

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

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

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

БУЛАШЕНКО АНДРІЙ ВАСИЛЬОВИЧ

УДК 621.396

ДИСЕРТАЦІЯ

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

Спеціальність: 05.12.13 – Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук.

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело



А. В. Булашенко

(підпис, ініціали та прізвище здобувача)

Науковий керівник: д.т.н., проф., Заслужений діяч науки і техніки України
Дубровка Федір Федорович

Київ – 2024

АНОТАЦІЯ

Булашенко А.В. Конструктивний синтез компактних хвилевідних пристроїв перетворення поляризації електромагнітних хвиль. — Кваліфікаційна наукова праця 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. Розглянуто переваги та недоліки пристроїв перетворення поляризації електромагнітних хвиль.

У другому розділі дисертації здійснено параметричний наближений конструктивний синтез пристроїв перетворення поляризації на основі діафрагм та штирів у хвилеводі. Були створені математичні моделі для наближеного синтезу таких поляризаторів та синтезовані відповідні пристрої.

У третьому розділі дисертації виконано розробку аналітико-числового методу наближеного конструктивного синтезу поляризаційних пристроїв на основі квадратного хвилеводу із діафрагмами з максимально плоскою фазо-частотною характеристикою.

Четвертий розділ дисертації містить розробку аналітичного методу наближеного конструктивного синтезу поляризаторів на основі двох та трьох діафрагм та штирів у квадратному хвилеводі. Були отримані аналітичні формули для здійснення конструктивного синтезу поляризаторів з максимально плоскою фазо-частотною характеристикою.

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 Ку-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 X-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 із 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 $\Delta\varphi = 90^\circ \pm 2^\circ$.

Ключові слова: поляризаційний пристрій, поляризатор на основі діафрагм, поляризатор на основі штирів, синтез поляризаторів, електричні характеристики, диференціальний фазовий зсув, коефіцієнт стійної 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

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 scientific novelty of obtained results is as follows:

1. The parametric method of the approximate constructive synthesis of compact polarizers based on reactive elements in a square waveguide has been improved, in which, unlike the existing ones, higher types of waves are taken into account in the mathematical models of phase-shifting elements, and parametric optimization is carried out by combining the created mathematical models of polarizers based on diaphragms and /or posts in a square waveguide and the confidence interval method, which allows to significantly increase the accuracy and efficiency of constructive synthesis.

2. For the first time, an analytical-numerical method of approximate constructive synthesis of EMW polarization conversion devices based on three diaphragms in a square waveguide was proposed and developed, in which, unlike the existing ones, 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, which contains the conditions of synthesis and the solution of which is the geometric dimensions of the synthesized polarizer, which ensures in a given frequency band the minimum deviation of the differential phase shift from 90° , the maximally flat PFC and the best matching.

3. For the first time, an analytical method of approximate constructive synthesis of compact EMW polarization conversion devices based on two and three diaphragms or posts in a square waveguide was proposed and developed, in which, unlike the existing ones, the polarizer is first analytically synthesized based on a mathematical model created by solving the problem of propagation of an electromagnetic wave in a waveguide with three non-dissipative inhomogeneities by the method of multiple reflections in the single-wave approximation, as a result of which the necessary values of the parameters of the phase-shifting elements (conductivity and elements of the scattering matrix) and the electrical distance between them are determined, at which the specified (required) phase shift is ensured

and absence of reflection, and then a constructive synthesis is carried out, based on the condition of equality of the required and real values of the parameters of the phase-shifting elements and their derivatives at the central frequency of the working frequency range. As a result, the real optimal (in the vicinity of the global extremum) geometric dimensions of the polarizers are determined, which provide the most flat phase-frequency characteristic and which 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 with the aim of dramatically speeding up the search for the 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

Practical importance of obtained results is as follows:

1. The improved parametric method of approximate structural synthesis can be used to synthesize compact polarizers based on 3- and 4-inhomogeneities (diaphragms, posts) in a square waveguide. Recommendations for the selection of the initial geometric dimensions of the design of compact polarizers have been formulated, taking into account the minimization of computing resources to achieve optimal ratios between the electrical characteristics of the device. Based on the study of the sensitivity of the electrical characteristics of the polarizer to deviations of its geometric dimensions from the optimal ones, recommendations are given regarding the tolerances for its manufacture. Using the proposed method, C-band (3.4–4.2 GHz) and Ku-band (11.7–12.5 GHz) polarizers suitable for practical use were synthesized.

2. The developed analytical-numerical method of approximate constructive synthesis of waveguide polarizers can serve as an effective tool for the development of compact polarizers based on three diaphragms in a square waveguide with maximally flat phase-frequency characteristics. The effectiveness of this method in comparison with the finite element method is confirmed on the examples of the synthesis of waveguide polarizers of X-band frequencies of 7.25–8.6 GHz, 7.75–8.5

GHz and 8.0–8.5 GHz for antenna systems of earth stations supporting low-orbit Earth remote sensing satellites.

3. The developed analytical method of approximate constructive synthesis of polarizers based on two and three reactive elements in a square waveguide is an effective tool for the synthesis of polarizers with maximally flat phase-frequency characteristics. An integral part of this method - analytical synthesis - makes it possible to unambiguously determine the parameters of the reactive elements (values of their conductivities and elements of the scattering matrix) and the electrical distance between them, which provide the required electrical characteristics of the device. The method allows you to quickly obtain the geometric dimensions of the device, which are close to the optimal ones in the vicinity of the global extremum. Using this method, the constructive synthesis of the original controllable polarizer based on three capacitive posts in a round waveguide for the operating frequency range of 8.8-9.6 GHz was carried out. The developed method can be recommended for the synthesis of such compact polarizers, as well as for obtaining the initial values of the device parameters when searching for the global extremum in the process of multi-criteria optimization of the characteristics of polarizers at the electrodynamic level, taking into account higher types of waves and the interaction between phase-shifting elements according to higher types of waves.

4. It has been established that in the case of building a polarizer based on two or three metal posts in a square waveguide, it is possible to obtain the most flat FCR and combine the extreme value of DFS 90° and the absence of reflections at the middle frequency of the operating frequency range. It is shown that it is possible to synthesize a polarizer based on two capacitive pins in a square waveguide with a maximally flat PFC in the frequency band of 4% at the value of $VSWR \leq 1.22$ (reflected less than 1% of the energy) and DFS $\Delta\varphi=90^\circ \pm 1^\circ$ and in the frequency band of 10% with the value of $VSWR \leq 1.91$ (less than 10% of the energy is reflected) and DFS $\Delta\varphi=90^\circ \pm 2^\circ$. It is also shown that on the basis of three capacitive pins in a square waveguide, it is possible to synthesize a polarizer with a maximally flat PFC in the frequency band of 10% with the value of $VSWR \leq 1.22$ and DFS $\Delta\varphi = 90^\circ \pm 1^\circ$ and

in the frequency band of 18% with an allowable reflection of up to 10% energy and DFSZ $\Delta\varphi = 90^\circ \pm 2^\circ$.

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.

Список публікацій здобувача / Applicant's publications list

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 A). *Здобувачем створено математичну модель поляризатора на основі трьох діафрагмами 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 A). *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, Radioaparatabudivannia*, vol. 83, pp. 17–28, 2020, doi: 10.20535/RADAP.2020.83.17-28. (входить у базу Web of Science та фаховий категорії A). *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. A.V. Bulashenko, S. I. Piltyay, O. Bykovskiy, O.V. Bulashenko, “Synthesis of waveguide diaphragm polarizers using wave matrix approach,” in *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). *Здобувачем розроблено алгоритм параметричного синтезу для хвилеводного поляризатора з трьома тонкими діафрагмами.*

8. 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.*

9. 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.*

10. 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.*

11. А.В. Булашенко, С.І. Пільтяй, 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.*

12. 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/IJNM.2890 (входить у базу SCOPUS та Web of Science). *Здобувачем здійснений аналіз електричних характеристик та проаналізовано вплив на них конструктивних параметрів поляризатора.*

13. 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). *Здобувачем отримані числові електричні характеристики поляризатора на основі двох секцій у смузі частот 7,7–8,5 ГГц.*

14. 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/kpiscn.2021.1.231202. (фаховий категорії Б). *Здобувачем розроблено математичну модель хвилеводного поляризатора із урахуванням товщини діафрагм.*

15. 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.

16. 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.*

17. 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.*

18. 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). *Здобувачем здійснено розрахунок математичної моделі для синтезу фазозсувних елементів на основі діафрагм у квадратному хвилеводі.*

19. 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.*

20. A.V. 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). *Здобувачем*

здійснений розрахунок та аналіз електричних характеристик поляризатора на основі двох діафрагм у квадратному хвилеводі.

21. 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.*

22. 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.*

23. 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.*

24. 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. Радіоелектроніка*, вип. 66, № 4, с. 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.*

25. 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.*

26. А. 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.*

27. 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.*

ЗМІСТ

| | |
|--|-----|
| ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ І СКОРОЧЕНЬ..... | 21 |
| ВСТУП..... | 22 |
| Актуальність теми..... | 22 |
| Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами | 23 |
| Мета і задачі дослідження..... | 23 |
| Методи дослідження..... | 24 |
| Наукова новизна отриманих результатів..... | 25 |
| Практичне значення отриманих результатів..... | 26 |
| Особистий внесок здобувача..... | 28 |
| Апробація результатів дисертації..... | 29 |
| Публікації..... | 30 |
| Структура та обсяг дисертації | 30 |
| РОЗДІЛ 1 ОГЛЯД СУЧАСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПОЛЯРИЗАЦІЇ І МЕТОДІВ ЇХ АНАЛІЗУ ТА ЗАДАЧІ ДИСЕРТАЦІЇ | 31 |
| РОЗДІЛ 2 НАБЛИЖЕНИЙ КОНСТРУКТИВНИЙ СИНТЕЗ ПОЛЯРИЗАТОРІВ НА ОСНОВІ ДІАФРАГМ ТА ШТИРІВ У КВАДРАТНОМУ ХВИЛЕВОДІ..... | 46 |
| 2.1 Наближений конструктивний синтез поляризаторів на основі трьох діафрагм у квадратному хвилеводі для діапазону частот 7.25 – 7.75 ГГц..... | 46 |
| 2.2 Наближений конструктивний синтез поляризатора на основі чотирьох тонких діафрагм у квадратному хвилеводі для діапазона робочих частот 3.4-4.2 ГГц..... | 58 |
| 2.3 Дослідження впливу відхилення розмірів поляризатора діапазона частот 3.4-4.2 ГГц від оптимальних на його електричні характеристики..... | 67 |
| 2.4 Наближений конструктивний синтез поляризаторів на основі діафрагм та штирів у квадратному хвилеводі | 80 |
| 2.5 Суть параметричного методу наближеного синтезу поляризаційних пристроїв на основі квадратного хвилеводу із реактивними елементами ... | 103 |
| 2.6 Висновки | 104 |
| РОЗДІЛ 3 АНАЛІТИКО-ЧИСЛОВИЙ МЕТОД НАБЛИЖЕНОГО КОНСТРУКТИВНОГО СИНТЕЗУ ПОЛЯРИЗАТОРІВ З МАКСИМАЛЬНО ПЛОСКОЮ ФЧХ НА ОСНОВІ ДІАФРАГМ У КВАДРАТНОМУ ХВИЛЕВОДІ | 106 |
| 3.1 Математична модель хвилеводного поляризатора на основі трьох тонких діафрагм у квадратному хвилеводі..... | 106 |
| 3.2 Конструктивний синтез поляризаторів із максимально плоскою ФЧХ.. | 110 |

| | |
|--|------------|
| 3.3 Характеристики синтезованого поляризатора для діапазону частот 7.25-8.6 ГГц | 112 |
| 3.4 Характеристики синтезованого поляризатора для діапазону частот 7.75-8.5 ГГц | 116 |
| 3.5 Характеристики синтезованого поляризатора для діапазону частот 8.0-8.5 ГГц | 119 |
| 3.6 Висновки | 122 |
| РОЗДІЛ 4 МЕТОД АНАЛІТИЧНОГО НАБЛИЖЕНОГО КОНСТРУКТИВНОГО СИНТЕЗУ ПРИСТРОЇВ ПЕРЕТВОРЕННЯ ПОЛЯРИЗАЦІЇ НА ОСНОВІ ДВОХ ТА ТРЬОХ РЕАКТИВНИХ ЕЛЕМЕНТІВ У ХВИЛЕВОДІ..... | 124 |
| 4.1 Метод аналітичного синтезу компактних поляризаторів на основі двох реактивних елементів у квадратному хвилеводі..... | 124 |
| 4.1.1 Визначення необхідних значень реактивних провідностей та електричної відстані між ними | 124 |
| 4.1.2 Залежність модуля коефіцієнта передачі та ДФЗ від значення реактивної провідності b | 131 |
| 4.1.3 АЧХ та ФЧХ поляризатора на основі двох елементів при $b = \text{const}$.. | 134 |
| 4.1.4 Визначення оптимальних значень потрібної провідності ємнісних елементів для забезпечення ДФЗ 90° | 137 |
| 4.1.5 Конструктивний синтез поляризатора на основі двох ємнісних штирів у квадратному хвилеводі | 139 |
| 4.1.6 Конструктивний синтез поляризатора на основі двох діафрагм у квадратному хвилеводі | 143 |
| 4.1.7 Порівняння отриманих теоретичних результатів | 152 |
| 4.2 Метод аналітичного конструктивного синтезу компактних поляризаторів на основі трьох реактивних елементів у квадратному хвилеводі | 153 |
| 4.2.1 Метод багатократних відбиттів у задачі створення математичної моделі хвилеводних поляризаторів і фазозсувачів на основі трьох недисипативних неоднорідностей | 154 |
| 4.2.2 Аналітичний синтез хвилеводних поляризаторів і фазозсувачів на основі трьох неоднорідностей | 158 |
| 4.2.3 Визначення потрібних значень провідностей ємнісних елементів для отримання ДФЗ 90° | 165 |
| 4.2.4 Конструктивний синтез поляризатора на трьох ємнісних штирях у квадратному хвилеводі | 168 |
| 4.2.5 Перевірка отриманих результатів для поляризатора на основі трьох штирів у круглому хвилеводі | 171 |
| 4.3 Висновки | 175 |

| | |
|--|-----|
| ВИСНОВКИ..... | 178 |
| СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ..... | 181 |
| Додаток. Список публікацій за темою дисертації | 194 |

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ І СКОРОЧЕНЬ

ДФЗ — диференціальний фазовий зсув

ЕМХ — електромагнітна хвиля

КПР — кросполяризаційна розв'язка

КСХН — коефіцієнт стійної хвилі за напругою

САПР — система автоматизованого проектування

ФЧХ — фазо-частотна характеристика

f — частота

DFS — differential phase shift

FDTD — finite difference time domain method, метод скінчених різниць у часовій області

FEM — finite element method, метод скінчених елементів у частотній області

HFSS — high frequency structural simulator, високочастотний структурний симулятор

XPD — crosspolar discrimination

VSWR — voltage standing wave ratio, коефіцієнт стійної хвилі за напругою

PFC — phase frequency characteristic, фазо-частотна характеристика

k_c — критичне хвильове число

i — уявна одиниця

ВСТУП

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 с 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 с 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). Результати роботи можуть бути використані як при розробці нових поляризаторів, такі і в навчальному процесі під час підготовки фахівців за спеціальністю 172 Електронні комунікації та радіотехніка.

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 розсіювання і передачі 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 компактних поляризаторів на основі реактивних елементів у квадратному хвилеводі з максимально плоскою ФЧХ.

4. Розробка аналітичного методу конструктивного синтезу компактних поляризаторів на основі реактивних елементів у квадратному хвилеводі з максимально 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:

1. Метод хвильових матриць розсіювання та передачі.
2. Метод багатократних відбиттів.
3. Метод конструктивного параметричного синтезу.
4. Аналітико-числовий метод конструктивного синтезу.

5. Аналітичний метод конструктивного синтезу.
6. Метод скінчених елементів у частотній області.
7. 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 X-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 із 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 багатопробеневи антенних решітках та аналіз багатопробеневи 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) [20].

2020 IEEE 2nd International Conference on Advanced Trends in Information Theory" (ATIT-2020, Київ) [13].

2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering" (UKRCON-2021, Львів) [7].

2022 IEEE 2nd Ukrainian Microwave Week, (UkrMW-2022, Україна) [18].

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.

РОЗДІЛ 1 ОГЛЯД СУЧАСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПОЛЯРИЗАЦІЇ І МЕТОДІВ ЇХ АНАЛІЗУ ТА ЗАДАЧІ ДИСЕРТАЦІЇ

У наш час у супутникових інформаційних системах використовують поляризаційне рознесення каналів для збільшення їх інформаційної ємності при формуванні променів [25] із використанням багатопроменевих схем [26]. Ключовими елементами таких систем є пристрої перетворення поляризації (поляризатори) і пристрої розділення сигналів з ортогональними поляризаціями (ортомодові перетворювачі). Поляризатори застосовують для перетворення сигналів із коловою поляризацією в сигнали з лінійною поляризацією в приймальних антенах і 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. Такі конструкції дозволяють отримати необхідну робочу смугу в заданому діапазоні частот. Ці поляризатори створюють на основі квадратних або круглих хвилеводів.

Методика розробки хвилеводного поляризатора для супутникового зв'язку запропонована у [28]. Автори запропонували та обґрунтували діапазон вибору поперечного розміру стінки квадратного хвилеводу, а саме $a = 0,8\lambda - 1,2\lambda$. Недоліками запропонованого пристрою є громіздкість конструкції та неможливість точного налаштування його характеристик після виготовлення. У [29] запропоновано спрощену методику проектування обертача площини поляризації на основі квадратного хвилеводу. Конструкція хвилеводного поляризатора спроектована для Ku-діапазону частот (14.3-14.8 ГГц). Розроблений пристрій забезпечує КСХН менше 2, поляризаційну розв'язку нижче 40 дБ, а внесені втрати у смузі пропускання складають 0.1 дБ. Недоліками створеного поляризатора є неможливість настройки його характеристик після виготовлення та вузька робоча смуга частот, що не дозволяє передавати достатньо великі обсяги інформації в супутникових системах зв'язку. У [30] запропоновано конструкцію компактного поляризатора

на основі круглого хвилеводу із вхідною модою вищого порядку із робочою смугою частот 3.38–3.72 ГГц. Конструкція складається з металевих пластин, що використовується для перетворення лінійної поляризації в колову. Таку конструкцію поляризатора використовують в бортових та портативних космічних системах. Розроблений поляризатор забезпечує максимальний коефіцієнт еліптичності на рівні 3 дБ, що є його суттєвим недоліком, оскільки при цьому відбувається значний вплив електромагнітних хвиль з ортогональними коловими поляризаціями.

Автори [31] запропонували поляризатор із використанням пластин для поділу електромагнітних хвиль із коловими поляризаціями для супутникового Ku-діапазону частот у. Перевагою поляризатора є можливість перемикання між правою та лівою коловою поляризацією. Експериментальні характеристики показують прийнятні рівні зворотних втрат і коефіцієнта еліптичності в діапазоні від 12,7 до 14,8 ГГц до 14,8 ГГц, тобто в 15% відносній смузі частот. Основними недоліками розробленого поляризатора є складність його конструкції та дуже висока чутливість поляризаційних характеристик до неточностей виготовлення, особливо в області проміжків між кромками поздовжньої перегородки та стінкою квадратного хвилеводу. Крім того, висока концентрація електричного поля в цих вузьких зазорах значно знижує електричну міцність хвилеводного поляризатора і підвищує можливість пробоя при високих рівнях електромагнітної потужності.

У [32] розроблено поляризатор на основі круглого хвилеводу діапазону частот 82–100 ГГц для астрофізичних досліджень мікрохвильового космічного фонового випромінювання. Перевагою поляризатора є його низькі втрати, рівна фазова характеристика та високий рівень крос-поляризаційної розв'язки понад 38 дБ. Недоліками є висока чутливість його електромагнітних характеристик до неточностей виготовлення та неможливість їх регулювання після виготовлення. Простий метод конструювання поляризатора, який перетворює хвилі з лінійною поляризацією хвилі у хвилі із коловою поляризацією запропоновано в [33]. Для аналізу розробники використовували

теорію ліній передачі НВЧ. Автори розробили поляризатор із меандровою структурою, що складається з трьох поверхонь. Було отримано коефіцієнт еліптичності менше 1.8 дБ. Такий поляризатор не забезпечує можливість роботи у широких смугах частот та поляризаційні характеристики, задовільні для сучасних супутникових систем моніторингу надзвичайних ситуацій. В [34] запропоновано розробку нового кругового поляризатора, який використовує багат шарову частотно-селективну поверхню на основі кілець, розділених металеву смужкою. Така конструкція забезпечує високий рівень КПР у робочому діапазоні частот від 25.5 ГГц до 36.5 ГГц. Коефіцієнт еліптичності такого пристрою менший за 3 дБ. Отже, цей поляризатор може знайти застосування лише в системах з невисокими вимогами до чистоти випромінюваних колових поляризацій та з обмеженою смугою частот. У [35] розроблено хвилевідний поляризатор для робочої смуги частот від 29.5 до 30.5 ГГц. Він складається з діелектричної перегородки прямокутної форми та переходу у формі сходиноквої структури, що розміщена у круглому хвилеводі. Поляризатор забезпечує ДФЗ $90^{\circ} \pm 3.5^{\circ}$. Значення коефіцієнта еліптичності менше за 0.48 дБ, КСХН менше 1,12. Таким чином, запропонований поляризатор забезпечує добре узгодження та високоефективні поляризаційні характеристики. При цьому суттєвими недоліками цього поляризатора є наявність втрат в діелектричній мембрані та дуже вузька робоча смуга частот, яка складає всього 3%.

Конструкцію нової циліндричної рупорної антени з лівою коловою поляризацією для W-діапазона частот запропоновано у [36]. Антена містить вбудований поляризатор, внутрішня конструкція якого складається із дев'яти пар пластин для формування хвиль із коловою поляризацією. У робочому діапазоні частот від 79.5 до 88 ГГц модель забезпечує коефіцієнт відбиття S_{11} , що не перевищує -15 дБ, а коефіцієнт еліптичності є нижчим, ніж 1,2 дБ. Недоліками запропонованої конструкції поляризатора є недостатньо широка відносна робоча смуга частот, що складає 10%, та невисокі забезпечувані рівні узгодження та чистоти колової поляризації. У [37] представлено конструкцію

дуплексного поляризатора на основі круглого хвилеводу із високим розв'язанням портів. Поляризатор забезпечує оброблення та перетворення колової поляризації одночасно в двох діапазонах частот. Робочими діапазонами є 19,6–23,5 ГГц та 27–31 ГГц. Коефіцієнт еліптичності такого поляризатора менший 3 дБ. Розв'язка його портів складає більше 80 дБ. Недоліками такої конструкції є невисокий коефіцієнт еліптичності та неможливість забезпечити якісну роботу в одному неперервному діапазоні частот, що необхідно для передачі великих обсягів даних в сучасних супутникових системах зв'язку. В [38] запропоновано конструкцію компактного широкосмугового тривимірного друкованого поляризатора на основі круглого хвилеводу. Пристрій працює у супутниковому Ка-діапазоні частот від 28 ГГц до 34 ГГц. Конструкція складається із пари радіально протилежних канавок всередині круглого хвилеводу та збуджується за допомогою коаксіального зонда, що робить конструкцію простою та дуже компактною у порівнянні з іншими традиційними поляризаторами. Його коефіцієнт еліптичності менше 3 дБ, що є незадовільним для якісної передачі інформації одночасно на двох ортогональних колових поляризаціях.

Регульований поляризатор на основі круглого хвилеводу представлена в [39]. Перестройка здійснюється за допомогою повороту діафрагм одна відносно іншої. Головним недоліком такого поляризатора є його вузька робоча смуга частот. У [40] автори запропонували моделі нових поляризаторів на основі прямокутних хвилеводів із внутрішніми кутовими ребрами. Конструкція реалізована на основі одної або двох секцій квадратного хвилеводу з двома діагонально розміщеними квадратними ребрами. Такі поляризатори забезпечують відносну робочу смугу частот від 11% до 23%. При цьому коефіцієнт еліптичності становить менше 2 дБ. Недоліками запропонованого поляризатора є громіздкість його конструкції та складність її виготовлення. У [41] авторами розроблено компактний поляризатор для вимірювання антен міліметрового діапазону. Зворотні втрати такого поляризатора не перевищують 20 дБ, а втрати прямої передачі менші 2 дБ. Конструкція дозволяє здійснювати

вимірювання в D-діапазоні частот від 110 ГГц до 170 ГГц. Поляризатор можна масштабувати також для більш високих діапазонів. Недоліком запропонованого поляризатора є його значні втрати сигналу та висока чутливість характеристик до неточностей виготовлення у зв'язку із роботою в субтерагерцовому діапазоні частот.

Результати розробки компактного дуплексера хвилеводних каналів з високою розв'язкою для частоти 225 ГГц представлено в [42]. Принцип роботи дуплексної системи заснований на передачі та прийомі на ортогональних колових поляризаціях. Повний дуплексер розроблений з використанням ефективних чисельних алгоритмів, в результаті чого отримано виготовлений пристрій із відносною робочою смугою частот 10%, зворотними втратами краще за 20 дБ, розв'язкою вище 30 дБ. Недоліком запропонованого поляризатора є його вузька робоча смуга частот, високі втрати сигналу та висока чутливість характеристик до неточностей виготовлення у зв'язку з роботою у субтерагерцовому діапазоні частот.

У [43] автори запропонували широкосмуговий поляризатор на основі рідкого кристала, що електрично вимірює орієнтацію вектора електричного поля основної моди квадратного хвилеводу. Така конструкція дозволяє здійснити передачу хвиль лінійної поляризації з регулюванням фазового зсуву від -90° до 90° . Поляризатор вносить втрати приблизно від 6 дБ до 7 дБ у діапазоні частот від 28 ГГц до 40 ГГц. Недоліком запропонованого поляризатора є наявність в його структурі діелектрику, що вносить надзвичайно високі для такого пристрою втрати. У [44] автори здійснили порівняння двох типів хвилеводних поляризаторів на основі гофрованих хвилеводів. Такі поляризатори використовуються в лампах біжної хвилі в Ka-діапазоні частот. Показано, що у порівнянні зі звичайним поляризатором на осевої хвилеводу, що має прямокутне гофрування, гармонічна форма гофрування не обов'язково має перевагу при передачі великої потужності або підвищенні чистоти колової поляризації у широкому діапазоні частот. У [45] розглянуто конструкцію та характеристики поляризатора із прямокутними та скругленими кромками

діафрагми. Цей поляризатор використовують у системах міліметрового діапазону високої потужності, зокрема в гіроскопах. Структура поляризатора дозволяє передавати високу робочу потужність, але поляризаційні характеристики можуть бути ефективними лише у відносно вузькій робочій смузі частот.

У [46] запропоновано конструкцію тривимірної металеві рупорної антени з подвійною коловою поляризацією, яка працює в V-діапазоні частот. Конструкція складається з рупора, круглого хвилеводу та поляризатора з однією канавкою. Пристрій живиться від ортогонально розташованих прямокутних хвилеводів. Така антена забезпечує КПР вище 30 дБ. Коефіцієнт еліптичності не перевищує 3 дБ. Прототип антени було зроблено за допомогою технології 3D друку. Недоліками розробленого поляризатора є неможливість його налаштування після виготовлення, а також високий коефіцієнт еліптичності, що призводить до сильного взаємного впливу електромагнітних хвиль з ортогональними коловими поляризаціями. У [47] автори запропонували використовувати вигини під кутом у конструкції поляризаційного пристрою для зміни поляризації в закритому режимі роботи хвилеводу. Така система використовується у W-діапазоні для широкосмугових потужних радарних датчиках. Система може використовуватися для моніторингу надзвичайних ситуацій за допомогою радарів у діапазоні частот від 90 ГГц до 100 ГГц. У робочому діапазоні часто $\text{КПР} \leq 26$ дБ, що є недостатньо високим рівнем для сучасних супутникових та інших інформаційних систем. У [48] авторами було запропоновано математичну модель секторних коаксіальних ребристих хвилеводів, на основі яких створюють дводіапазонні поляризаційні пристрої, за допомогою методу інтегральних рівнянь. Були отримані максимальні відношення критичних частот двох нижчих мод секторних коаксіальних ребристих хвилеводів. Недоліком поляризаторів на основі секторних коаксіальних ребристих хвилеводів є відносна складність їх виготовлення, а також підвищена небезпека пробою в області зазору між ребром та циліндричною стінкою хвилеводу. У [49] представлена нова конструкція

широкосмугового коаксіального поляризатора для супутникових систем С-діапазону частот від 3.4 ГГц до 4.8 ГГц. Розроблений поляризатор забезпечує ДФЗ $90^{\circ} \pm 2.5^{\circ}$ з коефіцієнтом відбиття менше -33 дБ. При цьому розв'язка портів становить понад 33 дБ. Недоліками такої конструкції поляризатора є його велика довжина та сильна чутливість характеристик до неточностей виготовлення та встановлення поперечних діафрагм.

У [50] представлено результати аналізу прямокутного хвилеводу з діафрагмами у вигляді чотирьох щілин. Така конструкція призначена для аналізу просторового спектру мод, що виникають у відбитому та прохідному полях. Автори досліджували причини появи кросполяризаційного поля для оптично активних метаматеріалів. Недоліком використання діафрагм із щілинами в поляризаційних пристроях є виникнення електричного пробиття при високих рівнях потужності. У [51] автори проаналізували електричні характеристики конструкції, що містить три поперечні циліндричні штирі у прямокутному хвилеводі. Показано, що можливо отримати відносно великий діапазон реактивного опору штирів порівняно з діапазоном одного штиря змінної довжини. Недоліком поляризаційних пристроїв зі штирями є їх знижена електрична міцність, що виникає внаслідок високої концентрації електромагнітного поля біля кінців штирів.

У [52] запропоновано метод дуже швидкого електромагнітного аналізу інтегрованих у підкладку хвилеводів та пластинчастих хвилеводів, інтегрованих у підкладку. Розроблений метод використовується для точного та швидкого аналізу структур, що складаються з металевих та діелектричних штирів у хвилеводі з паралельними пластинами. Недоліком запропонованої конфігурації є низький рівень допустимої потужності електромагнітного поля, що передається. У [53] запропонований новий широкосмуговий поляризатор з перегородою та з відносною шириною робочої смуги частот 37,8%. Вона забезпечується за рахунок використання рівнобічного трикутного хвилеводу із загальним портом, який гарантує максимально можливий частотний діапазон між критичними частотами основної та першої моди вищого порядку.

Авторами розроблені поляризатори для діапазонів частот 75–110 ГГц та 18–26 ГГц. У межах цих діапазонів коефіцієнт еліптичності залишається нижчим за 1,3 дБ, а розв'язка вхідного порту та зворотні втрати на вході перевищують 17 та 15 дБ відповідно. Недоліками представленого поляризатора є неможливість налаштування його характеристик після виготовлення, складність конструкції та виготовлення поляризатора. Також існує низка конструкцій хвильоводних поляризаторів з неоднорідностями у вигляді діафрагм з вузькими щілинами [54]. Недоліком поляризаторів цього типу є їх вузька робоча смуга частот та неможливість регулювання їх характеристик після виготовлення. У [55] запропоновано конструкцію компактного хвильоводного обертача площини поляризації. Конструкція складається з двох рознесених чотирищілинних тонких діафрагм у прямокутному хвильоводі, які працюють у закритичному режимі. Розроблений пристрій має відносну робочу смугу частот у кілька відсотків зі зворотними втратами понад 20 дБ. До недоліків представленого поляризатора слід віднести дуже вузьку робочу смугу частот, яка не дозволяє передавати досить великі обсяги інформації у супутникових системах зв'язку. У [56] розглянуто три варіанти обертачів площини поляризації на основі круглого хвильоводу. Конструкція працює внаслідок збудження незвичайних власних коливань у зазорі між парою чотирищілинних металевих діафрагм. Такий пристрій забезпечує добре узгодження та здатність налаштування шляхом взаємного обертання діафрагм. Недоліком представленого поляризатора є вузька робоча смуга частот. У [57] запропоновано поляризатор на основі поперечної щілини на широкій стінці прямокутного хвильоводу. Такий пристрій ефективно працює на частотах 72 ГГц та 84 ГГц. Антена на основі цього поляризатора забезпечує формування двох колових поляризацій на обох частотах із коефіцієнтом підсилення 18 дБ. КПП перевищує 20 дБ. Недоліком розробленого поляризатора є його вузька робоча смуга частот у кожному діапазоні та неможливість передачі високих рівнів потужності.

У [58] запропоновано механізм перетворення поляризації з лінійної в колову з використанням суцільнометалевих поляризаційних екранів. Такі

екрани є самопідтримуючими та створені на основі періодичного розташування тривимірних елементарних комірок. Вони складаються з секцій прямокутних хвилеводів, що працюють нижче критичної частоти та навантажені щільними неоднорідностями. Поляризатор працює у режимі пропускання. Неоднорідності відповідають як за високі зворотні втрати, так і за перетворення лінійної поляризації на колову. Недоліками запропонованого поляризатора є вузька робоча смуга частот та неможливість налаштування його характеристик після виготовлення конструкції. У [59] запропоновано обертач площини поляризації на основі інтегрованого хвилеводу. Конструкція виконана у вигляді дводіпазонної одношарової частотно-селективної поверхні, що забезпечує роботу лінійно-колового дводіпазонного поляризатора. Така конструкція забезпечує розв'язку між приймальним і передавальним каналами 35 дБ, причому втрати, що вносяться, не перевищують 1.5 дБ в обох каналах. Недоліком запропонованої конструкції поляризатора є дуже вузька робоча смуга частот, що не дозволяє передавати досить великі обсяги інформації в сучасних системах супутникового зв'язку.

У подальших розробках поляризаторів використовували багатократний параметричний синтез із використанням різних комерційних пакетів програм моделювання мікрохвильових пристроїв, таких як CST Microwave Studio, High Frequency Structure Simulation (HFSS) тощо. У [60] наведені програмні пакети, що засновані на методі узгодження мод, поперечного резонансу та S-матриць хвилевідних схем. Метод синтезу дозволяє реалізувати автоматичний алгоритм, уникаючи необхідності розв'язання кожного разу для кожної крайової задачі окремо. Недоліком методу є складність його математичної моделі. Розробка та оптимізація конструкції поляризатора із шістьма діафрагмами на основі квадратного хвилеводу за допомогою комерційного пакету програм для тривимірного електромагнітного моделювання запропоновані в [61]. Розроблений поляризатор на основі прямокутного хвилеводу із шістьма діафрагмами у смузі частот 12,8-14,2 ГГц забезпечує ДФЗ $180^\circ \pm 2^\circ$ між двома ортогональними модами TE_{10} та TE_{01} . Недоліком є складність геометричної

форми пристрою. У [62] запропонована методика розробки поляризатора на основі квадратного хвилеводу із шістьма діафрагмами, що перекриває дві різні смуги частот за допомогою програми HFSS. У роботі отримана залежність між шириною робочої смуги частот поляризатора та поперечним розміром стінки квадратного хвилеводу. В результаті був створений та оптимізований поляризаційний пристрій для діапазону частот 24–36 ГГц. Пристрій працює в окремих діапазонах частот 25–26 ГГц та 34–35 ГГц. Він забезпечує коефіцієнт еліптичності менше ніж 1.2дБ та $K_{CXH} \leq 1.1$. Недоліком запропонованої методики розробки є наявність двох відносно вузьких робочих діапазонів частот. Поляризатор на основі прямокутного хвилеводу із діафрагмами представлено в [63]. Для розробки пристрою був запропонований новий метод проектування із використанням комерційного програмного забезпечення. Пристрій був створений для двох діапазонів частот 20.8–21.2 ГГц та 30.6–31 ГГц. Він забезпечує максимальне відхилення ДФЗ від 90° , яке становить 2.2° . При цьому в робочих діапазонах частот коефіцієнт еліптичності складає 0,3 дБ, а КПР 30 дБ. У [64] запропонований метод системного проектування із використанням відомого комерційного програмного забезпечення. За допомогою запропонованого методу був розроблений поляризатор на основі великої кількості діафрагм у діапазоні частот 33–50 ГГц. Такий пристрій забезпечує відхилення ДФЗ від 90° порядку 10° . При цьому коефіцієнт еліптичності пристрою не перевищує значення 1.3 дБ. Методика розробки хвилевідних поляризаторів для систем живлення рупорних антен із коловими поляризаціями була представлена у [65]. На основі запропонованої методики був розроблений пристрій, який можна використовувати без ортомодового перетворювача. В результаті були досягнуті більш високі характеристики чистоти поляризації. Конструкція такого поляризатора є компактною та створена на основі прямокутного хвилеводу, тому її можна використовувати для обладнання супутникового зв'язку. Конструкції таких пристроїв були розроблені для кількох супутникових діапазонів частот: 18,2–20,2 ГГц, 20–22 ГГц, 28–30 ГГц, 29,25–30,75 ГГц. У цих діапазонах коефіцієнт еліптичності не

перевищує 0,6 дБ, а КПР вища 30 дБ. На основі узагальненої методики узгодження мод в [66] було запропоновано тривимірну САПР для проектування мікрохвильових пасивних пристроїв, що дозволяє моделювати та аналізувати хвилеводні поляризатори з діафрагмами. Запропонований підхід ґрунтується на методах граничних інтегральних рівнянь, методі узгодження мод та методі хвильових матриць розсіювання, що було реалізовано за допомогою комп'ютерної програми. Недоліком запропонованого підходу є його складність. У [67] запропоновано програмне забезпечення, що використовується для вирішення задач аналізу та синтезу широкого кола пасивних пристроїв. Програмне забезпечення базується на узагальненому методі узгодження мод, що обумовлює його складність. Порівняльний аналіз різних методів комп'ютерного проектування та оптимізації пасивних хвилеводних пристроїв представлено в [68].

Першими роботами по наближеному методу аналітичного синтезу фазообертачів та поляризаторів, які забезпечують на виході фазовий зсув 90° між вихідними модами із вертикальною та горизонтальною поляризаціями, були [69, 70]. У [69] запропоновано метод аналітичного синтезу на основі теорії мікрохвильових ліній передачі. Синтез полягає у пошуку провідностей реактивних елементів у вигляді ємнісних штирів. Конструкція такого пристрою була розроблена в X-діапазоні на основі круглого хвилеводу із трьома штирями з відстанню між штирями, рівною чверті довжини хвилі. Коефіцієнт еліптичності такої структури не перевищив 1,1 дБ, а коефіцієнт стійкої хвилі за напругою (КСХН) не перевищує 1,2 у відносній смузі частот 12%. Недоліком запропонованого методу є його неточність, оскільки він містить лише формули потрібних провідностей реактивних елементів через елементи матриці передачі. В методі відсутня залежність електричної відстані між елементами θ від $\lambda_0/\lambda_{кр}$ та від $l/\lambda_{кр}$, залежність необхідної провідності від потрібного фазового зсуву, залежність електричної відстані між елементами від потрібного вносимого ДФЗ, залежність вносимого ДФЗ від $\lambda_0/\lambda_{кр}$ та від $l/\lambda_{кр}$, залежність між $l/\lambda_{кр}$ та $\lambda_0/\lambda_{кр}$. У [70] автор запропонував прикладний метод аналітичного синтезу

поляризаторів на основі квадратного і круглого хвилеводів з індуктивними та ємнісними діафрагмами для отримання кругової поляризації. Метод дозволив розрахувати провідності діафрагм та відстані між ними. Недоліком запропонованого методу є його неточність, оскільки відсутні повні аналітичні формули для провідностей поляризатора на основі п'яти діафрагм у квадратному хвилеводі. В методі відсутні: аналітичний вираз комплексного коефіцієнта відбиття, зв'язок між реактивними провідностями за умови відсутності відбиттів, залежність модуль коефіцієнта передачі та вносимого ДФЗ від реактивних провідностей, залежність електричної довжини від ДФЗ.

Задача наближеного аналітичного синтезу прохідних фазозсувачів на основі реактивних елементів у прямокутному хвилеводі була вирішена в [71]. Реактивні елементи були реалізовані у вигляді поперечних металевих пластин. Задача була вирішена шляхом аналізу звичайних матриць передачі. Недоліком запропонованого методу є те, що модель враховує нормовану провідність металевих пластин необхідних розмірів у прямокутному хвилеводі, що не відповідає провідностями реальних штирів та діафрагм у хвилеводі. Також відсутні залежності модуля коефіцієнта передачі та вносимого фазового зсуву від реактивних провідностей. У [72] методом багатократних відбиттів вирішена задача поширення електромагнітних хвиль в лініях передачі, що навантажені трьома неоднорідностями. Недоліком є відсутність аналітичних залежностей: модуля коефіцієнта передачі та ДФЗ від реактивних провідностей, залежності між провідностями реактивних елементів, залежності електричної довжини від ДФЗ.

У [73] була здійснена розробка конструкції компактного поляризатора на основі квадратного хвилеводу із діафрагмами. Особливість підходу полягає в тому, що він враховує взаємодію між діафрагмами за вищими типами хвиль. Поляризатор забезпечує ДФЗ $90^\circ \pm 2^\circ$ для основних хвиль з вертикальною та горизонтальною поляризаціями для частот 11,8–12,5 ГГц і 17,1–18,1 ГГц. Недоліком методики є використання точного електродинамічного метода аналізу, що вимагає значну кількість часу на оптимізацію конструкції.

Спрощена методика синтезу хвилеводних поляризаторів з діафрагмами була запропонована в [74]. У роботі були отримані аналітичні вирази для коефіцієнта відбиття та коефіцієнта еліптичності. Представлена методика дозволяє отримати майже ідеальні ДФЗ 90° або 180° за рахунок великої кількості реактивних елементів. Тому недоліком наведеної конструкції є її громіздкість через велику кількість реактивних елементів та складність виготовлення. У [75] авторами була розроблена конструкція хвилеводного поляризатора з діафрагмами на основі методу розкладання поля на власні моди вищого порядку в областях між неоднорідностями. У двох піддіапазонах Ку-діапазону частот 11.9–12.3 ГГц та 17.5–17.9 ГГц поляризатор забезпечує ДФЗ $90^\circ \pm 1^\circ$ при значенні КСХН менше 1.02. Недоліком такого підходу є складність математичних викладок запропонованої методики. У [76] запропонована конструкція хвилеводного поляризатора із великою кількістю діафрагм. Завдяки оптимізації геометричних розмірів поляризатора вдалося розширити відносну робочу смугу частот до 40%. Недоліком наведеної конструкції поляризаційного пристрою є її громіздкість і відповідна складність виготовлення.

Точний метод аналізу широкосмугових диференціальних фазозсувачів на основі діафрагм у квадратному хвилеводі був розглянутий у [77]. Наведений метод дозволяє виконати багатопараметричну оптимізацію поляризаторів на електродинамічному рівні. Запропонована методика є складною у реалізації. У [78] запропоновано метод синтезу оптимальних широкосмугових хвилеводних поляризаторів з діафрагмами. Ідея полягає в суміщенні нулів коефіцієнта відбиття для хвиль з ортогональними поляризаціями з метою досягнення кращого узгодження. Для перевірки методу був розроблений прототип хвилеводного поляризатора з сімома діафрагмами в Ка-діапазоні частот 30.5–33.5 ГГц. Пристрій забезпечує КПР вище 48 дБ. ДФЗ при цьому складає $90 \pm 0.42^\circ$. Методика, що заснована на оптимізації функції залежності ДФЗ від частоти, запропонована в [79]. Розроблений за методикою поляризатор забезпечує у робочій смузі частот зворотні втрати 55 дБ при фазовій похибці

0.9°. У [80] на основі методики, що викладена в [78], було розроблено конструкцію широкопasmового хвилеводного поляризатора з діафрагмами, яка у робочій смузі частот 5.7–7.7 ГГц забезпечує необхідний ДФЗ $90^\circ \pm 2^\circ$. У роботі була отримана форма частотної залежності ДФЗ у вигляді параболи із вершиною у центрі робочого діапазону частот. Недоліком даної конструкції є складність виготовлення та її громіздкість через складну геометрію профілів у вигляді сходинок та велику кількість діафрагм.

Таким чином, важливою та остаточно не вирішеною науковою задачею при розробці поляризаційних пристроїв є задача конструктивного синтезу компактних поляризаторів на основі 2–4 реактивних елементів у квадратному хвилеводі в однохвильовому наближенні. Такий синтез поєднує швидкість розрахунку оптимальних розмірів та простоту отриманої конструкції за рахунок невеликої кількості реактивних елементів. Застосування конструктивного синтезу повинно забезпечити швидке визначення наближених до оптимальних геометричних розмірів структури поляризатора.

Мета та задачі дослідження

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

Згідно з метою основною науково-прикладною задачею дисертації є вдосконалення методу параметричного конструктивного синтезу та розробка нових методів конструктивного синтезу пристроїв перетворення поляризації ЕМХ в однохвильовому наближенні. Вирішення цієї задачі її включає ряд наступних задач:

1. Розробка математичних моделей поляризаторів із різним числом недисипативних неоднорідностей за допомогою метода однохвильових матриць розсіювання і передачі 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 компактних поляризаторів на основі реактивних елементів у квадратному хвилеводі з максимально плоскою ФЧХ.

4. Розробка аналітичного методу конструктивного синтезу компактних поляризаторів на основі реактивних елементів у квадратному хвилеводі з максимально плоскою ФЧХ.

РОЗДІЛ 2 НАБЛИЖЕНИЙ КОНСТРУКТИВНИЙ СИНТЕЗ ПОЛЯРИЗАТОРІВ НА ОСНОВІ ДІАФРАГМ ТА ШТИРІВ У КВАДРАТНОМУ ХВИЛЕВОДІ

2.1 Наближений конструктивний синтез поляризаторів на основі трьох діафрагм у квадратному хвилеводі для діапазону частот 7.25 – 7.75 ГГц

Розробимо наближену математичну модель поляризатора на основі квадратного хвилевода, що містить три діафрагми [1], використовуючи математичний апарат хвильових матриць розсіювання та передачі [81]. Модель може мати еквівалентні реактивні опори двох типів. Електричні характеристики поляризатора, які розраховуються за допомогою моделі, є такі: диференціальний фазовий зсув, коефіцієнт стійкої хвилі за напругою, коефіцієнт еліптичності та кросполяризаційна розв'язка.

Спочатку розглянемо поляризатор на основі трьох тонких діафрагм у квадратному хвилеводі (рис. 2.1). Розміри стінок квадратного хвилеводу a . Дві крайні діафрагми мають однакову висоту h_1 . Для кращого узгодження поляризатора висоти крайніх діафрагм нижчі за висоту h_2 центральної. Діафрагми оберемо тонкими, а відстані між ними дорівнюють l .

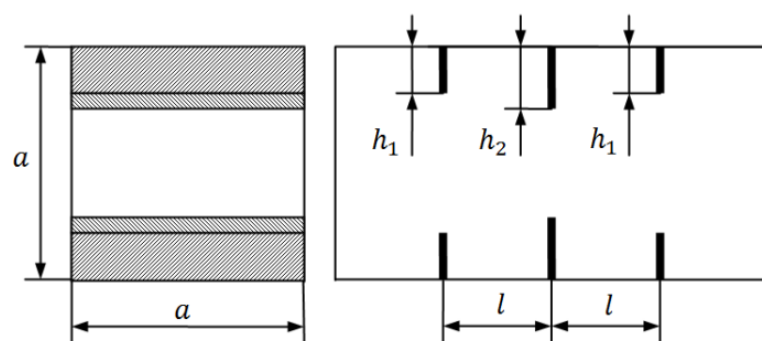


Рисунок 2.1 – Внутрішня конструкція поляризатора на основі трьох діафрагм у квадратному хвилеводі

Реактивними елементами у хвилеводі є тонкі симетричні діафрагми (рис. 2.2), які можна представити як реактивні елементи, під'єднані паралельно в еквівалентну лінію передачі [82].

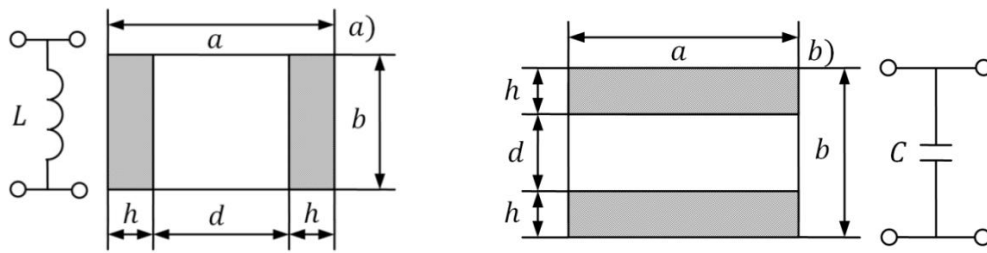


Рисунок 2.2 – Симетричні індуктивна (а) та ємнісна (б) діафрагми у прямокутному хвилеводі

Нормовані реактивні провідності тонких симетричних діафрагм у прямокутному хвилеводі (рис. 2.2) наближено визначаються формулами [82]:

$$b_L \cong \frac{\lambda_g}{a} \cdot \left[\operatorname{ctg} \left(\frac{\pi \cdot d}{2a} \right) \right]^2, \quad (2.1)$$

$$b_C \cong \frac{4b}{\lambda_g} \cdot \ln \left[\operatorname{cosec} \left(\frac{\pi \cdot d}{2a} \right) \right], \quad (2.2)$$

де a та b – розміри широкої та вузької стінок прямокутного хвилеводу відповідно; d – ширина вікна діафрагми; λ_g – довжина хвилі у хвилеводі. У випадку квадратного хвилеводу $a = b$ і

$$d = a - 2 \cdot h. \quad (2.3)$$

Довжина хвилі у квадратному хвилеводі визначається виразом [81]:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^2}}, \quad (2.4)$$

де $\lambda = c/f$ – довжина хвилі у вільному просторі, $\lambda_c = 2a$ – критична довжина хвилі фундаментальної моди TE_{10} у хвилеводі.

Загальний вигляд еквівалентної схеми хвилеводу із трьома реактивними діафрагмами наведено на рис. 2.3 [1].

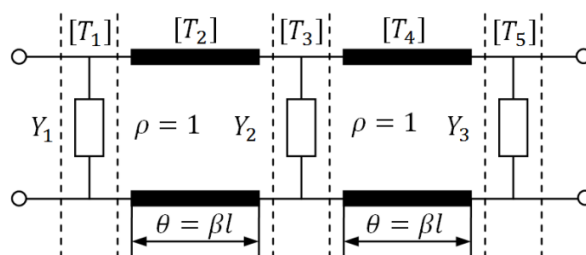


Рисунок 2.3 – Еквівалентна схема хвилеводу з трьома діафрагмами

Для визначення загальної хвильової матриці схему (рис. 2.3) розіб'ємо на 5 простих чотиріполіусників. Серед них можна виділити 3 чотиріполіусники у вигляді реактивної провідності та 2 чотиріполіусники у вигляді регулярного відрізка лінії передачі з характеристичним опором ρ та електричною довжиною θ , яка визначається наступним чином [81]:

$$\theta = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi \cdot l}{\lambda_g}, \quad (2.5)$$

де l – відстань між діафрагмами.

Відстань між діафрагмами при невеликих значеннях реактивних провідностей можна наближено визначити формулою [82]:

$$l \approx \frac{\lambda_g}{4}. \quad (2.6)$$

Усі розрахунки будуть проводитись в узгодженому режимі на входах/виходах, для яких нормований характеристичний опір становить $\rho = 1$. Кожна чотиріполіусна схема описується хвильовою матрицею передачі [83]:

$$[T_1] = [T_5] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}; \quad [T_3] = \begin{bmatrix} T'_{11} & T'_{12} \\ T'_{21} & T'_{22} \end{bmatrix}; \quad [T_2] = [T_4] = \begin{bmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

Тоді повна хвильова матриця передачі поляризатора визначається як добуток усіх 5 матриць:

$$[T_\Sigma] = [T_1] \cdot [T_2] \cdot [T_3] \cdot [T_4] \cdot [T_5] = \begin{bmatrix} T_{\Sigma 11} & T_{\Sigma 12} \\ T_{\Sigma 21} & T_{\Sigma 22} \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

де

$$\begin{aligned} T_{\Sigma 11} &= T_{11}^2 T'_{11} e^{j2\theta} + T_{11} T_{12} T'_{21} + T_{11} T_{21} T'_{12} + T_{12} T_{21} T'_{22} e^{-j2\theta}, \\ T_{\Sigma 12} &= T_{11} T_{12} T'_{11} e^{j2\theta} + T_{12}^2 T'_{21} + T_{11} T_{22} T'_{12} + T_{12} T_{22} T'_{22} e^{-j2\theta}, \\ T_{\Sigma 21} &= T_{11} T_{21} T'_{11} e^{j2\theta} + T_{11} T_{22} T'_{21} + T_{21}^2 T'_{12} + T_{21} T_{22} T'_{22} e^{-j2\theta}, \\ T_{\Sigma 22} &= T_{12} T_{21} T'_{11} e^{j2\theta} + T_{12} T_{22} T'_{21} + T_{21} T_{22} T'_{12} + T_{22}^2 T'_{22} e^{-j2\theta}. \end{aligned}$$

Зв'язок між хвильовою матрицею передачі та хвильовою матрицею розсіювання такий [84]:

$$[S_\Sigma] = \begin{bmatrix} S_{\Sigma 11} & S_{\Sigma 12} \\ S_{\Sigma 21} & S_{\Sigma 22} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_{\Sigma 11}} \begin{bmatrix} T_{\Sigma 21} & |T| \\ 1 & -T_{\Sigma 12} \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

де $|T|$ – це визначник загальної матриці передачі $[T_\Sigma]$ із формули (2.8).

Скористаємося властивістю симетричності чотирьохполюсної схеми $S_{\Sigma 11} = S_{\Sigma 22}$ та $S_{\Sigma 12} = S_{\Sigma 21}$, в результаті отримаємо [1]

$$\dot{S}_{\Sigma 21} = \frac{1}{T_{\Sigma 11}} = \frac{S_{21}^2 \cdot S'_{21}}{e^{j2\theta} - 2S_{11}S'_{11} + S_{11}^2 K e^{-j2\theta}}; \quad (2.10)$$

$$\dot{S}_{\Sigma 11} = \frac{T_{\Sigma 21}}{T_{\Sigma 11}} = \frac{S_{11}e^{j2\theta} - S'_{11}N - S'_{22}S_{11}^2 + S_{11}P e^{-j2\theta}}{e^{j2\theta} - 2S_{11}S'_{11} + S_{11}^2 K e^{-j2\theta}}, \quad (2.11)$$

де $N = S_{11}^2 - S_{21}^2$; $K = S_{11}'^2 - S_{21}'^2$; $P = N \cdot [S_{11}'^2 - S_{21}'^2]$

Модель хвилевода з трьома індуктивними діафрагмами наведена на рис. 2.4 [1]. У цьому випадку елементи матриці розсіювання наступні:

$$S_{11} = \frac{jb_L}{2 - jb_L}, \quad S_{21} = \frac{2}{2 - jb_L}. \quad (2.12)$$

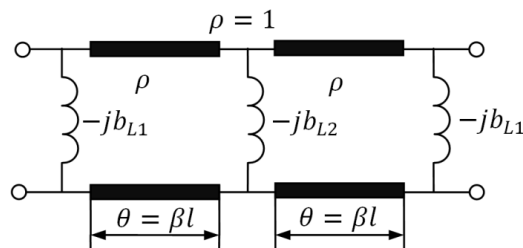


Рисунок 2.4 – Еквівалентна схема хвилеводу із трьома індуктивними діафрагмами

На рис. 2.4 дві крайні індуктивності рівні, а середня індуктивність більша, щоб досягти одночасно необхідної фазової характеристики та узгодження в широкому діапазоні робочих частот.

У формулі (2.12) позначимо через S_{11L} та S_{21L} елементи матриці розсіювання для двох крайніх індуктивностей, позначимо через S'_{11L} та S'_{21L} – це елементи матриці розсіювання середньої індуктивності.

Тоді, підставивши вирази (2.12) у (2.10) і (2.11), отримаємо наступні формули [1]

$$\dot{S}_{\Sigma 21L} = \frac{S_{21L}^2 \cdot S'_{21L}}{e^{j2\theta} - 2S_{11L}S'_{11L} + S_{11L}^2 K e^{-j2\theta}}; \quad (2.13)$$

$$\dot{S}_{\Sigma 11L} = \frac{S_{11L} e^{j2\theta} - S'_{11L} N - S'_{22L} S_{11L}^2 + S_{11L} P e^{-j2\theta}}{e^{j2\theta} - 2S_{11L} S'_{11L} + S_{11L}^2 (S'_{11L} - S'_{21L}) e^{-j2\theta}}, \quad (2.14)$$

де

$$N = S_{11L}^2 - S_{21L}^2; \quad K = S'_{11L} - S'_{21L}; \quad P = N \cdot [S'_{11L} - S'_{21L}].$$

Еквівалентна схема хвилевода з трьома ємнісними діафрагмами показана на рис. 2.5 [1]. У цій схемі елементи матриці розсіювання наступні

$$S_{11} = \frac{-jb_c}{2 + jb_c}, \quad S_{21} = \frac{2}{2 + jb_c}. \quad (2.15)$$

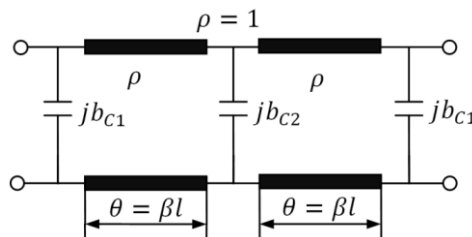


Рисунок 2.5 – Еквівалентна схема хвилевода з трьома ємнісними діафрагмами

В еквівалентній схемі, показаній на рис. 2.5, дві крайні ємності рівні, а середня ємність більша, щоб досягти одночасно необхідної фазової характеристики та узгодження в широкому діапазоні робочих частот

У виразі (2.15) позначили через S_{11C} та S_{21C} елементи матриці розсіювання двох крайніх ємностей, а через S'_{11C} та S'_{21C} – елементи матриці розсіювання середньої ємності.

Після підстановки виразів (2.15) у (2.10), (2.11) отримаємо аналітичні вирази [1]

$$\dot{S}_{\Sigma 21C} = \frac{S_{21C}^2 \cdot S'_{21C}}{e^{j2\theta} - 2S_{11C} S'_{11C} + S_{11C}^2 K e^{-j2\theta}}, \quad (2.16)$$

$$\dot{S}_{\Sigma 11C} = \frac{S_{11C} e^{j2\theta} - S'_{11C} N - S'_{22C} S_{11C}^2 + S_{11C} P e^{-j2\theta}}{e^{j2\theta} - 2S_{11C} S'_{11C} + S_{11C}^2 K e^{-j2\theta}}, \quad (2.17)$$

де $N = S_{11C}^2 - S_{21C}^2$; $K = S'_{11C} - S'_{21C}$; $P = N \cdot [S'_{11C} - S'_{21C}]$

Таким чином, ми отримали хвильові матриці розсіювання поляризатора для основних мод TE_{10} та TE_{01} з ортогональними лінійними поляризаціями, побудованого на основі трьох діафрагм у квадратному хвилеводі.

Визначимо основні електричні характеристики поляризатора на основі трьох діафрагм у квадратному хвилеводі.

Диференціальний фазовий зсув (ДФЗ) на виході поляризатора визначається як різниця аргументів комплексних коефіцієнтів передачі для двох ортогональних лінійних поляризацій як [85]

$$\Delta\varphi = \varphi_L - \varphi_C = \arg(\dot{S}_{\Sigma 21L}) - \arg(\dot{S}_{\Sigma 21C}). \quad (2.18)$$

Узгодження мікрохвильового пристрою характеризується коефіцієнтом стійної хвилі за напругою (КСХН). Для еквівалентних схем з індуктивними та ємнісними діафрагмами КСХН розраховується за наступними формулами [85]

$$VSWR_L = \frac{1 + |\dot{S}_{\Sigma 11L}|}{1 - |\dot{S}_{\Sigma 11L}|}; \quad (2.19)$$

$$VSWR_C = \frac{1 + |\dot{S}_{\Sigma 11C}|}{1 - |\dot{S}_{\Sigma 11C}|}. \quad (2.20)$$

Чистота колової поляризації на виході поляризатора характеризується коефіцієнтом еліптичності. У лінійному поляризаційному базисі коефіцієнт еліптичності у дБ визначається таким чином [86]:

$$r [\text{dB}] = 10 \lg \frac{A^2 + B^2 + \sqrt{A^4 + B^4 + 2A^2B^2 \cos(2\Delta\varphi)}}{A^2 + B^2 - \sqrt{A^4 + B^4 + 2A^2B^2 \cos(2\Delta\varphi)}}, \quad (2.21)$$

де $A = |\dot{S}_{\Sigma 21L}|$, $B = |\dot{S}_{\Sigma 21C}|$, $\Delta\varphi$ визначається формулою (2.18).

Еквівалентною характеристикою поляризаційної чистоти електромагнітної хвилі на виході поляризатора є кросполяризаційна розв'язка (КПР). Зазвичай ця величина виражається в дБ і може бути визначена за формулою (2.21) наступним чином [86]

$$\text{КПР} [\text{dB}] = 20 \lg \left(\frac{r+1}{r-1} \right), \quad (2.22)$$

де r – коефіцієнт еліптичності, який попередньо необхідно перевести в лінійний масштаб з логарифмічного.

Коефіцієнт еліптичності (2.21) та КПР (2.22) на виході поляризатора разом із ДФЗ (2.18) та КСХН (2.19) і (2.20) для електромагнітних хвиль обох

поляризацій повинні бути розраховані одночасно під час моделювання поляризаторів на основі діафрагм у хвильоводах. Така методика використана нижче для параметричної оптимізації хвильоводних поляризаторів на основі діафрагм для різних діапазонів частот та різних відносних смуг пропускання.

Хвилевідний поляризатор повинен одночасно забезпечувати поширення основних мод TE_{10} та TE_{01} . Оскільки поляризатор [2] розробляється для робочого діапазону частот 7,25–7,75 ГГц, то поперечний розмір стінки квадратного хвильоводу можна визначити за граничними частотами згаданих мод для забезпечення однохвильового режиму ($0.5\lambda < a < \lambda$, λ – довжина хвилі у вільному просторі). Отже, поперечний розмір a хвильовода змінюється від 20,7 мм до 38,7 мм. Початкове значення розміру a можна орієнтовно вибрати $a = 33$ мм. Центральна частота робочого X-діапазону становить $f_0 = 7,5$ ГГц. На цій частоті довжина хвилі λ_g основних мод TE_{10} та TE_{01} в квадратному хвильоводі дорівнює 50,3 мм. Тоді початкову відстань між діафрагмами можна приблизно оцінити як $l = \lambda_g/4 = 12,6$ мм.

В результаті за методикою, описаною вище, визначено початкові розміри хвильоводного поляризатора на основі 3 діафрагм [2]: розмір поперечної стінки квадратного хвильоводу $a = 33$ мм, висоти діафрагм $h_1 = 3,2$ мм, $h_2 = 6,4$ мм, а відстань між ними 12,6 мм.

Далі ми демонструємо, яким чином були знайдені оптимальні значення всіх розмірів, і досліджуємо, як зміна висоти діафрагм і відстані між ними впливає на узгодження та поляризаційні характеристики поляризатора [2].

Для досягнення ДФЗ, близького до необхідних 90° , необхідно здійснювати зміну висоти всіх діафрагм h_1 , h_2 при збереженні фіксованого співвідношення k між цими значеннями. А саме $h_2 = k \cdot h_1$, де відношення k змінюється від 1,5 до 2,0. Для забезпечення кращого узгодження структури необхідно зменшити початкову відстань між діафрагмами $l = \lambda_g/4 = 12,6$ мм до оптимального значення, яке зазвичай менше чверті довжини хвилі у поляризаторі на основі квадратного хвильоводу із діафрагмами [2]. Для робочого X-діапазону 7,25–7,75 ГГц ми отримали оптимальну відстань $l = 10,8$ мм.

На рис. 2.6а представлено чотири залежності ДФЗ між модами з вертикальною та горизонтальною поляризаціями в робочому діапазоні частот 7,25–7,75 ГГц для початкових та оптимальних значень розмірів поляризатора.

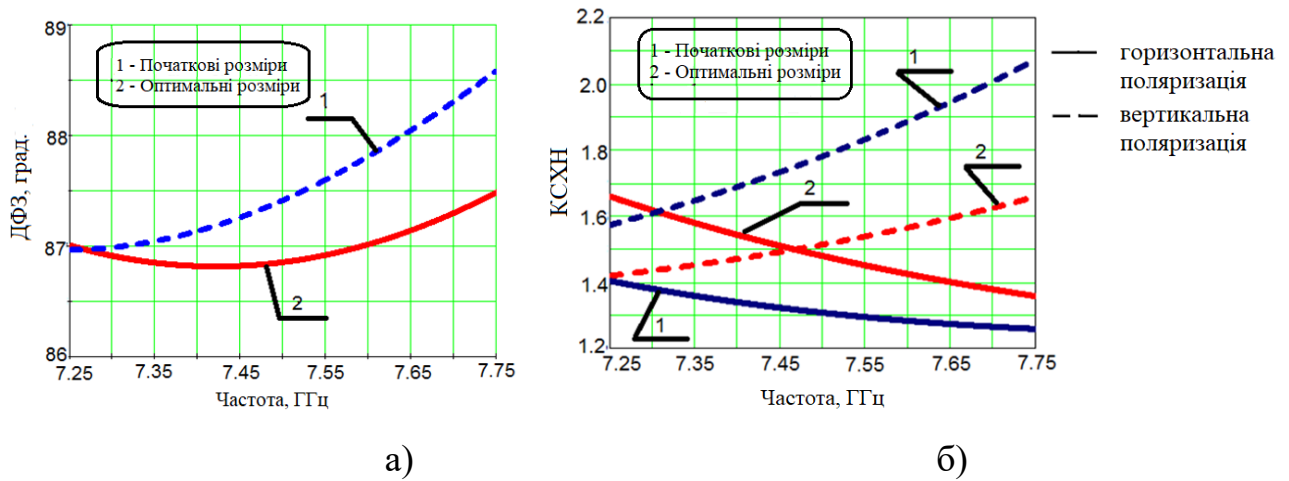


Рисунок 2.6 – Залежності ДФЗ (а) та КСХН (б) від частоти синтезовано поляризатора

На рис. 2.6а видно, що зі зменшенням відстані між діафрагмами від 12,6 мм до 10,8 мм ДФЗ залишається майже постійним. Максимальне відхилення ДФЗ від 90° становить $3,2^\circ$ і воно має місце на частоті 7,42 ГГц, яка близька до центральної частоти робочого Х-діапазону.

На рис. 2.6б наведено залежності КСХН поляризатора від частоти для вертикальної та горизонтальної поляризацій у робочому діапазоні частот 7,25–7,75 ГГц. На рис. 2.6б спостерігається, значне покращення узгодження поляризатора зі зменшенням відстані між діафрагмами від 12,6 мм до 10,8 мм. Для оптимальної конфігурації КСХН основної моди TE_{01} з горизонтальною поляризацією має піковий рівень 1,67 на частоті 7,25 ГГц. Максимальне значення КСХН для вертикальної поляризації має місце на частоті 7,75 ГГц. Піковий рівень КСХН для вертикальної поляризації зменшується з 2,08 до 1,65 для початкового та оптимального розмірів відповідно.

На рис. 2.7а наведена залежність коефіцієнта еліптичності поляризатора на основі трьох діафрагмами в робочому діапазоні частот 7,25–7,75 ГГц.

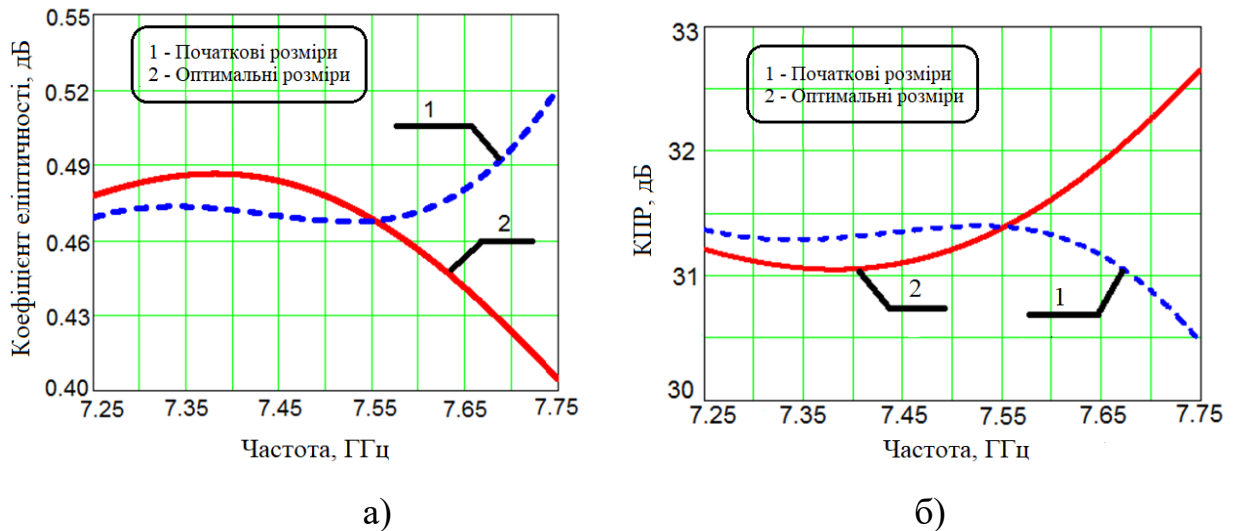


Рисунок 2.7 – Залежності коефіцієнта еліптичності (а) та КПР(б) від частоти

На рис. 2.7а видно, що зменшення відстаней між діафрагмами з 12,6 мм до 10,8 мм призводить до зменшення пікового рівня коефіцієнта еліптичності з 0,52 дБ до 0,48 дБ. Це покращення відбувається, незважаючи на більше відхилення ДФЗ від необхідних 90° . Це можна пояснити тим фактом, що поляризаційні характеристики (а саме коефіцієнт еліптичності та КПР) залежать одночасно від фаз та величин основних мод з обома ортогональними лінійними поляризаціями.

На рис. 2.7б показано КПР поляризатора в робочому X-діапазоні 7,25–7,75 ГГц. Видно, що в робочому діапазоні частот зменшення відстані між діафрагмами з 12,6 мм до 10,8 мм призводить до незначного покращення КПР з 30,5 дБ до 31,0 дБ.

У результаті конструктивного синтезу визначено оптимальні поперечні розміри квадратного хвилеводу $a = 33$ мм, оптимальні висоти діафрагм ($h_1 = 4,51$ мм, $h_2 = 6,95$ мм) та оптимальна відстань між діафрагмами ($l = 10,8$ мм). Поєднання цих оптимальних розмірів забезпечує ефективну роботу хвилеводного поляризатора на основі трьох діафрагм у робочому X-діапазоні 7,25–7,75 ГГц. Оптимізований КСХН для обох поляризацій менше 1,67. ДФЗ лежить в межах 90° – $3,2^\circ$. Коефіцієнт еліптичності становить менше 0,49 дБ. Відповідний КПР становить вище 31 дБ.

Таким чином, розроблена методика параметричного синтезу за допомогою хвильових матриць дозволяє отримати частотні характеристики поляризаторів на основі трьох діафрагм у квадратному хвилеводі та оптимізувати їх для заданої смуги частот з метою покращення узгодження та поляризаційних характеристик конструкції.

У таблиці 2.1 наведені значення досягнутих основних електричних характеристик оптимізованого хвилеводного поляризатора та при одночасному варіюванні всіх геометричних параметрів у межах від 1% до 3%.

Таблиця 2.1 – Характеристики хвилеводного поляризатора на основі трьох діафрагм в X-діапазоні частот при одночасному варіюванні всіх розмірів

| <i>Всі зміни розмірів, %</i> | <i>Максимальний КСХН</i> | <i>ДФЗ, °</i> | <i>Коефіцієнт еліптичності, дБ</i> | <i>КПР, дБ</i> |
|------------------------------|--------------------------|---------------|------------------------------------|----------------|
| 0 | 1.67 | 90° - 3.2° | <0.49 | >31.0 |
| 1 | 2.10 | 90° - 3.0° | <0.55 | >30.0 |
| 2 | 2.15 | 90° - 3.0° | <0.58 | >29.6 |
| 3 | 2.20 | 90° - 3.0° | <0.60 | >29.3 |

Наведені в табл. 2.1 результати дозволяють зробити висновок про те, як одночасна зміна параметрів поляризатора в межах 1%, 2% або 3% впливає на його характеристики. Із таблиці 2.1 випливає, що зміна всіх геометричних параметрів на 1–3 % практично не впливає на ДФЗ. Його відхилення від 90° залишається рівним 3°. У разі варіації всіх розмірів на 1% коефіцієнт еліптичності погіршується до значення 0,55 дБ, а найнижчий рівень КПР знижується до 30,0 дБ. Найбільше погіршення спостерігається для КСХН, піковий рівень якого зростає до 2,10. Тому відхилення всіх розмірів більше ніж на 1% небажано.

Подальше точне моделювання роботи поляризатора на основі трьох діафрагм у квадратному хвилеводі та оптимізація його характеристик були виконані за допомогою методу скінченного інтегрування у програмному

середовищі CST Microwave Studio з використанням у якості початкових розмірів тих, що знайдені вище наближеним методом.

Розміри, отримані шляхом параметричної оптимізації хвилеводного поляризатора на електродинамічному рівні, такі [2]: $a = 33,2$ мм, $h_1 = 4,2$ мм, $h_2 = 6,8$ мм, $L = 11,3$ мм.

На рис. 2.8а представлені частотні залежності КСХН оптимізованого поляризатора на основі трьох діафрагм для обох поляризацій в робочому Х-діапазоні 7,25–7,75 ГГц. На рис. 2.8а видно, що максимальне значення КСХН для обох поляризацій становить 1,66 і воно має місце на найнижчій частоті робочого Х-діапазона, що є 7,25 ГГц для горизонтальної поляризації та на найвищій частоті 7,75 ГГц для вертикальної поляризації.

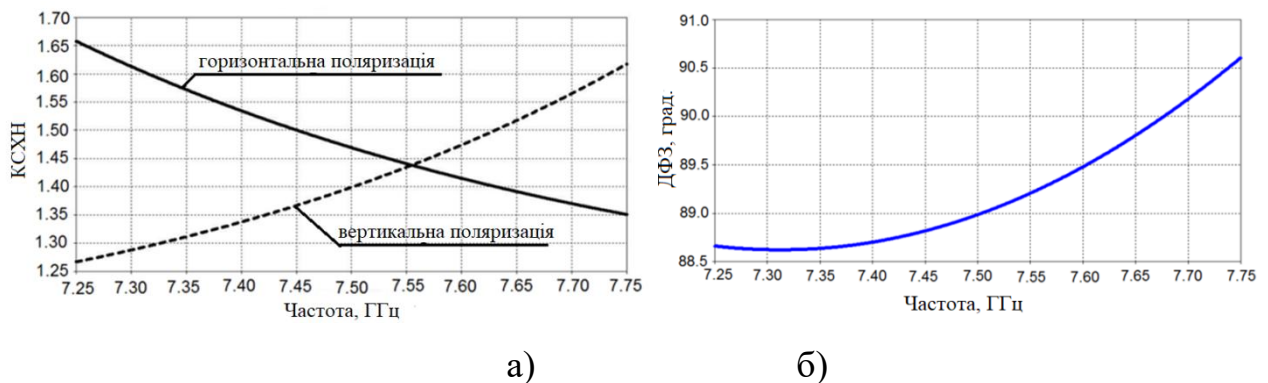


Рисунок 2.8 – Частотні залежності КСХН (а) та ДФЗ (б) синтезованого поляризатора

На рис. 2.8б представлена частотна залежність ДФЗ оптимізованого поляризатора на основі трьох діафрагм у прямокутному хвилеводі в Х-діапазоні. Як видно на рис. 2.8б, ДФЗ дорівнює 90° на частоті 7,67 ГГц. У робочому Х-діапазоні 7,25–7,75 ГГц ДФЗ поляризатора на основі трьох діафрагм у квадратному хвилеводі змінюється від $88,6^\circ$ до $90,6^\circ$. Максимальне відхилення ДФЗ від 90° становить $1,4^\circ$ і воно має місце на частоті 7,32 ГГц, що близько до мінімальної частоти робочого супутника Х-діапазону.

Таким чином, застосування трьох діафрагм у структурі поляризатора на основі квадратного хвилеводу достатньо для отримання ДФЗ, який є досить

близьким до 90° у 7% відносній смузі частот. У цьому випадку основною проблемою є незадовільне узгодження хвильового поляризатора. Відбиття, що виникають від 3 діафрагм, не компенсують одне одного у всій 7% відносній смузі частот. Очевидно, щоб покращити узгодження хвильового поляризатора, кількість діафрагм має бути збільшена.

Частотні залежності коефіцієнта еліптичності та КПР оптимізованого за допомогою чисельного методу, що використовується для розробки поляризаційних пристроїв різного призначення [87, 88], поляризатора на основі трьох діафрагм у квадратному хвильоводі у робочому X-діапазоні 7,25–7,75 ГГц продемонстровано на рис. 2.9а та 2.9б відповідно.

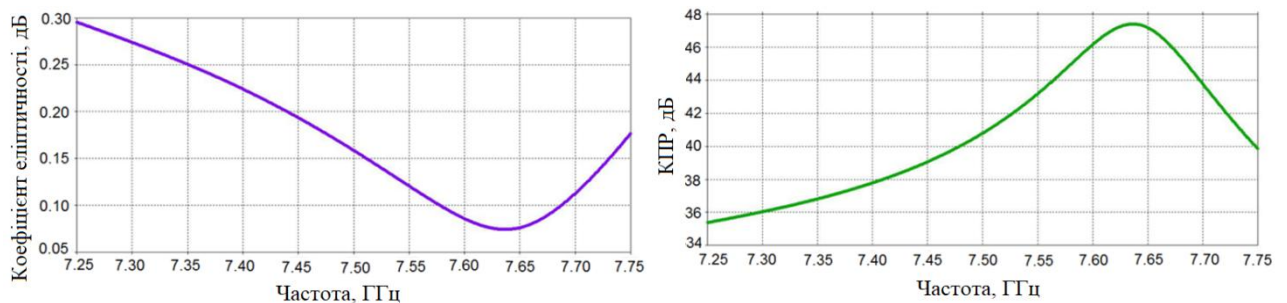


Рисунок 2.9 – Залежність коефіцієнта еліптичності (а) та КПР (б) від частоти

На рис. 2.9а видно, що в робочому діапазоні частот 7,25–7,75 ГГц коефіцієнт еліптичності оптимізованого чисельним методом поляризатора на основі прямокутного хвильоводу із трьома діафрагмами становить менше 0,30 дБ. Як можна спостерігати на рис. 2.9б, відповідний КПР оптимізованого хвильового поляризатора із діафрагми вище 35 дБ. Максимум коефіцієнта еліптичності (як і найменший КПР) спостерігається на частоті 7,25 ГГц, що з високою точністю відповідає частоті максимального відхилення ДФЗ поляризатора від 90° . Крім того, спостерігається один помітний мінімум залежностей коефіцієнта еліптичності та КПР на частоті 7,64 ГГц, що не зовсім відповідає ДФЗ на 90° . Різниця в цих частотах зумовлена значною відмінністю частотних характеристик КСХН хвильового поляризатора для основних мод з горизонтальною та вертикальною поляризаціями, а також високими рівнями КСХН у робочому діапазоні частот.

Таким чином, у робочому діапазоні частот 7,25–7,75 ГГц оптимізований на електродинамічному рівні поляризатор на основі квадратного хвилеводу із 3 діафрагмами забезпечує КСХН для обох поляризацій менше 1,66. ДФЗ лежить в межах $90^\circ \pm 1,6^\circ$. Коефіцієнт еліптичності $\leq 0,30$ дБ, а КПР ≥ 35 дБ. Натомість, для порівняння, оптимізований в однохвильовому наближенні поляризатор має характеристики в робочому діапазоні частот 7.25 – 7.75 ГГц, представлені у таблиці 2.1.

2.2 Наближений конструктивний синтез поляризатора на основі чотирьох тонких діафрагм у квадратному хвилеводі для діапазона робочих частот 3.4-4.2 ГГц

Метою даного розділу є конструктивний синтез поляризатора для роботи в розширеному С-діапазоні частот 3,4–4,2 ГГц, що використовується в земних приймальних станціях супутникових інформаційних систем. Розробка та оптимізація хвилеводного поляризатора проводиться з метою забезпечення необхідних поляризаційних та узгоджувальних характеристик. Зокрема, необхідні значення ДФЗ в діапазоні робочих частот можуть бути в межах $90^\circ \pm 4^\circ$, КСХН для обох поляризацій повинен бути менше 1,4, коефіцієнт еліптичності – менше 0,6 дБ, а значення КПР – вище 30 дБ.

У розробленій математичній моделі [3, 4] поляризатора використано нескінченно тонкі діафрагми.

Внутрішню структуру поляризатора на основі чотирьох тонких діафрагм у квадратному хвилеводі показано на рис. 2.10 [3]. На рис. 2.10 видно, що дві крайні діафрагми мають однакову висоту h_1 , а дві середні діафрагми також мають однакову висоту h_2 , причому висота h_2 більша за висоту h_1 для кращого узгодження структури. Відстань між середніми діафрагмами дорівнює l_2 , а відстань між крайньою та середньою діафрагмами є l_1 .

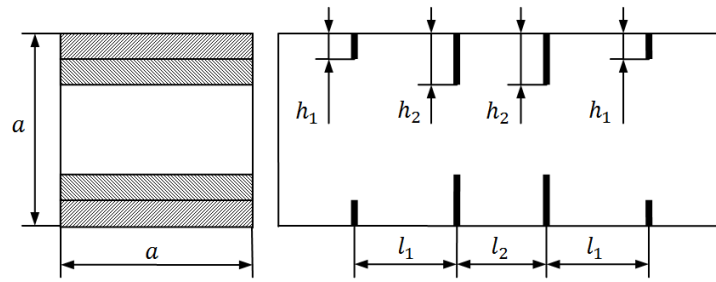


Рисунок 2.10 – Внутрішня структура поляризатора на основі чотирьох діафрагм у квадратному хвилеводі

На рис. 2.11 наведено загальний вигляд еквівалентної схеми хвилевода з чотирма реактивними елементами в однохвильовому наближенні [5].

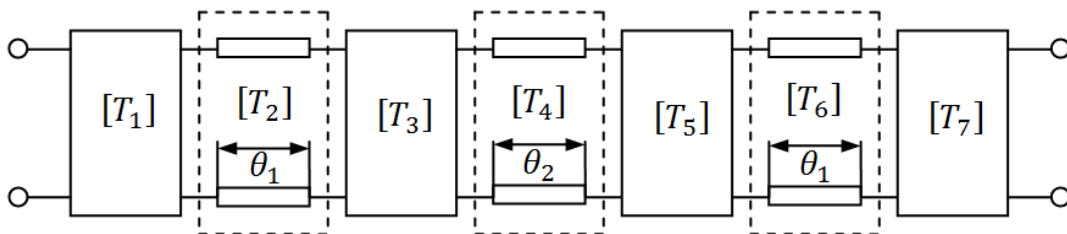


Рисунок 2.11 – Еквівалентна схема поляризатора із чотирма діафрагмами

Кожна чотирьополусна схема описується хвильовою матрицею передачі [83]

$$\begin{aligned}
 [T_1] = [T_7] &= \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}; & [T_3] = [T_5] &= \begin{bmatrix} T'_{11} & T'_{12} \\ T'_{21} & T'_{22} \end{bmatrix}; \\
 [T_2] = [T_6] &= \begin{bmatrix} e^{j\theta_1} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta_1} \end{bmatrix}; & [T_4] &= \begin{bmatrix} e^{j\theta_2} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta_2} \end{bmatrix}.
 \end{aligned} \tag{2.23}$$

де θ_1 та θ_2 – це електричні довжини лінії передачі, виражені в радіанах.

Зв'язок хвильової матриці передачі від провідності одиничного елемента визначається формулою [84]

$$[T] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2+Y}{2} & \frac{Y}{2} \\ -\frac{Y}{2} & \frac{2-Y}{2} \end{bmatrix}.$$

В результаті отримаємо загальну матрицю передачі [5]

$$[T_\Sigma] = [T_1] \cdot [T_2] \cdot [T_3] \cdot [T_4] \cdot [T_5] \cdot [T_6] \cdot [T_7] = \begin{bmatrix} T_{\Sigma 11} & T_{\Sigma 12} \\ T_{\Sigma 21} & T_{\Sigma 22} \end{bmatrix}, \tag{2.24}$$

де

$$\begin{aligned}
T_{\Sigma 11} &= T_{12}T_{21}T'_{22}e^{-j2(\theta_1+\theta_2)} + T_{11}^2T'_{11}e^{j2\theta_1} + T_{11}^2T'_{12}T'_{21}e^{j2(\theta_1-\theta_2)} + T_{11}T'_{12}T_{21}T'_{22}e^{-j2\theta_2} + \\
&\quad + T_{11}T_{12}T'_{21}T'_{22}e^{-j2\theta_2} + T_{12}T'_{12}T_{21}T'_{21}e^{-j2\theta_1} + T_{11}T'_{11}T'_{12}T_{21} + T_{11}T'_{11}T_{12}T'_{21}, \\
T_{\Sigma 12} &= T_{12}T_{22}T'_{22}e^{-j(2\theta_1+\theta_2)} + T_{12}^2T'_{21}T'_{22}e^{-j\theta_2} + T'_{11}T'_{21}T_{12}^2e^{j\theta_2} + T_{11}T'_{11}T_{21}e^{j(2\theta_1+\theta_2)} + \\
&\quad + T_{11}T_{12}T'_{12}T'_{21}e^{j(2\theta_1-\theta_2)} + T_{11}T'_{12}T_{22}T'_{22}e^{-j\theta_2} + T_{12}T'_{12}T'_{21}T_{22}e^{j(\theta_2-2\theta_1)} + T_{11}T'_{11}T'_{12}T_{22}e^{j\theta_2}, \\
T_{\Sigma 21} &= T_{21}T_{22}T'_{22}e^{-j(2\theta_1+\theta_2)} + T'_{12}T'_{21}T'_{22}e^{-j\theta_2} + T'_{11}T'_{12}T'_{21}e^{j\theta_2} + T_{11}T'_{11}T_{21}e^{j(2\theta_1+\theta_2)} + \\
&\quad + T_{11}T'_{12}T_{21}T'_{21}e^{j(2\theta_1-\theta_2)} + T_{11}T'_{21}T_{22}T'_{22}e^{-j\theta_2} + T'_{12}T_{21}T'_{21}T_{22}e^{j(\theta_2-2\theta_1)} + T_{11}T'_{11}T'_{21}T_{22}e^{j\theta_2}, \\
T_{\Sigma 22} &= T_{22}^2T'_{22}e^{-j(2\theta_1+\theta_2)} + T'_{12}T'_{21}T_{22}^2e^{j(\theta_2-2\theta_1)} + T'_{11}T'_{12}T_{21}e^{j(2\theta_1+\theta_2)} + T_{12}T'_{12}T_{21}T'_{21}e^{j(2\theta_1-\theta_2)} + \\
&\quad + T'_{12}T_{21}T_{22}T'_{22}e^{-j\theta_2} + T_{12}T'_{21}T_{22}T'_{22}e^{-j\theta_2} + T'_{11}T'_{12}T_{21}T_{22}e^{j\theta_2} + T'_{11}T'_{12}T'_{21}T_{22}e^{j\theta_2}.
\end{aligned}$$

Скориставшись властивістю симетричності чотириполюсника $S_{\Sigma 11} = S_{\Sigma 22}$

та $S_{\Sigma 12} = S_{\Sigma 21}$, отримаємо такі вирази [5]

$$\begin{aligned}
T_{\Sigma 11} &= \frac{1}{S_{21}^2 S_{21}'} (-S_{11}^2 S_{11}'^4 e^{-j(2\theta_1+\theta_2)} + 2S_{11}^2 S_{11}'^2 S_{21}'^2 e^{-j(2\theta_1+\theta_2)} + S_{11}^2 S_{11}'^2 e^{-j(-2\theta_1+\theta_2)} - \\
&\quad - S_{11}^2 S_{21}'^4 e^{-j(2\theta_1+\theta_2)} + 2S_{11} S_{11}'^3 e^{j\theta_2} - 2S_{11} S_{11}' S_{21}'^2 e^{-j\theta_2} + 2S_{11} S_{11}' e^{j\theta_2} - S_{11}'^2 e^{j(2\theta_1-\theta_2)} - e^{j(2\theta_1+\theta_2)}); \quad (2.25)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
T_{\Sigma 21} &= \frac{e^{-j(2\theta_1+\theta_2)}}{S_{21}^2 S_{21}'} (S_{11} e^{2j(2\theta_1+\theta_2)} - S_{11}^3 S_{11}'^4 - S_{11}^3 S_{21}'^4 + S_{11} S_{21}'^2 S_{11}'^4 + S_{11} S_{21}'^2 S_{21}'^4 - S_{11} S_{11}'^2 e^{4j\theta_1} - \\
&\quad - 2S_{11}^2 S_{11}' e^{2j(\theta_1+\theta_2)} + 2S_{11}^3 S_{11}'^2 S_{21}'^2 e^{j\theta_2} + 2S_{11}^2 S_{11}'^3 e^{2j\theta_1} + S_{11}^3 S_{11}'^2 e^{2j\theta_2} - S_{21}'^2 S_{11}'^3 e^{j2\theta_1} - 2S_{11} S_{21}'^2 S_{11}'^2 S_{21}'^2 - \\
&\quad - S_{11} S_{21}'^2 S_{11}'^2 e^{j2\theta_2} - 2S_{11}^2 S_{11}' S_{21}'^2 e^{j2\theta_1} + S_{21}'^2 S_{11}' S_{21}'^2 e^{j2\theta_1}); \quad (2.26)
\end{aligned}$$

З формул (2.25) та (2.26) визначаємо елементи матриці розсіювання

$$S_{\Sigma 21} = \frac{1}{T_{\Sigma 11}}; \quad S_{\Sigma 11} = \frac{T_{\Sigma 21}}{T_{\Sigma 11}}. \quad (2.27)$$

Використавши (2.25) і (2.26), знайдено необхідні елементи матриці розсіювання повної еквівалентної схеми за формулами (2.27).

Для компенсації відбиття від усіх діафрагм необхідно попарно використовувати реактивні елементи з однаковими провідностями (діафрагми з рівними вікнами). Крім того, відстань між діафрагмами повинна бути приблизно рівною чверті довжини хвилі в хвилеводі на центральній частоті робочої смуги (при малих значеннях провідностей діафрагм).

Для хвильової моделі з індуктивною (рис. 2.12 а) та ємнісною (рис. 2.12 б) діафрагмами елементи матриці розсіювання будуть такими, як у формулах (2.12) та (2.15).

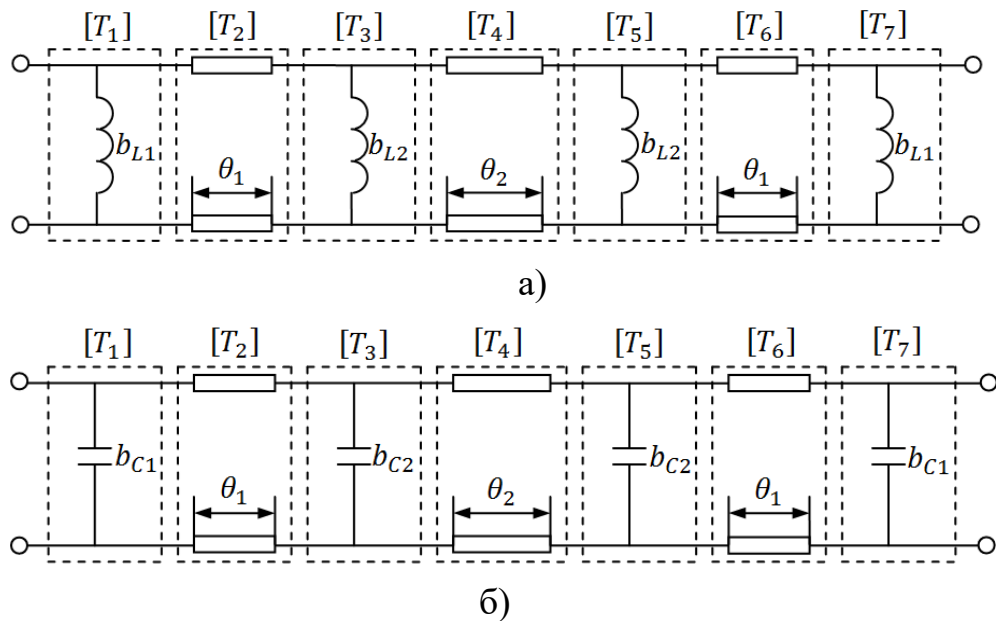


Рисунок 2.12 – Еквівалентна схема хвильового поляризатора з чотирма індуктивними (а) та ємнісними (б) діафрагмами

Використаємо формули для реактивних провідностей нескінченно тонкої симетричної діафрагми у прямокутному хвильоводі [89] з урахуванням впливу вищих типів хвиль

$$b_L = -\frac{2\pi}{a \cdot \beta} \cdot \left[\operatorname{ctg} \left(\frac{\pi \cdot d}{2a} \right) \right]^2 \cdot \left[1 + \frac{a \cdot \gamma_1 - 3\pi}{4\pi} \cdot \left[\sin \left(\frac{\pi \cdot d}{a} \right) \right]^2 \right]; \quad (2.28)$$

$$b_C = \frac{4\beta b}{\pi} \cdot \left[\ln \left(\operatorname{cosec} \left(\frac{\pi \cdot d}{2a} \right) \right) + \left(\frac{2\pi}{a \cdot \gamma_2} - 1 \right) \cdot \left(\cos \left(\frac{\pi \cdot d}{2a} \right) \right)^4 \right], \quad (2.29)$$

де

$$\gamma_1 = \sqrt{\left(\frac{3\pi}{a} \right)^2 - k_0^2}; \quad \gamma_2 = \sqrt{\left(\frac{2\pi}{b} \right)^2 - \beta^2}; \quad \beta = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a} \right)^2}; \quad k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{2\pi f}{c},$$

де a та b – початкові значення широкої і вузької стінок прямокутного хвильоводу, виражені в міліметрах; d – ширина зазору або вікна діафрагми, виражена в міліметрах; k_0 – хвильове число у вакуумі; β – стала поширення

основної моди H_{10} у прямокутному хвилеводі. У випадку квадратного хвилеводу $a = b$.

Основні електричні характеристики поляризатора через елементи хвильової матриці розсіювання визначаються формулами (2.18) – (2.21).

Зазначимо, що на зміну амплітуд хвиль на виході поляризатора впливає КСХН обох поляризацій. Коефіцієнт еліптичності та відповідний КПР визначаються одночасно амплітудами хвиль на виході поляризатора та значення ДФЗ.

Залежно від співвідношення амплітуд на виході і значень ДФЗ поляризатора можна отримати хвилю з будь-яким типом поляризації. У випадку ідеального поляризатора КСХН дорівнює 1 для обох поляризацій, а ДФЗ становить 90° . Тоді поляризатор у приймальній антені перетворюватиме вхідні хвилі з ортогональними коловими поляризаціями у вихідні хвилі з ортогональними лінійними поляризаціями і навпаки в передавальній антені.

Параметричний синтез поляризатора в здійснено за методикою, запропонованою в [29]. Згідно з цією методикою, що була адаптована [6, 7] вибираємо розмір стінки квадратного хвилеводу поляризатора та відстань між діафрагмами $l=0,25\lambda_0$. Значення довжини хвилі в хвилеводі на центральній частоті смуги 3,8 ГГц становить $\lambda_0 = 78,9$ мм. Далі для забезпечення необхідного ДФЗ змінюємо висоту діафрагм h_1 і h_2 . Узгодження структури досягається шляхом зміни відстані між діафрагмами.

Нижче представлено результати параметричного синтезу поляризатора на основі чотирьох тонких діафрагм у квадратному хвилеводі для діапазона робочих частот 3.4 – 4.2 ГГц у вигляді графіків частотних залежностей його електричних характеристик знайдені розміри синтезованого поляризатора наведений нижче в таблиці 2.2 [3]. На рис. 2.13 наведено залежності ДФЗ та КСХН від частоти.

На рис. 2.13а показано, що значення ДФЗ дорівнює 90° на частотах 3,5 ГГц та 4,15 ГГц. Максимальне відхилення ДФЗ від 90° становить $2,8^\circ$ на частоті 3,8 ГГц.

На рис. 2.13б показано, що максимальне значення КСХН для горизонтальної поляризації (суцільна лінія) становить 1,38, а для вертикальної поляризації (штрихова лінія) – 1,42 на мінімальній і максимальній частотах відповідно.

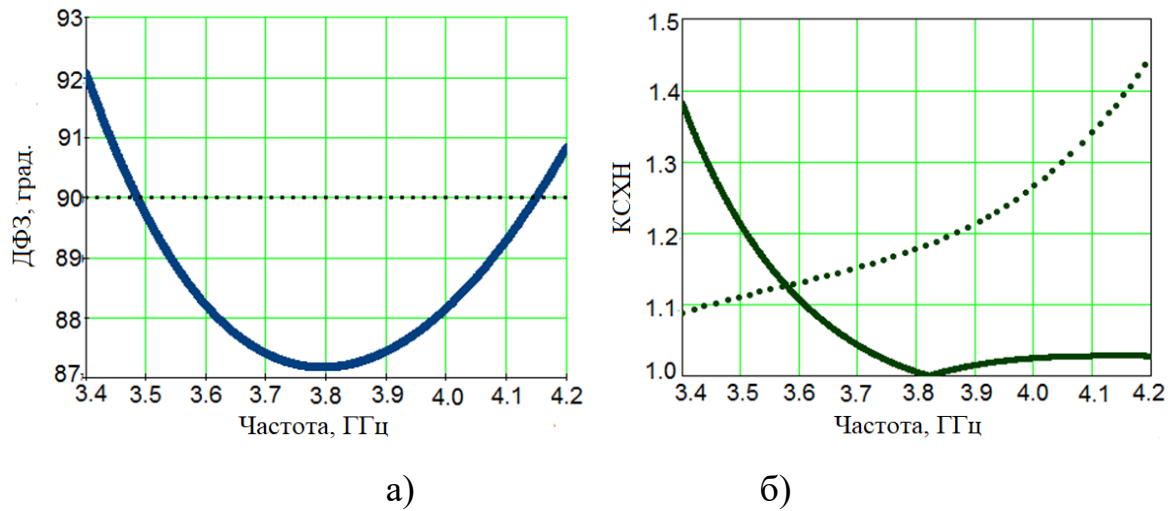


Рисунок 2.13 – Частотні залежності ДФЗ (а) та КСХН (б) синтезованого поляризатора

На рис. 2.14 а представлена залежність коефіцієнта еліптичності від частоти, а на рис. 2.14 б – залежність КІР від частоти.

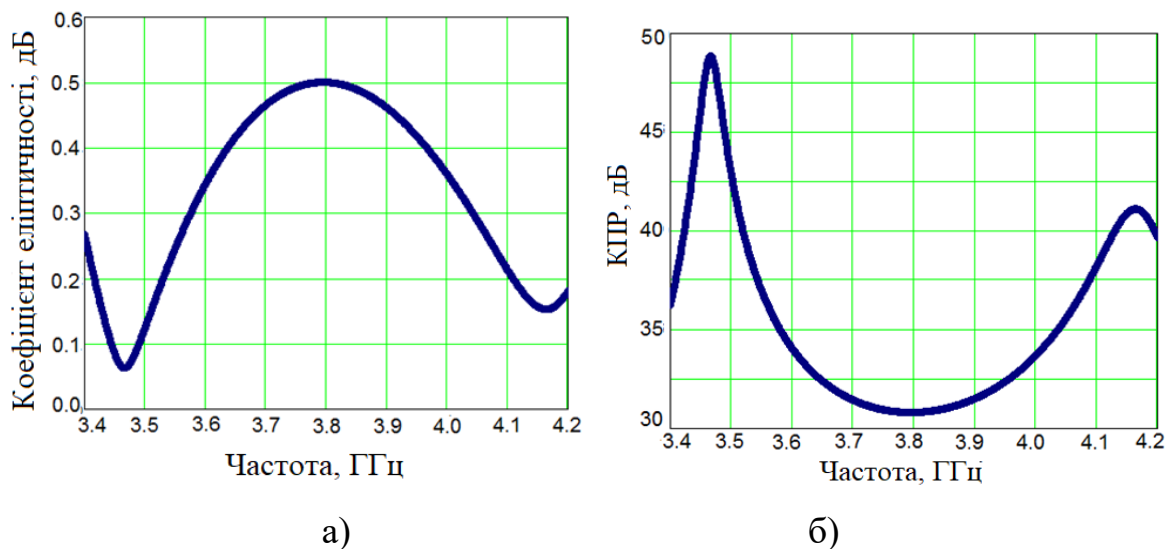


Рисунок 2.14 – Залежності коефіцієнта еліптичності (а) та КІР(б) від частоти

На рис. 2.14 видно, що максимальне значення коефіцієнта еліптичності становить 0,5 дБ, максимальне значення КІР становить 30,8 дБ на частоті 3,8 ГГц.

Таким чином, у робочому діапазоні 3,4–4,2 ГГц синтезований поляризатор на основі чотирьох діафрагм у квадратному хвилеводі забезпечує КСХН для обох поляризацій менше 1,42, його значення ДФЗ $90^\circ \pm 2,8^\circ$, коефіцієнт еліптичності менше 0,50 дБ та КІР вище 30,8 дБ.

Далі наведено результати оптимізації конструкції поляризатора для С-діапазона частот 3,4 – 4,2 ГГц [3, 4] на основі чотирьох діафрагм у квадратному хвилеводі методом скінченого інтегрування у програмному середовищі CST Microwave Studio. Тривимірна модель такого поляризатора продемонстрована на рис. 2.15. Початкові розміри подані у таблиці 2.2.

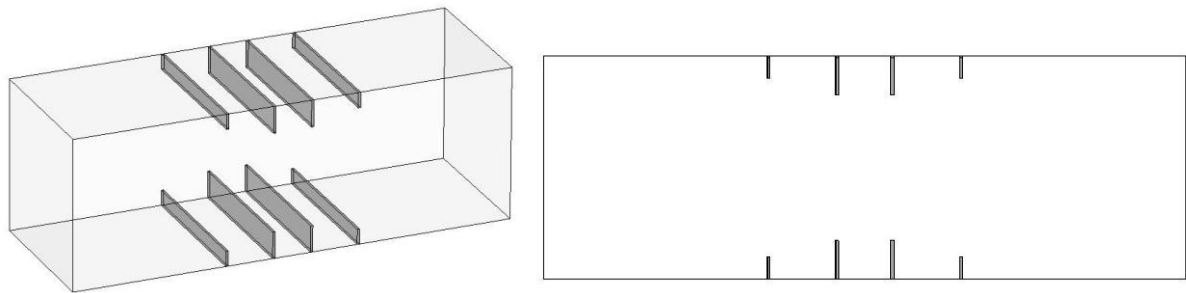


Рисунок 2.15 – Тривимірна модель поляризатора із 4 діафрагмами

На рис. 2.16а подана залежність ДФЗ від частоти для оптимізованого поляризатора.

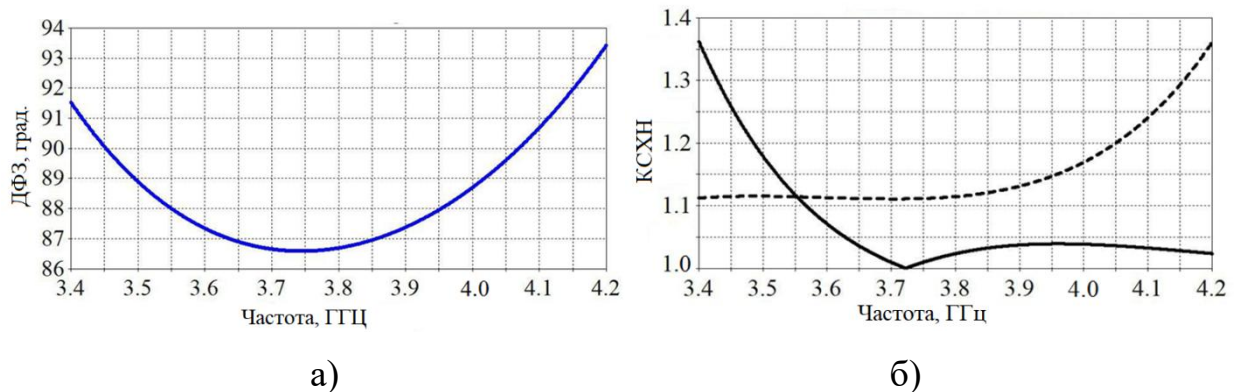


Рисунок 2.16 – Частотні залежності ДФЗ (а) та КСХН (б) оптимізованого поляризатора

На рис. 2.16а видно, що максимальне відхилення ДФЗ від 90° становить $3,4^\circ$ на $3,75$ ГГц та приймає значення 90° на частотах $3,45$ ГГц і $4,06$ ГГц відповідно.

На рис. 2.16б видно, що максимальне значення КСХН для обох поляризацій становить $1,36$ і має місце на межах смуги частот $3,4$ і $4,2$ ГГц. Мінімальне значення КСХН горизонтальної поляризації (суцільна лінія) становить $1,0$ на частоті $3,73$ ГГц, а для вертикальної поляризації (штрихова лінія) – $1,11$ на частоті $3,4$ ГГц. Як видно на рис. 2.16б, збільшення частоти призводить до зменшення КСХН для хвилі з горизонтальною поляризацією та до збільшення КСХН для хвилі з вертикальною поляризацією. Цю особливість можна пояснити наступним чином. Для хвилі з горизонтальною поляризацією діафрагми є індуктивними, а для хвилі з вертикальною поляризацією – ємнісними. У першому випадку еквівалентна схема містить індуктивності, з'єднані паралельно. Вони закорочують лінію на низьких частотах. У другому випадку еквівалентна схема містить паралельні ємності, які замикають лінію на високих частотах.

На рис. 2.17 представлено залежності коефіцієнта еліптичності та КПР від частоти для оптимізованого поляризатора.

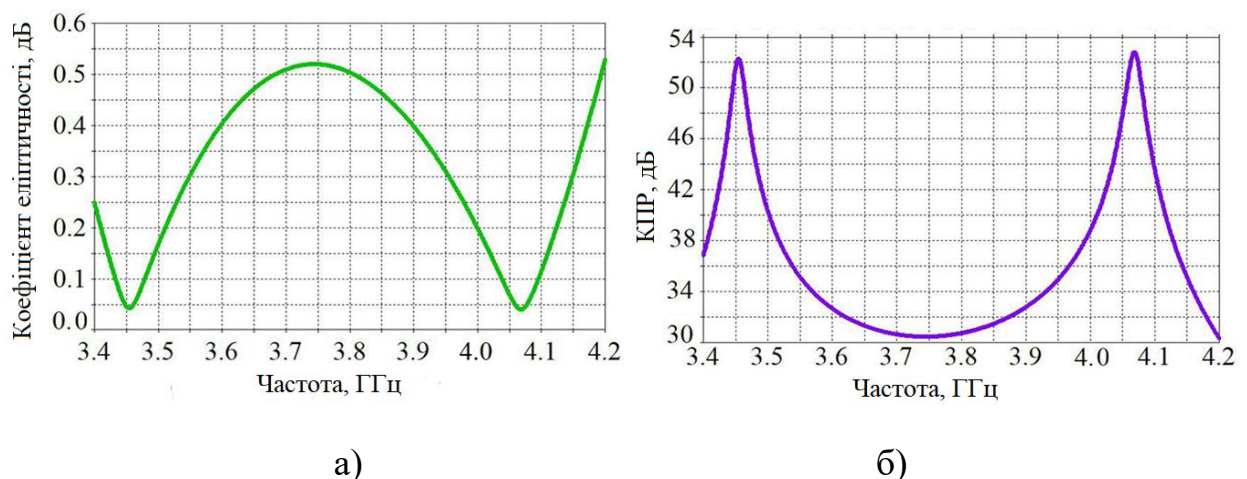


Рисунок 2.17 – Залежність коефіцієнта еліптичності (а) та КПР(Б) від частоти

На рис. 2.17а видно, що коефіцієнт еліптичності в діапазоні частот від $3,4$ ГГц до $4,2$ ГГц не перевищує $0,53$ дБ. Максимальне значення коефіцієнта

еліптичності досягається на частотах 3,75 ГГц і 4,2 ГГц, а мінімальне значення, що відповідає значенню 0,085 дБ, досягається на частотах 3,41 ГГц і 4,052 ГГц.

На рис. 2.176 видно, що КПР в діапазоні частот від 3,4 ГГц до 4,2 ГГц перевищує 30 дБ. Максимальне значення (53 дБ) досягається на частотах 3,41 ГГц і 4,052 ГГц відповідно.

Загалом, у робочому діапазоні частот 3,4–4,2 ГГц оптимізований поляризатор на основі чотирьох діафрагм у квадратному хвилеводі забезпечує КСХН для обох поляризацій менше 1.36, його ДФЗ $90^{\circ} \pm 3,4^{\circ}$, коефіцієнт еліптичності менше 0,53 дБ та КПР нижче 30 дБ

Оптимізовані розміри поляризатора призначеного для роботи в С-діапазоні 3,4–4,2 ГГц, отримані з використанням моделі еквівалентної схеми та чисельного методу [3], наведено в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 – 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 | $L_2=24,0$ | $L_2=24,2$ |

У таблиці 2.3 порівнюються електричні характеристики оптимізованого поляризатора, отримані за моделлю еквівалентної схеми та чисельним електродинамічним методом [3].

Таблиця 2.3 – Порівняння електричних характеристик хвильоводного 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 2.2 і 2.3, результати, отримані двома методами, добре узгоджуються. Незначні відмінності в розмірах і характеристиках поляризатора зумовлені тим, що розроблена математична модель в однохвильовому наближенні не враховує моди вищих порядків у формулах для реактивних провідностей та взаємодію між діафрагмами по модах вищого порядку в структурі поляризатора.

2.3 Дослідження впливу відхилення розмірів поляризатора діапазона частот 3.4-4.2 ГГц від оптимальних на його електричні характеристики

Нижче наведено результати дослідження впливу відхилення розмірів поляризатора діапазона частот 3.4-4.2 ГГц від оптимальних на його електричні характеристики, поляризатора на основі чотирьох діафрагм у прямокутному хвильоводі, отриманих у попередньому розділі.

Крім того для більшої точності провідність ємнісної та опір індуктивної симетричної діафрагми взято з урахуванням мод вищих порядків у прямокутному хвильоводі [90]:

$$b_c = -\frac{4b}{\lambda_g} \cdot \ln \left[\operatorname{csc} \left(\frac{\pi \cdot d}{2b} \right) \right] + \frac{Q_2 \cdot \left(\cos \left(\frac{\pi \cdot d}{2b} \right) \right)^2}{1 + Q_2 \cdot \left(\sin \left(\frac{\pi \cdot d}{2b} \right) \right)^4} +$$

$$+ \left(\frac{b}{4\lambda_g} \right)^2 \cdot \left(1 - 3 \left(\left(\sin \left(\frac{\pi \cdot d}{2b} \right) \right)^2 \cdot \left(\cos \left(\frac{\pi \cdot d}{2b} \right) \right)^4 \right) \right) \quad (2.30)$$

$$X_L = \frac{a}{\lambda_g} \left(\tan \left(\frac{\pi \cdot d}{2a} \right) \right)^2 \cdot \left[1 + \frac{3}{4} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{2a}{3\lambda_c} \right)^2}} - 1 \right] \cdot \left(\sin \left(\frac{\pi \cdot d}{2a} \right) \right)^2 +$$

$$+ 2 \left(\frac{a}{\lambda} \right)^2 \cdot \left(1 - \frac{4}{\pi} \frac{E(\alpha) - \beta^2 F(\alpha)}{\alpha^2} \cdot \frac{E(\beta) - \alpha^2 \cdot F(\beta)}{\beta^2} - \frac{1}{12} \cdot \left(\sin \left(\frac{\pi \cdot d}{2a} \right) \right)^2 \right), \quad (2.31)$$

$$\text{де } Q_n = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{2b}{n \cdot \lambda_g} \right)^2}} - 1, \quad \alpha = \sin \left(\frac{\pi \cdot d}{2a} \right), \quad \beta = \cos \left(\frac{\pi \cdot d}{2a} \right),$$

де a та b – поперечні розміри широкої та вузької стінок прямокутного хвилеводу відповідно, d – це ширина діафрагмового вікна.

Вирази $F(\alpha)$, $E(\alpha)$ є повними еліптичними інтегралами першого та другого роду [90]:

$$F(\alpha) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - \alpha^2 (\sin \varphi)^2}}, \quad E(\alpha) = \int_0^{\pi/2} \sqrt{1 - \alpha^2 (\sin \varphi)^2} d\varphi. \quad (2.32)$$

Для аналізу поляризатора застосуємо однохвильове наближення, засноване на теорії хвильових матриць передачі та розсіювання [90]. Загальний вигляд еквівалентної схеми хвилеводу з чотирма реактивними діафрагмами представлено на рис. 2.11 [5]. Для визначення загальної хвильової матриці приведеної еквівалентної схеми (рис. 2.11) розіб'ємо її на 7 простих чотиріполюсників.

Для моделі хвилеводу з індуктивною та ємнісною діафрагмами (рис. 2.28) елементи матриць розсіювання такі [90], як у формулах (2.12) та (2.15).

Щоб досягти широкосмугового узгодження повинні бути задоволені одночасно умови $Y_1=Y_4$ та $Y_2=Y_3$. Це призводить до однакової висоти крайніх та середніх діафрагм поляризатора.

Далі розглядаємо результати розрахунків характеристик поляризатора за математичною моделлю з нескінченно тонкими діафрагмами. Оскільки пристрій розрахований на одномодову роботу в діапазоні частот від 3,4 ГГц до 4,2 ГГц, то розмір стінки квадратного хвилеводу можна вибрати в діапазоні від 41,2 мм до 71,4 мм. Відповідно до рекомендацій [28] вибираємо розмір стінки квадратного хвилеводу наступним чином

$$a = \frac{c}{2 \cdot 0.7 \cdot f_{\min}} = \frac{300}{2 \cdot 0.7 \cdot 3.4} \cong 63 \text{ mm} . \quad (2.33)$$

Залежність електричних характеристик [5] для різних розмірів представлена в діапазоні робочих частот від 3,4 ГГц до 4,2 ГГц на рис. 2.18. Початкова висота зовнішніх діафрагм $h_1 = 7$ мм змінювалася на $\pm 10\%$.

Криві, позначені 2 на рис. 2.18 відповідають розмірам поляризатора: $h_1 = 7,0$ мм, $h_2 = 11,1$ мм, $L_1 = 21,0$ мм, $L_2 = 24,0$ мм. Як видно на рис. 2.18 для $h_1 = 7,0$ мм, максимальне відхилення ДФЗ від 90° становить $4,0^\circ$, максимальне значення коефіцієнта еліптичності 0,68 дБ, КПР більше 29 дБ. Найгірший КПР спостерігається на частоті 3,86 ГГц. На рис. 2.18б видно, що максимальне значення КСХН для горизонтальної поляризації становить 1,5, а для вертикальної – 1,41. Ці значення спостерігаються на найнижчих і найвищих частотах робочого С-діапазону 3,4–4,2 ГГц відповідно [3, 4, 5].

На рис. 2.18а бачимо, що зміна висоти h_1 зовнішніх діафрагм від 7 мм на 10% в обидві сторони призводить до зміни ДФЗ в середньому на 5° . Коли висота діафрагми h_1 зменшується на 10%, максимальне відхилення ДФЗ від 90° становить $8,2^\circ$ на 3,86 ГГц. Також на цій частоті ми спостерігаємо максимальне значення коефіцієнта еліптичності 1,13 дБ і найменше значення КПР 23 дБ. На рис. 2.18б бачимо, що в цьому випадку КСХН для горизонтальної поляризації має максимальне значення 1,62 на найнижчій частоті 3,4 ГГц робочого С-діапазону. Для вертикальної поляризації максимальне значення становить 1,52 і

воно виникає на найвищій частоті 4,2 ГГц С-діапазону. Коли висота діафрагми h_1 збільшується на 10%, максимальне відхилення ДФЗ від 90° становить $8,0^\circ$ на 3,4 ГГц, а мінімальне відхилення становить $1,0^\circ$ на 3,4 ГГц. Також на цій частоті ми спостерігаємо максимальне значення коефіцієнта еліптичності 1,08 дБ і мінімальне значення КПР 23 дБ. У цьому випадку КСХН для горизонтальної поляризації має максимальне значення 1,4 на найнижчій частоті 3,4 ГГц робочого С-діапазону. Для вертикальної поляризації максимальне значення КСХН становить 1,28 на найвищій частоті 4,2 ГГц С-діапазону. Загалом зміна висоти h_1 крайніх діафрагм більш ніж на $\pm 10\%$ суттєво погіршує всі характеристики поляризатора. Таким чином, допуски висоти крайніх діафрагм повинні бути менше $\pm 10\%$.

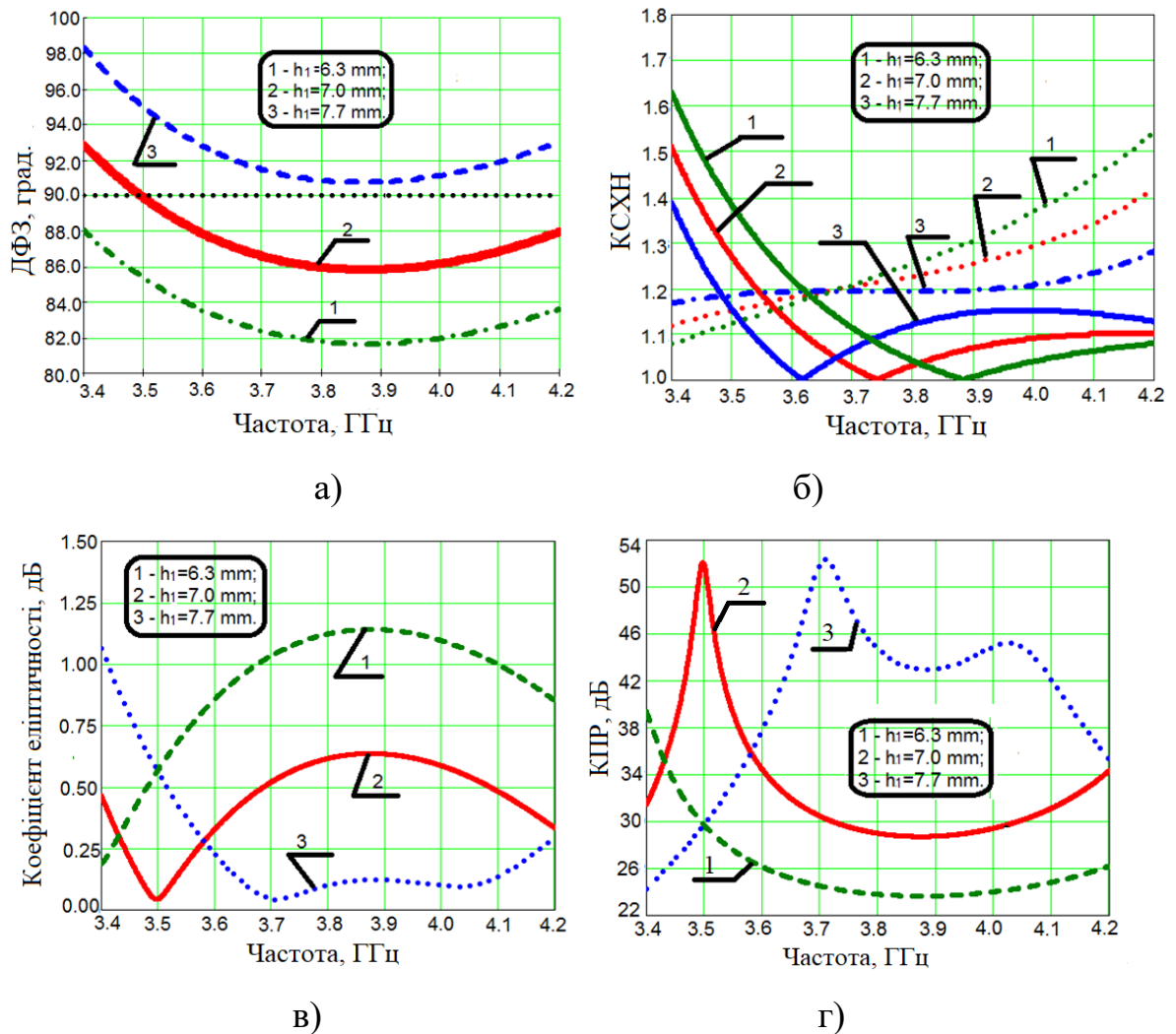


Рисунок 2.18 – Залежності ДФЗ (а), КСХН (б), коефіцієнт еліптичності (в), КПР (г) від частоти для різних h_1

На рис. 2.19 показано частотні залежності ДФЗ, КСХН, коефіцієнта еліптичності та КПР [5] при зміні висоти середніх діафрагм $h_2 = 11,1$ мм на розмір $\pm 2\%$.

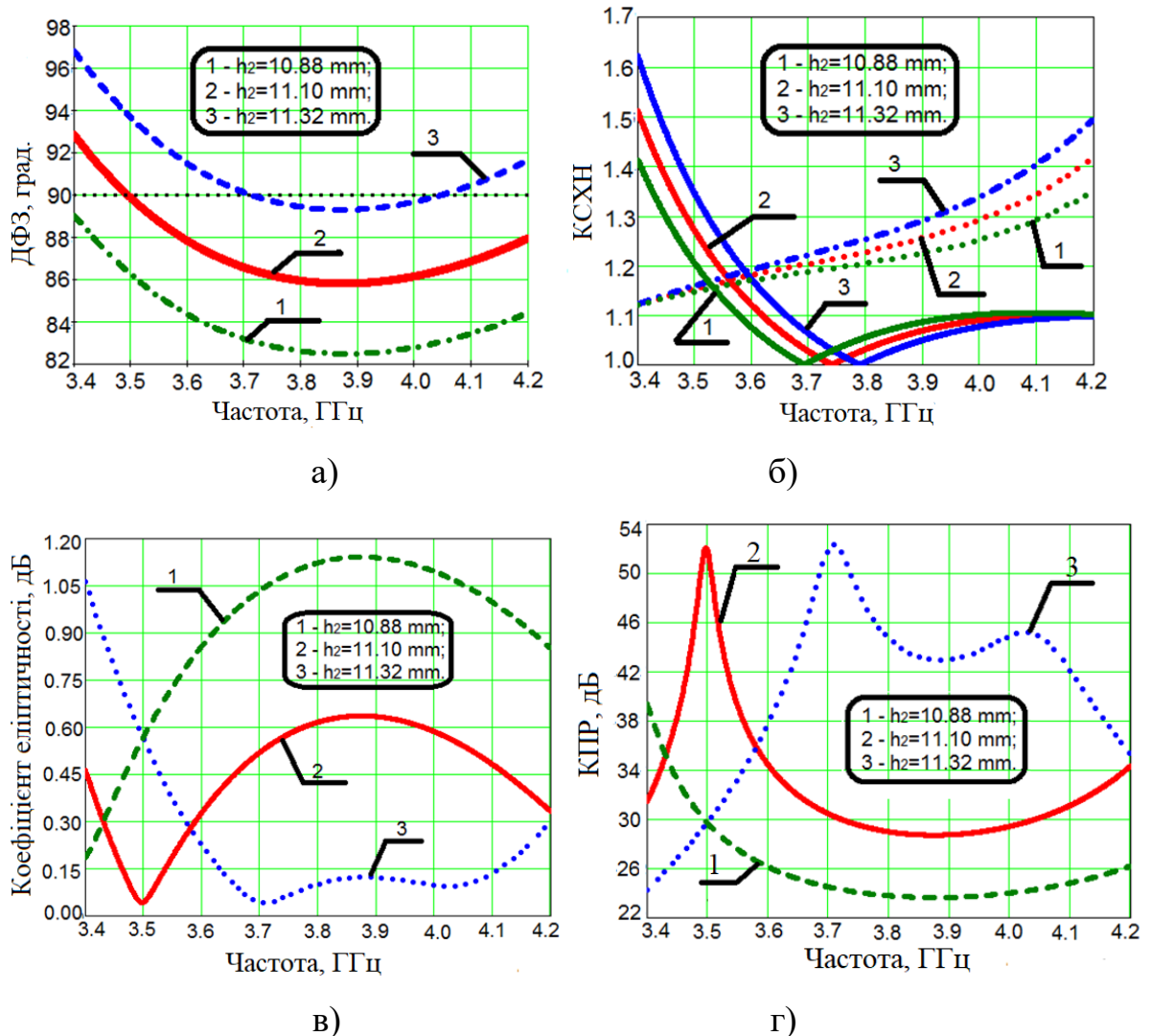
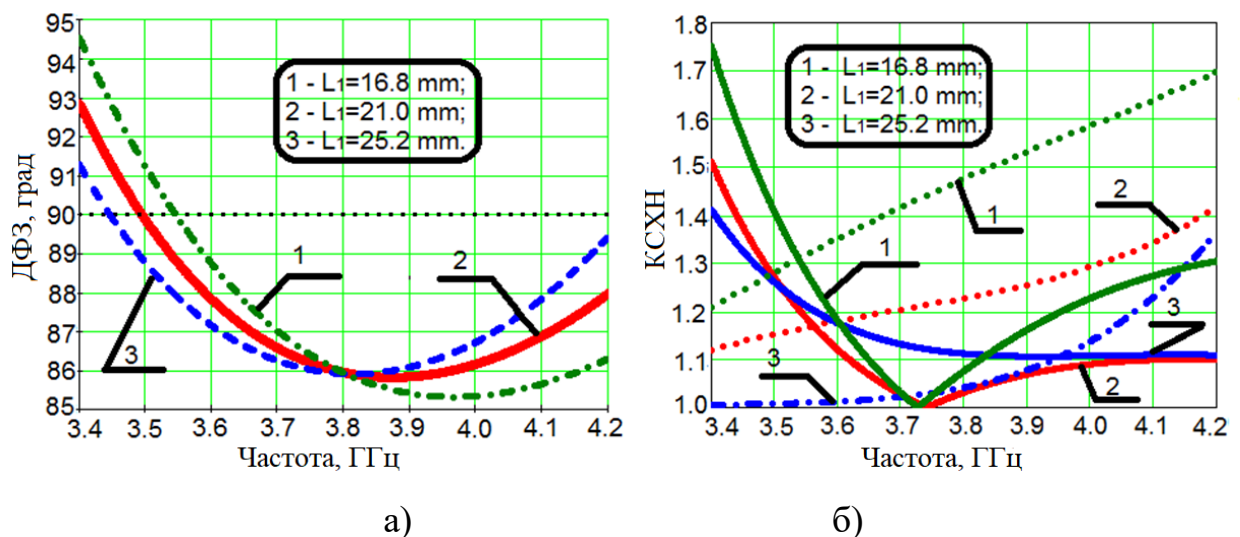


Рисунок 2.19 – Залежності ДФЗ (а), КСХН (б), коефіцієнт еліптичності (в), КПР (г) від частоти для різних h_2

На рис. 2.19а бачимо, що зміна висоти h_2 середніх діафрагм із 11,1 мм на 2% в обидві сторони призводить до зміни ДФЗ в середньому на 4° . Коли висота внутрішньої діафрагми h_2 зменшується на 2%, максимальне відхилення ДФЗ від 90° становить $7,0^\circ$ на 3,86 ГГц. Також на цій частоті спостерігається максимальне значення коефіцієнта еліптичності 1,15 дБ і найнижче значення КПР 24 дБ.

На рис. 2.19б бачимо, що в цьому випадку КСХН для горизонтальної поляризації (суцільна лінія) має максимальне значення 1,4 на найнижчій частоті 3,4 ГГц робочого С-діапазону. Для вертикальної поляризації (штрихова лінія) максимальне значення становить 1,35 і воно виникає на найвищій частоті 4,2 ГГц С-діапазону. Коли висота діафрагми h_2 збільшується на 2%, максимальне відхилення ДФЗ від 90° становить $7,0^\circ$ на 3,4 ГГц. Також на цій частоті ми спостерігаємо максимальне значення коефіцієнта еліптичності 1,05 дБ (рис. 2.19в) і мінімальне значення КПР 24 дБ (рис. 2.19г). У цьому випадку КСХН для горизонтальної поляризації має максимальне значення 1,62 на найнижчій частоті 3,4 ГГц робочого С-діапазону. Для вертикальної поляризації максимальне значення КСХН становить 1,5 на найвищій частоті 4,2 ГГц С-діапазону. Тому зміна висоти h_2 внутрішніх діафрагм більш ніж на $\pm 2\%$ суттєво погіршує всі характеристики поляризатора. Отже, допуски висоти внутрішніх діафрагм мають бути менше $\pm 2\%$.

На рис. 2.20 представлені частотні залежності ДФЗ, КСХН, коефіцієнта еліптичності та КПР [5] при зміні відстаней між діафрагмами $L_1 = 21,0$ мм на $\pm 20\%$.



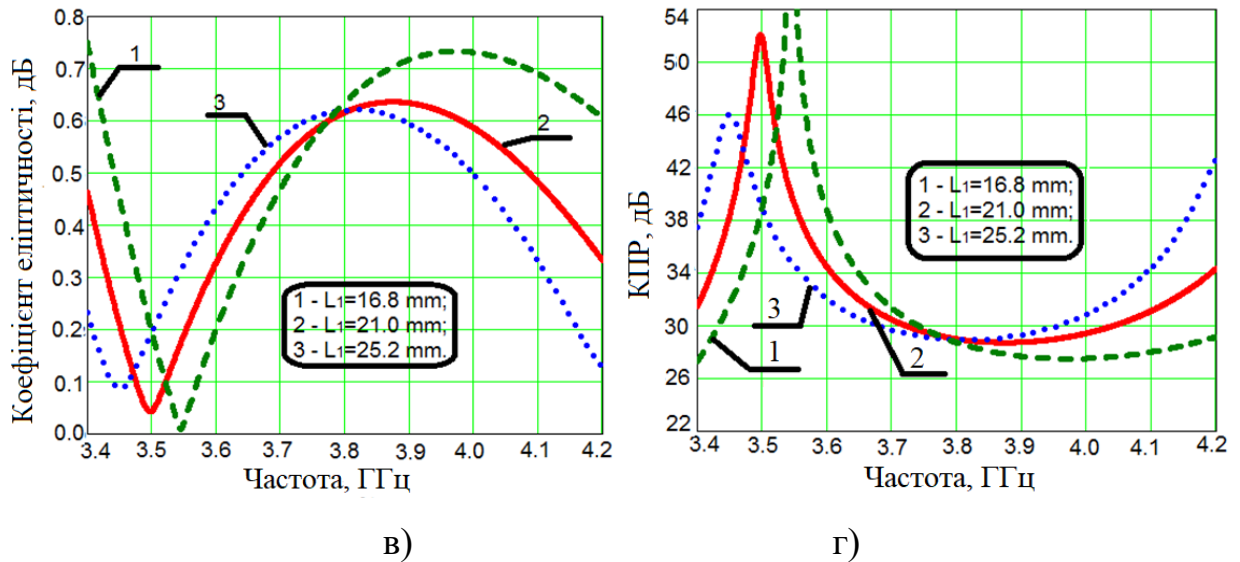


Рисунок 2.20 – Залежності ДФЗ (а), КСХН (б), коефіцієнт еліптичності (в), КПР (г) від частоти для різних L_1

На рис. 2.20а видно, що зміна відстані L_1 між діафрагмами від 21,0 мм на 20% в обидві сторони призводить до зміни ДФЗ в середньому на $1,5^\circ$. Коли відстань L_1 між діафрагмами зменшується на 20%, максимальне відхилення ДФЗ від 90° становить $4,6^\circ$ на 3,98 ГГц. Крім того, на цій частоті спостерігаємо максимальне значення коефіцієнта еліптичності 0,75 дБ і найменше значення КПР 27 дБ. На рис. 2.20б бачимо, що в цьому випадку КСХН для горизонтальної поляризації (суцільна лінія) має максимальне значення 1,75 на найнижчій частоті 3,4 ГГц робочого С-діапазону. Для вертикальної поляризації (штрихова лінія) максимальне значення становить 1,7 і воно виникає на найвищій частоті 4,2 ГГц С-діапазону. Коли відстань L_1 між діафрагмами збільшується на 20%, максимальне відхилення ДФЗ від 90° становить $4,0^\circ$ на 3,81 ГГц. Також на цій частоті спостерігається максимальне значення коефіцієнта еліптичності 0,61 дБ (рис. 2.20в) і мінімальне значення КПР 29 дБ (рис. 2.20г). У цьому випадку КСХН для горизонтальної поляризації має максимальне значення 1,41 на найнижчій частоті 3,4 ГГц робочого С-діапазону. Для вертикальної поляризації максимальне значення КСХН становить 1,35 на найвищій частоті 4,2 ГГц С-діапазону. Отже, зміна відстані L_1 між діафрагмами

більш ніж на $\pm 20\%$ суттєво погіршує характеристики поляризатора. Таким чином, допуски відстані L_1 між діафрагмами повинні бути менше $\pm 20\%$.

На рис. 2.21 представлені залежності ДФЗ, КСХН, коефіцієнта еліптичності та КПР від частоти [5] при зміні відстані між діафрагмами $L_2 = 24,0$ мм на $\pm 20\%$.

На рис. 2.21а бачимо, що зміна відстані L_2 між діафрагмами від 24,0 мм на 20% в обидві сторони призводить до зміни ДФЗ в середньому на $2,0^\circ$. Коли відстань L_2 між діафрагмами зменшується на 20%, максимальне відхилення ДФЗ від 90° становить $4,1^\circ$ на 3,4 ГГц і 3,96 ГГц. Крім того, на частоті 3,4 ГГц спостерігається максимальне значення коефіцієнта еліптичності 0,8 дБ і найменше значення КПР 26,6 дБ.

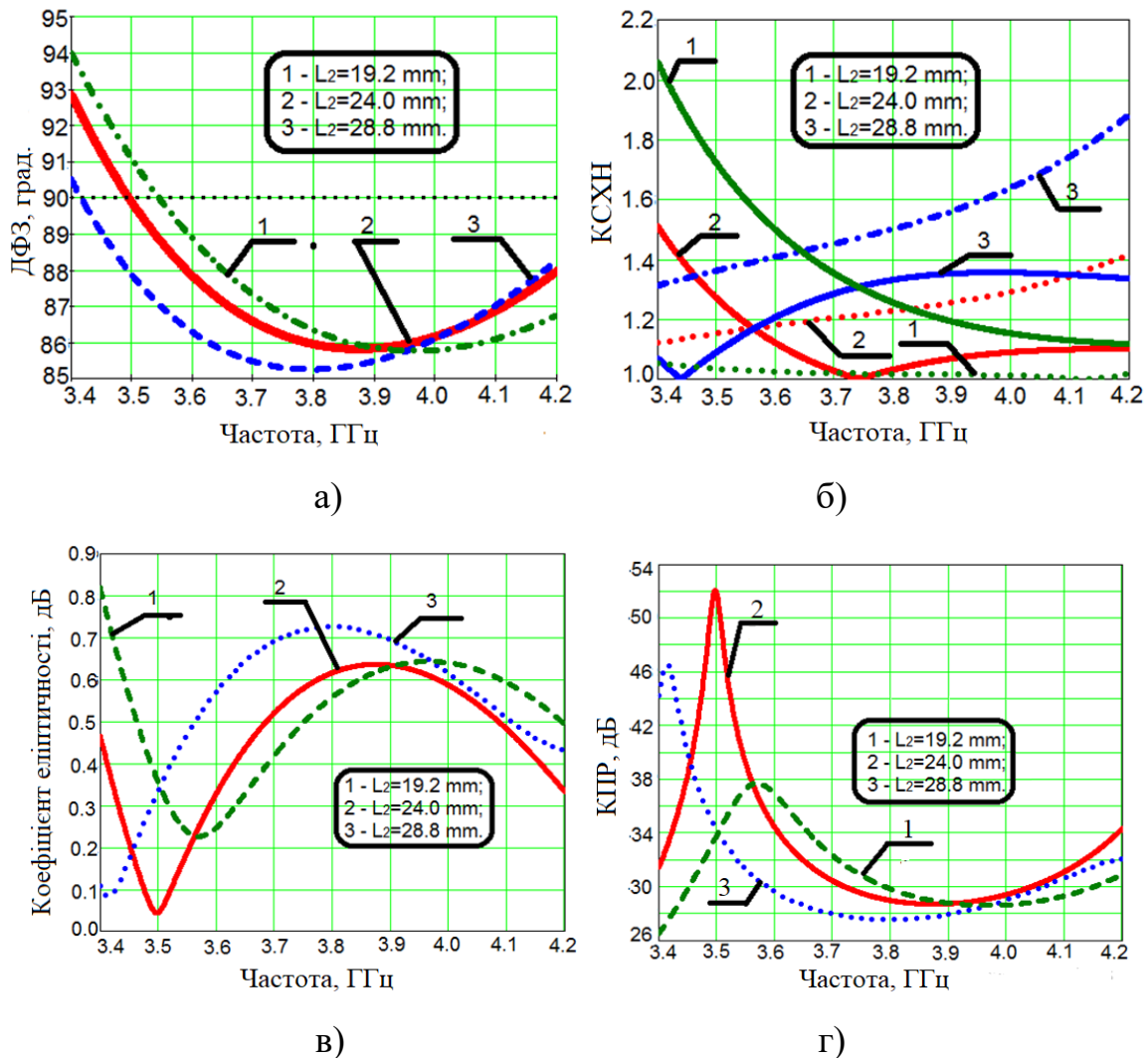
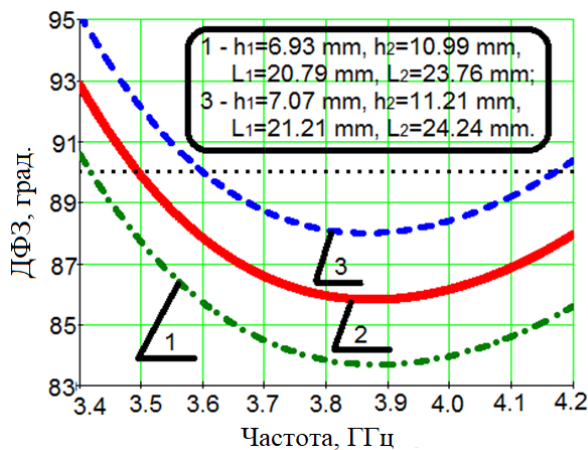


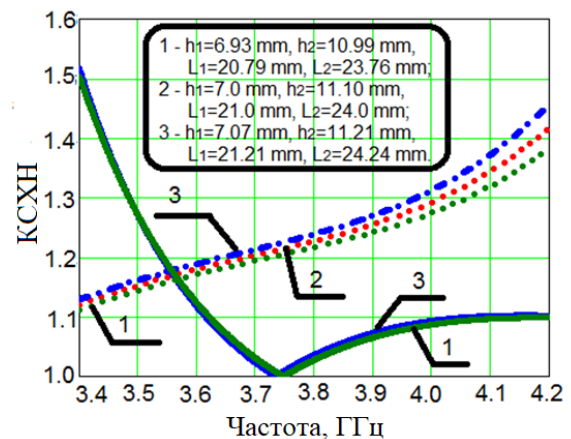
Рисунок 2.21 – Залежності ДФЗ (а), КСХН (б), коефіцієнт еліптичності (в), КПР (г) від частоти для різних L_2

На рис. 2.21б бачимо, що в цьому випадку КСХН для горизонтальної поляризації (суцільна лінія) має максимальне значення 2,08 на найнижчій частоті 3,4 ГГц робочого С-діапазону. Для вертикальної поляризації (штрихова лінія) максимальне значення становить 1,05, і воно також виникає на найнижчій частоті 3,4 ГГц С-діапазону. Коли відстань L_2 між діафрагмами збільшується на 20%, максимальне відхилення ДФЗ від 90° становить $4,8^\circ$ на 3,8 ГГц. Також на цій частоті спостерігається максимальне значення коефіцієнта еліптичності 0,72 дБ (рис. 2.21в) і мінімальне значення КПР 27,6 дБ (рис. 2.21г). У цьому випадку для вертикальної поляризації максимальне значення КСХН становить 1,9 на найвищій частоті 4,2 ГГц С-діапазону. Отже, зміна відстані L_2 між діафрагмами більш ніж на $\pm 20\%$ суттєво погіршує характеристики поляризатора. Таким чином, допуски відстані L_2 між діафрагмами повинні бути менше ніж $\pm 20\%$.

На рис. 2.22 наведено залежності ДФЗ, КСХН, коефіцієнта еліптичності та КПР від частоти [5] для випадку одночасної зміни всіх висот діафрагм $h_1 = 7,0$ мм, $h_2 = 11,1$ мм та відстані між ними $L_1 = 21,0$ мм, $L_2 = 24,0$ мм на $\pm 1\%$.



а)



б)

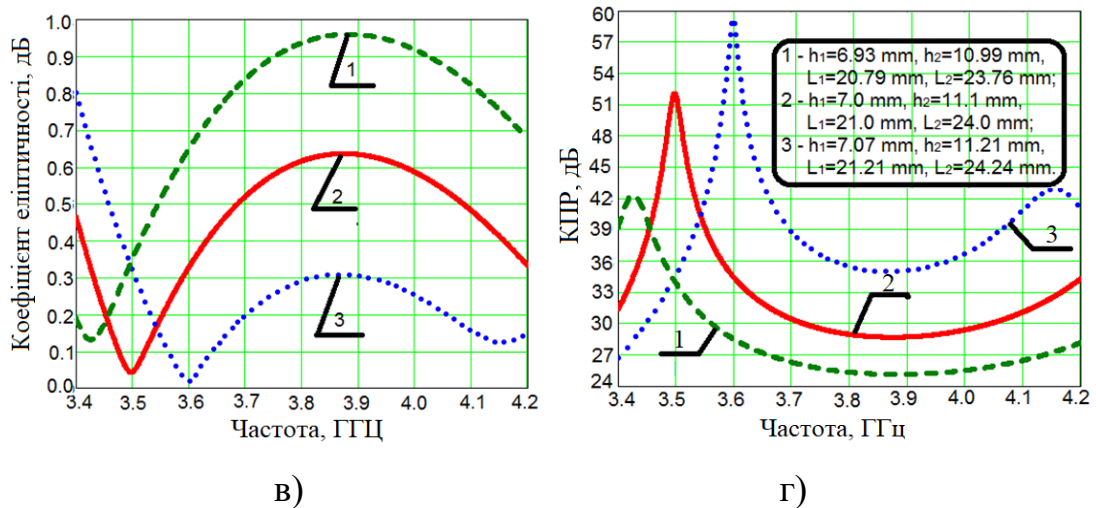


Рисунок 2.22 – Залежності ДФЗ (а), КСХН (б), коефіцієнт еліптичності (в), КПР (г) від частоти для всіх величин на 1%

На рис. 2.22 видно, що у разі одночасного зменшення висоти всіх діафрагм і відстаней між ними на 1 % ці параметри приймають такі значення: $h_1 = 6,93$ мм, $h_2 = 10,99$ мм, $L_1=20,79$ мм, $L_2=23,76$ мм. Максимальне відхилення ДФЗ від 90° становить $6,2^\circ$ на $3,88$ ГГц, що видно на рис. 2.22а. На цій частоті максимальне значення коефіцієнта еліптичності (рис. 2.22в) становить $0,95$ дБ, мінімальне значення КПР становить 25 дБ (рис. 2.22г). При одночасному збільшенні всіх висот діафрагм і відстаней між ними на 1% ці параметри набувають значень $h_1 = 7,07$ мм, $h_2 = 11,21$ мм, $L_1 = 21,21$ мм, $L_2 = 24,24$ мм. У цьому випадку максимальне відхилення ДФЗ від 90° становить $5,0^\circ$ на $3,4$ ГГц. На цій частоті максимальне значення коефіцієнта еліптичності становить $0,8$ дБ, мінімальне значення КПР становить 27 дБ. На рис. 2.22б видно, що КСХН менш чутливий до таких змін розмірів, оскільки його максимальне значення залишається практично незмінним і близьким до $1,5$.

На рис. 2.23 наведено залежності ДФЗ, КСХН, коефіцієнта еліптичності та КПР від частоти відповідно для випадку одночасної зміни всіх висот діафрагм $h_1 = 7,0$ мм, $h_2 = 11,1$ мм та відстаней між ними $L_1 = 21,0$ мм, $L_2 = 24,0$ мм на $\pm 2\%$ [5].

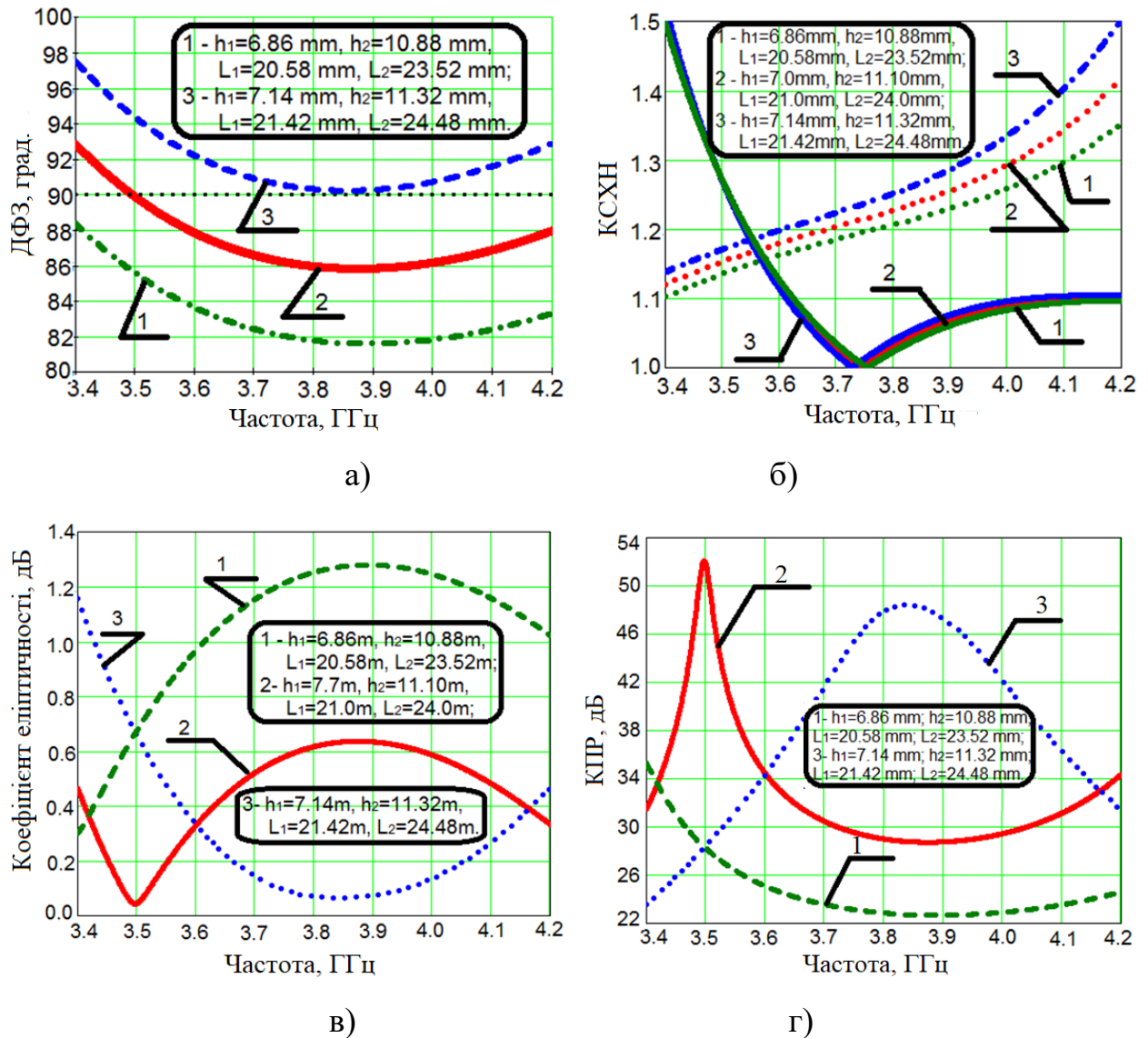


Рисунок 2.23 – Залежності ДФЗ (а), КСХН (б), коефіцієнт еліптичності (в), КПР (г) від частоти для всіх величин на 2%

На рис. 2.23 видно, що у разі одночасного зменшення висоти всіх діафрагм і відстаней між ними на 2 % ці параметри приймають такі значення: $h_1=6,86$ мм, $h_2=10,88$ мм, $L_1=20,58$ мм, $L_2=23,52$ мм. Максимальне відхилення ДФЗ від 90° становить $8,3^\circ$ на $3,9$ ГГц, що видно на рис. 2.23а. На цій частоті максимальне значення коефіцієнта еліптичності становить $1,3$ дБ (рис. 2.23в), мінімальне значення КПР становить 23 дБ (рис. 2.23г). При одночасному збільшенні всіх висот діафрагм і відстаней між ними на 2% ці параметри приймають такі значення: $h_1=7,14$ мм, $h_2=11,32$ мм, $L_1=21,42$ мм, $L_2=24,48$ мм. У цьому випадку максимальне відхилення ДФЗ від 90° становить $7,9^\circ$ на $3,4$ ГГц. На цій частоті максимальне значення коефіцієнта еліптичності становить $1,2$ дБ, мінімальне

значення КПР становить 23 дБ. На рис. 2.23б бачимо, що КСХН менш чутливий до таких змін розмірів, оскільки його максимальне значення залишається практично незмінним і близьким до 1,5.

Тепер підсумуємо результати аналізу в табл. 2.4, яка містить максимальні та мінімальні значення основних електричних характеристик поляризатора при зміні одного з розмірів у певних межах. У таблиці 2.5 наведено максимальні та мінімальні значення основних електричних характеристик при одночасній зміні всіх розмірів у певних межах та їх порівняння з електричними характеристиками для оптимальних розмірів.

Таблиця 2.4 – Електричні характеристики поляризатора С-діапазону при зміні одного із розмірів

| Зміна розміру | Максимальний КСХН | ДФЗ | Коефіцієнт еліптичності, дБ | КПР, дБ |
|-------------------|-------------------|--------------------------|-----------------------------|---------|
| $h_1 \pm 0.1h_1$ | 1.6 | $90^\circ \pm 8.0^\circ$ | 1.13 | 22.0 |
| $h_2 \pm 0.02h_2$ | 1.62 | $90^\circ \pm 7.0^\circ$ | 1.15 | 24.0 |
| $L_1 \pm 0.2L_1$ | 1.75 | $90^\circ \pm 4.6^\circ$ | 0.75 | 27.0 |
| $L_2 \pm 0.2L_2$ | 2.08 | $90^\circ \pm 4.8^\circ$ | 0.80 | 26.6 |

Таблиця 2.5 – Порівняння електричних характеристик поляризатора для одночасної зміни розмірів всіх

| Зміна розміру, % | Максимальний КСХН | ДФЗ | Коефіцієнт еліптичності, дБ | КПР, дБ |
|------------------|-------------------|--------------------------|-----------------------------|---------|
| 0 | 1.50 | $90^\circ \pm 4.0^\circ$ | 0.68 | 29 |
| 1 | 1.51 | $90^\circ \pm 6.0^\circ$ | 0.95 | 25 |
| 2 | 1.52 | $90^\circ \pm 8.3^\circ$ | 1.30 | 23 |

Результати, зведені в табл. 2.4, дозволяють зробити важливі висновки про вплив кожного окремого розміру на електричні характеристики поляризатора.

Проаналізувавши дані табл. 2.4, бачимо, що електричні характеристики поляризатора найбільш чутливі до зміни висоти середніх діафрагм h_2 . Зміна h_2 в діапазоні 2% викликає майже такі ж зміни характеристик, як зміна висоти крайніх діафрагм в межах 10% діапазону або зміна відстані між діафрагмами в межах 20% діапазону. Результати, представлені в табл. 2.5, дозволяють зробити висновок про вплив одночасної зміни параметрів поляризатора в межах 1% та 2% на його електричні характеристики. Із табл. 2.5 видно, що відхилення параметрів на 2% збільшують відхилення ДФЗ від 90° майже в 2 рази. При цьому коефіцієнт еліптичності також збільшується в 0.6 дБ, а піковий рівень КПР зменшується на 6 дБ.

Таким чином, у робочому діапазоні частот 3,4–4,2 ГГц оптимізований поляризатор на основі чотирьох діафрагм у прямокутному хвилеводі забезпечує КСХН для обох поляризацій менше 1,36. Його ДФЗ дорівнює $90^\circ-3,4^\circ$. Коефіцієнт еліптичності становить менше 0,53 дБ, а КПР вище 30 дБ.

Створена наближена математична модель [3, 4, 5] дозволяє забезпечити необхідні поляризаційні характеристики шляхом зміни висоти діафрагм і відстаней між ними. Крім того, вона дозволяє проаналізувати, як варіації висоти всіх діафрагм і відстані між ними впливають на електричні характеристики поляризатора. Результати аналізу встановлюють допустимі варіації всіх розмірів. Щоб перевірити математичну модель поляризатора, його було змодельовано на електродинамічному рівні та оптимізовано за допомогою методу скінченого інтегрування [8] у програмному пакеті CST Microwave Studio. Результати порівняння параметрів і поляризаційних характеристик поляризатора, отриманих за створеною наближеною аналітичною моделлю та електродинамічною моделлю свідчать про їх гарну збіжність. Це дозволяє рекомендувати розроблену математичну модель для параметричного синтезу поляризаторів на основі реактивних діафрагм у квадратному хвилеводі.

2.4 Наближений конструктивний синтез поляризаторів на основі діафрагм та штирів у квадратному хвилеводі

Особливістю конструкції поляризатора, що розглядається, є те, що окрім діафрагм вона містить штирі, призначені для налаштування та регулювання його характеристик [9, 10]. Така конструкція поєднує в собі переваги поляризаторів на основі діафрагм та штирів. Діафрагми можуть бути виготовлені у хвилеводі за допомогою зручної фрезерної технології з ЧПУ, що легко забезпечує серійне виробництво. Регулювання електричних характеристик поляризатора здійснюється за допомогою струмопровідних штирів, що виготовлені у вигляді металевих гвинтів, які вводяться у хвилевод [11].

Внутрішня структура запропонованого поляризатора на основі діафрагм та штирів у квадратному хвилеводі показана на рис. 2.24 [12].

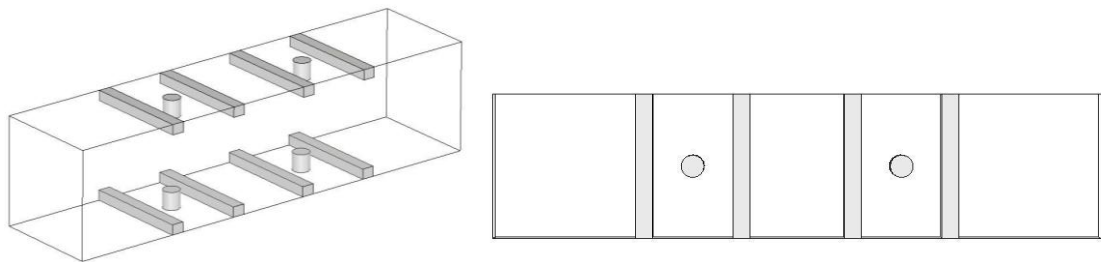


Рисунок 2.24 – Внутрішня структура поляризатора на основі діафрагм та штирів

Поляризатор (рис. 2.24) містить чотири ідентичні штирі та чотири ідентичні симетричні діафрагми скінченої товщини. Кожна пара протифазних штирів розташована симетрично посередині двох протилежних стінок квадратного хвилевода. Така конструкція складається з двох однакових фрагментів (рис. 2.25), симетричних відносно вертикальної та горизонтальної повздовжніх площин та поперечної площини, в якій розміщені осі штирів. Зазначена висока симетричність конструкції забезпечує неможливість збудження мод вищого порядку, які могли б погіршити поляризаційні характеристики поляризатора.

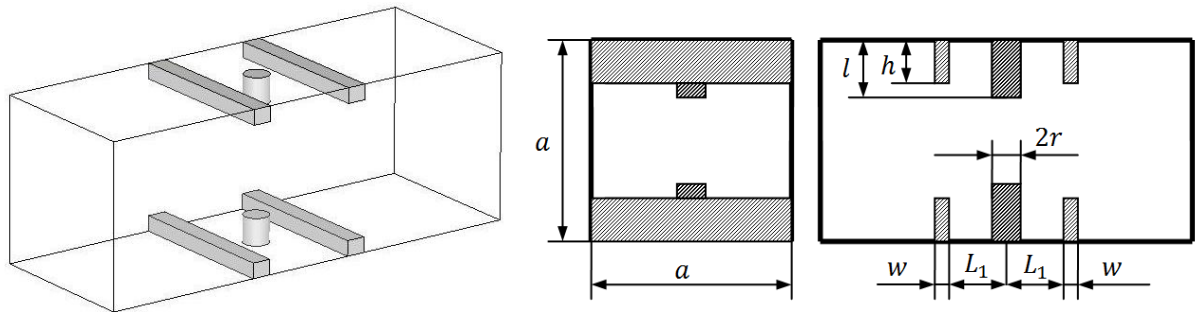


Рисунок 2.25 – Внутрішня конструкція секції поляризатора на основі двох діафрагм та штирів у квадратному хвилеводі

Для зручності дослідження спочатку виконаємо аналіз, моделювання, оптимізацію однієї з двох ідентичних секцій структури, представлену на рис. 2.25 [13]. Необхідне значення ДФЗ, що внесений всією структурою (рис. 2.24), повинно становити 90° . Отже, значення ДФЗ, що вноситься кожною окремою секцією (рис. 2.25), повинно дорівнювати 45° .

Конструкція однієї секції поляризатора на основі двох штирів та двох симетричних діафрагм (рис. 2.25) будується на квадратному хвилеводі, поперечні розміри якого є $a \times a$. Конструкція містить два штирі однакового радіуса r і висоти l . Вони розташовані посередині між двома однаковими діафрагмами. Діафрагми мають однакову висоту h та товщину w . Відстань між діафрагмами становить $2L_1$.

Представимо таку секцію (рис. 2.25) узагальненою еквівалентною схемою (рис. 2.26) з використанням теорії мікрохвильових кіл [83].

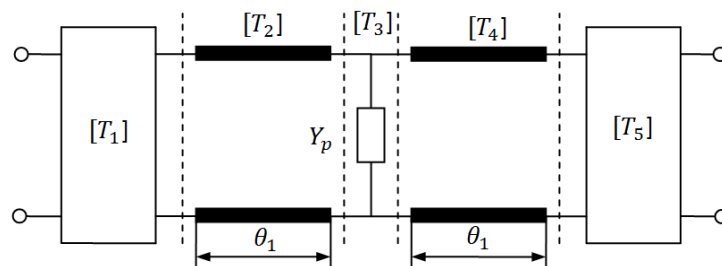


Рисунок 2.26 – Еквівалентна схема хвилеводу з двома діафрагмами та двома штирями посередині

Для аналізу розділяємо схему на такі чотирьохполюсні схеми: два сегменти звичайної лінії передачі та три у вигляді реактивних провідностей, які під'єднанні паралельно в лінію. Кожна із зазначених чотирьохполюсних схем має власну матрицю передачі [84]:

$$[T_1]=[T_5]=\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}; \quad [T_2]=[T_4]=\begin{bmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix}; \quad [T_3]=\begin{bmatrix} \frac{2+Y_p}{2} & \frac{Y_p}{2} \\ -\frac{Y_p}{2} & \frac{2-Y_p}{2} \end{bmatrix}; \quad (2.34)$$

де θ – електрична довжина еквівалентної регулярної лінії передачі, Y_p – провідність штиря.

Можливе розташування ємнісного штиря в прямокутному хвилеводі показано на рис. 2.27 [11].

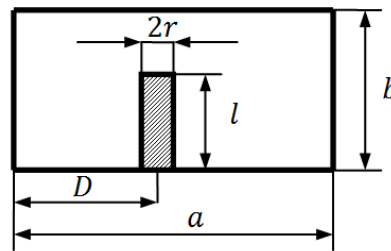


Рисунок 2.27 – Ємнісний штир у прямокутному хвилеводі

Еквівалентна провідність штиря визначається формулою [91]:

$$Y_p = j \frac{2\pi D^2 \cdot [1 - \cos(2kl)]^2 \cdot \lambda_0 \cdot \lambda_g / (a^3 b) - \ln(2D/r) \cdot \sin(2kl)}{k(2D-r)(2 + \cos(kl))}, \quad (2.35)$$

де D – відстань від бічної стінки прямокутного хвилеводу до осі штиря, l – висота штиря, r – радіус циліндричного штиря, a – це поперечний розмір широкої стінки прямокутного хвилеводу, b – це поперечний розмір вузької стінки прямокутного хвилеводу.

Квадратний хвилевід із двома ємнісними штирями еквівалентний двом прямокутним хвилеводам з такими ж однаковими штирями в їх горизонтальній електричній стінці. Отже, ми можемо використати те саме рівняння для провідностей індуктивності з $b = 0.5a$, та $D = 0.5a$.

Загальна матриця передачі чотирьохполюсних схем визначається виразом

$$[T_{\Sigma 1}] = [T_1] \cdot [T_2] \cdot [T_3] \cdot [T_4] \cdot [T_5] = \begin{bmatrix} T_{11\Sigma} & T_{12\Sigma} \\ T_{21\Sigma} & T_{22\Sigma} \end{bmatrix}. \quad (2.36)$$

Для врахування товщини діафрагм застосуємо більш складні Т- та П-подібні еквівалентні схеми [14] для кожної індуктивної (рис. 2.28 а) та ємнісної діафрагм (рис. 2.28 б).

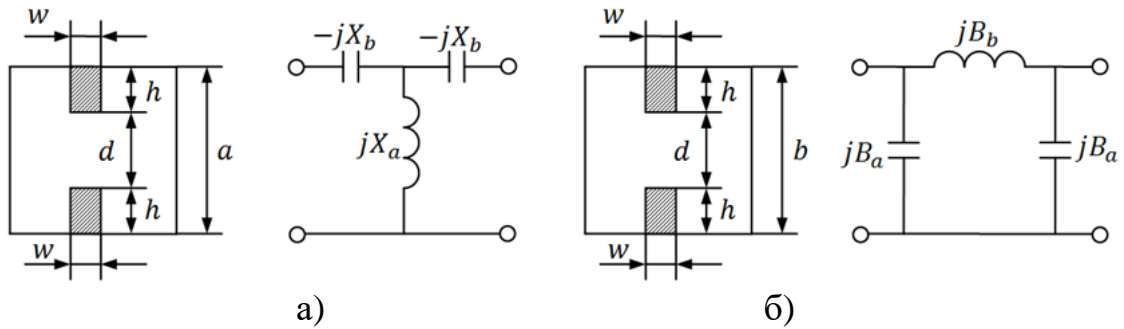


Рисунок 2.28 – Еквівалентні схеми: для індуктивної діафрагми (а) та ємнісної діафрагми (б)

Для індуктивних діафрагм, реактивні складові еквівалентної схеми (рис. 2.28 а) визначаються виразами [92]:

$$X_a = \frac{2a}{\lambda_g} \cdot \left(\frac{a}{\pi \cdot D_1} \right)^2; \quad X_b = \frac{a}{8\lambda_g} \cdot \left(\frac{\pi \cdot D_2}{a} \right)^4, \quad (2.37)$$

де

$$D = \frac{2h}{\sqrt{2}} \cdot \left[1 + \frac{w}{\pi \cdot 2h} \ln \left(\frac{4\pi \cdot 2h}{e \cdot w} \right) \right]; \quad D_2 = \sqrt[4]{\frac{4}{3\pi} w \cdot (2h)^2} \cdot \left(\frac{\pi \cdot D_2}{a} \right)^4,$$

де a – поперечний розмір широкої стінки хвилеводу; w – товщина діафрагми; h – висота діафрагми.

Для розрахунку параметрів матриці передачі схеми [93] використовуються такі рівняння:

$$T_{11} = \frac{Z_2(Z_1 + 1) + (Z_3 + 1)(Z_1 + Z_2 + 1)}{2Z_2}; \quad (2.38)$$

$$T = \frac{(1 - Z)(Z + Z + 1) - Z(Z + 1)}{2Z}; \quad (2.39)$$

$$T_{21} = \frac{Z_2(Z_1 - 1) + (Z_3 + 1)(Z_1 + Z_3 - 1)}{2Z_2}; \quad (2.40)$$

$$T = \frac{1 + TT}{T}. \quad (2.41)$$

Для ємнісної діафрагми реактивні провідності еквівалентної схеми (рис. 2.28б) визначаються виразами [92]:

$$B = B + \frac{b}{d} \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\pi \cdot w}{\lambda}\right); \quad B_b = \frac{b}{d} \cdot \operatorname{csc}\left(\frac{2\pi \cdot w}{\lambda_g}\right), \quad (2.42)$$

де

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

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

де a – поперечний розмір широкої стінки хвилеводу; w – товщина діафрагми; h – висота діафрагми.

Для розрахунку параметрів матриці передачі схеми [93] використовуються такі рівняння:

$$T_{11} = \frac{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1(Z_2 + Z_3) + Z_3(Z_1 + Z_2) + (Z_1 + Z_2 + Z_3)}{2Z_1 Z_3}; \quad (2.43)$$

$$T_{12} = \frac{(1 - Z_3)(Z_1 + Z_2 + 1) - Z_2(Z_1 + 1)}{2Z_2}; \quad (2.44)$$

$$T_{21} = \frac{Z_2(Z_1 - 1) + (Z_3 + 1)(Z_1 + Z_3 - 1)}{2Z_2}; \quad (2.45)$$

$$T_{22} = \frac{1 + T_{12} T_{21}}{T_{11}}. \quad (2.46)$$

У результаті загальні еквівалентні схеми хвилеводного поляризатора з індуктивними діафрагмами, що з'єднані паралельно, представлені на рис. 2.29а. На рис. 2.29б показано еквівалентні схеми хвилеводного поляризатора з паралельно з'єднаними штирем та ємнісними діафрагмами. Штир не впливає на розподіл поля горизонтально поляризованої хвилі, тому їм знехтували (рис. 2.29а), а схему заміщення спростили.

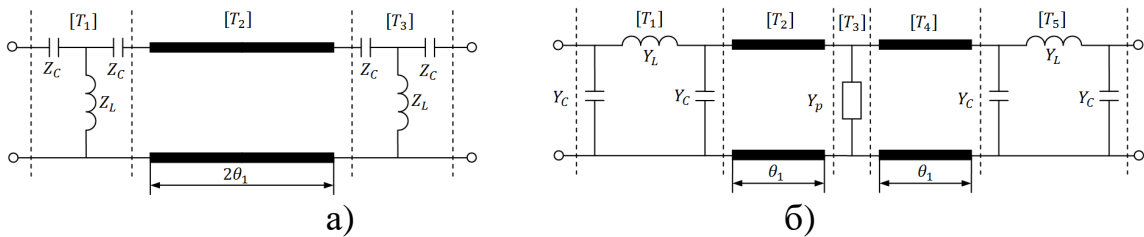


Рисунок 2.29 – Еквівалентні схеми хвилеводу з двома діафрагмами та штирем: для горизонтально поляризованої хвилі (а) та вертикально поляризованої хвилі (б)

Для наведеної схеми секції здійснено параметричну оптимізацію та дослідження чутливості електричних характеристик до відхилення її геометричних розмірів [15].

Далі, щоб отримати необхідну матрицю передачі всього поляризатора, необхідно перемножити матриці передачі двох секцій з урахуванням відстаней між ними (рис. 2.30).

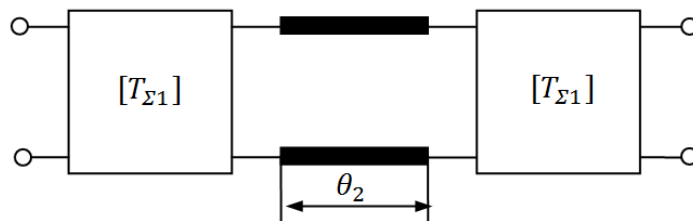


Рисунок 2.30 – Еквівалентна схема хвилеводного поляризатора

Загальна матриця передачі таких чотирьох полюсників формується так [16]:

$$[T_{\Sigma 2}] = [T_{\Sigma 1}] \cdot [T_2] \cdot [T_{\Sigma 1}] = \begin{bmatrix} T_{11\Sigma 2} & T_{12\Sigma 2} \\ T_{21\Sigma 2} & T_{22\Sigma 2} \end{bmatrix}, \quad (2.47)$$

де

$$[T_2] = \begin{bmatrix} e^{j\theta_2} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta_2} \end{bmatrix}, \quad \theta_2 = \frac{2\pi L_2}{\lambda_g}.$$

Далі визначаємо елементи матриці розсіювання через елементи матриці передачі за формулою (2.9).

Таким чином, визначено елементи загальної матриці розсіювання поляризатора. За допомогою цих елементів надалі визначимо основні електричні характеристики хвильоводного поляризатора з діафрагмами та штирями за допомогою формул (2.18) – (2.22). До них належать ДФЗ, КСХН, коефіцієнт еліптичності, КІР.

Процедуру параметричної оптимізації поляризатора на основі діафрагм та штирів у квадратному хвильоводі для Ku-діапазону робочих частот 10.7-12.8 ГГц виконано за допомогою високоточного алгоритму [12, 17, 18].

За методикою, що запропонована в [28, 29], вибираємо початковий розмір стінки хвильоводу поляризатора та відстань між діафрагмами, яка дорівнює чверті довжини хвилі в провіднику на центральній частоті 11,75 ГГц. Потім, щоб забезпечити необхідний ДФЗ, змінюємо висоту діафрагм h і штирів l . Щоб досягти необхідної відповідності, ми регулюємо відстань між діафрагмами та штирями L_1, L_2 , а також товщину діафрагм w і радіус штирів r .

Оптимізацію проводимо методом довірчої області [94, 95]. Метод довірчої області генерує кроки з використанням квадратичної моделі апроксимації цільової функції. Він визначає область (інтервал) навколо поточної ітерації, в якій модель достатньо апроксимує цільову функцію. Для підвищення ефективності напрямок і довжина кроку підбираються одночасно.

Методи довірчої області надійні і можуть бути застосовані до погано обумовлених задач і мають дуже хороші властивості збіжності. Хороша збіжність пояснюється тим фактом, що розмір довірчої області (зазвичай визначається модулем радіус-вектора) на кожній ітерації залежить від удосконалень, зроблених на попередніх ітераціях.

Якщо розрахунки показують досить хорошу апроксимацію цільової функції, то довірчу область можна збільшити. В іншому випадку, якщо наближена модель працює недостатньо добре, довірчу область слід скоротити.

Ідеальний поляризатор має ДФЗ 90° та КСХН = 1. Коефіцієнт еліптичності має бути 0 дБ. КІР повинна прямувати до нескінченності.

Оптимізацію проводили для отримання мінімального значення для трьох цільових функцій [19]. Розроблений поляризатор повинен гарантувати, що КСХН не перевищує 1,5 для обох поляризацій, а значення КПП не падає нижче 32 дБ. Тому цільові функції були сформовані як різницевий модуль. До них відносяться різниця між КСХН і 1,5 в горизонтальній і вертикальній площинах, різниця між КПП і 32 дБ.

Початкові значення для процесу оптимізації вибираються з наступних виразів із застосуванням прийомів із джерел [6, 7, 20].

Діапазон зміни розміру стінки хвилеводу визначається діапазоном частот

$$a_{\min} = \frac{c}{f_{\max} \sqrt{2}} = \frac{300}{12.8 \sqrt{2}} = 16.6 \text{ mm}; \quad a_{\max} = \frac{c}{f_{\min}} = \frac{300}{10.7} = 28 \text{ mm}. \quad (2.48)$$

Центральна частота

$$f_0 = 0.5(f_{\min} + f_{\max}). \quad (2.49)$$

Відстань між реактивними елементами

$$L = 0.25 \lambda_g. \quad (2.50)$$

Висоти штирів та діафрагм

$$h = (0.1 - 0.15) \cdot a; \quad l = (0.14 - 0.2) \cdot a. \quad (2.51)$$

Товщина реактивних елементів визначається з виразів

$$w = (0.1 - 0.16) \cdot a; \quad d = (0.1 - 0.16) \cdot a. \quad (2.52)$$

В якості вихідних параметрів беремо середні значення із зазначених діапазонів [12]

$$a_0 = 0.5 \cdot (a_{\min} + a_{\max}) = 0.5 \cdot (16.6 + 28) = 22.3 \text{ mm}; \quad (2.53)$$

$$h_0 = 0.5 \cdot (h_{\min} + h_{\max}) = 0.5 \cdot (1.66 + 3.34) = 2.5 \text{ mm}; \quad (2.54)$$

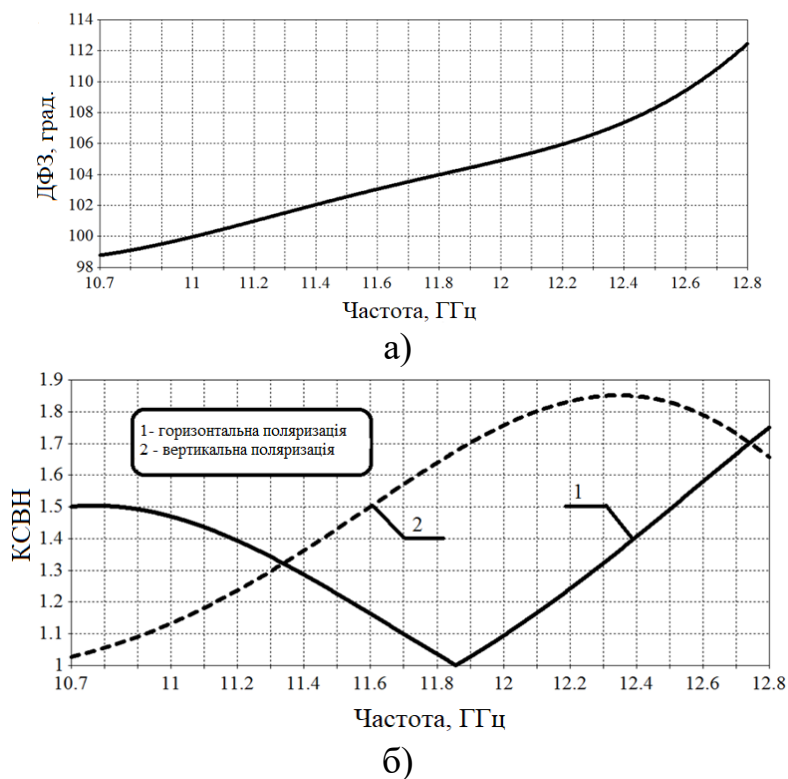
$$l_0 = 0.5 \cdot (l_{\min} + l_{\max}) = 0.5 \cdot (2.62 + 4.46) = 3.54 \text{ mm}; \quad (2.55)$$

$$w_0 = 0.5 \cdot (w_{\min} + w_{\max}) = 0.5 \cdot (1.66 + 3.57) = 2.62 \text{ mm}; \quad (2.56)$$

$$L_0 = 0.25 \lambda_g = \frac{0.25 \cdot c / f_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{c / f_0}{2a_0}\right)^2}} = \frac{0.25 \cdot 300 / 11.75}{\sqrt{1 - \left(\frac{300 / 11.75}{2 \cdot 22.3}\right)^2}} = 9.76 \text{ mm}. \quad (2.57)$$

Такий вибір початкових розмірів дозволяє почати процес оптимізації в околі глобального екстремуму характеристик поляризатора. Ці розміри узгоджуються з оптимальними розмірами найближчих аналогів поляризатора. Після вибору цієї початкової точки, розроблений нижче алгоритм оптимізації вибирає оптимальні розміри, які відповідають точці глобального екстремуму [12, 19].

На рис. 2.31 наведено залежності електромагнітних характеристик поляризатора для початкової конструкції. На рис. 2.31а показана залежність ДФЗ від частоти. Його максимальне відхилення від 90° становить 22° на 12,8 ГГц. На рис. 2.31б показано залежність КСХН від частоти для горизонтальної та вертикальної поляризацій. Максимальний КСХН становить 1,85. Залежність коефіцієнта еліптичності від частоти наведена на рис. 2.31в. Його максимальне значення становить 3,5 на верхній частоті діапазону 12,8 ГГц. На тій же частоті мінімальний КПР становить 14 дБ, що показано на рис. 2.31г.



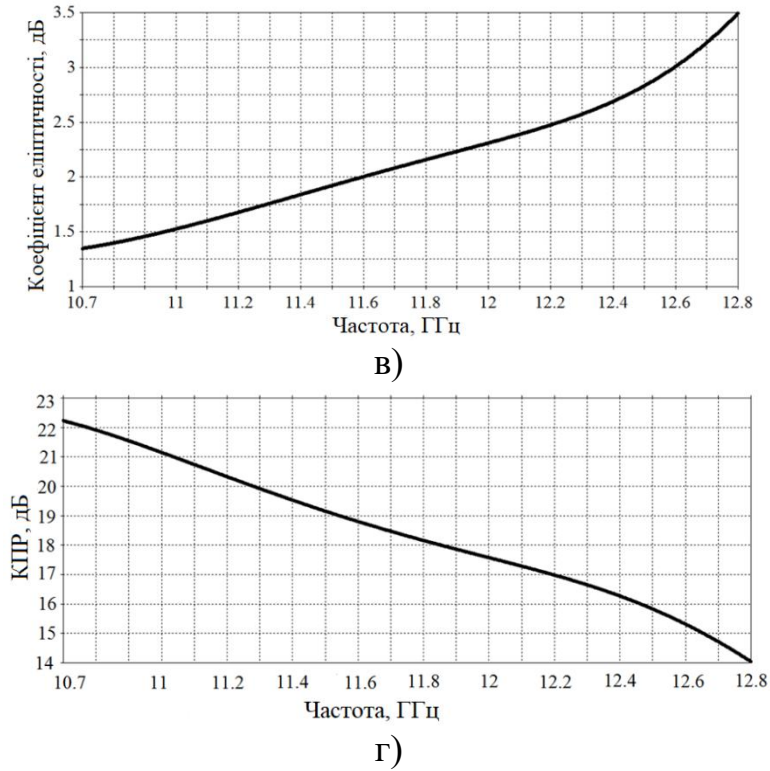


Рисунок 2.31 – Частотні залежності ДФЗ (а), КСХН (б), коефіцієнта еліптичності (в), КПР(г) поляризатора із початковими розмірами
 На рис. 2.32 показана блок-схема алгоритму оптимізації [12, 19].

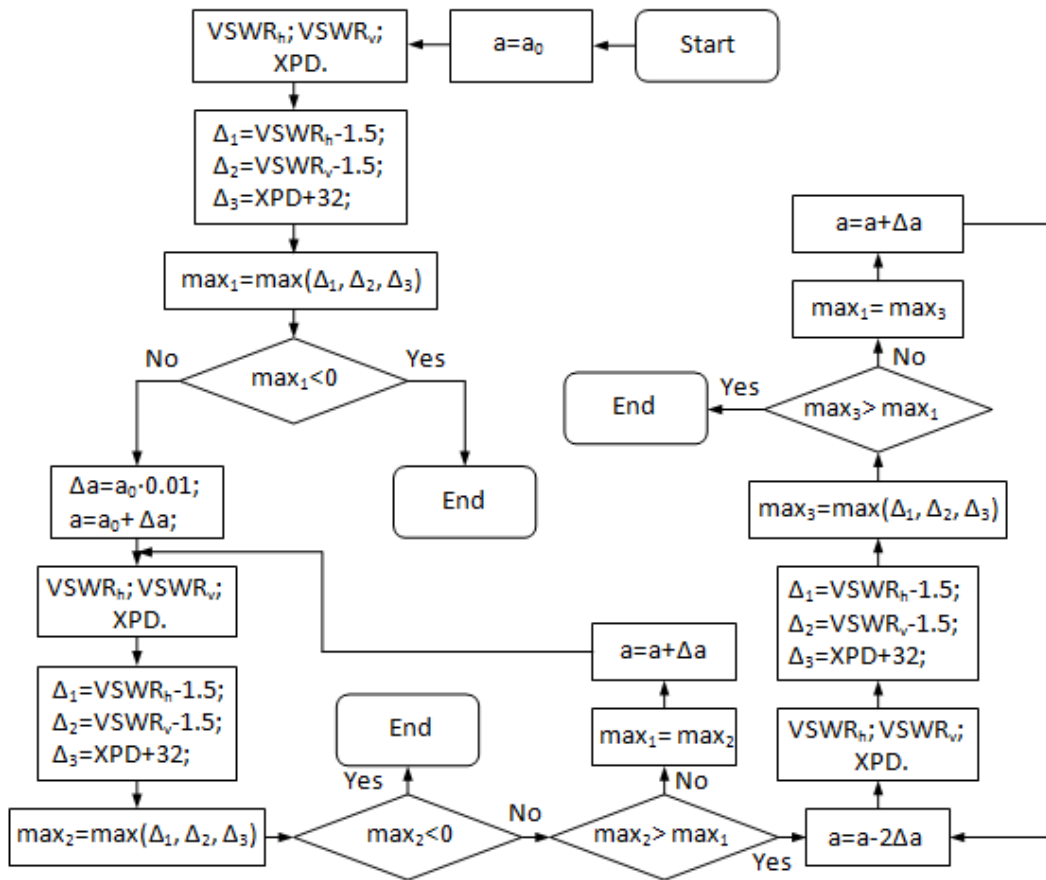


Рисунок 2.32 – Блок-схема алгоритму оптимізації

На першому етапі роботи алгоритму визначаємо початкові значення параметрів конструкції поляризатора, які дорівнюють середнім значенням, наведеним вище. Розглянемо роботу алгоритму на прикладі оптимізації значення розміру стінки квадратного хвилеводу a . Всі інші геометричні параметри оптимізуються за таким же алгоритмом. До них відносяться висота діафрагм і штирів, відстань між реактивними елементами, товщина діафрагм і штирів. На другому етапі алгоритму для цих вихідних параметрів визначаються значення КСХН для горизонтальної, вертикальної поляризацій та КПР. Далі розраховуються різниці між цими трьома характеристиками та їх пороговими значеннями КСХН (дорівнює 1,5) і КПР (дорівнює 32 дБ). Після цього визначається найбільша з них різниця і порівнюється з нулем. Якщо ця різниця виявиться негативною, то процес оптимізації завершено. Якщо він позитивний, то проводиться подальше збільшення кроку для проектних параметрів і виконується розрахунок трьох основних параметрів, за якими здійснюється процес оптимізації. Вибирається найбільше з цих нових значень різниці та порівнюється з нулем. Подібним чином, якщо ця максимальна різниця \max_2 виявиться негативною, то процес оптимізації завершується. Якщо він позитивний, то проводиться подальше порівняння \max_2 з \max_1 . У результаті, якщо $\max_2 < \max_1$, то $\max_1 = \max_2$, і використовується збільшене значення параметра, і алгоритм повертається до розрахунку трьох цільових функцій. Якщо $\max_2 > \max_1$, то значення a зменшується на крок $2\Delta a$. Проведено перерахунок цільових функцій та їх різниць. Після цього знайдено максимальне значення серед них. Далі значення \max_3 порівнюється з \max_1 . Якщо $\max_3 > \max_1$, то процес оптимізації завершено. Якщо $\max_3 < \max_1$, то $\max_1 = \max_3$. Далі значення параметра a збільшується, і алгоритм повертається до обчислення трьох цільових функцій.

За запропонованим алгоритмом [19] здійснено пошук оптимальних розмірів поляризатора, при яких досягнуто його найкращі характеристики.

Результати оптимізації характеристик поляризатора на основі квадратного хвилеводу із 4 діафрагмами та штирями для Ku-діапазона частот.

Частотні залежності ДФЗ та КСХН для секції поляризатора (рис. 2.25) наведені на рис. 2.33 [12]. Звернемо увагу не те, що максимальне відхилення ДФЗ від 45° становить 2.3° на частоті 10,7 ГГц (рис. 2.33а). Тоді як максимальне значення КСХН для обох поляризацій становить 1,54 на 10,7 ГГц (рис. 2.33б). Таким чином, одна секція забезпечує ДФЗ $45^\circ \pm 2.3^\circ$.

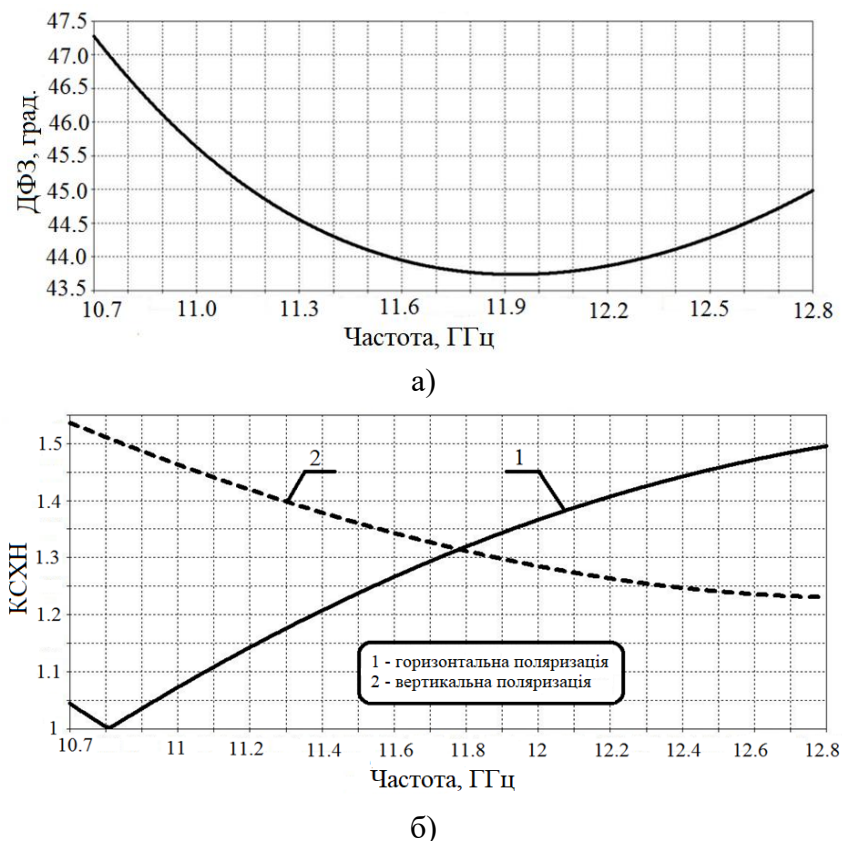


Рисунок 2.33 – Залежності ДФЗ (а) та КСХН (б) оптимізованого поляризатора

ДФЗ досягає значення 45° на частотах 11.15 ГГц і 12.8 ГГц (рис. 2.33а). Мінімальне значення залежності досягається на частоті 11.9 ГГц, де відхилення від 45° становить 1.25° .

Для перевірки коректності розробленої математичної моделі порівняємо електричні характеристики з тими, які були отримані за допомогою методу скінчених різниць у часовій області (FDTD) [17, 21, 27]. На рис 2.34 показано зміну ДФЗ для всієї конструкції поляризатора (рис. 2.24), що складається з двох

секції [12]. Крива, зображена суцільними лініями 1, відповідає розробленій наближеній математичній моделі (рис. 2.30). Крива, показана штриховими лініями 2, відповідає методу FDTD [27]. Звернемо увагу на те, що максимальне відхилення ДФЗ від 90° становить $2,6^\circ$ на $10,7$ ГГц для математичної моделі. На частоті $11,2$ ГГц ДФЗ становить рівно 90° . Мінімальне значення ДФЗ досягається на частоті $12,5$ ГГц, де відхилення від 90° становить $1,75^\circ$. Натомість максимальне відхилення ДФЗ від 90° становить $3,6^\circ$ на $10,7$ ГГц для методу FDTD. На частоті $12,1$ ГГц ДФЗ становить рівно 90° . Мінімальне значення ДФЗ досягається на частоті $12,5$ ГГц, де відхилення від 90° є $0,75^\circ$.

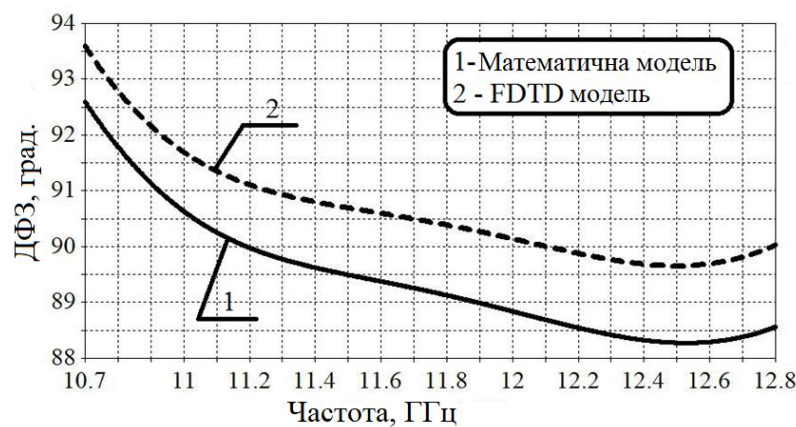


Рисунок 2.34 – Залежність ДФЗ від частоти для загального поляризатора

На рис. 2.35а проілюстрована залежність КСХН поляризатора для обох видів поляризації. На рис. 2.35 видно, що максимальне значення КСХН для обох поляризацій становить $1,57$ на $12,8$ ГГц для математичної моделі. Рис. 2.35б ілюструє КСХН поляризатора для обох поляризацій. На рис. 2.35 видно, що максимальне значення КСХН для обох поляризацій становить $1,56$ на $12,8$ ГГц для математичної моделі.

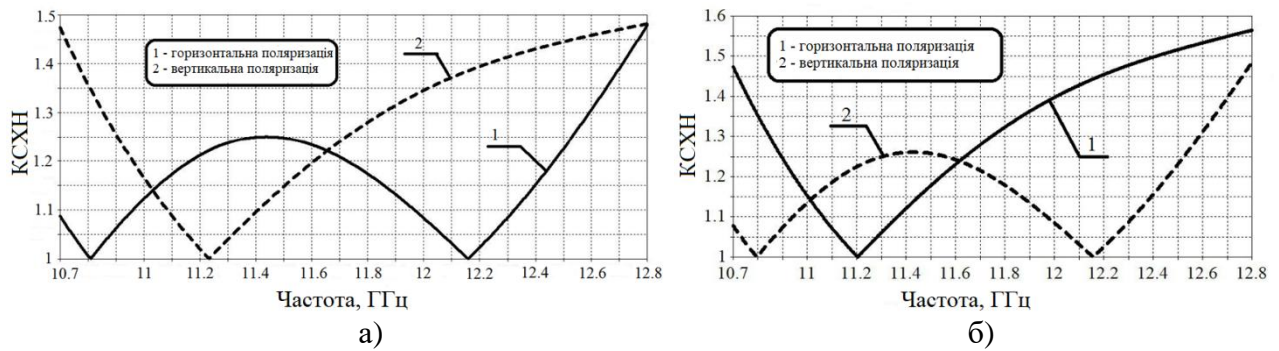


Рисунок 2.35 – Залежність КСХН для горизонтальної та вертикальної поляризацій: для математичної моделі(а) та для FDTD методу (б)

На рис. 2.36 представлені криві коефіцієнта еліптичності та КПР для математичної моделі та методу FDTD. Видно, що максимальне значення коефіцієнта еліптичності становить 0,46 дБ, а КПР перевищує 32 дБ для математичної моделі. Видно, що максимальне значення коефіцієнта еліптичності становить 0,57 дБ, а КПР перевищує 30 дБ для методу FDTD.

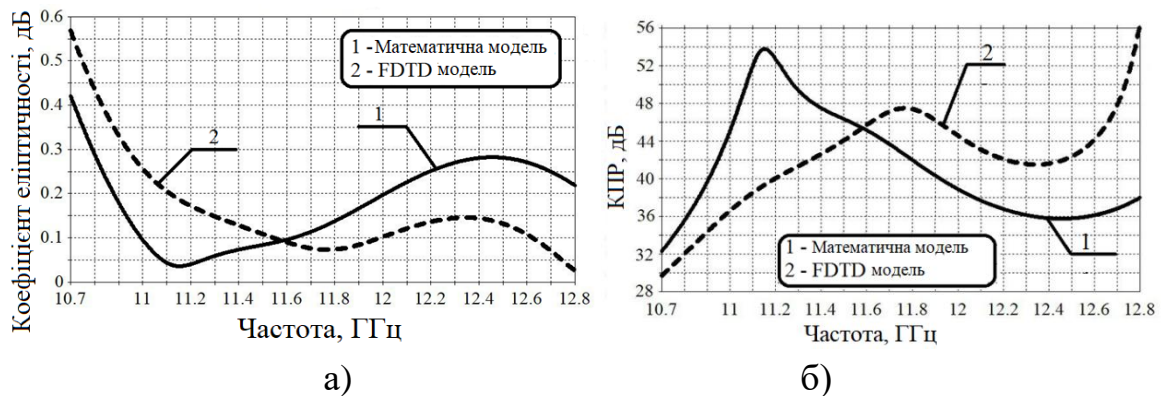


Рисунок 2.36 – Частотні залежності коефіцієнта еліптичності (а) та КПР (б) поляризатора для математичної моделі та для FDTD методу

На рис. 2.36б показано, що локальний максимум КПР становить 54 дБ на 11,15 ГГц для математичної моделі. При тій же частоті мінімальне значення коефіцієнта еліптичності становить 0,035 для математичної моделі. На рис. 2.36б показано, що локальний мінімум КПР становить 47,5 дБ на 11,57 ГГц, а локальний максимум КПР для методу FDTD становить 43,5 дБ на частоті 12,35 ГГц. На тій же частоті мінімальне значення коефіцієнта еліптичності становить 0,075, а локальний максимум коефіцієнта еліптичності становить 0,15 дБ на

12,35 ГГц для методу FDTD (рис. 2.36а).

Таким чином, електричні характеристики, отримані за допомогою розробленої математичної моделі та запропонованого алгоритму оптимізації, добре корелюються з отриманими відомим методом FDTD.

У таблиці 2.6 наведено порівняння електричних характеристик поляризатора для математичної моделі та методу FDTD [12].

Результати порівняння з існуючими характеристиками поляризаторів у таблиці 2.7 показують, що отримані характеристики прийнятні для використання у супутникових телекомунікаційних системах.

Таблиця 2.6 – 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 |

Таким чином, у робочому діапазоні частот 10,7–12,8 ГГц оптимізований поляризатор на основі чотирьох симетричних діафрагм та двох симетричних штирів у квадратному хвилеводі забезпечує наступні електричні характеристики: КСХН для основних режимів горизонтальної та вертикальної поляризації менше 1.47, ДФЗ в межах $90^\circ \pm 2,6^\circ$, коефіцієнт еліптичності менше 0,46 дБ, КПР вище 32 дБ.

Порівняємо отримані результати з відомими аналогами, які наведені в табл. 2.7.

Як бачимо в табл. 2.7, електричні характеристики розробленого поляризатора прийнятні для використання в супутникових телекомунікаційних системах. Розроблена модель забезпечує ДФЗ $90^\circ \pm 2.6^\circ$, що є одним із найменших серед аналогів.

Таблиця 2.7 – Порівняння електричних характеристик поляризаторів

| Джерело | Відносна смуга | Коефіцієнт еліптичності, дБ | КПР, дБ | ДФЗ, ° | КСХН |
|---------|----------------|-----------------------------|---------|------------------------------|------|
| [14] | 17.9% | 1.6 | 21.5 | $90^{\circ} \pm 7^{\circ}$ | 2.15 |
| [07] | 17.9% | 0.61 | 29 | $90^{\circ} \pm 4^{\circ}$ | 2.03 |
| [28] | 17.9% | 0.53 | 30 | $90^{\circ} \pm 3.5^{\circ}$ | 1.24 |
| [08] | 17.9% | 0.4 | 33 | $90^{\circ} \pm 2.6^{\circ}$ | 1.13 |
| Модель | 17.9% | 0.46 | 32 | $90^{\circ} \pm 2.6^{\circ}$ | 1.47 |

Оптимізовані геометричні розміри поляризатора на основі чотирьох діафрагм та штирів у квадратному хвилеводі для Ku-діапазону від 10,7 ГГц до 12,8 ГГц зведено в таблиці 2.8.

Таблиця 2.8 – Розміри оптимізованого хвилеводного поляризатора для Ku-діапазону

| N | параметр | величина, мм |
|---|-------------------------------------|--------------|
| 1 | Розмір стінки квадратного хвилеводу | $a=18.7$ |
| 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 | $w=2.12$ |

Порівняємо отримані геометричні розміри конструкції з відомими аналогами, які представлені в табл. 2.9.

Таблиця 2.9 – Порівняння розмірів поляризатора

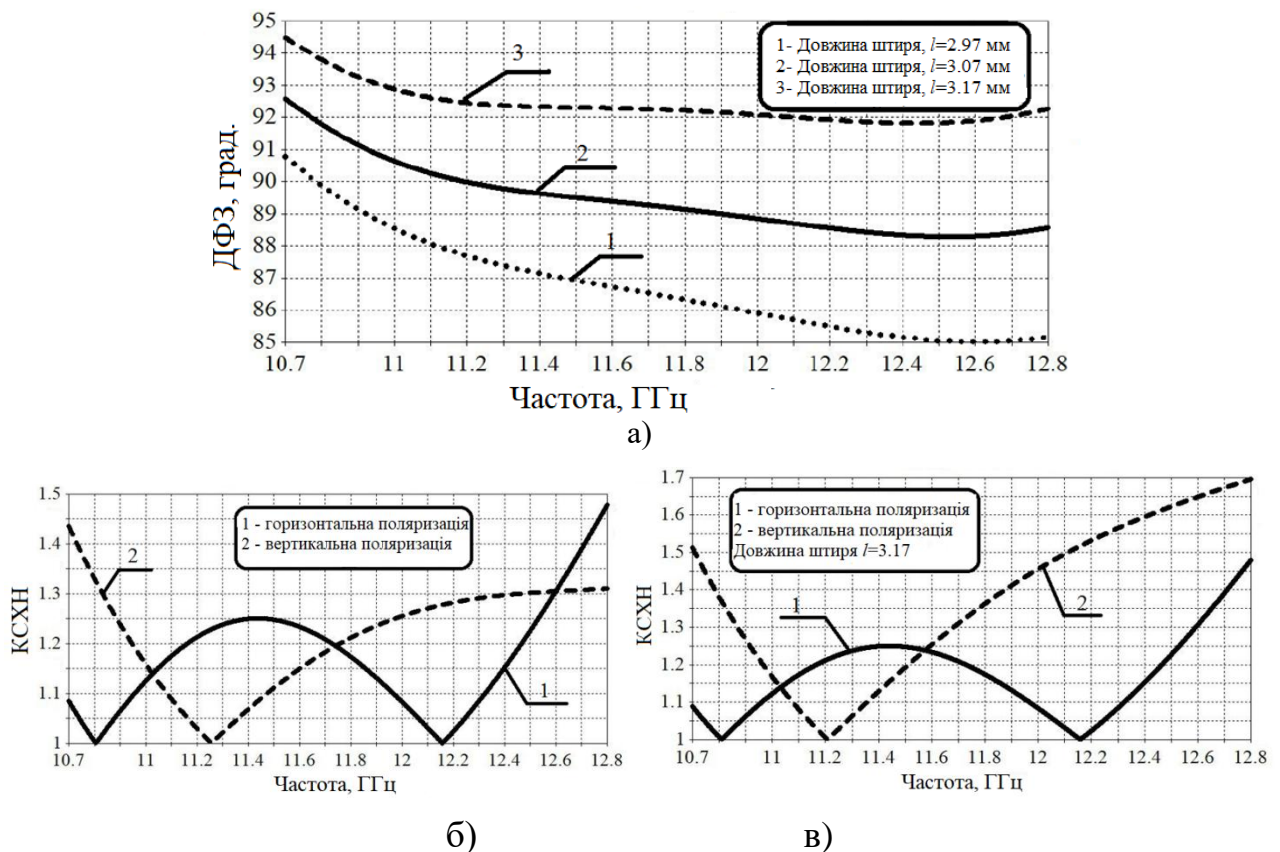
| Літ. | Частотний діапазон, ГГц | Кількість діафрагм, штирів | Довжина стінки, mm | Загальна довжина, мм | Висота найвищої діафрагми, mm | Висота штиря, мм | Діаметр штиря, мм | Товщина діафрагми, мм |
|--------|-------------------------|----------------------------|--------------------|----------------------|-------------------------------|------------------|-------------------|-----------------------|
| [14] | 10.7-12.8 | 2 | 21.96 | 56.2 | 2.42 | – | – | 2.0 |
| [07] | 10.7-12.8 | 3 | 21.98 | 62.2 | 3.86 | – | – | 2.79 |
| [28] | 10.7-12.8 | 4 | 21.61 | 73.38 | 2.99 | – | – | 3.44 |
| [08] | 10.7-12.8 | 5 | 21.49 | 80.46 | 2.64 | – | – | 2.88 |
| Модель | 10.7-12.8 | 6 | 18.7 | 70 | 1.74 | 3.07 | 2.9 | 2.12 |

Як видно з табл. 2.9, розміри синтезованого нами поляризатора для робочого діапазону 10,7-12,8 ГГц є найменшими серед розмірів аналогів хвилеводного поляризатора Ku-діапазону.

Далі розглянемо питання впливу штиря на електричні характеристики поляризатора.

У процесі виготовлення хвилевідних поляризаторів можуть виникнути неточності в конструкції. Тому часто доводиться проводити процес налаштування поляризаційних, фазових та узгоджувальних характеристик пристрою. У конструкції поляризатора на основі діафрагм та штирів [14, 15] налаштування електричних характеристик поляризатора здійснюється шляхом зміни довжини штирів, що вводять у хвилевід.

Нижче наведено результати розрахунків електричних характеристик поляризатора [14], побудованого на основі чотирьох діафрагм та штирів у квадратному хвилеводі для Ku-діапазона частот 10,7–12,8 ГГц при відхиленні його розмірів від оптимальних. На рис. 2.37 продемонстровано вплив зміни довжини штирів на характеристики поляризатора [12].



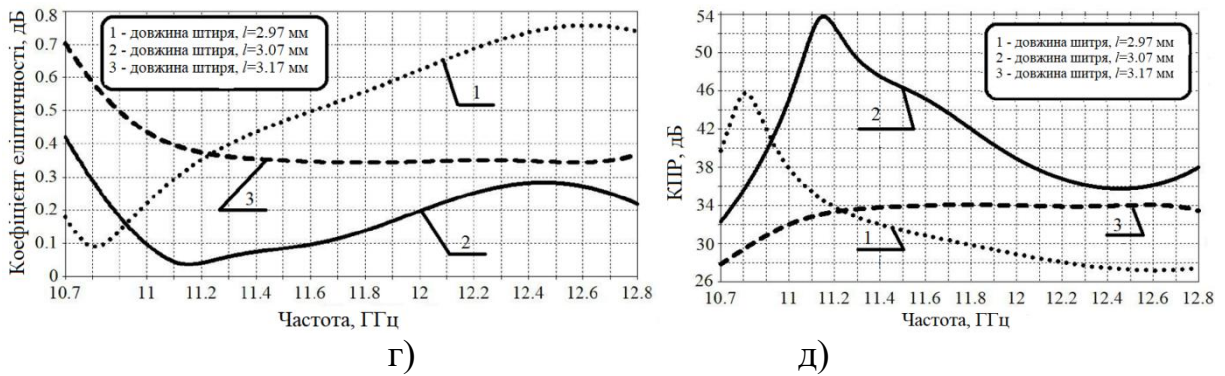


Рисунок 2.37 – Залежності ДФЗ (а), КСВН (б, в), коефіцієнта еліптичності (г), КПР (д) від частоти для оптимізованого поляризатора

Так на рис. 2.37а показано зміну ДФЗ поляризатора у разі зміни довжини штиря. Зазначимо, що максимальне відхилення ДФЗ від 90° становить $4,5^\circ$ на частоті 10,7 ГГц, коли висота штиря становить 3,17 мм. Відзначимо, що максимальне відхилення ДФЗ від 90° становить $5,0^\circ$ на частоті 12,6 ГГц, коли висота штиря становить 2,97 мм. При цьому довжина всіх штирів була змінена на 0,1 мм вище і нижче оптимального значення, яке становить 3,7 мм. Більша зміна висоти штирів призводить до більшого збільшення максимального відхилення ДФЗ від 90° .

Рис. 2.37б,в ілюструє КСХН поляризатора для обох поляризацій для поляризатора у разі зміни довжини штиря. Зазначимо, що максимальне значення КСХН для обох поляризацій становить 1,47 на частоті 12,8 ГГц, коли висота штиря становить 2,97 мм. Зазначимо, що максимальне значення КСХН для обох поляризацій становить 1,7 на частоті 12,8 ГГц, коли висота штиря становить 3,17 мм.

На рис. 2.37г видно, що максимальне значення коефіцієнта еліптичності становить 0,76 дБ, а КПР перевищує 27 дБ (рис. 2.37д), коли висота штиря становить 2,97 мм. Видно, що максимальне значення коефіцієнта еліптичності становить 0,7 дБ, а КПР перевищує 28 дБ, коли висота штиря становить 3,17 мм.

Отже можна констатувати, що невеликі зміни висоти штирів у діапазоні від 2,97 мм до 3,17 мм призводять до суттєвої зміни електромагнітних

характеристик розробленого хвилеводного поляризатора з діафрагмами та штирями. На наведених рисунках видно, що оптимальна висота штиря становить 3,07 мм, оскільки вона забезпечує найкращі електричні характеристики. Збільшення або зменшення висоти штирів призводить до значного погіршення характеристик поляризатора.

Тепер підсумуємо результати аналізу впливу зміни розмірів поляризатора на його електричні характеристики в табл. 2.10, яка містить максимальні та мінімальні значення основних електричних характеристик поляризатора при зміні одного з розмірів у певних межах [12].

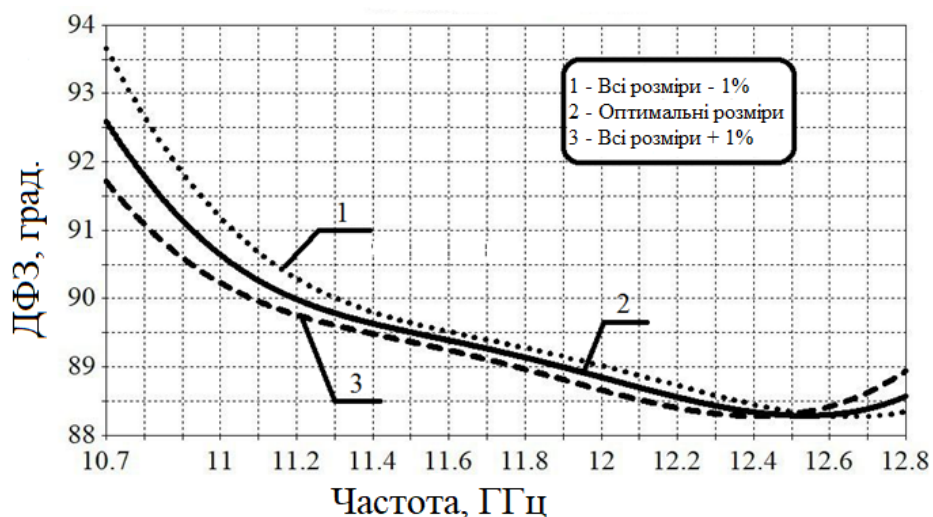
Таблиця 2.10 – Розміри оптимізованого хвилеводного поляризатора для Ку-діапазону

| Зміна розміру | Максимальне КСХН | ДФЗ | Коефіцієнт еліптичності, дБ | КПР, дБ |
|--------------------|------------------|--------------------------|-----------------------------|---------|
| Початкові значення | 1.48 | $90^\circ \pm 2.6^\circ$ | 0.42 | 32.3 |
| a=18.7+0.1 | 1.5 | $90^\circ \pm 3.0^\circ$ | 0.46 | 31.6 |
| a=18.7-0.1 | 1.52 | $90^\circ \pm 4.4^\circ$ | 0.69 | 28.0 |
| D=2.9+0.1 | 1.55 | $90^\circ \pm 3.2^\circ$ | 0.51 | 30.6 |
| D=2.9-0.1 | 1.48 | $90^\circ \pm 3.4^\circ$ | 0.52 | 30.4 |
| h=1.74+0.1 | 1.50 | $90^\circ \pm 9.3^\circ$ | 1.42 | 21.8 |
| h=1.74-0.1 | 1.64 | $90^\circ \pm 6.2^\circ$ | 0.96 | 25.2 |
| l=3.07+0.1 | 1.7 | $90^\circ \pm 4.5^\circ$ | 0.7 | 27.8 |
| l=3.07-0.1 | 1.48 | $90^\circ \pm 5.0^\circ$ | 0.76 | 27.2 |
| $2L_1=10.18+0.1$ | 1.51 | $90^\circ \pm 2.7^\circ$ | 0.44 | 32.0 |
| $2L_1=10.18-0.1$ | 1.50 | $90^\circ \pm 2.5^\circ$ | 0.41 | 32.6 |
| $L_2=12.0+0.1$ | 1.50 | $90^\circ \pm 2.6^\circ$ | 0.43 | 32.2 |
| $L_2=12.0-0.1$ | 1.49 | $90^\circ \pm 2.6^\circ$ | 0.42 | 32.3 |
| w=2.12+0.1 | 1.50 | $90^\circ \pm 4.0^\circ$ | 0.62 | 28.9 |
| w=2.12-0.1 | 1.53 | $90^\circ \pm 2.4^\circ$ | 0.39 | 33.0 |

Як видно у таблиці 2.10, навіть незначна зміна одного з розмірів конструкції поляризатора на $\pm 0,1$ мм призводить до істотних змін його електричних характеристик. Аналіз таблиці показує, що висота діафрагм є найбільш критичною. Зміна висоти діафрагм на $\pm 0,1$ мм призводить до збільшення максимального відхилення значення ДФЗ від 90° на $9,3^\circ$ та $6,2^\circ$. При цьому всі інші параметри також погіршуються. Максимальне значення КСХН зросло до 1,64 для обох поляризацій. Також погіршилося максимальне значення коефіцієнта еліптичності в діапазоні від 0,96 дБ до 1,42 дБ. Максимальний рівень КПР становить від 21,8 дБ до 25,2 дБ. Наступним найважливішим

параметром, що впливає на електричні характеристики поляризатора, є висота штирів. Збільшення довжини штирів на 0,1 мм призводить до збільшення максимального значення КСХН до 1,7. При цьому максимальне відхилення ДФЗ змінюється у діапазоні від $4,5^\circ$ до 5° . Максимальне значення коефіцієнта еліптичності зросло до 0,76 дБ, а мінімальне КПР становило 27,8 дБ. Такі зміни конструктивних параметрів небажані, оскільки істотно впливають на електричні характеристики проектованого поляризатора. Крім того, зміна таких параметрів, як розмір стінки хвилеводу та зміна товщини діафрагм призводять до зміни максимального відхилення значення ДФЗ з $4,0^\circ$ до $4,4^\circ$. При цьому коефіцієнт еліптичності досягає 0,69 дБ, а мінімальний рівень КПР становить 28 дБ. Зміна інших параметрів призводить до незначних змін електричних характеристик порівняно з оптимальними.

На рис. 2.38 наведено залежності ДФЗ, КСХН, коефіцієнта еліптичності та КПР від частоти відповідно для випадку одночасної зміни на $\pm 1\%$ всіх висот діафрагм [12] $h = 1,74$ мм, усіх висот штирів $l = 11,1$ мм. та відстані між ними $L_1 = 5,09$ мм і $L_2 = 12,0$ мм, товщина всіх діафрагм $w = 2,12$ мм, діаметри всіх штирів $D = 2,9$ мм, квадратна стінка хвилеводу $a = 18,7$ мм.



а)

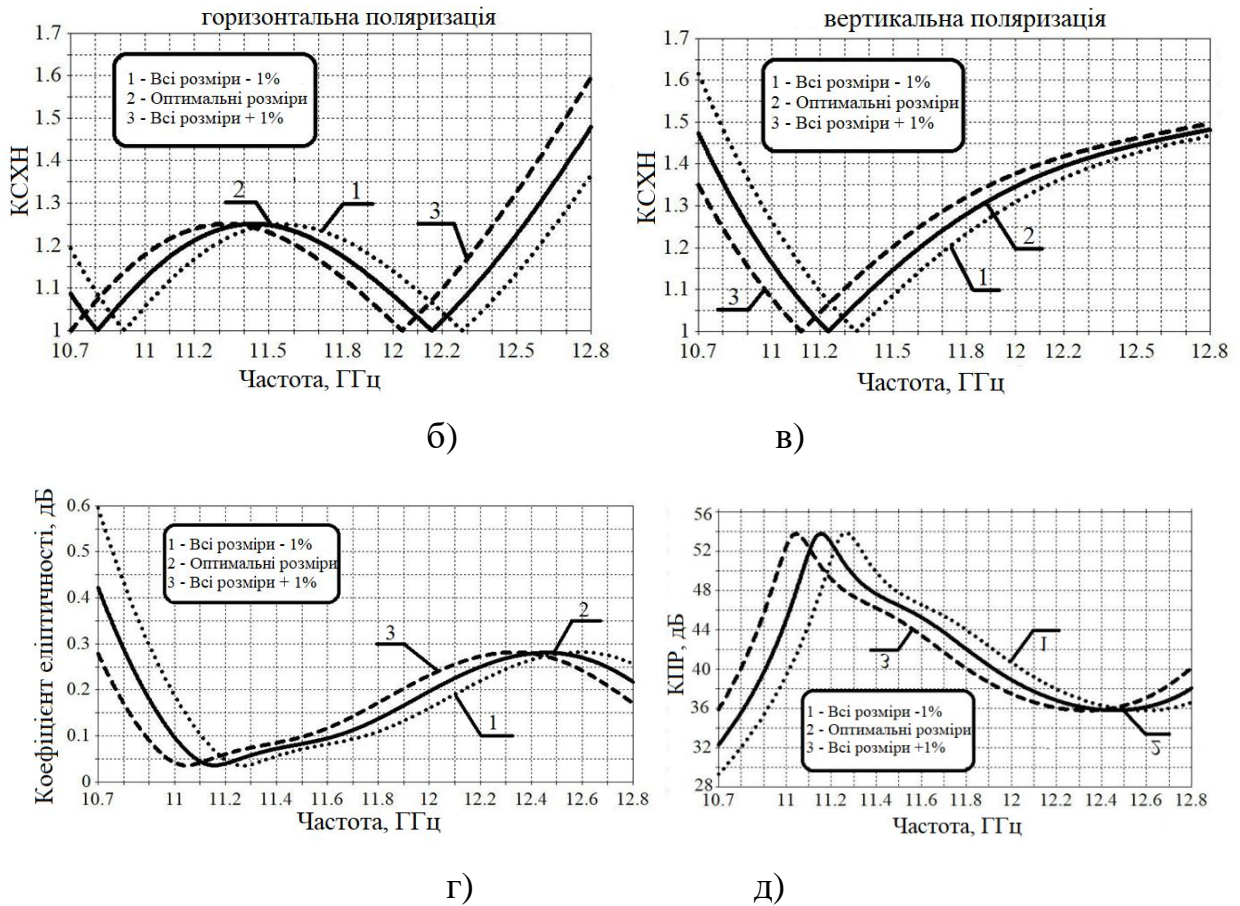


Рисунок 2.38 – Електричні характеристики для зміни всіх розмірів на 1%: ДФЗ (а), КСХН для горизонтальної поляризації (б); КСХН для вертикальної поляризації (в); коефіцієнт еліптичності (г), КПР (д)

На рис. 2.38 а видно, що зміна всіх розмірів на 1% призводить до незначної зміни ДФЗ оптимального в діапазоні робочих частот. При цьому максимальне значення КСХН збільшується із значення з 1,35 до 1,6 на 12,8 ГГц для горизонтальної поляризації (рис. 2.38 б). Для вертикальної поляризації максимальний КСХН на частоті 10,7 ГГц змінюватиметься від 1,35 до 1,62 (рис. 2.38 в). При цьому максимальна зміна коефіцієнта еліптичності змінюється в діапазоні від 0,27 дБ до 0,6 дБ на мінімальній частоті (рис. 2.38 г), а максимальне значення КПР коливається від 27,4 дБ до 36 дБ (рис. 2.38 д).

На рис. 2.39 наведено частотні залежності ДФЗ, КСХН, коефіцієнта еліптичності та КПР для випадку одночасної зміни на $\pm 5\%$ всіх висот діафрагм $h=1,74$ мм, усіх висот штирів $l = 11,1$ мм та відстаней між ними $L_1=5,09$ мм і

$L_2=12,0$ мм, товщина всіх діафрагм $w=2,12$ мм, діаметри всіх штирів $D = 2,9$ мм, квадратна стінка хвилеводу $a = 18,7$ мм.

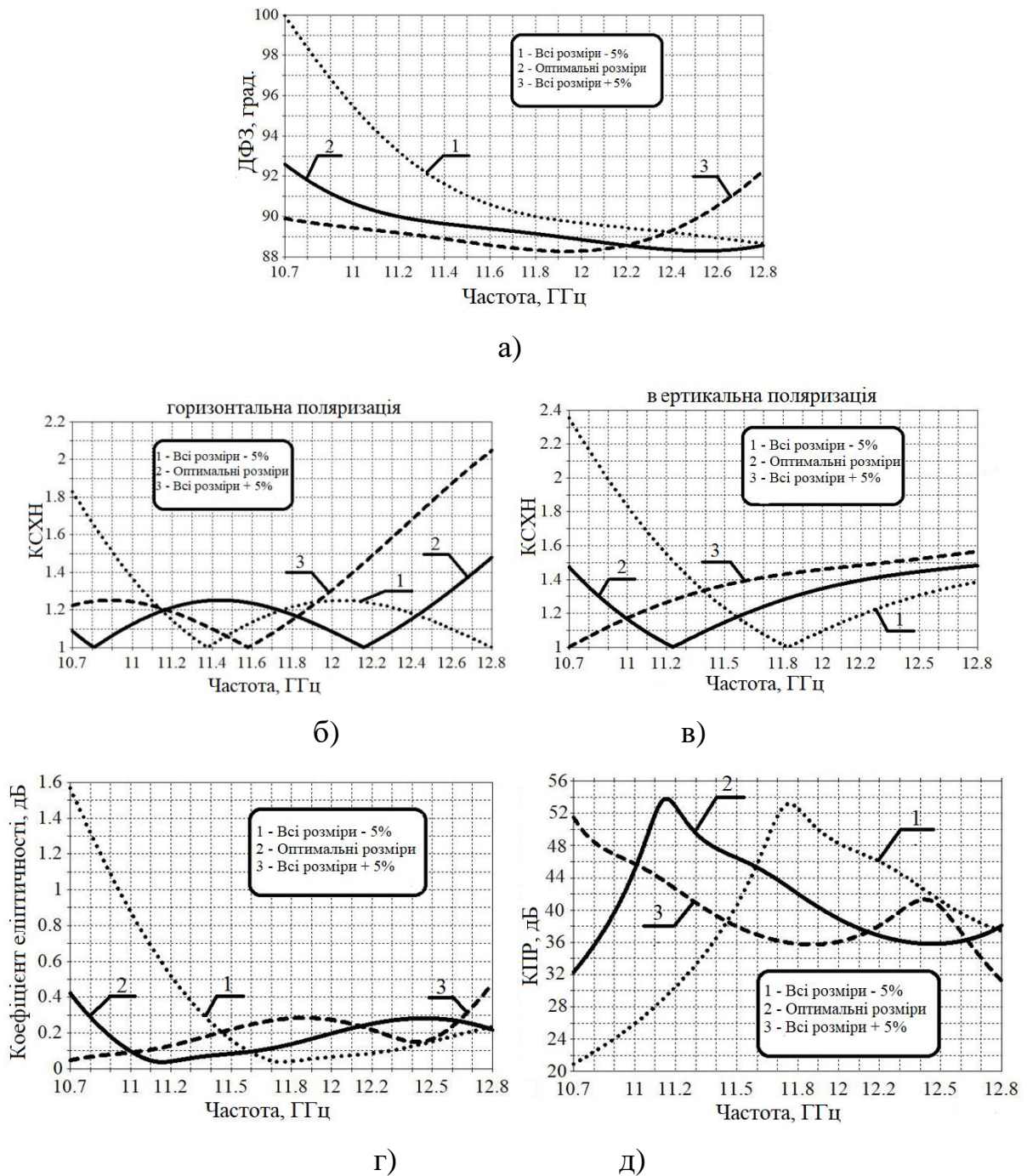


Рисунок 2.39 – Електричні характеристики для зміни всіх розмірів на 5%: ДФЗ (а), КСХН для горизонтальної поляризації (б); КСХН для вертикальної поляризації (в); коефіцієнт еліптичності (г), КПР (д)

На рис. 2.39 а показано, що зміна всіх розмірів на 5% призводить до зміни максимального відхилення від ДФЗ у діапазоні від 2° до 10° . У свою чергу, це

призводить до збільшення максимального значення КСХН з 1,83 до 2,06 на частотах 10,7 ГГц і 12,8 ГГц відповідно для горизонтальної поляризації (рис. 2.39 б). Для вертикальної поляризації максимальний КСХН змінюється від 1,6 до 2,35 (рис. 2.39 в). У цьому випадку максимальна зміна коефіцієнта еліптичності становить 1,6 дБ на мінімальній частоті діапазону 10,7 ГГц (рис. 2.39 г). При цьому мінімальне значення КПР прийматиме значення 20 дБ (рис. 2.39 д).

У таблиці 2.11 наведені максимальні та мінімальні значення основних електричних характеристик при одночасному зміні всіх розмірів у певних межах та їх порівняння з характеристиками для оптимальних розмірів.

Таблиця 2.11 – Порівняння електричних характеристик поляризатора при одночасній зміні всіх розмірів

| Розкид розмірів, % | Максимальне КСХН | ДФЗ, град. | Коефіцієнт еліптичності, дБ | КПР, дБ |
|--------------------|------------------|---------------------------|-----------------------------|---------|
| 0 | 1.48 | $90^\circ \pm 2.6^\circ$ | 0.42 | 32.3 |
| +1 | 1.6 | $90^\circ \pm 1.7^\circ$ | 0.28 | 35.8 |
| -1 | 1.62 | $90^\circ \pm 3.7^\circ$ | 0.59 | 29.3 |
| +2 | 1.71 | $90^\circ \pm 1.8^\circ$ | 0.44 | 31.9 |
| -2 | 1.62 | $90^\circ \pm 3.9^\circ$ | 0.72 | 27.6 |
| +5 | 2.05 | $90^\circ \pm 2.0^\circ$ | 0.47 | 31.3 |
| -5 | 2.36 | $90^\circ \pm 10.0^\circ$ | 1.6 | 20.7 |

Із таблиці 2.1 видно, що при відхиленні геометричних розмірів поляризатора на $\pm 1\%$, значення ДФЗ відхиляється від оптимального значення до 1.1° , максимальне КСХН відхиляється від оптимального значення до 0.14, коефіцієнт еліптичності на 0.17дБ, мінімальне значення КПР зменшується на 3 дБ. При відхиленні геометричних розмірів поляризатора на $\pm 2\%$, значення ДФЗ відхиляється від оптимального значення до 1.3° , максимальне КСХН відхиляється від оптимального значення до 0.23, коефіцієнт еліптичності на 0.30дБ, мінімальне значення КПР зменшується на 4.7 дБ.

Результати таблиці 2.11 свідчать про те, що відхилення розмірів конструкції поляризатора на основі чотирьох симетричних діафрагм та

симетричних штирів у квадратному хвилеводі більш ніж на 2% призводить до неприпустимого погіршення його електричних характеристик.

2.5 Суть параметричного методу наближеного синтезу поляризаційних пристроїв на основі квадратного хвилеводу із реактивними елементами

Запропонований параметричний метод конструктивного синтезу хвилевідних поляризаторів, на відміну від існуючих, включає такі кроки:

1. Створення математичної моделі поляризатора у вигляді загальної однохвильової матриці розсіювання, елементи якої залежать від провідностей реактивних елементів.

2. Розрахунок початкових значень геометричних розмірів (величина стінки квадратного хвилеводу, відстань між реактивними елементами, висоти реактивних елементів) для розробленого поляризаційного пристрою.

3. Визначення електричних характеристик (ДФЗ, КСХН, коефіцієнт еліптичності, КПР) розробленого поляризаційного пристрою на основі квадратного хвилеводу з діафрагмами та штирями через провідності реактивних елементів та вирази загальної матриці розсіювання та передачі $T_{\Sigma 21}$, $T_{\Sigma 11}$, $S_{\Sigma 21}$, $S_{\Sigma 11}$

4. Здійснення параметричної оптимізації геометричних розмірів поляризатора, що задовольняють певним значенням технічного завдання для електричних характеристик:

а) ДФЗ має бути в околі 90° : $\Delta\varphi=90\pm\Delta\varphi_0$, $\Delta\varphi_0\leq 5^\circ$;

б) КСХН має не перевищувати максимальне значення: $КСХН\leq КСХН_{max}$;

в) КПР має не опускатися нижче мінімального значення: $КПР\geq КПР_{min}$.

Наукова новизна полягає в тому, що створено математичну модель поляризатора на основі чотирьох діафрагм у квадратному хвилеводі, що враховує вищі типи хвиль у формулах для провідностей діафрагм. Модель отримана на основі загальної хвильової матриці. Отримані аналітичні вирази

елементів загальної матриці передачі $T_{\Sigma 21}$, $T_{\Sigma 11}$ такого поляризатора. Модель дозволяє здійснити конструктивний синтез такого поляризатора. Крім того, наукова новизна була в поєднанні математичної моделі поляризатора на основі діафрагм та штирів у квадратному хвилеводі та методу оптимізації на основі методу довірчого інтервалу. В результаті конструктивного синтезу поляризаторів можна отримати початкові геометричні розміри конструкції поляризатора, що надалі доцільно використовувати як початкові для високоточного електродинамічного моделювання. Це дозволяє зменшити на порядки час для оптимізації конструкції поляризатора.

2.6 Висновки

1. Розроблено наближену математичну модель поляризатора на основі квадратного хвилевода з трьома діафрагмами за допомогою теорії хвильових матриць (без врахування вищих типів хвиль та взаємодії між ними). В результаті отримано аналітичні вирази загальної матриці розсіювання $S_{\Sigma 11}$ та $S_{\Sigma 21}$, які дозволяють розрахувати його електричні характеристики для заданих геометричних розмірів конструкції. Показано, що модель дозволяє здійснювати параметричний конструктивний синтез поляризатора за рахунок зміни висот діафрагм та відстань між ними. Здійснено конструктивний синтез компактних поляризаторів на трьох діафрагмах для робочого діапазону частот 7.25-7.75 ГГц. Показано, що отримані наближені геометричні розміри поляризатора доцільно використовувати як початкові в процесі оптимізації електричних характеристик поляризатора на електродинамічному рівні (у CST Microwave studio), що дозволяють на порядки зменшити час оптимізації.

2. Розроблено наближену математичну модель поляризатора на основі квадратного хвилевода із чотирма діафрагмами, яка враховує вищі типи хвиль у формулах для провідностей діафрагм. Вперше отримано аналітичні вирази загальної матриці передачі $T_{\Sigma 11}$ та $T_{\Sigma 21}$, які дозволяють розрахувати його електричні характеристики для заданих геометричних розмірів конструкції. Модель дозволяє здійснювати конструктивний параметричний синтез за

рахунок зміни висот діафрагм та відстаней між ними. Здійснено конструктивний синтез широкосмугового поляризатора на основі чотирьох діафрагм для С-діапазону частот 3.4-4.2 ГГц, який забезпечує ДФЗ $90^\circ \pm 2.8^\circ$, $K_{СХН} \leq 1,42$ для обох поляризацій, $K_{ПР} \geq 30.8$ дБ. Виконано ґрунтовний аналіз впливу розмірів конструкції поляризатора на його електричні характеристики. Установлено, що зміна висот діафрагм є найбільш чутливою, оскільки сильно впливає на відхилення ДФЗ від 90° . Показано, що модель дозволяє отримати наближені геометричні розміри поляризатора, які в подальшому доцільно використовувати як початкові для точного електродинамічного моделювання, що на порядки зменшує витрачений час.

3. Розроблено математичну модель поляризатора на основі чотирьох симетричних діафрагм та чотирьох симетричних штирів у квадратному хвилеводі за допомогою теорії хвильових матриць, яка враховує реальні геометричні розміри фазозсувних елементів, і тому дає можливість враховувати вплив конструктивних параметрів поляризатора на його електричні характеристики. Показано, що в такій конструкції поляризатора діафрагми забезпечують широку робочу смугу частот, а штирі дозволяють точно налаштувати ДФЗ. Запропоновано ефективний алгоритм параметричної оптимізації електричних характеристик поляризатора на основі розробленої математичної моделі за допомогою методу довірчого інтервалу. В результаті синтезовано конструкцію широкосмугового хвилевідного поляризатора для робочого Ku-діапазону частот 10,7–12,8 ГГц. ДФЗ поляризатора становить $90^\circ \pm 2,6^\circ$, $K_{СХН} \leq 1,5$ для основних мод як вертикальної, так і горизонтальної поляризацій. Досліджено чутливість електричних характеристик поляризатора до відхилень його геометричних розмірів від оптимальних. Встановлено, що зазначені відхилення більше ніж на 2% призводять до значного погіршення електричних характеристик поляризатора.

РОЗДІЛ 3 АНАЛІТИКО-ЧИСЛОВИЙ МЕТОД НАБЛИЖЕНОГО КОНСТРУКТИВНОГО СИНТЕЗУ ПОЛЯРИЗАТОРІВ З МАКСИМАЛЬНО ПЛОСКОЮ ФЧХ НА ОСНОВІ ДІАФРАГМ У КВАДРАТНОМУ ХВИЛЕВОДІ

3.1 Математична модель хвильоводного поляризатора на основі трьох тонких діафрагм у квадратному хвильоводі

У розділі запропоновано та розроблено аналітико-числовий метод наближеного конструктивного синтезу хвильовідних поляризаторів з екстремальною ФЧХ [22]. Метод апробований на синтезі оптимальних поляризаторів на основі трьох діафрагм у квадратному хвильоводі для трьох різних робочих частот у X-діапазоні частот. Достовірність методу підтверджена узгодженням електричних характеристик синтезованих поляризаторів із розрахованими для них методом скінчених елементів у програмі CST Microwave Studio.

Конструкція поляризатора наведена на рис. 3.1. Поляризатор складається із квадратного хвильоводу 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 $h_1 < h_2$.

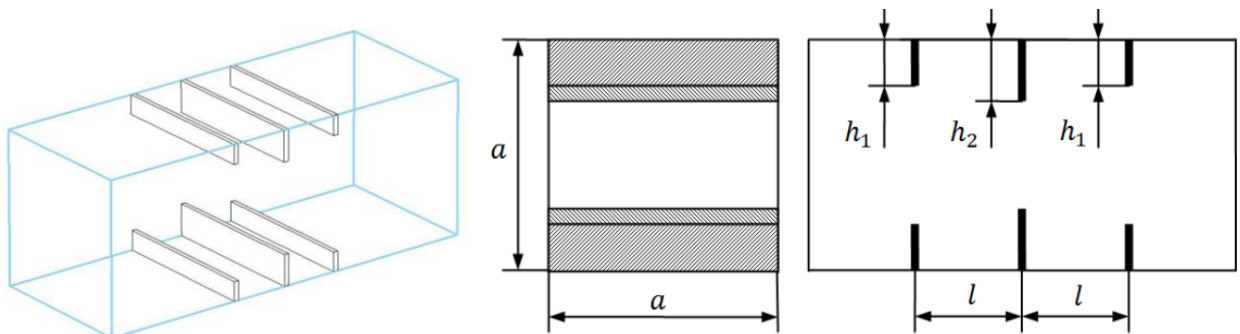


Рисунок 3.1 – Конструкція синтезованого поляризатора

Таку конструкцію поляризатора можна представити еквівалентною схемою заміщення за допомогою теорії мікрохвильових кіл (рис. 3.2). В цій схемі

діафрагми моделюємо провідностями Y_1, Y_2, Y_3 , що увімкнені паралельно, причому $Y_1 = Y_3$, а для відрізків хвилеводів використовуємо нормовані хвильові опори ($\rho=1$) [93].

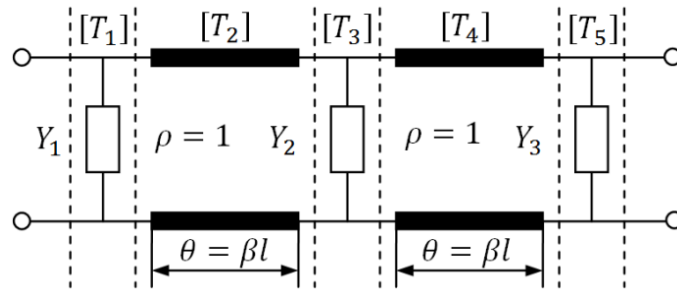


Рисунок 3.2 – Еквівалентна схема

Таку схему можна розбити на елементарні чотириполюсники, що описуються хвильовими матрицями передачі [83]

$$[T_1] = [T_5] = \begin{bmatrix} \frac{2+Y_1}{2} & \frac{Y_1}{2} \\ -\frac{Y_1}{2} & \frac{2-Y_1}{2} \end{bmatrix}; [T_3] = \begin{bmatrix} \frac{2+Y_2}{2} & \frac{Y_2}{2} \\ -\frac{Y_2}{2} & \frac{2-Y_2}{2} \end{bmatrix}; [T_2] = [T_4] = \begin{bmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

де θ – електрична довжина лінії передачі, тобто відрізка хвилеводу.

Загальна матриця передачі визначається добутком матриць передачі окремих елементів кола [84]

$$[T_\Sigma] = [T_1] \cdot [T_2] \cdot [T_3] \cdot [T_4] \cdot [T_5] = \begin{bmatrix} T_{\Sigma 11} & T_{\Sigma 12} \\ T_{\Sigma 21} & T_{\Sigma 22} \end{bmatrix}. \quad (3.2)$$

Зв'язок між хвильовими матрицями передачі та розсіювання здійснюємо за формулою

$$[S_\Sigma] = \begin{bmatrix} S_{\Sigma 11} & S_{\Sigma 12} \\ S_{\Sigma 21} & S_{\Sigma 22} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_{\Sigma 11}} \begin{bmatrix} T_{\Sigma 21} & |T| \\ 1 & -T_{\Sigma 12} \end{bmatrix}, \quad (3.3)$$

де $|T|$ – це визначник загальної матриці передачі $[T_\Sigma]$ із формули (3.2).

У результаті математичних перетворень одержимо вирази для хвильової матриці розсіювання, вираженої через провідностей діафрагм [22]

$$\dot{S}_{\Sigma 11} = \frac{8Y_2 e^{2j\theta} + Y_1^2 Y_2 - 2Y_1^2 + Y_1^2 Y_2 e^{4j\theta} + 2Y_1^2 e^{4j\theta} + 8Y_1 e^{2j\theta} \cos(2\theta) - 2Y_1^2 Y_2 e^{2j\theta} + 4jY_1 Y_2 e^{2j\theta} \cdot \sin(2\theta)}{(2e^{2j\theta} + 2jY_1 e^{j\theta} \cdot \sin(\theta)) \cdot (4e^{2j\theta} + 2Y_2 e^{2j\theta} + 4Y_1 e^{j\theta} \cdot \cos(\theta) + 2jY_1 Y_2 e^{j\theta} \cdot \sin(\theta))}, \quad (3.4)$$

$$\dot{S}_{\Sigma 21} = \frac{8e^{2j\theta}}{(Y_1 e^{2j\theta} + 2Y_1 e^{2j\theta} - Y_1) \cdot (2Y_1 + 4e^{2j\theta} + 2Y_1 e^{2j\theta} + 2Y_2 e^{2j\theta} - Y_1 Y_2 + Y_1 Y_2 2Y_1 e^{2j\theta})}. \quad (3.5)$$

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

У виразах (3.4), (3.5) зі знаком плюс береться ємнісна реактивна провідність, а зі знаком мінус – індуктивна реактивна провідність.

Індуктивну провідність симетричної діафрагми у хвилеводі визначимо за формулою [89]

$$B_L(a, d, f) = -\frac{\lambda_g(a, f)}{a} \cdot \left(\operatorname{ctg} \left(\frac{\pi \cdot d}{2a} \right) \right)^2 \cdot \left[1 + m \cdot \left(\sin \left(\frac{\pi \cdot d}{2a} \right) \right)^2 \right], \quad (3.6)$$

$$m = \frac{a \cdot \sqrt{\left(\frac{3\pi}{a} \right)^2 - [k_0(f)]^2 - 3\pi}}{4\pi}, \quad k_0(f) = \frac{2\pi}{\lambda_0(f)} = \frac{2\pi f}{c},$$

де a – розміри стінки квадратного хвилевода; $\lambda_0(f)$ – довжина хвилі у вакуумі; d – ширина вікна діафрагми.

Ємнісну провідність симетричної діафрагми у хвилеводі визначимо за формулою [89]

$$B_C(a, d, f) = -\frac{4a}{\lambda_g(a, f)} \cdot \left[\ln \left(\operatorname{csc} \left(\frac{\pi \cdot d}{2a} \right) \right) + \sum_{n=1}^4 \left[\left(\frac{2\pi}{a \cdot \Gamma_n(f)} - \frac{1}{n} \right) \cdot (P_n)^2 \right] \right], \quad (3.7)$$

де $\Gamma_n(f)$ – хвильове число у хвилеводі для мод з індексами $2n, 1$

$$\Gamma_n(f) = \sqrt{\left(\frac{2n\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{\pi}{a} \right)^2 - (k_0(f))^2}.$$

Інші коефіцієнти в (3.6) визначаються виразами

$$P_1 = \alpha_1; \quad P_2 = 2 \cdot (\alpha_1)^2 + (\alpha_2)^2 - 1; \quad P_3 = 4 \cdot (\alpha_1)^3 + 6\alpha_1(\alpha_2)^2 - 3\alpha_1;$$

$$P_4 = 8 \cdot (\alpha_1)^4 + 3(\alpha_2)^4 + 24 \cdot (\alpha_1)^2(\alpha_2)^2 - 8 \cdot (\alpha_1)^2 - 4 \cdot (\alpha_2)^2 + 1,$$

де

$$\alpha_1 = \left(\cos \left(\frac{\pi \cdot d}{2a} \right) \right)^2; \quad \alpha_2 = \left(\sin \left(\frac{\pi \cdot d}{2a} \right) \right)^2.$$

Розмір вікна діафрагми визначається за формулою [81]

$$d = a - 2 \cdot h. \quad (3.8)$$

де h – висота діафрагми.

До основних електричних характеристик поляризаторів відносяться такі: ДФЗ для хвиль з ортогональними лінійними поляризаціями, КСХН, коефіцієнт еліптичності та пов'язана з ним КПР.

ДФЗ на виході поляризатора визначається [85]

$$\Delta\varphi = \varphi_L - \varphi_C = \arg(\dot{S}_{\Sigma 21L}) - \arg(\dot{S}_{\Sigma 21C}). \quad (3.9)$$

Для еквівалентних схем з індуктивними та ємнісними діафрагмами КСХН розраховується за наступними формулами [85]

$$VSWR_L = \frac{1 + |\dot{S}_{\Sigma 11L}|}{1 - |\dot{S}_{\Sigma 11L}|}; \quad (3.10)$$

$$VSWR_C = \frac{1 + |\dot{S}_{\Sigma 11C}|}{1 - |\dot{S}_{\Sigma 11C}|}. \quad (3.11)$$

Коефіцієнт еліптичності у дБ визначається таким чином [86]:

$$r[\text{dB}] = 10 \lg \frac{A^2 + B^2 + \sqrt{A^4 + B^4 + 2A^2B^2 \cos(2\Delta\varphi)}}{A^2 + B^2 - \sqrt{A^4 + B^4 + 2A^2B^2 \cos(2\Delta\varphi)}}, \quad (3.12)$$

де $A = |\dot{S}_{\Sigma 21L}|$, $B = |\dot{S}_{\Sigma 21C}|$, $\Delta\varphi$ визначається формулою (3.9).

КПР визначається за формулою [86]

$$\text{КПР} = 20 \lg \left(\frac{r+1}{r-1} \right), \quad (3.13)$$

де r – коефіцієнт еліптичності, який попередньо необхідно перевести в лінійний масштаб з логарифмічного. КПР виражається в дБ.

Таким чином, використовуючи формули (3.4) – (3.7) та (3.9) – (3.13) можна розрахувати електричні характеристики поляризатора на основі трьох тонких діафрагм у квадратному хвилеводі при його заданих геометричних розмірах. Це задача аналізу. Але, на практиці ставиться задача пошуку таких геометричних розмірів поляризаторів, при яких досягаються задані електричні параметри. Це задача конструктивного синтезу.

3.2 Конструктивний синтез поляризаторів із максимально плоскою ФЧХ

Ідея запропонованого конструктивного синтезу поляризаторів з екстремальною ФЧХ полягає в тому, щоб на центральній частоті робочого діапазону частот забезпечити значення ДФЗ $90^\circ - \Delta\varphi_0$ для хвиль з ортогональними лінійними поляризаціями, відсутність відбиття та максимально плоску фазо-частотну характеристику в робочій смузі частот [22]. Остання умова передбачає наявність екстремуму (мінімуму) диференціального фазового зсуву на центральній частоті, а перша умова означає, що в точці мінімуму значення диференціального фазового зсуву 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 зазначені умови конструктивного синтезу поляризаторів з максимально плоскою фазо-частотною характеристикою представимо наступною системою рівнянь

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi(a, d_1, d_2, l, f) = 90^\circ - \Delta\varphi_0; \\ \frac{d\varphi(a, d_1, d_2, l, f)}{df} = 0; \\ \left| \dot{S}_{\Sigma 11C}(a, d_1, d_2, l, f) \right| = 0; \\ \left| \dot{S}_{\Sigma 11L}(a, d_1, d_2, l, f) \right| = 0. \end{array} \right. \quad (3.14)$$

Розв'язання цієї системи рівнянь і, відповідно, пошук оптимальних розмірів здійснюємо в такий спосіб [22]. Спочатку здійснюємо варіацію початкового розміру стінки квадратного хвилеводу, щоб досягти мінімального значення похідної на центральній частоті робочого діапазону частот. Далі змінюємо висоти діафрагм h_1 та h_2 , і досягаємо значення ДФЗ $90^\circ - \Delta\varphi_0$ (або якомога ближче до цього значення) на центральній частоті. Потім змінюємо відстань між діафрагмами l , щоб досягти мінімальних значень коефіцієнтів відбиття $S_{\Sigma 11C}$ та $S_{\Sigma 11L}$. Початкові значення визначаються на основі граничних частот діапазону для забезпечення однохвильового режиму ($0.5\lambda < a < \lambda$, λ – довжина хвилі у вільному просторі). Далі визначається центральна частота

діапазону. Для цієї частоти визначається довжина хвилі у хвилеводі λ_g . Тоді початкову відстань між діафрагмами можна приблизно оцінити як $l = \lambda_g/4$.

На рис. 3.3. наведена наближена залежність ДФЗ від частоти, яка має бути отримана в результаті розв'язання системи рівнянь (3.7).

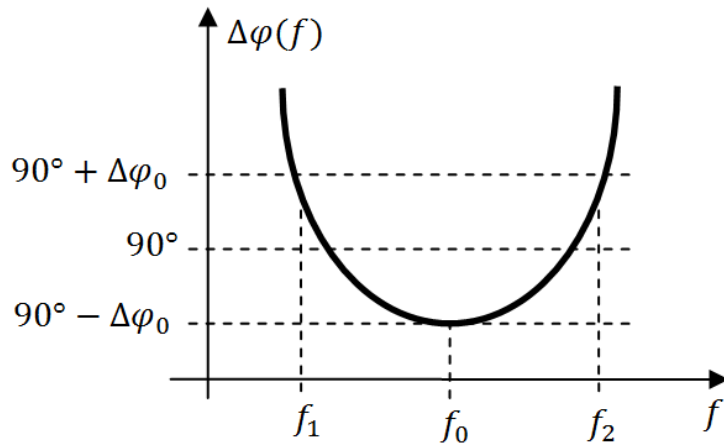


Рисунок 3.3 – Наближена залежність ДФЗ від частоти

Вперше розроблено аналітико-числовий метод наближеного конструктивного синтезу компактних поляризаторів із максимально плоскою частотною залежністю диференціального фазового зсуву на основі квадратного хвилевода з трьома діафрагмами, у якому на відміну від існуючих, спочатку створюється математична модель поляризаційного пристрою у вигляді його однохвильової загальної матриці розсіювання як функції реактивних провідностей діафрагм та відстаней між ними і визначаються його електричні характеристики (ДФЗ, КСХН, КПР) як функції отриманих елементів загальної матриці розсіювання, а потім здійснюється параметричний синтез характеристик пристрою, виходячи із сформульованої системи рівнянь четвертого порядку, яка містить умови синтезу і чисельним розв'язком якої є геометричні розміри синтезованого поляризатора .

3.3 Характеристики синтезованого поляризатора для діапазону частот 7.25-8.6 ГГц

У результаті чисельного розв'язку системи рівнянь (3.14) отримуємо такі оптимальні значення геометричних розмірів на середній частоті (7.925 ГГц) діапазону частот 7.25-8.6 ГГц [22]:

$$a = 30.78 \text{ мм}; \quad d_1 = 20.86 \text{ мм}; \quad d_2 = 18.66 \text{ мм}; \quad l = 12.0 \text{ мм}.$$

Для цих розмірів система рівнянь (3.14) трансформується у наближену систему рівнянь на центральній частоті діапазону

$$\begin{cases} \varphi(a, d_1, d_2, l, f) = 87.33^\circ; \\ \frac{d\varphi(a, d_1, d_2, l, f)}{df} = -0.055; \\ \left| \dot{S}_{\Sigma 11C}(a, d_1, d_2, l, f) \right| = 0.035; \\ \left| \dot{S}_{\Sigma 11L}(a, d_1, d_2, l, f) \right| = 0.018. \end{cases} \quad (3.15)$$

Отримані при цьому графіки частотних залежностей ДФЗ, КСХН та поляризаційних характеристик синтезованого поляризатора у діапазоні частот від 7.25 ГГц до 8.6 ГГц представлені на рис. 3.4, криві 1 [22].

На рис. 3.4а наведена залежність ДФЗ від частоти. Як видно на цьому рисунку – максимальне відхилення ДФЗ від 90° складає -2.7° . На рис. 3.4б наведена залежність КСХН від частоти для обох поляризацій. Тут звертає на себе увагу деякі рознесення мінімумів КСХН для різних поляризацій у різні боки від центральної частоти та досить велике значення КСХН у робочому діапазоні частот для хвиль із горизонтальною поляризацією (випадок індуктивних діафрагм). На рис. 3.4в та 3.4г наведені поляризаційні характеристики оптимізованого поляризатора у робочому діапазоні частот від 7.25 ГГц до 8.6 ГГц, що обчислені за формулами (3.12) та (3.13). Видно, що у всьому робочому діапазоні частот значення коефіцієнта еліптичності не перевищує 0,4 дБ, а значення КПР перевищує в мінімумі значення 33 дБ.

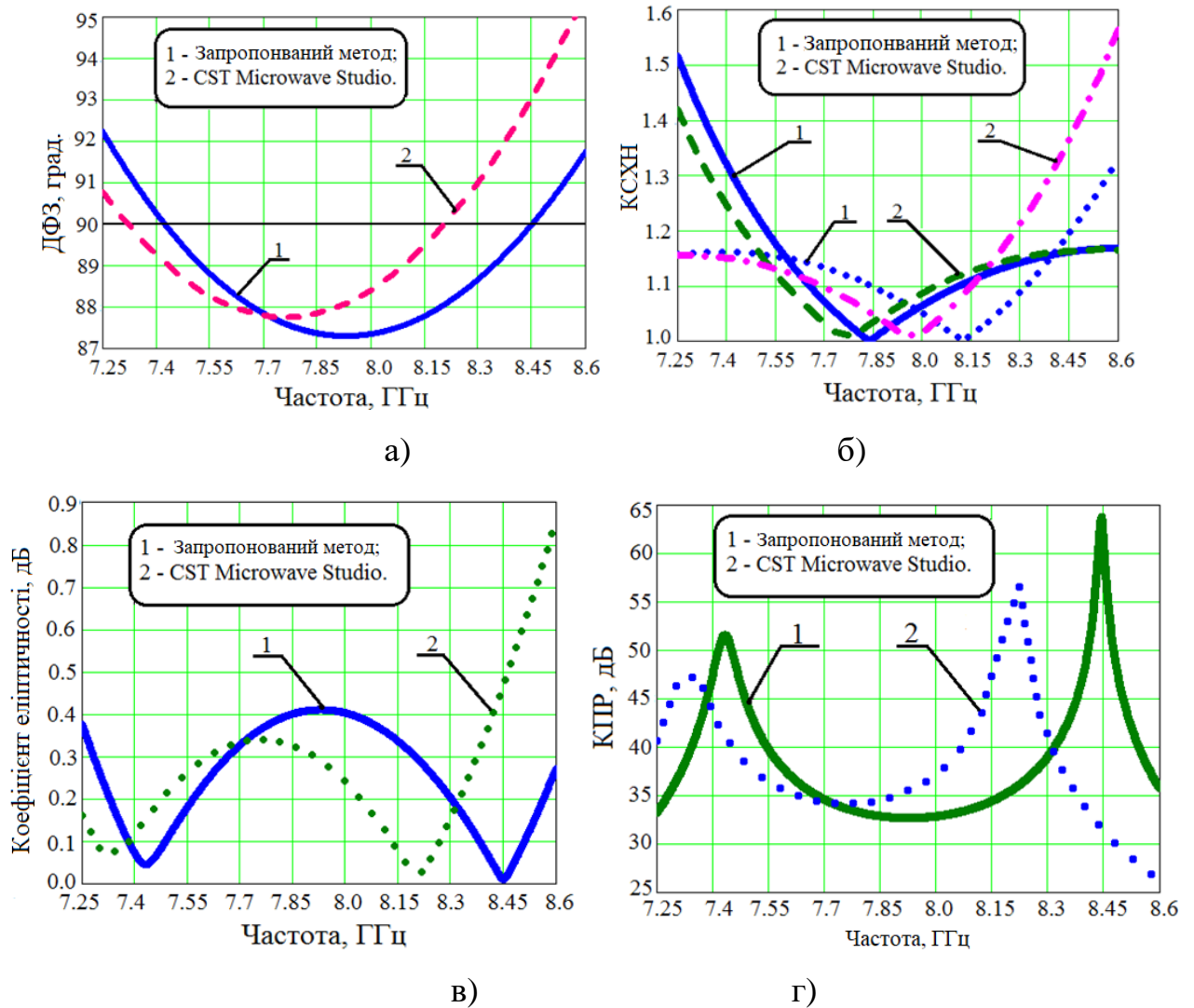


Рисунок 3.4 – Електричні характеристики синтезованого поляризатора у діапазоні частот від 7.25 ГГц до 8.6 ГГц: ДФЗ (а); коефіцієнт стійкої хвилі за напругою (б); коефіцієнт еліптичності (в); КПР (г).

Для підтвердження достовірності та оцінки точності отриманих результатів запропонованим аналітико-числовим методом розраховано характеристики синтезованого поляризатора у робочому діапазоні частот 7.25-8.6 ГГц у програмі CST Microwave Studio з використанням метода скінчених елементів у частотній області [22], що показані на рис. 3.4, криві 2. На рис. 3.4а представлена залежність ДФЗ від частоти. Видно, що максимальне відхилення ДФЗ від 90° складає $90^\circ + 5.5^\circ$ на частоті 8.6 ГГц. ДФЗ приймає мінімальне значення $90^\circ - 2.25^\circ$ на частоті 7.75 ГГц. В цілому, треба констатувати, що має

місце деяке розходження результатів наближеного синтезу та точного розрахунку. Воно обумовлене, недостатньою неточністю апроксимації реактивних провідностей діафрагм формулами (3.5) та (3.6) в достатньо широкій смузі частот, а також неврахуванням взаємодії між діафрагмами по вищих типах хвиль. На рис. 3.4,б показана залежність КСХН від частоти для вертикальної та горизонтальної поляризацій. Бачимо, що на верхній частоті робочої смуги значення КСХН має максимум, що дорівнює 1,56. Максимум для горизонтальної поляризації складає 1,42 на частоті 7,25 ГГц. Мінімум (КСХН=1) для горизонтальної поляризації на частоті 7,76 ГГц, а для вертикальної поляризації на частоті 7,96 ГГц. Крім того, на частотах 7,53 ГГц та 8,2 ГГц графіки перетинаються на рівні 1,14 та у смузі частот 7,55-8,15 ГГц забезпечується найкраще узгодження одночасно для обох поляризацій. Залежність коефіцієнта еліптичності від частоти представлена на рис. 3.4 в. Як і варто було очікувати, ґрунтуючись на графіку рис. 3.4 а, коефіцієнт еліптичності досягає максимуму (0,85 дБ) на частоті 8,6 ГГц та мінімальних значень (<0.1 дБ) на частотах 7,3 ГГц та 8,2 ГГц. Залежність КПП від частоти у робочому діапазоні частот 7,25–8,6 ГГц представлена на рис. 3.4 г. Ця залежність повністю корелює з частотними залежностями коефіцієнта еліптичності (рис. 3.4 в) та ДФЗ (рис. 3.4 а).

Необхідно підкреслити, що у методі скінчених елементів у частотній області, що реалізований в CST Microwave Studio, були використані геометричні розміри синтезованого поляризатора, отримані запропонованим аналітико-числовим методом (таблиця 3.1).

Таблиця 3.1 – Розміри синтезованого поляризатора у діапазоні частот 7.25-8.6 ГГц

| Розмір стінки хвилеводу | Відстань між діафрагмами | Висота крайніх діафрагм | Висота середньої діафрагми |
|-------------------------|--------------------------|-------------------------|----------------------------|
| 30.78 мм | 12,00 мм | 4,96 мм | 6,06 мм |

Для цих розмірів у табл. 3.2 зведені основні характеристики поляризатора, що отримані обома методами.

Таблиця 3.2 – Порівняння електричних характеристик синтезованого поляризатора для діапазону частот 7.25-8.6 ГГц

| Параметр | ДФЗ | Максимальне значення КСХН | Максимальне значення коефіцієнта еліптичності, дБ | Мінімальне значення КПР, дБ |
|--|----------------------|---------------------------|---|-----------------------------|
| Метод | | | | |
| Запропонований метод синтезу | 90°+2.2° 90°-2.7° | 1,51 | 0,4 | 33 |
| Метод скінчених елементів (CST Microwave Studio) | 90°+5.5° 90°-2.2° | 1,56 | 0,85 | 26 |

Як видно в таблиці 3.2, значення максимального рівня КСХН добре узгоджуються для обох методів. Значення максимального відхилення ДФЗ від 90° розходяться на 2.3° на верхній частоті. Відповідно, розрізняються максимальні значення коефіцієнта еліптичності та КПР. В цілому, наведені результати узгоджуються задовільно, що свідчить про задовільну точність запропонованого аналітико-числового методу конструктивного синтезу вельми широкодіапазонних (до 17%) поляризаторів на основі трьох діафрагм у квадратному хвилеводі.

3.4 Характеристики синтезованого поляризатора для діапазона частот 7.75-8.5 ГГц

У результаті чисельного розв'язання системи рівнянь (3.14) отримуємо такі оптимальні значення геометричних розмірів на середній частоті діапазону 7.75-8.5 ГГц [22]: $a = 29.85$ мм; $d_1 = 20.20$ мм, $d_2 = 17.92$ мм $l = 11.94$ мм.

Для цих розмірів система рівнянь (3.14) трансформується у таку наближену систему рівнянь на центральній частоті 8.125 ГГц:

$$\begin{cases} \varphi(a, d_1, d_2, l, f) = 89.249^\circ; \\ \frac{d\varphi(a, d_1, d_2, l, f)}{df} = -0.066; \\ \left| \dot{S}_{\Sigma 11C}(a, d_1, d_2, l, f) \right| = 0.015; \\ \left| \dot{S}_{\Sigma 11L}(a, d_1, d_2, l, f) \right| = 0.015. \end{cases} \quad (3.16)$$

Електричні характеристики синтезованого поляризатора в діапазоні частот від 7.75 ГГц до 8.5 ГГц показані на рис. 3.5, криві 1 [22].

На рис. 3.5 а бачимо, що ДФЗ приймає значення $90^\circ \pm 0.8^\circ$. Рис. 3.5, б ілюструє, що КСХН має максимальний рівень 1,18 для вертикальної та горизонтальної поляризації у всьому робочому діапазоні частот. На рис. 3.5 в бачимо, що коефіцієнт еліптичності не перевищує значення 0,12 дБ. Мінімальний рівень КПР складає 43 дБ, що продемонстровано на рис. 3.5 г.

Для достовірності та оцінки точності отриманих результатів запропонованим аналітко-числовим методом розраховано характеристики синтезованого поляризатора у програмі CST Microwave Studio із використанням методу скінченних елементів у частотній області, які показані на рис. 3.5, криві 2. На рис. 3.5 а показано, що ДФЗ приймає значення $90^\circ \pm 3.3^\circ$. Як видно на рис. 3.5 б, КСХН має максимум 1,28. На рис. 3.5 в бачимо, що коефіцієнт еліптичності не перевищує значення 0,5 дБ. Рис. 3.5 г демонструє, що КПР не опускається нижче, 31 дБ.

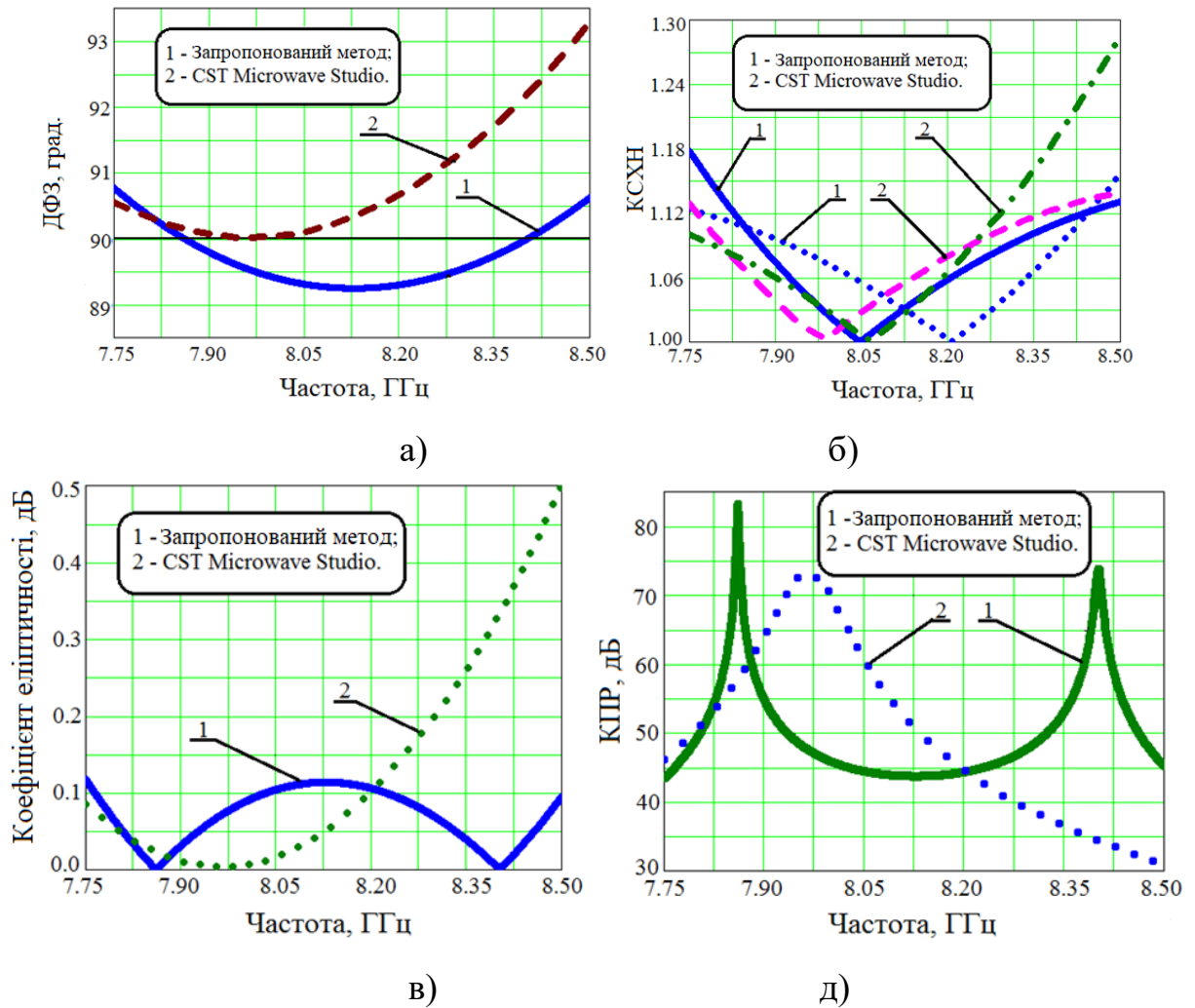


Рисунок 3.5 – Електричні характеристики синтезованого поляризатора у діапазоні частот від 7.75 ГГц до 8.5 ГГц: ДФЗ (а); КСХН (б); коефіцієнт еліптичності (в); КПР (г).

Необхідно відзначити, що в методі скінчених елементів у частотній області, реалізованому в CST Microwave Studio, були використані геометричні розміри синтезованого поляризатора запропонованим аналітико-чисельним методом (таблиця 3.3).

Таблиця 3.3 – Розміри синтезованого поляризатора у діапазоні частот 7.75-8.5 ГГц.

| Розмір стінки хвилеводу | Відстань між діафрагмами | Висота крайніх діафрагм | Висота середньої діафрагми |
|-------------------------|--------------------------|-------------------------|----------------------------|
| 29.85 мм | 11,94 мм | 4,828 мм | 5,966 мм |

Для вказаних розмірів у табл. 3.4 наведено основні характеристики поляризатора, отримані обома методами

Таблиця 3.4 – Порівняння електричних характеристик синтезованого поляризатора діапазона частот 7,75-8,5 ГГц

| Параметр | ДФЗ | Максимальне значення КСХН | Максимальне значення коефіцієнта еліптичності, дБ | Мінімальне значення КПР, дБ |
|--|----------------------|---------------------------|---|-----------------------------|
| Метод | | | | |
| Запропонований метод синтезу | 90°+0.8° 90°-0.8° | 1,18 | 0,12 | 43 |
| Метод скінчених елементів (CST Microwave Studio) | 90°+3.3° | 1,28 | 0,5 | 31 |

Як видно в таблиці 3.4 значення максимального рівня КСХН добре узгоджуються для обох методів. Значення максимального відхилення ДФЗ від 90° розходяться на 2.5° на верхній частоті (але знаходяться в межах 90°±4°). Відповідно розрізняються максимальні значення коефіцієнта еліптичності та КПР.

3.5 Характеристики синтезованого поляризатора для діапазона частот 8.0-8.5 ГГц

У результаті чисельного розв'язання системи рівнянь (3.14) отримуємо такі оптимальні значення геометричних розмірів на середній частоті діапазону 8.0-8.5 ГГц [22]: $a = 29.6$ мм; $d_1 = 19.86$ мм; $d_2 = 17.92$ мм; $l = 11.52$ мм.

Для отриманих розмірів система рівнянь (3.14) на центральній частоті діапазону дає такі чисельні значення

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi(a, d_1, d_2, l, f) = 89.689^\circ; \\ \frac{d\varphi(a, d_1, d_2, l, f)}{df} = 0.007; \\ \left| \dot{S}_{\Sigma 11C}(a, d_1, d_2, l, f) \right| = 0.047; \\ \left| \dot{S}_{\Sigma 11L}(a, d_1, d_2, l, f) \right| = 0.03. \end{array} \right. \quad (3.17)$$

В цьому випадку отримуємо залежності електричних характеристик синтезованого поляризатора в діапазоні частот від 8 ГГц до 8.5 ГГц, що представлені на рис. 3.6, криві 1 [22].

На рис. 3.6 а можна побачити, що ДФЗ приймає значення $90^\circ \pm 0.33^\circ$. При цьому КСХН $\leq 1,16$, що проілюстровано на рис. 3.6 б. Рис. 3.6 в показує, що коефіцієнт еліптичності не перевищує значення 0,055 дБ. Із рис. 3.6, г бачимо, що КПР не перевищує значення 50 дБ.

Для достовірності та оцінки точності отриманих результатів запропонованим аналітико-чисельним методом розраховано характеристики синтезованого поляризатора у програмі CST Microwave Studio з використанням методу скінчених елементів у частотній області, показані на рис. 3.6, криві 2. Рис. 3.6а демонструє, що ДФЗ приймає значення $90^\circ \pm 2.6^\circ$. Як видно на рис. 3.6б, КСХН має максимум, рівний 1,16 для вертикальної та горизонтальної поляризацій у всьому робочому діапазоні частот. На рис. 3.6д видно, що коефіцієнт еліптичності не перевищує рівень 0,39 дБ. Рис. 3.6г показує, що КПР не перевищує значення 32.8 дБ.

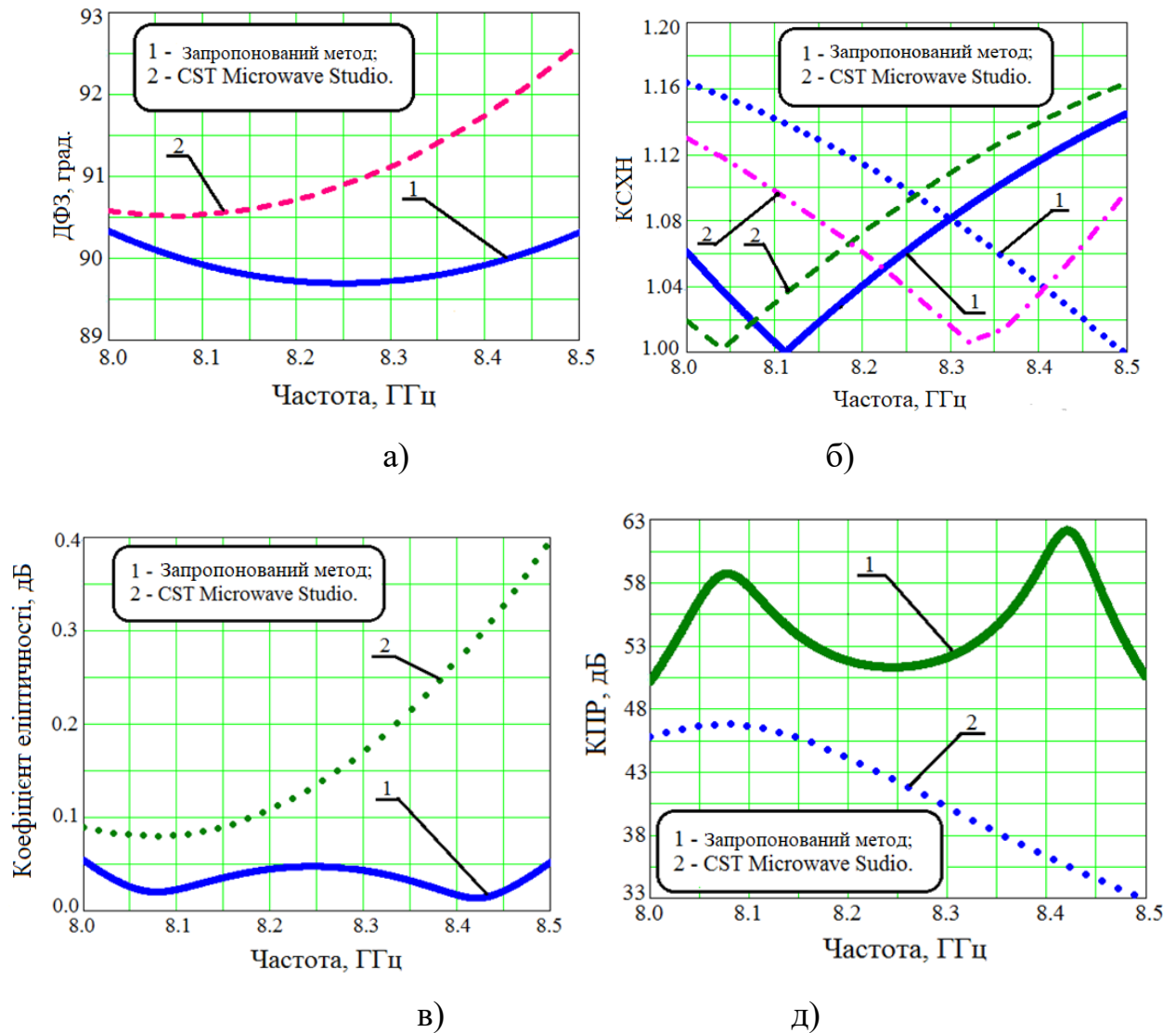


Рисунок 3.6 – Електричні характеристики синтезованого поляризатора в діапазоні частот від 8.0 ГГц до 8.5 ГГц: ДФЗ (а); КСХН (б); коефіцієнт еліптичності (в); КПР (г)

Зазначимо, що в методі скінчених елементів у частотній області, реалізованому в CST Microwave Studio, були використані геометричні розміри синтезованого поляризатора запропонованим аналітико-числовим методом (таблиця 3.5).

Таблиця 3.5 – Розміри синтезованого поляризатора діапазона частот 8,0-8,5 ГГц

| Розмір стінки хвилеводу | Відстань між діафрагмами | Висота крайньої діафрагми | Висота середньої діафрагми |
|-------------------------|--------------------------|---------------------------|----------------------------|
| 29.6 мм | 11,52 мм | 4,866 мм | 5,838 мм |

Для знайдених розмірів поляризатора у табл. 3.6 наведено його основні характеристики, отримані обома методами.

Таблиця 3.6 – Порівняння електричних характеристик синтезованого поляризатора діапазона частот 8,0-8,5 ГГц

| Параметр | ДФЗ | Максимальне значення КСХН | Максимальне значення коефіцієнта еліптичності, дБ | Мінімальне значення КПР, дБ |
|--|------------------------|---------------------------|---|-----------------------------|
| Метод | | | | |
| Запропонований метод синтезу | 90°+0.33° 90°-0.33° | 1,16 | 0,055 | 50 |
| Метод скінчених елементів (CST Microwave Studio) | 90°+2.6° | 1,16 | 0, 39 | 32.8 |

Як видно в таблиці 3.6, значення максимального рівня КСХН однакові для обох методів. Значення максимального відхилення ДФЗ від 90° розходяться на 2,3° (але знаходиться в межах 90°±4°). Відповідно відрізняється максимальні значення коефіцієнта еліптичності та КПР.

Із даних таблиці 3.2 та 3.6 випливає, що при звуженні робочої смуги частот поляризатора покращуються його електричні характеристики, чого і треба було очікувати. Різниця між запропонованим методом синтезу та методом скінчених елементів для максимального відхилення ДФЗ змінилися в межах від 2,3° до 2,5°. При цьому покращилися властивості узгодження пристрою, оскільки його КСХН знизився з 1,51 до 1,16 та збільшилося значення його КПР з 26 дБ до 32,8 дБ.

3.6 Висновки

1. Запропоновано та розроблено аналітико-числовий метод наближеного конструктивного синтезу компактних поляризаторів із максимально плоскою фазочастотною характеристикою на основі трьох діафрагм у квадратному хвилеводі.

Метод включає:

- 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. При цьому визначення (розрахунок) початкових розмірів поляризатора здійснюється за відомою процедурою, виходячи із заданої центральної частоти робочого діапазону частот, формул для провідностей діафрагм у залежності від їх розмірів і частоти та наближеного визначення відстаней між необнорідностями.

2. 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, тому можна вважати задовільною точність аналітико-числового методу конструктивного синтезу. Точність методу залежить в основному від точності використаних формул для визначення провідностей діафрагм. Так, при використанні формул для розрахунку провідностей, у яких враховуються вищі типи хвиль та товщина діафрагм єдиним джерелом похибок залишається неврахування взаємодії між діафрагмами по вищих типах хвиль.

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

4. Розроблений метод можна також рекомендувати для конструктивного синтезу поляризаторів, побудованих на трьох елементах одного типу реактивностей (наприклад, ємнісних штирях), що вводяться у хвилевід (керовані поляризатори). Для таких пристроїв можна отримати одночасно екстремальне значення ДФЗ ($90^\circ - \Delta\varphi_0$, $\Delta\varphi_0 \leq 4^\circ$) та відсутність відбиттів на центральній частоті робочого діапазону частот. При цьому умови синтезу таких пристроїв формуються системою рівнянь третього порядку.

РОЗДІЛ 4 МЕТОД АНАЛІТИЧНОГО НАБЛИЖЕНОГО КОНСТРУКТИВНОГО СИНТЕЗУ ПРИСТРОЇВ ПЕРЕТВОРЕННЯ ПОЛЯРИЗАЦІЇ НА ОСНОВІ ДВОХ ТА ТРЬОХ РЕАКТИВНИХ ЕЛЕМЕНТІВ У ХВИЛЕВОДІ

4.1 Метод аналітичного синтезу компактних поляризаторів на основі двох реактивних елементів у квадратному хвилеводі

Вперше розроблено аналітичний метод наближеного конструктивного синтезу компактних поляризаторів із екстремальною (наближеної до максимально плоскої) частотною залежністю диференціального фазового зсуву на основі квадратного хвилевода із двома реактивними елементами (діафрагми, штирі), у якому на відміну від існуючих, спочатку створюється математична модель поляризаційного пристрою у вигляді його однохвильової загальної матриці розсіювання як функції провідностей реактивних елементів та відстаней між ними за умови відсутності відбиттів і визначаються його електричні характеристики (ДФЗ, S_{11} , S_{21} , КСХН) як функції від відношення $\lambda_0/\lambda_{кр}$, а потім здійснюється конструктивний синтез характеристик пристрою, виходячи із рівності реальних провідностей і потрібних, та їх похідних, чисельним розв'язком якої є геометричні розміри синтезованого поляризатора.

4.1.1 Визначення необхідних значень реактивних провідностей та електричної відстані між ними

Задача аналітичного синтезу полягає в тому, щоб визначити необхідні значення параметрів реактивних елементів та електричної відстані між ними, при яких досягається відсутність відбиття електромагнітної енергії та заданий вносимий зсув фази [23].

На рис. 4.1 представлена еквівалентна схема хвилевода, що містить два реактивні елементи, які ввімкнені паралельно на електричній відстані θ один від одного.

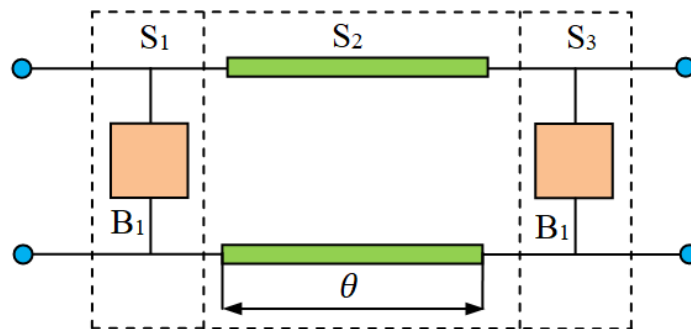


Рисунок 4.1 – Еквівалентна схема поляризаційного пристрою з двома елементами

Визначимо комплексний коефіцієнт передачі поляризатора на основі двох реактивних елементів у квадратному хвилеводі через елементи матриці розсіювання окремого реактивного елемента та електричної відстані між елементами за допомогою методу хвильових матриць [6, 20] або за допомогою методу багатократних відбиттів [96]

$$\dot{S}_{21\Sigma} = \frac{\dot{S}_{21}^2 e^{-j\theta}}{1 - \dot{S}_{11}^2 e^{-j2\theta}} = \frac{|\dot{S}_{21}|^2 e^{-j(\theta - 2\varphi_{S21})}}{1 - |\dot{S}_{11}|^2 e^{-j(2\theta - 2\varphi_{S11})}}, \quad (4.1)$$

де: \dot{S}_{11} – комплексний коефіцієнт відбиття одного елемента; \dot{S}_{21} – комплексний коефіцієнт передачі одного елемента; θ – довжина електричної відстані між елементами.

В формулі (4.1) використали такі вирази [97]

$$\dot{S}_{11} = |\dot{S}_{11}| e^{j\varphi_{S11}}, \quad \dot{S}_{21} = |\dot{S}_{21}| e^{j\varphi_{S21}},$$

де $|\dot{S}_{11}|$ та φ_{S11} – модуль і фаза комплексного коефіцієнта відбиття одиничного елемента; $|\dot{S}_{21}|$ та φ_{S21} – модуль та фаза комплексного коефіцієнта передачі одиничного елемента.

Тоді з формули (4.1) одержимо вирази модуля та аргументу комплексного коефіцієнта передачі (4.1) поляризаційного пристрою [23]

$$|\dot{S}_{21\Sigma}| = \frac{|\dot{S}_{21}|^2}{\sqrt{1 - |\dot{S}_{11}|^2 \cos(2\theta - 2\varphi_{S11}) + |\dot{S}_{11}|^4}}; \quad (4.2)$$

$$\varphi_{S21\Sigma} = 2\varphi_{S21} - \theta - \arctg \left(\frac{|\dot{S}_{11}|^2 \sin(2\theta - 2\varphi_{S11})}{1 - |\dot{S}_{11}|^2 \cos(2\theta - 2\varphi_{S11})} \right), \quad (4.3)$$

Виразимо θ через $\lambda_0/\lambda_{кр}$ і $l/\lambda_{кр}$ [23]

$$\theta = \beta \cdot l = \frac{2\pi}{\lambda_{XB}} \cdot l = \frac{2\pi l}{\lambda_0} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}}\right)^2} = \frac{2\pi l / \lambda_{кр}}{\lambda_0 / \lambda_{кр}} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}}\right)^2}, \quad (4.4)$$

де λ_{XB} – 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 [23]. Це можливо лише у випадку, якщо у формулі (4.2)

$$2\theta - 2\varphi_{S11} = 2\pi n, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (4.5)$$

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.

Вносимий фазовий зсув на виході поляризатора визначмо як

$$\Delta\varphi = \varphi_{XB} - \varphi_{S21\Sigma}, \quad (4.6)$$

де φ_{XB} – фазовий зсув на відрізку порожнього хвилеводу довжиною l .

Тоді, враховуючи, що $\varphi_{XB} = \theta$, і підставляючи (4.3) у (4.6), запишемо формулу для вносимого фазового зсуву [23]

$$\Delta\varphi = -2\varphi_{S21} + \arctg \left(\frac{|\dot{S}_{11}|^2 \sin(2\theta - 2\varphi_{S11})}{1 - |\dot{S}_{11}|^2 \cos(2\theta - 2\varphi_{S11})} \right), \quad (4.7)$$

При виконанні умови (4.5), тобто умови відсутності відбиття електромагнітних хвиль, потрібний вносимий фазовий зсув описується формулою

$$\Delta\varphi = -2\varphi_{S21}, \quad (4.8)$$

Із формули (4.8) випливає, що при відсутності відбиттів вносимий фазовий зсув дорівнює сумі фазових зсувів, вносимих кожним реактивним елементом окремо. Це означає, що

$$\varphi_{S21} = -\Delta\varphi / 2,$$

тобто фаза комплексного коефіцієнта передачі окремого елемента має дорівнювати половині потрібного вносимого фазового зсуву поляризатора (фазозсувача).

Формули (4.2) та (4.7) є важливими для практики у широкій смузі частот, оскільки модуль і аргумент комплексного коефіцієнта передачі поляризаційного пристрою можна просто виміряти для будь-яких фазозсувних елементів, використовуючи векторний аналізатор кіл.

Далі визначимо необхідний вносимий фазовий зсув двоелементного поляризатора у випадку ємнісних та індуктивних елементів через нормовані провідності цих елементів ($y_C = jb_C$, $y_L = -jb_L$) за умови відсутності відбиттів:

$$\Delta\varphi_C = -2\varphi_{S21} = 2\arctg(b_C / 2); \quad \varphi_{S21} = -\arctg(b_C / 2);$$

$$\Delta\varphi_L = -2\varphi_{S21} = 2\arctg(b_L / 2); \quad \varphi_{S21} = \arctg(b_L / 2).$$

Звідси визначимо єдині значення нормованих провідностей у хвилеводі [23]

$$b_C(\Delta\varphi) = 2\operatorname{tg}\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right), \quad b_L(\Delta\varphi) = 2\operatorname{tg}\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right), \quad (4.9)$$

при яких досягається заданий вносимий фазовий зсув і відсутність відбиття.

На рис. 4.2 наведені залежності необхідних провідностей фазозсувних елементів $b_C(\Delta\varphi)$ та $b_L(\Delta\varphi)$ від потрібного вносимого фазового зсуву за умови відсутності відбиттів [23].

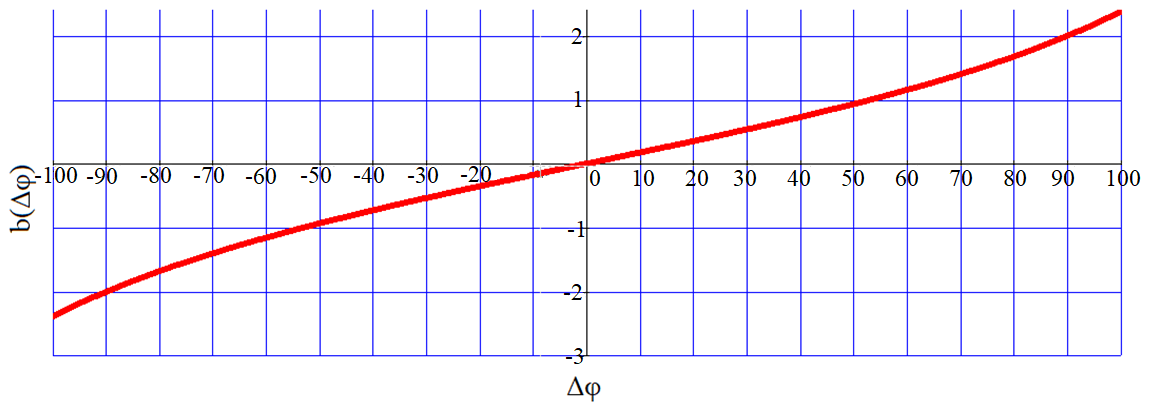


Рисунок 4.2 – Залежність необхідних значень провідності фазозсувних елементів $b_C(\Delta\varphi)$ та $b_L(\Delta\varphi)$ від потрібного вносимого фазового зсуву $\Delta\varphi$

На рис. 4.2 видно, що для забезпечення потрібного вносимого фазового зсуву $\pm 90^\circ$ необхідні значення нормованих провідностей ємнісних і індуктивних елементів, дорівнюють $+2$ і -2 відповідно.

Для випадку відсутності відбиттів можна знайти аналітичний зв'язок між необхідною електричною відстанню між елементами та потрібним заданим вносимим фазовим зсувом, використавши отримані рівняння (4.5) і (4.8) та зв'язок між φ_{S11} , та φ_{S21} для симетричних недисипативних неоднорідностей

$$\varphi_{S11} = \varphi_{S21} \pm (2n - 1) \cdot \frac{\pi}{2}, \quad n = 1, 2, \dots$$

В результаті отримаємо просту формулу

$$\theta = \frac{\pi}{2} \cdot (2n + 1) - \frac{\Delta\varphi}{2}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (4.10)$$

Графічні залежності електричної відстані між елементами у випадку ємнісних та індуктивних провідностей $\theta(\Delta\varphi)$ від потрібного вносимого фазового зсуву наведені на рис. 4.3 [23].

Як впливає із (4.10) та як видно на рис. 4.3, для випадку відсутності відбиттів для забезпечення на виході поляризатора потрібного вносимого фазового зсуву $+90^\circ$ (ємнісні елементи) необхідна електрична відстань між елементами $\theta=45^\circ$, натомість для забезпечення вносимого фазового зсуву фазозсувача -90° (індуктивні елементи) необхідна електрична відстань $\theta=135^\circ$. Крім того, на рис. 3 видно, що електрична відстань θ наближається до 90° ,

тобто відстань між елементами наближається до чверті довжини хвилі у хвилеводі, коли значення як ємнісних, так і індуктивних провідностей наближається до нуля, що повністю відповідає фізиці процесу поширення електромагнітних хвиль у лініях передачі з неоднорідностями.

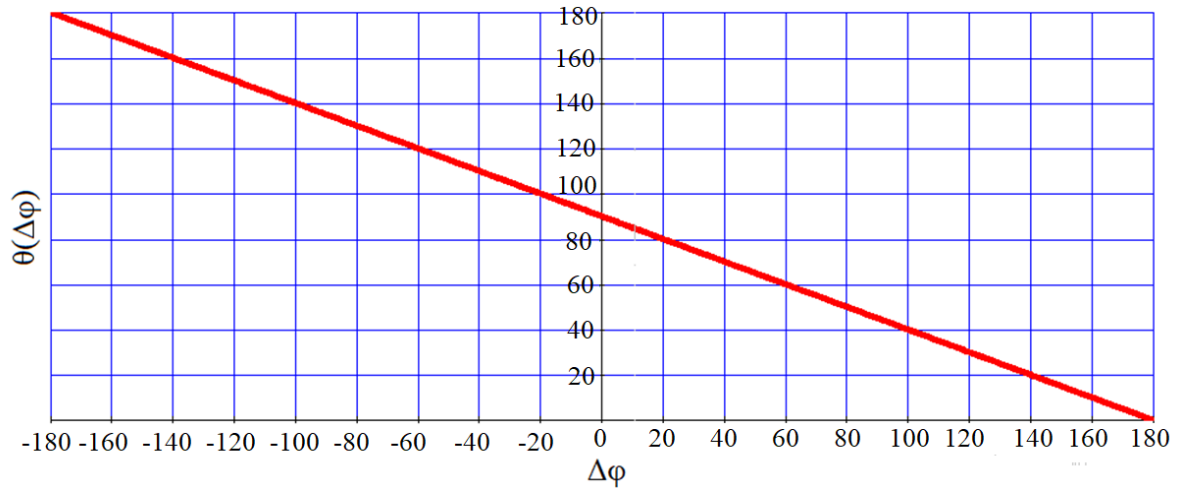


Рисунок 4.3 – Залежність електричної відстані між фазо зсувними елементами $\theta(\Delta\varphi)$ від вносимого фазового зсуву $\Delta\varphi$

Таким чином, отримані залежності провідності $b(\Delta\varphi)$ та електричної довжини $\theta(\Delta\varphi)$ дозволяють однозначно здійснити аналітичний синтез поляризаторів та фазозсувачів із заданим вносимим фазовим зсувом для випадку відсутності відбиттів.

Використавши (4.10) та (4.4) знаходимо

$$\Delta\varphi\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{KP}}, \frac{l}{\lambda_{KP}}\right) = \pi - 2\theta\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{KP}}, \frac{l}{\lambda_{KP}}\right) = \pi - 4\pi \frac{l/\lambda_{KP}}{\lambda_0/\lambda_{KP}} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{KP}}\right)^2}.$$

Звідси отримаємо співвідношення між $\lambda_0/\lambda_{кр}$ і $l/\lambda_{кр}$ для заданого $\Delta\varphi$:

$$\frac{l}{\lambda_{KP}} = \frac{1}{4\pi} \cdot \frac{\lambda_0}{\lambda_{KP}} \cdot \frac{\pi - \Delta\varphi}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{KP}}\right)^2}}; \quad \frac{\lambda_0}{\lambda_{KP}} = \frac{4\pi \cdot l/\lambda_{KP}}{\sqrt{\left(4\pi \cdot \frac{l}{\lambda_{KP}}\right)^2 + (\pi - \Delta\varphi)^2}}. \quad (4.11)$$

Розраховані значення $\lambda_0/\lambda_{кр}$ для окремих вибраних значень $l/\lambda_{кр}$ хвилевідного поляризатора на основі ємнісних та індуктивних неоднорідностей наведені в таблиці 4.1 у випадку відсутності відбиттів.

Таблиця 4.1 – Значення $l/\lambda_{кр}$ та $\lambda_0/\lambda_{кр}$, які забезпечують потрібний ДФЗ $\Delta\varphi$ для фазозсувних елементів з ємнісною ($\Delta\varphi=90^\circ$) та індуктивною ($\Delta\varphi=-90^\circ$) провідностями

| $l/\lambda_{кр}$ | $\lambda_0/\lambda_{кр}$ при $\Delta\varphi=90^\circ$ | $\lambda_0/\lambda_{кр}$ при $\Delta\varphi=-90^\circ$ |
|------------------|---|--|
| 0.10 | 0.625 | 0.258 |
| 0.15 | 0.768 | 0.371 |
| 0.20 | 0.848 | 0.471 |
| 0.25 | 0.894 | 0.555 |
| 0.30 | 0.923 | 0.625 |
| 0.35 | 0.942 | 0.682 |
| 0.40 | 0.953 | 0.730 |

Графіки залежностей $\lambda_0/\lambda_{кр}$ від $l/\lambda_{кр}$ для таких хвильовідних поляризаторів, побудованих на ємнісних або індуктивних елементах, наведені на рис. 4.4а (ємнісні провідності) та на 4.4 б (індуктивні провідності).

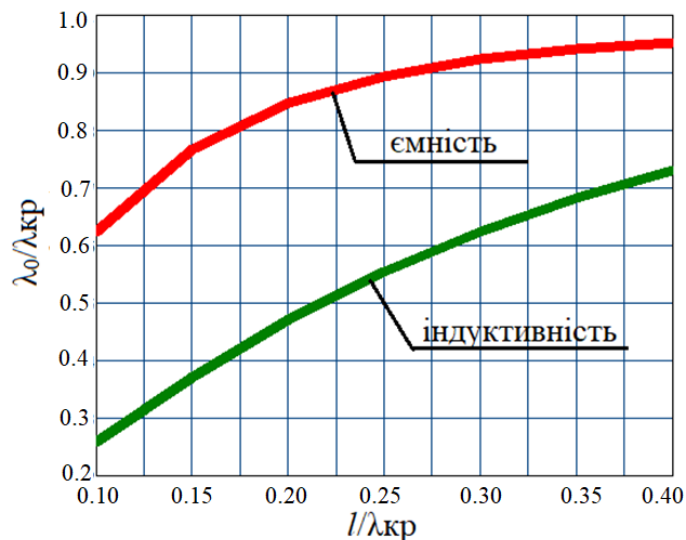


Рисунок 4.4 – Залежність $\lambda_0/\lambda_{кр}$ від $l/\lambda_{кр}$ для ємнісних та індуктивних провідностей

Із даних таблиці 4.1 та наведених на рис. 4.4 графіків випливає той факт, що при одних і тих же нормованих відстанях $l/\lambda_{кр}$ між фазозсувними елементами хвильоводні поляризатори (або фазозсувачі) будуть працювати при

відсутності відбиттів енергії на різних $\lambda_0/\lambda_{кр}$ (на різних частотах). Цей факт не має особливого значення для поляризаторів (фазозсувачів), побудованих окремо на основі окремо ємнісних або індуктивних елементів, але він має вирішальне значення для поляризаторів, що будуються на основі фазозсувних елементів, які мають різний характер провідностей для ортогональних лінійних поляризацій. Варто також відзначити той факт, що із збільшенням нормованої відстані $l/\lambda_{кр}$ між фазозсувними елементами, значення $\lambda_0/\lambda_{кр}$ збільшуються і для ємнісних елементів наближаються до одиниці.

4.1.2 Залежність модуля коефіцієнта передачі та ДФЗ від значення реактивної провідності b

Коефіцієнти передачі та відбиття одиничного ємнісного та індуктивного елементів, що ввімкнені паралельно в лінію передачі, є функціями їх провідностей визначаються виразами [97]

$$\dot{S}_{11C} = \frac{-jB_C}{2 + jB_C}; \dot{S}_{21C} = \frac{2}{2 + jB_C}; \dot{S}_{11L} = \frac{jB_L}{2 - jB_L}; \dot{S}_{21L} = \frac{2}{2 - jB_L}.$$

Виділимо їх модулі та аргументи

$$|\dot{S}_{11C}| = \frac{B_C}{\sqrt{4 + B_C^2}}; |\dot{S}_{21C}| = \frac{2}{\sqrt{4 + B_C^2}}; |\dot{S}_{11L}| = \frac{B_L}{\sqrt{4 + B_L^2}}; |\dot{S}_{21L}| = \frac{2}{\sqrt{4 + B_L^2}};$$

$$\varphi_{11C} = \arctg\left(\frac{2}{B_C}\right); \varphi_{21C} = -\arctg\left(\frac{B_C}{2}\right); \varphi_{11L} = -\arctg\left(\frac{2}{B_L}\right); \varphi_{21L} = \arctg\left(\frac{B_L}{2}\right).$$

Підставляючи ці вирази в (4.2) та (4.7), знаходимо залежність модуля коефіцієнта передачі двоелементного поляризатора від провідностей фазозсувних елементів та електричної відстані між ними [20, 23]

$$|S_{21\Sigma}(b, \theta)| = \frac{4}{\sqrt{16 + 8b^2 + 2b^4 - (8b^2 + 2b^4) \cos(2\theta \mp 2\arctg(2/b))}}. \quad (4.12)$$

Із аналізу формули (12) випливає, що виконання умови $|S_{21\Sigma}(b, \theta)| = 1$ має місце лише у випадку $2\theta = \pm 2\arctg(2/b)$.

Формула (4.7) для вносимого фазового зсуву двоелементного поляризатора (фазозсувача) залежно від провідності фазозсувних елементів та електричної відстані між ними набуває вигляду

$$\Delta\varphi(b, \theta) = \pm 2 \operatorname{arctg}\left(\frac{b}{2}\right) + \operatorname{arctg}\left(\frac{b^2 \sin(2\theta \mp 2 \operatorname{arctg}(2/b))}{4 + b^2 - b^2 \cos(2\theta \mp 2 \operatorname{arctg}(2/b))}\right). \quad (4.13)$$

У наведених формулах (4.12) і (4.13) верхній знак для ємнісної провідності, а нижній – для індуктивної.

На рис. 4.5 та рис. 4.6 представлені, відповідно, залежності модуля коефіцієнта передачі $|S_{21\Sigma}(b)|$ та аргумента коефіцієнта передачі $\Delta\varphi(b)$ від реактивної ємнісної (додатні значення b) та індуктивної (від'ємні значення b) провідностей для параметрів $\theta=45^\circ(135^\circ)$, $\theta=67.5^\circ(112.5^\circ)$ та $\theta=78.75^\circ(101.25^\circ)$ [23].

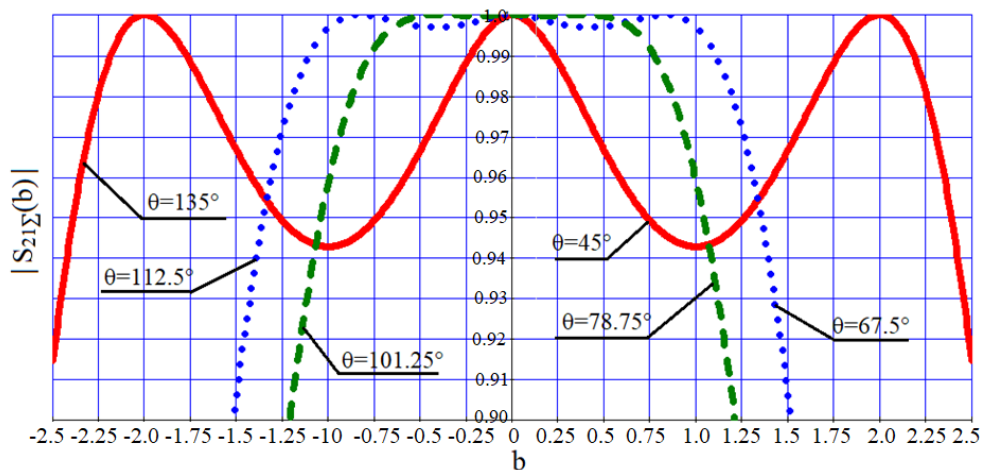


Рисунок 4.5 – Залежність модуля $|S_{21\Sigma}(b)|$ від значення реактивної ємнісної та індуктивної провідностей для різних значень параметра θ

На рис. 4.5 видно, що при електричній відстані між фазозсувними елементами $\theta=45^\circ(135^\circ)$ вносимий фазовий зсув $\Delta\varphi=90^\circ(-90^\circ)$ і модуль коефіцієнта передачі $|S_{21\Sigma}|=1$ тільки тоді, коли $b=\pm 2$. При варіації значень провідності від 1.8 до 2.2 вносимий фазовий зсув змінюється від 80° до 100° (рис.4.6) і модуль коефіцієнта передачі не опускається нижче рівня 0.99 [23].

При електричній відстані між фазозсувними елементами $\theta=67.5^\circ(112.5^\circ)$ вносимий фазовий зсув фазозсувача $\Delta\varphi=\pm 45^\circ$ і модуль коефіцієнта передачі

$|S_{21\Sigma}|=1$, тільки тоді, коли значення реактивної провідності $b=\pm 0.828$. Крім того, рис. 4.6 показує, що при зміні провідності від 0.6 до 1.0 відносний фазовий зсув змінюється від 32° до 55° (рис. 4.6). При цьому модуль коефіцієнта передачі не опускається нижче рівня 0.97 (рис. 4.5).

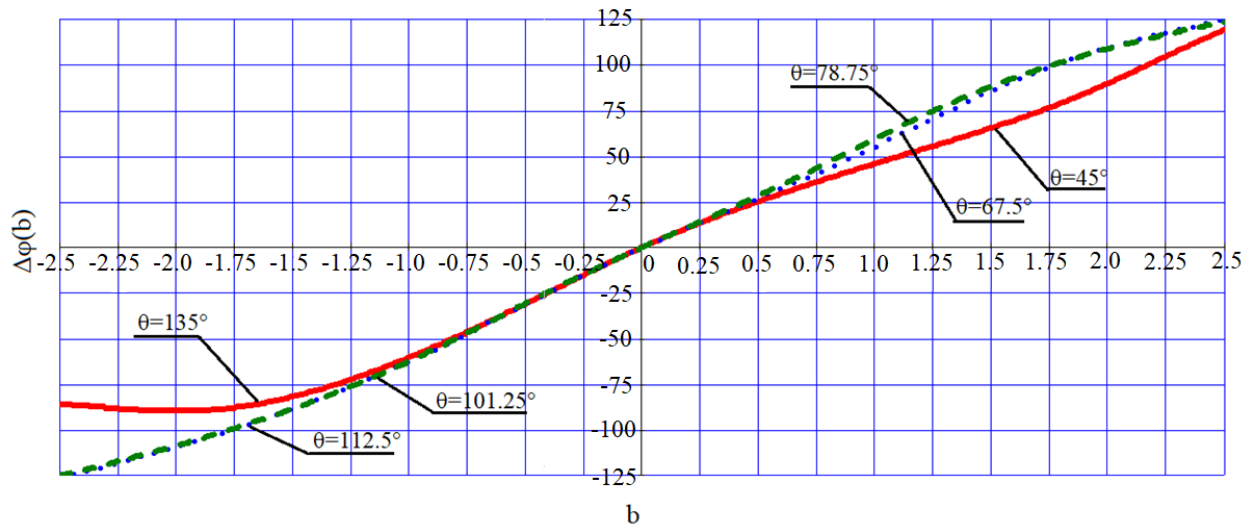


Рисунок 4.6 – Залежність $\Delta\varphi(b)$ від значення реактивної ємнісної та індуктивної провідностей для різних значень параметра θ

У випадку, коли електрична відстань між фазозсувними елементами $\theta=78.75^\circ(101.25^\circ)$, вносимий фазовий зсув фазозсувача приймає значення $\Delta\varphi=\pm 22.5^\circ$ і модуль коефіцієнта передачі $|S_{21\Sigma}|=1$ тільки при $b=\pm 0.398$. При зміні провідності від 0.3 до 0.55 вносимий фазовий зсув фазозсувача змінюється від 15° до 30° (рис. 4.6), а модуль коефіцієнта передачі не опускається нижче рівня 0.99.

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 4.2.

Таблиця 4.2 – 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 результатів цієї таблиці можна зробити такий висновок: при фіксованій необхідній 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% ($|S_{21\Sigma}| \geq 0.995$).

4.1.3 АЧХ та ФЧХ поляризатора на основі двох елементів при $b = \text{const}$

Скористаємося формулою (4.12) для побудови залежності модуля коефіцієнта передачі (амплітудно-частотної характеристики) та формулою (4.13) для побудови залежності вносимого фазового зсуву двоелементного поляризатора від відносної довжини хвилі (фазо-частотної характеристики) у випадку ємнісних та індуктивних реактивних провідностей.

На рис. 4.7 а представлена залежність вносимого фазового зсуву поляризатора $\Delta\varphi(\lambda_0/\lambda_{кр})$ від $\lambda_0/\lambda_{кр}$ для різних параметрів $l/\lambda_{кр}$, а на рис. 4.7 б представлена залежність модуля коефіцієнта передачі $|S_{21C}(\lambda_0/\lambda_{кр})|$ від $\lambda_0/\lambda_{кр}$ для різних співвідношень $l/\lambda_{кр}$. Обидва графіки побудовані для випадку ємнісних елементів із провідністю $b=2$, що забезпечує потрібний вносимий фазовий зсув 90° .

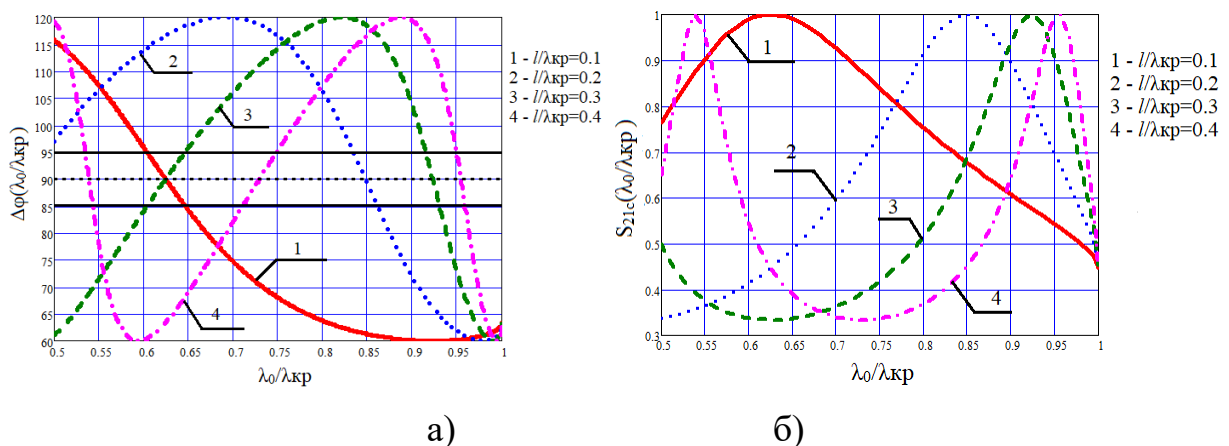


Рисунок 4.7 – Залежності диференціального фазового зсуву та модуля коефіцієнта передачі від $\lambda_0/\lambda_{кр}$ для ємнісної провідності з параметром $l/\lambda_{кр}$

На рис. 4.8 а представлена залежність диференціального фазового зсуву поляризатора $\Delta\varphi(\lambda_0/\lambda_{кр})$ від $\lambda_0/\lambda_{кр}$ для різних параметрів $l/\lambda_{кр}$, а на рис. 4.8 б – залежність модуля коефіцієнта передачі $|S_{21L}(\lambda_0/\lambda_{кр})|$ від $\lambda_0/\lambda_{кр}$ для різних співвідношень $l/\lambda_{кр}$. Обидва графіки побудовані для випадку $b = -2$, що забезпечує потрібний ДФЗ -90° .

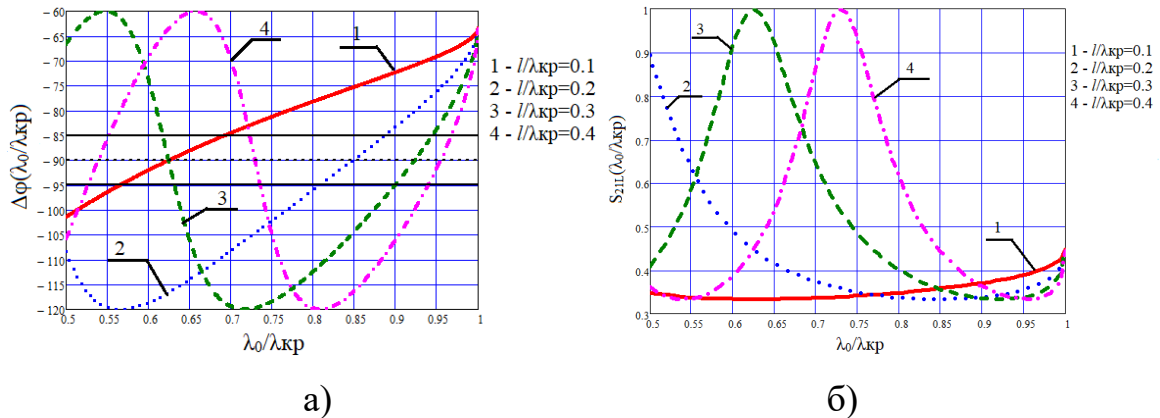


Рисунок 4.8 – Залежності диференціального фазового зсуву та модуля коефіцієнта передачі від $\lambda_0/\lambda_{кр}$ для індуктивної провідності

У таблицях 4.3 та 4.4 представлені параметри та характеристики поляризаційних пристроїв, які забезпечують ДФЗ $\Delta\varphi = 90^\circ \pm 5^\circ$ у випадку ємнісних провідностей та $\Delta\varphi = -90^\circ \pm 5^\circ$ у випадку індуктивних провідностей із постійною провідністю $b=2$ та $b=-2$ відповідно.

Таблиця 4.3 – Параметри та характеристики поляризаторів у випадку ємнісних провідностей, що забезпечують $\Delta\varphi = 90^\circ \pm 5^\circ$

| $l/\lambda_{кр}$ | Центральне значення $\lambda_0/\lambda_{кр}$ при $\Delta\varphi = 90^\circ$ | Смуга частот при $\Delta\varphi = 90^\circ \pm 5^\circ$ | | Мінімальне значення $ S_{21C} $ | КСХН |
|------------------|---|---|---|---------------------------------|-------|
| | | відносна | у довжинах хвиль | | |
| 0.1 | 0.627 | 8% | $[0.60 \div 0.65] \lambda_0/\lambda_{кр}$ | 0.989 | 1.347 |
| 0.2 | 0.850 | 3.5% | $[0.83 \div 0.86] \lambda_0/\lambda_{кр}$ | 0.988 | 1.365 |
| 0.3 | 0.923 | 1.6% | $[0.913 \div 0.928] \lambda_0/\lambda_{кр}$ | 0.988 | 1.365 |
| 0.4 | 0.956 | 1.3% | $[0.947 \div 0.959] \lambda_0/\lambda_{кр}$ | 0.982 | 1.466 |

У таблиці 4.5 представлені параметри та характеристики поляризаторів, що забезпечують значення $KСХН \leq 1.22$ ($|S_{21\Sigma}| \geq 0.995$), відбивається менше 1% енергії) із постійною провідністю $b=2$, які можуть використовуватися у передавальних системах.

Таблиця 4.4 – Параметри та характеристики поляризаторів у випадку індуктивних провідностей, що забезпечують $\Delta \varphi = -90^\circ \pm 5^\circ$

| $l/\lambda_{кр}$ | Центральне значення $\lambda_0/\lambda_{кр}$ при $\Delta\varphi = -90^\circ$ | Смуга частот при $\Delta\varphi = -90^\circ \pm 5^\circ$ | | Мінімальне значення $ S_{21L} $ | КСХН |
|------------------|--|--|---|---------------------------------|-------|
| | | відносна | у довжинах хвиль | | |
| 0.3 | 0.623 | 2.6% | $[0.616 \div 0.632] \lambda_0/\lambda_{кр}$ | 0.985 | 1.417 |
| 0.4 | 0.732 | 1.5% | $[0.722 \div 0.733] \lambda_0/\lambda_{кр}$ | 0.986 | 1.400 |

У таблиці 4.6 представлені параметри та характеристики поляризаторів, що забезпечують значення КСХН нижче 1.91 ($|S_{21\Sigma}| \geq 0.95$, відбивається менше 10% енергії) із постійною провідністю $b=2$, які можуть використовуватися у приймальних системах.

Таблиця 4.5 – Параметри та характеристики поляризаторів у випадку ємнісних провідностей, що забезпечують $KСХН \leq 1.22$ ($|S_{21\Sigma}| \geq 0.995$)

| $l/\lambda_{кр}$ | Центральне значення $\lambda_0/\lambda_{кр}$ при $\Delta\varphi = 90^\circ$ | Смуга частот при $KСХН \leq 1.22$ | | $\Delta \varphi$ |
|------------------|---|-----------------------------------|--|--------------------------|
| | | відносна | у довжинах хвиль | |
| 0.1 | 0.627 | 5.5% | $[0.6087 \div 0.643] \lambda_0/\lambda_{кр}$ | $90^\circ \pm 4.5^\circ$ |
| 0.2 | 0.850 | 2.1% | $[0.839 \div 0.857] \lambda_0/\lambda_{кр}$ | $90^\circ \pm 3.0^\circ$ |
| 0.3 | 0.923 | 1.3% | $[0.916 \div 0.928] \lambda_0/\lambda_{кр}$ | $90^\circ \pm 3.0^\circ$ |
| 0.4 | 0.956 | 0.6% | $[0.953 \div 0.959] \lambda_0/\lambda_{кр}$ | $90^\circ \pm 2.9^\circ$ |

Таблиця 4.6 – Параметри та характеристики поляризаторів у випадку індуктивних провідностей, що забезпечують $KСХН \leq 1.22$ ($|S_{21\Sigma}| \geq 0.995$)

| $l/\lambda_{кр}$ | Центральне значення $\lambda_0/\lambda_{кр}$ при $\Delta\varphi = -90^\circ$ | Смуга при $KСХН = 1.22$ | | $\Delta\varphi$ |
|------------------|---|-------------------------|---|--------------------------|
| | | відносна | у довжинах хвиль | |
| 0.3 | 0.623 | 1.12% | $[0.621 \div 0.628] \lambda_0/\lambda_{кр}$ | $90^\circ \pm 4.5^\circ$ |
| 0.4 | 0.732 | 1.0% | $[0.725 \div 0.732] \lambda_0/\lambda_{кр}$ | $90^\circ \pm 4.0^\circ$ |

Дані таблиць 4.5 і 4.6 дають можливість оцінити смуги пропускання, які може забезпечити поляризатор на основі квадратного хвилеводу із двома реактивними елементами у випадку незмінної провідності b . Як випливає із наведених результатів, найширша смуга частот (5.5%) за рівнем $KСХН \leq 1.22$, забезпечується ємнісними фазозсувними елементами при $l/\lambda_{кр} = 0.1$. При цьому ДФЗ змінюється в межах $\Delta\varphi = 90^\circ \pm 4.5^\circ$.

4.1.4 Визначення оптимальних значень потрібної провідності ємнісних елементів для забезпечення ДФЗ 90°

Для забезпечення в діапазоні частот постійного ДФЗ $\Delta\varphi_c = 90^\circ$ на виході двоелементного поляризатора розрахуємо за формулою (4.13) і залежності потрібної ємнісної провідності у хвилеводі V_c від відношення $\lambda_0/\lambda_{кр}$, що в межах 0.5-1.0 для різних значень $l/\lambda_{кр}$ [23]. Результати розрахунків представлені графіками на рис. 4.9.

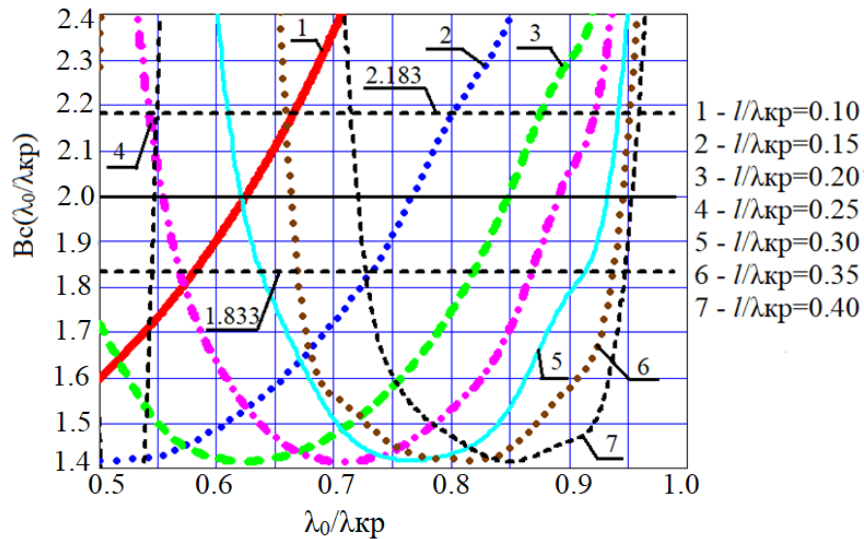


Рисунок 4.9 – Залежність потрібної провідності V_c від $\lambda_0/\lambda_{кр}$ для отримання $\Delta\varphi=90^\circ$ при різних значеннях $l/\lambda_{кр}$

Для отриманих необхідних провідностей наведено розрахунки частотних залежностей модуля коефіцієнта передачі на рис. 4.10.

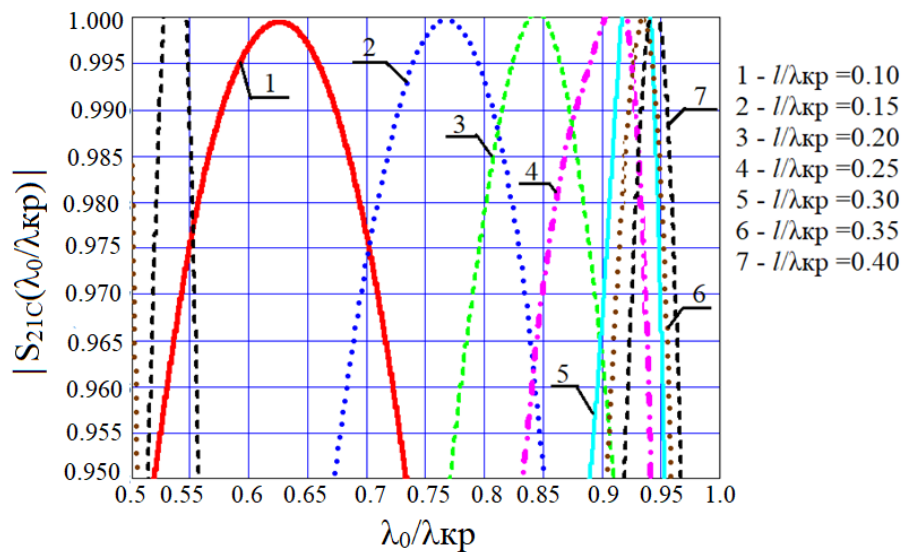


Рисунок 4.10 – Залежність модуля коефіцієнта передачі $|S_{21C}(\lambda_0/\lambda_{кр})|$ від $\lambda_0/\lambda_{кр}$ при різних значеннях $l/\lambda_{кр}$

Як видно на рис. 4.10, можливий робочий діапазон частот поляризатора обмежується частотною залежністю коефіцієнта передачі $|S_{21\Sigma C}(\lambda_0/\lambda_{кр})|$ і допустимим рівнем відбиттів.

У таблиці 4.7 наведено значення відносної смуги пропускання для різних значень $l/\lambda_{кр}$, що забезпечують постійний ДФЗ $\Delta\varphi=90^\circ$ при значенні $|S_{21\Sigma}| \geq 0.995$, якому відповідають втрати енергії на відбиття менше 1%.

Таблиця 4.7 – Оцінка максимально досяжної смуги робочих частот для потрібної провідності, що забезпечує постійний ДФЗ 90° при $KСХН \leq 1.22$

| $\Delta f, \%$ | $l/\lambda_{кр}$ | $(\lambda_0/\lambda_{кр})_{сеп}$ | $(\lambda_0/\lambda_{кр})_{min}$ | $(\lambda_0/\lambda_{кр})_{max}$ |
|----------------|------------------|----------------------------------|----------------------------------|----------------------------------|
| 12.1 | 0.10 | 0.625 | 0.587 | 0.662 |
| 8.1 | 0.15 | 0.768 | 0.736 | 0.798 |
| 5.5 | 0.20 | 0.850 | 0.819 | 0.865 |
| 4.4 | 0.25 | 0.898 | 0.886 | 0.926 |
| 3.0 | 0.30 | 0.932 | 0.915 | 0.943 |
| 0.8 | 0.35 | 0.945 | 0.937 | 0.943 |
| 0.6 | 0.40 | 0.954 | 0.948 | 0.953 |

4.1.5 Конструктивний синтез поляризатора на основі двох ємнісних штирів у квадратному хвилеводі

Задача конструктивного синтезу поляризатора полягає в тому, щоб знайти таку геометрію реального фазозсувного елемента, провідність якої дорівнює потрібній провідності фазозсувного елемента і має місце мінімальне відхилення його провідності від потрібної у робочому діапазоні частот.

Провідність симетричного металевго штиря у квадратному хвилеводі (рис. 11) визначається формулою [91]

$$B_{штр}(\lambda, n, m) = \frac{\frac{2\pi \cdot \lambda^2}{\sqrt{1-\lambda^2}} \cdot \left[1 - \cos\left(\frac{\pi}{\lambda} n\right)\right]^2}{\ln\left(\frac{1}{m}\right) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} n\right) - \frac{\pi}{k} \cdot (1-m) \cdot \left[2 + \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} n\right)\right]}, \quad (4.14)$$

де $\lambda = \lambda_0/\lambda_{кр}$ – відносна довжина хвилі; a – розмір стінки хвилеводу; h – висота штиря; r – радіус штиря; $r/a=m$; $h/a=n$, k – хвильове число у вакуумі.

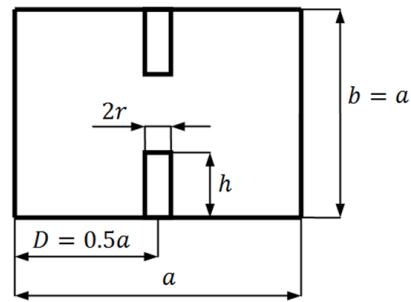


Рисунок 4.11 – Симетричний металевий штир у квадратному хвилеводі

На рис. 4.12 наведено розраховані залежності геометричних розмірів штиря, які забезпечують значення провідності $b=2$. Вони отримані із точок перетину графічних залежностей $B_{Post}(\lambda, n, m)$ та прямої $b=2$. Ці точки перетину дають значення, що внесені у таблицю 4.8.

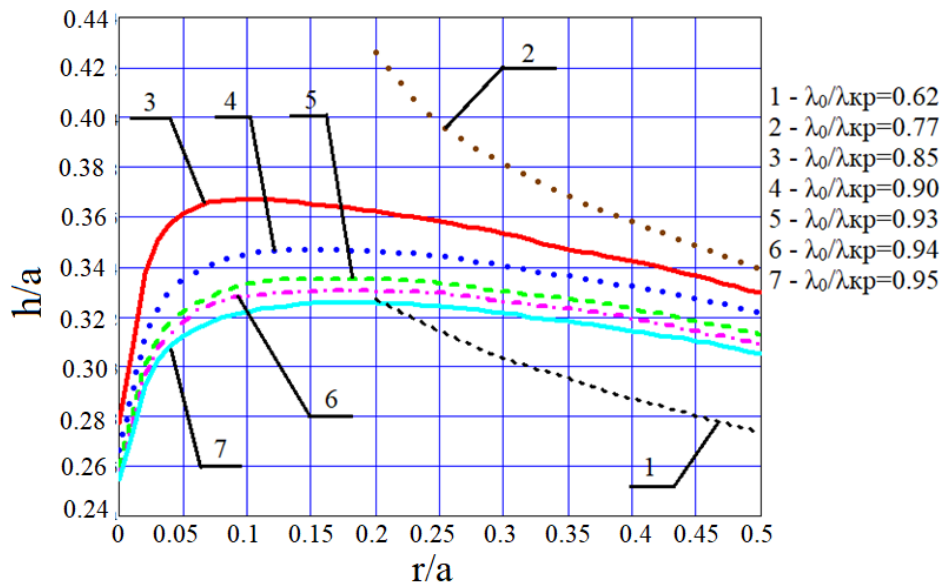


Рисунок 4.12 – Залежність відношення h/a від r/a для штиря

Таблиця 4.8 – Оптимальні значення $l/\lambda_{кр}$ та $\lambda_0/\lambda_{кр}$ для геометричних розмірів штиря

| $l/\lambda_{кр}$ | 0.10 | 0.15 | 0.20 | 0.25 | 0.30 | 0.35 | 0.40 |
|--|------|------|------|------|------|------|------|
| $\lambda_0/\lambda_{кр}$ при $\Delta\varphi=90^\circ$ | 0.62 | 0.77 | 0.85 | 0.90 | 0.93 | 0.94 | 0.95 |

На рис. 4.13 представлено частотні залежності ємнісної провідності реального штиря та потрібної провідності (показана червоним кольором), яка

забезпечує вносимий фазовий зсув на виході поляризатора 90° . Один із цих графіків (синій у вигляді крапок) реальної провідності штиря є дотичним до потрібної провідності в точці $b=2$ та забезпечує мінімальне відхилення диференціального фазового зсуву від 90° . 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° .

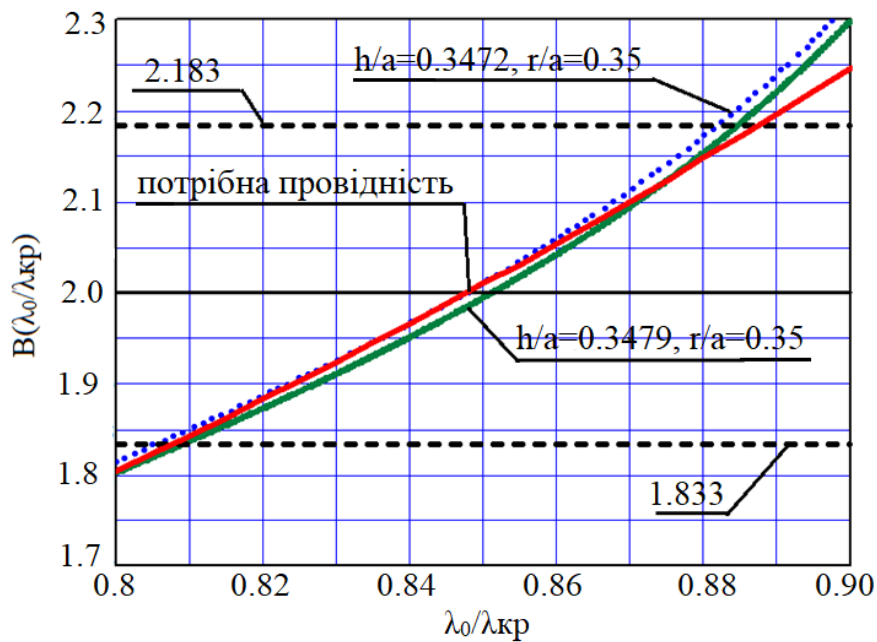


Рисунок 4.13 – Залежність потрібної та реальної провідностей $V(\lambda_0/\lambda_{кр})$ штиря від відношення $\lambda_0/\lambda_{кр}$ для різних параметрів h/a та r/a

Ми ставимо задачу конструктивного синтезу отримання поляризатора з максимально плоскою ФЧХ [23]. Це досягається виконанням двох наступних умов:

$$\begin{cases} B_{ПОГ}(\lambda_0/\lambda_{кр}) = B_{ШИГ}(\lambda_0/\lambda_{кр}); \\ \frac{dB_{ПОГ}(\lambda_0/\lambda_{кр})}{d(\lambda_0/\lambda_{кр})} = \frac{dB_{ШИГ}(\lambda_0/\lambda_{кр})}{d(\lambda_0/\lambda_{кр})}. \end{cases} \quad (4.15)$$

Чисельний розв'язок цієї системи рівнянь дає такі значення

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

На рис. 14 представлено залежності вносимого фазового зсуву та модуля коефіцієнта передачі, які відповідають провідностям рис. 13.

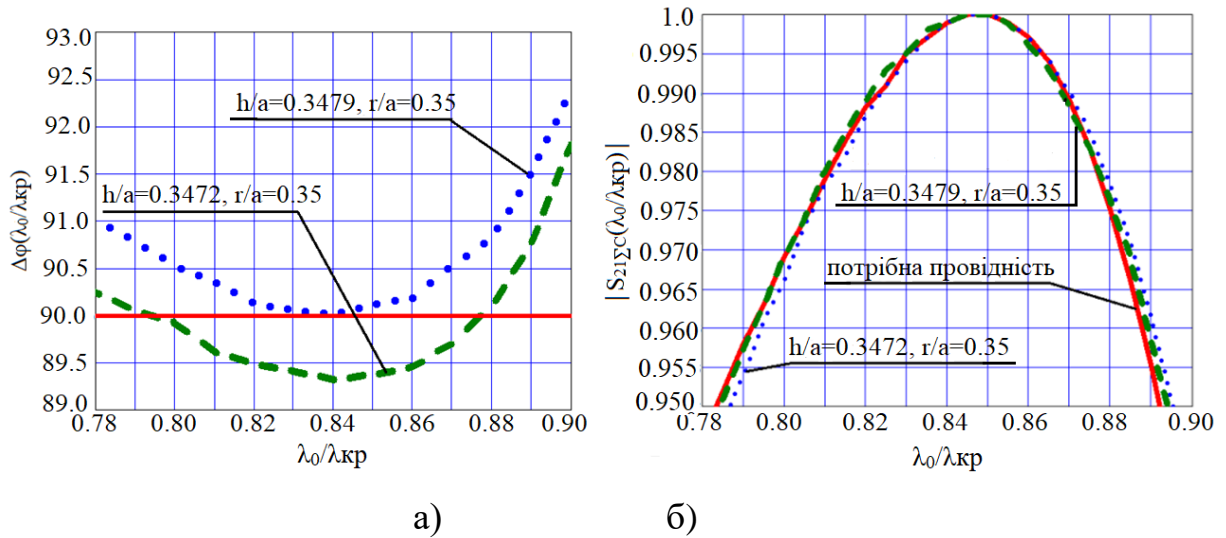


Рисунок 4.14 – Залежності вносимого фазового зсуву (а) та коефіцієнта передачі (б) від відношення $\lambda_0/\lambda_{кр}$ для різних параметрів h/a та r/a

$$\Delta\varphi(\lambda_0/\lambda_{кр}) \quad |S_{21\Sigma C}(\lambda_0/\lambda_{кр})|$$

Отже, рис. 4.14 демонструє можливість вирішення задачі конструктивного синтезу поляризатора із максимально плоскою формою ФЧХ.

Занесемо отримані дані в таблиці 4.9 і 4.10.

Таблиця 4.9 – Електричні характеристики синтезованого поляризатора на основі двох ємнісних штирів, які вводяться у квадратний хвилевід при $|S_{21\Sigma}| \geq 0.995$ (втрати енергії на відбиття менше 1%).

| Провідність | Параметри | $\Delta\varphi$ | $(\lambda_0/\lambda_{кр})_{\min}$ | $(\lambda_0/\lambda_{кр})_{\max}$ | Смуга |
|-------------|-----------------------------|--------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|-------|
| Потрібна | | 90° | 0.830 | 0.863 | 3.9% |
| Реальна | $h/a=0.3479,$ $r/a=0.35$ | $90^\circ \pm 0.7^\circ$ | 0.829 | 0.861 | 3.9% |
| | $h/a=0.3472,$ $r/a=0.35$ | $90^\circ \pm 0.5^\circ$ | 0.832 | 0.863 | 3.7% |

Таблиця 4.10 – Електричні характеристики поляризатора при $|S_{21\Sigma}| \geq 0.995$
(втрати енергії на відбиття менше 10%)

| Провідність | Параметри | $\Delta\varphi$ | $(\lambda_0/\lambda_{кр})_{\min}$ | $(\lambda_0/\lambda_{кр})_{\max}$ | Смуга |
|-------------|-----------------------------|--------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|-------|
| Потрібна | | 90° | 0.784 | 0.892 | 12.9% |
| Реальна | $h/a=0.3479,$ $r/a=0.35$ | $90^\circ \pm 1.2^\circ$ | 0.785 | 0.894 | 13.0% |
| | $h/a=0.3472,$ $r/a=0.35$ | $90^\circ \pm 1.9^\circ$ | 0.787 | 0.895 | 12.8% |

Із цих таблиць випливає висновок: 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% ($KСХН \leq 1.22$) 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% ($KСХН \leq 1.91$) і відхилення ДФЗ збільшаться до 1.9° .

4.1.6 Конструктивний синтез поляризатора на основі двох діафрагм у квадратному хвилеводі

Реактивну ємнісну провідність симетричної діафрагми у квадратному хвилеводі визначаємо формулою [98]

$$B_c \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}} \right) = \frac{4a}{\lambda_{хв}} \cdot \ln \left(\operatorname{cosec} \left(\frac{d\pi}{2a} \right) \right) = \frac{4a}{\lambda_0} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}} \right)^2} \ln \left(\operatorname{cosec} \left(\frac{d\pi}{2a} \right) \right), \quad (4.16)$$

де a – розмір стінки квадратного хвилеводу; $\lambda_{хв}$ – довжина хвилі у хвилеводі; d – висота вікна діафрагми.

Для розрахунку реактивної індуктивної провідності діафрагми використаємо формулу [99]

$$B_L\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{KP}}\right) = -\frac{\lambda_{XB}}{a} \cdot \left(\operatorname{ctg}\left(\frac{d\pi}{2a}\right)\right)^2 = -\frac{\lambda_0}{a} \frac{1}{\sqrt{1-\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{KP}}\right)^2}} \left(\operatorname{ctg}\left(\frac{d\pi}{2a}\right)\right)^2, \quad (4.17)$$

де a – розмір стінки квадратного хвилеводу; λ_{XB} – довжина хвилі у хвилеводі; d – ширина вікна діафрагми.

Фаза, яка вноситься одиночною ємнісною та одиночною індуктивною діафрагмами у хвилеводі

$$\varphi_C(\lambda) = \operatorname{arctg}\left(\frac{B_C(\lambda)}{2}\right), \quad \varphi_L(\lambda) = -\operatorname{arctg}\left(\frac{B_L(\lambda)}{2}\right). \quad (4.18)$$

Розраховані частотні залежності вносимих фаз ємнісної діафрагми (суцільна лінія) та індуктивної діафрагми (точкова або штрихова лінія) для різних співвідношень вікна діафрагми до висоти квадратного хвилеводу d/a представлена на рис. 4.15 а.

ДФЗ для одиночної діафрагми у квадратному хвилеводі визначимо як

$$\varphi(\lambda_0 / \lambda_{KP}) = \varphi_C(\lambda_0 / \lambda_{KP}) - \varphi_L(\lambda_0 / \lambda_{KP}). \quad (4.19)$$

Частотна залежність $\varphi(\lambda_0/\lambda_{кр})$ для різних співвідношень вікна діафрагми до висоти квадратного хвилеводу представлена на рис. 4.15б [23].

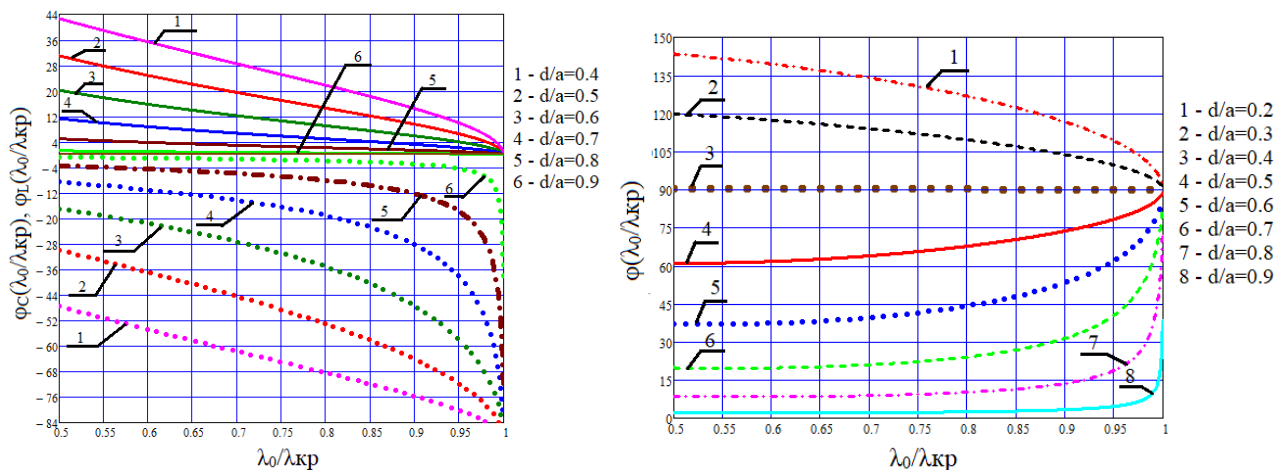


Рисунок 4.15 – Частотні залежності вносимих фаз (а) та ДФЗ $\varphi(\lambda_0/\lambda_{кр})$ (б) для одиночної діафрагми у квадратному хвилеводі для різних параметрів d/a

Для забезпечення ДФЗ 90° на виході двоелементного поляризатора у випадку відсутності відбиттів необхідно, щоб $\varphi(\lambda_0/\lambda_{кр})$ на виході однієї

діафрагми була в околі 45° . Це, як видно на рис. 15б, досягається при значенні параметра d/a в околі 0.6.

У випадку відсутності відбиттів на виході поляризатора ДФЗ визначається виразом [23]

$$\Delta\varphi(\lambda, k_1, k_2) = 2\arctg\left(\frac{\sqrt{1-\lambda^2}}{\lambda} k_1\right) + 2\arctg\left(\frac{\lambda}{\sqrt{1-\lambda^2}} k_2\right), \quad (4.20)$$

$$\text{де } \lambda = \lambda_0 / \lambda_{KP}, \quad k_1 = \ln\left(\csc\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{d}{a}\right)\right), \quad k_2 = \frac{1}{\left(\operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{d}{a}\right)\right)^2}.$$

Знайдемо похідну ДФЗ і прирівняємо її нулю

$$\frac{d\Delta\varphi(\lambda, k_1, k_2)}{d\lambda} = -\frac{2(k_1 k_2 - 1)(\lambda^2 k_1 - k_1 + \lambda^2 k_2)}{\sqrt{1-\lambda^2} (\lambda^2 k_2^2 - \lambda^2 + 1) \cdot (\lambda^2 - \lambda^2 k_1^2 + k_1^2)} = 0.$$

Звідси знаходимо значення

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\lambda_{KP}} = \sqrt{\frac{k_1}{k_1 + k_2}}, \quad (4.21)$$

при якому ДФЗ має екстремум (мінімум), в околі якого забезпечується наближена до максимально плоскої ФЧХ для загального випадку, тобто для різних можливих значень ДФЗ.

Отримані значення λ_0/λ_{KP} і d/a , при яких похідна ДФЗ $\Delta\varphi$ дорівнює нулю та відхилення $\Delta\varphi$ від 90° не перевищує $\pm 5^\circ$ наведена в таблиці 4.11. Там же дана оцінка досяжних робочих смуг поляризатора, Δf .

Таблиця 4.11 – Значення $\lambda_0/\lambda_{кр}$ і d/a , при яких похідна дорівнює нулю та оцінка смуги пропускання, що забезпечують ДФЗ $90^\circ \pm 5^\circ$.

| d/a | $\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}}$ при $\frac{d(\Delta\varphi(\lambda_0/\lambda_{кр}))}{d(\lambda_0/\lambda_{кр})} = 0$ | $\lambda_0/\lambda_{кр}$ при $\Delta\varphi(\lambda_0/\lambda_{кр})=90^\circ$ | $\Delta f, \%$ |
|--------|---|---|----------------|
| 0.560 | 0.525 | - | 27.0 |
| 0.562 | 0.526 | - | 29.6 |
| 0.5634 | 0.526 | 0.526 | 31.4 |
| 0.565 | 0.527 | 0.588 | 33.3 |
| 0.570 | 0.528 | 0.653 | 37.3 |
| 0.574 | 0.529 | 0.688 | 40.0 |
| 0.580 | 0.530 | 0.727 | 19.0 |
| 0.590 | 0.533 | 0.775 | 12.5 |
| 0.600 | 0.535 | 0.813 | 9.0 |

На рис. 4.16 наведені частотні залежності ДФЗ $\Delta\varphi(\lambda_0/\lambda_{кр})$ для різних значень параметра d/a , взятих із таблиці 4.11.

На рис. 4.16 видно, що крива 6 ($d/a=0.574$) забезпечує найширшу смугу частот $\Delta f=40\%$ (діапазон зміни відносних довжин хвиль $\lambda_0/\lambda_{кр}$ від 0.5 до 0.75) для $\Delta\varphi=90^\circ \pm 5^\circ$. Однак, при цьому не забезпечується максимально плоска ФЧХ поляризатора в околі $\Delta\varphi=90^\circ$. Виникає також питання значень модулів коефіцієнтів передачі (або коефіцієнтів відбиття) для двох окремих випадків, коли діафрагма працює як ємнісна реактивність та як індуктивна реактивність, оскільки $\Delta\varphi$ є різницею відносних фаз, вносимих ємнісними і індуктивними реактивними елементами.

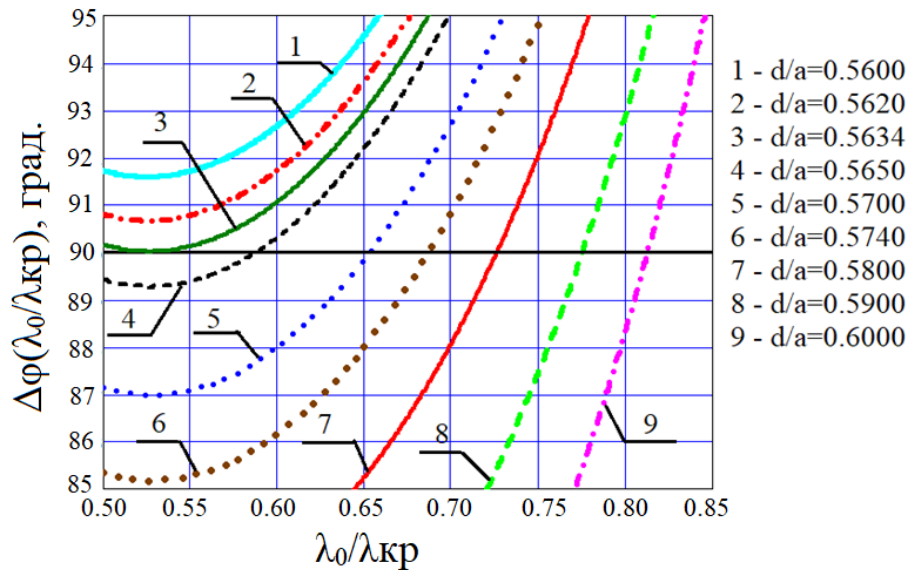
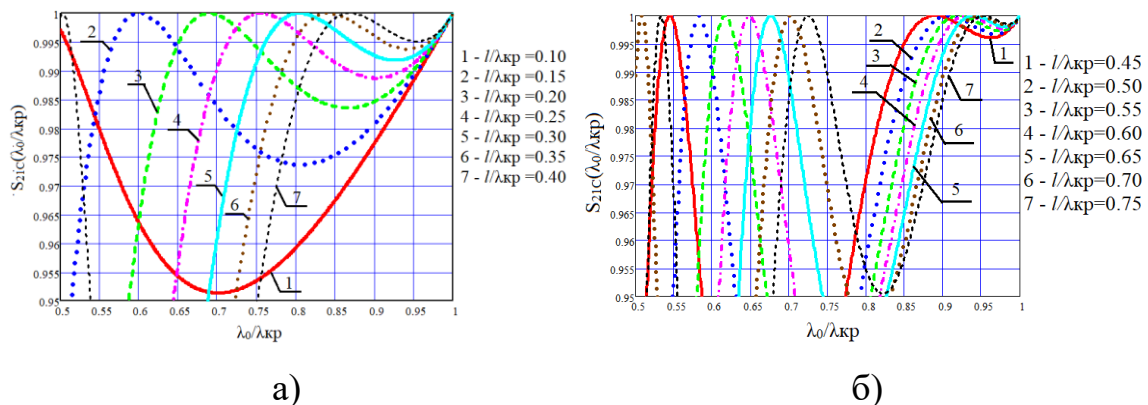


Рисунок 4.16 – Залежність ДФЗ $\Delta\varphi(\lambda_0/\lambda_{кр})$ в околі $\Delta\varphi=90^\circ$ від $\lambda_0/\lambda_{кр}$ для діафрагми у квадратному хвилеводі

На рис. 4.17 представлено графіки залежностей модулів коефіцієнтів передачі $|S_{21\Sigma C}(\lambda_0/\lambda_{кр})|$ та $|S_{21\Sigma L}(\lambda_0/\lambda_{кр})|$ поляризатора на основі двох діафрагм із $d/a=0.574$, які забезпечують ДФЗ 90° при різних співвідношеннях $l/\lambda_{кр}$.

На рис. 4.17 видно, що найширша смуга частот 36% (діапазон змін відносних довжин хвиль від 0.514 до 0.740 $\lambda_0/\lambda_{кр}$) для диференціального фазового зсуву $90^\circ \pm 5^\circ$ при значенні коефіцієнтів передачі $|S_{21\Sigma C}|$ та $|S_{21\Sigma L}|$ не нижче 0.95 досягається при $\lambda_0/\lambda_{кр}=0.15$.



а)

б)

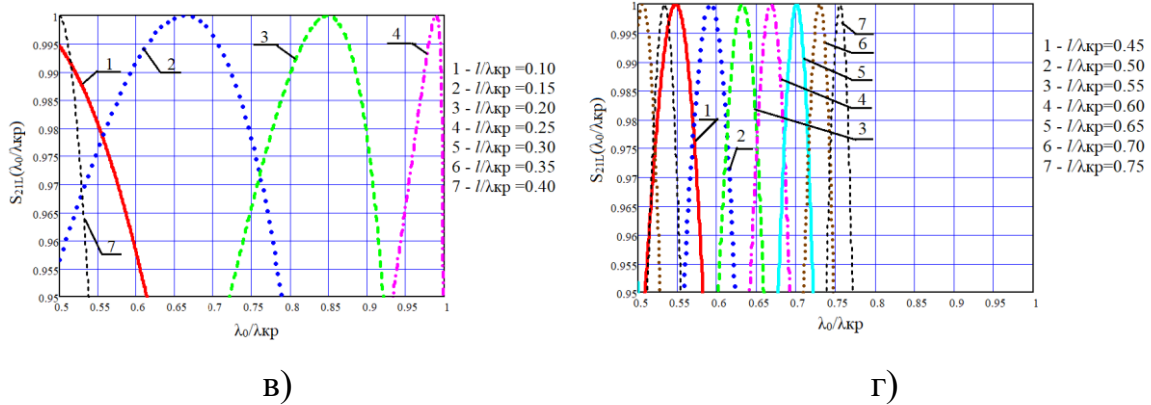


Рисунок 4.17 – Залежність $|S_{21\Sigma C}(\lambda_0/\lambda_{кр})|$ (а, б) та $|S_{21\Sigma L}(\lambda_0/\lambda_{кр})|$ (в, г), які забезпечують $\Delta\varphi=90^\circ$ для різних параметрів $l/\lambda_{кр}$

Аналіз графіків на рис. 4.16 та рис. 4.17 дозволяє зробити висновок, що у випадку поляризатора, побудованого на основі двох діафрагм у квадратному хвилеводі, не вдається сумістити значення $\lambda_0/\lambda_{кр}$, при якому відсутнє відбиття електромагнітної енергії та досягається екстремальне значення ДФЗ.

Результати синтезу поляризатора для ДФЗ $\Delta\varphi=90^\circ\pm 5^\circ$ з $КСХН\leq 1.22$ ($|S_{21\Sigma}| \geq 0.995$) зведено у таблицю 4.12 та з $КСХН\leq 1.91$ ($|S_{21\Sigma}| \geq 0.95$) – у таблицю 4.13.

Таблиця 4.12 – Смуги пропускання, у яких забезпечується ДФЗ $\Delta\varphi=90^\circ\pm 5^\circ$ з $|S_{21\Sigma}| \geq 0.995$ при $d/a=0.574$ і різних значеннях $l/\lambda_{кр}$.

| $\Delta f, \%$ | $l/\lambda_{кр}$ | $(\lambda_0/\lambda_{кр})_{сеп}$ | $(\lambda_0/\lambda_{кр})_{min}$ | $(\lambda_0/\lambda_{кр})_{max}$ |
|----------------|------------------|----------------------------------|----------------------------------|----------------------------------|
| 4.9 | 0.15 | 0.684 | 0.615 | 0.646 |
| 3.1 | 0.40 | 0.684 | 0.500 | 0.516 |
| 3.3 | 0.45 | 0.684 | 0.537 | 0.555 |
| 3.2 | 0.50 | 0.684 | 0.581 | 0.600 |
| 1.3 | 0.55 | 0.684 | 0.622 | 0.630 |
| 0.6 | 0.60 | 0.684 | 0.660 | 0.664 |

Таблиця 4.13 – Смуги пропускання, у яких забезпечується ДФЗ $\Delta\varphi=90^\circ\pm 5^\circ$ з $|S_{21\Sigma}| \geq 0.95$ при $d/a=0.574$ та різних значеннях $l/\lambda_{кр}$.

| $\Delta f, \%$ | $l/\lambda_{кр}$ | $(\lambda_0/\lambda_{кр})_{сеп}$ | $(\lambda_0/\lambda_{кр})_{min}$ | $(\lambda_0/\lambda_{кр})_{max}$ |
|----------------|------------------|----------------------------------|----------------------------------|----------------------------------|
| 20.5 | 0.10 | 0.684 | 0.500 | 0.614 |
| 40.3 | 0.15 | 0.684 | 0.515 | 0.775 |
| 25.3 | 0.20 | 0.684 | 0.725 | 0.775 |
| 7.1 | 0.40 | 0.684 | 0.500 | 0.537 |
| 12.2 | 0.45 | 0.684 | 0.516 | 0.583 |
| 10.8 | 0.50 | 0.684 | 0.558 | 0.622 |
| 9.0 | 0.55 | 0.684 | 0.601 | 0.658 |
| 7.3 | 0.60 | 0.684 | 0.642 | 0.691 |
| 6.3 | 0.65 | 0.684 | 0.676 | 0.720 |
| 4.9 | 0.70 | 0.684 | 0.711 | 0.747 |

Отже, ДФЗ $\Delta\varphi=90^\circ\pm 5^\circ$ із КСХН ≤ 1.22 забезпечується у відносній смузі 4.9% при $l/\lambda_{кр} = 0.15$, $d/a = 0.574$, а із КСХН ≤ 1.91 - у відносній смузі 40.3% при $l/\lambda_{кр} = 0.15$, $d/a = 0.574$.

Однак, повернемося до рис. 17 і звернемо увагу на те, що крива 3 ($d/a=0.5634$) є дотичною до прямої $\Delta\varphi=90^\circ$. Визначимо для неї смугу частот, у якій забезпечується ДФЗ $\Delta\varphi=90^\circ+1^\circ$. Вона обмежується діапазоном зміни відносних довжин хвиль від $0.5\lambda_0/\lambda_{кр}$ до $0.6\lambda_0/\lambda_{кр}$.

На рис. 4.18 представлені залежності модулів коефіцієнтів передачі $|S_{21\Sigma C}(\lambda_0/\lambda_{кр})|$ (суцільні криві) та $|S_{21\Sigma L}(\lambda_0/\lambda_{кр})|$ (штрихові криві) поляризатора на основі двох діафрагм, які забезпечують ДФЗ $90^\circ+1^\circ$ з $d/a=0.5634$ та різних значеннях $l/\lambda_{кр}$, при яких досягається максимальна смуга частот.

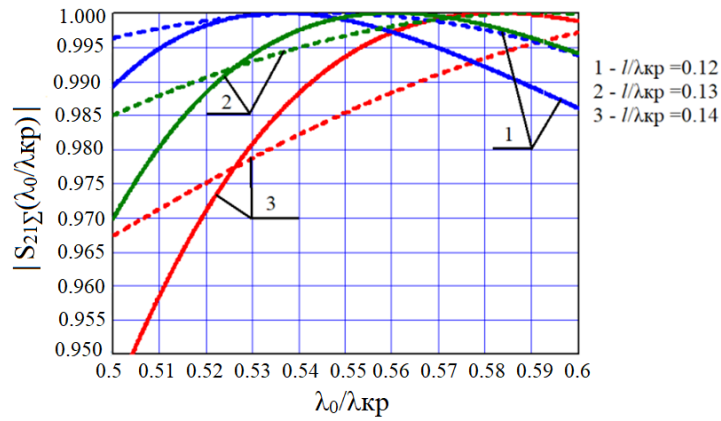


Рисунок 4.18 – Залежність модулів коефіцієнта передачі $|S_{21\Sigma}(\lambda_0/\lambda_{кр})|$ від $\lambda_0/\lambda_{кр}$

Результати синтезу такого поляризатора ($\Delta\varphi=90^\circ\pm 1^\circ$) з $КСХН\leq 1.22$ ($|S_{21\Sigma}| \geq 0.995$) зведено у таблицю 4.14 та з $КСХН\leq 1.91$ ($|S_{21\Sigma}| \geq 0.95$) – у таблицю 4.15.

Таблиця 4.14 – Смуги частот, у яких забезпечується ДФЗ $\Delta\varphi=90^\circ\pm 1^\circ$ з $|S_{21\Sigma}| \geq 0.995$ при $d/a=0.5634$.

| $l/\lambda_{кр}$ | $\Delta f, \%$ | $(\lambda_0/\lambda_{кр})_{\min}$ | $(\lambda_0/\lambda_{кр})_{\max}$ |
|------------------|----------------|-----------------------------------|-----------------------------------|
| 0.12 | 10.9 | 0.510 | 0.569 |
| 0.13 | 9.9 | 0.540 | 0.596 |
| 0.14 | 2.0 | 0.588 | 0.600 |

Таблиця 4.15 – Смуги частот, у яких забезпечується ДФЗ $\Delta\varphi=90^\circ\pm 1^\circ$ з $|S_{21\Sigma}| \geq 0.95$ при $d/a=0.5634$.

| $l/\lambda_{кр}$ | $\Delta f, \%$ | $(\lambda_0/\lambda_{кр})_{\min}$ | $(\lambda_0/\lambda_{кр})_{\max}$ |
|------------------|----------------|-----------------------------------|-----------------------------------|
| 0.12 | 18.2 | 0.500 | 0.6 |
| 0.13 | 18.2 | 0.500 | 0.6 |
| 0.14 | 17.4 | 0.504 | 0.6 |

Отже, ДФЗ $\Delta\varphi=90^\circ\pm 1^\circ$ із $KСХН\leq 1.22$ забезпечується у відносній смузі 10.9% при $l/\lambda_{кр} = 0.12$, $d/a = 0.5634$, а із $KСХН\leq 1.91$ – у відносній смузі 18.2% при тих же значеннях.

Насамкінець, порівнюємо смуги частот синтезованих поляризаторів з екстремальною ФЧХ, наближеною до максимально плоскої, побудованих на основі квадратного хвилеводу з двома штирями та двома діафрагмами за рівнем $|S_{21\Sigma}| = 0.995$ (таблиця 4.16) та $|S_{21\Sigma}| = 0.95$ (таблиця 4.17).

Таблиця 4.16 – Порівняння смуг частот поляризаторів за рівнем $|S_{21\Sigma}| = 0.995$ (проходить 99% енергії електромагнітного поля)

| Назва | Смуга частот, % | ДФЗ, ° | Параметри |
|--------------------------------|-----------------|---------------------------------------|---|
| Поляризатор на двох штирях | 3.9 | $\Delta\varphi=90^\circ\pm 0.7^\circ$ | $l/\lambda_{кр} = 0.2$, $h/a=0.3479$, $r/a=0.35$ |
| Поляризатор на двох діафрагмах | 10.9 | $\Delta\varphi=90^\circ\pm 1^\circ$ | $l/\lambda_{кр} = 0.12$, $d/a = 0.5634$ |

Таблиця 4.17 – Порівняння смуг частот поляризаторів за рівнем $|S_{21\Sigma}| = 0.95$ (проходить 90% енергії електромагнітного поля)

| Назва | Смуга частот, % | ДФЗ, ° | Параметри |
|--------------------------------|-----------------|---------------------------------------|---|
| Поляризатор на двох штирях | 13.0 | $\Delta\varphi=90^\circ\pm 1.3^\circ$ | $l/\lambda_{кр} = 0.2$, $h/a=0.3479$, $r/a=0.35$ |
| Поляризатор на двох діафрагмах | 18.2 | $\Delta\varphi=90^\circ\pm 1.0^\circ$ | $l/\lambda_{кр} = 0.12$, $d/a = 0.5634$ |

Як впливає із цих таблиць, смуга частот поляризатора на основі двох діафрагм розширюється у 2.8 разів за рівнем $|S_{21\Sigma}| = 0.995$ та у 1.4 разів за рівнем $|S_{21\Sigma}| = 0.95$ у порівнянні із поляризаторами на основі двох штирів. Фізична суть цього явища полягає в тому, що у випадку штирів кожен із них

має вносити фазовий зсув 45° , натомість у випадку діафрагм кожна із діафрагм має вносити фазовий зсув приблизно вдвічі менший, бо діафрагма працює як ємнісна неоднорідність для однієї лінійної поляризації електромагнітних хвиль і як індуктивна неоднорідність для ортогональної лінійної поляризації.

4.1.7 Порівняння отриманих теоретичних результатів

Для дослідного зразка хвилеводного поляризаційного пристрою з двома діафрагмами у таблиці 4.18 подані геометричні розміри [16].

Таблиця 4.18. Геометричні розміри поляризатора

| Назва | Числове значення, мм |
|--------------------------|----------------------|
| Розмір стінки хвилеводу | 21.96 |
| Висота діафрагми | 3.57 |
| Відстань між діафрагмами | 4.34 |

На рис. 4.19 представлено його частотні теоретичні та експериментальні залежності ДФЗ $\Delta\varphi(\lambda_0/\lambda_{кр})$ та модуля $|S_{21\Sigma}(\lambda_0/\lambda_{кр})|$.

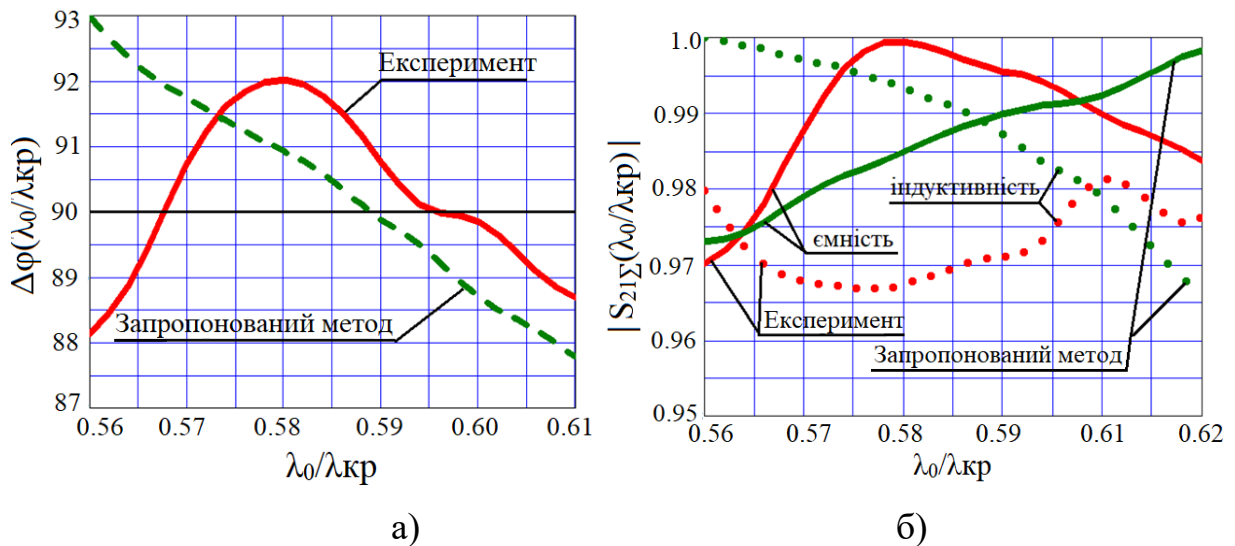


Рисунок 4.19 – Теоретичні та експериментальні характеристики поляризаційного пристрою із двома діафрагмами у хвилеводі квадратного перерізу

Таблиця 4.19 – Порівняння електричних характеристик поляризатора

| Метод | $\Delta\varphi$ | $ S_{21\Sigma C} $ | $ S_{21\Sigma L} $ | $ S_{11\Sigma C} $ | $ S_{11\Sigma L} $ |
|----------------------|--------------------------|--------------------|--------------------|--------------------|--------------------|
| Запропонований метод | $90^\circ \pm 3.0^\circ$ | 0.974 | 0.966 | 0.227 | 0.259 |
| Експеримент | $90^\circ \pm 2.0^\circ$ | 0.970 | 0.968 | 0.243 | 0.251 |

У таблиці 4.19 подані отримані теоретичні та експериментальні електричні характеристики розробленого поляризатора у діапазоні довжин хвиль від $0.56\lambda_0/\lambda_{кр}$ до $0.61\lambda_0/\lambda_{кр}$. В результаті звідси слідує, що у смузі частот 8.5% результати конструктивного синтезу поляризаційного пристрою аналітичним методом та експерименту узгоджуються цілком задовільно. Враховуючи, що формули для визначення провідностей діафрагм є наближеними.

4.2 Метод аналітичного конструктивного синтезу компактних поляризаторів на основі трьох реактивних елементів у квадратному хвилеводі

Вперше розроблено аналітичний метод наближеного конструктивного синтезу компактних поляризаторів із екстремальною (наближеної до максимально плоскої) частотною залежністю диференціального фазового зсуву на основі квадратного хвилевода із трьома реактивними елементами (діафрагми, штирі), у якому на відміну від існуючих, спочатку створюється математична модель поляризаційного пристрою у вигляді його однохвильової загальної матриці розсіювання як функції провідностей реактивних елементів та відстаней між ними за умови відсутності відбиттів і визначаються його електричні характеристики (ДФЗ, S_{11} , S_{21} , КСХН) як функції від відношення $\lambda_0/\lambda_{кр}$, а потім здійснюється конструктивний синтез характеристик пристрою, виходячи із рівності реальних провідностей і потрібних, та їх похідних, чисельним розв'язком якої є геометричні розміри синтезованого поляризатора.

Крім того, на відміну від існуючих методів, за рахунок аналітичного зв'язку між провідностями елементів у випадку відсутності відбиттів коефіцієнт передачі S_{21} є функцією від одної змінної провідності, що пришвидшує процес конструктивного синтезу.

4.2.1 Метод багатократних відбиттів у задачі створення математичної моделі хвилеводних поляризаторів і фазозсувачів на основі трьох недисипативних неоднорідностей

Розглянемо хвилевід, усередині якого розміщені три неоднорідні елементи без втрат. Такими неоднорідностями можуть бути діафрагми, штирі, диски, тощо. Дві крайні неоднорідності доцільно обрати однаковими. Задачу аналізу розв'яжемо методом багатократних [72] відбиттів в однохвильовому наближенні.

Нехай на вхід хвилевода падає електромагнітна хвиля із комплексною амплітудою напруженості поля $\dot{E}_{пад}$ [24]. Треба знайти амплітуду поля на виході $\dot{E}_{пр}$ (рис. 4.20), що пройшла через три неоднорідні елементи.

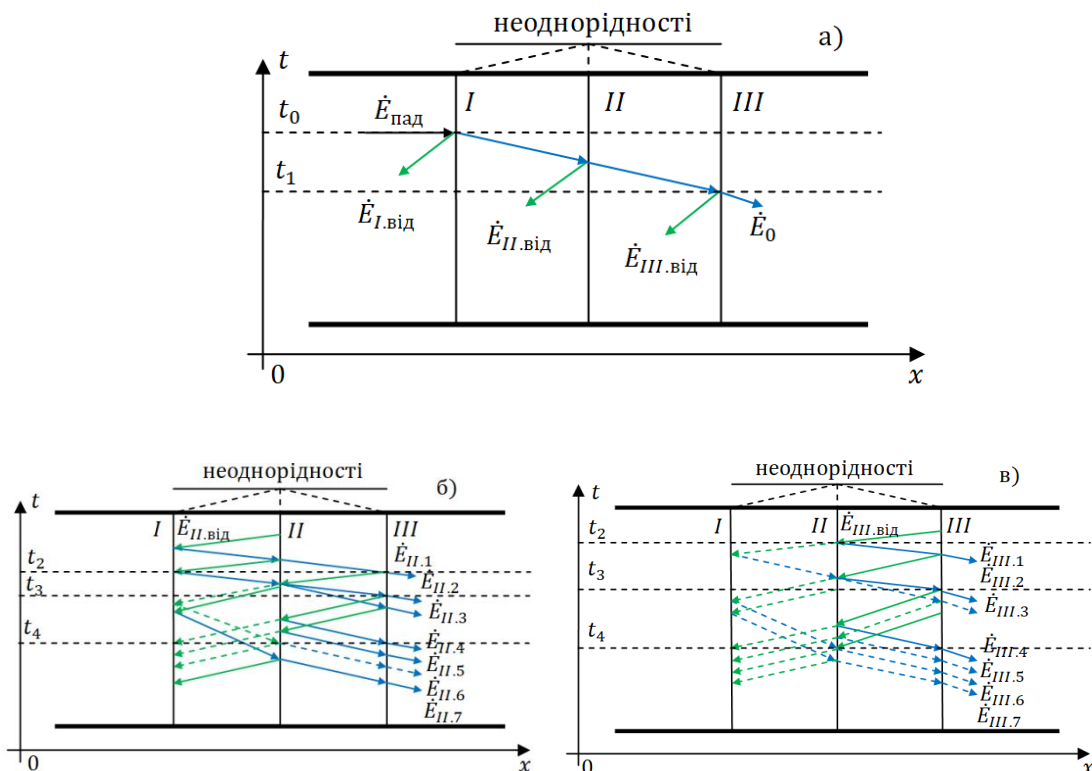


Рисунок 4.20 – Поширення електромагнітної хвилі через три неоднорідності

Енергія падаючої електромагнітної хвилі частково відбивається від першої неоднорідності та створює парціальну відбиту хвилю із амплітудою $\dot{E}_{ВД}^I$. Частина енергії падаючої хвилі, що залишилася, проходить через першу неоднорідність та досягає другої неоднорідності. Ця енергія розділяється на енергію хвилі, що першою відбилася від другої неоднорідності із комплексною амплітудою $\dot{E}_{ВД}^{II}$ та енергію хвилі, що пройшла через другу неоднорідність. Остання поширюється у напрямку третьої неоднорідності. Ця енергія частково відбивається від неоднорідності та створює першу відбиту хвилю від третьої неоднорідності з комплексною амплітудою $\dot{E}_{ВД}^{III}$. Частина енергії, що залишилася, проходить через третю неоднорідність. В результаті утворюється перша основна хвиля, що пройшла на вихід через три неоднорідності, з амплітудою

$$\dot{E}_0 = \dot{E}_{ПАД} \dot{S}_{I,21}^2 \cdot \dot{S}_{II,21} e^{-j2\theta}, \quad (4.22)$$

де $\dot{S}_{I,21}$ – комплексний коефіцієнт передачі першої та третьої неоднорідностей; $\dot{S}_{II,21}$ – комплексний коефіцієнт передачі другої неоднорідності; θ – це електрична довжина відрізка лінії передачі між двома сусідніми неоднорідностями.

Повна амплітуда напруженості поля хвилі, що пройшла $\dot{E}_{ПР}$ містить нескінченну суму амплітуд парціальних хвиль, що виникають при кожній взаємодії перших відбитих хвиль від другої $\dot{E}_{ВД}^{II}$ та третьої $\dot{E}_{ВД}^{III}$ неоднорідностей. На рис. 4.20 б, в показано процес утворення парціальних хвиль, що пройшли, як результат багатократних відбиттів $\dot{E}_{ВД}^{II}$ та $\dot{E}_{ВД}^{III}$.

Всі парціальні хвилі, що пройшли (за виключенням хвилі \dot{E}_0 , що пройшла першою) можна розділити на два типи. Перший тип парціальних хвиль – це хвилі, утворені відбиттям від двох сусідніх неоднорідностей. Їх можна описати аналітичним виразом

$$\dot{X} = \dot{S}_{I,11} \cdot \dot{S}_{II,11} e^{-j2\theta} = |\dot{X}| e^{-j\psi_X}, \quad (4.23)$$

де $\dot{S}_{I,11}$ – комплексний коефіцієнт відбиття першої та третьої неоднорідностей;
 $\dot{S}_{II,11}$ – комплексний коефіцієнт відбиття другої неоднорідності; ψ_X – загальний аргумент, що визначається виразом

$$\psi_X = \varphi_{I,S11} + \varphi_{II,S11} - 2\theta \quad (4.24)$$

Другий тип – парціальних хвиль – це хвилі, утворені відбиттям від двох крайніх неоднорідностей. Їх можна описати аналітичним виразом

$$\dot{Y} = (\dot{S}_{I,11} \cdot \dot{S}_{II,21} e^{-j2\theta})^2 = |\dot{Y}| e^{-j\psi_Y}, \quad (4.25)$$

де

$$\psi_Y = 2 \cdot (\varphi_{I,S11} + \varphi_{II,S21} - 2\theta). \quad (4.26)$$

Згрупуємо парціальні хвилі, які пройшли за етапами проходження (t_1, t_2, t_3, \dots). В результаті отримаємо такі доданки:

| | Y^0 | Y^1 | Y^2 |
|-------|-----------------------|--------------------------------|-------------------------------|
| t_1 | \dot{E}_0 | | |
| t_2 | $2\dot{E}_0\dot{X}$ | | |
| t_3 | $3\dot{E}_0\dot{X}^2$ | $+\dot{E}_0\dot{Y}$ | |
| t_4 | $4\dot{E}_0\dot{X}^3$ | $+4\dot{E}_0\dot{Y}\dot{X}$ | |
| t_5 | $5\dot{E}_0\dot{X}^4$ | $+10\dot{E}_0\dot{Y}\dot{X}^2$ | $+\dot{E}_0\dot{Y}^2$ |
| t_6 | $6\dot{E}_0\dot{X}^5$ | $+20\dot{E}_0\dot{Y}\dot{X}^3$ | $+6\dot{E}_0\dot{Y}^2\dot{X}$ |

Операція групування парціальних хвиль, що пройшли, дозволяє виявити таку закономірність. Коефіцієнти при амплітудах парціальних хвиль з однаковими степенями \dot{Y} представляють біноміальні коефіцієнти [100].

Тому повна амплітуда хвилі, що пройшла визначається виразом

$$\begin{aligned} \dot{E}_{\text{вп}} &= \dot{E}_0 \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \binom{n}{1} X^{n-1} Y^0 + \sum_{n=3}^{\infty} \binom{n}{3} X^{n-2} Y^1 + \sum_{n=5}^{\infty} \binom{n}{5} X^{n-5} Y^2 + \dots \right\} = \\ &= \dot{E}_0 \cdot \left\{ \frac{\dot{Y}^0}{(1-\dot{X})^2} + \frac{\dot{Y}^1}{(1-\dot{X})^4} + \frac{\dot{Y}^2}{(1-\dot{X})^6} + \dots \right\} = \\ &= \frac{\dot{E}_0}{(1-\dot{X})^2} \cdot \left\{ 1 + \frac{\dot{Y}}{(1-\dot{X})^2} + \frac{\dot{Y}^2}{(1-\dot{X})^4} + \dots \right\} = \frac{\dot{E}_0}{(1-\dot{X})^2} \cdot \{\dot{Z}^0 + \dot{Z}^1 + \dot{Z}^2 + \dots\}, \end{aligned}$$

де

$$\dot{Z} = \frac{\dot{Y}}{(1 - \dot{X})^2}.$$

Формула для суми геометричної прогресії

$$\dot{Z}^0 + \dot{Z}^1 + \dot{Z}^2 + \dots = \frac{1}{1 - \dot{Z}}.$$

Тоді вираз для повної амплітуди хвилі, що пройшла на вихід, прийме вигляд

$$\dot{E}_{ПП} = \frac{\dot{E}_0}{(1 - \dot{X})^2} \cdot \frac{1}{1 - \dot{Z}} = \frac{\dot{E}_0}{(1 - \dot{X})^2} \cdot \frac{1}{1 - \frac{\dot{Y}}{(1 - \dot{X})^2}} = \frac{\dot{E}_0}{(1 - \dot{X})^2 - \dot{Y}}.$$

Підставивши формули (4.23) та (4.24) у останній вираз отримаємо

$$\dot{E}_{ПП} = \frac{\dot{E}_{ПАД} \dot{S}_{I,21}^2 \dot{S}_{II,21} e^{-j2\theta}}{(1 - \dot{S}_{I,11} \cdot \dot{S}_{II,11} e^{-j2\theta})^2 - (\dot{S}_{I,11} \cdot \dot{S}_{II,21} e^{-j2\theta})^2}. \quad (4.27)$$

В результаті загальний комплексний коефіцієнт передачі набуває наступного вигляду [24]

$$\dot{S}_{21\Sigma} = \frac{\dot{E}_{ПП}}{\dot{E}_{ПАД}} = \frac{\dot{S}_{I,21}^2 \dot{S}_{II,21} e^{-j2\theta}}{(1 - \dot{S}_{I,11} \cdot \dot{S}_{II,11} e^{-j2\theta})^2 - (\dot{S}_{I,11} \cdot \dot{S}_{II,21} e^{-j2\theta})^2}, \quad (4.28)$$

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

Варто відзначити, що при $\dot{S}_{II,21} = 1$, $\dot{S}_{II,11} = 0$ та $\theta_2 = 2\theta_3$ формула (4.28) переходить у формулу комплексного коефіцієнта передачі двоелементного поляризатора, яка була отриману у попередньому розділі [23]

$$\dot{S}_{21\Sigma} = \frac{\dot{S}_{I,21}^2 e^{-j2\theta_3}}{1 - (\dot{S}_{I,11} e^{-j2\theta_3})^2} = \frac{\dot{S}_{I,21}^2 e^{-j\theta_2}}{1 - \dot{S}_{I,11}^2 e^{-j2\theta_2}}.$$

4.2.2 Аналітичний синтез хвилеводних поляризаторів і фазозсувачів на основі трьох неоднорідностей

Задача аналітичного синтезу полягає в тому, щоб визначити необхідні значення параметрів реактивних елементів та електричної відстані між ними, при яких досягається відсутність відбиття електромагнітної енергії та заданий вносимий фазовий зсув [24].

Для цього розглянемо еквівалентну схему хвилеводу, що містить три реактивних елементи, що ввімкнені паралельно на деякій електричній відстані θ між ними (рис. 4.21).

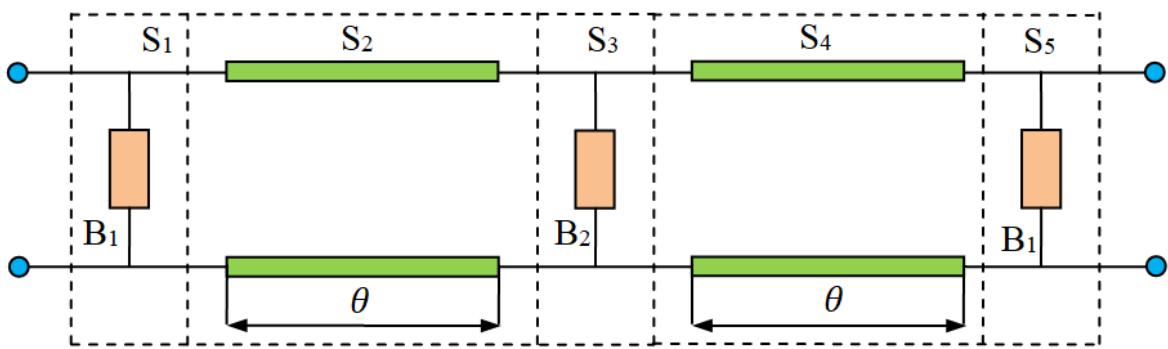


Рисунок 4.21 – Еквівалентна схема триелементного поляризатора

Спростимо вираз знаменника формули (4.26)

$$\begin{aligned} \dot{S}_{3H} &= \left(1 - \dot{S}_{I,11} \cdot \dot{S}_{II,11} e^{-j2\theta}\right)^2 - \left(\dot{S}_{I,11} \cdot \dot{S}_{II,21} e^{-j2\theta}\right)^2 = \\ &= \left(1 - |\dot{S}_{I,11}| e^{j\varphi_{I,S11}} \cdot |\dot{S}_{II,11}| e^{j\varphi_{II,S11}} e^{-j2\theta}\right)^2 - \left(|\dot{S}_{I,11}| e^{j\varphi_{I,S11}} \cdot |\dot{S}_{II,21}| e^{j\varphi_{II,S21}} e^{-j2\theta}\right)^2 = \\ &= \left(1 - |\dot{S}_{I,11}| \cdot |\dot{S}_{II,11}| e^{j(\varphi_{I,S11} + \varphi_{II,S11} - 2\theta)}\right)^2 - \left(|\dot{S}_{I,11}| \cdot |\dot{S}_{II,21}| e^{j(\varphi_{I,S11} + \varphi_{II,S21} - 2\theta)}\right)^2. \end{aligned}$$

Враховуючі формули (4.24) та (4.26) запишемо знаменник у вигляді дійсної та уявної складових

$$\dot{S}_{3H} = \left(1 - 2|\dot{S}_{I,11}| \cdot |\dot{S}_{II,11}| \cdot \cos(\psi_X) + |\dot{S}_{I,11}|^2 |\dot{S}_{II,11}|^2 \cdot \cos(2\psi_X) - |\dot{S}_{I,11}|^2 |\dot{S}_{II,21}|^2 \cdot \cos(\psi_Y)\right) +$$

$$j\left(-2|\dot{S}_{I,11}| \cdot |\dot{S}_{II,11}| \cdot \sin(\psi_X) + |\dot{S}_{I,11}|^2 |\dot{S}_{II,11}|^2 \cdot \sin(2\psi_X) - |\dot{S}_{I,11}|^2 |\dot{S}_{II,21}|^2 \cdot \sin(\psi_Y)\right).$$

Відомо, що для симетричних не дисипативних неоднорідностей

$$\varphi_{S11} = \varphi_{S21} \pm (2n-1) \cdot \frac{\pi}{2}. \quad (4.29)$$

Тоді отримуємо зв'язок

$$\psi_Y = 2\psi_X \mp (2n-1) \cdot \pi. \quad (4.30)$$

Спростимо отриманий вираз знаменника

$$\begin{aligned} \dot{S}_{3H} &= \operatorname{Re}[\dot{S}_{3H}] + j \operatorname{Im}[\dot{S}_{3H}] = \\ &= \left(1 - 2|\dot{S}_{I,11}| \cdot |\dot{S}_{II,11}| \cdot \cos(\psi_X) + |\dot{S}_{I,11}|^2 \cdot \cos(2\psi_X)\right) + j\left(|\dot{S}_{I,11}|^2 \cdot \sin(2\psi_X) - 2|\dot{S}_{I,11}| \cdot |\dot{S}_{II,11}| \cdot \sin(\psi_X)\right). \end{aligned}$$

Виділимо аргумент знаменника

$$\varphi_{3H} = \operatorname{arctg}\left(\frac{\operatorname{Im}[\dot{S}_{3H}]}{\operatorname{Re}[\dot{S}_{3H}]}\right) = \operatorname{arctg}\left(\frac{|\dot{S}_{I,11}|^2 \sin(2\psi_X) - 2|\dot{S}_{I,11}| |\dot{S}_{II,11}| \sin(\psi_X)}{1 - 2|\dot{S}_{I,11}| |\dot{S}_{II,11}| \cos(\psi_X) + |\dot{S}_{I,11}|^2 \cos(2\psi_X)}\right).$$

Виділимо модуль та аргумент загального комплексного коефіцієнта передачі

$$\dot{S}_{21\Sigma} = \frac{|\dot{S}_{I,21}|^2 e^{j2\varphi_{I,S21}} \cdot |\dot{S}_{II,21}| e^{j\varphi_{II,S21}} e^{-j2\theta}}{\sqrt{(\operatorname{Re}[\dot{S}_{3H}])^2 + (\operatorname{Im}[\dot{S}_{3H}])^2} e^{j\varphi_{3H}}}. \quad (4.31)$$

Виділимо модуль загального комплексного коефіцієнта передачі

$$|\dot{S}_{21\Sigma}| = \frac{|\dot{S}_{I,21}|^2 \cdot |\dot{S}_{II,21}|}{\sqrt{(\operatorname{Re}[\dot{S}_{3H}])^2 + (\operatorname{Im}[\dot{S}_{3H}])^2}}. \quad (4.32)$$

Із формули (4.31) визначимо аргумент загального коефіцієнта передачі

$$\varphi_{21\Sigma} = 2\varphi_{I,S21} + \varphi_{II,S21} - 2\theta - \operatorname{arctg}\left(\frac{|\dot{S}_{I,11}|^2 \sin(2\psi_X) - 2|\dot{S}_{I,11}| |\dot{S}_{II,11}| \sin(\psi_X)}{1 - 2|\dot{S}_{I,11}| |\dot{S}_{II,11}| \cos(\psi_X) + |\dot{S}_{I,11}|^2 \cos(2\psi_X)}\right). \quad (4.33)$$

Тепер повернемося до формули (4.27), з якої випливає, що знаменник характеризує енергію усіх парціальних хвиль, що пройшли на вихід [24]. Для того, щоб усі парціальні хвилі склалися у фазі з основною хвилею, що пройшла першою на вихід через усі три неоднорідності (чисельник (4.27)), необхідно виконати умову: аргумент знаменника загального комплексного коефіцієнта передачі (4.31) має відрізнятися від аргументу чисельника

загального комплексного коефіцієнта передачі на $2\pi n$, $n = 0, 1, 2, 3$. А це можливо тоді і тільки тоді, коли $\psi_X = 2\pi n$, $n = 0, 1, 2, 3, \dots$. При цьому $\psi_Y = (2n - 1)\pi$ і другий доданок знаменника (4.27) стає із знаком плюс.

Для відсутності відбиттів необхідно виконання умови

$$|\dot{S}_{21\Sigma}| = 1. \quad (4.34)$$

У випадку відсутності відбиттів отримуємо такий вираз коефіцієнта передачі

$$\dot{S}_{21\Sigma} = 1e^{-j(-2\varphi_{I.S21} - \varphi_{II.S21} + 2\theta)} = 1e^{-j(\varphi_0 + 2\theta)},$$

де φ_0 – це потрібний фазовий зсув.

Потрібний фазовий зсув

$$\varphi_0 = -2\varphi_{I.S21} - \varphi_{II.S21}. \quad (4.35)$$

Запишемо вносимий фазовий зсув на виході поляризатора

$$\Delta\varphi = \varphi_{XB} - \varphi_{21\Sigma}, \quad (4.36)$$

де φ_{XB} – це фаза порожнього хвилеводу без реактивних елементів.

В результаті отримаємо формулу вносимого фазового зсуву на виході поляризатора [24]

$$\Delta\varphi = -2\varphi_{I.S21} - \varphi_{II.S21} + \arctg\left(\frac{|\dot{S}_{I.11}|^2 \sin(2\psi_X) - 2|\dot{S}_{I.11}||\dot{S}_{II.11}|\sin(\psi_X)}{1 - 2|\dot{S}_{I.11}||\dot{S}_{II.11}|\cos(\psi_X) + |\dot{S}_{I.11}|^2 \cos(2\psi_X)}\right). \quad (4.37)$$

Варто відзначити, що $\dot{S}_{II.21} = 1$, $\dot{S}_{II.11} = 0$ та $\theta_2 = 2\theta_3$ формула (4.37) переходить у формулу для вносимого фазового зсуву двоелементного поляризатора, отриману у попередньому розділі [23]

$$\Delta\varphi = -2\varphi_{I.S21} + \arctg\left(\frac{|\dot{S}_{I.11}|^2 \sin(2\psi_X)}{1 + |\dot{S}_{I.11}|^2 \cos(2\psi_X)}\right).$$

Отже, умовою відсутності відбиття електромагнітної хвилі при її проходженні через три недисипативні неоднорідності у хвилеводі (4.34) є формула [24]

$$\psi_X = \varphi_{I.S11} + \varphi_{II.S11} - 2\theta = 2\pi n. \quad (4.38)$$

Формула (4.38) свідчить про те, що парціальні хвилі, утворені відбиттям від двох сусідніх неоднорідностей і подвійним проходженням відстані між ними, мають набіг фази, кратний 2π [24].

При цьому знаменник загального комплексного коефіцієнта передачі набуває вигляду

$$\begin{aligned}\dot{S}_{3H} &= 1 - 2|\dot{S}_{I,11}| \cdot |\dot{S}_{II,11}| + |\dot{S}_{I,11}|^2 = 1 - 2|\dot{S}_{I,11}| \cdot |\dot{S}_{II,11}| + |\dot{S}_{I,11}|^2 \pm |\dot{S}_{I,11}|^2 \cdot |\dot{S}_{II,11}|^2 = \\ &= \left(1 - 2|\dot{S}_{I,11}| \cdot |\dot{S}_{II,11}| + |\dot{S}_{I,11}|^2 \cdot |\dot{S}_{II,11}|^2\right) + \left(|\dot{S}_{I,11}|^2 - |\dot{S}_{I,11}|^2 \cdot |\dot{S}_{II,11}|^2\right) = \\ &= \left(1 - |\dot{S}_{I,11}| \cdot |\dot{S}_{II,11}|\right)^2 + |\dot{S}_{I,11}|^2 \left(1 - |\dot{S}_{II,11}|^2\right) = \left(1 - |\dot{S}_{I,11}| \cdot |\dot{S}_{II,11}|\right)^2 + |\dot{S}_{I,11}|^2 \cdot |\dot{S}_{I,21}|^2.\end{aligned}$$

В результаті модуль комплексного коефіцієнта передачі у випадку відсутності відбиттів набуває вигляду [24]

$$|\dot{S}_{21\Sigma}| = \frac{|\dot{S}_{I,21}|^2 \cdot |\dot{S}_{II,21}|}{\left(1 - |\dot{S}_{I,11}| \cdot |\dot{S}_{II,11}|\right)^2 + \left(|\dot{S}_{I,11}| \cdot |\dot{S}_{I,21}|\right)^2}. \quad (4.39)$$

Звідси визначимо зв'язок між параметрами неоднорідностей [24]

$$|\dot{S}_{I,11}| = \frac{|\dot{S}_{II,11}|}{1 + |\dot{S}_{II,21}|}; \quad (4.40)$$

$$|\dot{S}_{II,11}| = \frac{2|\dot{S}_{I,11}|}{1 + |\dot{S}_{I,11}|}; \quad (4.41)$$

$$|\dot{S}_{II,21}| = \frac{2|\dot{S}_{I,21}|^2}{2 - |\dot{S}_{I,21}|}; \quad (4.42)$$

$$|\dot{S}_{I,21}| = \sqrt{\frac{2|\dot{S}_{II,21}|}{1 + |\dot{S}_{II,21}|}}. \quad (4.43)$$

Відомо, що елементи матриці розсіювання визначаються через величину ємнісної провідності виразами [101]

$$\dot{S}_{11C} = \frac{-jb}{2 + jb} = |\dot{S}_{11}| e^{j\varphi_{S11}}; \quad \dot{S}_{21C} = \frac{2}{2 + jb} = |\dot{S}_{21}| e^{j\varphi_{S21}}.$$

Виділимо їх аргументи та модулі

$$\varphi_{11C} = \arctg\left(\frac{2}{b}\right); \quad \varphi_{21C} = -\arctg\left(\frac{b}{2}\right); \quad |\dot{S}_{11C}| = \frac{b}{\sqrt{4 + b^2}}; \quad |\dot{S}_{21C}| = \frac{2}{\sqrt{4 + b^2}}.$$

Підставимо у формулу (4.41) записані вирази

$$\frac{b_{II}}{\sqrt{4+b_{II}^2}} = \frac{\frac{2b_I}{\sqrt{4+b_I^2}}}{1 + \frac{b_I}{\sqrt{4+b_I^2}}}.$$

В результаті звідси отримаємо [24]

$$b_{II} = 2b_I \sqrt{1 + \frac{b_I^2}{4}}. \quad (4.44)$$

Із виразу (4.44) визначимо

$$b_I = \sqrt{-2 + \sqrt{4 + b_{II}^2}}. \quad (4.45)$$

На рис. 4.22 представлена залежність $b_{II}(b_I)$, що забезпечує відсутність відбиттів.

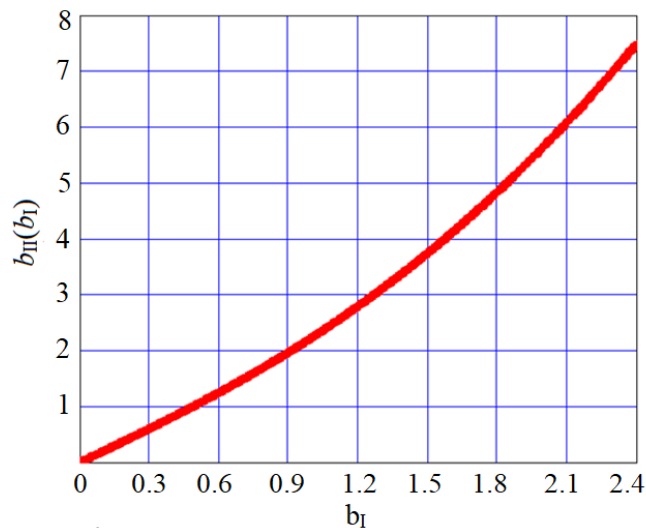


Рисунок 4.22 – Залежність провідності $b_{II}(b_I)$

Як впливає із формули (4.44) та видно на рис. 4.22 при малих значеннях провідності значення провідності між b_I та b_{II} приблизно вдвічі більше.

Підставимо у формулу (4.39) вирази $|\dot{S}_{11C}|$ та $|\dot{S}_{21C}|$ через провідність b отримаємо вираз модуля коефіцієнта передачі у випадку відсутності відбиттів

$$|\dot{S}_{21\Sigma}(b_I, b_{II})| = \frac{8 \cdot \sqrt{4 + b_{II}^2}}{\left(\sqrt{(4 + b_I^2)} \cdot (4 + b_{II}^2) - b_I b_{II}\right)^2 + 4b_I^2}. \quad (4.46)$$

При виконанні умови відсутності відбиття електромагнітних хвиль (4.38), потрібний вносимий фазовий зсув визначається формулою

$$\Delta\varphi(b_I, b_{II}) = -2\varphi_{I.S21} - \varphi_{II.S21} = 2\operatorname{arctg}\left(\frac{b_I}{2}\right) + \operatorname{arctg}\left(\frac{b_{II}}{2}\right). \quad (4.47)$$

Тоді формули вносимого фазового зсуву залежно від провідностей будуть наступні у випадку відсутності відбиттів є такі [24]:

$$\begin{aligned} \Delta\varphi(b_I) &= -2\varphi_{I.S21} - \varphi_{II.S21} = 2\operatorname{arctg}\left(\frac{b_I}{2}\right) + \operatorname{arctg}\left(b_I\sqrt{1+\frac{b_I^2}{4}}\right) = \\ &= \operatorname{arctg}\left(\frac{8b_I + 4b_I\sqrt{4+b_I^2} - b_I^3\sqrt{4+b_I^2}}{8 - 2b_I^2 - 4b_I^2\sqrt{4+b_I^2}}\right). \end{aligned} \quad (4.48)$$

$$\Delta\varphi(b_{II}) = -2\varphi_{I.S21} - \varphi_{II.S21} = 2\operatorname{arctg}\left(\frac{\sqrt{-2 + \sqrt{4+b_{II}^2}}}{2}\right) + \operatorname{arctg}\left(\frac{b_{II}}{2}\right). \quad (4.49)$$

На рис. 4.23 представлені залежності $b_I(\Delta\varphi)$ та $b_{II}(\Delta\varphi)$, що забезпечують необхідний вносимий фазовий зсув [24].

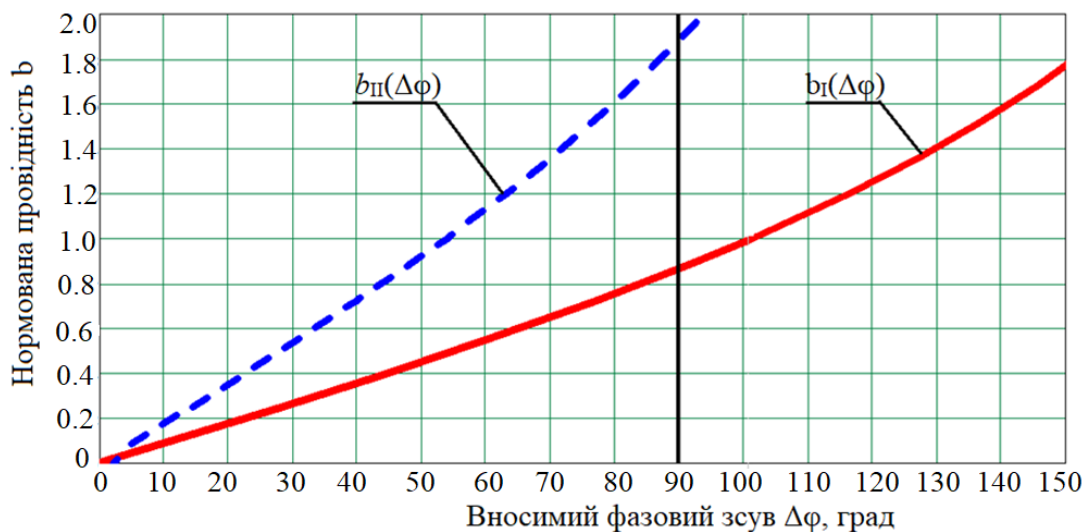


Рисунок 4.23 – Залежність нормованих провідностей b_I та b_{II} від вносимого фазового зсуву $\Delta\varphi$

На рис. 4.23 видно, що для забезпечення вносимого фазового зсуву 90° необхідні такі значення провідностей: $b_I=0.864$ та $b_{II}=1.883$.

Далі знайдемо зв'язок між потрібним вносимим фазовим зсувом $\Delta\varphi_0$ та необхідною електричною відстанню θ між неоднорідностями. Для цього сформуємо систему рівнянь із (4.29), (4.35) та (4.38)

$$\begin{cases} \varphi_{S11} = \varphi_{S21} \pm (2n-1) \cdot \frac{\pi}{2}; \\ \Delta\varphi_0 = -2\varphi_{I,S21} - \varphi_{II,S21}; \\ \varphi_{I,S11} + \varphi_{II,S11} - 2\theta = 2\pi n. \end{cases} \quad (4.50)$$

Аналітичним розв'язком цієї системи рівнянь є

$$\theta = \frac{\pi}{2} - \frac{3}{8}\Delta\varphi_0 + \frac{\Delta}{4}, \quad (4.51)$$

де

$$\Delta = \varphi_{I,21} - \frac{1}{2}\varphi_{II,21} = \arctg\left(\frac{b_I}{2}\right) - \frac{1}{2}\arctg\left(\frac{b_{II}}{2}\right) \quad (4.52)$$

На рис. 4.24 представлена залежність $\Delta(b_I)$ в градусах від провідності b_I .

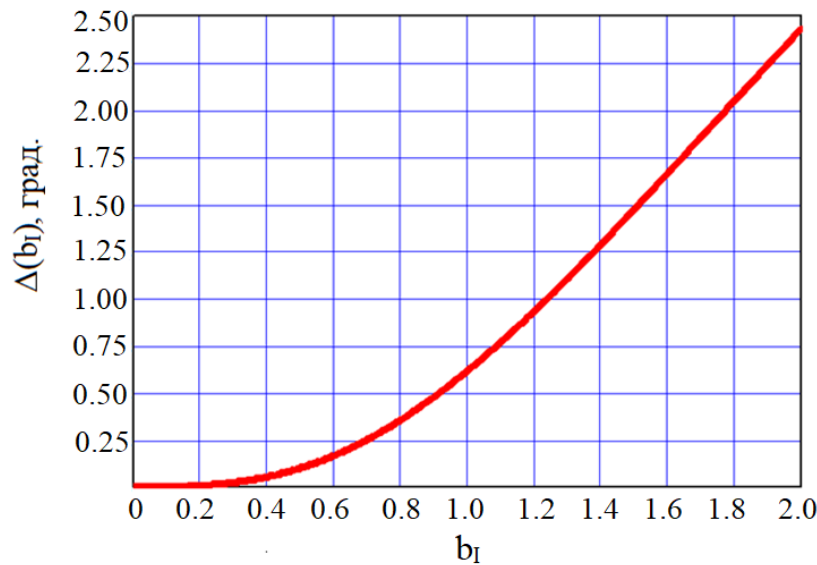


Рисунок 4.24 – Залежність $\Delta(b_I)$

На рис. 4.24 видно, що для значень провідності $b_I \leq 1.0$ значення величини $\Delta(b_I)$ не перевищує 0.62° . Тому можна дати оцінку

$$\theta \cong \frac{\pi}{2} - \frac{3}{8}\Delta\varphi_0.$$

Але точна формула для електричної довжини між неоднорідностями, при якій для заданого вносимого фазового зсуву відсутні відбиття енергії, така [24]

$$\theta = \frac{\pi}{2} - \frac{3}{8}\Delta\varphi_0 + \frac{1}{4}\arctg\left(\frac{b_I}{2}\right) - \frac{1}{8}\arctg\left(\frac{b_{II}}{2}\right). \quad (4.53)$$

На рис. 4.25 представлені залежність електричної довжини лінії $\theta(\Delta\varphi)$ від необхідного вносимого фазового зсуву у випадку відсутності відбиттів.

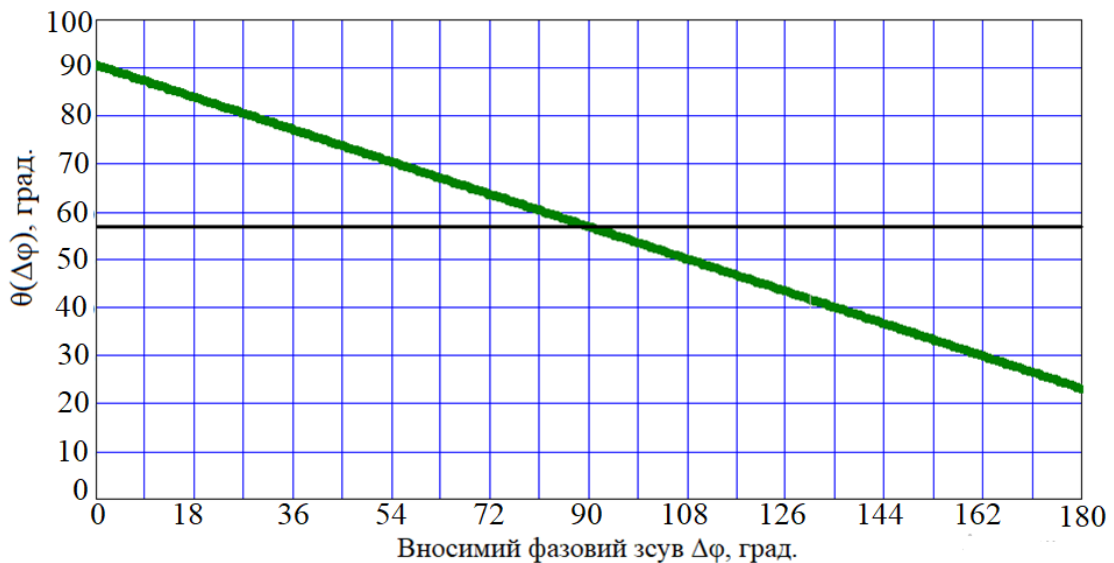


Рисунок 4.25 – Залежність електричної довжини від вносимого фазового зсуву

На рис. 4.25 видно, що для забезпечення вносимого фазового зсуву $\Delta\varphi_0=90^\circ$ необхідно мати електричну довжину $\theta=56.7^\circ$. При малих значеннях $\Delta\varphi$ електрична відстань між неоднорідностями наближається до 90° , тобто відстань між неоднорідностями наближається до чверті довжини хвилі у хвилеводі.

4.2.3 Визначення потрібних значень провідностей ємнісних елементів для отримання ДФЗ 90°

Для забезпечення в діапазоні робочих частот постійного ДФЗ $\Delta\varphi_C=90^\circ$ на виході триелементного поляризатора були розраховані залежності потрібної ємнісної провідності у хвилеводі $B_c(\lambda_0/\lambda_{кр})$ від відношення $\lambda_0/\lambda_{кр}$ (в діапазоні зміни $\lambda_0/\lambda_{кр}$ від 0.5 до 1.0) для різних значень $l/\lambda_{кр}$ [24], використовуючи рівняння (4.37). При цьому не ставиться умова відсутності відбиттів енергії. Результати розрахунків представлені графіками на рис. 4.26.

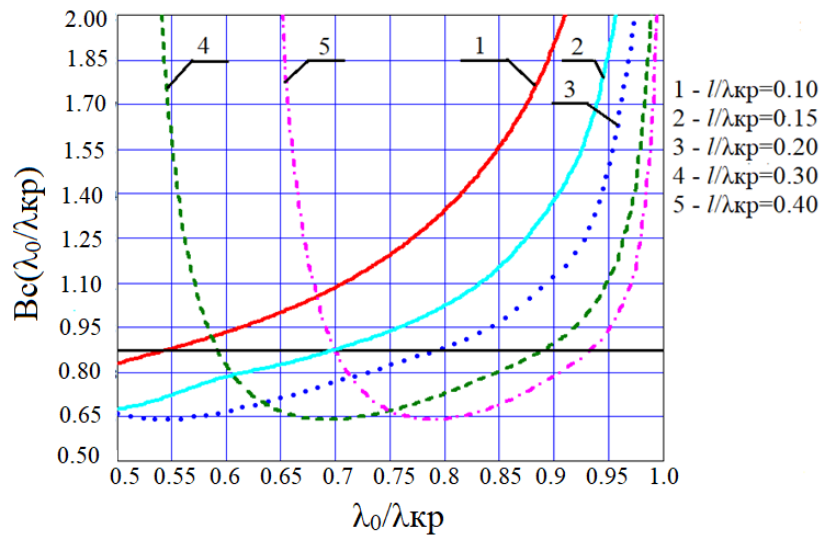


Рисунок 4.27 – Залежність потрібної провідності V_c від $\lambda_0/\lambda_{кр}$ для різних $l/\lambda_{кр}$

У таблицю 4.20 занесемо оптимальні значення $l/\lambda_{кр}$ та $\lambda_0/\lambda_{кр}$. Вони отримані із точок перетину графічних залежностей $V_{ПOT}(\lambda_0/\lambda_{кр})$ та прямої $b=0.864$.

Таблиця 4.20 – Оптимальні значення $l/\lambda_{кр}$ та $\lambda_0/\lambda_{кр}$, що забезпечують вносимий фазовий зсув $\Delta\varphi=90^\circ$ та $|S_{21\Sigma}|=1$

| $l/\lambda_{кр}$ | 0.10 | 0.15 | 0.20 | 0.30 | 0.40 |
|---|-------|-------|-------|-------|-------|
| $\lambda_0/\lambda_{кр}$ при $\Delta\varphi=90^\circ$ | 0.538 | 0.690 | 0.788 | 0.887 | 0.930 |

На рис. 4.28 представлена частотна залежність модуля коефіцієнта передачі $|S_{21C\Sigma}(\lambda_0/\lambda_{кр})|$ триелементного поляризатора для ємнісних провідностей у випадку наявності відбиттів. Як видно на рис. 4.28, можлива робоча смуга частот поляризатора обмежується частотною залежністю $|S_{21C\Sigma}(\lambda_0/\lambda_{кр})|$ і допустимим рівнем відбиттів.

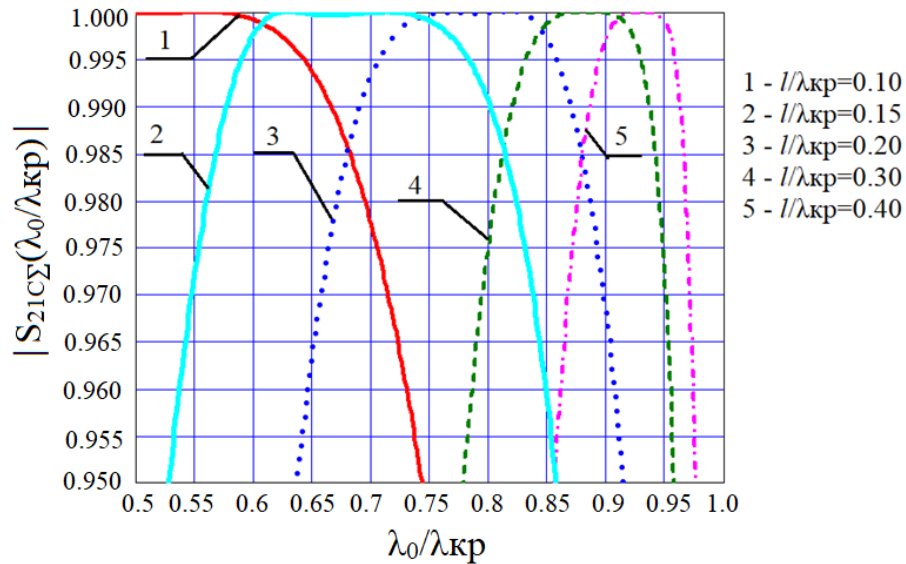


Рисунок – 4.28. Залежність модуля коефіцієнта передачі $|S_{21C\Sigma}(\lambda_0/\lambda_{кр})|$ від $\lambda_0/\lambda_{кр}$

Внесемо отримані дані аналітичного синтезу поляризатора, що забезпечують $\Delta\varphi=90^\circ$ із КСХН ≤ 1.22 ($|S_{21\Sigma}| \geq 0.995$) та із КСХН ≤ 1.91 ($|S_{21\Sigma}| \geq 0.95$) занесемо у таблицю 4.21.

Таблиця 4.21 – Смуги частот, у яких забезпечується постійний $\Delta\varphi=90^\circ$ для різних $|S_{21\Sigma}|$ з параметром $l/\lambda_{кр}$

| $l/\lambda_{кр}$ | $ S_{21\Sigma} $ | $(\lambda_0/\lambda_{кр})_{\text{сер}}$ | $(\lambda_0/\lambda_{кр})_{\text{min}}$ | $(\lambda_0/\lambda_{кр})_{\text{max}}$ | $\Delta f, \%$ |
|------------------|------------------|---|---|---|----------------|
| 0.10 | ≥ 0.995 | 0.538 | 0.500 | 0.643 | 25.0 |
| | ≥ 0.95 | | 0.500 | 0.743 | 39.0 |
| 0.15 | ≥ 0.995 | 0.690 | 0.590 | 0.784 | 28.2 |
| | ≥ 0.95 | | 0.528 | 0.857 | 47.5 |
| 0.20 | ≥ 0.995 | 0.788 | 0.708 | 0.858 | 19.1 |
| | ≥ 0.95 | | 0.637 | 0.914 | 35.7 |
| 0.30 | ≥ 0.995 | 0.887 | 0.832 | 0.929 | 11.0 |
| | ≥ 0.95 | | 0.779 | 0.958 | 20.6 |
| 0.40 | ≥ 0.995 | 0.930 | 0.895 | 0.959 | 6.9 |
| | ≥ 0.95 | | 0.856 | 0.977 | 13.2 |

Із таблиці 4.21 випливає, що найбільша смуга частот 28.2% із КСХН ≤ 1.22 ($|S_{21\Sigma}| \geq 0.995$) забезпечує поляризатор при $l/\lambda_{кр} = 0.15$. Смуга частот поляризатора на основі квадратного хвилеводу із трьома ємнісними провідностями розширилася у 2 рази у порівнянні із поляризатором на основі двох ємнісних провідностей [97]. Загалом, спостерігається така закономірність: із збільшенням відстані між неоднорідностями зменшується робоча смуга частот і зміщується в сторону критичної довжини хвилі хвилевода.

Задача конструктивного синтезу зводиться до того, щоб підібрати частотну залежність провідності реальних елементів таку ж саму або близьку до потрібної, тобто із мінімальним відхиленням від потрібної.

4.2.4 Конструктивний синтез поляризатора на трьох ємнісних штирях у квадратному хвилеводі

Задача конструктивного синтезу поляризатора полягає в тому, щоб визначити геометричні розміри реальних фазозсувних елементів, при яких їх провідність дорівнює потрібній провідності на центральній частоті і найменше відхиляється від потрібної у робочому діапазоні частот [24].

Провідність симетричного металевго штиря у квадратному хвилеводі визначається формулою (4.14).

На рис. 4.29 представлені обчислені залежності потрібної ємнісної провідності та провідності реального штиря від відношення $\lambda_0/\lambda_{кр}$ для $l/\lambda_{кр} = 0.3$ в околі $\lambda_0/\lambda_{кр} = 0.88$ ($\Delta\varphi = 90^\circ$).

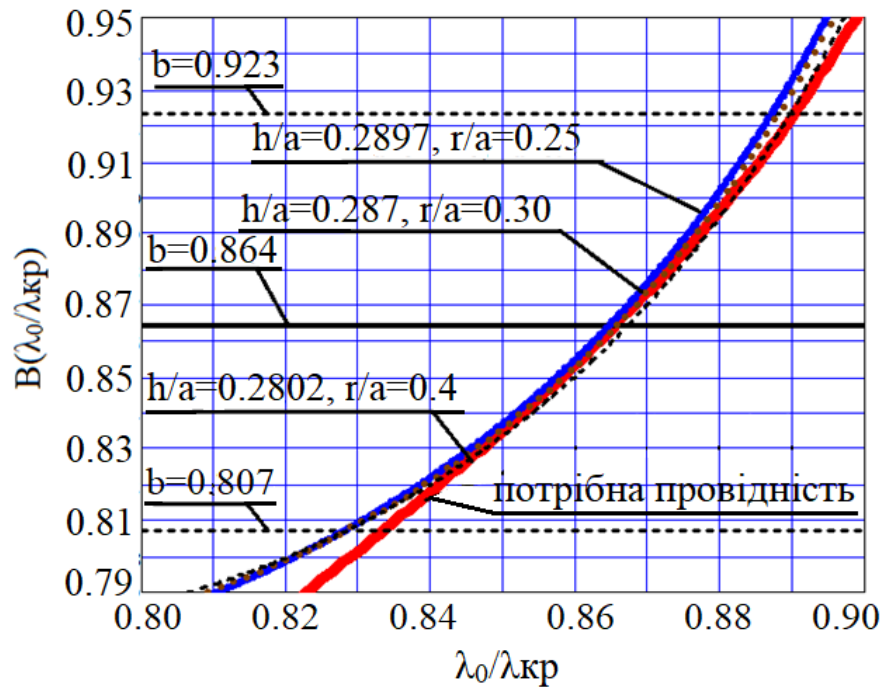


Рисунок 4.29 – Залежність потрібної та реальної $V(\lambda_0/\lambda_{кр})$ провідностей штиря від відношення $\lambda_0/\lambda_{кр}$ для різних параметрів h/a та r/a

Задачу конструктивного синтезу поляризатора сформуємо у вигляді системи рівнянь [24]

$$\begin{cases} B_{ПОГ}(\lambda_0 / \lambda_{кр}) = B_{ШТ}(\lambda_0 / \lambda_{кр}); \\ \frac{dB_{ПОГ}(\lambda_0 / \lambda_{кр})}{d(\lambda_0 / \lambda_{кр})} = \frac{dB_{ШТ}(\lambda_0 / \lambda_{кр})}{d(\lambda_0 / \lambda_{кр})}. \end{cases} \quad (4.54)$$

Чисельний розв'язок такої системи рівнянь дає такі значення

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

На рис. 4.30 наведено частотні залежності вносимого фазового зсуву та модуля коефіцієнта передачі $|S_{21C\Sigma}(\lambda_0/\lambda_{кр})|$ для провідностей, що були визначені вище на рис. 4.29.

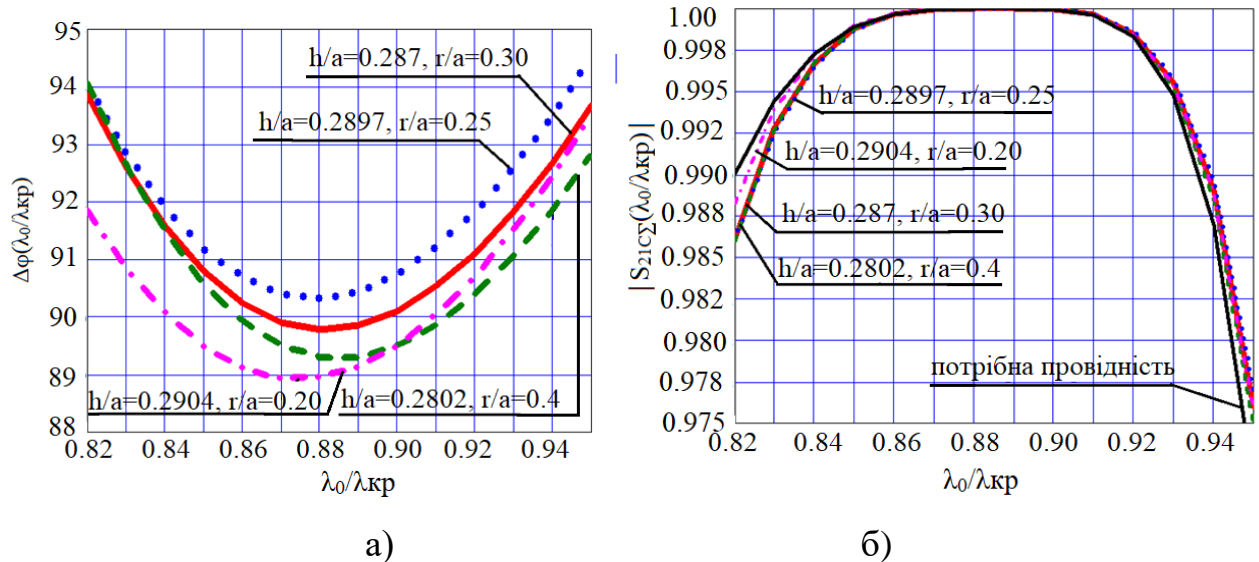


Рисунок 4.30 – Залежності вносимого фазового зсуву $\Delta\varphi(\lambda_0/\lambda_{кр})$ (а) та модуля коефіцієнта передачі $|S_{21\Sigma}(\lambda_0/\lambda_{кр})|$ (б) для різних параметрів h/a та r/a

На рис. 4.30 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 поляризаційний пристрій з максимально плоскою ФЧХ. Крім того, видно, що ДФЗ $90^\circ \pm 1.0^\circ$ ($h/a=0.2904, r/a=0.20$) забезпечується у робочій смузі частот 10.8%.

Запишемо одержані результати у таблицю 4.22. Представлені дані забезпечують $\Delta\varphi=90^\circ$ із $КСХН \leq 1.22$ ($|S_{21\Sigma}| \geq 0.995$) при втратах енергії на відбиття менше 1% для поляризатора на основі трьох ємнісних штирів у квадратному хвилеводі.

Із таблиці 4.22 випливає, що можна синтезувати поляризатор із максимально плоскою ФЧХ для $\Delta\varphi=90^\circ \pm 2.1^\circ$ у робочій смузі частот 11.0% та із значенням $КСХН \leq 1.22$ ($|S_{21\Sigma}| \geq 0.995$).

Таблиця 4.22 – Електричні характеристики поляризатора на основі трьох ємнісних штирів для їх потрібної та реальної провідностей при $|S_{21\Sigma}| \geq 0.995$

| Провідність | Параметри | $\Delta\varphi$ | $(\lambda_0/\lambda_{кр})_{\min}$ | $(\lambda_0/\lambda_{кр})_{\max}$ | Смуга |
|-------------|-----------------------------|--------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|-------|
| Потрібна | | 90° | 0.832 | 0.929 | 11% |
| Реальна | $h/a=0.287,$ $r/a=0.30$ | $90^\circ \pm 1.9^\circ$ | 0.836 | 0.931 | 10.7% |
| | $h/a=0.2897,$ $r/a=0.25$ | $90^\circ \pm 2.6^\circ$ | 0.836 | 0.931 | 10.7% |
| | $h/a=0.2802,$ $r/a=0.4$ | $90^\circ \pm 2.0^\circ$ | 0.835 | 0.930 | 10.8% |
| | $h/a=0.2904,$ $r/a=0.20$ | $90^\circ \pm 2.1^\circ$ | 0.833 | 0.930 | 11% |

4.2.5 Перевірка отриманих результатів для поляризатора на основі трьох штирів у круглому хвилеводі

Внутрішня конструкція поляризатора на основі трьох штирів у круглому хвилеводі наведена на рис. 4.31 [24]. Поляризатор складається із круглого хвилеводу з діаметром $D=2R$, де R – радіус круглого хвилеводу. Всередині хвилеводу розміщені три круглих штиря з однаковим діаметром d на відстані l один від одного. Середній штир має найбільшу висоту h_2 , а два крайніх мають однакові висоти h_1 .

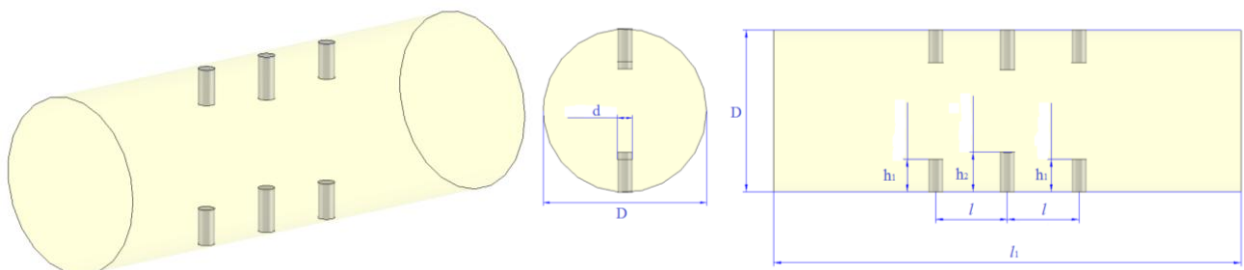


Рисунок 4.31 – Внутрішня конструкція поляризатора на основі трьох штирів у круглому хвилеводі

Для спрощення конструктивного синтезу такого поляризатора замінимо круглий хвилевід його еквівалентним прямокутним. Щоб розрахувати його еквівалентні параметри визначимо, критичні частоти прямокутного та круглого хвилеводу [102]

$$f_{\text{кр.пр}}^{\text{mn}}(a,b) = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, \quad f_{\text{кр.кр}}^{\text{nm}}(r) = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}} \frac{A_{nm}}{R}, \quad (4.55)$$

де c – швидкість світла, a – величина великої стінки прямокутного хвилеводу, b – величина малої стінки прямокутного хвилеводу, R – радіус круглого хвилеводу, A_{nm} – функція Бесселя.

Запишемо значення критичних частот у випадку дії основного типу хвилі у квадратному хвилеводі H_{01} та у круглому хвилеводі H_{11} [102]

$$f_{\text{кр.пр}}^{01}(a) = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}} \frac{\pi}{a}, \quad f_{\text{кр.кр}}^{11}(r) = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}} \frac{A_{11}}{R}. \quad (4.56)$$

Прирівнюючи ці частоти, визначимо зв'язок між розміром стінки еквівалентного квадратного хвилеводу та розміром круглого хвилеводу

$$f_{\text{кр.пр}}^{01}(a) = f_{\text{кр.кр}}^{11}(r); \quad a = R \frac{\pi}{A_{11}} = R \frac{3.14}{1.841} = 1.707 R.$$

Далі здійснено конструктивний синтез поляризатора на основі трьох штирів у квадратному хвилеводі за розробленим вище аналітичним методом [24].

Геометричні розміри синтезованого поляризатора з максимальною плоскою ФЧХ на основі трьох штирів у круглому хвилеводі для діапазону частот 8.8-9.6 ГГц наведено в таблиці 4.23. За отриманими розмірами було сконструйовано та виготовлено експериментальний зразок поляризатора (фото на рис. 4.32)

Таблиця 4.23 – Розміри оптимізованого поляризатора на основі круглого хвилеводу

| Діаметр круглого хвилеводу | Відстань між штирями | Висота крайніх штирів | Висота середніх штирів | Діаметр одного штиря |
|----------------------------|----------------------|-----------------------|------------------------|----------------------|
| 22.0 мм | 9,63 мм | 4,20 мм | 5,41 мм | 2,33 мм |

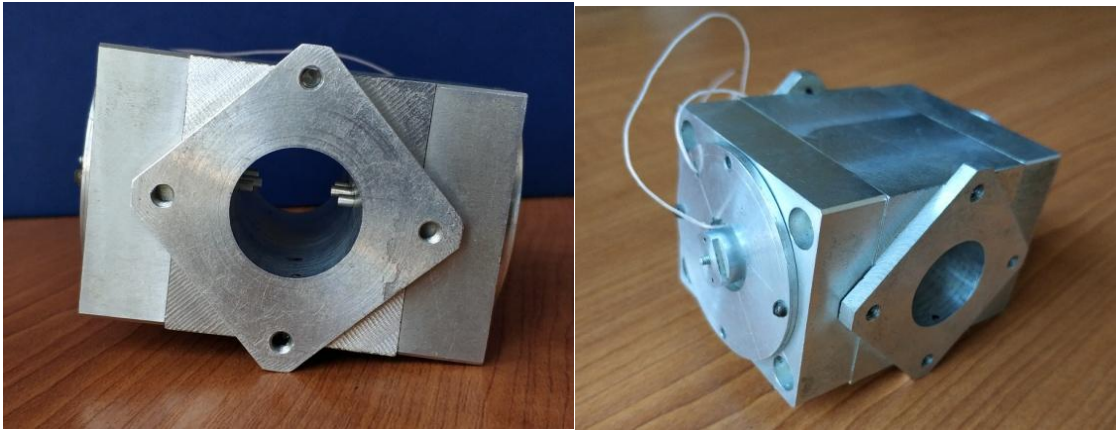
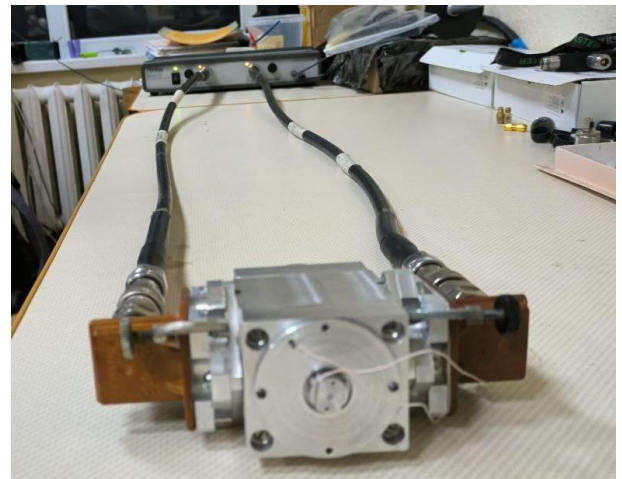
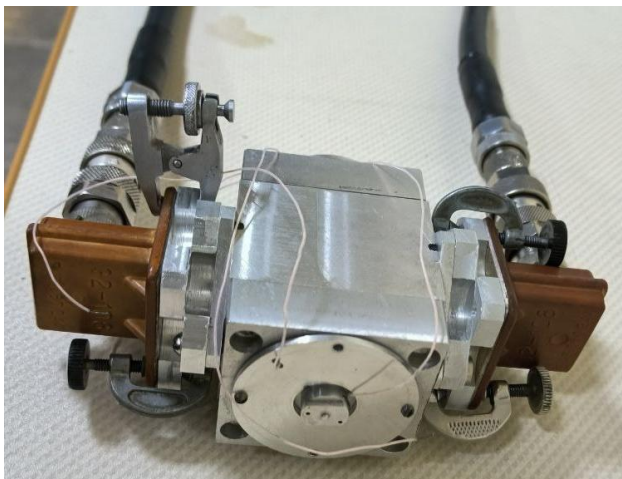


Рисунок 4.32 – Поляризатор на основі трьох штирів у круглому хвилеводі

Вимірювання характеристик розробленого поляризатора проведено на експериментальній установці, показаній на рис. 4.33.

На рис. 4.34 представлено залежності ДФЗ $\Delta\varphi(f)$ та модуля $|S_{21\Sigma}(f)|$ синтезованого поляризатора на основі трьох штирів у круглому хвилеводі, отримані запропонованим аналітичним методом, електродинамічним методом (CST Microwave Studio) та експериментально за допомогою двопортового векторного аналізатора кіл Anritsu MA46122A [24].



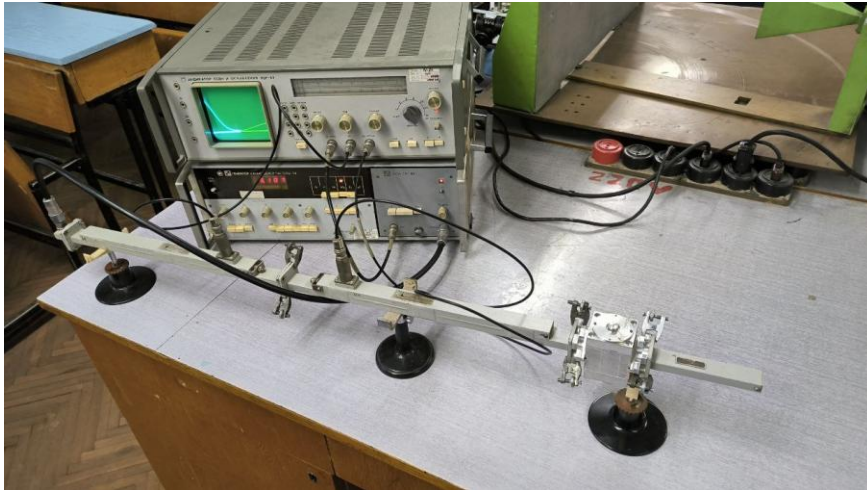


Рисунок 4.33 – Експериментальні установки для вимірювань

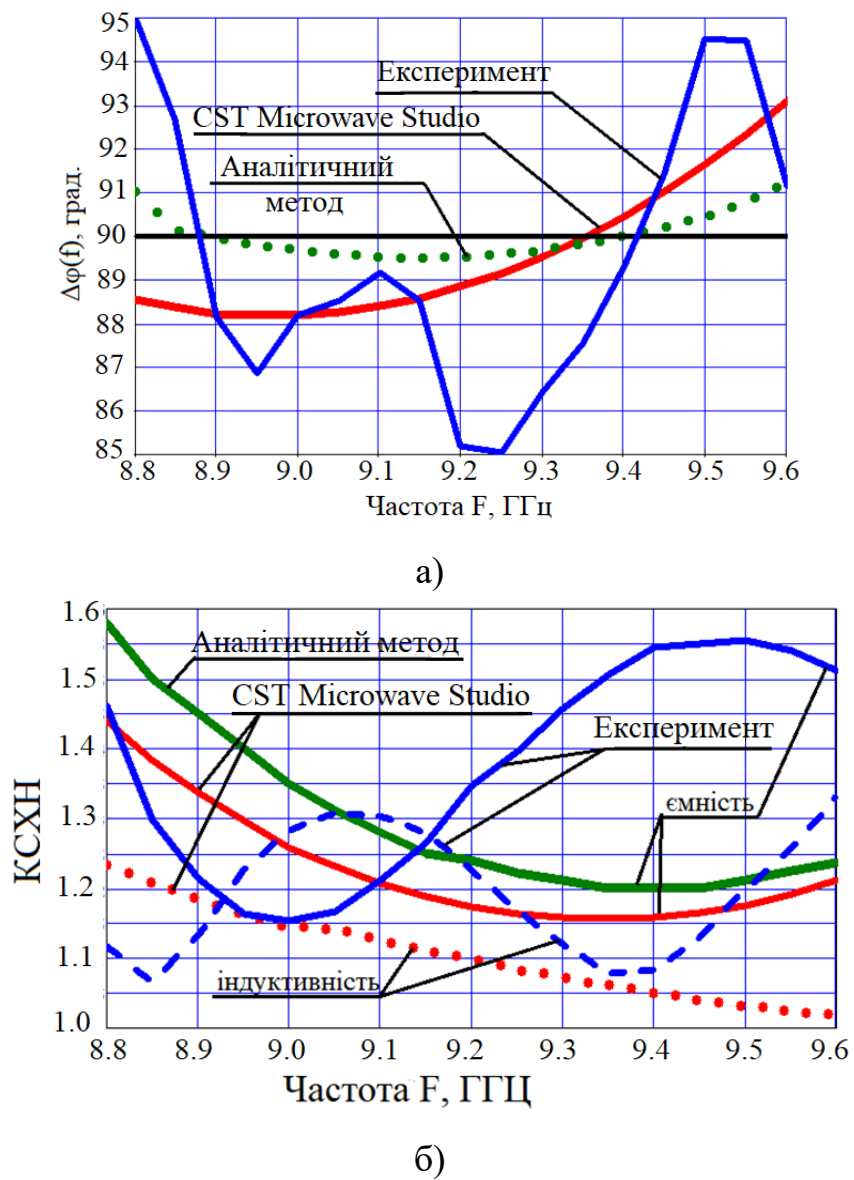


Рисунок 4.34 – Частотні залежності $\Delta\varphi(f)$ та $|S_{21\Sigma}(f)|$ поляризатора із трьома штирями

У таблиці 4.24 представлено електричні характеристики поляризатора, отримані аналітичним методом синтезу хвильоводних поляризаторів із максимально плоскою ФЧХ, методом скінчених елементів у частотній області та в експерименті.

Таблиця 4.24 – Порівняння електричних характеристик поляризатора для діапазону частот 8,8-9,6 ГГц.

| Метод | ДФЗ | Максимальний КСХН |
|---------------------------|--------------------------|-------------------|
| 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 4.24 можна зробити висновок, що результати, отримані запропонованим методом аналітичного синтезу задовільно узгоджуються з результатами, отриманими методом скінчених елементів та в експерименті.

4.3 Висновки

1. Вперше запропоновано та розроблено аналітичний метод конструктивного синтезу компактних поляризаторів із максимально плоскою ФЧХ на основі квадратного хвильоводу з двома та трьома реактивними елементами, який дає можливість визначити конструктивні розміри таких поляризаторів.

Метод включає:

- 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.

2. Показано, що можна синтезувати поляризатор на основі двох ємнісних штирів у квадратному хвилеводі з максимально плоскою фазочастотною характеристикою у смузі частот 4% зі значенням КСХН ≤ 1.22 (відбивається менше 1% енергії) та ДФЗ $\Delta\varphi=90^\circ\pm 1^\circ$, а також квадратному хвилеводі у смузі частот 10.9% із значенням КСХН ≤ 1.22 та ДФЗ $\Delta\varphi=90^\circ\pm 1^\circ$.

3. Встановлено максимально допустимі смуги робочих частот для поляризатора на двох реактивних елементах при КСХН ≤ 1.22 (КСХН ≤ 1.91) та $b=\text{const}$: 5.5% (17.8%) (ємнісні провідності), 1% (6%) (індуктивні провідності); при КСХН ≤ 1.22 та $b=b_{\text{потр}}$: 12% (30%) (ємнісні провідності); для реальних провідностей 4% (13%) (ємнісні штирі), 11% (18%) (діафрагми). Встановлено максимально досяжні смуги робочих частот для поляризатора на трьох реактивних елементах при КСХН ≤ 1.22 (КСХН ≤ 1.91) та $b=b_{\text{потр}}$: 25% (39%) (ємнісні провідності); для реальних провідностей 11% (ємнісні штирі), 8.2% (23.4%) (діафрагми).

4. Встановлено, що у випадку побудови поляризатора на основі двох металевих штирів у квадратному хвилеводі можна отримати максимально

плоску частотну характеристику ДФЗ і сумістити на середній частоті робочого діапазону частот екстремальне значення ДФЗ 90° та рівність коефіцієнта передачі 1 (тобто відсутність відбиттів). У випадку побудови поляризатора на основі двох діафрагм теж можна отримати пристрій з максимально плоскою ФЧХ. Але одночасно сумістити фазовий зсув 90° та відсутність відбиттів енергії для двох поляризацій не можливо, оскільки діафрагма має різні частотні залежності для ємнісної та індуктивної провідностей, які відповідають двом лінійним ортогональним поляризаціям електромагнітної хвилі у квадратному хвилеводі.

5. Показано, що можна синтезувати поляризатор на основі трьох ємнісних штирів у квадратному хвилеводі з максимально плоскою ФЧХ у смузі частот 10.6% при значенні $K_{СХН} \leq 1.22$ (відбивається менше 1% енергії) та диференціальному фазовому зсуву $\Delta\varphi = 90^\circ \pm 1^\circ$. Показано також, що можна синтезувати поляризатор на основі трьох діафрагм у квадратному хвилеводі у смузі частот 5.6% при тих же значеннях $K_{СХН}$ та ДФЗ.

6. Запропонований метод аналітичного конструктивного синтезу компактних поляризаторів на основі двох та трьох реактивних елементів у квадратному хвилеводі може бути рекомендований для практичного застосування, зокрема, для наближеного синтезу компактних вузькосмугових поляризаторів із максимально плоскою частотною характеристикою ДФЗ на основі двох та трьох штирів або двох та трьох діафрагм у квадратному хвилеводі, а також для отримання початкових значень провідностей фазозсувних елементів та відстаней між ними при пошуках глобального екстремуму в процесі оптимізації характеристик поляризаторів на електродинамічному рівні з урахуванням вищих типів хвиль та взаємодії між фазозсувними елементами на вищих типах хвиль.

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 характеристики: ДФЗ становить $90^\circ \pm 2,5^\circ$, $KСХН \leq 1,27$, а $KПР \geq 33.5$ 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 відхилення 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 $K_{СХН} \leq 1.22$ (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 $K_{СХН} \leq 1.22$, 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 фазочастотною характеристикою у смузі частот 10% при значенні $K_{СХН} \leq 1,22$ (відбивається менше 1% енергії) та диференціальному фазовому зсуву $\Delta\varphi = 90^\circ \pm 1^\circ$, та робочу смугу частот до 18% при допустимому відбитті до 10% енергії і диференціальному фазовому зсуві $\Delta\varphi = 90^\circ \pm 2^\circ$.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

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.
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.
3. A. V. Bulashenko, S. I. Piltyay, “Equivalent microwave circuit technique for waveguide iris polarizers development,” *Вісник Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут» Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування*, vol. 83, pp. 17–28, 2020, doi: 10.20535/RADAP.2020.83.17-28.
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.
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.
6. A.V. Bulashenko, S. I. Piltyay, I.I. Dikhtyaruk, 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.
7. A.V. Bulashenko, S.I. Piltyay, O. Bykovskyi, O.V. Bulashenko, “Synthesis of waveguide diaphragm polarizers using wave matrix approach,” in *IEEE 3rd*

- Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering*, 2021, pp. 111-116, doi: 10.1109/UKRCON53503.2021.9575322.
8. 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.
 9. 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.
 10. А. В. Булашенко, С. И. Пильтяй, Е. И. Калиниченко, И. В. Забегалов, “Волноводный поляризатор для радиолокационных и спутниковых систем,” *Вісник Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут» Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування*, вип. 86, С. 5–13, 2021, doi: 10.20535/RADAP.2021.86.5-13.
 11. А. В. Булашенко, С. И. Пильтяй, Е. И. Калиниченко, И. В. Забегалов, “Волноводный поляризатор для радиолокационных и спутниковых систем,” *Вісник Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут» Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування*, вип. 86, С. 5–13, 2021, doi: 10.20535/RADAP.2021.86.5-13.
 12. 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.
 13. 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*, 2020, pp. 342-348, doi: 10.1109/ATIT50783.2020.9349357.
 14. 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/kpispn.2021.1.231202.
15. 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.
16. 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.
17. 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.
18. 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*, 2022, doi: 10.1109/UkrMW58013.2022.10037150.
19. 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.
20. A.V. Bulashenko, S.I. Piltyay, I.V. Demchenko, “Analytical technique for iris polarizers development,” in *IEEE International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T)*, 2020, pp. 593–598, doi: 10.1109/PICST51311.2020.9467981.
21. 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
22. 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.
23. 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).
24. 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. Радіоелектроніка*, vol. 66, no. 4, pp. 187–204, 2023, doi: 10.20535/S0021347022110036.
25. 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>.
26. А. Булашенко, “Багатопробленеві 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.
27. 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.
28. S.-M. Hwang, J.-M. Kim, K.-H. Lee “Study on design parameters of waveguide polarizer for satellite communication,” in *IEEE Asia-Pacific Conference on Antenna and Propagation*, 2012, doi: 10.1109/APCAP.2012.6333202.

29. D.-Y. Yang, M.-S. Lee “Analysis and design of waveguide iris polarizer for rotation of polarization plane,” *The Journal of Korean Academia-Industrial cooperation Society*, vol. 13, no. 7, pp. 3201–3206, 2012, doi: 10.5762/KAIS.2012.13.7.3201.
30. A. Chittora, S.V. Yadav, “A compact circular waveguide polarizer with higher order mode excitation,” in *IEEE International Conference on Electronics, Computing and Communication Technologies*, 2020, doi: 10.1109/CONECCT50063.2020.9198499.
31. J.A. Ruiz-Cruz, M.M. Fahmi, M. Daneshmand, R.R. Mansour, “Compact reconfigurable waveguide circular polarizer,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2011, pp. 1-4, doi: 10.1109/MWSYM.2011.5972872.
32. G. Pisano, S. Melhuish, G. Savini, L. Piccirillo, B. Maffei, “A broadband W-band polarization rotator with very low cross polarization,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, no. 3, pp. 127-129, 2011, doi: 10.1109/LMWC.2011.2104942.
33. M.-A. Joyal, J.-J. Laurin, “Design of thick circular polarizers,” in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, 2011, pp. 2653-2656, doi: 10.1109/APS.2011.5997070.
34. L. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, J.I. Martinez-Lopez, A. Martynyuk, “A multilayer circular polarizer based on bisected split-ring frequency selective surfaces,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 153-156, 2014, doi: 10.1109/LAWP.2014.2298393.
35. X. Yu, S. Ye, W. Cao, S. Li, Y. Jiang, W. Wei, W. Li, X. Niu, “An improved type of Ten mode circular polarizer,” in *2016 11th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE)*, 2016, pp. 828-829, doi: 10.1109/ISAPE.2016.7834085.
36. G. Mishra, S.K. Sharma, J.S. Chie, “A circular polarized feed horn with inbuilt polarizer for offset reflector antenna for W-band CubeSat applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no.3, pp. 1904-1909, 2018, doi: . 10.1109/TAP.2018.2886704.

37. N. Zhang, Y.-L. Wang, J.-Z. Chen, B. Wu, G. Li, "Design of K/Ka-band diplex circular polarizer with high isolation," in *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, 2018, doi: 10.1109/ICMMT.2018.8563363.
38. I. Agnihorti, S.K. Sharma, "Design of a compact 3-D metal printed Ka-band waveguide polarizer," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 12, pp. 2726-2730, 2019, doi: 10.1109/LAWP.2019.2950312.
39. A.A. Kirilenko, S.O. Steshenko, V.N. Derkach, Y.M. Ostryzhnyi, "A tunable compact polarizer in a circular waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 2, pp. 592-596, 2019, doi: 10.1109/TMTT.2018.2881089.
40. L.A. Rud, K.S. Shpachenko, "Polarizers on sections of square waveguide with inner corner ridges," In *VIII International Conference on Antenna Theory and Techniques*, 2011, pp. 338–340, doi: 10.1109/ICATT.2011.6170775.
41. M.D. Blech, S. Koch, S. Saito, "Rectangular waveguide based polarizers for mm-wave antenna measurements," in *6th European Conference on Antennas and Propagation*, 2012, pp. 3487–3490, doi: 10.1109/EuCAP.2012.6205863.
42. C.A. Leal-Sevillano, K.B. Cooper, J.A. Ruiz-Cruz, J.R. Montejo-Garai, J.M. Rebollar, "A 225 GHz circular polarization waveguide duplexer based on a septum orthomode transducer polarizer," *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 3, no. 5, pp. 574-583, 2013, doi: 10.1109/TTHZ.2013.2264317.
43. S. Strunck, A. Gaebler, O.H. Karabey, J. Matthias, R. Jakoby, "Electrically reconfigurable waveguide polarizer using liquid crystal technology for Ka-band applications," in *44th European Microwave Conference*, 2014, pp. 508-511, doi: 10.1109/EuMC.2014.6986482.
44. A. Kosogor, Y. Tikhov, "Rectangular- versus sine-corrugated waveguide polarizer for Ka-band Gyro-TWT," in *International Vacuum Electronics Conference*, 2019, doi: 10.1109/IVEC.2019.8745028.
45. D.H. Xia, C.H. Liu, Z.J. Wang, "Rectangular grooved polarizer with round edges for the high power millimeter wave system," in *International Conference on*

- Electromagnetic in Advanced Applications*, 2019, pp. 884, doi: 10.1109/ICEAA.2019.8879187.
46. N. Luo, G. Mishra, S.K. Sharma, X. Yu, “Experimental verification of 3D metal printed dual circular-polarized horn antenna at V-band,” in *Antenna Measurement Techniques Association Symposium*, 2019, doi: 10.23919/AMTAP.2019.8906474.
47. D. Haas, A. Marek, M. Thumm, J. Jelonnek, M. Jirousek, M. Peichl, “Broadband polarizer miter bend for high-power radar applications,” In *German Microwave Conference*, 2020, <https://ieeexplore.ieee.org/document/9080200>.
48. F.F. Dubrovka, S.I. Piltyay, “A novel wideband coaxial polarizer,” in *IX International Conference on Antenna Theory and Techniques*, Ukraine, 2013, pp. 473–474, doi: 10.1109/ICATT.2013.6650816.
49. A.A. Kirilenko, D.Yu. Kulik, S.A. Pricolotin, L.A. Rud, S.A. Steshenko, “Stepped approximation technique for designing coaxial waveguide polarizers,” in *IX International Conference on Antenna Theory and Techniques*, 2013, pp. 470–472, doi: 10.1109/ICATT.2013.6650815.
50. N.G. Kolmakova, A.A. Kirilenko, S.L. Prosvirnin, “Planar chiral irises in a square waveguide and optical activity manifestations,” *Radio Physics and Radio Astronomy*, vol. 2, no. 3, pp. 255-264, 2011, doi: 10.1615/RadioPhysicsRadioAstronomy.v2.i3.70.
51. J. Roelvink, A.G. Williamson, “Three transverse cylindrical posts in a rectangular waveguide,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, no. 56, pp. 253-255, 2010, doi: 10.1109/LMWC.2010.2045578.
52. M. Casaletti, R. Sauleau, M. Ettore, S. Maci, “Efficient analysis of metallic and dielectric posts in parallel-plate waveguide structures,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 10, pp. 2979-2989, 2012, doi: 10.1109/TMTT.2012.2209449.
53. B. Deutschmann, A.F. Jacob, “Broadband septum polarizer with triangular common port,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no.2, pp. 693-700, 2020, doi: 10.1109/TMTT.2019.2951138.

54. D.Yu. Kulik, L.P. Mospan, A.O. Perov, N.G. Kolmakova, "Compact-size polarization rotator on the basis of irises with rectangular slots," *Telecommunications and Radio Engineering*, vol. 75, no.10, pp. 857-865, 2016, doi: 10.1615/TelecomRadEng.v75.i10.10.
55. N. Kolmakova, A. Perov, V. Derkach, A. Kirilenko, "Polarization plane rotation by arbitrary angle using D4 symmetrical structures," *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no.2, pp. 429-435, 2016, doi: 10.1109/TMTT.2015.2509966.
56. A.A. Kirilenko, S.O. Steshenko, V.N. Derkach, Y.M. Ostrizhnyi, "Comparative analysis of tunable compact rotators," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications Microwaves Antennas and Propagation*, vol. 33, pp. 304-319, 2018, doi:10.1080.09205071.2018.1550443.
57. F.N. Ayoub, E. Ardelean, C.G. Christodoulou, D. Murrell, S. Lane, "A dual-band dual-circularly polarized pyramidal horn antenna," in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, 2019, pp. 895-896, doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2019.8889153.
58. C. Molero, M. Garcia-Vigueras, "Circuit modeling of 3-D cells to design versatile full-metal polarizers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 4, pp. 1357-1369, 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2898828.
59. E. Arnieri, F. Greco, L. Boccia, G. Amendola, "A SIW-based polarization rotator with an application to linear-to-circular dual-band polarizers at K-/Ka-band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 5, pp. 3730-3738, 2020, doi: 10.1109/TAP.2020.2963901.
60. A. Kirilenko, D. Kulik, Y. Parhomenko, L. Rud, V. Tkachenko, "Automatic electromagnetic solvers based on mode-matching, transverse resonance, and S-matrix techniques," in *14th International Conference on Microwaves Radars and Wireless Communications*, 2002, doi: 10.1109/MIKON.2002.1017964.

61. V.I. Abramov, T.-H. Lee, H.-J. Park, “Compact square waveguide iris polarizer for rotation of linear polarization,” in *European Microwave Conference*, 2005, doi: 10.1109/EUMC.2005.1610103.
62. Y. Liu, F. Li, X. Li, H. He, “Design and optimization of wide and dual band waveguide polarizer,” in *Global Symposium on Millimeter Waves*, 2008, doi: 10.1109/GSMM.2008.4534654.
63. S. Hwang, B.-C. Ahn, “New design method for a dual band waveguide iris polarizer,” in *IEEE International symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, 2007, pp. 435–438, doi: 10.1109/MAPE.2007.4393644.
64. S.-M. Hwang, K.-H. Lee, “Design of a full-band polarizer used in WR-22 standard waveguide for satellite communications,” *Journal of Engineering*, vol. 9, pp. 508-513, 2014, doi: 10.1049/JOE.2014.0216.
65. C.A. Leal-Sevillano, J.A. Ruiz-Cruz, J.R. Montejo-Garai, J. M. Rebollar, “Dual-band bi-phase waveguide polarizer for a novel feeder network without orthomode transducer,” in *European Microwave Conference*, 2013, pp. 3265–3269, doi: 10.23919/EuMC.2013.6686725.
66. N. Don, A. Kirilenko, S. Steshenko, “Full-wave analysis of waveguides periodically loaded with irises,” in *International Kharkov Symposium Physics and Engr. of millimeter and Sub-Millimeter Waves*, 2007, doi: 10.1109/MSMW.2007.4294638.
67. S.A. Prikolotin, S.A. Steshenko, D. Yu. Kulik, L.A. Rud, A.A. Kirilenko, “Fast full 3D EM CAD of waveguide units based on the generalized mode matching technique,” in *International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory*, 2012. doi: 10.1109/MMET.2012.6331291.
68. F. Arndt, J. Brandt, V. Catina, J. Ritter, I. Rullhusen, J. Dauelsberg, U. Hilgefort, W. Wessel, “Fast CAD and optimization of waveguide components and aperture antennas by hybrid MM/FE/MoM/FD methods – state-of-art and recent advances,” *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 52, no.1, pp. 292 – 305, 2004, doi: 10.1109/TMTT.2003.820890.

69. A.J. Simmons, "A compact broad-band microwave quarter-wave plate," *Proceedings of the IRE*, vol. 40, no. 9, pp. 1089–1090, 1952, doi: 10.1109/JRPROC.1952.273879.
70. A.J. Simmons, "Phase shift by periodic loading of waveguide and its application to broadband circular polarization," *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 3, no. 6, pp. 18–21, 1955, doi: 10.1109/TMTT.1955.1124986.
71. Ф.Ф. Дубровка, О.М. Куприй, "Синтез фазовращателей СВЧ на основе реактивных элементов в волноводе," *Известия вузов СССР – Радиоэлектроника*, Вып. 25, №. 8, с. 32–36, 1982.
72. Ф.Ф. Дубровка, Я.Е. Роспопа, "Распространение электромагнитных волн в линиях передачи, нагруженных тремя неоднородностями," *Вест. Киев. политехн. ин-та. Радиотехника*, вып. 22, с. 13–17, 1985.
73. F. Arndt, W. Tuchkone, T. Wriedt, "Design of a wideband compact square waveguide polarizer," *Electronics Letters*, vol. 21, no.12, pp. 517-518, 1985, doi: 10.1049/el:19850365.
74. R. Gruner, "Design procedure for a distributed reactance waveguide polarizer," In *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1985, doi: 10.1109/APS.1985.1149405.
75. U. Tucholke, F. Arndt, T. Wriedt, "Field Theory design of square waveguide iris polarizers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 34, no. 1, pp. 156–160, 1986, doi: 10.1109/TMTT.1133293.
76. B.M. Park, P. Ramunujam, F. Boldissar, C. Shin, "Sensitivity analysis of square waveguide iris polarizers," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium and URSI National Radio Science Meeting*, 1994, pp. 1058-1061, doi: 10.1109/APS.1994.407908.
77. F.F. Dubrovka, P. Ya. Stepanenko, "Broadband sections of differential phase shift on a corrugate square waveguide," *Izv. Vyss. Uchebnykh Zaved. Radioelectronika*, vol.39, no. 1, pp. 3 – 10, 1996.
78. G. Virone, R. Tascone, M. Baralis, O.A. Peverini, A. Olivieri, R. Orta "A novel design tool for waveguide polarizers," *IEEE Transactions on Microwave Theory*

- and Techniques*, vol. 53, no. 3. pp. 888–894, 2005, doi: 10.1109/TMTT.2004.842491.
79. G. Virone, R. Tascone, O.A. Peverinin, R. Orta, “Optimum iris set concept for waveguide polarizers,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 3, pp. 202–204, 2007, doi: 10.1109/LMWC.2006.890474.
80. G. Virone, R. Tascone, O.A. Peverinin, G. Addamo, R. Orta, “Combined phase shift waveguide polarizer,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 8, pp. 509–511, 2008, doi: 10.1109/LMWC.2008.2001005.
81. D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. New Jersey: Wiley Press, 2012, 732 p.
82. J. Helszajn, *Microwave Polarizers, Power Dividers, Phase Shifters, Circulators, and Switches*, Wiley, 2018, doi: 10.1002/9781119490104.
83. S.A. Maas, *Practical microwave circuits*. Artech House: Norwood, 2014, 352p.
84. N.K. Kinayman, M.I. Aksum, *Modern microwave circuits*. Artech House: Norwood, 2005, 624p.
85. S. Gao, Q. Luo, F. Zhu, *Circularly polarized antennas*, United Kingdom: John Wiley and Sons, 2014, 322p.
86. W.L. Stutzman, *Polarization in electromagnetic systems*. Norwood: Artech House 2018. – 352p.
87. Y. Gan, Z. Wu, L. Chen, M. Wang, Y. Pu, Y. Luo, “A K-band waveguide with integrated reconfigurable circular polarizer,” in *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium*, 2023, doi: 10.1109/IVEC56627.2023.10157145.
88. Q. Zhao, M. Ma, Y. Liang, R. Lu, J. Ling, “Circular waveguide polarizer for gyrotron traveling wave tube,” in *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium*, 2023, doi: 10.1109/IVEC56627.2023.10157585.
89. R. E. Collin, *Foundations for microwave engineering*. New Jersey: John Wiley and Sons, 2001, 945p.
90. R. E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*. New York: IEEE Press, 1991, 852 p.
91. N. Marcuvitz, *Waveguide handbook*. USA: Short Run Press Ltd., 1986, 446p.
92. L. Levin, *Theory of waveguides: techniques for the solution of waveguide problems*. London: Newnes-Butterworth, 1975.

93. R. Sorrentino, G. Bianchi, *Microwave and RD Engineering*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2010.
94. A. Kushwaha, B.G. Fernandes, “Response surface-assisted trust-region method for optimization of electromagnetic devices,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 57, no. 5, 2021, doi: 10.1109/TMAG.2021.3063124.
95. Y. Kuang, Q.S. Cheng, Z.N. Chen, “Characteristic mode-guided trust-region-based optimization for mode manipulation in dual-band metantenna design,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 71, no. 12, pp. 9717-9727, 2023, doi: 10.1109/TAP.2023.3317982.
96. В.И. Вольман, Ю.В. Пименов, *Техническая электродинамика*. Москва: СВЯЗЬ, 1971, 487с.
97. Т.А. Milligan, *Modern antenna design*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005, 945р.
98. S. Piltyay, A. Bulashenko, V. Shuliak, O. Bulashenko, “Electromagnetic simulation of new tunable guide polarizers with diaphragms and pins,” *Advanced Electromagnetics*, vol. 10, no. 3, pp. 24–30, 2021, doi: 10.7716/aem.v10i3.1737.
99. A. Asim, A. Bulashenko, O. Bulashenko, Y. Lebidko, A. Shkinder, S. Piltyay, “Analytical techniques for solving of electromagnetics problems,” in *IEEE 8th International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology*, Kharkiv, Ukraine, 2022, pp. 339–344, doi: 10.1109/PICST57299.2022.10238566.
100. М. Абрамовица, И.Стиган, *Справочник по специальным функциям с формулами, графика и математическими таблицами*. Перевод с английского под редакцией В.А. Диткина, Л.Н. Кармазиной, Москва: Наука, 1979, 832с.
101. V. Shuliak, S. Piltyay, A. Bulashenko, I. Zabegalov, O. Bulashenko, “Modern microwave polarizers and their electromagnetic characteristics,” in *2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering*, Lviv, Ukraine, 2021, doi: 10.1109/UKRCON53503.2021.9575879.

102. D.K. Cheng, *Fundamentals of engineering electromagnetics*. Longon: Pearson, 2019, 512p.

Додаток. Список публікацій за темою дисертації

Список публікацій за темою дисертації

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.
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.
3. A. V. Bulashenko, S. I. Piltyay, “Equivalent microwave circuit technique for waveguide iris polarizers development,” *Вісник Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут» Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування*, vol. 83, pp. 17–28, 2020, doi: 10.20535/RADAP.2020.83.17-28.
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.
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.
6. A.V. Bulashenko, S. I. Piltyay, I.I. Dikhtyaruk, 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.
7. A.V. Bulashenko, S.I. Piltyay, O. Bykovskiy, O.V. Bulashenko, “Synthesis of waveguide diaphragm polarizers using wave matrix approach,” in *IEEE 3rd*

- Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering*, 2021, pp. 111-116, doi: 10.1109/UKRCON53503.2021.9575322.
8. 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.
 9. 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.
 10. А. В. Булашенко, С. И. Пильтяй, Е. И. Калиниченко, И. В. Забегалов, “Волноводный поляризатор для радиолокационных и спутниковых систем,” *Вісник Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут» Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування*, вип. 86, С. 5–13, 2021, doi: 10.20535/RADAP.2021.86.5-13.
 11. А.В. Булашенко, С.І. 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.
 12. 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.
 13. 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*, 2020, pp. 342-348, doi: 10.1109/ATIT50783.2020.9349357.
 14. 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.

15. 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.
16. 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.
17. 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.
18. 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*, 2022, doi: 10.1109/UkrMW58013.2022.10037150.
19. 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.
20. A.V. Bulashenko, S.I. Piltyay, I.V. Demchenko, “Analytical technique for iris polarizers development,” in *IEEE International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T)*, 2020, pp. 593–598, doi: 10.1109/PICST51311.2020.9467981.
21. 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

22. 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
23. 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.
24. 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. Радіоелектроніка*, вип. 66, № 4, с. 187–204, 2023, 10.20535/S0021347022110036.
25. 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>.
26. А. Булашенко, “Багатопробленеві 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.
27. 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