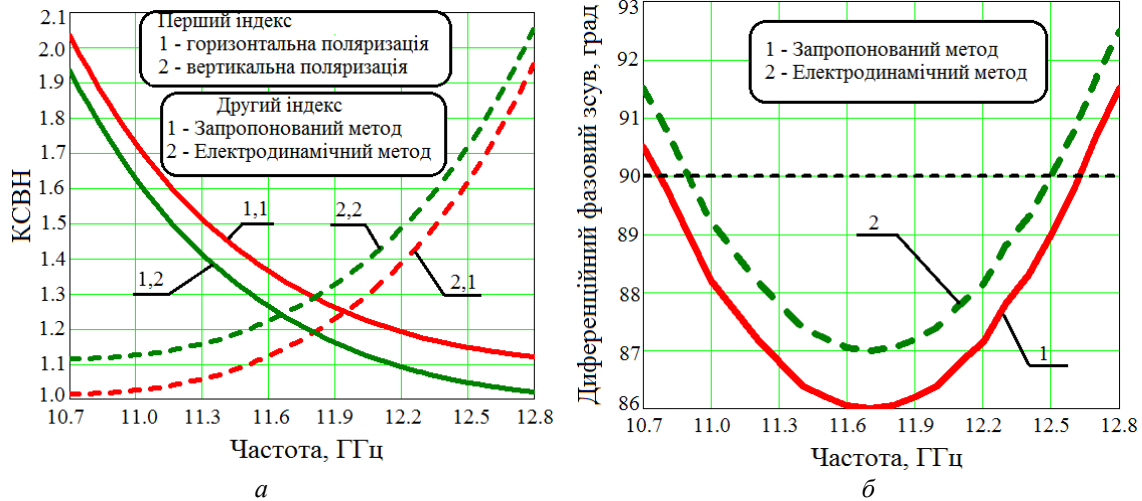


Рис. 4. Узгоджувальні та фазова характеристики поляризатора для обох методів

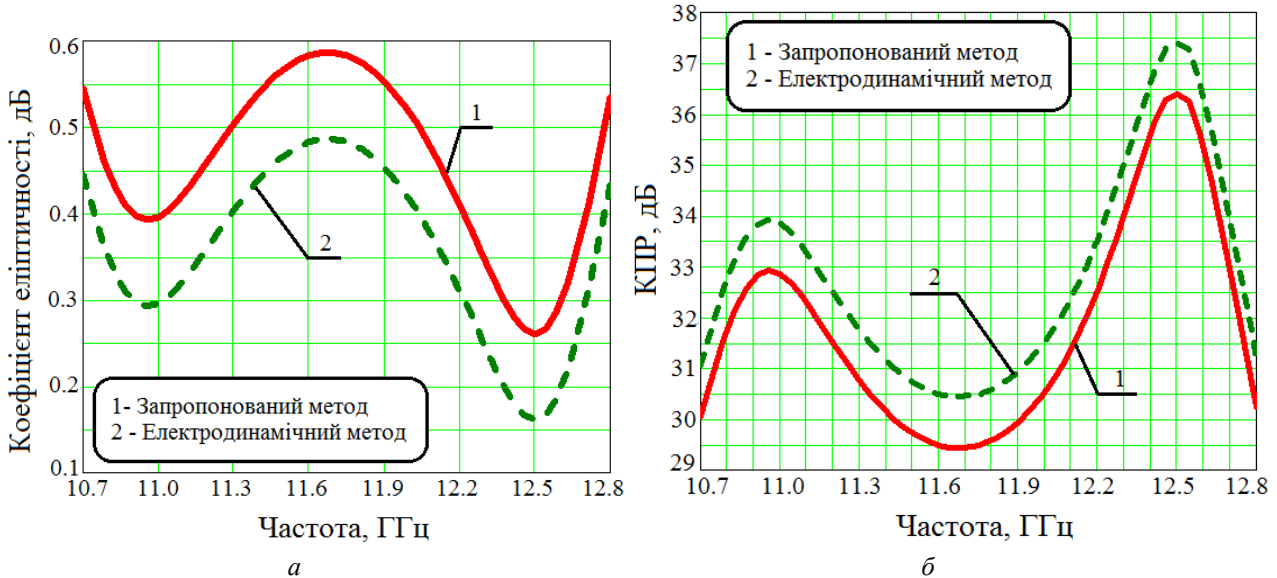


Рис. 5. Поляризаційні характеристики для обох методів

Таблиця 3

Порівняння характеристик поляризатора запропонованим та електродинамічним методами у межах робочого Ку-діапазона частот

Характеристика	Запропонований метод	Електродинамічний метод
Диференційний фазовий зсув	$90^\circ \pm 4,0^\circ$	$90^\circ \pm 3,0^\circ$
Максимальний КСХН	2,03	2,06
Коефіцієнт еліптичності	0,6 дБ	0,5 дБ
Мінімальна КПР	29,5 дБ	30,5 дБ

Висновки

У статті розроблено та оптимізовано новий поляризатор на основі квадратного хвилеводу з трьома діафрагмами для супутникових, радіолокаційних та навігаційних систем Ку-діапазону частот з ортогональними коловими поляризаціями.

Розроблений хвилеводний поляризатор із трьома діафрагмами забезпечує коефіцієнт стійної хвилі за напругою менше 2,03. Диференціальний фазовий зсув становить $90^\circ \pm 4,0^\circ$. Коефі-

цієнт еліптичності менше 0,6. Кросполяризаційна розв'язка є більшою, ніж 29,5 дБ. Таким чином, запропонований поляризатор забезпечує ефективні поляризаційні характеристики та задовольняє вимоги узгодження сучасних супутникових телевізійних систем. Для перевірки запропонованого методу було здійснено порівняння з електромагнітними характеристиками пристрою, що були отримані завдяки електродинамічній моделі.

У майбутніх дослідженнях необхідно сфокусуватися на створенні конструкцій, що будуть враховувати більшу кількість діафрагм у поляризаторі, що має покращити їх електромагнітні характеристики.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Stutzman W. L. Polarization in Electromagnetic Systems. Norwood: Artech House, 2018, 352 p.
- [2] Bulashenko A. V. Evaluation of D2D communications in 5G networks. *Visnyk NTUU KPI Seriya – Radiotekhnika, Radioaparotobuduvannya*. 2020. V. 81. P. 21–29. Doi.org/10.20535/RADAP.2020.81.21-29.
- [3] Piltyay S. I., Bulashenko A. V., Demchenko I. V. Wireless sensor networks connectivity in heterogeneous 5G mobile systems. *IEEE International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology*. Ukraine, Kharkiv 2020, Pp. 508–513 (eng).
- [4] Bulashenko A. V., Piltyay S. I., Demchenko I. V. Energy efficiency of the D2D direct connection system in 5G network. *IEEE International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology*. Ukraine, Kharkiv 2020, Pp. 324–329 (eng).
- [5] Bulashenko A., Piltyay S., Polishchuk, A. Bulashenko O.. New traffic model of M2M technology in 5G wireless sensor networks. *IEEE 2nd International Conference on Advanced Trends in Information Theory*. Ukraine, Kyiv 2020, Pp. 125–131 (eng). Doi.org/10.1109/ATIT50783.2020.9349305.
- [6] Chieh J. G., Yeo E., Farkouh R., Castro A., Kerber M., Olsen R. B., Randall B. O., Merulla E. J., Sharma S. K. Development of flat panel active phase array antennas using 5G silicon RFICs at Ku- and Ka-band. *IEEE Access*. 2020. Vol. 8. Pp. 192669–192681. Doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3032841(eng)
- [7] Deutschmann B., Jacob A. F. Broadband septum polarizer with triangular common port. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2020. vol. 68. no. 2. Pp. 693–700. Doi.org/10.1109/TMTT.2019.2951138 (eng).
- [8] Dubrovka F., Piltyay S., Sushko O., Lytvyn M., Lytvyn M. Compact X-band stepped-thickness septum polarizer. *IEEE Ukrainian Microwave Week*. Ukraine. Kharkiv 2020. Pp. 135–138. Doi.org/10.1109/UkrMW49653.2020.9252583(eng)
- [9] Dubrovka F., Piltyay S.I. A novel wideband coaxial polarizer. In *IEEE International Conference on Antenna Theory and Techniques*. Ukraine. Odessa 2013. Pp. 473–474. Doi.org/10.1109/ICATT.2013.6650816(eng).
- [10] Kulik D. Yu., Mospan L. P., Perov A. O., Kolmakova N. G. Compact-size polarization rotators on the basis of irises with rectangular slots. *Telecom. and Radio Engineering*. 2016. vol. 75. no. 1. Pp. 1–9. Doi.org/10.1615/TelecomRadEng.v75.i1.10(eng).
- [11] Kirilenko A. A., Steshenko S. O., Derkach V. N., Ostryzhnyi Y. M. A tunable compact polarizer in a circular waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2019. vol. 67. no. 2. Pp. 592–596. Doi.org/10.1109/TMTT.2018.2881089(eng).
- [12] Bulashenko A. V., Piltyay S. I., Demchenko I. V. Analytical technique for iris polarizers development. *IEEE International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology*. Ukraine. Kharkiv 2020. Pp. 464–469 (eng).
- [13] Piltyay S. I., Bulashenko A. V., Demchenko I. V. Compact polarizers for satellite information systems. *IEEE International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology*. Ukraine, Kharkiv 2020, Pp. 350–355 (eng).
- [14] Piltyay S. I., Bulashenko A. V., Demchenko I. V. Waveguide iris polarizers for Ku-band satellite antenna feeds. *Journal of Nano- and Electronic Physics*. 2020. vol. 12. no. 5. Pp. 05024. Doi.org/10.21272/jnep.12(5).05024(eng).
- [15] Piltyay S. I., Sushko O. Yu., Bulashenko A. V., Demchenko I. V. Compact Ku-band iris polarizers for satellite telecommunication systems. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2020. vol. 79. no. 19. Pp. 1673–1690. Doi.org/10.1615/TelecomRadEng.v79.i19.10(eng).
- [16] Chittora A., Yadav S.V. A compact circular waveguide polarizer with higher order mode excitation. *IEEE International Conference on Electronics, Computing and Communication Technologies*. India. Bangalore 2020. Doi.org/10.1109/CONECCT50063.2020.9198499
- [17] Piltyay S. I., Bulashenko A. V., Demchenko I. V. Analytical synthesis of waveguide iris polarizers. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2020. vol. 79. no. 18. Pp. 1579–1597. Doi.org/10.1615/TelecomRadEng.v79.i18.10(eng).
- [18] Piltyay S., Bulashenko A., H. Kushnir, Bulashenko O. Information resources economy in satellite systems based on new microwave polarizers with tunable posts. *Path of Science*. 2020. Vol. 6, no 11. Pp. 5001–5010, 2020. Doi.org/10.22178/pos.55-1 (eng).
- [19] Bulashenko A., Piltyay S., Kalinichenko Ye., Bulashenko O. Mathematical modeling of iris-post sections for waveguide filters, phase

- shifters and polarizers. *IEEE 2nd International Conference on Advanced Trends in Information Theory*. Ukraine, Kyiv 2020. Pp. 330-336 (eng). Doi.org/ 10.1109/ ATIT50783.2020.9349321.
- [20] Dubrovka F. F., Piltyay S. I. Eigenmodes of coaxial quad-ridged waveguides. Numerical result. *Radioelectronics and Comm. Systems*. 2014. V. 57. No. 2. P. 59–69. Doi.org/10.3103/S0735272714020010.
- [21] Piltyay S., Bulashenko A., Kushnir H., Bulashenko O. New tunable iris-post square waveguide polarizers for satellite information systems. *IEEE 2nd International Conference on Advanced Trends in Information Theory*. Ukraine, Kyiv 2020. Pp. 132-137 (eng). Doi.org/10.1109/ATIT50783.2020.9349357.
- [22] Tascone R., Savi P., Trinchenco D., Orta R. Scattering matrix approach for the design of microwave filter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*. 2000. vol. 48. no. 3. Pp. 423–430. Doi.org/10.1109/22.826842 (eng).
- [23] Sanchez J. R., Bachiller C., Julia M., Nova B., Esteban H., Boria V. E. Microwave filter based on substrate integrated waveguide with alternating dielectric line sections. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2018. vol. 28. no. 11. Pp. 990–992. Doi.org/10.1109/LMWC.2018.2871644 (eng).
- [24] Lyu Y.-P., Zhu L., Cheng C.-H. Proposal and synthesis design of differential phase shifters with filtering function. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2017. Vol. 65. no. 8. Pp. 2906–2917. Doi.org/10.1109/TMTT.2017.2673819 (eng).
- [25] Cho Y. H., Eom H. J. Analysis of a ridge waveguide using overlapping T-blocks. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech.* 2002. Vol. 50. no. 10. Pp. 2368–2373. Doi.org/10.1109/TMTT.2002.803449 (eng).
- [26] Zhang H. Z. An integrated coaxial circular-polarised OMJT/OMT for dual-band feed applications. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. USA, Washington 2005. Pp. 647–650. Doi.org/10.1109/APS.2005.1551894(eng).
- [27] Pollak A. W., Jones M. E., A compact quad-ridge orthogonal mode transducer with wide operational bandwidth. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2018. Vol. 17. no. 3. Pp. 422–425. Doi.org/10.1109/LAWP.2018.2793465 (eng).
- [28] Dubrovka F. F., Piltyay S. I. Prediction of eigenmodes cutoff frequencies of sectoral coaxial ridged waveguides *Int. Conference on Modern Problem of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science*, Lviv–Slavske, 2012, p. 191 (eng).
- [29] Piltyay S. I. Numerically effective basis functions in integral equation technique for sectoral coaxial ridged waveguides. In *14-th Int. Conf. on Math. Methods in Electromagnetic Theory*, Ukraine, Kyiv 2012. Pp. 492–495. Doi.org/10.1109/MMET.2012.6331195(eng).
- [30] Rud L. A., Shpachenko K. S. Polarizers on a segment of square waveguide with diagonally ridges and adjustment iris. *Radioelectronins and Communications Systems*. 2012. Vol. 55. no. 10. Pp. 458–463. Doi.org/ 10.3103/S0735272712100044(eng).
- [31] Piltyay S.I. , Dubrovka F. F. Eigenmodes analysis of sectoral coaxial ridged waveguides by transverse field-matching technique. Part 1. Theory. *Visnyk NTUU KPI Seriia – Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia*. 2013. Vol. 54. Pp. 13–23. Doi.org/10.20535/ RADAP.2013.54.13-23.
- [32] Kirilenko A. A., Kulik D. Yu., Prikolotin S. A., Rud L. A., Steshenko S. A. Stepped approximation technique for designing coaxial waveguide polarizers. In *IX Int. Conf. on Antenna Theory and Tech*. Ukraine, Odessa 2013. Pp. 470–472. Doi.org/10.1109/ICATT.2013.6650815(eng).
- [33] Piltyay S. I. Enhanced C-band coaxial orthomode transducer. *Visnik NTUU KPI Seriia – Radiotekhnika, Radioaparotobuduvannia*. 2014. Vol. 58. pp. 27–34. Doi.org/10.20535/ RADAP.2014.58.27-34(eng).
- [34] Dubrovka F. F., Piltyay S. I. Boundary problem solution for eigenmodes in coaxial quad-ridged waveguides. *Information and Telecommunication Sciences*. 2014. Vol. 5. no. 1. Pp. 48–61. Doi.org/10.20535/2411-2976.12014.48-61(eng).
- [35] Mishra G., Sharma S.K., Chieh J.-C. A circular polarized feed horn with inbuilt polarizer for offset reflector antenna for W-band CubeSat applications, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2019. vol. 67. no. 3. Pp. 1904–1909. Doi.org/10.1109/TAP.2018.2886704 (eng).
- [36] Bulashenko A. V., Piltyay S. I., Demchenko I. V. Optimization of a polarizer based on a square waveguide with irises. *Science-Based Technologies*. 2020. Vol. 47. no. 3. Pp. 287–297. Doi.org/10.18372/2310-5461.47.14878.
- [37] Bulashenko A. V., Piltyay S. I., Demchenko I. V. Equivalent microwave circuit technique for waveguide iris polarizers development. *Visnyk NTUU KPI Seriia – Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia*. 2020. Vol. 83, pp. 17–28, 2020. Doi.org/10.20535/RADAP.2020.83.17-28 (eng).
- [38] Piltyay S. I., Bulashenko A. V., Demchenko I. V. Wave matrix technique for waveguide iris polarizers simulation. Theory. *Journal of*

Nano- and Electronic Physics. 2020. Vol. 12. no. 6. Pp. 06026.

Doi.org/10.21272/jnep.12(6).06026(eng).

- [39] Piltyay S., Bulashenko A., Herhil Ye., Bulashenko O. FDTD and FEM simulation of

microwave waveguide polarizers. *IEEE 2nd International Conference on Advanced Trends in Information Theory*. Ukraine, Kyiv 2020, (eng).

Doi.org/10.1109/ATIT50783.2020.9349339.

**Булашенко А. В., Пільтяй С. І., Кушнір Г. С., Булашенко О. В.
ХВИЛЕВОДНИЙ ПОЛЯРИЗАТОР ІЗ ТРЬОМА ДІАФРАГМАМИ ДЛЯ АНТЕН СУПУТНИКОВИХ ТЕЛЕВІЗІЙНИХ СИСТЕМ**

Частотні ресурси супутникових, наземних та інших систем зв'язку дороги та обмежені. Сучасні телекомунікаційні супутникові системи використовують сигнали з двома ортогональними лінійними або коловими поляризаціями. Такі сигнали дозволяють повторно використовувати одну і ту ж смугу частот. У цьому випадку інформаційна ємність безпроводового каналу збільшується вдвічі. Сигнали з коловою поляризацією зменшують завмирання та завади сигналу, що викликані багатопроменевим поширенням. При багатопроменевому поширенні електромагнітних хвиль використання сигналів з ортогональною коловою поляризацією покращує характеристики супутникових систем. В антенних системах, які використовують такі сигнали немає необхідності в точній кутовій орієнтації між передавальною та приймальною антенами. Це використовується в системах мобільного супутникового зв'язку, де неможливо зафіксувати орієнтацію однієї антени відносно іншої. Перераховані особливості дозволяють використовувати антени з поляризаційною обробкою в сучасних системах безпроводного супутникового телебачення. Таким чином, важливим інженерним завданням є розробка та оптимізація характеристик нових хвилеводних поляризаторів для систем живлення супутникових антен. У статті представлені результати розробки та оптимізації нового хвилеводного поляризатора з діафрагмами для систем супутникового телебачення. Конструкція розробленого поляризатора є прямокутний хвилевід з трьома діафрагмами. Проведена оптимізація такого поляризатора в Ku-діапазоні частот від 10,7 ГГц до 12,8 ГГц. Розроблений хвилевідний поляризатор забезпечує диференційний фазовий зсув $90^\circ \pm 4,0^\circ$, коефіцієнт стійкої хвилі за напругою менший за 2,03, коефіцієнт еліптичності менший за 0,6 дБ і кросполяризаційну розв'язку вищу 29,5 дБ. Таким чином, створений новий поляризатор на основі квадратного хвилеводу з трьома діафрагмами забезпечує ефективну роботу у всьому супутниковому Ku-діапазоні частот 10,7–12,8 ГГц.

Ключові слова: поляризатор; хвилевід; діафрагма; диференційний фазовий зсув; коефіцієнт стійкої хвилі за напругою; коефіцієнт еліптичності; кросполяризаційна розв'язка.

**Bulashenko A. V., Piltyay S. I., Kushnir H. S., Bulashenko O. V.
WAVEGUIDE POLARIZER WITH THREE IRISES FOR ANTENNAS OF SATELLITE TELEVISION SYSTEMS**

Frequency resources of satellite, terrestrial and other communication systems are expensive and limited. Modern telecommunication satellite systems use signals with two orthogonal linear or circular polarizations. Such signals allow the reuse of the same frequency band. In this case, the information capacity of the wireless channel is doubled. Circularly polarized signals reduce fading and destructive signal interference caused by multipath. For multipath propagation of electromagnetic waves, the use of signals with orthogonal circular polarization improves the performance of satellite systems. In antenna systems that use such signals, there is no need for precise angular orientation between the transmitting and receiving antennas. This pattern is used in mobile satellite telecommunication systems, where it is not possible to fix the orientation of one antenna relative to another. The listed features allow using antennas with polarization processing in modern wireless satellite television systems. Thus, an important engineering problem is the development and optimization of the characteristics of new waveguide polarizers for satellite antenna feeds. The results of the development and optimization of a new waveguide polarizer with irises for satellite television systems are presented in the article. The design of the developed polarizer consists of a square waveguide with three irises. Optimization of such a polarizer in the Ku-frequency range from 10.7 GHz to 12.8 GHz has been performed. The developed waveguide polarizer provides a differential phase shift of $90^\circ \pm 4.0^\circ$, a voltage standing wave ratio less than 2.03, an axial ratio less than 0.6 dB, and the crosspolar discrimination higher than 29.5 dB. Therefore, the created new polarizer based on a square waveguide with three irises ensures effective operation in the entire satellite Ku-band 10.7–12.8 GHz.

Keywords: polarizer; waveguide; iris; differential phase shift; voltage standing wave ratio; axial ratio; crosspolar discrimination.

Стаття надійшла до редакції 03.12.2020 р.
Прийнято до друку 10.03.2021 р.