

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

БУЛАШЕНКО АНДРІЙ ВАСИЛЬОВИЧ



УДК 621.396

**КОНСТРУКТИВНИЙ СИНТЕЗ КОМПАКТНИХ ХВИЛЕВІДНИХ
ПРИСТРОЇВ ПЕРЕТВОРЕННЯ ПОЛЯРИЗАЦІЇ
ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ХВИЛЬ**

05.12.13 — Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій

АВТОРЕФЕРАТ
дисертації на здобуття наукового ступеня
кандидата технічних наук

Київ — 2024

Дисертацією є рукопис.

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

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

Офіційні опоненти: доктор технічних наук, професор
КОНІН Валерій Вікторович
Національний авіаційний університет, професор кафедри
аеронавігаційних систем

доктор технічних наук, професор
ЗАЙКА Віктор Федорович
Державний університет інформаційно-комунікаційних
технологій, завідувач кафедри телекомунікаційних
систем та мереж

Захист відбудеться «17» вересня 2024 р. о 15:00 годині на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 26.002.14 у Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» за адресою: 03056, м. Київ, пр. Берестейський, 37, Науково-технічна бібліотека ім. Г.І. Денисенка, CLUST Space (укриття бібліотеки).

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

Автореферат розісланий «06» червня 2024 р.

Учений секретар
спеціалізованої вченої ради



С. О. Осипчук

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність теми

В наш час у супутникових інформаційних системах, і радіоастрономії, радіолокації та системах радіоелектронної боротьби широко використовується поляризаційне рознесення та поляризаційне оброблення радіосигналів. Так, поляризаційне рознесення каналів у супутникових інформаційних системах дозволяє вдвічі збільшити їх пропускну здатність, а поляризаційне оброблення радіосигналів визначає працездатність та ефективність радіосистем різного призначення. Ключовими елементами таких систем є пристрої перетворення поляризації (поляризатори) та пристрої розділення сигналів з ортогональними поляризаціями (ортомодові перетворювачі). Поляризатори використовуються для перетворення сигналів з коловою поляризацією в сигнали з лінійною поляризацією в приймальних антенах та для перетворення сигналів з лінійною поляризацією в сигнали з коловою поляризацією в передавальних антенах.

Найбільш відомими конструкціями поляризаторів є хвилеводні конструкції з діафрагмами, пластинами, штирями та ребрами, розташованими в квадратних або круглих хвилеводах. Такі конструкції дозволяють отримати необхідну робочу смугу частот в заданому діапазоні частот.

Переважна більшість сучасних хвилевідних поляризаторів мають конфігурації, які містять від трьох і більше реактивних елементів всередині хвилеводу. Методи їх розробки полягають, в основному, в точному електродинамічному моделюванні за допомогою таких програм, як CST Microwave Studio, High Frequency Structural Simulator (HFSS) та інших. Оптимізація конструкцій поляризаційних пристроїв при такому моделюванні вимагає великих часових та обчислювальних ресурсів. Радикальне зменшення зазначених ресурсів можливе при використанні аналітичних підходів в однохвильовому наближенні, які, крім того, дозволяють здійснити «просвітлення» фізичних процесів, що відбуваються у хвилеводних пристроях, і виявити аналітичні зв'язки між зазначеними характеристиками пристроїв та необхідними параметрами фазозсувних елементів і відстаней між ними для конструктивного синтезу компактних хвилеводних поляризаторів з невеликою кількістю реактивних елементів.

Отже, актуальною є тема дисертаційних досліджень, спрямованих на вдосконалення існуючих та створення нових ефективних наближених методів конструктивного синтезу компактних пристроїв перетворення поляризації ЕМХ із заданими характеристиками (зокрема, з максимально плоскою ФЧХ) на основі діафрагм та штирів у квадратному хвилеводі, в яких отримано та використано аналітичні зв'язки між потрібними електричними характеристиками та параметрами фазозсувних елементів і відстаней між ними і які забезпечують швидке здійснення конструктивного синтезу в околі глобального екстремуму.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами

Дисертаційні дослідження виконано на кафедрі радіоінженерії Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського в рамках науково-технічної роботи за державним замовленням на науково-технічну продукцію (Розроблення системи високоточного автоматичного супроводу низькоорбітальних супутників дистанційного зондування Землі, номер державної реєстрації 0118U005459).

Мета і задачі дослідження

Метою дисертаційної роботи є розроблення методів наближеного конструктивного синтезу компактних пристроїв перетворення поляризації ЕМХ на основі діафрагм та штирів у хвилеводах.

Відповідно до мети **основними задачами** дослідження є:

1. Розробка математичних моделей поляризаторів із різним числом недисипативних неоднорідностей за допомогою метода однохвильових матриць передачі і розсіювання та метода багатократних відбиттів.

2. Адаптація відомого параметричного методу конструктивного синтезу поляризаторів на основі діафрагм та штирів у квадратному хвилеводі до розробки компактних поляризаторів з використанням створених математичних моделей.

3. Розробка аналітико-числового методу наближеного конструктивного синтезу пристроїв перетворення поляризації ЕМХ на основі діафрагм у квадратному хвилеводі з максимальною плоскою ФЧХ.

4. Розробка методу аналітичного конструктивного синтезу пристроїв перетворення поляризації ЕМХ на основі діафрагм у квадратному хвилеводі з максимальною плоскою ФЧХ.

Об'єкт дослідження – процеси поширення та відбиття ЕМХ ортогональних поляризацій у хвилеводах з недисипативними неоднорідними елементами.

Предмет дослідження – аналіз та конструктивний синтез в однохвильовому наближенні компактних хвилевідних пристроїв перетворення поляризації електромагнітних хвиль у хвилеводі на основі декількох недисипативних фазозсувних елементів.

Методи дослідження

Для розв'язання задачі наближеного конструктивного синтезу поляризаторів на основі діафрагм та штирів у квадратному хвилеводі використовували: метод хвильових матриць розсіювання та передачі, метод багатократних відбиттів, метод конструктивного параметричного синтезу, аналітико-числовий метод конструктивного синтезу, аналітичний метод конструктивного синтезу, метод скінчених елементів у частотній області, метод скінчених різниць у часовій області.

Наукова новизна отриманих результатів полягає в тому, що:

1. Удосконалено параметричний метод наближеного конструктивного синтезу компактних поляризаторів на основі реактивних елементів у

квадратному хвилеводі, в якому, на відміну від існуючих, у математичних моделях фазозсувних елементів враховано вищі типи хвиль, а параметрична оптимізація здійснюється шляхом поєднання створених математичних моделей поляризаторів на основі діафрагм та/або штирів у квадратному хвилеводі та методу довірчого інтервалу, що дозволяє значно підвищити точність та ефективність конструктивного синтезу.

2. Уперше запропоновано та розроблено аналітико-числовий метод наближеного конструктивного синтезу пристроїв перетворення поляризації ЕМХ на основі трьох діафрагм у квадратному хвилеводі, в якому, на відміну від існуючих, параметрична оптимізація здійснюється, виходячи зі створеної математичної моделі у вигляді однохвильової матриці розсіювання та сформульованої системи рівнянь четвертого порядку, яка містить умови синтезу і розв'язком якої є геометричні розміри синтезованого поляризатора, що забезпечує у заданій смузі частот мінімальне відхилення диференціального фазового зсуву від 90° , максимально плоску ФЧХ та найкраще узгодження.

3. Уперше запропоновано та розроблено аналітичний метод наближеного конструктивного синтезу компактних пристроїв перетворення поляризації ЕМХ на основі двох та трьох діафрагм або штирів у квадратному хвилеводі, в якому, на відміну від існуючих, спочатку здійснюється аналітичний синтез поляризатора на основі математичної моделі, створеної шляхом розв'язання задачі поширення електромагнітної хвилі у хвилеводі з трьома недисипативними неоднорідностями методом багатократних відбиттів в однохвильовому наближенні, в результаті чого визначаються необхідні значення параметрів фазозсувних елементів (провідності та елементи матриці розсіювання) та електрична відстань між ними, при яких забезпечується заданий (потрібний) фазовий зсув та відсутність відбиття, а потім здійснюється конструктивний синтез, виходячи з умови рівності необхідних та реальних значень параметрів фазозсувних елементів та їх похідних на центральній частоті робочого діапазону частот. В результаті визначаються реальні оптимальні (в околі глобального екстремуму) геометричні розміри поляризаторів, які забезпечують максимально плоску фазо-частотну характеристику і які можна використати як самостійно в наближеному конструктивному синтезі, так і в якості початкових розмірів поляризатора (фазозсувача) в процесі його багатокритеріальної оптимізації з метою кардинального пришвидшення пошуку глобального екстремуму при високоточному конструктивному синтезі такого пристрою на електродинамічному рівні з урахуванням вищих типів хвиль та взаємодії між неоднорідностями на вищих типах хвиль.

Практичне значення отриманих результатів полягає в тому, що:

1. Удосконалений параметричний метод наближеного конструктивного синтезу можна використовувати для синтезу компактних поляризаторів на основі 3-х та 4-х неоднорідностей (діафрагм, штирів) у квадратному хвилеводі. Сформульовано рекомендації щодо вибору початкових геометричних розмірів

конструкції компактних поляризаторів з огляду на мінімізацію обчислювальних ресурсів для досягнення оптимальних співвідношень між електричними характеристиками пристрою. На основі дослідження чутливості електричних характеристик поляризатора до відхилень його геометричних розмірів від оптимальних дано рекомендації щодо допусків на його виготовлення. За допомогою запропонованого методу синтезовано поляризатори С-діапазону частот (3,4–4,2 ГГц) та Ku-діапазону частот (11,7–12,5 ГГц), придатні для застосування на практиці.

2. Розроблений аналітико-числовий метод наближеного конструктивного синтезу хвилеводних поляризаторів може слугувати ефективним інструментом для розробки компактних поляризаторів на основі трьох діафрагм у квадратному хвилеводі з максимально плоскою фазо-частотною характеристикою. Ефективність цього методу у порівнянні з методом скінчених елементів підтверджено на прикладах синтезу хвилеводних поляризаторів Х-діапазонів частот 7,25–8,6 ГГц, 7.75–8,5 ГГц та 8.0–8.5 ГГц для антенних систем земних станцій супроводження низькоорбітальних супутників дистанційного зондування Землі.

3. Розроблений аналітичний метод наближеного конструктивного синтезу поляризаторів на основі двох та трьох реактивних елементів у квадратному хвилеводі є ефективним інструментом для синтезу поляризаторів з максимально плоскою фазо-частотною характеристикою. Складова частина цього методу – аналітичний синтез – дає можливість однозначно визначити параметри реактивних елементів (значення їх провідностей та елементів матриці розсіювання) та електричну відстань між ними, які забезпечують потрібні електричні характеристики пристрою. Метод дозволяє швидко отримати геометричні розміри пристрою, що є близькими до оптимальних в околі глобального екстремуму. Цим методом здійснено конструктивний синтез оригінального керованого поляризатора на основі трьох ємнісних штирів у круглому хвилеводі для робочого діапазону частот 8,8–9,6 ГГц. Розроблений метод можна рекомендувати для синтезу таких компактних поляризаторів, а також для отримання початкових значень параметрів пристрою при пошуках глобального екстремуму в процесі багатокритеріальної оптимізації характеристик поляризаторів на електродинамічному рівні з урахуванням вищих типів хвиль та взаємодії між фазозсувними елементами по вищих типах хвиль.

4. Встановлено, що у випадку побудови поляризатора на основі двох або трьох металевих штирів у квадратному хвилеводі можна отримати максимально плоску ФЧХ і сумістити на середній частоті робочого діапазону частот екстремальне значення ДФЗ 90° та відсутність відбиттів. Показано, що можна синтезувати поляризатор на основі двох ємнісних штирів у квадратному хвилеводі з максимально плоскою ФЧХ у смузі частот 4% при значенні КСХН ≤ 1.22 (відбивається менше 1% енергії) і ДФЗ $\Delta\varphi = 90^\circ \pm 1^\circ$ та у смузі частот 10% із значенням КСХН ≤ 1.91 (відбивається менше 10% енергії) та ДФЗ $\Delta\varphi = 90^\circ \pm 2^\circ$. Також показано, що на основі трьох ємнісних штирів у квадратному

хвилеводі можна синтезувати поляризатор з максимально плоскою ФЧХ у смузі частот 10% при значенні КСХН ≤ 1.22 і ДФЗ $\Delta\varphi = 90^\circ \pm 1^\circ$ та у смузі частот 18% при допустимому відбитті до 10% енергії і ДФЗ $\Delta\varphi = 90^\circ \pm 2^\circ$.

Особистий внесок здобувача

Особистий внесок здобувача відображений у наукових працях [1-27].

У [1,2] здобувачем створено математичну модель поляризатора на основі трьох діафрагм у квадратному хвилеводі та розраховано електричні характеристики такого поляризатора. У [3, 4, 5] здобувачем розроблено математичну модель поляризаційного пристрою на основі квадратного хвилеводу із чотирма діафрагмами, здійснено розрахунок його електричних характеристик та проведено аналіз впливу геометричних розмірів такого поляризаторів на його електричні характеристики. У [6, 7] здобувачем розроблено алгоритм параметричного синтезу для хвилеводного поляризатора з двома та трьома тонкими діафрагмами. У [8] здобувачем здійснений аналіз електричних характеристик поляризаторів на основі діафрагм у квадратному хвилеводі. У [9, 10] здобувачем створена математична модель поляризатора на основі двох діафрагм і штирів та двох штирів і діафрагми у квадратному хвилеводі. У [11] здобувачем здійснений розрахунок поляризатора на основі трьох штирів у квадратному хвилеводі. У [12] здобувачем здійснений аналіз електричних характеристик та проаналізовано вплив на них конструктивних параметрів поляризатора. У [13] здобувачем отримані числові електричні характеристики поляризатора на основі двох секцій у смузі частот 7,7–8,5 ГГц. У [14, 15] здобувачем розроблено математичну модель хвилеводного поляризатора із урахуванням товщини діафрагм та досліджена чутливість його характеристик до зміни геометричних розмірів. У [16] здобувачем здійснена оптимізація електричних характеристик розробленого поляризатора, а у [17] розроблена математична модель поляризатора на основі квадратного хвилеводу DBS-діапазону 11.8-12.5 ГГц. У [18] здобувачем здійснено розрахунок математичної моделі для синтезу фазозсувних елементів на основі діафрагм у квадратному хвилеводі. У [19] здійснено оптимізацію електричних характеристик поляризатора з трьома діафрагмами за допомогою методу довірчого інтервалу. У [20] здобувачем здійснений розрахунок та аналіз електричних характеристик поляризатора на основі двох діафрагм у квадратному хвилеводі. У [21] здобувачем здійснено симуляцію електричних характеристик поляризатора матричним методом. У [22] здобувачем сформовані умови конструктивного синтезу поляризаторів на основі трьох діафрагм у квадратному хвилеводі у вигляді системи рівнянь та отримані числові її розв'язки. У [23, 24] здобувачем здійснено розрахунок електричних характеристик поляризатора на основі двох та трьох реактивних елементів у квадратному хвилеводі за допомогою методу аналітичного синтезу. У [25, 26] здобувачем здійснений аналіз методів формування променя у багатопробієвих антенних решітках та аналіз багатопробієвих антенних

решіток на основі лінз Ротмана. У [27] здобувачем здійснені числові розрахунки електричних характеристик поляризатора методом FDTD.

Апробація результатів дисертації

Результати досліджень, які викладені у дисертації, доповідались на міжнародних конференціях:

- 2020 IEEE 7th International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T-2020, Харків) [27].
- 2020 IEEE 2nd International Conference on Advanced Trends in Information Theory" (ATIT-2020, Київ) [25].
- 2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering" (UKRCON-2021, Львів) [24].
- 2022 IEEE 2nd Ukrainian Microwave Week, (UkrMW-2022, Україна) [26].

Публікації

За результатами досліджень опубліковано 27 наукових праць, у тому числі 17 статей у міжнародних наукових журналах США, Великобританії, Франції, Бразилії та України (включено до міжнародних наукометричних баз SCOPUS та/або Web of Science, 6 із них ще є фаховими категорії А), 1 стаття у науковому фаховому виданні категорії А, 5 статей у наукових фахових виданнях категорії Б, 4 тези доповідей у збірниках матеріалів міжнародних конференцій (включено до міжнародної наукометричної бази SCOPUS).

Структура та обсяг дисертації

Дисертація складається з анотації, вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел, що містить 102 посилань, та одного додатка. Загальний обсяг дисертації становить 197 сторінок.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

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

У **першому розділі** здійснено огляд сучасних перетворювачів поляризації і методів їх аналізу і сформульовані задачі дисертації.

У **другому розділі** дисертації виконано розробку математичних моделей поляризаторів на основі чотирьох діафрагм у квадратному хвилеводі (рис. 1) в однохвильовому наближенні із використанням хвильових матриць розсіювання та передачі.

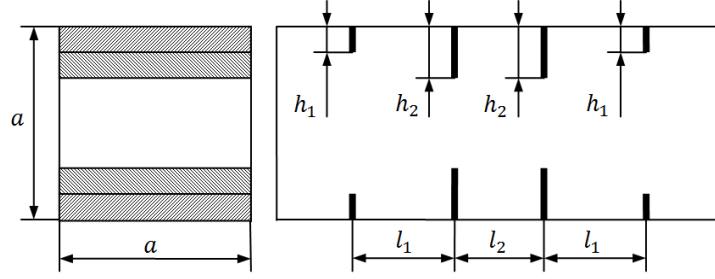


Рис. 1. Внутрішня структура поляризатора на основі чотирьох діафрагм у квадратному хвилеводі

Отримано формули загальної хвильової матриці передачі такого пристрою

$$T_{\Sigma 11} = \frac{1}{S_{21}^2 S_{21}'^2} (-S_{11}^2 S_{11}'^4 e^{-j(2\theta_1 + \theta_2)} + 2S_{11}^2 S_{11}'^2 S_{21}'^2 e^{-j(2\theta_1 + \theta_2)} + S_{11}^2 S_{11}'^2 e^{-j(-2\theta_1 + \theta_2)} - S_{11}^2 S_{21}'^4 e^{-j(2\theta_1 + \theta_2)} + 2S_{11} S_{11}'^3 e^{j\theta_2} - 2S_{11} S_{11}' S_{21}'^2 e^{-j\theta_2} + 2S_{11} S_{11}' e^{j\theta_2} - S_{11}'^2 e^{j(2\theta_1 - \theta_2)} - e^{j(2\theta_1 + \theta_2)}); \quad (1)$$

$$T_{\Sigma 21} = \frac{e^{-j(2\theta_1 + \theta_2)}}{S_{21}^2 S_{21}'^2} (S_{11} e^{2j(2\theta_1 + \theta_2)} - S_{11}^3 S_{11}'^4 - S_{11}^3 S_{21}'^4 + S_{11} S_{21}'^2 S_{11}'^4 + S_{11} S_{21}'^2 S_{21}'^4 - S_{11} S_{11}'^2 e^{4j\theta_1} - 2S_{11}^2 S_{11}' e^{2j(\theta_1 + \theta_2)} + 2S_{11}^3 S_{11}'^2 S_{21}'^2 e^{j\theta_2} + 2S_{11}^2 S_{11}' e^{2j\theta_1} + S_{11}^3 S_{11}'^2 e^{2j\theta_2} - S_{21}'^2 S_{11}'^3 e^{j2\theta_1} - 2S_{11} S_{21}'^2 S_{11}'^2 S_{21}'^2 - S_{11} S_{21}'^2 S_{11}'^2 e^{j2\theta_2} - 2S_{11}' S_{11}'^2 S_{21}'^2 e^{j2\theta_1} + S_{21}'^2 S_{11}'^2 S_{21}'^2 e^{j2\theta_1}); \quad (2)$$

де S_{11} та S_{21} – комплексні елементи матриці розсіювання для двох крайніх діафрагм, S_{11}' та S_{21}' – комплексні елементи матриці розсіювання середніх діафрагм, θ_1 та θ_2 – електричні відстані між діафрагмами.

Елементи матриці розсіювання пов'язані з провідностями діафрагм

$$S_{11} = \frac{-jb_C}{2 + jb_C}, \quad S_{21} = \frac{2}{2 + jb_C}. \quad (3)$$

У формулах для реактивних провідностей нескінченно тонкої симетричної діафрагми у прямокутному хвилеводі враховано вищі типи хвиль.

Через елементи хвильової матриці розсіювання визначено основні електричні характеристики поляризатора.

Диференціальний фазовий зсув (ДФЗ) на виході поляризатора визначається як різниця аргументів комплексних коефіцієнтів передачі для двох ортогональних лінійних поляризацій

$$\Delta\varphi = \varphi_L - \varphi_C = \arg(\dot{S}_{\Sigma 21L}) - \arg(\dot{S}_{\Sigma 21C}). \quad (4)$$

Узгодження характеризується коефіцієнтом стійкої хвилі за напругою (КСХН), що для індуктивної та ємнісної діафрагм розраховується за формулами

$$VSWR_L = \frac{1 + |\dot{S}_{\Sigma 11L}|}{1 - |\dot{S}_{\Sigma 11L}|}; \quad VSWR_C = \frac{1 + |\dot{S}_{\Sigma 11C}|}{1 - |\dot{S}_{\Sigma 11C}|}. \quad (5)$$

Чистота колової поляризації на виході поляризатора характеризується коефіцієнтом еліптичності:

$$r [\text{dB}] = 10 \lg \frac{A^2 + B^2 + \sqrt{A^4 + B^4 + 2A^2 B^2 \cos(2\Delta\varphi)}}{A^2 + B^2 - \sqrt{A^4 + B^4 + 2A^2 B^2 \cos(2\Delta\varphi)}}, \quad (6)$$

де $A = |\dot{S}_{\Sigma 21L}|$, $B = |\dot{S}_{\Sigma 21C}|$, $\Delta\varphi$ визначається формулою (4).

Еквівалентною характеристикою поляризаційної чистоти електромагнітної хвилі на виході поляризатора є кросполяризаційна розв'язка (КПР)

$$\text{КПР [дБ]} = 20 \lg \left(\frac{r+1}{r-1} \right), \quad (7)$$

де r – коефіцієнт еліптичності.

Оптимізовані розміри поляризатора на основі чотирьох діафрагм у квадратному хвилеводі для С-діапазону частот 3,4–4,2 ГГц, отримані за допомогою математичної моделі та чисельного методу, наведено в таблиці 1, а у таблиці 2 представлені їх електричні характеристики.

Таблиця 1. Розміри хвилеводного поляризатора С-діапазону

	Назва розміру	Метод еквівалентних схем	CST Microwave Studio
1	Розмір стінки квадратного хвилеводу, мм	$a=64,2$	$a=64,2$
2	Висота крайніх діафрагм, мм	$h_1=7,0$	$h_1=6,9$
3	Висота середніх діафрагм, мм	$h_2=11,0$	$h_2=11,45$
4	Відстань між зовнішньою та внутрішньою діафрагмами, мм	$L_1=22,4$	$L_1=22,3$
5	Відстань між внутрішніми діафрагмами, мм	$L_2=24,0$	$L_2=24,2$

Таблиця 2. Порівняння електричних характеристик хвилеводного поляризатора С-діапазону

	Характеристика	Метод еквівалентних схем	CST Microwave Studio
1	ДФЗ	$90^\circ \pm 2,8^\circ$	$90^\circ \pm 3,4^\circ$
2	КСХН	$<1,42$	$<1,36$
3	Коефіцієнт еліптичності	$<0,50$ дБ	$<0,53$ дБ
4	КПР	$>30,8$ дБ	$>30,0$ дБ

Як видно в таблицях 1 і 2, результати, отримані двома методами, добре узгоджуються. Незначні відмінності в розмірах і характеристиках поляризатора зумовлені тим, що розроблена математична модель в однохвильовому наближенні не враховує взаємодію між діафрагмами по модах вищого порядку в структурі поляризатора.

Виконано розробку математичної моделі поляризатора на основі чотирьох діафрагм та додаткових настроювальних штирів у квадратному хвилеводі в однохвильовому наближенні із використанням метода хвильових матриць розсіювання та передачі (рис. 2).

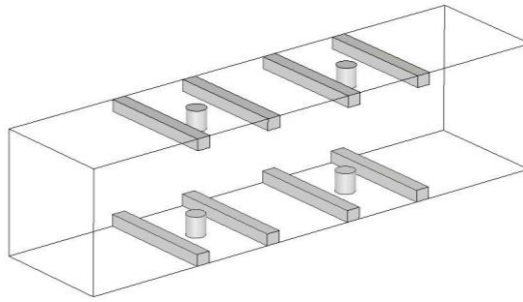


Рис. 2. Внутрішня структура поляризатора на основі чотирьох діафрагм

У математичній моделі для врахування товщини діафрагм використано Т- та П-подібні еквівалентні схеми для кожної індуктивної та кожної ємнісної діафрагм.

Оптимізовані розміри поляризатора призначеного для роботи в Ку-діапазоні 10,7–12,8 ГГц, отримані з використанням розробленої моделі та чисельного методу, наведено в таблиці 3, а у таблиці 4 їх електричні характеристики..

Таблиця 3. Розміри оптимізованого хвильоводного поляризатора для Ку-діапазону

N	параметр	величина, мм
1	Розмір стінки квадратного хвильоводу	$a=18.7$
2	Висота діафрагми	$h=1.74$
3	Висота штиря	$l=3.07$
4	Діаметр штиря	$2r = 2.9$
5	Відстань між діафрагмами та штирями	$2L_1=10.18$
6	Відстань між секціями	$L_2=12.0$
7	Товщина діафрагм	$w=2.12$

Таблиця 4. Порівняння електричних характеристик поляризатора, що отримані за математичною моделлю та FDTD методу

	Характеристика	Математична модель	FDTD метод
1	ДФЗ	$90^\circ \pm 2,6^\circ$	$90^\circ \pm 3,6^\circ$
2	КСХН	1,47	1,56
3	Коефіцієнт еліптичності	0,46 дБ	0,57 дБ
4	КПР	32,0 дБ	30,0 дБ

Результати порівняння з існуючими характеристиками поляризаторів у таблицях 3 та 4 показують, що отримані характеристики прийнятні для використання у супутникових телекомунікаційних системах.

У **третьому розділі** дисертації запропоновано та розроблено аналітико-числовий метод наближеного конструктивного синтезу хвильовідних поляризаторів, який, на відміну від існуючих, включає такі етапи:

- Створення математичної моделі поляризатора у вигляді загальної однохвильової матриці розсіювання, елементи якої залежать від провідностей діафрагм та відстаней між ними.
- Визначення електричних характеристик (ДФЗ, КСХН, КПР) поляризатора як функцій отриманих елементів загальної матриці розсіювання.
- Здійснення параметричної оптимізації, виходячи із сформульованої системи рівнянь четвертого порядку, яка містить умови синтезу і чисельним розв'язок якої є геометричні розміри синтезованого поляризатора.

Конструкція поляризатора (рис. 3а) складається із квадратного хвилеводу зі стороною a , всередині якого розміщені три тонкі діафрагми на відстані l одна від одної. Середня діафрагма має висоту h_2 , а дві крайні – однакові висоти h_1 , причому $h_1 < h_2$.

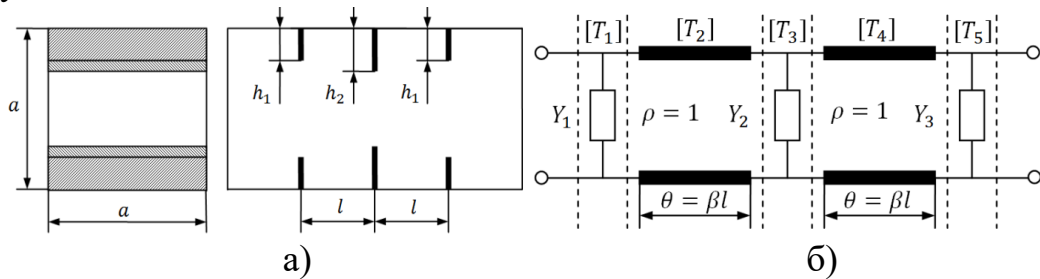


Рис. 3. Конструкція та схема заміщення синтезованого поляризатора

Цю конструкцію поляризатора можна представити еквівалентною схемою заміщення (рис. 3б). В цій схемі діафрагми моделюємо провідностями Y_1, Y_2, Y_3 , що увімкнені паралельно, причому $Y_1 = Y_3$.

У результаті отримано загальні вирази для коефіцієнта відбитті та коефіцієнта передачі, виражені через провідності діафрагм

$$\dot{S}_{\Sigma 11} = \frac{8Y_2 e^{2j\theta} + Y_1^2 Y_2 - 2Y_1^2 + Y_1^2 Y_2 e^{4j\theta} + 2Y_1^2 e^{4j\theta} + 8Y_1 e^{2j\theta} \cos(2\theta) - 2Y_1^2 Y_2 e^{2j\theta} + 4jY_1 Y_2 e^{2j\theta} \cdot \sin(2\theta)}{(2e^{2j\theta} + 2jY_1 e^{j\theta} \cdot \sin(\theta)) \cdot (4e^{2j\theta} + 2Y_2 e^{2j\theta} + 4Y_1 e^{j\theta} \cdot \cos(\theta) + 2jY_1 Y_2 e^{j\theta} \cdot \sin(\theta))}; \quad (8)$$

$$\dot{S}_{\Sigma 21} = \frac{8e^{2j\theta}}{(Y_1 e^{2j\theta} + 2Y_1 e^{2j\theta} - Y_1) \cdot (2Y_1 + 4e^{2j\theta} + 2Y_1 e^{2j\theta} + 2Y_2 e^{2j\theta} - Y_1 Y_2 + Y_1 Y_2 2Y_1 e^{2j\theta})}. \quad (9)$$

де $Y_1 = \pm jB_1$ та $Y_2 = \pm jB_2$.

Для Y використали формули провідностей нескінченно тонкої симетричної діафрагми у прямокутному хвилеводі з урахуванням вищих типів хвиль.

Ідея запропонованого конструктивного синтезу поляризаторів з максимально плоскою ФЧХ полягає в тому, щоб на центральній частоті робочого діапазону частот забезпечити значення ДФЗ $90^\circ - \Delta\phi_0$ для хвиль з ортогональними лінійними поляризаціями, відсутність відбиття та максимально плоску ФЧХ в робочій смузі частот. Остання умова передбачає наявність екстремуму (мінімуму) ДФЗ на центральній частоті, а перша умова означає, що в точці мінімуму значення ДФЗ відхиляється від 90° на припустиме значення

$\Delta\varphi_0$ (на практиці потрібно $\Delta\varphi_0 \leq 4^\circ$). Така ФЧХ особливо важлива для поляризаторів, які мають працювати у двох рознесених піддіапазонах частот, на центральних частотах яких забезпечується ДФЗ 90° . Математично такі умови представимо системою

$$\begin{cases} \varphi(a, d_1, d_2, l, f) = 90^\circ - \Delta\varphi_0; \\ \frac{d\varphi(a, d_1, d_2, l, f)}{df} = 0; \\ |\dot{S}_{\Sigma_{11C}}(a, d_1, d_2, l, f)| = 0; \\ |\dot{S}_{\Sigma_{11L}}(a, d_1, d_2, l, f)| = 0. \end{cases} \quad (10)$$

Розв'язання цієї системи рівнянь дає отримати оптимальні геометричні розміри синтезованого поляризатора.

На рис. 4 наведена наближена залежність ДФЗ від частоти, яка має бути отримана в результаті розв'язання системи рівнянь (11).

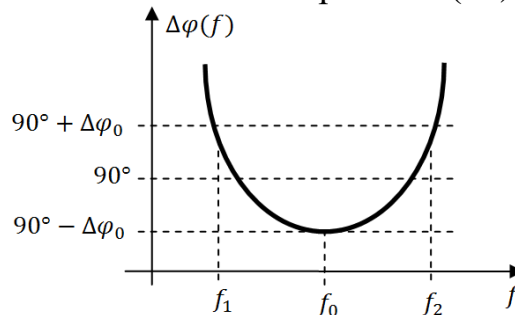


Рис. 4. Наближена залежність ДФЗ від частоти

Метод використано для конструктивного синтезу поляризаторів для робочих діапазонів частот 7,25–8,6 ГГц, 7.75–8.5 ГГц та 8.0–8.5 ГГц. Показано, що запропонований метод забезпечує на центральних частотах робочих діапазонів частот синтезованих поляризаторів значення диференціального фазового зсуву $90^\circ - \Delta\varphi_0$ ($\Delta\varphi_0 \leq 4^\circ$) для хвиль з ортогональними лінійними поляризаціями, а в робочих смугах частот забезпечує максимально плоску залежність ФЧХ та значення КСХН менше 1.5, 1.3 та 1.2 відповідно. Достовірність отриманих результатів запропонованим методом підтверджена розрахунками електричних характеристик синтезованих поляризаторів методом скінчених елементів у частотній області у програмному середовищі CST Microwave Studio. Встановлено, що результати розрахунків обома методами добре корелюються. Точність методу залежить в основному від точності використаних формул для визначення провідностей діафрагм.

Запропонований метод можна рекомендувати для конструктивного синтезу компактних поляризаторів побутового призначення, до яких не пред'являються жорсткі вимоги до КПР та КСХН. Також метод можна рекомендувати для швидкого визначення початкових значень геометричних розмірів таких поляризаторів на основі трьох діафрагм у квадратному хвилеводі, які надалі використовуються у процесі параметричної оптимізації на електродинамічному рівні, що дозволяє на порядки зменшити час високоточного конструктивного синтезу прецизійних поляризаторів з максимально плоскою ФЧХ.

Четвертий розділ містить результати запропонованого та розробленого аналітичного методу наближеного конструктивного синтезу хвилевідних поляризаторів, який, на відміну від існуючих, включає такі етапи:

- Створення математичної моделі поляризатора у вигляді загальної хвильової матриці розсіювання через S-параметри (окремо через реактивні провідності) одиничних елементів та електричних відстаней між елементами.
- Визначення електричних характеристик (ДФЗ, S_{11} , S_{21} , КСХН) поляризатора від відношення $\lambda_0/\lambda_{кр}$.
- Здійснення аналітичного синтезу – отримання аналітичних виразів для потрібних параметрів реактивностей та відстаней між ними із умови відсутності відбиттів та отримання заданого вносимого (диференціального) фазового зсуву.
- Визначення залежності провідності реактивних елементів $b(\Delta\varphi)$ та електричної відстані між елементами $\theta(\Delta\varphi)$ від потрібного вносимого фазового зсуву $\Delta\varphi$.
- Здійснення конструктивного синтезу з умов рівності необхідних та реальних провідностей штирів і діафрагм у квадратному хвилеводі та їх похідних на центральній частоті робочого діапазону частот. Числовим розв'язком такої системи є геометричні розміри поляризаційного пристрою із діафрагмами або штирями, що забезпечують максимально плоску частотну характеристику ДФЗ.

Еквівалентна схема поляризатора (рис. 5) містить два реактивні елементи, які ввімкнені паралельно на електричній відстані θ один від одного у квадратному хвилеводі.

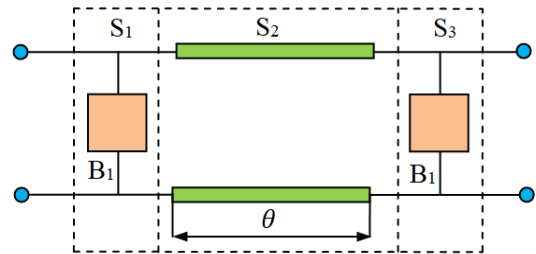


Рис. 5. Еквівалентна схема поляризатора з 2 елементами

Визначено комплексний коефіцієнт передачі поляризатора такого поляризатора (рис.5) через елементи матриці розсіювання окремого реактивного елемента та електричної відстані між елементами

$$\dot{S}_{21\Sigma} = \frac{\dot{S}_{21}^2 e^{-j\theta}}{1 - \dot{S}_{11}^2 e^{-j2\theta}} = \frac{|\dot{S}_{21}|^2 e^{-j(\theta - 2\varphi_{S21})}}{1 - |\dot{S}_{11}|^2 e^{-j(2\theta - 2\varphi_{S11})}}, \quad (11)$$

Одержано формули модуля та аргументу комплексного коефіцієнта передачі поляризатора (рис. 5)

$$|\dot{S}_{21\Sigma}| = \frac{|\dot{S}_{21}|^2}{\sqrt{1 - |\dot{S}_{11}|^2 \cos(2\theta - 2\varphi_{S11}) + |\dot{S}_{11}|^4}}; \quad (12)$$

$$\varphi_{S_{21\Sigma}} = 2\varphi_{S_{21}} - \theta - \arctg \left(\frac{|\dot{S}_{11}|^2 \sin(2\theta - 2\varphi_{S_{11}})}{1 - |\dot{S}_{11}|^2 \cos(2\theta - 2\varphi_{S_{11}})} \right). \quad (13)$$

Виразимо θ через $\lambda_0/\lambda_{кр}$ і $l/\lambda_{кр}$

$$\theta = \beta \cdot l = \frac{2\pi}{\lambda_{ХВ}} \cdot l = \frac{2\pi l}{\lambda_0} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}}\right)^2} = \frac{2\pi l / \lambda_{кр}}{\lambda_0 / \lambda_{кр}} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}}\right)^2}, \quad (14)$$

де $\lambda_{ХВ}$ – довжина хвилі у хвилеводі; l – довжина відрізка хвилевода між реактивними елементами; λ_0 – довжина хвилі у вільному просторі; $\lambda_{кр}$ – критична довжина хвилі у хвилеводі.

При виконанні умови $|\dot{S}_{21\Sigma}| = 1$ вся енергія електромагнітної хвилі надходить на вихід поляризатора. Ця умова виконується тоді і лише тоді, коли

$$2\theta - 2\varphi_{S_{11}} = 2\pi n, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (15)$$

Тобто, коли електрична відстань між реактивними елементами дорівнює фазі коефіцієнта відбиття окремого елемента. З фізичної точки зору це означає, що всі парціальні хвилі, що виникають у процесі багатократних відбиттів між двома неоднорідностями і проходять на вихід поляризатора отримують додатковий фазовий зсув $2\pi n$ по відношенню до хвилі, що пройшла на вихід першою.

Тоді, враховуючи, що $\varphi_{ХВ} = \theta$, отримано вносимий фазовий зсув

$$\Delta\varphi = -2\varphi_{S_{21}} + \arctg \left(\frac{|\dot{S}_{11}|^2 \sin(2\theta - 2\varphi_{S_{11}})}{1 - |\dot{S}_{11}|^2 \cos(2\theta - 2\varphi_{S_{11}})} \right), \quad (16)$$

Отримано формули нормованих провідностей у хвилеводі

$$b_C(\Delta\varphi) = 2\operatorname{tg}\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right), \quad b_L(\Delta\varphi) = 2\operatorname{ctg}\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right), \quad (17)$$

На рис. 6 наведені залежності необхідних провідностей фазозсувних елементів $b_C(\Delta\varphi)$ та $b_L(\Delta\varphi)$ від потрібного вносимого фазового зсуву за умови відсутності відбиттів.

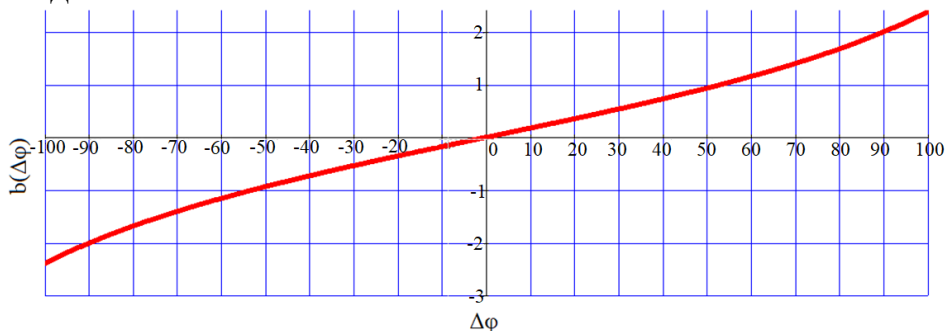


Рис. 6. Залежність необхідних значень провідності фазозсувних елементів $b_C(\Delta\varphi)$ та $b_L(\Delta\varphi)$ від потрібного вносимого фазового зсуву $\Delta\varphi$

На рис. 6 видно, що для забезпечення потрібного вносимого фазового зсуву $\pm 90^\circ$ необхідні значення нормованих провідностей ємнісних і індуктивних елементів, дорівнюють $+2$ і -2 відповідно.

Встановлено залежність електричної відстані між фазозсувними елементами та заданим (потрібним) фазовим зсувом

$$\theta = \frac{\pi}{2} \cdot (2n+1) - \frac{\Delta\varphi}{2}, \quad n = 0,1,2,\dots \quad (18)$$

Графічні залежності електричної відстані між елементами у випадку ємнісних та індуктивних провідностей $\theta(\Delta\varphi)$ від потрібного вносимого фазового зсуву наведені на рис. 7.

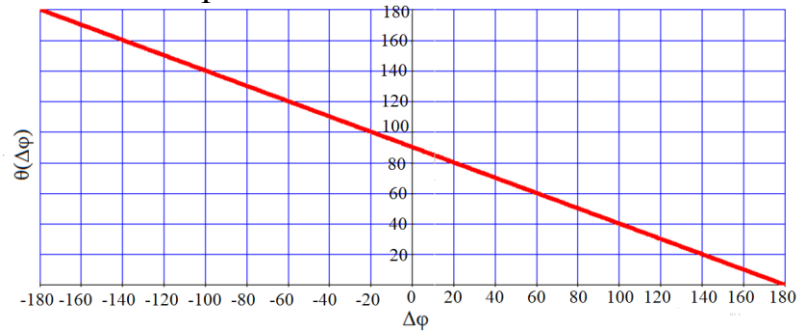


Рис. 7. Залежність електричної відстані між фазозсувними елементами $\theta(\Delta\varphi)$ від вносимого фазового зсуву $\Delta\varphi$

Зведемо результати синтезу поляризатора на основі ємнісних ($\Delta\varphi=90^\circ\pm 5^\circ$) а індуктивних ($\Delta\varphi=-90^\circ\pm 5^\circ$) елементів у таблицю 5.

Таблиця 5. Результати синтезу поляризатора

$\Delta\varphi$	b_C	$ S_{21\Sigma C} $	θ_C	b_L	$ S_{21\Sigma L} $	θ_L
$\pm 90^\circ \pm 5^\circ$	1.9÷2.1	0.995	45°	-1.9÷-2.1	0.995	135°

Із таблиці 5 видно що при фіксованій електричній відстані між фазозсувними елементами відхилення провідностей фазозсувних елементів від потрібних на $\pm 5\%$ призводить до відхилення вносимого фазового зсуву поляризатора від потрібного (90°) на $\pm 5^\circ$. При цьому втрати енергії на відбиття становлять менше 1% ($|S_{21\Sigma}| \geq 0.995$).

Частотні залежності ємнісної провідності реального штиря та потрібної провідності (показана червоним кольором), яка забезпечує вносимий фазовий зсув на виході поляризатора 90° , наведено на рис. 8. Один із цих графіків (синій у вигляді крапок) реальної провідності штиря є дотичним до потрібної провідності в точці $b=2$ та забезпечує мінімальне відхилення ДФЗ від 90° .

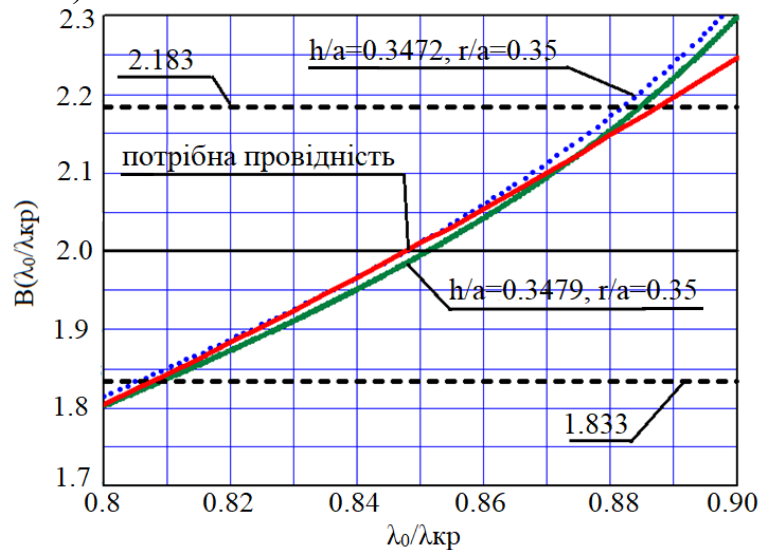


Рис. 8. Залежність потрібної та реальної провідностей $V(\lambda_0/\lambda_{кр})$ штиря від $\lambda_0/\lambda_{кр}$ для різних параметрів h/a та r/a

Інший із цих графіків (зелений у вигляді суцільної лінії) реальної провідності штиря перетинає потрібну провідність ближче до ліній $b=2.183$ та $b=1.833$, що забезпечує теж мінімальне відхилення потрібного ДФЗ від 90° .

Задачею конструктивного синтезу є отримання поляризатора з максимально плоскою ФЧХ. Це досягається виконанням двох наступних умов:

$$\begin{cases} B_{\text{ПОТ}}(\lambda_0 / \lambda_{\text{КР}}) = B_{\text{ШТ}}(\lambda_0 / \lambda_{\text{КР}}); \\ \frac{dB_{\text{ПОТ}}(\lambda_0 / \lambda_{\text{КР}})}{d(\lambda_0 / \lambda_{\text{КР}})} = \frac{dB_{\text{ШТ}}(\lambda_0 / \lambda_{\text{КР}})}{d(\lambda_0 / \lambda_{\text{КР}})}. \end{cases} \quad (19)$$

Чисельний розв'язок цієї системи рівнянь дає такі значення

$$\frac{l}{\lambda_{\text{КР}}} = \frac{l}{2a} = 0.2; \quad \frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{КР}}} = \frac{\lambda_0}{2a} = 0.846.$$

На рис. 9 представлено залежності вносимого фазового зсуву та модуля коефіцієнта передачі, які відповідають провідностям рис. 8.

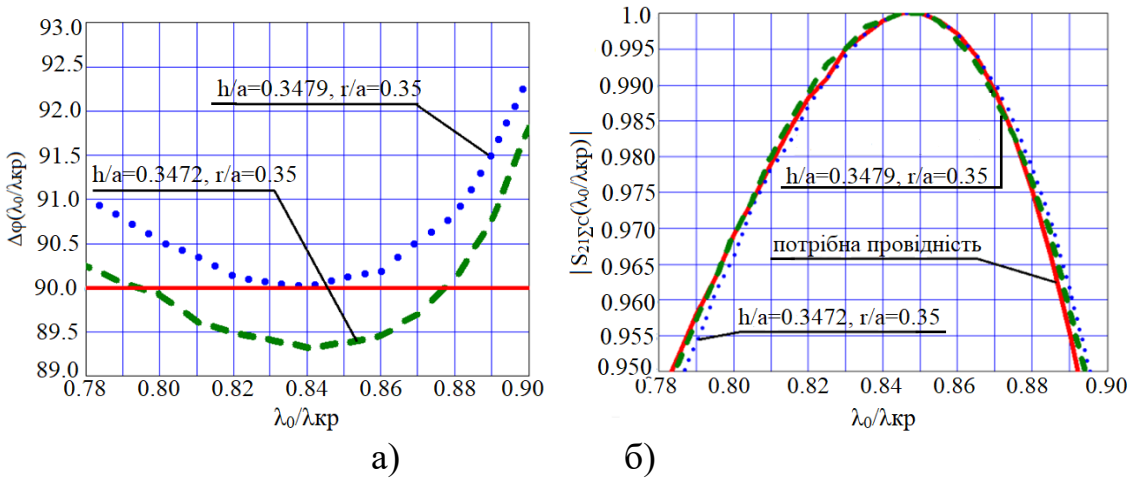


Рис. 9. Залежності вносимого фазового зсуву (а) та модуля коефіцієнта передачі (б) від відношення $\lambda_0/\lambda_{кр}$ для різних параметрів h/a та r/a

Отже рис. 9 демонструє можливість вирішення задачі конструктивного синтезу поляризатора із максимально плоскою формою ФЧХ. На рис. 9 видно, що на основі двох ємнісних фазозсувних штирях, які вводяться у квадратний хвилевід, можна побудувати поляризатор з максимально плоскою ФЧХ для робочої смуги частот до 4% при втратах енергії на відбиття менше 1% ($КСХН \leq 1.22$) і відхиленнях ДФЗ від 90° на $\pm 0.7^\circ$. Робоча смуга частот може бути розширена до 13%, але при цьому втрати енергії на відбиття збільшаться до 10% ($КСХН \leq 1.91$) і відхилення ДФЗ збільшиться до 1.9° .

За допомогою методу багатократних відбиттів отримано формулу для повної комплексної амплітуди хвилі, що пройшла на вихід через усі три неоднорідності (рис. 10)

$$\dot{E}_{\text{ПР}} = \frac{|\dot{E}_0| e^{i\psi_0}}{(1 - |\dot{X}| e^{i\psi_x})^2 - |\dot{Y}| e^{i\psi_y}}, \quad (20)$$

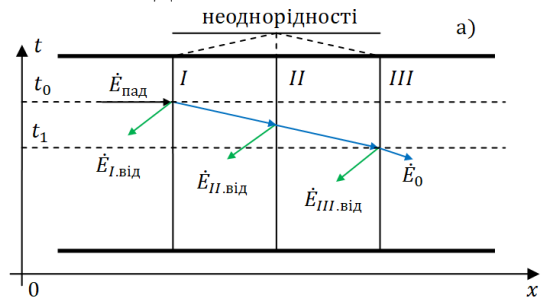


Рис. 10. Поширення ЕМХ через три неоднорідності

де \dot{E}_0 – це основна хвиля, що пройшла на вихід через усі три неоднорідності, $\dot{X} = |\dot{X}|e^{i\psi_x}$ – це парціальні хвилі, що утворені відбиттям від двох сусідніх неоднорідностей, $\dot{Y} = |\dot{Y}|e^{i\psi_y}$ – це парціальні хвилі, що утворені відбиттям від двох крайніх неоднорідностей.

Аргументи парціальних хвиль

$$\psi_x = \varphi_{I.S11} + \varphi_{II.S11} - 2\theta, \quad \psi_y = 2 \cdot (\varphi_{I.S11} + \varphi_{II.S21} - 2\theta). \quad (21)$$

Загальний комплексний коефіцієнт передачі

$$\dot{S}_{21\Sigma} = \frac{\dot{E}_{PP}}{\dot{E}_{ПАД}} = \frac{\dot{S}_{I.21}^2 \dot{S}_{II.21} e^{-j2\theta}}{(1 - \dot{S}_{I.11} \cdot \dot{S}_{II.11} e^{-j2\theta})^2 - (\dot{S}_{I.11} \cdot \dot{S}_{II.21} e^{-j2\theta})^2}, \quad (22)$$

де $\dot{S}_{I.21} = |\dot{S}_{I.21}|e^{j\varphi_{I.S21}}$, $\dot{S}_{II.21} = |\dot{S}_{II.21}|e^{j\varphi_{II.S21}}$, $\dot{S}_{I.11} = |\dot{S}_{I.11}|e^{j\varphi_{I.S11}}$, $\dot{S}_{II.11} = |\dot{S}_{II.11}|e^{j\varphi_{II.S11}}$.

Із формули (23) визначимо аргумент загального коефіцієнта передачі

$$\varphi_{21\Sigma} = 2\varphi_{I.S21} + \varphi_{II.S21} - 2\theta - \operatorname{arctg} \left(\frac{|\dot{S}_{I.11}|^2 \sin(2\psi_x) - 2|\dot{S}_{I.11}||\dot{S}_{II.11}|\sin(\psi_x)}{1 - 2|\dot{S}_{I.11}||\dot{S}_{II.11}|\cos(\psi_x) + |\dot{S}_{I.11}|^2 \cos(2\psi_x)} \right). \quad (23)$$

З формули (20) випливає, що знаменник характеризує енергію усіх парціальних хвиль, що пройшли на вихід. Для того, щоб усі парціальні хвилі склалися у фазі з основною хвилею, що пройшла першою на вихід через усі три неоднорідності (чисельник формули (20)), необхідно виконати умову: аргумент знаменника загального комплексного коефіцієнта передачі (22) має відрізнятись від аргументу чисельника загального комплексного коефіцієнта передачі на $2\pi, n=0,1,2,3$. А це можливо тоді і тільки тоді, коли $\psi_x = 2\pi, n=0,1,2,3\dots$ При цьому $\psi_y = (2n-1)\pi$ і другий доданок знаменника (20) стає із знаком плюс.

На рис. 11 наведена еквівалентна схема поляризатора, три елементи якого ввімкнені паралельно на електричній відстані θ один від одного.

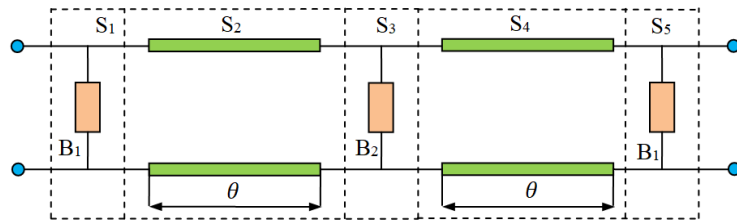


Рис. 11. Еквівалентна схема поляризатора з трьома елементами

Отримано формулу, що виражає умову відсутності відбиттів ЕМХ при її проходженні через три недисипативні неоднорідності у хвилеводі

$$\psi_x = \varphi_{I.S11} + \varphi_{II.S11} - 2\theta = 2\pi. \quad (24)$$

Ця формула показує, що парціальні хвилі, утворені відбиттям від двох сусідніх неоднорідностей і подвійним проходженням відстані між ними, мусять мати набіг фази, кратним 2π .

При цій умові модуль комплексного коефіцієнта передачі набуває вигляду

$$|\dot{S}_{21\Sigma}| = \frac{|\dot{S}_{I.21}| \cdot |\dot{S}_{II.21}|}{(1 - |\dot{S}_{I.11}| \cdot |\dot{S}_{II.11}|)^2 + (|\dot{S}_{I.11}| \cdot |\dot{S}_{I.21}|)^2}. \quad (25)$$

Звідси визначимо зв'язок між параметрами неоднорідностей

$$|\dot{S}_{I,11}| = \frac{|\dot{S}_{II,11}|}{1 + |\dot{S}_{II,21}|}; \quad |\dot{S}_{II,11}| = \frac{2|\dot{S}_{I,11}|}{1 + |\dot{S}_{I,11}|}; \quad |\dot{S}_{II,21}| = \frac{2|\dot{S}_{I,21}|^2}{2 - |\dot{S}_{I,21}|}; \quad |\dot{S}_{I,21}| = \sqrt{\frac{2|\dot{S}_{II,21}|}{1 + |\dot{S}_{II,21}|}}. \quad (26)$$

В результаті звідси отримано зв'язок між провідностями

$$b_{II} = 2b_I \sqrt{1 + \frac{b_I^2}{4}}; \quad b_I = \sqrt{-2 + \sqrt{4 + b_{II}^2}}. \quad (27)$$

Отримано формули модуля коефіцієнта передачі та вносимого фазового зсуву у випадку відсутності відбиттів через провідності

$$|\dot{S}_{21\Sigma}(b_I, b_{II})| = \frac{8 \cdot \sqrt{4 + b_{II}^2}}{\left(\sqrt{(4 + b_I^2) \cdot (4 + b_{II}^2)} - b_I b_{II}\right)^2 + 4b_I^2}. \quad (28)$$

$$\Delta\varphi(b_I, b_{II}) = -2\varphi_{I,S21} - \varphi_{II,S21} = 2\arctg\left(\frac{b_I}{2}\right) + \arctg\left(\frac{b_{II}}{2}\right). \quad (29)$$

На рис. 12 представлені залежності нормованих провідностей $b_I(\Delta\varphi)$ та $b_{II}(\Delta\varphi)$, що забезпечують необхідний вносимий фазовий зсув.

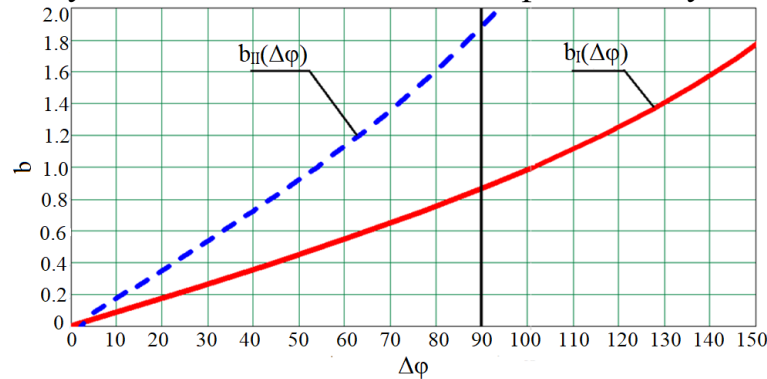


Рис. 12. Залежність нормованих провідностей b_I та b_{II} від вносимого фазового зсуву $\Delta\varphi$

На рис. 12 видно, що для забезпечення вносимого фазового зсуву 90° необхідні такі значення провідностей: $b_I=0.864$ та $b_{II}=1.883$.

Точна формула для електричної довжини між неоднорідностями, при якій для заданого вносимого фазового зсуву відсутнє відбиття енергії, така

$$\theta = \frac{\pi}{2} - \frac{3}{8}\Delta\varphi_0 + \frac{1}{4}\arctg\left(\frac{b_I}{2}\right) - \frac{1}{8}\arctg\left(\frac{b_{II}}{2}\right). \quad (30)$$

На рис. 13 представлені залежність електричної довжини лінії $\theta(\Delta\varphi)$ від необхідного вносимого фазового зсуву у випадку відсутності відбиттів.

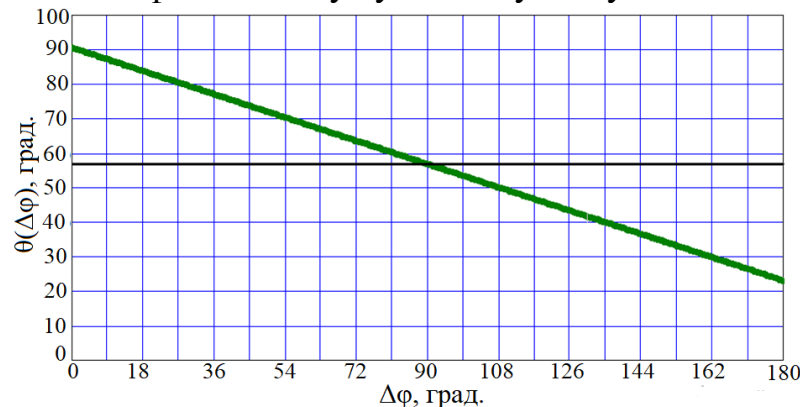


Рис. 13. Залежність електричної довжини θ від вносимого фазового зсуву $\Delta\varphi$

На рис. 13 видно, що для забезпечення вносимого фазового зсуву $\Delta\phi_0=90^\circ$ необхідно, щоб $\theta=56.7^\circ$. При малих значеннях $\Delta\phi$ електрична відстань θ наближається до 90° , тобто ця відстань наближається до $\lambda_{\text{хв}}/4$.

На рис. 14 представлені обчислені залежності потрібної ємнісної провідності та провідності реального штиря від відношення $\lambda_0/\lambda_{\text{кр}}$ для $l/\lambda_{\text{кр}}=0.3$ в околі $\lambda_0/\lambda_{\text{кр}}=0.88$ ($\Delta\phi=90^\circ$).

Задачу конструктивного синтезу поляризатора сформулюємо у вигляді системи рівнянь (19). Розв'язок такої системи рівнянь дає такі значення

$$\frac{l}{\lambda_{\text{кр}}} = \frac{l}{2a} = 0.3; \quad \frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{кр}}} = \frac{\lambda_0}{2a} = 0.887.$$

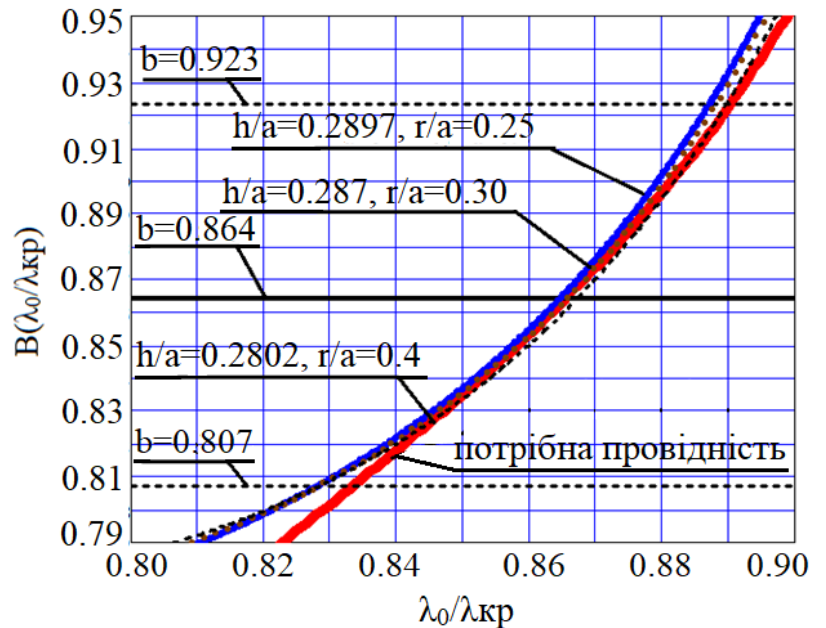


Рис. 14. Залежність потрібної та реальної $B(\lambda_0/\lambda_{\text{кр}})$ провідностей штиря від $\lambda_0/\lambda_{\text{кр}}$ для різних параметрів h/a та r/a

На рис. 15 наведено частотні залежності вносимого фазового зсуву та модуля коефіцієнта передачі $|S_{21C\Sigma}(\lambda_0/\lambda_{\text{кр}})|$ для провідностей, що були визначені вище на рис. 14.

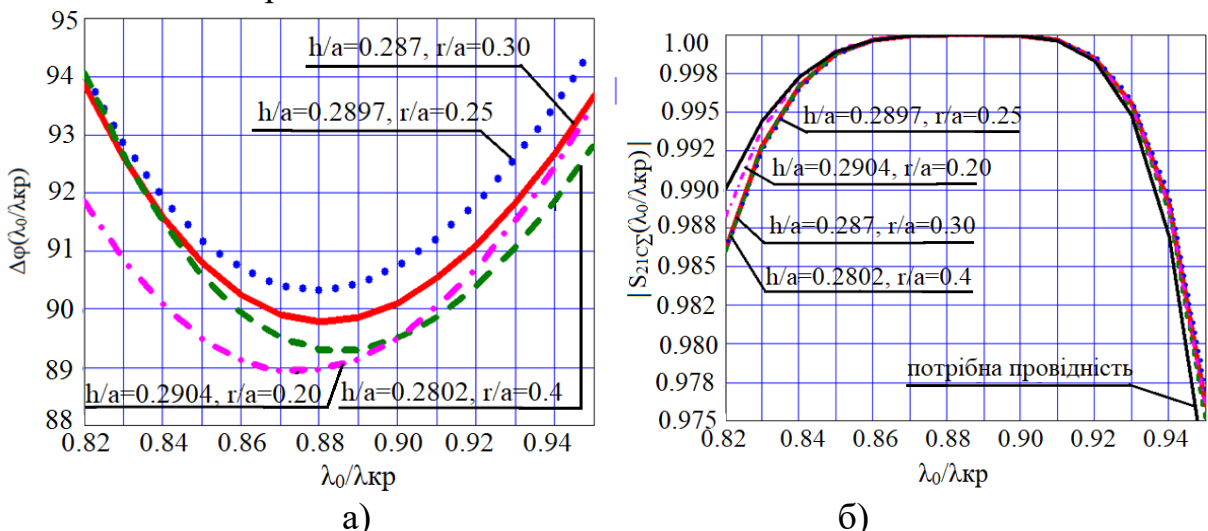


Рис. 15. Залежності вносимого фазового зсуву $\Delta\phi(\lambda_0/\lambda_{\text{кр}})$ (а) та модуля коефіцієнта передачі $|S_{21C\Sigma}(\lambda_0/\lambda_{\text{кр}})|$ (б) для різних параметрів h/a та r/a

На рис. 15 видно, що у цьому випадку вдалося сумістити точку відсутності відбиттів (відповідає значенню коефіцієнта передачі $|S_{21\Sigma}|=1$) та мінімальне відхилення вносимого фазового зсуву від 90° . Також видно, що можна

синтезувати поляризатор з максимально плоскою ФЧХ. Крім того, видно, що $\Delta\Phi 90^\circ \pm 1.0^\circ$ ($h/a=0.2904$, $r/a=0.20$) забезпечується у робочій смузі частот 10%.

Виконано конструктивний синтез поляризатора на основі трьох штирів у хвилеводі за розробленим вище аналітичним методом. Геометричні розміри такого синтезованого поляризатора з максимально плоскою ФЧХ для діапазону частот 8,8-9,6 ГГц наведено в таблиці 6.

Таблиця 6. Розміри оптимізованого поляризатора

Діаметр круглого хвилевода	Відстань між штирями	Висота крайніх штирів	Висота середніх штирів	Діаметр одного штиря
21.5 мм	9,5 мм	4,33 мм	5,26 мм	1,0 мм

За отриманими розмірами сконструйовано та виготовлено експериментальний зразок поляризатора (рис. 16).

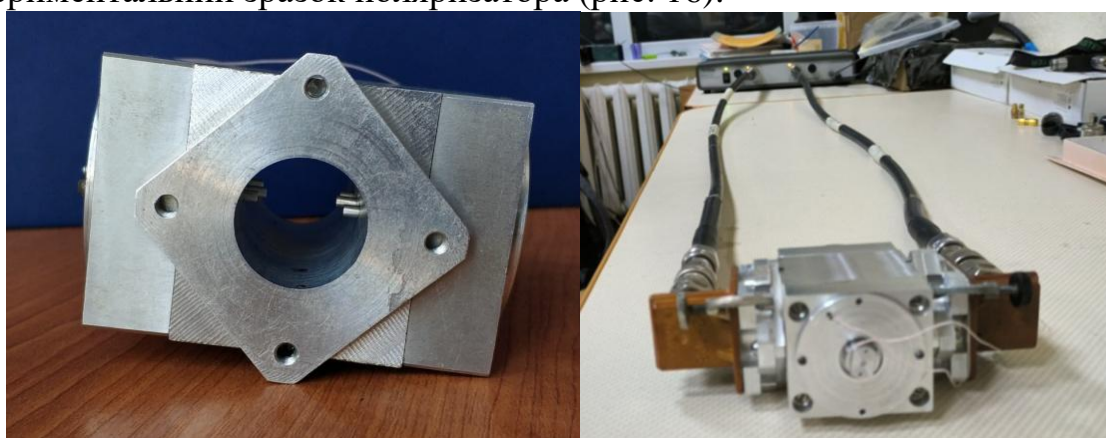


Рис. 16. Поляризатор на основі трьох штирів у круглому хвилеводі.

На рис. 17 представлено залежності ДФЗ $\Delta\phi(f)$ та модуля $|S_{21\Sigma}(f)|$ синтезованого поляризатора, отримані запропонованим аналітичним методом, високоточним електродинамічним методом (метод скінчених елементів), та експериментально за допомогою векторного аналізатора кіл Anritsu MA46122A, а у таблиці 7 представлено порівняння їх характеристик.

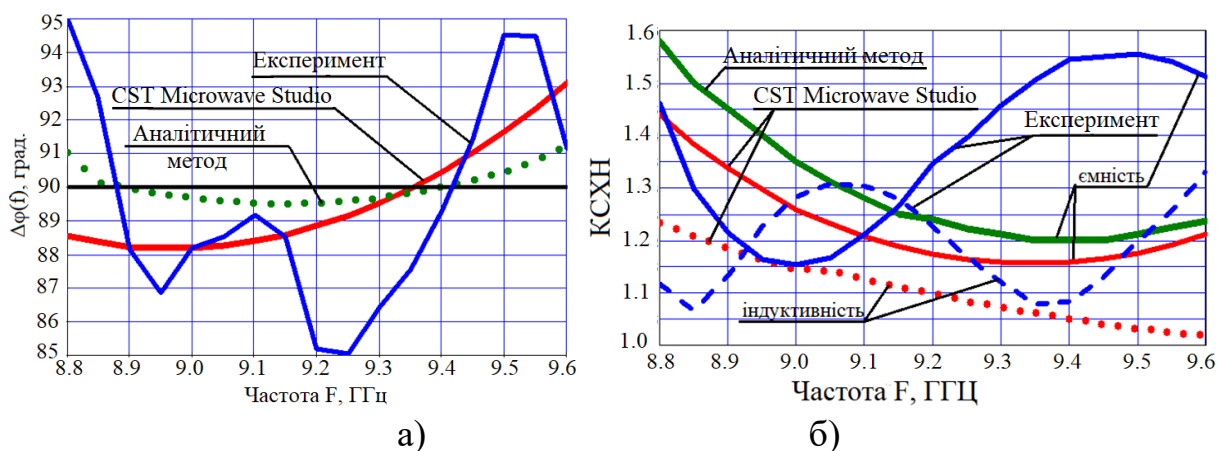


Рис. 17. Частотні залежності $\Delta\phi(f)$ та $|S_{21\Sigma}(f)|$ поляризатора із трьома штирями.

Таблиця 7. Порівняння електричних характеристик поляризатора для діапазону частот 8,8-9,6 ГГц.

Метод	$\Delta\varphi$, град	КСХН _{max}
Аналітичний метод	$90^\circ \pm 1,3^\circ$	1,57
Метод скінчених елементів	$90^\circ \pm 3,0^\circ$	1,45
Експеримент	$90^\circ \pm 5,0^\circ$	1,55

Із таблиці 7 випливає, що результати, отримані за допомогою розробленого методу аналітичного конструктивного синтезу задовільно узгоджуються із результатами, отриманими методом скінчених елементів та експериментально.

ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ВИСНОВКИ

У дисертації вирішено актуальну науково-технічну задачу конструктивного синтезу компактних пристроїв перетворення поляризації на основі діафрагм та штирів у квадратному хвилеводі.

На основі проведених досліджень отримано такі результати:

1. Розроблено математичні моделі компактних поляризаторів на основі діафрагм та штирів у квадратному хвилеводі за допомогою методу хвильових матриць та методу багатократних відбиттів в однохвильовому наближенні. Запропоновані моделі дозволяють враховувати геометричні розміри пристроїв при визначенні їх електричних характеристик.

2. Удосконалено параметричний метод наближеного конструктивного синтезу поляризаційних пристроїв на основі діафрагм та штирів у квадратному хвилеводі за рахунок врахування у математичних моделях параметрів реальних елементів та врахування вищих типів хвиль. Вперше отримані аналітичні вирази загальної матриці передачі $T_{\Sigma 21}$ та $T_{\Sigma 11}$ для поляризатора на основі чотирьох діафрагм у квадратному хвилеводі. Запропоновані вдосконалення дозволяють синтезувати поляризаційні пристрої з геометричними розмірами, які забезпечують найкращі його електричні характеристики. Встановлено, як впливають зміни геометричних розмірів на електричні характеристики синтезованого поляризатора. На основі створеної моделі здійснено параметричний конструктивний синтез компактних поляризаторів на трьох діафрагмах для діапазона робочих частот 7.25-7.75 ГГц та на чотирьох діафрагмах для С-діапазону 3.4-4.2 ГГц, на основі діафрагм та штирів у квадратному хвилеводі для робочого Ku-діапазону частот 11,7–12,5 ГГц. Останній має такі характеристиками: ДФЗ становить $90^\circ \pm 2,5^\circ$, $КСХН \leq 1,27$, а $КПР \geq 33.5$ дБ.

3. Вперше розроблено аналітико-числовий метод наближеного конструктивного синтезу компактних поляризаторів на основі трьох діафрагм у квадратному хвилеводі з максимально плоскою ФЧХ. У межах робочого діапазону частот 7,25–8,6 ГГц були визначені електричні характеристики поляризатора та здійсненна його верифікація. Метод забезпечує одночасно максимально плоску частотну залежність ДФЗ з мінімальним відхиленням від

90° та відсутність відбиття в робочій смузі частот. Запропонований метод може бути рекомендований для конструктивного синтезу та швидкого визначення початкових значень геометричних розмірів оптимальних хвилеводних поляризаторів на основі трьох діафрагм у квадратному хвилеводі, що надалі можуть використовуватися при оптимізації високоточними електродинамічними методами.

4. Вперше розроблено аналітичний метод наближеного конструктивного синтезу компактних поляризаторів на основі двох та трьох реактивних елементів у квадратному хвилеводі з максимально плоскою частотною залежністю ДФЗ. На основі розв'язку задачі поширення ЕМХ у хвилеводі з трьома недисипативними неоднорідностями методом багатократних відбиттів в однохвильовому наближенні встановлено, що для того, щоб електромагнітна хвиля, що поступає на вхід поляризатора, проходила через усі три неоднорідності, «не помічаючи» їх, тобто без відбиття, необхідно щоб уся нескінченна кількість парціальних хвиль, які утворені відбиттям від неоднорідностей, мала додатковий набіг фази, кратний 2π . Тільки у цьому випадку усі парціальні хвилі на виході складуться у фазі з основною хвилею, що пройшла на вихід першою через усі три неоднорідності. У цьому випадку фазовий зсув, вносимий неоднорідностями, точно дорівнює сумі фазових зсувів, що вносяться окремо кожною неоднорідністю.

За допомогою аналітичного синтезу визначено залежність параметрів неоднорідностей (елементів матриць розсіювання, значень провідностей та електричних відстаней між ними) від заданого вносимого фазового зсуву при відсутності відбиття електромагнітної енергії.

Конструктивний синтез здійснений з умов рівності необхідних та реальних провідностей штирів і діафрагм у квадратному хвилеводі та їх похідних на центральній частоті робочого діапазону частот. В результаті визначено реальні геометричні розміри поляризаторів на основі двох та трьох штирів у квадратному хвилеводі, які забезпечують максимально плоскі фазочастотні характеристики.

Запропонований метод був успішно перевірений за допомогою точного електродинамічного моделювання та експерименту на прикладі оригінального керованого поляризатора на основі трьох штирів у круглому хвилеводі для діапазону частот 8.8–9.6 ГГц. Цей метод можна рекомендувати для синтезу компактних поляризаторів з максимально плоскою ФЧХ, а також для отримання початкових значень параметрів пристрою при пошуках глобального екстремуму в процесі оптимізації характеристик поляризаторів на електродинамічному рівні з урахуванням вищих типів хвиль та взаємодії між фазозсувними елементами по вищих типах хвиль.

5. Встановлено, що у випадку побудови поляризатора на основі двох або трьох металевих штирів у квадратному хвилеводі можна отримати максимально плоску ФЧХ і сумістити на середній частоті робочого діапазону частот екстремальне значення ДФЗ та відсутність відбиттів. Показано, що можна синтезувати поляризатор на основі двох ємнісних штирів у квадратному

хвилеводі з максимально плоскою ФЧХ у смузі частот до 4% при значенні $KСХН \leq 1.22$ (відбивається менше 1% енергії) та ДФЗ $\Delta\varphi=90^\circ\pm 1^\circ$, а також на основі двох діафрагм у квадратному хвилеводі при смузі частот до 10% із значенням $KСХН \leq 1.22$, що забезпечує ДФЗ $\Delta\varphi=90^\circ\pm 1^\circ$. Показано також, що можна синтезувати поляризатор на основі трьох ємнісних штирів у квадратному хвилеводі з максимально плоскою ФЧХ у смузі частот 10% при значенні $KСХН \leq 1.22$ (відбивається менше 1% енергії) та ДФЗ $\Delta\varphi = 90^\circ \pm 1^\circ$, та робочу смугу частот до 18% при допустимому відбитті до 10% енергії і диференціальному фазовому зсуві $\Delta\varphi = 90^\circ \pm 2^\circ$.

ПУБЛІКАЦІЇ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Наукові статті:

1. A. V. Bulashenko, S. I. Piltyay, I. V. Demchenko, “Wave matrix technique for waveguide iris polarizers simulation. Theory,” *Journal of Nano- and Electronic Physic*, vol. 12, no. 6, pp. 06026-1–06026-6, 2020, doi: 10.21272/jnep.12(6).06026 (входить у базу SCOPUS та фаховий категорії А). *Здобувачем створено математичну модель поляризатора на основі трьох діафрагм у квадратному хвилеводі.*

2. A.V. Bulashenko, S. I. Piltyay, I.V. Demchenko, “Wave matrix technique for waveguide iris polarizers simulation. Numerical results,” *Journal of Nano- and Electronic Physic*, vol. 13, no. 5, pp. 05023-1–05023-6, 2021, doi: 10.21272/jnep.13(5).05023 (входить у базу SCOPUS та фаховий категорії А). *Здобувачем розраховано електричні характеристики поляризатора на основі трьох діафрагмами у квадратному хвилеводі.*

3. A. V. Bulashenko and S. I. Piltyay, “Equivalent microwave circuit technique for waveguide iris polarizers development,” *Visnyk NTUU KPI Seriiia – Radiotekhnika, Radioaparotobuduvannia*, vol. 83, pp. 17–28, December 2020, doi: 10.20535/RADAR.2020.83.17-28. (входить у базу Web of Science та фаховий категорії А). *Здобувачем здійснено розрахунок та аналіз електричних характеристик поляризатора на основі чотирьох діафрагм у квадратному хвилеводі.*

4. A. Bulashenko, S. Piltyay, O. Bulashenko, “Mathematical model of a square waveguide polarizer with diaphragms,” *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 20, no. 4, 2021, pp. 883–895, doi: 10.1590/2179-10742021v20i41368. (входить у базу SCOPUS). *Здобувачем розроблено математичну модель поляризаційного пристрою на основі квадратного хвилеводу із чотирма діафрагмами.*

5. S.I. Piltyay, A.V. Bulashenko, I.V. Demchenko, “Analytical synthesis of waveguide iris polarizers,” *Telecommunications and Radio Engineering*, vol. 79, no. 18, pp. 1579–1597, 2020, doi: 10.1615/TelecomRadEng.v79.i18.10 (входить у базу SCOPUS). *Здобувачем здійснено аналіз впливу геометричних розмірів синтезованого поляризаторів на основі чотирьох діафрагм у квадратному хвилеводі на його електричні характеристики.*

6. A.V. Bulashenko, S.I. Piltyay, I.I. Dikhtyaruk, and O.V. Bulashenko, “Technique of mathematical synthesis of waveguide iris polarizers,” *Journal of Nano- and Electronic Physics*, vol. 13, no. 5, pp. 05024-1–05024-6, 2021, doi: 10.21272/jnep.13(5).05024. (входить у базу SCOPUS та фаховий категорії А). *Здобувачем розроблено алгоритм параметричного синтезу для хвилеводного поляризатора з двома тонкими діафрагмами.*

7. S.I. Piltyay, A.V. Bulashenko, I.O. Fesyuk, O.V. Bulashenko, “Comparative analysis of compact satellite polarizers based on a guide with diaphragms,” *Advanced Electromagnetics*, vol. 10, no. 2, pp. 44–55, 2021, doi: 10.7716/aem.v10i2.1713. (входить у базу SCOPUS та Web of Science). *Здобувачем здійснений аналіз електричних характеристик поляризаторів на основі діафрагм у квадратному хвилеводі.*

8. A.V. Bulashenko, S. I. Piltyay, Ye.I. Kalinichenko, O.V. Bulashenko, “Tunable polarizers for X-band radar and telecommunication systems,” *KPI Science news*, vol. 2, pp. 7–15, 2021, doi: 10.20535/kpissn.2021.2.236953. (фаховий категорії Б). *Здобувачем створена математична модель поляризатора на основі двох діафрагм та штирів у квадратному хвилеводі.*

9. А.В. Булашенко, С.И. Пильтяй, Е.И. Калиниченко, И.В. Забегалов, “Волноводный поляризатор для радиолокационных и спутниковых систем,” *Вісник НТУУ «КПІ» Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування*, вип. 86, С. 5–13, 2021, doi: 10.20535/RADAR.2021.86.5-13. (входить у базу Web of Science та фаховий категорії А). *Здобувачем створена математична модель поляризатора на основі двох штирів та діафрагми у квадратному хвилеводі.*

10. А.В. Булашенко, С.И. Пильтяй, Г.С. Кушнір, О.В. Булашенко, “Компактний хвилеводний поляризатор із трьома протифазними штирями,” *Вісник ВПІ*, Вип. 5, № 3, С. 97 – 104, 2020, doi: 10.31649/1997-9266-2020-152-5-97-104. (фаховий категорії Б). *Здобувачем здійснений розрахунок поляризатора на основі трьох штирів у квадратному хвилеводі*

11. S. I. Piltyay, A. V. Bulashenko, O.Yu. Sushko, I.V. Demchenko, “Analytical modeling and optimization of new Ku-band tunable square waveguide iris-post polarizer,” *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, vol. 34, no. 5, pp. 1–27, 2021, doi: 10.1002/JNM.2890 (входить у базу SCOPUS та Web of Science). *Здобувачем здійснений аналіз електричних характеристик поляризатора та проаналізовано вплив на них конструктивних параметрів поляризатора.*

12. A.V. Bulashenko, S. I. Piltyay, I.V. Demchenko, “Simulation of compact polarizers for satellite telecommunication systems with the account of thickness of irises,” *KPI Science news*, vol. 1, pp. 7–15, 2021, doi: 10.20535/kpissn.2021.1.231202. (фаховий категорії Б). *Здобувачем розроблено математичну модель хвилеводного поляризатора на основі двох діафрагм із урахуванням їх товщини.*

13. S.I. Piltyay, A.V. Bulashenko, Ye.I. Kalinichenko, “Parametric optimization of waveguide polarizer by equivalent network and FEM models,” *Telecommunications and Radio Engineering*, vol. 80, no. 4, pp. 49–74, 2021, doi:

10.1615/TelecomRadEng.2021037160 (входить у базу SCOPUS). Здобувачем здійснено параметричний синтез поляризатора на основі діафрагм та штирів у квадратному хвилеводі та досліджена чутливість його характеристик до зміни геометричних розмірів.

14. S. Piltyay, A. Bulashenko, V. Shuliak, “Development and optimization of microwave guide polarizers using equivalent network method,” *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 36, no. 5, pp. 682–705, 2022, doi: 10.1080/09205071.2021.1980913 (входить у базу SCOPUS та WoS). Здобувачем здійснена оптимізація електричних характеристик розробленого поляризатора.

15. A. Bulashenko, S. Piltyay, I. Dikhtyaruk, and O. Bulashenko, “FDTD and wave matrix simulation of adjustable DBS-band waveguide polarizer,” *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 36, no. 6, 2022, pp. 875–891, doi: 10.1080/09205071.2021.1995897. (входить у бази SCOPUS та WoS). Здобувачем розроблена математична модель поляризатора на основі квадратного хвилеводу DBS-діапазону 11.8-12.5 ГГц.

16. S. Piltyay, A. Bulashenko, Y. Kalinichenko, O. Bulashenko, “Electromagnetic performance of waveguide polarizers with sizes obtained by single-mode technique and by trust region optimization,” *Advanced Electromagnetics*, vol. 11, no. 3, 2022, pp. 34–41, doi: 10.7716/aem.v11i3.1809. (входить у бази SCOPUS та WoS). Здійснено оптимізацію електричних характеристик поляризатора з трьома діафрагмами за допомогою методу довірчого інтервалу.

17. A. Bulashenko, S. Piltyay, A. Polishchuk, O. Bulashenko, H. Kushnir, I. Zabegalov, “Accuracy and agreement of FDTD, FEM and wave matrix methods for the electromagnetic simulation of waveguide polarizers,” *Advanced Electromagnetics*, vol. 11, no. 3, 2022, pp. 1–9, doi: 10.7716/aem.v11i3.1694. (входить у бази SCOPUS та WoS). Здобувачем здійснено симуляцію електричних характеристик поляризатора матричним методом.

18. F.F. Dubrovka, A.V. Bulashenko, A. M. Kuprii, S. I. Piltyay, “Analytical and numerical method of constructive synthesis of optimal polarizers based on three irises in square waveguide,” *Radioelectronics and Communications Systems*, vol. 64, no. 4, pp. 204–215, 2021, doi: 10.3103/S073527272104004X (входить у базу SCOPUS). Здобувачем сформовані умови конструктивного синтезу поляризаторів на основі трьох діафрагм у квадратному хвилеводі у вигляді системи рівнянь та отримані числові її розв’язки.

19. F. F. Dubrovka, A. V. Bulashenko, “Analytical method of constructive synthesis of compact polarizers with maximally flat phase-frequency characteristic based on two reactive elements in square waveguide,” *Radioelectronics and Communications Systems*, vol. 65, no. 12, pp. 621–640, 2022, doi: 10.3103/S0735272722090035 (входить у базу SCOPUS). Здобувачем здійснений аналіз електричних характеристик поляризатора на основі двох діафрагм та двох штирів у квадратному хвилеводі за допомогою методу аналітичного синтезу.

20. Ф.Ф. Дубровка, А.В. Булашенко, “Метод багатократних відбиттів у задачі конструктивного синтезу поляризаторів і фазозсувачів на основі трьох недисипативних неоднорідностей у хвилеводі,” *Вісті вищих учбових закладів. Радіoeлектроніка*, vol. 66, no. 4, pp. 187–204, 2023, doi: 10.20535/S0021347022110036. (фаховий категорії А). *Здобувачем здійснений розрахунок, аналіз та вимірювання характеристик поляризатора на основі трьох штирів у хвилеводі за допомогою методу аналітичного синтезу.*

21. А. В. Булашенко, “Принципи формування променя інтелектуальних антен,” *Вісник Сумського державного університету. Технічні науки*, Вип. 1, с.111-120, 2010. <http://essuir.sumdu.edu.ua/handle/123456789/956>. (фаховий категорії Б). *Здобувачем здійснений аналіз методів формування променя у багатопроменевих антенних решітках.*

22. А.В. Булашенко, “Багатопроменеві антенні решітки на основі лінз Ротмана,” *Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування*, Вип. 42, с. 178-186, 2010, doi: 10.20535/RADAR.2010.42.178-186. (фаховий категорії Б). *Здобувачем здійснений аналіз багатопроменевих антенних решіток на основі лінз Ротмана.*

23. С.І. Пільтяй, А.В. Булашенко, Є.Є. Гергіль, “Числова ефективність методів FEM та FDTD при моделюванні хвилевідних поляризаторів,” *Вісник НТУУ «КПІ» Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування*, вип. 84, С. 11–21, 2021, doi: 10.20535/RADAR.2021.84.11-21. (входить у базу Web of Science та фаховий категорії А). *Здобувачем здійснені числові розрахунки електричних характеристик поляризатора методом FDTD.*

Матеріали конференцій:

24. А.В. Bulashenko, S. I. Piltyay, O. Vykovskiy, O.V. Bulashenko, “Synthesis of waveguide diaphragm polarizers using wave matrix approach,” *IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering*, Lviv, Ukraine, 2021, pp. 111-116, doi: 10.1109/UKRCON53503.2021.9575322. (входить у базу SCOPUS).

25. S. I. Piltyay, A.V. Bulashenko, H.S. Kushnir, O.V. Bulashenko, “New tunable iris-post square waveguide polarizers for satellite information systems,” In *IEEE 2nd International Conference on Advanced Trends in Information Theory*, Kyiv, Ukraine, 2020, pp. 342-348, doi: 10.1109/ATIT50783.2020.9349357 (входить у базу SCOPUS).

26. L. Vesperum, A. Bulashenko, S. Piltyay, V. Potapenko, H. Matkovska, V. Dmytrenko, “FEM, FDTD and wave matrix methods application for modeling of phase shifting devices based on a waveguide with diaphragms,” in *2022 IEEE 2nd Ukrainian Microwave Week*, Ukraine, 2022, doi: 10.1109/UkrMW58013.2022.10037150 (входить у базу SCOPUS).

27. А.В. Bulashenko, S. I. Piltyay, I.V. Demchenko, “Analytical technique for iris polarizers development,” In *IEEE International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology*, Kharkiv, Ukraine, 2020, pp. 593–598, doi: 10.1109/PICST51311.2020.9467981 (входить у базу SCOPUS).

АНОТАЦІЯ

Булашенко А.В. Конструктивний синтез компактних хвилевідних пристроїв перетворення поляризації електромагнітних хвиль. — На правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.13 — Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій. — Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» МОН України, Київ, 2024.

У дисертації вирішено актуальну науково-технічну задачу створення методів наближеного конструктивного синтезу компактних пристроїв перетворення поляризації електромагнітних хвиль на основі діафрагм та штирів у квадратному хвилеводі.

У першому розділі зроблено огляд методів розробки пристроїв перетворення поляризації. У другому розділі дисертації здійснено параметричний наближений конструктивний синтез пристроїв перетворення поляризації на основі діафрагм та штирів у хвилеводі. У третьому та четвертому розділах дисертації виконано розробку аналітико-числового та аналітичного методів наближеного конструктивного синтезу поляризаторів на основі квадратного хвилеводу із діафрагмами, штирями з максимально плоскою фазо-частотною характеристикою.

Ключові слова: поляризаційний пристрій, поляризатор на основі діафрагм, поляризатор на основі штирів, синтез поляризаторів, електричні характеристики, диференціальний фазовий зсув, коефіцієнт стійкої хвилі за напругою, коефіцієнт еліптичності, кросполяризаційна розв'язка, коефіцієнт передачі, коефіцієнт відбиття.

ABSTRACT

Bulashenko A.V. Constructive synthesis of compact waveguide devices for transformation of electromagnetic waves polarization. — Qualification manuscript.

The dissertation for the scientific degree of candidate of engineering sciences in the speciality 05.12.13 — Radio technical devices and means of telecommunications. — National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute” Ministry of Education and Science of Ukraine, Kyiv, 2024.

The dissertation solves the actual scientific and technical problem of creating methods of approximate constructive synthesis of compact devices for converting the polarization of electromagnetic waves based on diaphragms and posts in a square waveguide.

In the first chapter, an overview of the methods of developing polarization conversion devices is made. Advantages and disadvantages of electromagnetic wave polarization conversion devices are considered.

In the second chapter of the dissertation, a parametric approximate constructive synthesis of polarization conversion devices based on diaphragms and posts in the

waveguide is carried out. Mathematical models for the approximate synthesis of such polarizers were created and corresponding devices were synthesized.

In the third chapter of the dissertation, an analytical-numerical method of approximate constructive synthesis of polarizing devices based on a square waveguide with diaphragms with a maximally flat phase-frequency characteristic was developed.

In the section, an analytical-numerical method of approximate constructive synthesis of EMH polarization conversion devices based on three diaphragms in a square waveguide is proposed and developed. Parametric optimization is carried out based on the created mathematical model in the form of a single-wave scattering matrix and a formulated system of equations of the fourth order. This system contains the synthesis conditions. The solution to this system is the geometric dimensions of the synthesized polarizer. Such dimensions provide the minimum deviation of the differential phase shift from 90° , the maximum flat frequency response and the best matching in a given frequency band.

The fourth chapter of the dissertation contains the development of the method of analytical approximate constructive synthesis of polarizers based on two and three diaphragms and posts in a square waveguide. Analytical formulas for the constructive synthesis of polarizers with maximally flat phase-frequency characteristics were obtained.

The chapter proposes and develops an analytical method for the approximate constructive synthesis of compact EMH polarization conversion devices based on two and three diaphragms or pins in a square waveguide. First, an analytical synthesis of the polarizer is carried out on the basis of a mathematical model. This model was created by solving the problem of electromagnetic wave propagation in a waveguide with three non-dissipative inhomogeneities by the method of multiple reflections in the single-wave approximation. As a result, the required values of the parameters of the phase-shifting elements (conductivity and elements of the scattering matrix) and the electrical distance between them are determined. These parameters ensure the specified (required) phase shift and the absence of reflection. Then constructive synthesis is carried out. As a result, the real optimal (around the global extremum) geometric dimensions of the polarizers are determined. These dimensions ensure the flat phase-frequency characteristic as much as possible. They can be used both independently in the approximate constructive synthesis and as the initial dimensions of the polarizer (phase shifter) in the process of its multi-criteria optimization. This makes it possible to drastically speed up the search for a global extremum during the high-precision constructive synthesis of such a device at the electrodynamic level, taking into account higher types of waves and the interaction between inhomogeneities on higher types of waves.

Keywords: polarizing device, polarizer based on a square waveguide, polarizer with diaphragms, polarizer with posts, synthesis of polarizers, electrical characteristics, differential phase shift, voltage standing wave ratio, axial ratio, crosspolar discrimination.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Свідоцтво про державну реєстрацію: серія ДК № 5354 від 25.05.2017 р.
просп. Берестейський, 37, м. Київ, 03056

Підписано до друку 05.06.2024. Формат 60x84¹/16
Папір офс. Гарнітура Times. Спосіб друку – електрографічний.
Ум. друк. арк. 0,9. Обл-вид. арк. 1,32
Наклад 100 прим. Замовлення № 24-041

Видавництво «Політехніка» КПІ ім. Ігоря Сікорського,
вул. Політехнічна, 14, корп. 15
03056, м. Київ
Тел. (044) 204-81-78